

TESE DE DOUTORADO Nº 230

**DISTRIBUIÇÃO LOCAL DE ENERGIA EM CORRENTE CONTÍNUA: ESTUDO,
DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM PROTÓTIPO DE
NANORREDE C.C. DEDICADO AOS SETORES RESIDENCIAL E COMERCIAL**

Thiago Ribeiro de Oliveira

DATA DA DEFESA: 04/04/2016

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**DISTRIBUIÇÃO LOCAL DE ENERGIA EM CORRENTE
CONTÍNUA: ESTUDO, DESENVOLVIMENTO E
IMPLEMENTAÇÃO DE UM PROTÓTIPO DE NANORREDE C.C.
DEDICADO AOS SETORES RESIDENCIAL E COMERCIAL**

Thiago Ribeiro de Oliveira

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Pedro Francisco Donoso Garcia

Belo Horizonte - MG

Abril de 2016

O48d

Oliveira, Thiago Ribeiro de.

Distribuição local de energia em corrente contínua [manuscrito]: estudo, desenvolvimento e implementação de um protótipo de nanorrede c.c. dedicado aos setores residencial e comercial / Thiago Ribeiro de Oliveira. - 2016.
xxiv, 336 f., enc.: il.

Orientador: Pedro Francisco Donoso Garcia.

Tese (doutorado) Universidade Federal de Minas Gerais,
Escola de Engenharia.

Anexos e apêndices: f. 245-336.

Bibliografia: f. 229-244.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Energia elétrica - Distribuição - Corrente contínua - Teses. 3. Sistemas de energia elétrica - Estabilidade - Teses. 4. Energia - Armazenamento - Teses. I. Garcia, Pedro Francisco Donoso. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia.
III. Título.

CDU: 621.3(043)

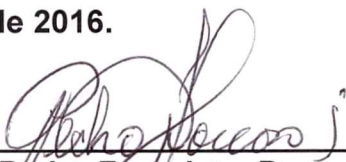
"Distribuição Local de Energia em Corrente Contínua: Estudo, Desenvolvimento e Implementação de um Protótipo de Nanorrede c.c. Dedicado aos Setores Residencial e Comercial"

Thiago Ribeiro de Oliveira

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

Aprovada em 04 de abril de 2016.

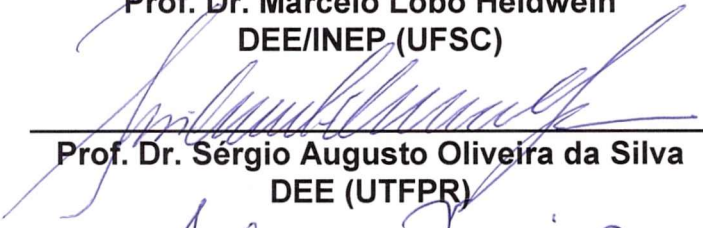
Por:



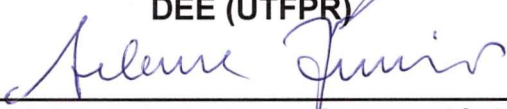
Prof. Dr. Pedro Francisco Donoso Garcia
DELT (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein
DEE/INEP (UFSC)



Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva
DEE (UTFPR)



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



Prof. Dr. Porfírio Cabaleiro Cortizo
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Moraes
DELT (UFMG)

"I am, and ever will be, a white-socks, pocket-protector, nerdy engineer - born under the second law of thermodynamics, steeped in the steam tables, in love with free-body diagrams, transformed by Laplace, and propelled by compressible flow. As an engineer, I take a substantial amount of pride in the accomplishments of my profession...Science is about what is. Engineering is about what CAN be."

Neil Armstrong.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente à minha querida esposa Thaís por tudo que ela representa, pelo apoio, amor e cumplicidade nesses 11 anos de convivência. Pela compreensão e paciência quando a tese me tirava o humor, o tempo, o sono e a sanidade, sem você nada faria sentido.

Agradeço aos meus pais, Edgart e Consuelo, pela vida, pelo apoio incondicional, pelo exemplo de integridade, pela amizade e por me ajudarem a construir o meu caminho. Como diria Newton, vemos mais longe quando nos apoiamos nos ombros de gigantes. Agradeço a meu pai também pela ajuda na montagem dos conversores, definitivamente sem a sua ajuda nada disso aqui seria possível.

Agradeço aos professores do GEP, meus grandes mestres, Pedro, Porfírio, Lenin, Paulo, Severo e Seleme pelos ensinamentos, pelo auxílio ao longo de toda a minha formação acadêmica e pela amizade. Agradeço também a todos os meus colegas do laboratório, Welbert, Waner, Cláudio, Aécio, Wendel, Ana, Rafael, Renato e muitos outros que por lá passaram, pela amizade, trocas de ideias e ajuda na conclusão deste trabalho. Agradeço em especial ao meu orientador, mentor e grande amigo Pedro Donoso pela longa parceria, dedicação, confiança, compreensão, amizade, conversas e por acreditar e me fazer acreditar no meu trabalho.

Agradeço aos Caras (e caretos), Pedro, Du e Pri, Rodrigo e Carol, Alexandre e Deia, Guigo e Teca, Fred (sempre mais que um irmão) e Diana, Rogério e Lucão pela amizade, botecos, histórias infinitas e até pelas infrutíferas discussões de whatsapp. Agradeço aos meus primos Nathália, Felipe e Alice (já tá na família, se vira aí Felipe!) pela longa amizade e pela enorme importância que têm e sempre terão na minha vida.

Agradeço aos meus colegas do IFMG e do CEFET, em especial ao Rubens, pelo apoio, amizade e compreensão pela minha constante falta de tempo.

E por fim, agradeço ao Glorioso Clube Atlético Mineiro, porque aqui é Galo!

Resumo

Em um cenário energético marcado por uma crescente demanda de energia, esgotamento de recursos naturais e pela necessidade de se aumentar a conservação de energia do setor elétrico, com maior penetração de fontes renováveis, surge uma tendência mundial de reestruturação do sistema elétrico em direção à implementação de redes inteligentes, ou *Smart Grids*, geração distribuída e microrredes. Neste contexto, uma linha de trabalho promissora, voltada ao desenvolvimento de microrredes associadas a edifícios comerciais e residenciais, ou nanorredes, busca adotar a distribuição em corrente contínua como padrão de distribuição de energia em edifícios e com isso possibilitar uma melhora na eficiência energética da instalação, na integração com fontes de geração distribuída e com unidades de armazenamento.

O presente trabalho de tese se insere nesta linha, descrevendo o projeto e desenvolvimento de um protótipo de nanorrede c.c. para os setores comercial e residencial. O trabalho elabora critérios construtivos e de proteção deste novo tipo de instalação, discute a arquitetura do sistema de gerenciamento de energia, topologia e controle dos conversores estáticos associados a esta nanorrede e a sua análise de estabilidade. O trabalho descreve também uma técnica inédita de gerenciamento do sistema de armazenamento local de energia da nanorrede, a qual promove a equalização do estado de carga entre unidades de armazenamento e o monitoramento do processo de carga e descarga do banco de baterias de cada unidade de forma simultânea. Resultados experimentais são apresentados a partir de um protótipo de 2kW implementado em laboratório.

Palavras chave: *Nanorredes, Microrredes, distribuição em c.c., estabilidade de sistemas c.c., geração distribuída, armazenamento de energia.*

Abstract

In a scenario dominated by an increasing electricity demand, energy resources depletion and by the need for enhancing the energy conservation of the electrical grid and penetration of renewable resources into the energy matrix, the modernization of the electrical system infrastructure toward a more optimized, reliable and renewable standard, i.e., toward a Smart Grid with distributed microgrids, is shown to be an ongoing trend. In this context, a promising line of work, dedicated to the development of microgrids associated with commercial and residential buildings, also termed as nanogrids, seeks to enable the deployment of dc power distribution in buildings as a mean to promote higher energy efficiency, better integration with distributed renewable energy resources and storage devices.

This thesis addresses the design and development of a dc nanogrid prototype for commercial and residential buildings applications. Design, dimensioning and protection criteria for this new electrical installation will be presented in this work, as well as a description of the nanogrid power management architecture, power converter topologies, control diagrams and stability analysis. A novel method for energy storage system management in dc nanogrids is also introduced, which provides simultaneously state-of-charge balancing among distributed energy storage units and monitoring of each battery bank charge/discharge process. The nanogrid behavior is investigated both through simulations and experimental results obtained in a 2kW prototype implemented in the laboratory.

Keywords: *Nanogrids, microgrids, DC power distribution, DC systems stability, Distributed Generation, Energy Storage*

Sumário

Resumo	iii
Abstract	iv
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xix
1 Introdução	1
1.1 Contextualização e motivação	1
1.1.1 Microrredes	5
1.1.1.1 Nanorredes - Setores comercial e residencial	6
1.2 Nanorredes c.c. - Estado da arte	8
1.2.1 Propostas de normatização existentes	10
1.2.2 Propostas de Arquitetura existentes na literatura	11
1.2.2.1 Níveis de tensão do barramento c.c.	12
1.2.2.2 Esquemas de distribuição	15
1.2.2.3 Matriz de geração	16
1.2.2.4 Sistema de armazenamento	17
1.3 Arquitetura de Nanorrede proposta	18
1.4 Objetivos do Trabalho de Tese	23
1.5 Contribuições do Trabalho	24
1.6 Organização da Tese	27

2	Estrutura da nanorrede c.c.: Proteção e Segurança	29
2.1	Considerações sobre segurança em instalações elétricas	30
2.2	Aterramento em instalações c.c.	35
2.2.1	Barramento de baixa tensão - LVDC	35
2.2.2	Barramento principal	36
2.2.2.1	Sistemas c.c. isolados	36
2.2.2.2	Sistemas c.c. não-isolados	40
2.3	Proteção de sistemas c.c.	41
2.3.1	Proteção contra faltas	42
2.3.2	Proteção contra choques elétricos	46
2.4	Conclusões do capítulo	48
3	Estrutura da nanorrede c.c.: Gerenciamento de energia	51
3.1	Diagrama geral de controle da nanorrede	54
3.2	Nível primário de controle	56
3.2.1	Influência do cabeamento no nível primário de controle	60
3.2.2	Avaliação de comportamento do nível primário de controle	62
3.3	Nível secundário de controle	68
3.4	CrITÉRIOS de projeto para uma nanorrede c.c.	71
3.5	Conclusões do capítulo	73
4	Interface da nanorrede c.c. com a rede elétrica	75
4.1	CrITÉRIOS para o projeto do conversor	76
4.2	Topologia do conversor de interface	78
4.2.1	Topologia empregada	84
4.2.1.1	Método de modulação do conversor BGIC	87
4.2.1.2	Resultados experimentais no ponto de conexão	88
4.3	Diagrama interno de controle	91
4.3.1	Projeto do diagrama de controle do estágio c.a./c.c.	93
4.3.2	Projeto do diagrama de controle do estágio c.c./c.c.	99

4.3.3	Sistema de sincronização com a rede elétrica	102
4.3.4	Monitoramento do ponto de acoplamento e anti-ilhamento	108
4.3.4.1	Detecção de ilhamento não-intencional	110
4.3.5	Compensação do efeito de afundamentos de tensão de rede sobre o barramento c.c. principal	116
4.4	Conclusões do capítulo	121
5	Análise da tensão de modo comum da nanorrede	123
5.1	Modo comum da rede elétrica c.a.	125
5.2	Modo comum do primeiro estágio de conversão	127
5.3	Modo comum do segundo estágio de conversão	131
5.4	Compensação do modo comum - Alta frequência	135
5.5	Compensação de modo comum - Baixa Frequência	140
5.6	Conclusões do capítulo	142
6	Sistema de Armazenamento de Energia	145
6.1	Considerações sobre o sistema de armazenamento	146
6.1.1	Monitoramento do banco de baterias	148
6.1.2	Conversor de interface	149
6.2	Estrutura do sistema experimental	152
6.2.1	Emulação do banco de baterias	154
6.3	Diagrama de controle do conversor ESC	159
6.3.1	Equalização de estado de carga	162
6.3.1.1	Efeito de diferenças entre as unidades de armazenamento	169
6.4	Resultados de simulação do comportamento do sistema de armazenamento	169
6.4.1	Variação de carga para um sistema com duas unidades idênticas	170
6.4.2	Variação de carga para um sistema com duas unidades não-idênticas	172
6.4.3	Variação de carga para um sistema com três unidades idênticas	173
6.4.4	Processo de carregamento	174
6.5	Resultados experimentais	175

6.5.1	Equalização de estado de carga	178
6.6	Conclusões do Capítulo	180
7	Estudo de estabilidade da Nanorrede	183
7.1	Métodos de análise de estabilidade	184
7.2	Modelagem dos elementos da nanorrede	191
7.2.1	Cargas de potência constante	192
7.2.2	Conversor BGIC	194
7.2.2.1	Comportamento do conversor BGIC em um sistema cascata	198
7.2.2.2	Impedância de saída no modo corrente	200
7.2.3	Conversor ESC	202
7.2.3.1	Comportamento do conversor ESC em um sistema cascata	205
7.2.3.2	Impedância do conversor ESC em modo corrente	207
7.2.4	Conversor RRC	210
7.3	Estudo de casos	211
7.3.1	Caso I - Setor II da curva DBS	211
7.3.2	Caso II - Setor III da curva DBS	213
7.3.3	Caso III - Setor III da curva DBS	213
7.3.4	Caso IV - Setor IV da curva DBS	214
7.3.5	Avaliação do desempenho da nanorrede em cada caso	215
7.3.6	Critério de projeto para conversores baseado no estudo de estabilidade	218
7.4	Conclusões do Capítulo	221
8	Conclusões gerais e Propostas de continuidade	223
8.1	Propostas de continuidade	228
	Referências Bibliográficas	229
	Apêndice	245

A	Descrição da unidade de geração	247
A.1	Arranjo fotovoltaico	248
A.2	Conversor de interface	250
A.3	Técnica de rastreamento de máxima potência	253
B	Efeitos fisiológicos de choques elétricos	259
C	Características normativas para geração distribuída	265
C.1	Formas de conexão com a rede	267
C.2	Critérios operacionais no PCC	268
C.3	Segurança e proteção no PCC	272
C.4	Resposta a condições anormais da rede elétrica	273
	Anexos	279

Lista de Figuras

1.1	Diagrama esquemático de uma microrrede.	6
1.2	Nanorrede c.c. em ambiente residencial.	7
1.3	Estrutura do padrão para espaços ocupados - Emerge Alliance. .	14
1.4	Esquemas de distribuição c.c.	15
1.5	Microrrede híbrida - projeto AIT (Aichi Institute of Technology - Japão)	17
1.6	Arquitetura proposta para uma nanorrede c.c..	19
1.7	Diagrama experimental atual.	21
1.8	Estrutura do módulo de potência e formas de onda de funciona- mento.	23
2.1	Curvas características de sensibilidade a duração x nível de cor- rente.	31
2.2	Impedância de corpo vs. Tensão de toque para 95% da população, condições secas, mão-a-mão.	32
2.3	Esquemas de aterramento tipo TN	33
2.4	Esquemas de aterramento tipo TT	33
2.5	Esquemas de aterramento tipo IT	34
2.6	Esquemas de aterramento para um sistema c.c. com isolamento. .	37
2.7	Esquemas de aterramento para um sistema c.c. não-isolado. . . .	40
2.8	Circuito equivalente do sistema c.c. não-isolado.	41

2.9	Diagrama da nanorrede c.c. com alocação de dispositivos de proteção.	42
2.10	Curvas de disjuntores B e C.	44
2.11	Simulação da corrente de falta fase-terra.	45
2.12	Simulação da corrente de corpo.	47
3.1	Diagrama da arquitetura de controle da nanorrede.	55
3.2	Curvas estáticas DBS para os conversores da nanorrede	58
3.3	Efeito dos cabos na curva estática de um conversor.	60
3.4	Resistências máximas de cabo em função da potência do circuito.	61
3.5	Circuito equivalente da nanorrede na situação (A).	64
3.6	Circuito equivalente da nanorrede na situação (B).	65
3.7	Pontos de equilíbrio nas curvas DBS.	66
3.8	Resultados de simulação para situações (A), (B) e (C).	67
3.9	Resultados experimentais para situações (A), (B) e (C)	67
3.10	Resultados de simulação para atuação do nível secundário.	71
4.1	Topologias de conversor c.a./c.c. bidirecionais em estágio único.	79
4.2	Variação da magnitude da ondulação de tensão com a tensão de barramento e capacitância C_B	82
4.3	Topologias de duplo estágio com isolamento elétrico.	83
4.4	Conversor de duplo estágio NPC-buck bidirecional.	84
4.5	Topologias de duplo estágio em ponte completa.	85
4.6	Topologia considerada para o conversor BGIC.	86
4.7	Diagramas de comando PWM para um conversor ponte completa.	87
4.8	Tensão de modo diferencial das modulações PWM bipolar e unipolar.	88
4.9	Corrente de saída do conversor e corrente na linha. Formas de onda e espectro harmônico.	89
4.10	Corrente (i_{L2}) e tensão de linha e seus respectivos espectros.	90

4.11 Diagrama de medições do conversor BGIC.	91
4.12 Diagrama em blocos do sistema de controle do conversor BGIC. .	92
4.13 Circuito equivalente do estágio c.a./c.c. do conversor BGIC. . . .	93
4.14 Diagrama genérico para a malha de corrente no conversor BGIC.	94
4.15 Diagrama de lugar das raízes para a malha de corrente c.a.	96
4.16 Diferença entre referência e saída da malha de corrente c.a.. . . .	96
4.17 Resposta ao degrau da malha de tensão do primeiro estágio do conversor BGIC.	98
4.18 Resposta experimental do estágio c.a./c.c. a um degrau de carga. Tensão v_{BI} (superior), corrente i_{L1} (inferior).	99
4.19 Circuito equivalente do estágio c.c./c.c..	99
4.20 Resposta em frequência de malha aberta para o estágio c.c./c.c..	101
4.21 Resposta ao degrau de carga do conversor experimental - estágio c.c./c.c..	101
4.22 Diagrama básico de uma PLL.	102
4.23 Diagrama da ParkPLL baseado em SRF.	103
4.24 Resposta da ParkPLL a um salto de fase de 50°	106
4.25 Resposta da ParkPLL a um afundamento de tensão de 50%. . . .	107
4.26 Resposta da ParkPLL a um salto de fase de 50° com presença de harmônicos na entrada.	107
4.27 Fluxograma do sistema de monitoramento do PCC utilizado. . . .	109
4.28 Comportamento do sistema de monitoramento a um salto de frequência.	110
4.29 Comportamento do sistema de monitoramento a um afundamento de tensão de 50%.	111
4.30 Estrutura da ParkPLL modificada para detecção de ilhamento. .	112
4.31 Resposta do conversor BGIC a um ilhamento, com PLL modificada.	114
4.32 Estrutura da ParkPLL modificada para detecção de ilhamento, com duas perturbações.	114

4.33	Resposta da conexão do conversor BGIC a um ilhamento.	115
4.34	Resultado de simulação da nanorrede frente a um afundamento de 50%.	117
4.35	Resultado de simulação da nanorrede frente a um afundamento de 50% e modificação de <i>droop</i>	118
4.36	Resultado de simulação da nanorrede frente a um afundamento de 50% e compensação de tensão de rede e intermediária.	120
4.37	Resultado experimental do comportamento da nanorrede frente à desconexão do estágio c.a./c.c. do conversor BGIC.	120
5.1	Diagrama e circuito equivalente do conversor BGIC.	124
5.2	Circuito equivalente do conversor BGIC em modo diferencial e modo comum.	124
5.3	Circuito equivalente do conversor BGIC em modo comum.	125
5.4	Conexões monofásica e bifásica do sistema de distribuição brasileiro.	126
5.5	Espectro teórico da tensão de modo comum no barramento intermediário.	130
5.6	Medição experimental da tensão de modo comum no barramento intermediário.	130
5.7	Formas de onda de comutação do segundo estágio do conversor BGIC.	131
5.8	Espectro harmônico das tensões V_N e V_{CM}	134
5.9	Medição experimental da tensão de modo comum no barramento principal.	134
5.10	Topologias c.a./c.c. com chaves auxiliares para mitigar tensão de modo comum.	136
5.11	Conversor de interface com filtros de modo comum.	137
5.12	Diagrama e circuito equivalente do conversor BGIC modificado.	137

5.13 Medição experimental da tensão de modo comum no barramento principal após filtragem.	139
5.14 Circuito de compensação de modo comum proposto.	141
5.15 Resultados experimentais da compensação de modo comum. . . .	143
6.1 Sistema de armazenamento com múltiplas unidades.	147
6.2 Associação de células em cascata.	150
6.3 Conversor bidirecional entrelaçado.	150
6.4 Conversor bidirecional não-isolado com elo ressonante	151
6.5 Conversor bidirecional isolado dual active bridge	152
6.6 Conversor bidirecional não-isolado	152
6.7 Estrutura do sistema de armazenamento experimental	153
6.8 Circuito equivalente de uma célula de chumbo-ácido	155
6.9 Diagrama do modelo de bateria em tempo real	159
6.10 Diagrama de controle do conversor ESC	160
6.11 Efeito do diagrama de controle proposto sobre a curva DBS do conversor ESC.	165
6.12 Comportamento do sistema de armazenamento com compensação de SOC.	167
6.13 Erro de tensão no barramento c.c.. $RL = 90 \Omega$	168
6.14 Resultado de simulação para variação de carga de uma nanorrede com duas unidades de armazenamento idênticas.	171
6.15 Resultados de simulação para uma nanorrede com duas unidades de armazenamento não idênticas.	172
6.16 Resultados de simulação para uma nanorrede com três unidades de armazenamento idênticas.	174
6.17 Resultado de simulação para o processo de carga das unidades de armazenamento.	175

6.18	Resposta ao degrau da nanorrede em modo conectado. Superior - Sem compensação. Intermediário - Com compensação. Inferior - Comparação. Ch1 - 13.7 V/div, Ch2, Ch3 - 1A/Div, Ch4 - 2A/div..	176
6.19	Equalização do estado de carga em modo ilhado.	178
6.20	Equalização do estado de carga em modo conectado.	179
7.1	Circuito equivalente em cascata para estudos de estabilidade. . . .	186
7.2	Critérios de estabilidade baseados no critério de Nyquist.	189
7.3	Carga de potência constante - Conversor POL e carga no barramento secundário.	192
7.4	Curva IxV de uma carga CPL ideal.	193
7.5	Circuito equivalente do conversor BGIC.	194
7.6	Diagrama de controle do conversor BGIC.	195
7.7	Diagrama de realimentação de estados do conversor BGIC em malha fechada.	197
7.8	Resposta em Frequência da impedância de saída do conversor BGIC.	198
7.9	Resposta em Frequência das impedâncias do sistema em cascata - BGIC.	199
7.10	Resposta da impedância de saída do conversor BGIC à variação paramétrica.	201
7.11	Circuito equivalente do conversor ESC.	202
7.12	Diagrama de controle do conversor ESC em modo tensão.	203
7.13	Impedância de saída do conversor ESC em modo tensão.	206
7.14	Comportamento do sistema de armazenamento frente a diferentes níveis de desequilíbrio de SOC.	207
7.15	Resposta da impedância de saída do conversor ESC à variação paramétrica.	208

7.16 Resposta em Frequência da impedância de saída do conversor ESC em modo corrente.	209
7.17 Resposta em Frequência da impedância de saída do conversor ESC em modo corrente - variação da corrente de indutor.	210
7.18 Circuito equivalente da nanorrede para o caso I	212
7.19 Circuito equivalente da nanorrede para o caso III	214
7.20 Circuito equivalente da nanorrede para o caso IV	214
7.21 Resposta em Frequência da impedância <i>shunt</i> equivalente da nanorrede em cada caso.	215
7.22 Diagramas de Nyquist para o MLG da nanorrede em cada caso. .	216
7.23 Resultados de simulação da nanorrede para o estudo de casos de estabilidade.	217
7.24 Resultados de simulação da nanorrede para o estudo de casos de estabilidade - efeito do controle secundário.	218
7.25 Resposta em frequência da impedância equivalente da nanorrede após modificação do conversor ESC.	220
7.26 Simulação do comportamento da nanorrede após modificação do conversor ESC.	221
A.1 Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.	248
A.2 Comparação entre as curvas do módulo KD185 e o modelo equivalente.	250
A.3 Estrutura do conversor de interface.	250
A.4 Comportamento estático do conversor Boost	251
A.5 Diagrama de controle do conversor boost	252
A.6 Comportamento do conversor RRC a uma variação de carga . . .	253
A.7 Curva P _x I de um módulo fotovoltaico Kyocera KD185	255
A.8 Algoritmo de MPPT implementado.	256

A.9	Comportamento do conversor RRC para mudança no nível de irradiação.	257
B.1	Curvas características de sensibilidade a duração x nível de corrente.	261
B.2	Impedância de corpo vs. Tensão de toque para 95% da população, condições secas, mão-a-mão.	262
C.1	Sistema de distribuição trifásica para consumidores em baixa tensão.	267
C.2	Sistema de distribuição monofásica para consumidores em baixa tensão.	268

Lista de Tabelas

1.1	Percentual de perdas de condução em relação a 127Vca.	13
2.1	Composição dos dispositivos de proteção da nanorrede.	49
3.1	Parâmetros de cabos de cobre de baixa tensão	62
3.2	Distâncias máximas para aplicação de cabos de baixa tensão . . .	63
3.3	Parâmetros do nível primário de controle da nanorrede	64
3.4	Comparação dos pontos de operação	68
4.1	Componentes dos filtros c.a. e c.c. do conversor BGIC	87
4.2	Máxima distorção de corrente em relação à corrente nominal . . .	90
4.3	Parâmetros da malha de corrente c.a./c.c. do conversor BGIC . .	95
4.4	Parâmetros da malha de tensão c.a./c.c. do conversor BGIC . . .	98
4.5	Parâmetros de controle do estágio c.c./c.c. do conversor BGIC . .	100
4.6	Tempos de desligamento em resposta a condições anormais de tensão	108
4.7	Tempos de desligamento em resposta a condições anormais de frequência	109
5.1	Valores do filtro de modo comum	139
6.1	Parâmetros do modelo de uma bateria estacionária de 500Ah (10h).	158
6.2	Parâmetros de simulação da nanorrede.	170

7.1	Parâmetros do conversor BGIC para definição da impedância de saída.	198
7.2	Parâmetros do conversor ESC para definição da impedância de saída.	205
A.1	Parâmetros de simulação do módulo KD185	249
A.2	Parâmetros do controle do conversor boost	252
B.1	Fator de corrente-coração para diferentes caminhos de corrente. .	260
C.1	Níveis de tensão de conexão de micro e minicentrals geradoras . .	268
C.2	Faixas de Classificação de tensão	270
C.3	Máxima distorção de corrente em relação à corrente nominal . . .	271
C.4	Proteções mínimas necessárias para conexão	274
C.5	Tempos de desligamento em resposta a condições anormais de tensão	276
C.6	Tempos de desligamento em resposta a condições anormais de frequência	276

Nomenclatura

ACSW	<i>AC switch</i>
AIT	Aichi Institute of Technology
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BGIC	<i>Bidirectional Grid Interface Converter</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
C.I.	Conversor de Interface
CPL	<i>Constant Power Load</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge Converter</i>
DBS	<i>DC bus Signaling</i>
DHT	Distorção harmônica total
DPS	Dispositivo de Proteção contra Surtos
DR	Dispositivo de proteção contra correntes Diferenciais e Residuais
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EIA	<i>Energy Information Administration</i>
EISA	<i>Energy Independency and Security Act</i>
ELV	<i>Extra Low Voltage</i>
EPBD	<i>Energy Performance in Buildings Directive</i>
ESC	<i>Energy Storage Converter</i>
GD	Geração distribuída

GM	Margem de ganho
IEEE	Institutos de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
LVDB	<i>Low Voltage DC Bus converter</i>
LVDC	<i>Low Voltage DC</i>
MLG	<i>Minor Loop Gain</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NEC	<i>National Electrical Code</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped Converter</i>
NZEB	<i>Net Zero Energy Buildings</i>
PCC	Ponto de conexão comum
PCH	Pequena Central Hidrelétrica
PD	<i>Phase Detector</i>
PI	Controlador Proporcional Integral
PLC	<i>Power Line Communication</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PM	Margem de fase
PMC	<i>Power Management Controller</i>
PR	Controlador Proporcional Ressonante
PROCEL	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
PRODIST	Procedimentos de Distribuição
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root-Mean-Square</i>
RRC	<i>Renewable Resource Converter</i>
SoC	<i>State-of-Charge</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
TC	Transformador de corrente
TI	Tecnologia da Informação
T.I.	Transformador Isolador

UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VCO	Oscilador controlado por tensão
A_{SOC}	Média do estado de carga de um sistema de armazenamento
B	Banda passante de filtro passa-faixas
C_B	Capacitor do barramento intermediário do conversor BGIC
C_E	Capacitor de saída do conversor ESC e do conversor RRC
C_F	Capacitor de filtro c.a. do conversor BGIC
C_{fs}	Capacitância de filtro de modo comum lado c.a.
C_{fo}	Capacitância de filtro de modo comum lado c.c.
C_i	Controlador de corrente
C_O	Capacitor de saída c.c. do conversor BGIC
C_V	Controlador de tensão
H_i	Ganho do sensor de corrente
H_V	Ganho do sensor de tensão
I_{carga}	Máxima corrente de carga
i_{charge}	Referência de corrente produzida pela malha de controle de carga de baterias
I_{corpo}	Corrente de corpo
$I_{descarga}$	Máxima corrente de descarga de um banco de baterias
i_{droop}	referência de corrente produzida pela malha de controle de tensão
I_{falta}	Corrente de falta
I_{Gmax}	Saturação de corrente do conversor BGIC
i_L	corrente de indutor
I_m	Valor de pico da corrente no PCC
i_O	corrente de saída de um conversor
k_{cm}	Ganho de compensação de modo comum
k_d	Parâmetro de compensação de droop do conversor ESC
k_i	Ganho integral
k_o	Parâmetro de compensação de droop do conversor BGIC
k_p	Ganho proporcional

k_{ri}	Ganho ressonante
$k(t)$	Sinal de perturbação de fase de PLL
L_1	Indutor c.a. do conversor BGIC
L_2	Indutor c.a. do conversor BGIC no lado da rede
L_{CM}	Indutor de modo comum
L_E	Indutor do conversor ESC e RRC
L_O	Indutor c.c. do conversor BGIC
N	Parâmetro para detecção de ilhamento
p	Fator de convergência do algoritmo de equalização de SoC
P_{cpl}	Potência de uma carga de potência constante
P_{ESC}	Potência produzida/consumida pelo conversor ESC
P_{Omax}	Potência de saída máxima de um conversor
P_{RRC}	Potência produzida pelo conversor RRC
R_{corpo}	Resistência de corpo
R_{cpl}	Resistência incremental de uma carga CPL
R_D	Resistência de <i>droop</i>
R_{D0}	Resistência de <i>droop</i> nominal
R_E	Resistência de aterramento
R_{fio}	Resistência de cabos/fios
R_L	Resistência de carga
T_{MLG}	<i>Minor Loop Gain</i>
V_B	Tensão do barramento c.c.
$\bar{V}_B$	Média aritmética das medições de tensão de barramento
V_{Bat}	Tensão terminal do banco de baterias
V_{BI}	Tensão do barramento intermediário do conversor BGIC
V_{Bref}	Referência de tensão do banco de baterias
V_{CM}	Tensão de modo comum
v_d	Tensão de eixo direto
V_G	Tensão do ponto central do barramento c.c.

V_{ICM}	Tensão de modo comum do conversor
V_m	Tensão de pico da senóide no PCC
V_N	Tensão do pólo negativo do barramento c.c.
V_{nom}	Tensão a vazio de um conversor
V_{Oref}	Tensão a vazio de referência do controle de um conversor
V_P	Tensão do pólo positivo do barramento c.c.
v_q	Tensão de eixo em quadratura
v_{ref}	Tensão de referência de controle
V_S	Tensão da rede elétrica
V_{Scm}	Tensão de modo comum da rede elétrica
V_{Sync}	Tensão de sincronismo
V_{tri}	Tensão da portadora triangular
V_{toque}	Tensão de toque
Z_{Cbus}	Impedância equivalente dos conversores em modo corrente
Z_{in}	Impedância de entrada
Z_{eq}	Impedância shunt equivalente
Z_O	Impedância de saída
Z_{Vbus}	Impedância equivalente dos conversores em modo tensão
ΔV	Desvio de tensão da curva DBS
$\delta V(\%)$	Erro de tensão
δV_B	Compensação de desvio de tensão
ω_c	frequência angular de corte
ω_o	frequência angular da rede elétrica c.a.
ω_p	frequência angular de corte do filtro de modo comum

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização e motivação

O consumo de energia de uma sociedade está intimamente atrelado ao nível de desenvolvimento econômico e social de sua população, de modo que um aumento nos índices de qualidade de vida de um país ou região acarreta em uma elevação na demanda por energia e, conseqüentemente, por eletricidade. Segundo relatório da agência americana EIA (*Energy Information Administration*), o consumo de eletricidade mundial crescerá 93% entre os anos de 2010 e 2040 [1], pressionado principalmente por economias emergentes. No Brasil, projeta-se um crescimento de consumo de 50,6% entre os anos de 2015 e 2024 [2], mesmo com o baixo vigor econômico observado nos últimos anos. Para atender a esta forte demanda, a expansão da oferta de energia se torna um grande desafio, exigindo investimentos volumosos em geração, eficiência energética e infraestrutura de transmissão e distribuição em curto e médio prazos.

Este crescimento significativo de demanda levanta diversas questões sobre a estrutura atual do sistema elétrico, a composição da matriz energética e a sua capacidade de atender não só o volume de energia requerido, mas também itens como confiabilidade, disponibilidade, qualidade e sustentabilidade dessa energia, em uma sociedade cada vez mais dependente social e economicamente da eletricidade. No que tange à composição

da matriz energética, a situação atual, onde 67% da oferta de energia se baseia em fontes não-renováveis, tendo como principal insumo o carvão, não condiz com o apelo da sociedade mundial por um desenvolvimento sustentável e ambientalmente responsável. Nesse sentido, estima-se uma maior exploração de fontes renováveis de energia, as quais aumentarão sua participação na matriz global de 20% em 2010, para 24% em 2040 [1], um crescimento de geração equivalente a 128% [1], com destaque para a energia eólica e solar. No Brasil, por outro lado, existe a necessidade de diversificação da matriz, uma vez que a dependência excessiva da hidroeletricidade torna a segurança energética do país vulnerável a variações na intensidade e duração dos períodos chuvosos, o que impacta a operação do sistema elétrico e os custos das tarifas [3]. No entanto, ao mesmo tempo deseja-se manter o caráter renovável da geração brasileira, de modo que fontes como biomassa, PCH (Pequenas Centrais Hidrelétricas), solar e eólica terão um aumento na participação da potência instalada de 16,2% em 2014 para 27,3% em 2024 [2].

Em relação à estrutura do sistema elétrico, o paradigma atual, baseado em um fluxo unidirecional de energia que se inicia em grandes centros geradores, comumente posicionados em pontos distantes dos centros consumidores, utiliza longas linhas de transmissão de energia e culmina em redes de distribuição que entregam a energia gerada aos consumidores de várias classes, não é visto como uma solução adequada para suprir a demanda futura, uma vez que existem muitas perdas associadas principalmente à transmissão/distribuição de energia. No Brasil, por exemplo, as perdas inerentes ao sistema são equivalentes a 17% [4]. Além disso, o sistema é altamente suscetível a falhas, uma vez que a queda de um grande gerador ou de linhas de transmissão podem o desestabilizar [5, 6]. Por outro lado, o sistema apresenta uma dinâmica muito lenta para acomodar as intermitências de fontes renováveis como a eólica e a solar, o que pode expor setores da rede elétrica a problemas como flutuação de tensão e congestionamento de linhas [7, 8].

Este contexto evidencia a necessidade de se realizar mudanças na estrutura e filosofia do sistema elétrico, de forma a adaptá-lo às novas tendências de consumo e geração em um futuro próximo. Dentre as soluções atualmente consideradas, destaca-se a incorporação de um nível de inteligência ao sistema elétrico, por meio da inserção de elementos de

medição eletrônica, atuadores e elementos de automação distribuídos ao longo da rede elétrica e interligados por uma grande rede de comunicação. Com isso, as concessionárias de energia, consumidores e operadores do sistema serão providos de um grande volume de informação sobre o estado do sistema elétrico em tempo real, o que permitirá que rotinas de otimização, controle, tarifação e manutenção sejam executadas com muito mais eficácia e celeridade, minimizando custos operacionais, permitindo a expansão da geração distribuída, aumentando a eficiência energética e resiliência do sistema. Este novo modelo de sistema elétrico tem sido referido como Rede Inteligente, ou *Smart Grid*, e cria uma série de novas oportunidades para o setor elétrico, permitindo uma maior integração entre os seus agentes e possibilitando, inclusive, uma participação mais ativa dos consumidores na operação do sistema [9, 10].

Outra mudança observada é a maior utilização de geração distribuída, que associa fontes de geração renováveis e intermitentes a consumidores na rede de distribuição de baixa tensão. Tal alternativa proporciona uma série de benefícios, como aumento da penetração de fontes renováveis na rede elétrica, diminuição das perdas de transmissão, uma vez que a distância entre geração e consumo é reduzida, redução do tempo de implantação em relação a grandes geradores, entre outros [9]. Devido a essas vantagens, muitos países vêm adotando políticas de incentivo à ampliação da geração distribuída de pequeno porte. Em países como a Alemanha, Espanha e Itália, sistemas de geração distribuída possuem um modelo de tarifação diferenciado, denominado de tarifa *feed-in*, o qual remunera o consumidor pela energia excedente gerada, utilizando um valor muito superior ao atribuído à energia comercializada pela concessionária de energia. No caso brasileiro, a geração distribuída é regulamentada pela Resolução Normativa nº 482 de 2012 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), atualizada pela Resolução Normativa nº 697 de 2015, a qual estabelece critérios diferenciados para acesso ao sistema de distribuição para centrais geradoras classificadas como microgeração (potência instalada igual ou inferior a 75 kW) ou minigeração (potência instalada de 75 kW a 5 MW), além de definir o sistema de compensação de energia elétrica, para tarifação dessas unidades. O sistema de compensação regulamentado se baseia no modelo de tarifação denominado de *Net Metering*, onde

se analisa mensalmente a diferença entre a energia consumida e produzida pela central geradora e, em caso de saldo negativo (maior produção), cria-se um crédito para abater faturas dos meses seguintes, em um prazo máximo de 60 meses.

Ao contrário da tarifa *feed-in*, o método de *net metering* apenas se torna vantajoso quando o custo da energia para o consumidor apresentar paridade com o custo do investimento na central geradora. Neste modelo, não seria interessante para o consumidor instalar em sua unidade uma central de geração distribuída com capacidade superior à sua classe de consumo, uma vez que o excedente de geração não seria remunerado. Atualmente, a venda deste excedente a outras unidades consumidoras não é permitido, no entanto, após as atualizações promovidas pela REN 687 de 2015, onde se expandiu o conceito de propriedade das centrais de geração distribuída, o crédito de energia produzido por uma central geradora pode ser repartido com outras unidades consumidoras, tornando a solução mais atrativa. No caso da propriedade da central geradora ser atribuída a uma única pessoa física ou jurídica, os créditos de energia podem ser abatidos de faturas associadas a unidades consumidoras registradas sob o mesmo CPF ou CNPJ do proprietário da central geradora. Em outra possibilidade, a propriedade da central de geração distribuída é repartida entre diferentes unidades consumidoras, com a definição de cotas para cada unidade, sendo que o crédito de energia será também repartido entre os proprietários do empreendimento.

Outro fator que impactará fortemente o sistema elétrico em um horizonte de longo prazo é a maior participação de veículos elétricos e híbridos nos setores de transporte da sociedade. Segundo estimativas do governo brasileiro, por exemplo, a participação de veículos elétricos e híbridos na frota nacional em 2030 será de aproximadamente 3% e em 2050, de 61% [3, 11]. Com isso haverá uma forte migração de uma demanda de energia hoje suprida por derivados do petróleo, como o diesel e gasolina, para a eletricidade, o que pressionará ainda mais a necessidade de expansão da oferta interna de energia em relação ao que foi discutido até o momento. Com isso, o desenvolvimento de soluções que viabilizem a modernização do sistema elétrico, de forma a torná-lo mais inteligente, robusto, confiável, renovável e capaz de acomodar diferentes formas de geração, armazenamento e

consumo de energia se tornam cada vez mais urgentes.

1.1.1 Microrredes

Uma forte penetração de fontes geração distribuída com caráter intermitente, como eólica e solar, na matrix energética de um país pode trazer diversos problemas ao sistema elétrico, uma vez que este não foi projetado inicialmente para lidar com fluxo bidirecional de energia e grandes variações de potência injetada na rede elétrica podem provocar flutuações de tensão locais, afetar procedimentos de proteção e promover o carregamento de linhas de distribuição/transmissão [9]. É interessante ressaltar que muitos desses problemas encontrariam solução imediata com o advento das redes inteligentes e instalação de medidores eletrônicos nos pontos de consumo, os quais serão capazes de mensurar o fluxo líquido de energia e garantir a informação necessária para se ter um controle de despacho da energia. No entanto, caso a penetração dessas fontes na matriz energética atinja níveis muito elevados, mesmo com a presença da rede inteligente, os problemas relacionados à intermitência das fontes ainda serão percebidos [12]. Isto porque a dinâmica da tomada de decisão e atuação da rede inteligente ainda será muito mais lenta do que a dinâmica dos fenômenos físicos causadores dessas intermitências.

Uma solução a esta situação está na configuração de pequenos sistemas elétricos independentes, compostos por fontes de geração distribuída, cargas locais e sistemas de armazenamento, denominados de microrredes, ou *microgrids*, [6, 5, 13]. Por meio do armazenamento local, o qual pode incorporar veículos elétricos no futuro, uma microrrede é capaz de suavizar o comportamento intermitente das fontes renováveis, se desconectar da rede principal durante falhas, assim como prover um melhor nível de controle e despacho da energia disponível, o que não só beneficia a rede elétrica, como permite a execução de algoritmos de gerenciamento do fluxo de energia entre o sistema de distribuição e a microrrede, o que pode trazer vantagens econômicas aos consumidores. A Figura 1.1 apresenta um diagrama esquemático simplificado de uma microrrede, evidenciando seus elementos constituintes e a conexão com o sistema elétrico, por meio de um ponto de

conexão comum, ou *PCC*.

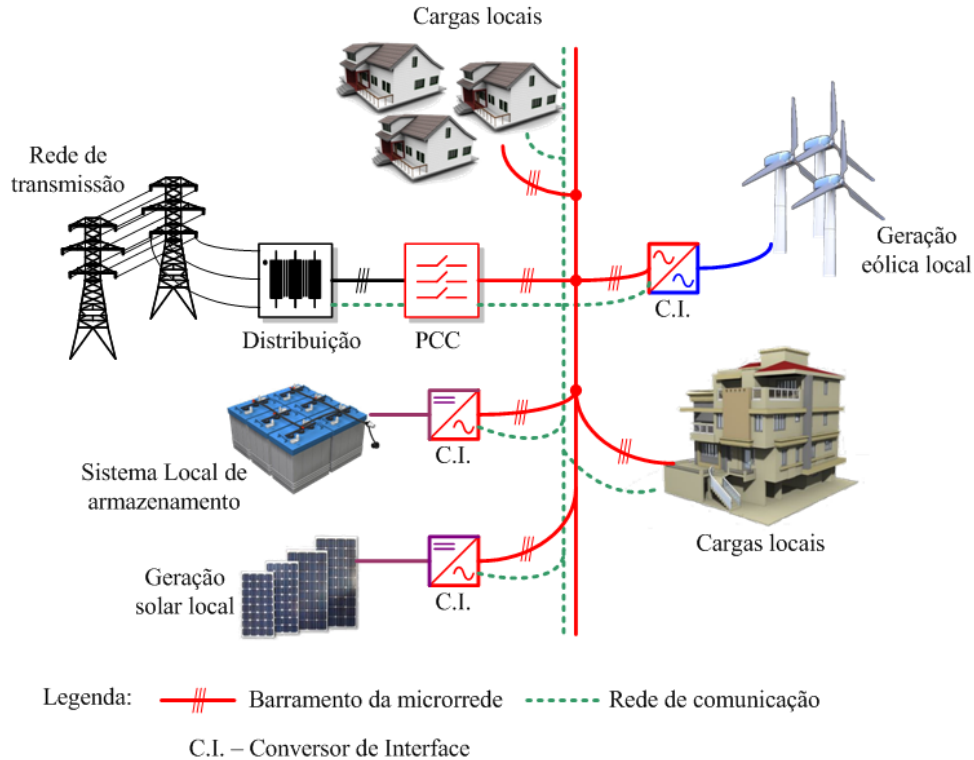


Figura 1.1: Diagrama esquemático de uma microrrede.

1.1.1.1 Nanorredes - Setores comercial e residencial

Uma linha importante no estudo dessa solução chamada microrrede está na sua aplicação a ambientes comerciais e residenciais, uma vez que estes setores representam em torno de 40% a 50% do consumo de energia tanto em escala mundial, quanto nacional [1, 4], e são o foco principal de políticas de geração distribuída, de modo que os ganhos de eficiência energética e qualidade de energia promovidos pela microrrede possuem nesses segmentos um grande potencial de impactar todo sistema elétrico. Nestes ambientes, em casos onde a potência instalada das fontes de geração distribuída for inferior a 25 kW, o termo nanorrede, ou *nanogrid*, pode também ser empregado [14, 15].

Neste contexto, o desenvolvimento de nanorredes de energia para ambientes comerciais e residenciais se apresenta como uma solução promissora para promover maior penetração de fontes renováveis à matriz energética, elevar os níveis de qualidade de energia ofe-

recidos a consumidores desses setores, elevar a eficiência energética do sistema e ainda possibilitar o estabelecimento de novos mercados e serviços, tendo como foco o consumidor e sua participação no sistema elétrico como um todo. Do ponto de vista técnico, a estruturação do sistema elétrico como uma interligação de nano e microrredes possibilita se repensar a forma como a distribuição da energia é realizada, já que o ponto de conexão comum permite o ilhamento de uma microrrede, e existindo a possibilidade do emprego de conversores estáticos nos pontos de acoplamento, as estruturas de distribuição da rede externa à microrrede e à sua rede interna não precisam ser necessariamente iguais. Com isso, existe a possibilidade, por exemplo, de se ter uma distribuição em corrente alternada no sistema da concessionária e uma em corrente contínua no interior da microrrede, como ilustra a Figura 1.2.

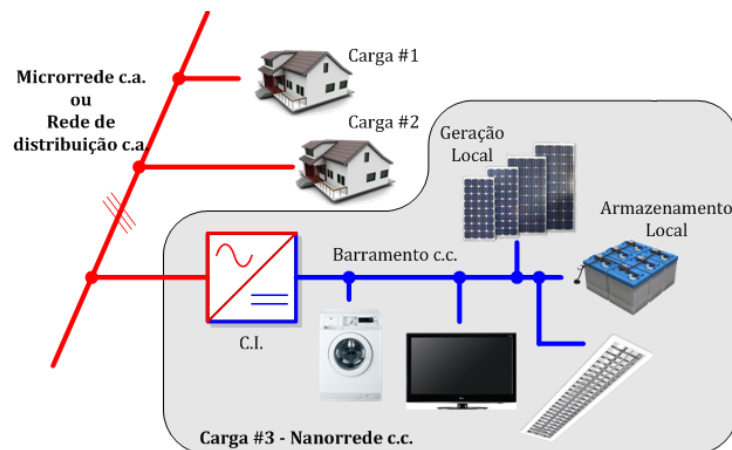


Figura 1.2: Nanorrede c.c. em ambiente residencial.

Esta linha de trabalho vem atraindo muita atenção de pesquisadores e empresas nos últimos anos, pela expectativa de redução de perdas e simplificação da estrutura de distribuição que a corrente contínua provém, contudo existem ainda diversos desafios de ordem técnica, tecnológica e prática que devem ser superados para tornar esta alternativa viável. Esta tese de doutorado se insere neste cenário, procurando contribuir com a discussão e o desenvolvimento de soluções para o desenvolvimento de micro e nanoredes em corrente contínua para ambientes comerciais e residenciais.

1.2 Nanorredes c.c. - Estado da arte

Considerando a importância de edifícios comerciais, residenciais e públicos na matriz de consumo, muitos países desenvolvidos, por meio de instrumentos legais, como o ato de independência e segurança energética americano (EISA - *Energy Independency and Security Act*) de 2007 e a diretiva européia para desempenho energético em edifícios (EPBD - *Energy Performance in Buildings Directive*) de 2010, vêm incentivando projetos que visam tornar economicamente viável a concepção de edifícios energeticamente independentes, também definidos como *Net Zero Energy Buildings* (NZEB), ou seja, plantas que produzem localmente uma quantidade de energia anual capaz de liquidar o seu consumo [16]. O EISA, por exemplo, estipula que todos os novos edifícios comerciais americanos deverão ser auto-suficientes em energia a partir de 2030 e progressivamente até 2050 todos os edifícios comerciais deverão atender esse conceito [17]. Já a EPBD estipula prazos menos rígidos, definindo que a partir de 2020 todos os edifícios comerciais europeus deverão reduzir significativamente seu nível de consumo por meio de geração local [17, 18].

Essas iniciativas estão impulsionando a academia e indústria desses países a buscarem novas soluções capazes de promover um aumento considerável da eficiência energética de edifícios [19, 20]. Neste contexto, retomou-se a discussão sobre se a distribuição em corrente alternada seria de fato a forma mais eficiente de se suprir esses ambientes, uma vez que atualmente a maioria das cargas encontradas em edifícios comerciais, residenciais e públicos é composta de equipamentos eletrônicos, motores e aquecedores, os quais utilizam estágios internos em corrente contínua, ou poderiam facilmente operar sob esta forma de tensão [21, 22]. No Brasil, segundo levantamento divulgado pelo Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica (PROCEL) em 2005, aproximadamente 40% do consumo residencial se destina a aparelhos eletrônicos, os quais poderiam ser diretamente alimentados em corrente contínua [3]. Além disso, fontes de geração distribuída, como painéis fotovoltaicos, e acumuladores de energia operam intrinsecamente em corrente contínua. Deste modo, o uso de uma distribuição local em corrente contínua tende a promover a redução do número de conversões de energia realizadas para alimentar os equipamentos

eletrônicos, reduzindo assim perdas existentes nesses estágios de conversão. A não necessidade de se sincronizar a frequência e fase de diversos elementos também faz com que o uso de corrente contínua simplifique a interconexão de múltiplos componentes em um barramento único [23].

A avaliação dos efetivos ganhos de eficiência proporcionados pelo uso de corrente contínua em instalações residenciais e comerciais foram foco de diversos estudos conduzidos recentemente pela indústria e pela academia. Em [24], um *datacenter* foi modificado para ser alimentado por um barramento c.c. de 380 V. Os estágios retificadores das fontes de energia ininterrupta, ou UPS (*Uninterruptible Power Supply*), foram eliminados e constatou-se um aumento de eficiência de aproximadamente 20% em relação a instalações convencionais em corrente alternada. Em [25], estudou-se o impacto do emprego de um sistema c.c. de ± 170 V sobre as perdas do sistema de distribuição de um complexo residencial, concluindo-se que uma redução de aproximadamente 15% nas perdas em relação a um sistema c.a. equivalente pode ser esperada. Em [26], conduziu-se um estudo sobre a possibilidade de redução de consumo de energia em edifícios residenciais americanos pelo emprego de sistemas c.c. com geração e armazenamento local. O estudo estima que o emprego de geração local fotovoltaica com tarifação em *net metering*, possibilitaria uma redução de consumo de 7% e com o emprego de armazenamento local, essa redução atingiria 14%, considerando a alimentação plena da carga residencial. Em [27], as perdas de um sistema de iluminação LED de um prédio comercial foram reduzidas em 2% com o emprego de um barramento c.c. de 380 V, frente a uma instalação c.a. de 230 V. Em [28], um protótipo de sistema de distribuição c.c. bipolar de 380 V, alimentando os circuitos de iluminação, TI (tecnologia da informação) e carregamento de carros elétricos de uma unidade comercial, proporcionou um aumento de eficiência de 2,7% a 5,5% em relação à uma rede c.a. tradicional.

Apesar das evidentes vantagens de operação e eficiência proporcionadas pela distribuição em corrente contínua, este tipo de instalação ainda apresenta entraves que dificultam sua adoção em curto prazo. A falta de experiência prática no projeto, instalação e manutenção de sistemas em corrente contínua, a não existência de um padrão de tensão

internacional a ser considerado, a dificuldade de proteção contra faltas e extinção de arcos elétricos e obviamente a indisponibilidade de produtos compatíveis são exemplos desses entraves, os quais devem ser solucionados para tornar a distribuição em corrente contínua algo factível [20, 19, 29, 30, 31, 32]. Para equacionar esses problemas, muitas plantas-piloto estão sendo implantados no mundo atualmente. Alguns exemplos dessas plantas são demonstrações de ambientes comerciais, desenvolvidas principalmente pelo consórcio americano Emerge Alliance e seus associados [20], *datacenters* [33], edifícios universitários [27, 28, 33, 34] e laboratórios vivos [35, 36]. Essas demonstrações visam estudar os reais ganhos e efeitos da distribuição c.c. em uma situação prática e com isso desenvolver um *know-how* sobre o projeto, proteção e manutenção desse tipo de instalação.

1.2.1 Propostas de normatização existentes

O interesse em se desenvolver instalações prediais em corrente contínua tem incentivado institutos e consórcios ao redor do mundo a estabelecerem padrões, normas e diretrizes que orientem empresas, integradores e consumidores no projeto de sistemas e equipamentos compatíveis com uma distribuição c.c.. O consórcio americano Emerge Alliance, formado pela associação de empresas, laboratórios de P&D e universidades, publicou recentemente dois padrões para distribuição c.c. em edifícios comerciais, sendo um padrão para ambientes ocupados (salas, escritórios, etc) e outro focado em *datacenters* [20]. O padrão de ambientes ocupados propõe o uso de barramentos metálicos nus de 24 V, aos quais se interligariam cargas de menor potência, como luminárias, sensores, roteadores, etc. A retificação da tensão para o nível definido pelo padrão, em cada ambiente, fica a cargo de um módulo de potência, denominado PSM (*Power Supply Module*), ao qual podem ser conectadas opcionalmente unidades de geração local e armazenamento. O padrão de *datacenters* propõe o uso de um barramento em 380 V para a alimentação dos servidores e conexão de elementos como geração local, armazenamento e geradores de *backup*. A retificação fica a cargo de um conversor denominado ECC (*Energy Control Center*), sendo que em alguns casos, uma UPS pode ser utilizada para fornecer um barramento c.c. redundante. Atualmente as empresas do consórcio disponibilizam um série de equipamentos,

conectores, calhas, tomadas, e etc, compatíveis com estes padrões no mercado.

A REbus Alliance é outra associação que desenvolve padrões de distribuição c.c. para edifícios comerciais, residências, *campi* universitários, entre outros [37]. O padrão REbus propõe o uso de um barramento c.c. de tensão nominal $380\text{ V} \pm 20\text{ V}$, e um gerenciamento de energia distribuído o qual utiliza a variação da tensão de barramento como meio de informar aos múltiplos elementos da microrrede das condições de operação da mesma. Além disso, a comunicação de dados entre elementos é realizada por meio de um protocolo PLC (*Power Line Communication*). A lista de membros desta associação é significativamente menor do que a apresentada pela Emerge Alliance, de modo que a gama de produtos compatíveis com este padrão é ainda pequena.

O padrão europeu ETSI EN 300 132-3-1 [38] também aborda o uso de corrente contínua em *datacenters* e outras instalações de comunicação de dados. O padrão define diretrizes para o projeto e teste de equipamentos compatíveis com níveis de alimentação entre 260 V-400 V, estabelecendo níveis de tensão para operação normal, níveis de corrente de sobrecarga e tempos de atuação em caso de faltas. Outros padrões em estágio de desenvolvimento são o padrão IEC SMB/SG4 - *LVDC distribution system up to 1500V*, e o IEEE DC@home, os quais abordarão questões relativas à arquitetura, eficiência, proteção e aterramento de microrredes c.c. em ambientes residenciais e comerciais [39].

Além desses padrões comentados acima, o desenvolvimento atual de nanorredes pode empregar diretrizes e requisitos estabelecidos em documentos mais consolidados, como as normas para instalações elétricas de baixa tensão NBR5410 (brasileira) e a NFPA 70 (NEC - *National Electrical Code*, americana) e as normas para acesso de centrais de geração distribuída à rede elétrica PRODIST (Procedimentos de Distribuição da ANEEL) e IEEE 1547.

1.2.2 Propostas de Arquitetura existentes na literatura

A literatura atual apresenta uma vasta gama de propostas referentes à estruturação de micro e nanorredes c.c. para aplicações residenciais e comerciais [14, 20, 22, 33, 40, 41, 42, 43]. Apesar das particularidades apresentadas por cada proposta, observa-se algumas

convergências de ideias. O ponto mais evidente das propostas analisadas é o emprego de um barramento c.c. principal, com nível de tensão em torno de 300 V-400 V, ao qual os diversos elementos da nanorede se interligam, além disso, muitas propostas apresentam sub-circuitos com barramentos de menor tensão, 12 V-48 V, destinados à alimentação de cargas de menor potência. A arquitetura desses barramentos, o seu nível de tensão, a matriz de geração e o emprego do sistema de armazenamento, por outro lado, variam de acordo com os critérios especificados pelos autores na definição de suas propostas. Nesta seção se realizará uma revisão das propostas mais relevantes encontradas na literatura, com o intuito de se estipular uma arquitetura básica para a condução deste trabalho de tese.

1.2.2.1 Níveis de tensão do barramento c.c.

A maioria dos trabalhos supracitados concorda que a utilização de baixa tensão no barramento principal comprometeria a eficiência da instalação, assim como dificultaria a eliminação de correntes de falta, em função das altas correntes envolvidas no circuito. O uso de barramentos em alta tensão, permite uma redução dos níveis de corrente, diminuindo consequentemente perdas e facilitando o emprego de dispositivos de proteção, mas demanda uma atenção especial em relação à segurança dos usuários.

Os padrões de tensão considerados para implementação do barramento principal em instalações c.c são concentrados em 120 V, 230 V, 300 V, 325 V, 340 V, 380 V e 400 V. Apesar de não aparecer em nenhuma topologia revisada, o nível de 120 V sempre é considerado em estudos de padronização de tensão, pois representa um valor intermediário entre a baixa e alta tensão c.c., sendo também contemplado com regras de proteção e instalação mais simplificadas em relação às normas vigentes [44, 45]. O nível de tensão de 325 V, proposto em [22] é definido com base no valor de pico de uma tensão c.a. eficaz de 230 V, padrão europeu, e foi assim escolhido por permitir que equipamentos eletrônicos com um retificador a diodos de entrada sejam diretamente alimentados em c.c., sem a necessidade de se modificar o circuito de alimentação desses equipamentos. Considerando a realidade brasileira, pode-se acrescentar, com a mesma justificativa, os níveis de 180 V e 311

V à lista supracitada. O uso de baixas tensões implica em altas correntes, de modo que as estruturas com níveis na faixa de 300 V-400 V têm apresentado melhores resultados no que tange à eficiência das instalações [24, 25, 44, 46]. Para fins de comparação, a Tabela 1.1 apresenta o percentual de perdas de condução (RI^2) para cada nível de tensão supracitado, em relação às perdas produzidas por um alimentador de 127 Vca empregado à mesma instalação, assumindo uma potência de carga de 5 kW.

Tabela 1.1: Percentual de perdas de condução em relação a 127Vca.

Tensão	Corrente demandada	Perdas (pu)	Tensão	Corrente demandada	Perdas (pu)
48 V	104,2 A	7,00 pu	311 V	16,1 A	0,16 pu
120 V	41,7 A	1,12 pu	325 V	15,4 A	0,15 pu
180 V	27,8 A	0,50 pu	340 V	14,7 A	0,14 pu
230 V	21,7 A	0,30 pu	380 V	13,2 A	0,11 pu
300 V	16,7 A	0,17 pu	400 V	12,5 A	0,10 pu

Observa-se que o uso de padrões de baixa tensão na alimentação de cargas de maior potência, como o padrão de telecomunicações (48V), demandaria correntes excessivamente elevadas e produziria perdas de condução 7 vezes maiores do que as instalações atuais. O emprego de níveis de tensão mais elevados, por outro lado, tende a trazer consideráveis ganhos de eficiência, uma vez que a redução da corrente de carga leva também a uma redução significativa das perdas de condução no sistema, o que permite, por exemplo, o uso de cabos e fios de menor bitola na instalação. Os padrões de 311V e 325V apresentam uma boa solução para agilizar a implantação de sistemas c.c. em instalações atuais, uma vez que existe a compatibilidade com o valor de pico dos padrões em corrente alternada utilizados em residências e edifícios comerciais. Por permitir o emprego de equipamentos e aparelhos eletrônicos convencionais e atualmente comercializados, esses padrões exibem uma grande vantagem econômica em relação aos demais [46]. Observa-se contudo, uma tendência de padronização dos níveis de tensão em 380V, devido principalmente à atuação de consórcios empresariais e companhias de telecomunicações, como a Emerge Alliance e a NTT (Japão), com o desenvolvimento de produtos compatíveis com esse nível de tensão,

estando alguns desses já disponíveis no mercado americano [20]. Assim sendo, o uso deste nível de tensão mostra-se mais coerente quando se analisa um horizonte de longo prazo.

Tendo em vista que aparelhos de baixa potência são constantemente utilizados pelos usuários das instalações comerciais e residenciais ao longo do dia, o uso de barramentos de baixa tensão (LVDC - *Low Voltage DC bus*) para atender a estes equipamentos é uma solução interessante para garantir a segurança pessoal dos usuários. Esses barramentos são gerados a partir do barramento principal, por meio de conversores estáticos. Apesar das propostas analisadas indicarem a possibilidade de o nível de tensão LVDC ser padronizado em 24 V ou 48 V [14, 20], fabricantes poderão estabelecer diferentes padrões para seus equipamentos e sistemas, de modo que em uma mesma instalação poderão coexistir diversos barramentos LVDC. Em algumas propostas, os barramentos LVDC podem oferecer funcionalidades que vão além da simples alimentação de cargas locais. O consórcio americano Emerge Alliance [20], por exemplo, emprega na sua proposta de espaços ocupados múltiplos barramentos de 24 V/10 0W dispostos no ambiente como hastes metálicas nuas, sobre as quais o próprio revestimento do teto pode ser afixado, além de permitir a conexão direta de equipamentos, como ilustra a Figura 1.3 [20]. Com isso, as empresas do consórcio oferecem com esta solução, além dos ganhos energéticos, uma flexibilidade e versatilidade aos ambientes comerciais que não seriam possíveis com uma instalação elétrica convencional.

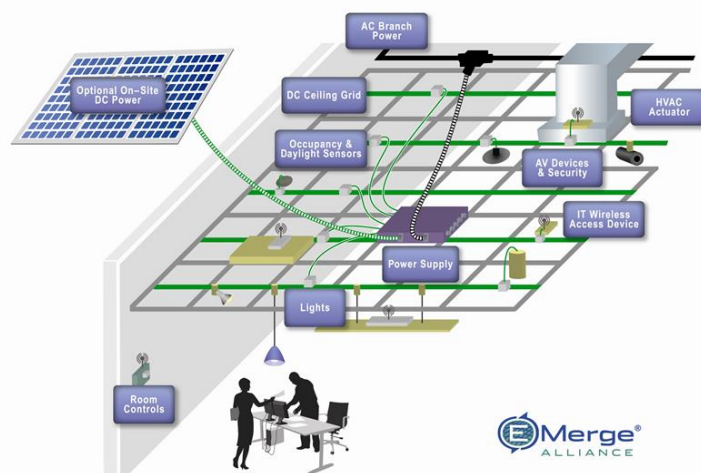


Figura 1.3: Estrutura do padrão para espaços ocupados - Emerge Alliance.

1.2.2.2 Esquemas de distribuição

As instalações em corrente contínua podem apresentar dois esquemas de distribuição distintos: esquema unipolar a dois fios, e esquema bipolar a três fios [47, 48], os quais são ilustrados na Figura 1.4.

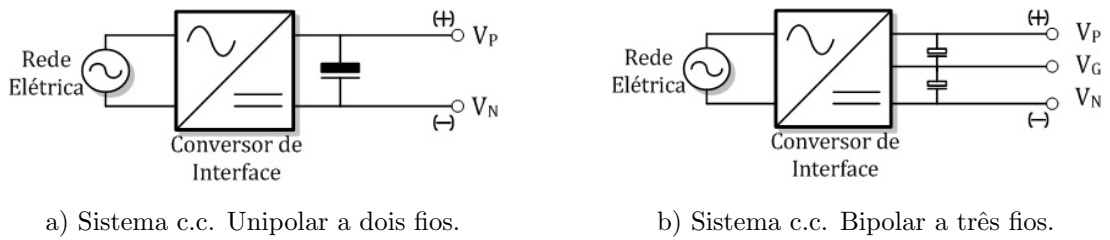


Figura 1.4: Esquemas de distribuição c.c.

Sistemas de distribuição bipolares a três fios permitem uma maior versatilidade na alimentação de cargas, sendo que estas podem ser conectadas entre os pólos do barramento c.c., V_P-V_N , ou entre um dos pólos e o ponto neutro, por exemplo, V_P-V_G , de modo que dois níveis de tensão distintos estariam disponíveis na mesma instalação. Em caso de falha ou desconexão de um dos pólos, o barramento c.c. continuaria operando como um sistema unipolar, e manteria a alimentação de parte das cargas da instalação, o que indica uma maior suportabilidade a falhas do que em sistemas unipolares [49]. Contudo, essa operação permite que exista um desequilíbrio entre as cargas no barramento, de modo que as tensões V_{PG} e V_{GN} , ou seja, as tensões entre os pólos e o ponto neutro, também se tornarão desequilibradas. Para mitigar este problema, o uso de equalizadores de tensão, ou redistribuidores de corrente se faz necessário. Esse esquema de distribuição é empregado em [40, 50], sendo que o primeiro utiliza um barramento de ± 170 V para suprir um complexo residencial e o segundo, se vale de um barramento de ± 340 V para realizar um sistema de distribuição no lado da concessionária.

Sistemas de distribuição unipolares apresentam larga aplicação em redes de alimentação de equipamentos de telefonia e telecomunicações, onde um barramento de -48 V é empregado, sendo que o terminal positivo é aterrado para evitar a corrosão dos condutores [51]. A distribuição em dois fios define apenas um nível de tensão disponível para alimentação de cargas, no entanto, não existe a possibilidade de desequilíbrio de tensão entre

os pólos do barramento. Com isso não há necessidade de se empregar equalizadores de tensão e a operação e controle dos elementos da linha se tornam mais simples. A maioria dos trabalhos encontrados na literatura empregam esse esquema de distribuição em seus barramentos principais.

Alguns trabalhos também consideram um sistema híbrido em suas propostas, ou seja, que a instalação possuirá um barramento principal c.c. e um circuito principal c.a. Em [40, 41, 42] a rede c.a. é gerada à partir do barramento c.c. principal, com o uso de inversores, de modo que esses barramentos em corrente alternada apresentam alta eficiência, qualidade de energia e a mesma disponibilidade da rede c.c.. Já em [20, 22, 43] a rede c.c. opera em paralelo à rede c.a., de forma que um conversor bidirecional entre os dois circuitos pode ajudar a melhorar a qualidade de energia nos circuitos de corrente alternada. A Figura 1.5 ilustra essa topologia de sistema, proposta em [43], para o *Aichi Institute of Technology* do Japão. Essa configuração, no entanto, pode gerar um grande problema durante uma possível operação ilhada. O conversor bidirecional deverá monitorar as condições da rede c.a. para detectar faltas e distúrbios, se comunicar com algum dispositivo de seccionamento c.a. (ACSW - *AC switch*) e controlar os parâmetros da rede c.a. durante o ilhamento. Em caso de restituição do sistema da concessionária, o conversor deverá se sincronizar com a rede e então acionar o dispositivo de seccionamento novamente. Dependendo da configuração da rede e do posicionamento dos equipamentos, a operação e o controle da microrrede podem se tornar muito complexos.

1.2.2.3 Matriz de geração

A constituição da matriz de geração local também é um ponto de divergência entre as propostas. Em [14, 35, 40, 41, 42, 43] fontes renováveis, principalmente eólica e solar fotovoltaica são consideradas como base para a composição do sistema local de geração. Em algumas soluções, além das fontes renováveis, fontes com um maior controle de despacho como células combustível [42] e microturbinas a gás [40] também são incorporadas à estrutura da microrrede principalmente para suprir as cargas locais durante períodos de baixa geração renovável, de modo a diminuir ao máximo a dependência da energia

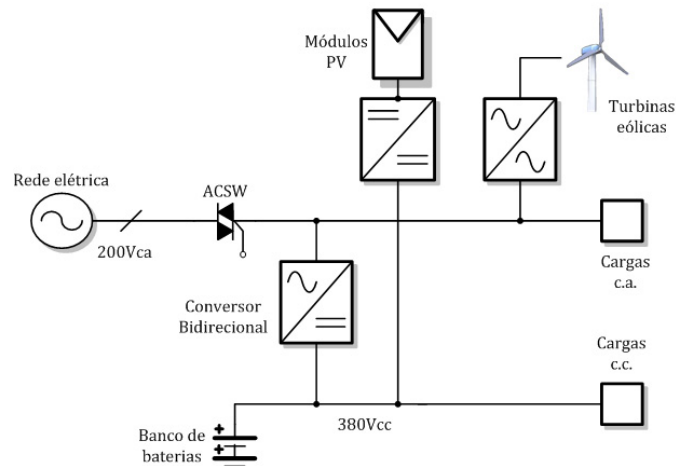


Figura 1.5: Microrrede híbrida - projeto AIT (Aichi Institute of Technology - Japão)

oriunda da rede da concessionária. Embora exista um apelo para o emprego de fontes renováveis de energia, em algumas propostas as fontes primárias de geração se baseiam em geradores à diesel, ou outras fontes despacháveis, sendo que o intuito dessas propostas é a garantir o fornecimento ininterrupto de energia à cargas críticas [22, 33], de modo que os ganhos ambientais da instalação são postos em segundo plano.

Virtualmente, diversas fontes de geração local podem ser consideradas para compor uma nanorrede. Contudo, limitando-se à realidade brasileira, fontes baseadas em energia solar fotovoltaica se tornam mais interessantes, uma vez que elas apresentam menos restrições econômicas e técnicas para as suas instalações em edifícios do que outras fontes renováveis como a eólica e a biomassa. Isso pode ser comprovado ao se analisar as unidades de geração distribuída implantadas no Brasil. Atualmente¹ existem 683 sistemas de geração distribuída em operação no Brasil, sendo que 631, ou seja, 92,4% possuem geração solar fotovoltaica [52].

1.2.2.4 Sistema de armazenamento

O sistema de armazenamento é um dos elementos cruciais de uma nanorrede c.c. de energia, uma vez que ele possibilita a suavização da intermitência de fontes renováveis e permite o controle do despacho da energia da nanorrede, ou seja, permite a execução

¹Dados coletados em dezembro de 2015.

de rotinas de gerenciamento de energia e fluxo de potência dentro da nanorrede e entre esta e a rede externa. Dentre as propostas analisadas, o posicionamento do sistema de armazenamento apresentou variações. Em [33] o banco de baterias está conectado diretamente a um barramento intermediário entre a rede c.a. e o barramento c.c. principal. Em [43, 53] o sistema de armazenamento é acoplado diretamente ao barramento principal, sendo que no segundo trabalho, supercapacitores são utilizados como dispositivos de armazenamento. Nos demais trabalhos o sistema de armazenamento é interligado ao barramento principal por meio de um conversor c.c./c.c.. Esta última possibilidade é mais interessante do que as duas primeiras, por permitir uma maior flexibilidade em relação ao arranjo do banco de baterias e possibilitar que o conversor de interface monitore o processo de carga e descarga das baterias e consequentemente maximize a sua vida útil. Além disso, o uso de um conversor de interface permite que manobras de manutenção, substituição e expansão do sistema de armazenamento sejam realizadas sem a necessidade de se desenergizar toda a instalação.

Em algumas propostas, os veículos elétricos/híbridos também são considerados como parte integrante do sistema de armazenamento da nanorrede [14, 41, 42], de modo que estes, quando conectados ao sistema, atuam como *buffers* de energia, ou seja, podem fornecer energia para a instalação durante picos de carga e consumir energia para carregar as baterias do veículo durante o período noturno, quando a atividade no ambiente for menor. Contudo, a disseminação de soluções estruturadas em torno dos veículos elétricos apenas se tornará factível em longo prazo, uma vez que a participação desses modelos na frota mundial não é significativa. No Brasil, por exemplo, as projeções atuais indicam que os veículos elétricos/híbridos apenas terão representatividade significativa na frota brasileira a partir de 2030, quando responderão por 3% da frota brasileira [3].

1.3 Arquitetura de Nanorrede proposta

Tendo em vista a discussão sobre o estado da arte de nanorredes c.c. apresentada na seção anterior, definiu-se a arquitetura da nanorrede c.c. a ser empregada nos estudos

conduzidos neste trabalho. A Figura 1.6 apresenta o diagrama esquemático da topologia proposta explicitando todos os seus componentes. Mesmo entendendo que em médio prazo haverá uma provável padronização internacional dos níveis de tensão do barramento principal da nanorrede em 380 V, escolheu-se trabalhar com um barramento em 311 V, de modo a se ter uma compatibilidade com produtos eletrônicos atualmente disponíveis no Brasil, permitindo a direta alimentação de equipamentos eletrônicos neste novo barramento c.c.. Outro motivo para esta escolha está nas limitações de tensão de alguns conversores disponíveis no laboratório do Grupo de Eletrônica de Potência da UFMG, os quais suportam tensões máximas de 350 V. Este barramento será implementado com um esquema unipolar, ou seja a dois fios, por questões de simplificação da operação da nanorrede, eliminando a necessidade de monitoramento do equilíbrio de tensão entre barramentos e balanceamento da corrente de carga que o esquema bipolar trás. Ao barramento principal se conectarão cargas de alta potência, os conversores da geração distribuída, do sistema de armazenamento e dos barramentos LVDC e sub-circuitos c.a..

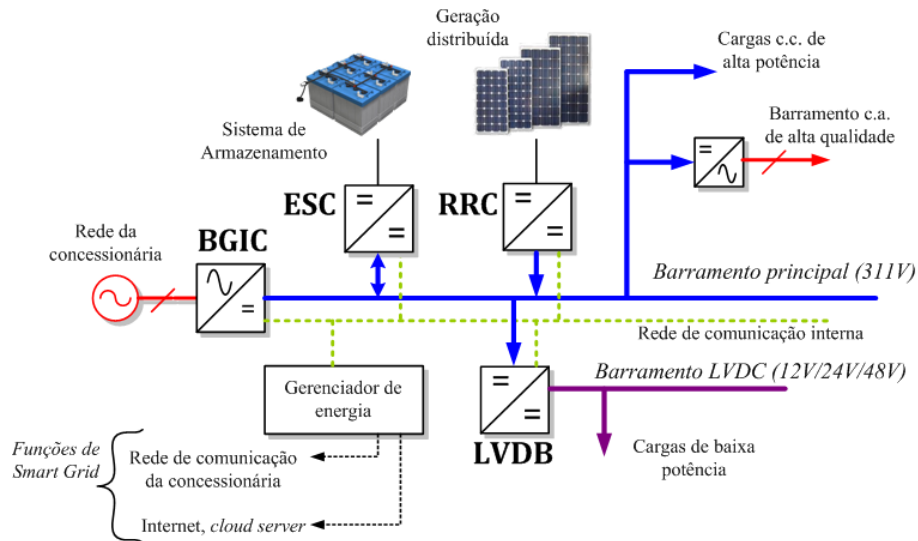


Figura 1.6: Arquitetura proposta para uma nanorrede c.c..

A interface do sistema de armazenamento, geração local e a rede da concessionária com o barramento principal será realizada por meio de conversores estáticos de potência. A Figura 1.6 descreve os principais conversores considerados nesta arquitetura, os quais serão referidos ao longo deste trabalho como:

- BGIC - *Bidirectional Grid Interface Converter*. Conversor bidirecional de interface da nanorrede com a rede de distribuição da concessionária de energia;
- RRC - *Renewable Resource Converter*. Conversor responsável pela interface com as fontes de geração local;
- ESC - *Energy Storage Converter*. Conversor de interface da nanorrede com o banco de baterias;
- LVDB - *Low Voltage DC Bus Converter*. Conversor de interface entre o barramento principal e um barramento de baixa tensão.

A geração local será baseada em energia solar fotovoltaica, estando em consonância com o tipo de geração distribuída mais empregado no Brasil. A estrutura da nanorrede será concebida com o intuito de se permitir a expansão gradual tanto da capacidade de geração, quanto da capacidade de armazenamento, de forma que o sistema possa acompanhar um aumento na demanda local de energia, de forma simplificada e sem a necessidade de grandes interferências técnicas. Prevê-se a existência de uma rede de comunicação interna que interligue todos os conversores dispostos no barramento principal e um Gerenciador de Energia, também denominado como *Power Management Controller* (PMC), o qual será responsável por definir rotinas de controle de fluxo de potência e reconfigurar os conversores de acordo com as condições de operação da nanorrede e do sistema de distribuição. Este Gerenciador poderá se comunicar com a concessionária de energia, assim como com servidores on-line, disponibilizando ao usuário funções de acordo com o conceito de Redes Inteligentes.

Os níveis de potência dos elementos da nanorrede foram estipulados para fornecer um sistema de experimentação capaz de produzir resultados compatíveis com aplicações residenciais e comerciais. Tendo como referência as instalações de geração distribuída homologadas na ANEEL até o presente momento, observa-se que aproximadamente 50% das unidades residenciais e 31% das unidades comerciais possuem níveis de potência instalada entre 2 kW e 5 kW [3, 52]. Assim, objetiva-se que a estrutura final da nanorrede

c.c. apresente uma capacidade nominal de intercâmbio de energia com a rede elétrica de 5 kW, com uma geração local fotovoltaica de 3 kW e um sistema de armazenamento capaz de suportar esse sistema operando de forma ilhada por ao menos uma (01) hora. Este sistema contempla grande parte das aplicações residenciais e comerciais pretendidas. Como a proposta foca em uma classe de consumo de baixa potência, decidiu-se que a conexão da nanorrede com a rede elétrica se dará de forma monofásica.

Contudo, devido a restrições orçamentárias, limitações de equipamentos, instalações e tempo de desenvolvimento disponíveis, a implementação experimental ainda se apresenta aquém deste objetivo. Atualmente, o sistema experimental conta com uma interface com a rede elétrica de 2 kW, e dois conversores de 1 kW que podem operar emulando as características tanto do conversor ESC quanto do conversor RRC. Ambos conversores são conectados a um módulo de potência composto por um retificador a diodos monofásico e um chopper de 1º quadrante, o que permite que eles operem de forma bidirecional, ou seja, como fonte de potência ou como carga. A emulação do comportamento do banco de baterias ou do arranjo fotovoltaico é feito por software em tempo real e será melhor detalhado em capítulos posteriores. A Figura 1.7 apresenta um diagrama esquemático do arranjo experimental utilizado neste trabalho de tese.

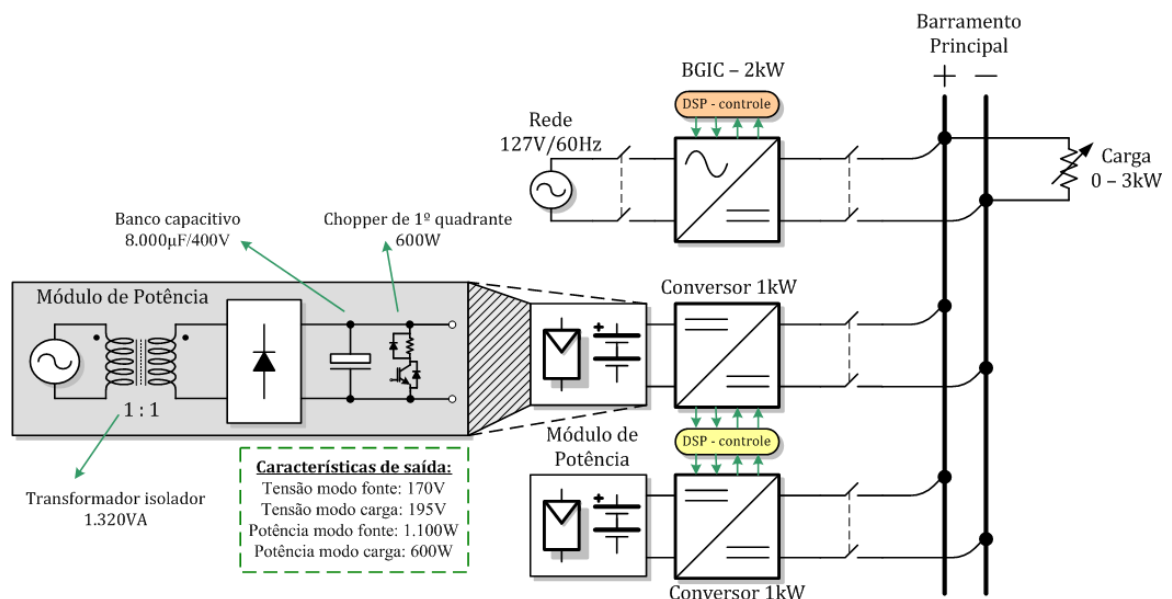


Figura 1.7: Diagrama experimental atual.

Os conversores que interligam os módulos de potência ao barramento principal da nanorrede experimental foram implementados por meio de um conjunto inversor de 4,5 kVA produzido pela Semikron, os quais já se encontravam disponíveis no laboratório de Eletrônica de Potência da UFMG. O conjunto possui uma topologia ponte completa monofásica, com dois braços de chaveamento, circuito de *gate drive*, *snubbers* para os transistores e um banco de capacitores no barramento c.c. de $1.000 \mu\text{F}/350 \text{ V}$. A potência máxima dos conversores foi limitada em aproximadamente 1 kW em função da capacidade do módulo de potência. O conversor BGIC de 2 kW foi construído especificamente para este trabalho.

No que se refere ao funcionamento do módulo de potência, o transformador isolador apresenta uma tensão eficaz em seu secundário de aproximadamente 120 V, logo, no modo fonte, o retificador monofásico fornece a potência demandada pelo conversor de interface e regula a tensão de saída do módulo em torno de 168 V. Para não exceder a capacidade do transformador isolador, cuja potência nominal é de 1.320 W, limitou-se a corrente máxima de saída do modo fonte em 6,6 A. Esse limite será considerado no projeto dos conversores de interface. No modo carga, por outro lado, o chopper de 1º quadrante se torna responsável pela regulação da tensão de saída do módulo. O chopper possui uma resistência de $64 \Omega/800 \text{ W}$, a qual é comutada de acordo com o nível de tensão de saída. Um comparador por histerese foi utilizado para acionar o chopper, de forma que o resistor é conectado em paralelo à saída do módulo quando a sua tensão ultrapassa 200 V e desligado, quando a tensão de saída se torna inferior a 190 V. A corrente do módulo em modo carga foi limitada em 3,1 A, para não sobreaquecer o resistor do chopper. A Figura 1.8 apresenta a estrutura do módulo de potência e ilustra as formas de onda de corrente e tensão em sua saída.

A rede de comunicação da nanorrede também não foi implementada em sua totalidade, sendo que apenas os conversores associados aos módulos de potência trocam informações entre si, por estarem conectados à mesma plataforma de controle digital. Assim sendo, existe uma limitação para a validação experimental das técnicas de gerenciamento de energia discutidas neste trabalho de tese. As propostas aqui apresentadas, no entanto,

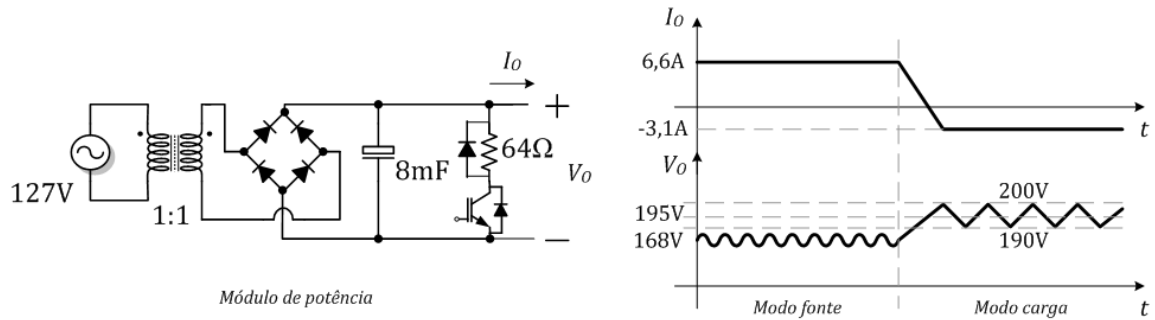


Figura 1.8: Estrutura do módulo de potência e formas de onda de funcionamento.

nortearão o desenvolvimento de trabalhos futuros, nos quais os componentes da estrutura da nanorrede ainda não implementados serão construídos e agregados à plataforma atual.

1.4 Objetivos do Trabalho de Tese

O tema nanorrede é relativamente recente, de forma que o Grupo de Eletrônica de Potência da UFMG percebeu necessidade de construir uma base de conhecimento mais profunda sobre o assunto, de forma a poder orientar futuros projetos e o desenvolvimento de soluções para esta nova linha de pesquisa. Neste contexto, o trabalho de tese de doutorado aqui apresentado, por ser um dos primeiros trabalhos nesta linha de pesquisa, buscou cobrir a estrutura da nanorrede de uma forma mais completa, estudando e propondo contribuições em diferentes frentes, ao invés de se concentrar em um único ponto. Assim sendo, o objetivo geral deste trabalho de tese de doutorado foi estabelecido como: desenvolver e implementar um protótipo de nanorrede c.c. em baixa potência e, ao longo deste processo, definir critérios e diretrizes de projeto e dimensionamento de micro e nanorredes para aplicações residenciais e comerciais.

Os objetivos específicos podem ser listados como:

- Estudar fatores que afetem a segurança de instalações c.c. e propor soluções que reduzam os riscos de choques elétricos aos usuários;
- Revisar métodos de paralelismo de conversores c.c. e gerenciamento de energia em microrredes e estabelecer uma arquitetura de gerenciamento que possibilite uma

operação robusta, bem como a inserção de novos elementos ao longo do tempo de forma simplificada;

- Estabelecer critérios de projeto, dimensionamento e/ou seleção de conversores estáticos, cabeamento, dispositivos de proteção para a nanorrede c.c.;
- Projetar a interface com a rede elétrica atendendo normas de acesso ao sistema de distribuição c.a. de forma a isolar a nanorrede de distúrbios oriundos da rede externa;
- Definir uma arquitetura para o sistema de armazenamento que permita a integração de novas unidades e o partilhamento da carga da nanorrede;
- Revisar métodos de análise de estabilidade para uso em nanorredes c.c. e definir critérios para a operação estável do sistema;
- Realizar a montagem da estrutura do protótipo de nanorrede;
- Validar experimentalmente as contribuições deste trabalho.

O trabalho de tese não focará no estudo da arquitetura do sistema de geração fotovoltaica, uma vez que outros trabalhos dentro do Grupo de Eletrônica de Potência atualmente abordam este assunto, podendo realizar contribuições mais detalhadas e profundas do que este trabalho poderia realizar, devido à sua variedade de temas. Contudo, a estrutura da unidade de geração considerada nas simulações e emulada experimentalmente é descrita no Apêndice A.

1.5 Contribuições do Trabalho

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho de tese, buscou-se estudar cada um dos subsistemas que compõem a nanorrede c.c. proposta, buscando se estabelecer critérios e procedimentos de projeto e dimensionamento para a nanorrede, além de identificar carências no estágio atual de desenvolvimento desses sistemas. Com isso o trabalho de tese resultou em contribuições de diferentes níveis em diferentes temas. As contribuições principais do trabalho podem ser enumeradas da seguinte forma:

- I - Análise do comportamento da nanorrede c.c. não-isolada frente a faltas fase-terra e choques elétricos;
- II - Análise da tensão de modo comum e sua influência sobre a segurança da instalação;
- III - Proposta inédita e validação experimental de técnicas de mitigação da tensão de modo comum;
- IV - Definição de critérios para seleção de cabos de interconexão em uma nanorrede com nível primário de controle baseado em sinalização de barramento;
- V - Definição de requisitos de projeto a serem seguidos para o dimensionamento e seleção dos conversores da nanorrede e especificação dos dispositivos de proteção;
- VI - Adaptação de uma técnica de detecção de ilhamento não-intencional baseada na perturbação de fase de um sistema PLL em *synchronous reference frame* para uso em sistemas monofásicos;
- VII - Proposta inédita de uma técnica de acoplamento entre os dois estágios do conversor de interface com a rede elétrica capaz de permitir a operação da nanorrede durante afundamentos de tensão sem a necessidade de desconexão do conversor e sem afetar a qualidade da tensão do barramento c.c. principal;
- VIII - Implementação experimental de um emulador de bancos de bateria em tempo real, baseado em um módulo bidirecional de potência e a implementação em DSP de um modelo de baterias de chumbo-ácido;
- IX - Definição e validação experimental de uma técnica de controle para sistemas de armazenamento de energia capaz de integrar o sistema a uma nanorrede com sinalização de barramento e simultaneamente monitorar a carga/descarga do banco de baterias, sem a necessidade de se realizar *gain scheduling*;
- X - Proposta inédita, modelagem e validação experimental de um algoritmo de equalização de estados de carga entre unidades de armazenamento baseada em controle secundário distribuído, compatível com nanorredes que empregam sinalização de barramento;

- XI - Definição de um procedimento de modelagem de impedâncias de saída de conversores estáticos para emprego em análises de estabilidade de sistemas de distribuição c.c., com o estabelecimento de diretrizes de projeto para os conversores;
- XII - Implementação experimental de um protótipo de nanorrede c.c. de 2kW e definição de novas linhas de pesquisa para o Grupo de Eletrônica de Potência da UFMG.

Algumas dessas contribuições resultaram em trabalhos técnico-científicos originais publicados em anais de congressos nacionais e internacionais, assim como em um trabalho aceito para publicação em periódico indexado. Os trabalhos publicados até o momento, os quais serão anexados ao final da tese, são:

1. **OLIVEIRA, T. R.**; SILVA, W. W. A. G.; DONOSO-GARCIA, P. F.. *Distributed Secondary Level Control for Energy Storage Management in DC Microgrids*. IEEE transactions on Smart Grid, 2016. (Aceito para publicação);
2. **DE OLIVEIRA, THIAGO R.** ; DONOSO-GARCIA, PEDRO F. *Perspectives for DC distribution adoption in Brazil*. In: 2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM), 2015, Atlanta. pp. 359-364;
3. **de OLIVEIRA, T. R.** ; BOLZON, A. S. ; DONOSO-GARCIA, P. F. *Grounding and safety considerations for residential DC microgrids*. In: 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2014, Dallas/USA. pp. 5526-5532;
4. SILVA, W. W. A. G. ; DONOSO-GARCIA, P. F. ; SELEME JR., S. I. ; **OLIVEIRA, T. R.** ; SANTOS, C. H. G. ; BOLZON, A. S. . *Study of the application of bidirectional Dual Active Bridge converters in DC nanogrid energy storage systems*. In: XII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), 2013, Gramado-RS. pp. 609-614. (Trabalho Indireto, publicado por Aluno de Mestrado vinculado ao projeto de desenvolvimento de uma nanorrede c.c., de que trata esta tese de doutorado).

A validação do funcionamento da nanorrede proposta e das contribuições específicas deste trabalho foi realizada por meio de simulações computacionais e resultados experimentais coletados no *setup* descrito na seção 1.3, por meio de medições em osciloscópio e

variáveis monitoradas pelos processadores digitais de sinais empregados no controle dos conversores.

1.6 Organização da Tese

O restante deste trabalho de tese de doutorado é organizado da seguinte forma: O capítulo 2 apresenta uma discussão sobre a segurança da nanorrede. O impacto de esquemas de aterramento e caminhos de modo comum sobre intensidade de correntes de falta e de choques elétricos é abordado, levando a conclusões sobre a necessidade e tipo de tecnologia demandada dos dispositivos de proteção em uma instalação c.c..

O capítulo 3 apresenta a arquitetura do sistema gerenciamento de energia utilizado na nanorrede c.c. proposta. O desempenho do sistema de gerenciamento é verificado por meio de simulações computacionais e resultados experimentais. Diretrizes para a implementação do paralelismo entre conversores e dimensionamento de cabos de interconexão e projeto da nanorrede são definidas. Além disso, requisitos básicos para a especificação de uma nanorrede c.c. também são traçados.

O capítulo 4 discute critérios para a conexão da nanorrede c.c. à rede elétrica c.a. e apresenta, a partir destes, o projeto do conversor de interface BGIC. Além da escolha da topologia do conversor e especificação do diagrama de controle interno do conversor, o capítulo também aborda a estrutura de sincronização com a rede elétrica, métodos de monitoramento do ponto de conexão e proteções contra distúrbios e anomalias na rede elétrica. Resultados experimentais foram utilizados para validar o desempenho do conversor.

O capítulo 5 apresenta uma análise detalhada das tensões de modo comum presentes na nanorrede c.c.. O equacionamento dessas tensões foi validado por meio de resultados experimentais. Além disso, técnicas para a mitigação da tensão de modo comum no barramento c.c. da nanorrede são propostas e validadas experimentalmente.

O capítulo 6 discute a arquitetura do sistema de armazenamento da nanorrede c.c.. Propõe-se também um diagrama de controle capaz de realizar a integração do sistema à

nanorrede e simultaneamente monitorar as condições de carga/descarga do banco de baterias, atendendo neste caso recomendações de fabricantes. Um algoritmo de equalização de estados de carga entre unidades do sistema de monitoramento também é proposto, sendo este compatível com a arquitetura de gerenciamento de energia definida para a nanorrede.

O capítulo 7 realiza o estudo de estabilidade da nanorrede, apresentando uma metodologia de modelagem da impedância de saída dos conversores. O capítulo define recomendações de projeto para os conversores de modo a se garantir que a integração deles ao barramento c.c. não provoque instabilidade ao sistema.

O capítulo 8 apresenta as conclusões do trabalho e as propostas de continuidade. O texto também possui três apêndices. O apêndice A apresenta a estrutura do conversor RRC e o diagrama da unidade de geração utilizada nas simulações ao longo do trabalho. O apêndice B discute os efeitos fisiológicos de choques elétricos e o apêndice C discute os requisitos normativos para o acesso de uma central de geração distribuída à rede elétrica. Além disso, o trabalho traz em seus anexos a versão final dos trabalhos técnico-científicos publicados e aceitos para publicação, os quais foram frutos deste trabalho de tese.

Capítulo 2

Estrutura da nanorrede c.c.: Proteção e Segurança

Ao se definir a estrutura de uma nanorrede c.c. para fins comerciais e residenciais, muitas questões devem ser consideradas no seu desenvolvimento. Primeiramente, como a nanorrede se trata de uma nova topologia de instalação elétrica comercial e residencial, a camada física desta estrutura deve garantir a segurança de seus usuários, de forma que os critérios e requisitos de proteção contra faltas e choques elétricos precisam ser revisados. Em segundo lugar, deve-se determinar uma arquitetura de controle e gerenciamento de energia, a qual permita a integração de múltiplos conversores em um mesmo barramento c.c. com controle sobre o fluxo de potência entre eles, e assim garantir a estabilidade do barramento, um melhor uso dos recursos locais e maior qualidade no suprimento das cargas locais.

Este capítulo se dedica à discussão sobre segurança, aterramento e proteção de instalações elétricas c.c., tendo como foco a arquitetura da nanorrede proposta. Como base para esta discussão, serão utilizados documentos consolidados e largamente utilizados no projeto de instalações residenciais e prediais, como a norma brasileira para instalações elétricas de baixa tensão (NBR5410) [47], o código elétrico americano (*National Electrical Code* - NEC) [48] e o padrão sobre efeitos fisiológicos da eletricidade sobre o corpo

humano IEC TS 60479-1 [54]. Além disso, serão feitas algumas menções a documentos que tratam da conexão de sistemas de geração distribuída à rede elétrica, como o padrão internacional de conexão de geração distribuída à rede IEEE 1547 [55] e os Procedimentos de Distribuição da ANEEL [56], cujos principais requisitos são descritos no Apêndice C.

2.1 Considerações sobre segurança em instalações elétricas

O projeto e implantação de instalações elétricas para a distribuição e fornecimento de energia em ambientes de ocupação humana, residenciais e/ou comerciais, deve respeitar preceitos básicos de segurança, independentemente da forma da tensão e esquema de distribuição utilizados. A principal preocupação é garantir a segurança de pessoas e animais e a proteção de bens contra riscos decorrentes do uso da eletricidade [47], como choques elétricos, queimaduras, incêndios e danificação de equipamentos devido a surtos e distúrbios do sistema elétrico.

Os choques elétricos são normalmente provocados por descargas elétricas originadas pelo contato do usuário da instalação com elementos energizados, seja por acesso direto a alimentadores, por falhas de isolamento em equipamentos, ou por estática. Essas descargas elétricas induzem a circulação de correntes pelo corpo do indivíduo, o que pode provocar danos fisiológicos graves, como dor, queimadura, parada respiratória e em última instância, morte por eletrocução [54]. Mesmo em casos onde a descarga em si não é elevada, a reação do indivíduo ao choque pode produzir acidentes e situações de perigo. O Apêndice B apresenta uma discussão sobre os efeitos fisiológicos de choques elétricos, onde se mostra que a sensibilidade do corpo humano à passagem de corrente elétrica varia de acordo com a frequência da descarga, a sua intensidade e o tempo de exposição. A Figura 2.1 apresenta um gráfico comparativo dos limiares de sensibilidade a choques elétricos entre sistemas c.a. e c.c.. Observa-se que a sensibilidade do corpo a descargas em corrente contínua é menor do que em corrente alternada.

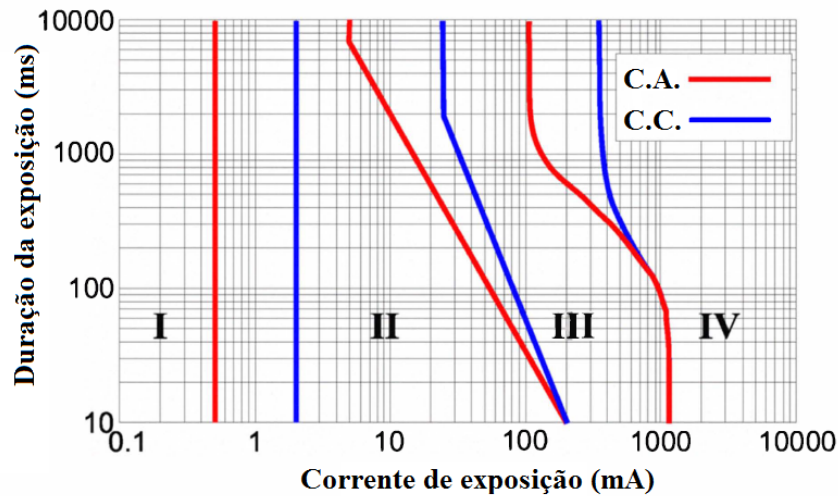


Figura 2.1: Curvas características de sensibilidade a duração x nível de corrente.

As regiões exibidas pela Figura 2.1 se referem aos seguintes efeitos fisiológicos:

- I. Limiar de percepção;
- II. Limiar da dor, contrações musculares involuntárias, sem danos significativos;
- III. Fortes contrações musculares, distúrbios reversíveis na formação e condução de impulsos cardíacos e interferência respiratória;
- IV. Danos críticos, como parada cardíaca, para respiratória, queimaduras e outros danos celulares. Probabilidade de ocorrência de fibrilação ventricular.

A intensidade da corrente de corpo produzida durante um choque elétrico pode ser estimada como a razão entre a tensão de toque à qual o indivíduo se encontra exposto e sua impedância de corpo. A magnitude da impedância de corpo depende do caminho de circulação da corrente elétrica, da frequência desta corrente, da tensão de toque e de condições físicas do indivíduo. A Figura 2.2, também proveniente do Apêndice B, apresenta valores de impedância de corpo em função da tensão de toque, em sistemas c.c. e 60 Hz c.a., para 95% da população em ambiente seco e para um caminho de corrente mão-a-mão. É importante salientar que um caminho mão esquerda-pé pode produzir impedâncias até 30% inferiores [54].

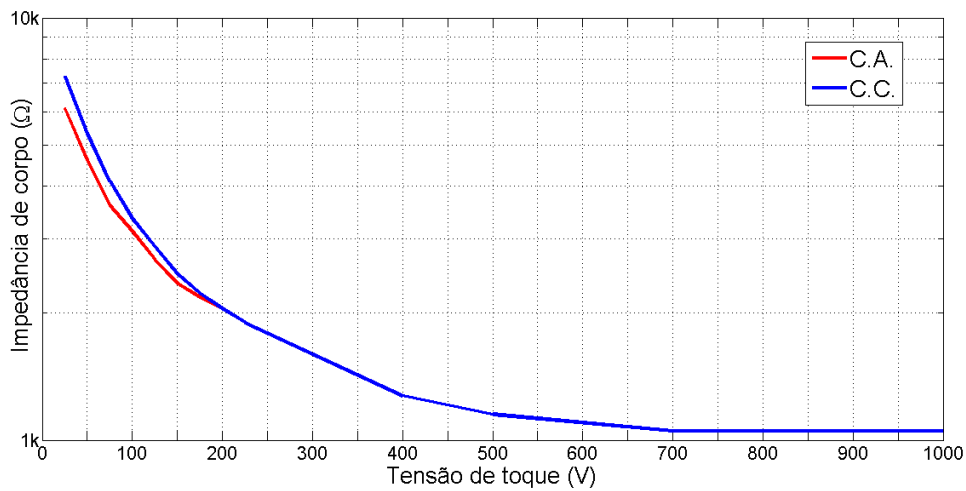


Figura 2.2: Impedância de corpo vs. Tensão de toque para 95% da população, condições secas, mão-a-mão.

Para se evitar que a exposição de indivíduos a potenciais elétricos dentro da instalação provoque a ocorrência de choques elétricos graves, as normas NBR5410 e NEC definem que todas as partes metálicas da instalação devem ser equipotencializadas e aterradas solidamente. Além disso, as massas de equipamentos e eletrodomésticos também devem ser aterradas na mesma malha de equipotencialização, por meio de um condutor de proteção único, de modo que eventuais falhas de isolamento nesses equipamentos não elevem o potencial de toque de suas carcaças. O circuito de alimentação da instalação elétrica também pode ser aterrado, sendo que se prevê três esquemas de aterramento possíveis [47]:

- Esquema TN - possui um ponto da alimentação diretamente aterrado, sendo as massas ligadas a esse ponto através de condutores de proteção. A Figura 2.3 exemplifica possíveis implementações do esquema TN;
- Esquema TT - possui um ponto da alimentação diretamente aterrado, estando as massas da instalação ligadas a eletrodo(s) de aterramento eletricamente distinto(s) do eletrodo de aterramento da alimentação. A Figura 2.4 exemplifica esse sistema;
- Esquema IT - O circuito de alimentação pode não ser aterrado (tipo A) ou ser aterrado via alta impedância (tipo B). Tal esquema de aterramento, ilustrado na

Capítulo 2 - Estrutura da nanorrede c.c.: Proteção e Segurança

Figura 2.5, permite a manutenção do fornecimento de energia, mesmo durante faltas, sendo indicado para alimentação de sistemas críticos.

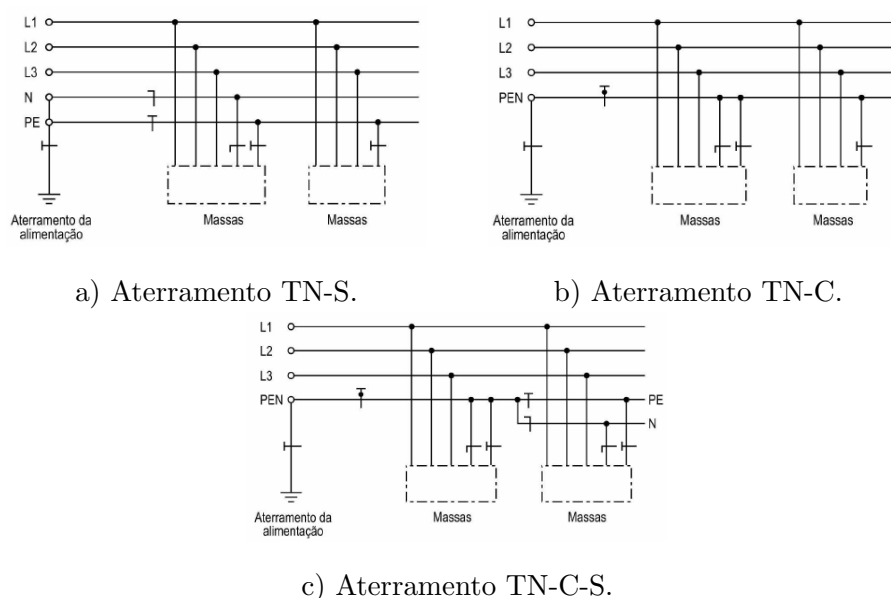


Figura 2.3: Esquemas de aterramento tipo TN

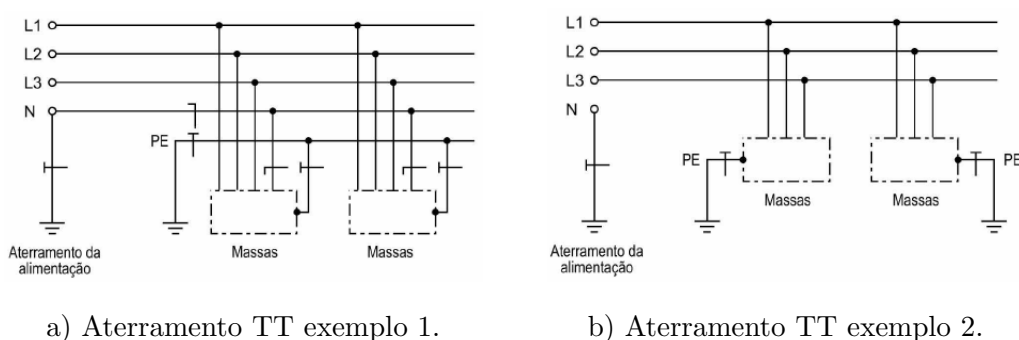


Figura 2.4: Esquemas de aterramento tipo TT

Adicionalmente à equipotencialização, a proteção contra choques elétricos nas normas prevê o uso de dispositivos de proteção contra correntes residuais e diferenciais, os quais devem medir fugas de corrente entre os alimentadores da instalação e caso estas sejam superiores a um limite de segurança, o circuito no qual a fuga for detectada deverá ser seccionado automaticamente. Exceções podem ocorrer em esquemas de aterramento IT. O uso de barreiras ou invólucros também é um procedimento previsto para evitar o contato não-intencional com partes energizadas de equipamentos.

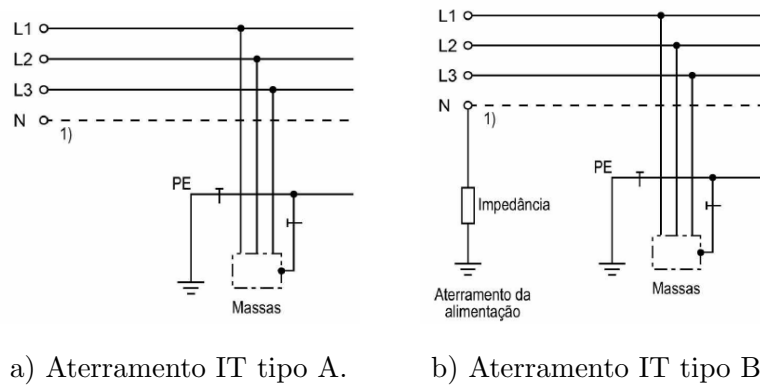


Figura 2.5: Esquemas de aterramento tipo IT

A proteção dos circuitos da instalação contra faltas, ou curto-circuitos, entre os alimentadores, ou entre estes e a malha de aterramento, também é requisito importante em instalações elétricas. Em muitos sistemas, uma falta produz a circulação de correntes elétricas elevadas, as quais podem provocar a elevação de temperatura de massas, fios, emendas e dispositivos, o que além de danificá-los pode escalar o risco de queimaduras e incêndio. Por isso, as normas prevêem a utilização de dispositivos de proteção contra curto-circuitos e sobrecargas a serem instalados em cada circuito de fornecimento. Estes dispositivos podem empregar diferentes tecnologias de detecção de faltas, no entanto, eles devem estar munidos de sistema capaz de suportar e extinguir eventuais arcos elétricos provenientes da abertura dos circuitos faltosos, além de estarem fisicamente separados de elementos e sistemas cujo efeito desses arcos possa provocar efeitos térmicos prejudiciais, como explosões e falhas de isolamento.

Outra questão importante é a proteção contra surtos e distúrbios provenientes da rede elétrica, como descargas atmosféricas conduzidas na rede. As normas definem que tais problemas não devem provocar a queima ou danificação de equipamentos no interior da instalação, nem expor os seus ocupantes a situações de risco. Uma recomendação é a utilização de dispositivos de proteção contra surtos (DPS) na entrada dos circuitos de alimentação, os quais irão absorver eventuais sobretensões da rede, protegendo assim os circuitos internos desses fenômenos.

2.2 Aterramento em instalações c.c.

Os critérios de proteção e aterramento de instalações em corrente contínua são tratados nas normas vigentes segundo o esquema de distribuição utilizado (unipolar ou bipolar) e o nível de tensão do barramento. No caso de sistemas bipolares, os quais não serão explorados neste trabalho, o NEC americano determina que o condutor neutro deve ser aterrado, independentemente do seu nível de tensão. No caso de sistemas unipolares, existem definições diferentes para sistemas com níveis de tensão inferiores a 60 V e para níveis superiores.

2.2.1 Barramento de baixa tensão - LVDC

Sistemas c.c. unipolares com tensão de barramento inferior a 60V são definidos na NBR 5410 como sistemas de extra-baixa tensão (ELV - *Extra Low Voltage*). Tanto a norma brasileira, quanto o NEC americano, estabelecem condições de operação diferenciadas para sistemas nesta faixa de tensão. Elas estabelecem, por exemplo, que sistemas ELV isolados ou separados, podem:

- Realizar a distribuição de energia pelo emprego de condutores ou barramentos nus;
- Operar de modo não aterrado, ou isolado;
- Incorporar os dispositivos de proteção contra faltas para terra e correntes diferenciais-residuais no próprio conversor de interface.

O NEC restringe essas condições a sistemas que utilizem circuitos de baixa potência (100 VA) e acondicionados em ambientes secos. A NBR5410, por sua vez, estabelece que para emprego em ambientes úmidos ou molhados, o limite de tensão deve ser restringido a 30 V. Nota-se portanto que barramentos LVDC de 12 V e 24 V poderiam ser empregados tanto em ambientes secos, quanto em ambientes úmidos e molhados. Já sistemas de 48 V apenas poderiam ser empregados em ambientes secos. Essa condição especial de segurança concebida aos sistemas de baixa tensão se justifica pelo fato de que um contato direto de um indivíduo com um barramento energizado nesta faixa de tensão não é capaz

de produzir correntes de corpo de magnitude suficiente para induzir efeitos fisiológicos danosos ao corpo humano. Na realidade, no pior dos casos, o indivíduo estaria exposto à região II da Figura 2.1, ou seja, alguma dor poderia ser experimentada, mas nenhum dano mais severo seria infligido. É importante observar que, para atender os requisitos de segurança definidos nas normas analisadas, os conversores LVDB distribuídos ao longo de uma nanorrede deverão empregar topologias c.c.-c.c. com isolamento elétrico, de modo a possibilitar que o barramento de baixa tensão possa operar sem aterramento.

2.2.2 Barramento principal

Na norma NBR5410 não existe uma exigência explícita sobre o aterramento de instalações c.c. de tensão superior a 60 V, contudo no NEC se estabelece que sistemas de tensão entre 60 V e 300 V devem ser aterrados. Não existe, entretanto, definições destinadas a sistemas de maior tensão, sendo que nesta análise os requisitos para a classe de 60 V a 300 V serão assumidos. Como no Brasil, ainda segundo a NBR5410, a entrada da alimentação de uma instalação residencial ou comercial é solidamente aterrada no seu ponto de conexão com a rede da concessionária de energia, os esquemas de aterramento a serem empregados dependerão da existência, ou não, de isolamento elétrico entre a rede c.c. e a rede c.a. da concessionária. De acordo com os Procedimentos de Distribuição da ANEEL [56], não existe uma exigência da utilização de um transformador isolador (T.I.) para classes de potência inferiores a 100 kW, no entanto o estudo de sistemas isolados é interessante, uma vez que durante uma operação ilhada, o ponto de conexão comum é suspenso e a nanorrede se comporta como um sistema isolado da rede elétrica. Desta forma, se analisará ambas formas de conexão, isolada e não-isolada, entre a nanorrede e a rede c.a..

2.2.2.1 Sistemas c.c. isolados

A existência do isolamento entre a rede c.a. e o barramento c.c. da nanorrede possibilita que todos os esquemas de aterramento anteriormente citados sejam empregados. No

caso do esquema IT, no entanto, o aterramento se dará por meio de uma impedância de aterramento. A Figura 2.6 apresenta quatro esquemas de aterramento para o sistema c.c. unipolar isolado.

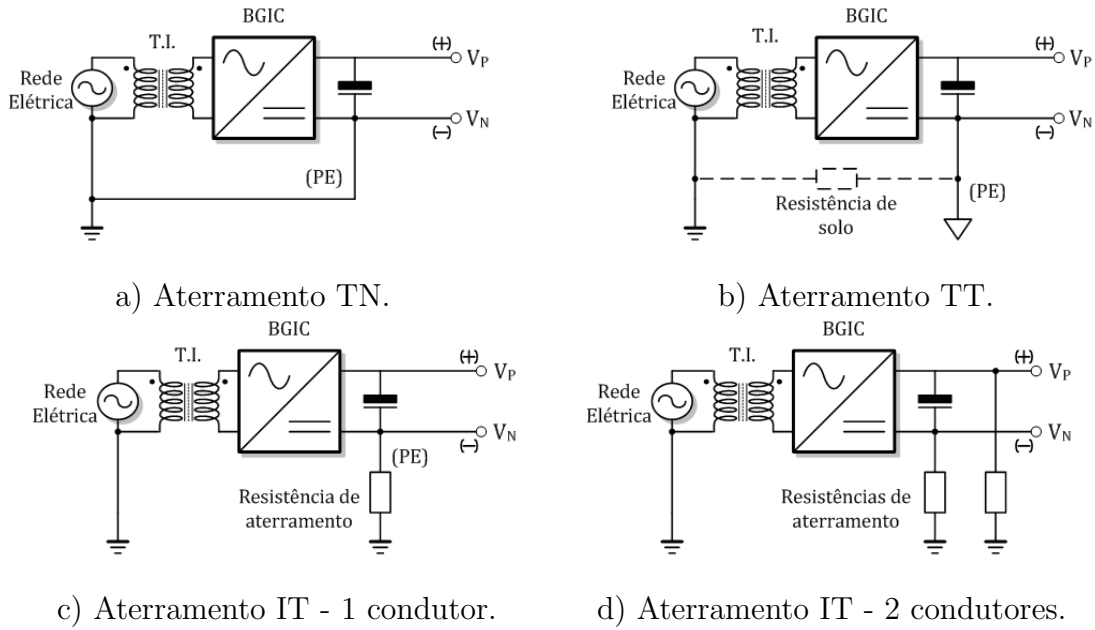


Figura 2.6: Esquemas de aterramento para um sistema c.c. com isolamento.

Ao se empregar um esquema sólido de aterramento, TN ou TT, a ocorrência de uma falta fase-terra poderá provocar correntes de falta elevadas. Supondo, por exemplo, que o condutor negativo (V_N) esteja aterrado, uma falta no condutor positivo funcionará como um curto-circuito franco no barramento c.c., de modo que a corrente de falta dependerá exclusivamente da resistência dos condutores. Contudo, a magnitude dessa corrente pode ser reduzida pelos conversores estáticos, caso todos tenham a capacidade de limitar suas correntes de saída.

Em esquemas de aterramento por impedância, IT, por outro lado, a corrente de falta será muito inferior ao observado nos demais esquemas. A corrente de uma falta fase-terra pode ser controlada por meio da resistência de aterramento, de modo que se pode ter uma situação onde esta corrente não aciona nenhum dispositivo de proteção, mantendo a instalação em operação. Considerando o esquema da Figura 2.6-c), por exemplo, uma falta fase-terra no condutor positivo irá produzir uma corrente de falta igual a

$$I_{falta,IIT} = \frac{V_B}{R_E}, \quad (2.1)$$

onde V_B é a tensão do barramento c.c. e R_E é a resistência de aterramento. Caso, por outro lado, a falta ocorra do condutor negativo para o terra, não haverá circulação de corrente. Contudo, o sistema, nesta situação, passa a funcionar como se estivesse solidamente aterrado, de modo que se uma segunda falta ocorrer, do condutor positivo para terra, a corrente resultante será muito elevada.

Em relação ao circuito da Figura 2.6-d), uma falta fase-terra, seja esta no condutor negativo, ou no condutor positivo, irá produzir uma corrente de falta, como a equacionada em (2.1). Em caso de ocorrência de uma segunda falta fase-terra, este esquema de aterramento também exibirá correntes de falta elevadas. Isso indica que em sistemas de aterramento IT isolados, em geral, a limitação da corrente de falta apenas é efetiva em caso de ocorrência de uma única falta fase-terra. O surgimento de uma segunda falta provoca circulação de altas correntes, em semelhança aos sistemas de aterramento sólido. Isto porque cada falta curto-circuita uma das resistências de aterramento, inutilizando-a. Assim, conclui-se que, mesmo em esquemas IT, deve existir a presença de dispositivos de proteção contra sobrecorrentes e curto-circuito, para lidar com os efeitos de uma segunda falta fase-terra.

O esquema de aterramento também afeta as correntes de corpo produzidas por choques elétricos. No caso de aterramento sólido, o usuário que entrar em contato com o condutor não aterrado estará exposto a toda tensão de barramento, de modo que a corrente de corpo apresentará a seguinte magnitude:

$$I_{corpo,ITN} = \frac{V_B}{R_{corpo}}, \quad (2.2)$$

onde $I_{corpo,ITN}$ é a corrente de corpo para um esquema de aterramento sólido em sistema isolado e R_{corpo} é a resistência equivalente do corpo humano. Considerando que a tensão de barramento é de 311 V, conforme apresentado no Apêndice B, a resistência de corpo para um caminho entre a mão esquerda e um pé equivale a 1.120 Ω , o que produziria

uma corrente de corpo de até 278 mA. Segundo a Figura 2.1, esta corrente de corpo se encontra no limite entre a região III e IV, de forma que o indivíduo se encontraria em risco de experimentar paradas respiratórias e dores intensas. Além disso, uma pequena variação na impedância de corpo do indivíduo pode fazer com que ele seja exposto a uma situação de provável fibrilação ventricular. Com isso, o sistema demanda a aplicação de dispositivos de proteção contra correntes diferenciais-residuais com curtos tempos de acionamento [32].

O aterramento por meio de resistências permite reduzir a corrente de corpo a níveis não perigosos. Considerando o sistema da Figura 2.6-c), a interação com o pólo não aterrado aplicará sobre o usuário toda a tensão do barramento c.c., porém, como a resistência de aterramento se encontra no caminho da corrente, a corrente de corpo será dada por:

$$I_{corpo,IIT1} = \frac{V_B}{R_{corpo} + R_E} \quad (2.3)$$

No caso do aterramento IT de ambos os condutores, Figura 2.6-d), define-se um divisor de tensão, sendo que o ponto médio do barramento c.c. é conectado ao referencial de terra. Desta forma, a tensão de toque, em ambos os condutores, será a metade da tensão do barramento c.c.. No entanto, na ocorrência de contato de uma pessoa com um dos pólos do barramento, a resistência de corpo desta pessoa se associará paralelamente a uma das resistências de aterramento, com isso, a tensão de toque percebida pela pessoa será definida como:

$$V_{toque,IIT2} = V_B \cdot \frac{R_{corpo} // R_E}{R_{corpo} // R_E + R_E} \quad (2.4)$$

Assim, a corrente de corpo a ser conduzida pelo corpo do indivíduo será definida como:

$$I_{corpo,IIT2} = \frac{V_B}{R_{corpo} // R_E + R_E} \quad (2.5)$$

Assumindo que a resistência de corpo possuirá um valor muito inferior à resistência de aterramento, pode-se simplificar a expressão (2.5), igualando-a à equação (2.3). Assumindo, como parâmetro de dimensionamento das resistências de aterramento, se manter

a corrente de corpo dentro da região II, onde não se expõe o indivíduo a efeitos fisiológicos perigosos, R_E deve ser escolhida de forma a se ter uma corrente de corpo inferior a 30 mA. Assim, para $V_B = 311$ V, $R_{corpo} \approx 1.120 \Omega$, por meio de (2.3), têm-se que $R_E \approx 10$ k Ω .

2.2.2.2 Sistemas c.c. não-isolados

Em sistemas não-isolados, existe uma relação entre o barramento c.c. e a rede elétrica c.a., a qual dependerá da estrutura do conversor de interface empregado na conexão dos dois sistemas de distribuição. Na maioria dos casos, surgirá no sistema um caminho de modo comum interligando o lado c.c. e o lado c.a. da instalação [57, 58, 59]. Este caminho de modo comum impede o emprego de esquemas de aterramento sólido (TN e TT), uma vez que estes provocariam a circulação de grandes correntes de modo comum na instalação. Portanto, o aterramento por resistências (IT) seria mais adequado para atender as exigências do NEC. A Figura 2.7 apresenta os esquemas de aterramento possíveis para sistemas sem isolamento.

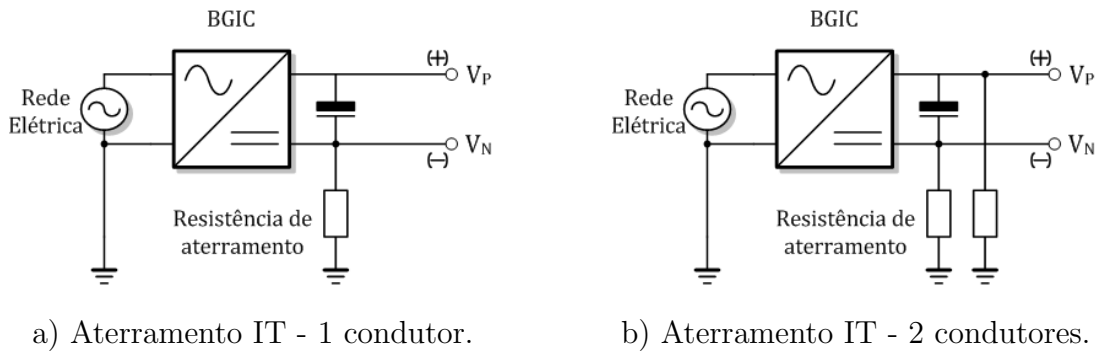


Figura 2.7: Esquemas de aterramento para um sistema c.c. não-isolado.

O circuito equivalente do barramento c.c. não-isolado, com aterramento IT, pode ser visualizado na Figura 2.8, sendo V_{CM} a tensão de modo comum do sistema. Nota-se que, em caso de faltas para terra, independentemente do esquema de aterramento, existirá sempre um caminho para circulação de correntes de falta que enlaça a fonte de tensão de modo comum, de forma que a corrente de falta poderá apresentar grande amplitude, demandando o uso de dispositivos de proteção.

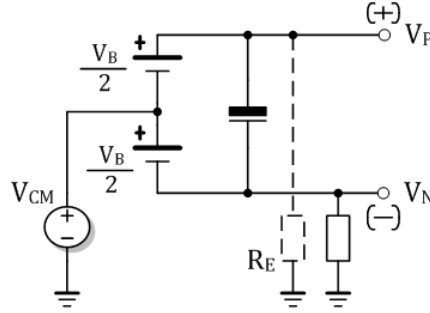


Figura 2.8: Circuito equivalente do sistema c.c. não-isolado.

Um problema semelhante ocorre em relação às correntes de corpo. Devido à existência do caminho de modo comum, existirá, independentemente do esquema de aterramento, uma parcela de corrente de corpo circulando pelo indivíduo definida como:

$$I_{corpo, NIT} = \frac{V_{CM} \pm V_B/2}{R_{corpo}} \quad (2.6)$$

Para minimizar os efeitos da corrente de corpo, o conversor de interface deverá prover meios de compensar ou mitigar a tensão de modo comum. Porém, mesmo que se consiga reduzir V_{CM} a um valor nulo, como mostra (2.6) a corrente de corpo ainda terá uma parcela dependente da tensão de barramento. Contudo, observa-se que a tensão de toque neste caso será ± 155 V, o que eleva a resistência de corpo equivalente a 1.695Ω , Figura B.2, produzindo correntes de corpo de aproximadamente 91 mA. Esta corrente, contudo não expõe o indivíduo à região de fibrilação ventricular, mas pode provocar dores e outros danos ao indivíduo à medida que o tempo de exposição se eleva. Constata-se que, devido à existência do caminho de modo comum, sistemas não-isolados não permitem o controle da magnitude das correntes de falta ou de corpo, de modo que o uso de dispositivos de proteção se torna mandatório.

2.3 Proteção de sistemas c.c.

Nesta seção, a empregabilidade de dispositivos contra faltas e correntes diferenciais na proteção de sistemas de distribuição em corrente contínua será analisada. Como base para a discussão a ser realizada, considerou-se o diagrama esquemático apresentado na Figura

2.9, onde se evidencia os principais elementos da nanorrede e o provável posicionamento dos dispositivos de proteção.

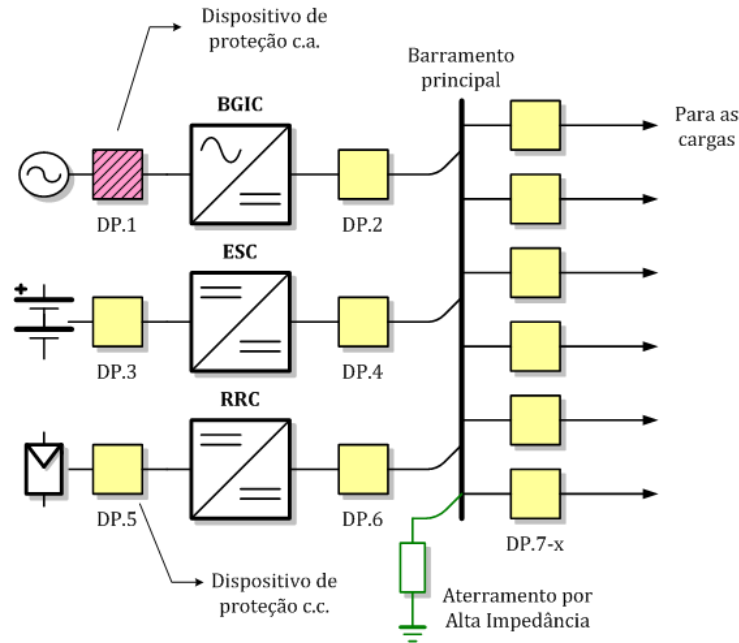


Figura 2.9: Diagrama da nanorrede c.c. com alocação de dispositivos de proteção.

Considerando que a conexão da nanorrede com a rede elétrica c.a. se dará de forma não-isolada, uma vez que a presença de um transformador isolador não é exigida nos procedimentos de acesso ao sistema de distribuição brasileiro. Considerou-se um esquema de aterramento por alta resistência, com $R_E = 10 \text{ k}\Omega$. Para esta discussão, será assumido que a nanorrede é capaz de regular a tensão do barramento c.c. principal em 311 V e que o conversor de interface BGIC, como será apresentado na Capítulo 5, é capaz de mitigar a tensão de modo comum entre o barramento c.c. e a rede c.a., de forma que $V_{CM} = 0$.

2.3.1 Proteção contra faltas

O barramento principal de uma nanorrede c.c. é suscetível à ocorrência de dois tipos de falta: falta fase-fase, por meio de um curto-circuito entre os dois pólos do barramento c.c., e falta fase-terra, entre um pólo e a malha de aterramento da instalação. Uma falta fase-fase produz um curto-circuito franco no barramento c.c. principal da nanorrede, o que afeta consequentemente todos os conversores a ele conectados. Assim, a magnitude

da corrente de falta fase-fase será o somatório das correntes de saída de cada um desses conversores. A severidade deste tipo de falta pode ser reduzida ao se munir os conversores estáticos interligados ao barramento principal da capacidade de controlar suas correntes de saída, o que levaria a uma corrente de falta limitada e conhecida. Neste caso, o seccionamento do circuito faltoso pode ser realizado pelo emprego de disjuntores no lado c.c., uma vez que o ponto onde ocorre a falta tende a absorver toda a corrente do sistema, o que excederia o limite de corrente do dispositivo de proteção e consequentemente levaria ao seu acionamento.

Disjuntores termomagnéticos convencionais podem ser empregados na interrupção de correntes contínuas, no entanto, deve-se adaptar as formas de ligação e as curvas de acionamento do disjuntor para o uso em corrente contínua [46]. A Figura 2.10 apresenta as curvas B e C de disjuntores c.a. convencionais, onde se nota que para o uso em c.c. existe uma expansão da região de acionamento instantâneo, indicando que se o mesmo disjuntor for utilizado em c.c. os limites de corrente serão maiores do que no caso c.a.. Outro fator é a capacidade do disjuntor de extinguir arcos elétricos. Como em c.c. não existem passagens da corrente por zero, os arcos elétricos tendem a se sustentarem, sendo que os disjuntores convencionais não possuem normalmente capacidade de eliminá-los. Para tal, aconselha-se aumentar a distância entre os contatos do disjuntor, associando, por exemplo, contatos de um disjuntor tripolar em série [22]. Disjuntores para uso em c.c. também estão disponíveis no mercado, sendo que utilizam normalmente a curva C apresentada na Figura 2.10, contudo eles tendem a ser mais caros e mais difíceis de encontrar do que seus similares c.a., no mercado nacional. Assim, disjuntores termomagnéticos aplicados em c.c. serão acionados ao detectarem uma corrente de falta entre 5 e 15 vezes (Tipo C tripolar) ou entre 5 e 10 vezes (Disjuntor c.c.) a sua corrente nominal. O tempo de abertura do contato, mesmo na região de acionamento instantâneo pode durar alguns milissegundos.

No caso de uma falta fase-terra, por outro lado, a capacidade de limitação de corrente de saída dos conversores pode não ser eficaz, uma vez que a corrente circulará por um caminho de modo comum. A Figura 2.11 apresenta uma simulação da nanorrede c.c. frente à ocorrência de uma falta fase-terra. Observa-se que a corrente de falta não é limitada

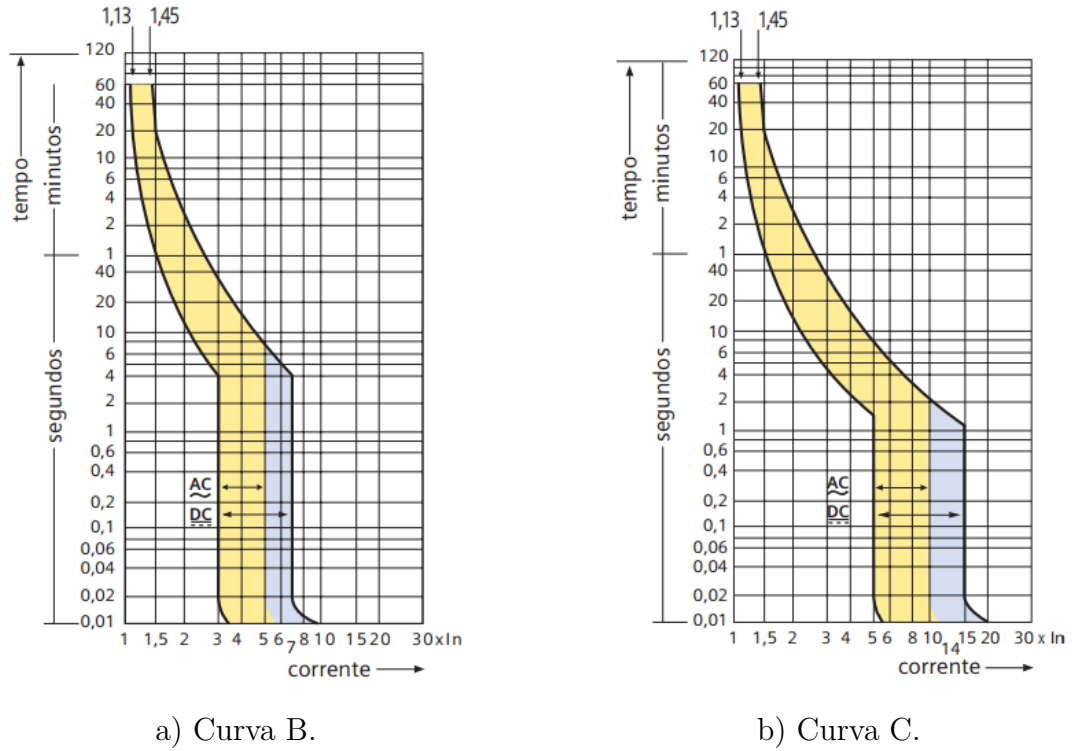


Figura 2.10: Curvas de disjuntores B e C.

pelos conversores, atingindo valores muito elevados. Além disso, observa-se que a principal parcela da corrente de falta circula pelo conversor de interface BGIC (*Bidirectional Grid Interface Converter*), enlaçando, portanto, o lado c.a. da instalação. Com isso, a falta fase-terra pode também ser detectada por dispositivos posicionados no ponto de conexão entre a nanorrede e a rede elétrica da concessionária de energia.

À primeira vista, os resultados da simulação podem levar à conclusão de que a proteção deste tipo de falta pode ser realizada pelo emprego de disjuntores no lado c.c. e/ou no lado c.a. da nanorrede. Contudo, é importante salientar que a rápida variação da corrente de falta pode comprometer a coordenação de proteção da nanorrede, isso por que, o tempo necessário para que os disjuntores termomagnéticos detectem e interrompam a corrente de falta, que é na faixa de alguns milissegundos, é muito superior ao tempo de proteção contra sobrecorrentes implementado pelos próprios conversores, seja esta executada via software, ou via hardware, por meio do *Gate Driver* dos transistores do conversor. Assim, antes que qualquer dispositivo de proteção possa atuar, o próprio conversor irá promover

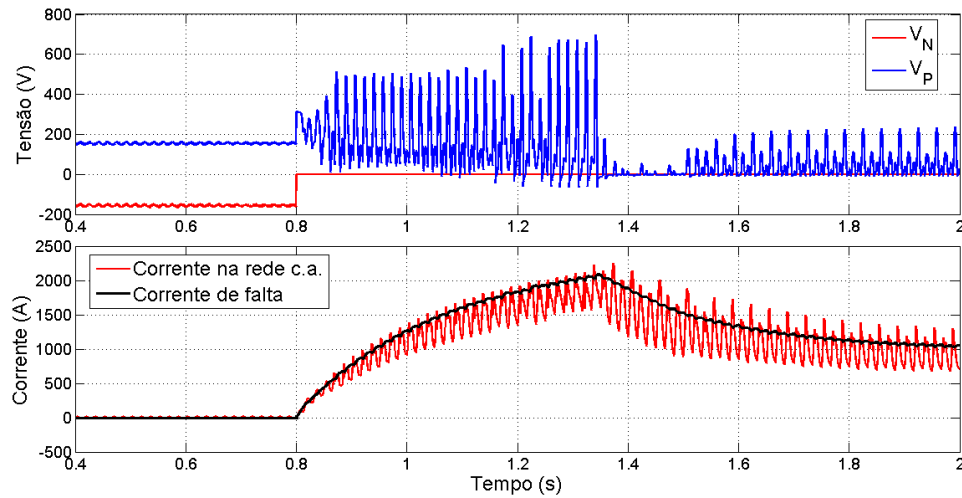


Figura 2.11: Simulação da corrente de falta fase-terra.

a interrupção da conexão com a rede elétrica levando o sistema à operação ilhada. Uma vez em operação ilhada, as impedâncias de aterramento irão promover a limitação da corrente de falta, evitando danos à instalação e seus componentes. Contudo, para que os dispositivos de proteção consigam realizar o seccionamento de ramos faltosos sem que haja a suspensão do ponto de conexão comum, estes devem exibir tempos de acionamento na ordem de microssegundos, o que apenas pode ser alcançado com o emprego de dispositivos de estado sólido. A literatura apresenta diversas propostas de dispositivos de proteção de estado sólido e híbridos, atingindo tempos de abertura compatíveis com a aplicação em questão [22, 60, 61, 62, 63], contudo, um dispositivo comercial ainda não está prontamente disponível.

A partir dessa análise, pode-se discorrer sobre a topologia dos dispositivos de proteção exibidos na Figura 2.9. Como comentado, a grande maioria dos dispositivos no lado c.c. devem empregar tecnologias baseadas em estado sólido, para poder interromper faltas fase-terra. Assim os dispositivos dos circuitos de alimentação, DP.7-x, devem ser de estado sólido e dimensionados para atuar em um nível de corrente inferior ao limite de proteção contra sobrecorrente do conversor BGIC. Como os próprios conversores podem implementar a limitação da corrente em faltas fase-fase e se desativarem em caso de faltas fase-terra, os dispositivos DP.2, DP.4 e DP.6 se tornam desnecessários, contudo, pode-se

escolher empregar disjuntores termomagnéticos para se ter uma proteção contra falhas nos conversores e/ou uma forma de seccionamento manual. Disjuntores termomagnéticos também podem ser empregados em DP.1 (disjuntor c.a. tipo C) e DP.3 para proteger a rede elétrica e o banco de baterias de falhas nos conversores BGIC e ESC respectivamente. O dispositivo DP.5, no entanto, não se faz necessário, pois o arranjo fotovoltaico possui uma corrente de curto-circuito limitada, não promovendo danos ao sistema em caso de faltas.

2.3.2 Proteção contra choques elétricos

Como discutido anteriormente, em sistemas não isolados, a ocorrência de um choque elétrico pode provocar correntes de corpo na ordem de 90 mA, produzindo dor, contrações musculares intensas e interferência respiratória, dependendo do tempo de exposição. A proteção contra choques em sistemas c.a. é realizada, entre outras formas, por meio do emprego de dispositivos de proteção contra correntes diferenciais e residuais (DR), um dispositivo capaz de medir a fuga de corrente em um determinado circuito e caso um limite de segurança seja excedido, realizar a interrupção do circuito. A medição da corrente diferencial, ou residual, é normalmente feita com o uso de um transformador de corrente (TC), sendo que os alimentadores do circuito são enlaçados por este TC e no secundário têm-se um sinal proporcional à diferença líquida de corrente. Em uma situação normal, a corrente diferencial é nula, mas caso ocorra o desvio de corrente para a terra, a corrente diferencial será igual à magnitude dessa corrente de fuga. O acionamento do dispositivo comumente ocorre quando a fuga ultrapassa 30 mA, ou seja, no início da região III do limite de sensibilidade para correntes c.a., mostrado na Figura 2.1. Existem atualmente três tipos de dispositivos DR:

1. Tipo A - capaz de detectar correntes diferenciais em sistemas alternados;
2. Tipo AC - capaz de detectar correntes diferenciais em sistemas alternados e correntes contínuas pulsadas;

3. Tipo B - capaz de detectar correntes diferenciais alternadas, contínuas pulsadas, e contínuas puras. Normalmente esses dispositivos estão disponíveis em modelo tripolar apenas.

Não existe contudo, dispositivo DR comercial para uso em sistemas c.c.. Mesmo os dispositivos do tipo B não possuem capacidade de interromper correntes contínuas, pois não suportam a intensidade dos arcos elétricos gerados, logo, com dispositivos comerciais, apenas a atuação no lado c.a. da nanorede seria possível. Não se encontrou na literatura até o momento estudos sobre dispositivos DR aplicados em c.c.. A Figura 2.12 apresenta a simulação da ocorrência de um choque elétrico no barramento principal da nanorede, em $t = 0,8s$, assumindo uma resistência de corpo de 1.695Ω . Observa-se que o valor da corrente de corpo não é suficiente para provocar uma alteração no funcionamento do circuito. Além disso, nota-se que, assim como ocorre em uma falta fase-terra, o caminho de circulação da corrente de corpo enlaça o conversor BGIC, de modo que se pode medir a corrente diferencial também no lado c.a. da nanorede.

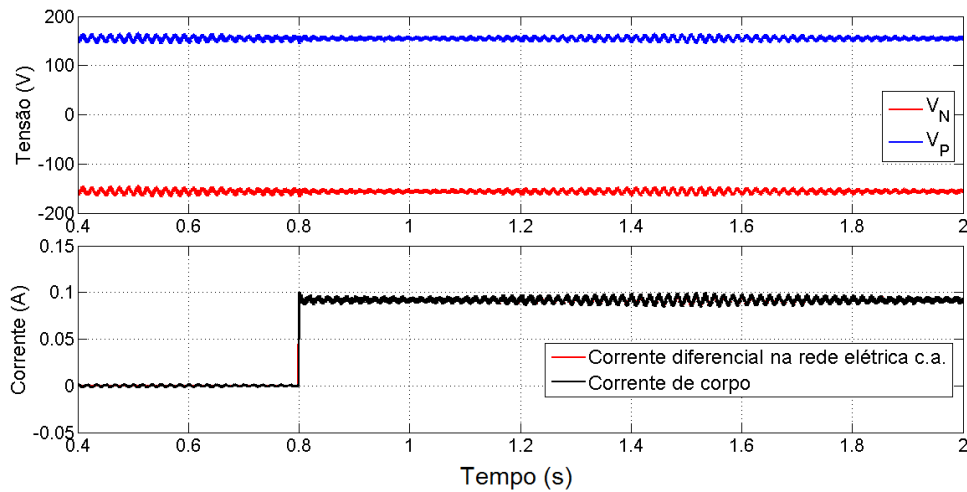


Figura 2.12: Simulação da corrente de corpo.

Com isso, conclui-se que a proteção contra choques elétricos pode ser implementada ao se empregar um dispositivo DR tipo B no lado c.a. da nanorede, ou seja, o dispositivo DP.1 pode ser implementado como um disjuntor tipo C juntamente com um DR tipo B. No entanto, essa proteção obriga a nanorede a entrar em estado ilhado sempre que uma

fuga de corrente ocorrer. Para se ter uma coordenação de proteção que permita eliminar fugas de corrente no estado conectado, o desenvolvimento de dispositivos DR para uso em barramentos de corrente contínua, com capacidade de interrupção de corrente e tempos de ativação adequados se faz necessário. O emprego de dispositivos DR no lado c.c., além de permitir uma coordenação na proteção contra choques elétricos, também possibilitaria interromper circuitos faltosos da nanorrede em operação ilhada. Isto porque a corrente de falta pode ser entendida nestes casos como uma fuga de corrente de amplitude em torno de 31 mA, segundo a equação (2.1), logo, se os limites de atuação desses dispositivos forem definidos nesta faixa, além de detectar a ocorrência de faltas fase-terra em sistemas isolados, os DR c.c. podem também eliminar estas faltas.

Assim sendo, a composição do diagrama de proteção da nanorrede se torna como apresentado na Tabela 2.1. É importante reforçar que muitos dos dispositivos necessários para se realizar a proteção de uma nanorrede c.c. ainda não encontram modelos comerciais disponíveis no mercado, estando em estágio de desenvolvimento, ou ainda demandam investimento econômico e científico para o seu desenvolvimento. O estudo dos disjuntores c.c. de estado sólido e dos dispositivos DR c.c. não faz parte do escopo deste trabalho de tese, no entanto, estão previstos como trabalho futuro para complementar o desenvolvimento da nanorrede c.c. intensionada pelo Grupo de Eletrônica de Potência.

2.4 Conclusões do capítulo

Este capítulo discutiu que, como qualquer instalação elétrica destinada ao uso humano, a nanorrede c.c. deve prever métodos de proteção contra choques elétricos, faltas, sobrecargas e surtos de tensão. Analisou-se o comportamento teórico das correntes de falta e corpo em uma instalação c.c. unipolar, com barramento de 311 V, com e sem a presença de um transformador isolador no ponto de conexão comum com a rede elétrica da concessionária de energia.

Observou-se que, no caso de um sistema isolado, o emprego de esquemas de aterramento sólido podem expor os usuários da instalação a choques elétricos da ordem de 278

Capítulo 2 - Estrutura da nanorrede c.c.: Proteção e Segurança

Tabela 2.1: Composição dos dispositivos de proteção da nanorrede.

Dispositivo	Prot. Falta	Prot. Choque	Fluxo
DP.1 ⁽²⁾	Disjuntor Tipo C	DR tipo B	Bidirecional
DP.2	Disjuntor c.c. ⁽¹⁾	DR c.c.	Bidirecional
DP.3	Disjuntor c.c.	DR c.c.	Bidirecional
DP.4	Disjuntor c.c. ⁽¹⁾	DR c.c.	Bidirecional
DP.5	—	DR c.c.	Unidirecional
DP.6	Disjuntor c.c. ⁽¹⁾	DR c.c.	Unidirecional
DP.7-x	Disjuntor estado sólido	DR c.c.	Unidirecional

(1) O uso desses disjuntores será opcional, caso os conversores estáticos a eles associados sejam capazes de limitar sua corrente de curto.

(2) Para atender a norma NBR5410, neste ponto é obrigatório o emprego de um dispositivo de proteção contra surtos (DPS).

mA, intensidade esta capaz de induzir efeitos fisiológicos perigosos, como dor, interferência cardio-respiratória, podendo evoluir, dependendo das condições físicas do indivíduo, para um quadro de fibrilação ventricular. No caso de faltas, contudo, os próprios conversores poderiam limitar a magnitude da corrente de falta, o que reduz riscos de sobreaquecimento de condutores e incêndio. Sistemas de aterramento por alta resistência, por outro lado, proporcionam uma situação onde tanto a corrente de falta, quanto a corrente de corpo podem ser controladas pela resistência de aterramento, de forma que estes eventos não provocariam situações perigosas aos usuários e à instalação, além de possibilitar a manutenção da operação da nanorrede durante tais eventos. Contudo, sistema isolados se tornam altamente vulneráveis à ocorrência de uma segunda falta no barramento c.c., o que implica na obrigatoriedade de se empregar dispositivos de proteção contra sobrecorrentes e correntes diferenciais.

Sistemas não-isolados, ou seja, que não utilizam um transformador isolador na sua conexão com a rede elétrica, são permitidos em centrais de geração distribuída em instalações inferiores a 100 kW de potência instalada. A eliminação do transformador possibilita uma

maior redução dos custos do sistema, no entanto, do ponto de vista de proteção, a falta de isolamento pode produzir caminhos de modo comum entre a instalação c.c. e a rede c.a., por onde as correntes de corpo e falta circularão. Assim, o emprego de aterramento sólido no lado c.c. da instalação é proibitivo, de forma que apenas esquemas de aterramento por impedância se tornam viáveis. Mostrou-se que a magnitude da corrente de corpo nestas instalações é menor do que no caso isolado com aterramento sólido, de modo que um eventual choque elétrico é menos propenso a produzir efeitos fatais. Contudo, nem a magnitude da corrente de corpo, nem da corrente de falta são controlados pelo aterramento, ou seja, o emprego de dispositivos de proteção é mandatório. Discutiu-se que a utilização de disjuntores termomagnéticos, tanto no lado c.c., quanto no lado c.a. da instalação podem promover a proteção contra sobrecargas, ou em eventuais falhas de operação dos conversores estáticos. Contudo, quando da ocorrência de uma falta fase-terra, estes não são capazes de atuar antes dos dispositivos de proteção embutidos nos próprios conversores, de modo que durante uma falta, o sistema tende a se desconectar da rede elétrica, ilhando a nanorrede. O aperfeiçoamento da coordenação de proteção apenas é possível com o uso de disjuntores c.c. de estado sólido, os quais apresentam exemplares na literatura técnico-científica, mas não estão disponíveis comercialmente. Da mesma forma, no que tange a proteção contra choques, dispositivos de proteção diferenciais e residuais (DR) apenas poderiam ser empregados no lado c.a., promovendo o ilhamento da nanorrede caso se detecte alguma fuga de corrente. Não se encontrou na literatura estudos relativos ao desenvolvimento de DRs para corrente contínua, o que indica que existe uma necessidade de se investir neste ramo para poder oferecer meios adequados de proteção dos usuários de uma nanorrede c.c.. Comentou-se também que caso estes DRs c.c. fossem ajustados com um limite de *trip* em torno de 30 mA, além de promover a proteção contra choques, eles também permitiriam seccionar ramos faltosos em sistemas isolados.

As discussões apresentadas neste capítulo foram publicadas no trabalho:

de OLIVEIRA, T. R. ; BOLZON, A. S. ; DONOSO-GARCIA, P. F. *Grounding and safety considerations for residential DC microgrids*. In: 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2014, Dallas/USA. pp. 5526-5532.

Capítulo 3

Estrutura da nanorrede c.c.: Gerenciamento de energia

Neste capítulo se discutirá o sistema de gerenciamento de energia e paralelismo de conversores empregados na nanorrede c.c. proposta. A validação das concepções teóricas será feita por meio de simulações computacionais no software PSIM e resultados experimentais coletados em osciloscópio no *setup* experimental da nanorrede. O sistema de controle e gerenciamento de energia de uma nanorrede deve garantir basicamente dois objetivos gerais, sendo o primeiro a estabilidade de tensão do barramento principal frente a diferentes situações de trabalho e, em segundo lugar, o melhor gerenciamento dos recursos de geração e armazenamento possível, elevando assim a disponibilidade de energia e estabelecendo uma operação economicamente vantajosa. Além disso, é desejável que o sistema também permita a evolução da capacidade da nanorrede, tanto em geração, quanto em armazenamento, ao longo do tempo, de modo a acomodar incrementos de demanda.

A associação de múltiplos conversores em um mesmo barramento de alimentação demanda o emprego de técnicas de paralelismo para garantir um partilhamento da carga e o controle da tensão do barramento. Pode-se dividir as estratégias abordadas na literatura em basicamente duas categorias: paralelismo com comunicação entre os conversores e paralelismo sem comunicação. O paralelismo com comunicação consiste em se ter um ele-

mento centralizado responsável pela regulação de tensão do barramento c.c. e por definir as referências de corrente dos diversos conversores. Este elemento centralizado pode ser um controlador específico ou um dos conversores, o qual atuaria como mestre e os demais como escravos [64, 65]. Os métodos com comunicação permitem uma maior flexibilidade da operação dos conversores, sendo que diferentes condições de operação podem ser estabelecidas de acordo com rotinas ou critérios adotados pelo elemento centralizado, contudo, a dependência de um elo de comunicação pode trazer problemas de confiabilidade.

O paralelismo sem comunicação, por outro lado, procura partilhar a carga do sistema por meio do processamento de informações localmente disponíveis aos conversores, o que garante maior confiabilidade ao sistema e flexibilidade na sua expansão. Uma possibilidade é a inserção, via controle, de impedâncias virtuais na saída dos conversores, o que garante uma divisão da potência de carga e definição natural do ponto de operação, contudo, a tensão do barramento c.c. tende a se tornar dependente da carga. Um exemplo muito estudado desse método é o controle por *droop* de tensão, ou estatismo [66, 67, 68, 69]. A impedância virtual é inserida na malha de controle de tensão dos conversores, por meio da realimentação da sua corrente de saída, de modo que

$$v_{ref} = V_{nom} - R_D \cdot i_O, \quad (3.1)$$

onde V_{nom} é a tensão a vazio do conversor, R_D é resistência virtual de *droop* e i_O é a corrente de saída do conversor. A definição do *droop* por meio da potência de saída, ao invés da corrente, também é encontrada na literatura [70], no entanto tal definição introduz um termo não-linear na malha de tensão, o qual pode afetar a estabilidade da nanorrede. Um valor de R_D elevado tende a proporcionar um melhor compartilhamento de carga entre conversores de parâmetros de controle semelhantes, no entanto, a variação da tensão do barramento se torna maior. Por outro lado, ao se reduzir R_D para limitar a variação de tensão, prejudica-se o partilhamento da corrente, de forma, que existe um compromisso entre os dois parâmetros que deve ser estipulado no projeto do sistema. Em caso do uso do método de *droop* em fontes com potência variável, como geradores intermitentes e bancos de baterias, pode-se alterar o valor de R_D em função da máxima potência disponível ou do

estado de carga, em um processo conhecido como *gain scheduling* [66], contudo, a sintonia desse processo em um sistema com múltiplos elementos e sem comunicação pode se tornar muito complexa e afetar a estabilidade do sistema.

Além dos métodos de paralelismo discutidos acima, se encontra na literatura uma vasta gama de propostas dedicadas ao controle de micro e nanorredes c.c.. Em [40] um sistema supervisorizado centralizado monitora a demanda de potência de um complexo residencial e despacha um conjunto de microturbinas a gás para suprir essa demanda. O controle da tensão é feita por um retificador trifásico conectado à rede e um sistema de armazenamento, baseado em supercapacitores, o qual grampeia a tensão do barramento, e absorve eventuais excedentes de energia. O autor no entanto não aborda a operação com múltiplas fontes de geração e o gerenciamento da exportação de energia à rede elétrica. Em [71], um sistema centralizado executa uma rotina de otimização de custos em uma microrrede e determina as referências de potência dos conversores do sistema. Essa estratégia, no entanto, do ponto de vista operacional, pode apresentar problemas de confiabilidade devido à dependência do elo de comunicação.

O controle distribuído de microrredes, sem comunicação, é abordado em [72, 73, 74, 15, 75]. Em [72], funções de custo de energia são definidas para alterar a resistência de *droop* de conversores associados a diferentes fontes de geração/armazenamento, de forma que se desequilibra a partilha da corrente para se garantir uma operação com melhor custo. As funções são sintonizadas individualmente para cada conversor, o que pode complicar a otimização do sistema e dificultar a inserção de novos elementos. Em [73, 74], uma máquina de estados é definida tendo como parâmetro para mudança de estado a variação da tensão do barramento c.c.. Cada estado corresponde à definição do modo de operação de cada conversor, contudo, como não há comunicação, diferenças na medição de tensão local de cada conversor pode levar o sistema a operar em situações não previstas.

A ideia de utilizar a variação da tensão do barramento como meio de se determinar o ponto de operação do sistema também foi explorada em [15, 75], sendo que o barramento c.c. passa a ser enxergado como um elo de comunicação entre os conversores, em uma técnica conhecida como sinalização de barramento, ou *DC bus signaling* (DBS). Neste

caso, é permitido à tensão do barramento variar dentro de uma janela, a qual é dividida em setores, cada um representando uma condição de operação para o sistema. O método DBS foi empregado em outros trabalhos, como [14, 76, 77], sendo utilizado como um nível estático de gerenciamento de energia. Neste método, normalmente, cada conversor possui ao menos dois modos de operação, sendo um modo tensão com *droop*, para a regulação do barramento c.c. e outro modo corrente/potência constante que se relaciona aos limites de operação do conversor. A mudança de um modo de operação para outro se dá pela variação da tensão do barramento c.c.. Esta técnica de gerenciamento é a base da proposta de normatização apresentada pela REbus Alliance [37].

Em [68] propõe-se um método de controle denominado Controle Hierárquico, o qual distribui as tarefas a serem executadas pelo sistema de controle de uma microrrede a diferentes níveis de controle. O nível primário é definido como sendo responsável pelo controle individual dos conversores e pelo seu paralelismo. O nível secundário se responsabiliza por corrigir desvios de tensão e equalizar diferenças de carga entre conversores de mesma função. O nível terciário se destina ao gerenciamento da energia da microrrede e o controle do fluxo de potência entre a microrrede e a rede externa. Essa estrutura se baseia no conceito de camadas utilizado em sistemas de comunicação de dados, de modo que se permite a utilização de diferentes técnicas e algoritmos na implementação de cada nível. Um ponto interessante é que a dependência do elo de comunicação pode ser minimizada ao se distribuir as ações de controle, isto é, ao invés do controle secundário/terciário estabelecer diretamente as referências de tensão, corrente e/ou potência dos conversores da nanorrede, pode-se repassar aos conversores a informação necessária para que cada um execute as ações de controle individualmente. Assim, em caso de falha de comunicação, o nível primário manteria o sistema funcionando sem interrupção.

3.1 Diagrama geral de controle da nanorrede

Uma vez avaliados os métodos e técnicas de controle e gerenciamento de energia disponíveis na literatura, decidiu-se que a arquitetura da nanorrede neste trabalho empregará

Capítulo 3 - Estrutura da nanorrede c.c.: Gerenciamento de energia

um sistema baseado em controle hierárquico, cujo diagrama é ilustrado na Figura 3.1. O nível primário de controle será realizado utilizando sinalização de barramento (DBS), uma vez que esta técnica estabelece um nível básico de gerenciamento de energia e simplifica a inserção de novos componentes, além de garantir o funcionamento da nanorrede em caso de falha de comunicação. Os níveis superiores de controle serão concentrados no Gerenciador de Energia, ou PMC (*Power Management Controller*), já apresentado na Figura 1.6 no Capítulo 1. A seguir serão descritas as estruturas dos níveis secundário e primário dessa arquitetura. Neste trabalho de tese, a estrutura do nível terciário não foi explorada, uma vez que a arquitetura de controle permite a implementação de uma infinidade de algoritmos de otimização nesta camada, assim, entendeu-se que este nível de controle seria mais adequadamente trabalhado em um estágio futuro de desenvolvimento da nanorrede.

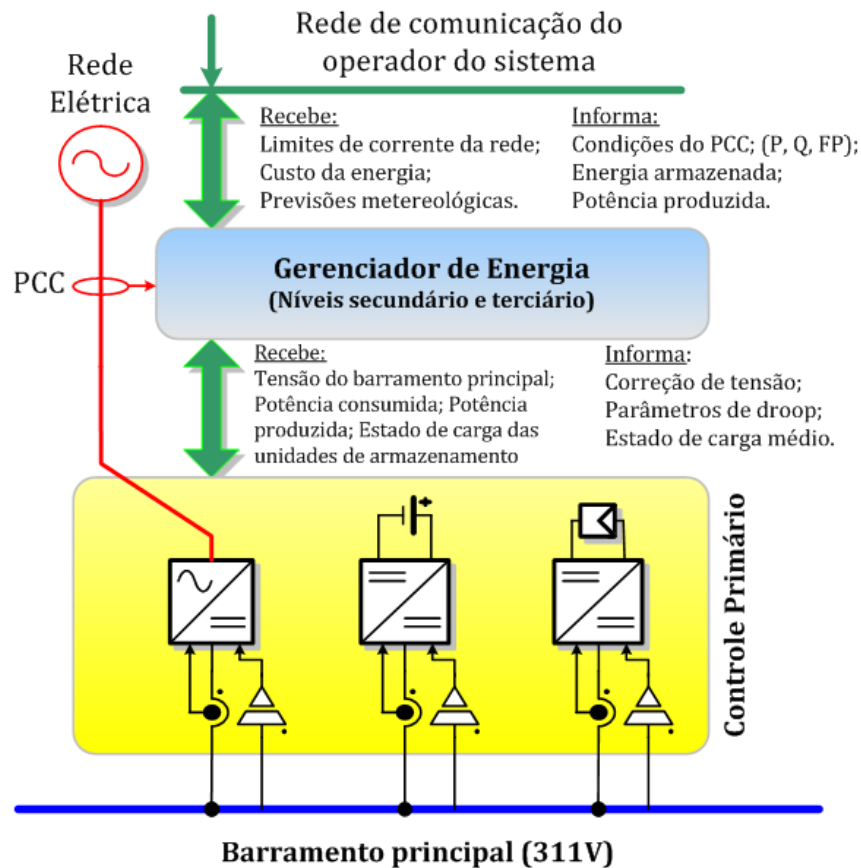


Figura 3.1: Diagrama da arquitetura de controle da nanorrede.

3.2 Nível primário de controle

O nível primário de controle considerado na nanorrede c.c. se baseia em sinalização de barramento. Esta técnica consiste em se determinar uma janela de tensão, dentro da qual o barramento c.c. pode variar livremente. Esta janela é segmentada em setores, os quais representam diferentes condições de operação para os elementos da nanorrede, de forma que o fluxo de potência entre eles pode ser definido na etapa de projeto. Cada conversor possui pelo menos dois modos de operação, um como fonte de corrente ou potência, e outro como fonte de tensão, utilizando neste caso um controle em *droop* para permitir o paralelismo de conversores que se encontrem no mesmo modo.

O projeto das características estáticas dos conversores, que compõem esta técnica, parte do princípio de que o barramento c.c. da nanorrede possui um comportamento médio capacitivo. Com isso, um desequilíbrio entre a potência consumida e a injetada no barramento c.c. irá provocar uma alteração na sua tensão média, de modo que um excedente de potência tende a elevar a tensão do barramento, enquanto um déficit leva à sua redução. Os setores do DBS, apresentados a seguir, foram definidos seguindo esta consideração. Estipulou-se, particularmente para este trabalho, uma janela de tensão de ± 16 V centralizada em 311 V, ou seja, uma variação de aproximadamente $\pm 5\%$, esta dividida em quatro setores:

Setor I. 327 V - 319 V. Excedente de geração. O conversor RRC (*Renewable Resource Converter*) atua no modo tensão, regulando o barramento principal. O conversor ESC (*Energy Storage Converter*) opera em modo carga, podendo se comportar como carga de potência constante ou de corrente constante, dependendo do projeto. As baterias são carregadas na máxima corrente permitida. O conversor BGIC (*Bidirectional Grid Interface Converter*) se encontra no modo corrente, se comportando como uma carga de corrente constante, ou seja, exportando a máxima potência permitida para a rede elétrica;

Setor II. 319 V - 311 V. Excedente de geração. O conversor RRC passa a atuar como

fonte de potência constante, injetando a máxima potência do arranjo fotovoltaico. Este modo de operação é denominado Modo MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). O conversor ESC ainda atua em modo carga. O conversor BGIC opera em modo tensão, regulando a tensão do barramento principal e exportando o excedente de potência à rede elétrica;

Setor III. 311 V - 303 V. Déficit de geração. O conversor RRC opera em modo MPPT. O conversor BGIC opera em modo tensão, no entanto, importando energia da rede elétrica para a nanorrede. O conversor ESC, passa a operar em modo tensão, ainda como carga, no entanto, a corrente de carga das baterias é reduzida de acordo com a demanda da nanorrede;

Setor IV. 303 V - 295 V. Déficit de geração. O conversor RRC atua em modo MPPT, o conversor BGIC entra em modo corrente, importando a máxima potência da rede elétrica e o conversor ESC, em modo tensão, passa a regular o barramento principal.

A estratégia descrita estabelece um fluxo de potência básico entre os conversores em função da tensão do barramento c.c., a qual foi projetada para privilegiar a injeção da máxima potência produzida pela geração local na maioria das situações de operação, e apenas utilizar a energia do sistema de armazenamento quando a carga da nanorrede exceder a capacidade de importação de potência da rede elétrica. Observa-se que, por exemplo, caso a nanorrede apresente uma carga leve, o sistema tenderá a operar nos setores I e II, com excedente de geração, o qual carregará o banco de baterias e haverá exportação de potência à rede elétrica. Já uma carga mais elevada irá tender a produzir um déficit de geração, demandando a importação de energia da rede e/ou descarregamento do sistema de armazenamento (setores III e IV). Caso a tensão do barramento decaia abaixo de 295 V, todos os conversores da nanorrede passariam a atuar em modo corrente. Como não haveria um elemento responsável pela regulação da tensão de barramento, existe a possibilidade do barramento entrar em colapso, logo demandando a atuação de proteções e/ou desconexão de cargas.. Para tal, pode-se empregar técnicas de desconexão de cargas, ou *Load shedding*, também baseadas na sinalização de barramento [78]. É importante

salientar que, esta estratégia, entretanto, pode ser redefinida pelo projetista da nanorrede em função de particularidades de cada instalação, bem como reconfigurada pelo nível terciário de controle, de modo a promover a otimização dos recursos locais.

Uma vez determinados os setores de operação, a funcionalidade de cada conversor e a janela de tensão, pode-se estabelecer curvas estáticas de sinalização para descrever o comportamento de cada conversor, como as apresentadas na Figura 3.2. A implementação dessas curvas dentro do diagrama de controle de cada conversor será discutida em capítulos posteriores.

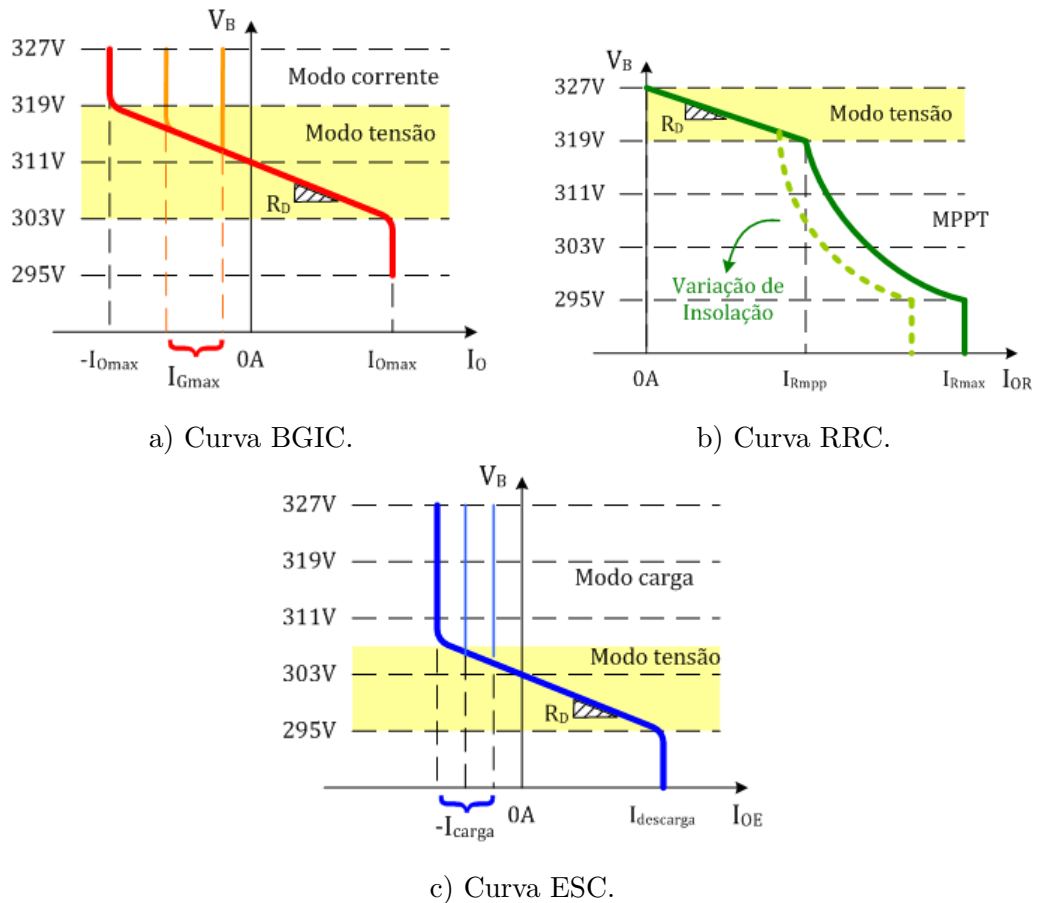


Figura 3.2: Curvas estáticas DBS para os conversores da nanorrede

No conversor BGIC, I_{Omax} representa o limite de saturação de corrente imposta ao conversor, o qual está normalmente relacionado a sua capacidade de potência. Assim, o conversor operará no modo tensão enquanto a potência que ele manipula for menor do

que a sua saturação, caso contrário ele entra em modo corrente. Como nem sempre a rede elétrica poderá absorver um nível de potência equivalente à máxima capacidade do conversor, o limite de saturação do lado esquerdo (exportação de energia) da curva DBS poderá ser reduzido pelo controle terciário, caso a concessionária assim o solicite. Esse novo limite de corrente é definido como uma máxima corrente de injeção na rede (I_{Gmax}).

No caso do conversor RRC, o modo tensão apenas será utilizado quando a potência produzida for superior à demanda da carga, do banco de baterias e da capacidade de exportação de energia da nanorrede, o que é um caso bastante particular. Neste modo, a potência produzida pelo arranjo fotovoltaico é inferior à sua máxima potência. À medida que o sistema demanda mais potência do arranjo a tensão de barramento tende a cair e a corrente injetada pelo conversor tende a se elevar. O conversor limita a potência de saída no ponto de máxima potência, transitando para o modo MPPT, o que produz curvas distintas para cada nível de insolação. Desta forma, no limite do modo tensão, I_{Rmpp} representa a corrente de máxima potência do arranjo, refletida para a saída do conversor.

O conversor ESC, no modo carga, pode operar como uma carga de corrente ou de potência constante, dependendo a implementação adotada. Os limites de corrente mostrados na curva DBS indicam a máxima corrente de descarga do sistema ($I_{descarga}$), atribuída à máxima capacidade de corrente do conversor, e a máxima corrente de carga (I_{carga}) do banco de baterias, refletida para a saída do conversor, a qual deve atender especificações dos fabricantes de baterias para garantir uma carga segura. Normalmente a corrente de carga é inferior à corrente de descarga, de forma que o modo tensão do conversor ESC não penetrará todo o setor III.

Em todos os casos, a região de atuação do modo tensão depende da resistência de *droop* e dos limites de potência de cada conversor. Assim, pode-se calcular o valor da resistência de *droop* por meio de (3.2).

$$R_D = \frac{\Delta V \cdot (V_{nom} - \Delta V)}{P_{Omax}}, \quad (3.2)$$

onde, ΔV é a faixa de tensão dos setores, que para esta nanorrede é de 8 V, V_{nom} é a tensão a vazio do conversor e P_{Omax} é a máxima potência de saída do conversor.

3.2.1 Influência do cabeamento no nível primário de controle

Como o gerenciamento por sinalização de barramento depende do nível da tensão do barramento principal para informar aos conversores sobre a condição de operação da nanorrede, a resistência dos cabos utilizados na conexão dos conversores se torna uma preocupação, uma vez que quedas de tensão sobre elas altera a característica estática dos conversores. A Figura 3.3 ilustra a influência dos cabos na curva estática de um conversor. Nota-se que os fios representam uma resistência em série com a resistência de *droop*, aumentando a inclinação da curva estática no modo tensão, produzindo assim um erro de tensão (área hachurada) e alterando o comportamento do conversor em cada setor.

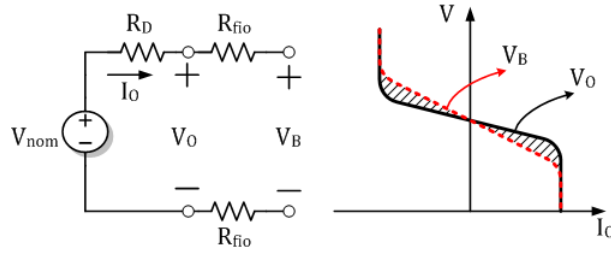


Figura 3.3: Efeito dos cabos na curva estática de um conversor.

Essa influência pode ser minimizada ao se definir limites de projeto para o cabeamento da nanorrede que proporcionem um erro de tensão limitado. Considerando o circuito equivalente apresentado na Figura 3.3, o erro de tensão (δV) pode ser calculado como:

$$\delta V(\%) = \frac{V_O - V_B}{V_O} \times 100\%, \quad (3.3)$$

onde V_O é a tensão na saída de um conversor e V_B é a tensão no barramento principal. Esses dois parâmetros podem ser estimados como (3.4) e (3.5) respectivamente.

$$V_O = V_{nom} - R_D I_O \quad (3.4)$$

$$V_B = V_{nom} - (R_D + 2R_{fio}) I_O \quad (3.5)$$

Substituindo (3.4) e (3.5) em (3.3), encontra-se:

$$\delta V(\%) = \frac{2R_{fio} I_O}{V_{nom} - R_D I_O} \times 100\% \quad (3.6)$$

Multiplicando ambos numerando e dividendo pela corrente média de saída do conversor (I_O), e lembrando que $V_O I_O = P_O$, o que representa a potência de saída do conversor, obtém-se:

$$\delta V(\%) = \frac{2R_{fio}I_O^2}{P_O} \times 100\% \quad (3.7)$$

Sabendo então que, para um conversor em modo tensão, a máxima corrente de saída $I_{Omax} = \Delta V/R_D$, onde, novamente, ΔV é o desvio de tensão de um setor DBS, pode-se manipular (3.7) e encontrar:

$$\delta V(\%) = \frac{2R_{fio}\Delta V^2}{P_{Omax}R_D^2} \times 100\% \quad (3.8)$$

Agora, substituindo (3.2) em (3.8) e manipulando para isolar a resistência do cabo (R_{fio}), se estabelece uma expressão para selecionar a máxima resistência de cabo, para um determinado erro de tensão:

$$R_{fio} \leq \frac{\delta V(\%)(V_{nom} - \Delta V)^2}{200P_{Omax}} \quad (3.9)$$

A Figura 3.4 mostra o limite de resistência de fio para diferentes níveis de potência do conversor, assumindo um erro de tensão máximo de 2%, $V_{nom} = 311$ V e um desvio de tensão por setor de 8 V. Como a técnica DBS também pode ser utilizada para desligamento de cargas, o mesmo gráfico pode ser empregado na definição da resistência de cabos para circuitos de alimentação de cargas dentro da nanorrede.

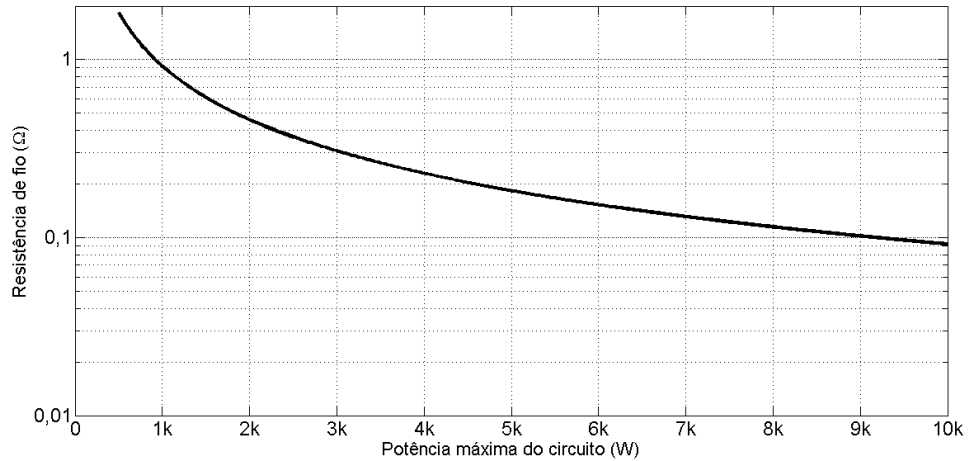


Figura 3.4: Resistências máximas de cabo em função da potência do circuito.

Capítulo 3 - Estrutura da nanorrede c.c.: Gerenciamento de energia

Considerando agora que cabos de cobre isolados, para uso em instalações de baixa tensão poderiam ser empregados em uma instalação c.c. como a nanorrede proposta, os limites mostrados na Figura 3.4 podem ser utilizados para estabelecer as bitolas dos cabos, para diferentes níveis de potência e distância. Tendo como base os parâmetros de cabos para instalação em baixa tensão mostrados na Tabela 3.1, construiu-se a Tabela 3.2 que mostra, para cada faixa de potência e bitola de fio, a máxima distância de conexão que aquela bitola pode ser empregada para se ter um erro de tensão inferior a 2%.

Tabela 3.1: Parâmetros de cabos de cobre de baixa tensão

Bitola (mm ²)	R (Ω/km)	L (μH/km)	I_{max}^* (A)	L/R (μs)	S_{max}^{**} (kW)
1,5	14,48	424,4	14,5	29,3	4,51
2,5	8,87	397,9	19,5	44,9	6,06
4,0	5,52	371,3	26	67,3	8,09
6,0	3,69	371,3	34	100,6	10,57
10,0	2,19	344,8	46	157,4	14,31
16,0	1,38	318,3	61	230,7	18,97

Cabos com isolamento PVC posicionados lado a lado, T = 25 °C;

* Instalação em conduíte embutido na parede. Temperatura de operação igual a 70 °C;

** Considerado para um barramento c.c. de 311 V;

Tabela construída com base nos catálogos de cabos Prysmian Cables and Systems Inc., 2006.

3.2.2 Avaliação de comportamento do nível primário de controle

O nível primário de controle define a forma como os múltiplos conversores que compõem a nanorrede devem se integrar e estabelece uma estratégia básica de gerenciamento da energia para o sistema. O comportamento dos conversores, contudo, deve atender às especificações do nível primário, sem que a topologia, ou esquemas internos de controle influenciem significativamente a operação da nanorrede. Tendo isso em mente, pode-se, já neste estágio da discussão do desenvolvimento da nanorrede, avaliar o comportamento do nível primário de controle. Assume-se, para isso, que o projeto dos conversores foi

Tabela 3.2: Distâncias máximas para aplicação de cabos de baixa tensão

Potências	Bitolas (mm ²)					
	1,5	2,5	4,0	6,0	10	16
1 kW	63,4 m	103,5 m	166,3 m	248,8 m	419,2 m	665,2 m
2 kW	31,7 m	51,8 m	83,2 m	124,4 m	209,6 m	332,6 m
3 kW	21,1 m	34,5 m	55,4 m	82,9 m	139,7 m	221,7 m
4 kW	15,9 m	25,9 m	41,6 m	62,2 m	104,8 m	166,3 m
5 kW	—	20,7 m	33,3 m	49,8 m	69,9 m	133,0 m
6 kW	—	17,3 m	27,7 m	41,5 m	69,9 m	110,9 m
7 kW	—	—	23,8 m	35,6 m	59,9 m	95,0 m
8 kW	—	—	20,8 m	31,1 m	52,4 m	83,2 m
9 kW	—	—	—	27,6 m	46,6 m	73,9 m
10 kW	—	—	—	24,9 m	41,9 m	66,5 m

realizado de modo a garantir uma operação estável e que atenda, em regime permanente, às curvas estáticas definidas na Figura 3.2. Considerando, portanto, os limites de potência de cada conversor, pôde-se definir os parâmetros do nível primário de controle para a nanorrede, os quais são apresentados na Tabela 3.3.

De posse desses dados, pode-se avaliar o comportamento da nanorrede em diferentes condições de operação. A sinalização de barramento deverá ser capaz de definir um fluxo de potência adequado entre os conversores em resposta a variações de carga e de geração de energia local. Para se verificar o desempenho da nanorrede frente a diferentes condições de operação, o exemplo a seguir será considerado. Assume-se as seguintes situações para a nanorrede:

- (A) Resistência de carga de 90 Ω , irradiação solar de 800 W/m²;
- (B) Resistência de carga de 37 Ω , irradiação solar de 800 W/m²;
- (C) Resistência de carga de 37 Ω , irradiação solar de 400 W/m².

Sabendo que durante a carga do banco de baterias, o conversor ESC consumirá uma

Capítulo 3 - Estrutura da nanorrede c.c.: Gerenciamento de energia

Tabela 3.3: Parâmetros do nível primário de controle da nanorrede

Parâmetro	Símbolo	BGIC	ESC	RRC
Tensão a vazio	V_{nom}	311 V	303 V	327 V
Resistência de <i>droop</i>	R_D	1,212 Ω	2,36 Ω	2,55 Ω
Potência de saída máxima	P_{Omax}	2 kW	1 kW	1 kW
Corrente de saída máxima	I_{Omax}	6,60 A	–	–
Corrente de descarga*	$I_{descarga}$	–	3,39 A	–
Corrente de carga*	I_{carga}	–	1,93 A	–
Corrente de máxima potência*	I_{Rmpp}	–	–	3,13 A

* Valores refletidos para a saída dos conversores.

potência de aproximadamente 600 W, e que uma carga de 90 Ω , em 311 V consome uma potência na ordem de 1.000 W, na situação (A), o arranjo fotovoltaico será capaz de suprir a demanda do sistema de armazenamento, no entanto será necessário importar energia da rede para alimentar a carga local. Assim, nesta situação, a nanorrede operará no setor III da curva DBS. A Figura 3.5 demonstra o circuito equivalente da nanorrede em regime permanente.

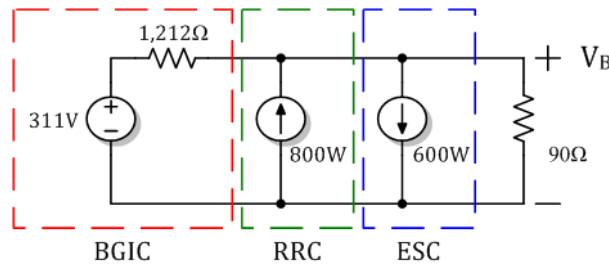


Figura 3.5: Circuito equivalente da nanorrede na situação (A).

Pela lei de Kirchhoff das correntes, pode-se escrever:

$$\frac{311V - V_B}{1,212\Omega} + \frac{P_{RRC}}{V_B} - \frac{P_{ESC}}{V_B} - \frac{V_B}{90\Omega} = 0, \quad (3.10)$$

onde, P_{RRC} é a potência produzida pelo arranjo fotovoltaico e P_{ESC} é a potência consumida pelo sistema de armazenamento. Assim, manipulando-se esta expressão, encontra-se:

$$V_{B,A} = \frac{\frac{311V}{1,212\Omega} + \sqrt{\left(\frac{311V}{1,212\Omega}\right)^2 + 4\left(\frac{1}{1,212\Omega} + \frac{1}{90\Omega}\right)(P_{RRC} - P_{ESC})}}{2\left(\frac{1}{1,212\Omega} + \frac{1}{90\Omega}\right)} \quad (3.11)$$

Com isso, obtém-se uma tensão de barramento de 307,6 V. Pode-se então calcular as correntes de saída dos conversores, as quais serão 2,77 A, 2,6 A e -1,95 A para os conversores BGIC, RRC e ESC, respectivamente.

Na situação (B), a resistência de carga é reduzida, aumentando assim o seu consumo de potência. Neste caso, a tensão do barramento tende a cair, o que faz com que a nanorrede penetre mais ainda no setor III, o que leva o conversor ESC a funcionar em modo tensão. A Figura 3.6 apresenta o circuito equivalente para esta nova condição de operação.

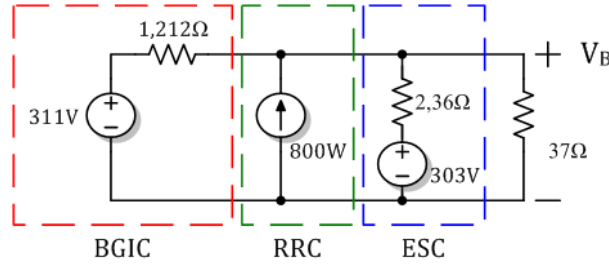


Figura 3.6: Circuito equivalente da nanorrede na situação (B).

Seguindo o mesmo procedimento feito anteriormente, encontra-se:

$$V_{B,B} = \frac{\left(\frac{311V}{1,212\Omega} + \frac{303V}{2,36\Omega}\right) + \sqrt{\left(\frac{311V}{1,212\Omega} + \frac{303V}{2,36\Omega}\right)^2 + 4\frac{1}{R_{EQ}}P_{RRC}}}{2 \cdot \frac{1}{R_{EQ}}}, \quad (3.12)$$

onde $R_{EQ} = \left(\frac{1}{1,212\Omega} + \frac{1}{2,36\Omega} + \frac{1}{38\Omega}\right)^{-1}$. Com isso, têm-se uma tensão de barramento de 303,8 V, e correntes de saída dos conversores de 5,94 A, 2,63 A e -0,36 A, para os conversores BGIC, RRC e ESC, respectivamente.

Na situação (C), por outro lado, a irradiação solar é reduzida, sendo que o circuito equivalente se mantém igual ao apresentado na Figura 3.6, mas a potência produzida

pelo arranjo fotovoltaico decai para 400 W. A tensão de barramento também pode ser calculada por (3.12), o que fornece uma tensão de 302,4 V e correntes para os conversores BGIC, RRC e ESC de 6,6 A, 1,32 A e 0,25A, respectivamente. Nota-se a saturação do conversor BGIC. A Figura 3.7 ilustra a evolução do ponto de operação da nanorrede nas três situações avaliadas.

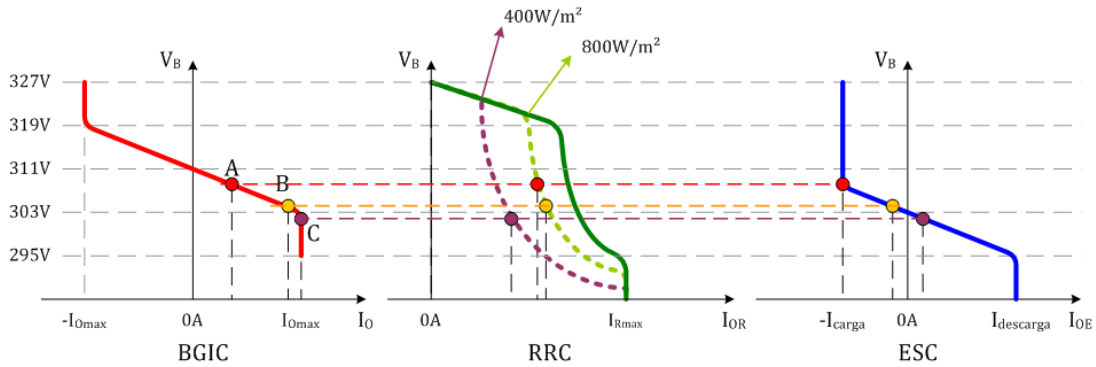


Figura 3.7: Pontos de equilíbrio nas curvas DBS.

Note que na primeira situação a nanorrede opera no meio do setor III, e que com o aumento da carga, o ponto de operação se desloca para o limiar entre os setores III e IV. Como o conversor RRC atua como uma fonte de potência constante, existe uma leve elevação na sua corrente de saída. A redução da irradiação solar obriga os demais conversores a injetarem mais potência no barramento principal, levando o sistema a operar no setor IV, quando o conversor BGIC satura e o conversor ESC descarrega as baterias para regular a tensão do barramento.

Realizou-se uma simulação computacional do comportamento da nanorrede, no software PSIM®, frente às três situações analisadas anteriormente. Os resultados são apresentados na Figura 3.8. Observa-se que existe uma dinâmica durante a transição entre pontos de operação, no entanto, o sistema se comporta como descrito anteriormente.

A Figura 3.9 apresenta os resultados experimentais obtidos na nanorrede implementada em laboratório, para as mesmas situações de operação. Nota-se que, assim como o sistema simulado, a nanorrede real se comporta de acordo com a descrição feita na análise teórica, ou seja, o nível primário de controle baseado em sinalização de barramento, ao perceber uma perturbação no ponto de operação da nanorrede, ajusta o fluxo de potência

entre os conversores para compensar as variações de carga e geração segundo o projeto realizado.

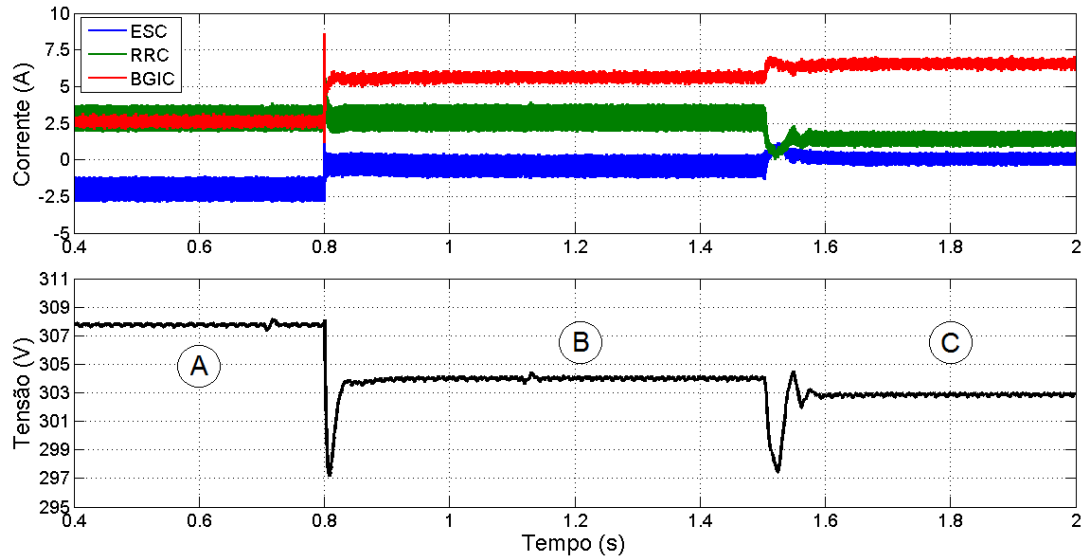


Figura 3.8: Resultados de simulação para situações (A), (B) e (C).

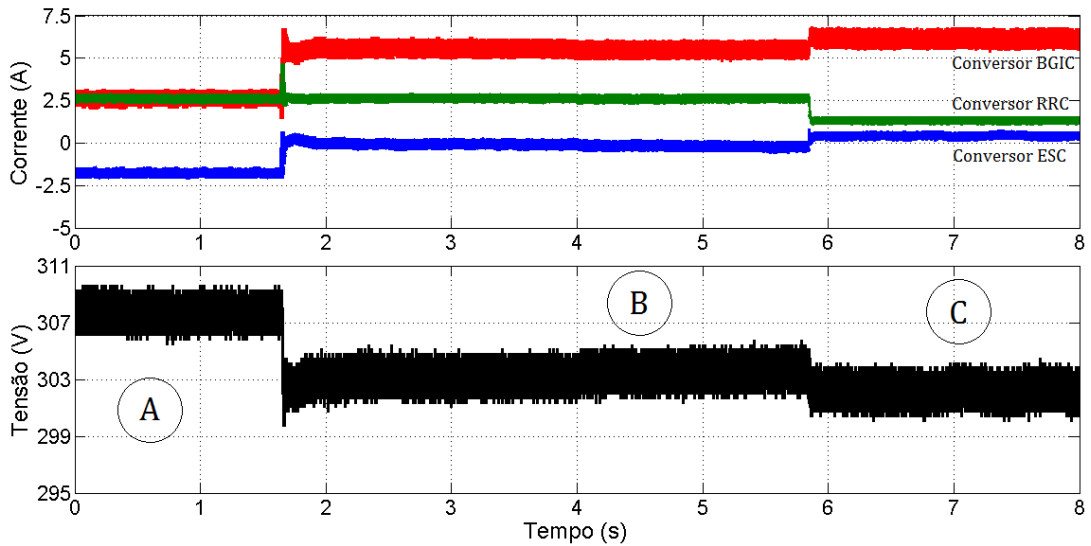


Figura 3.9: Resultados experimentais para situações (A), (B) e (C)

Observa-se que o sistema experimental apresenta maior amortecimento do que o sistema simulado, principalmente devido ao cabeamento do sistema, perdas em chaves estáticas, etc. Além disso, como a implementação do conversor RRC, conforme apresentado no Apêndice A, é realizada como uma fonte de potência constante, a dinâmica do sistema

de rastreamento do ponto de máxima potência, presente nos resultados de simulação, não é observada nos resultados experimentais. As transições transitórias observadas nas simulações também são mais abruptas do que mostradas pelos resultados experimentais, o que também está relacionado ao chaveamento manual de cargas não produzir uma variação do tipo degrau, como ocorre na simulação. Para fins de comparação, a Tabela 3.4 apresenta os resultados teóricos, simulados e experimentais para as três situações.

Tabela 3.4: Comparação dos pontos de operação

Situação	Resultado	V_B	I_{bgic}	I_{rrc}	I_{esc}
A	Teórico	307,6 V	2,77 A	2,6 A	-1,95 A
	Simulado	308,2 V	2,28 A	2,81 A	-1,65 A
	Experimental	307,7 V	2,59 A	2,58 A	-1,73 A
B	Teórico	303,8 V	5,94 A	2,63 A	-0,36 A
	Simulado	303,9 V	5,74 A	2,85 A	-0,37 A
	Experimental	303,1 V	5,55 A	2,60 A	-44.2 mA
C	Teórico	302,4 V	6,6 A	1,32 A	0,25 A
	Simulado	302,6 V	6,59 A	1,41 A	0,19 A
	Experimental	302,1V	6,12A	1,33A	0,44 A

Observa-se que existe uma boa correlação entre eles, sendo que os resultados experimentais, devido ao efeito da eficiência dos conversores, diferenças na calibração dos sensores de tensão e corrente e tolerância das resistências de carga apresentam uma discrepância maior de valores. Contudo, constata-se que o nível primário de controle é capaz de promover um nível básico de gerenciamento de energia, respondendo adequadamente a perturbações na nanorrede, ao custo de se ter uma tensão de barramento variável.

3.3 Nível secundário de controle

O nível secundário de controle se destina a corrigir desvios provocados pelo nível primário e, quando necessário, promover a equalização de cargas entre conjuntos de conversores

de mesma função, ou seja, entre dois conversores ESC, por exemplo [68]. Para realizar tal tarefa, o Gerenciador de Energia, dispositivo responsável pela execução dos níveis hierárquicos superiores na arquitetura de controle da nanorrede, obtém informações sobre a operação dos conversores e então decide as ações a serem tomadas. As ações de nível secundário podem ser realizadas de forma concentrada, ou seja, com o Gerenciador de Energia diretamente definindo ações de controle a serem executadas pelos conversores do nível primário, ou de forma distribuída, onde o gerenciador apenas retorna aos conversores informações sobre a condição atual da nanorrede e, com isso, os conversores individualmente reconfiguram suas malhas de controle. A segunda situação é vantajosa do ponto de vista da robustez da nanorrede, uma vez que falhas no elo de comunicação entre o nível primário e o secundário não impediriam a nanorrede de seguir operando.

O projeto da nanorrede aqui descrita assume o nível secundário como um sistema supervisor que receberá em intervalos regulares de tempo informações sobre as condições de operação dos conversores do nível primário e retornará aos conversores informações necessárias para a correção de desvios existentes no sistema. Além disso, o nível secundário pode solicitar a modificação de alguns parâmetros de controle dos conversores, de forma a reconfigurar as curvas DBS, e assim, estabelecer uma nova estratégia de gerenciamento do fluxo de potência. A definição desses parâmetros, no entanto, está a cargo do nível terciário e não será abordada neste trabalho. As ações do nível secundário consideradas neste trabalho de tese são a correção do desvio de tensão de barramento provocado pela sinalização de barramento e a equalização do estado de carga do sistema de armazenamento, sendo esta tratada no Capítulo 6.

Para a correção do desvio de tensão, assumiu-se que o Gerenciador de Energia irá receber dos conversores o valor medido por eles da tensão de barramento em intervalos de 100 ms. Este valor foi arbitrado por se entender que ele representa um intervalo suficientemente longo para compreender a transferência de informações entre os conversores e o Gerenciador de Energia, o processamento dessa informação e o retorno dos dados necessários para a execução das rotinas de controle, mesmo empregando elos de comunicação de baixa velocidade. Em seguida, o nível secundário irá computar a média aritmética

desses valores e encaminhar o resultado novamente aos conversores. O cálculo da média é interessante, pois compensa eventuais quedas de tensão provocadas pelo cabeamento da nanorrede. Cada conversor irá então determinar um valor de compensação (δV_B), o qual será calculado como:

$$\delta V_B = \delta V_{Bk-1} + (311V - \bar{V}_B) \quad (3.13)$$

onde δV_{Bk-1} é o valor de compensação computado em um instante exatamente anterior e $\bar{V}_B$ é o valor médio da tensão de barramento, enviado pelo nível secundário. De posse desse valor, a referência da malha de controle de tensão, a qual estabelece o *droop* de tensão dos conversores, será modificada segundo:

$$v_{ref} = V_{nom} + \delta V_B - R_D \cdot i_O \quad (3.14)$$

Com isso, o nível secundário busca deslocar todas as curvas estáticas dos conversores, ao mesmo tempo, para que o ponto de equilíbrio da nanorrede ocorra em 311 V. Para se evitar que a compensação tente exceder a capacidade de potência e de tensão dos conversores, o valor de compensação será limitado em ± 16 V, ou seja, apenas serão compensadas situações que se encontrem dentro da janela de sinalização de barramento. A Figura 3.10 apresenta uma simulação do comportamento da nanorrede, frente às situações (A), (B) e (C), descritas na seção anterior, com a inserção do nível secundário.

Observa-se que a compensação do desvio de tensão permite que a nanorrede exiba em regime permanente uma tensão de barramento regulada em 311 V. É importante comentar que, como a atuação do controle secundário é lenta em relação à dinâmica da nanorrede, dificilmente essa compensação ajudará na rejeição à perturbações do sistema, ou seja, durante transições de pontos de equilíbrio, não se pode garantir uma convergência rápida para a tensão nominal. Uma redução do tempo de acomodação demanda a utilização de elos de comunicação com alta velocidade de transmissão de dados, o que pode onerar a nanorrede.

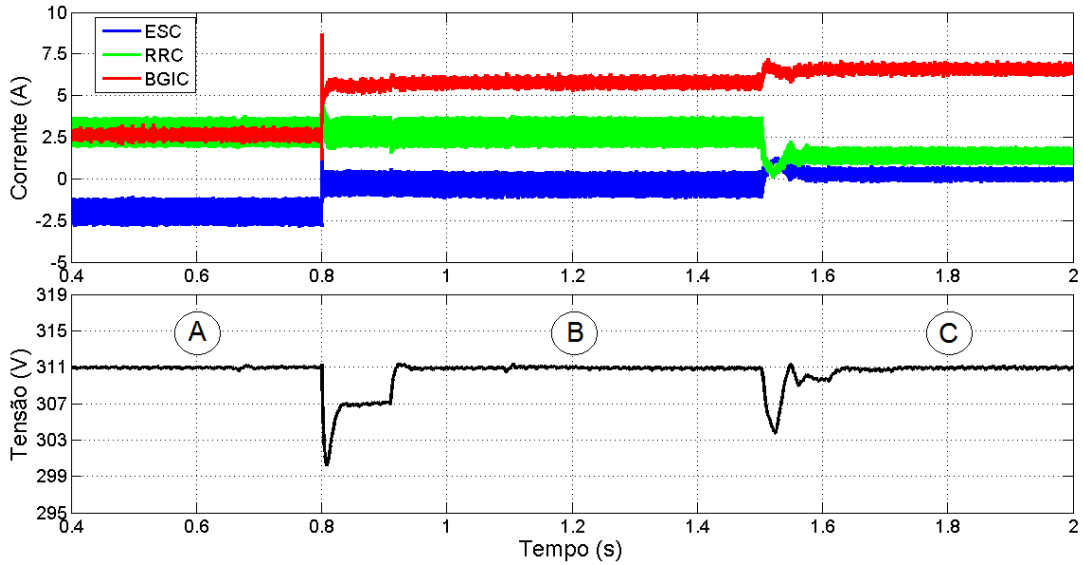


Figura 3.10: Resultados de simulação para atuação do nível secundário.

3.4 Critérios de projeto para uma nanorrede c.c.

Conforme as análises realizadas ao longo deste capítulo e no Capítulo 2, propõe-se os seguintes critérios e requisitos a serem seguidos no projeto de uma nanorrede c.c.:

- I. Definir as potências dos conversores estáticos. O conversor RRC deve possuir capacidade compatível com a máxima potência de geração distribuída instalada, de modo a permitir a operação em MPPT. Os conversores BGIC e ESC devem possuir capacidade compatível com o fator de demanda da instalação, uma vez que serão os principais responsáveis pela regulação de tensão do barramento c.c. no modo conectado (BGIC) e no modo ilhado (ESC). A capacidade do sistema de armazenamento depende da autonomia máxima desejada no modo ilhado;
- II. Todos os conversores que se conectem ao barramento principal devem possuir capacidade de limitar a sua corrente de curto-circuito, com o intuito de proteger os conversores e a nanorrede contra faltas fase-fase;
- III. Definir a curva DBS. O posicionamento do modo tensão define os instantes de exportação/importação de energia dos conversores. O conversor RRC deve estar em modo

MPPT na maioria dos setores da curva, de modo a produzir o máximo de energia ao longo do dia, ou seja, o seu modo tensão deve ser posicionado no setor I. O posicionamento dos conversores BGIC e ESC depende da estratégia de gerenciamento desejada. O posicionamento do BGIC acima do ESC, privilegia o armazenamento de energia, de modo que existe exportação para a rede elétrica apenas em caso de excesso de geração. Ao se posicionar a curva do conversor ESC acima do BGIC, o sistema irá exportar a energia armazenada nas baterias para a rede elétrica e apenas as recarregará em caso de excedente de geração. O nível terciário pode promover a mudança da polarização dessas curvas ao longo de um período para otimizar a operação da nanorrede;

- IV. Projetar as resistências de *droop*, segundo (3.1);
- V. Selecionar a bitola dos cabos ou barramentos de interconexão dos conversores e circuitos da nanorrede respeitando o limite estabelecido na Figura 3.4;
- VI. Selecionar dispositivos de proteção contra faltas e correntes diferenciais, observando os tipos de dispositivos descritos na Tabela 2.1 e na Figura 2.9. Lembrando que o *trip* dos disjuntores de estado sólido do lado c.c. devem ser menores do que o limite de proteção contra sobrecorrentes dos conversores estáticos, principalmente do conversor BGIC;
- VII. No caso dos dispositivos DR c.c., regular o *trip* para 30 mA, para proteger os usuários contra choques e o sistema contra faltas durante operação ilhada;
- VIII. Selecionar topologias de conversores LVDB que possuam isolamento, para permitir que os barramentos LVDC possam operar sem aterramento e dispositivos de proteção;
- IX. Associar no ponto DP.1 um dispositivo DPS para proteção contra surtos da rede.

Existem porém dispositivos, como os disjuntores c.c. de estado sólido e dispositivos DR c.c. que demandam maior investigação para se tornarem compatíveis com o uso em

uma nanorrede c.c.. Além disso, a arquitetura do elo de comunicação entre os conversores e o Gerenciador de Energia, os algoritmos de gerenciamento e o conjunto de informações a serem intercambiadas nesta rede de comunicação ainda não estão consolidadas e devem ser tema de trabalhos futuros dentro do projeto de pesquisa, ao qual pertence este trabalho de tese.

3.5 Conclusões do capítulo

Este capítulo se dedicou a discutir a arquitetura geral de controle a ser empregada na nanorrede c.c. proposta. O sistema de controle empregará diferentes níveis hierárquicos para gerenciar o fluxo de energia entre os elementos da nanorrede e para promover a integração dos conversores em um mesmo barramento c.c.. O nível primário de controle, o qual é responsável pelo paralelismo dos conversores, estabelece curvas de sinalização do barramento, ou seja, para cada nível de tensão do barramento principal, o modo de operação dos conversores pode ser alterado. Comentou-se que estas curvas devem ser implementadas independentemente da topologia e dos diagramas internos de controle dos conversores, de forma a se permitir a inserção de diferentes tecnologias ao longo do tempo, sem que isso interfira no funcionamento da nanorrede. O nível secundário, por outro lado, monitorará o nível de tensão do barramento e o estado de carga do sistema de armazenamento e promoverá a correção de eventuais desvios. Em caso de falha na comunicação entre os conversores, a correção de desvios é dispensada, mas a nanorrede continua a operar pelo nível primário. Como a tensão do barramento é utilizada para definir modos de operação da nanorrede, propôs-se um critério de seleção de cabos que em função de quedas de tensão na instalação, as quais podem ser dimensionadas para cada caso.

O comportamento dos níveis hierárquicos da arquitetura de controle da nanorrede foi avaliado por meio de simulações computacionais e resultados experimentais, no caso do nível primário, mostrando que a nanorrede é capaz de responder a perturbações de carga e de geração de energia adaptando o fluxo de potência para suprir a carga local. Além

Capítulo 3 - Estrutura da nanorrede c.c.: Gerenciamento de energia

disso, o nível secundário de controle possibilita que em regime permanente a tensão do barramento seja regulada em 311 V. Os parâmetros de controle definidos neste capítulo serão empregados ao longo do trabalho de tese.

Até o presente momento, a implementação experimental do nível secundário de controle e do Gerenciador de Energia não foi realizada. De modo que ainda não se definiu a estrutura do elo de comunicação, nem os protocolos a serem utilizados. Com isso, o funcionamento real deste nível de controle pode empregar velocidade de comunicação diferente da simulada, o que afetaria o intervalo de tempo considerado para troca de informações entre os dois níveis de controle. Além disso, a implementação real pode introduzir atrasos desiguais da troca de informações entre o Gerenciador de Energia e os conversores, principalmente ao se utilizar protocolos com comunicação assíncrona, o que pode afetar o desempenho do sistema. Simulou-se a inserção de atrasos entre 20 ms e 30 ms no recebimento do valor de tensão médio entre os conversores, contudo, não se percebeu alteração perceptível no comportamento apresentado na Figura 3.10, indicando que, a técnica de compensação proposta apresenta robustez a atrasos de comunicação, entretanto, uma investigação experimental ainda se faz necessária. Por fim propôs-se um roteiro de projeto para nanorredes c.c., seguindo as análises realizadas ao longo dos capítulos 2 e 3.

Capítulo 4

Interface da nanorrede c.c. com a rede elétrica

Neste capítulo, o projeto do sistema de interface entre a nanorrede c.c. e a rede da distribuidora de energia será discutido, com o objetivo de se realizar o desenvolvimento do conversor de interface BGIC (*Bidirectional Grid Interface Converter*), o qual será responsável por atender requisitos de conexão tanto do lado da concessionária de energia, quanto da arquitetura da nanorrede, discutida no Capítulo 3. Devido à inexistência de uma legislação específica que lide com a conexão de uma microrrede de energia ao sistema de distribuição, normas e padrões de conexão de centrais de geração distribuída (GD) à rede elétrica serão empregadas. Os documentos normativos consultados, como já exposto anteriormente, foram os Procedimentos de Distribuição (PRODIST), os quais são documentos elaborados pela ANEEL em parceria com agentes e entidades do setor elétrico nacional que normatizam e padronizam as atividades técnicas relacionadas ao funcionamento do sistema de distribuição brasileiro, que incluem todas as redes de tensão inferior a 230 kV [56], e o padrão internacional IEEE 1547, desenvolvido pelo Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE), o qual estabelece critérios e requisitos para a conexão de sistemas de geração distribuída com potência inferior a 10 MVA ao sistema elétrico. O Apêndice C apresenta os principais requisitos destes documentos. O

comportamento do conversor BGIC e seus elementos constituintes será avaliado por meio de simulações computacionais e/ou resultados experimentais.

4.1 Critérios para o projeto do conversor

Os critérios de projeto do conversor BGIC (*Bidirectional Grid Interface Converter*) listados a seguir buscam atender requisitos de acesso ao sistema de distribuição revisados no Apêndice C e os critérios de conexão ao barramento c.c. da nanorrede discutidos no Capítulo 3. Segundo os documentos de acesso ao sistema de distribuição, as nanorredes são classificadas como microgeração distribuída na legislação brasileira, sendo que, para potência instalada inferior a 10 kW, o acesso pode se dar de forma monofásica, bifásica ou trifásica, com níveis de tensão de 127 V/220 V. Nesta classe de potência, o uso de transformador de isolamento no ponto de conexão comum entre a nanorrede e a rede elétrica não é exigido. Além disso, os dispositivos de proteção contra anomalias de tensão e frequência, ilhamento não-intencional e faltas pode ser realizado pelo próprio conversor de interface, sem a necessidade de se adicionar dispositivos externos para este fim. Assim sendo, definiu-se os seguintes critérios para o projeto do conversor BGIC:

- a) Conexão monofásica à rede de 127 V e/ou 220 V;
- b) O conversor não deve elevar o nível de curto-circuito no ponto de conexão, ou seja, a corrente injetada pelo conversor BGIC deve ser limitada para não comprometer a segurança do sistema de distribuição;
- c) O conversor não deverá controlar ativamente a tensão do ponto de conexão, atuando como fonte de potência ativa;
- d) O conversor deverá promover fator de potência superior a 0,92 no PCC;
- e) A conexão com o sistema de distribuição apenas poderá ser realizada após o sincronismo com a frequência da rede elétrica;
- f) A corrente injetada pelo conversor no PCC deverá atender critérios de distorção harmônica e corrente contínua descritos no IEEE 1547;

- g) O conversor deverá ser munido de proteções contra faltas na rede elétrica, anomalias de tensão e frequência, falhas de sincronismo e ilhamento do sistema de distribuição, seguindo critérios de detecção e desconexão do PCC definidos no IEEE 1547;
- h) A reconexão apenas deverá ocorrer quando o sistema de distribuição estiver completamente restaurado;
- i) O conversor BGIC deverá desacoplar o barramento c.c. principal da nanorrede de distúrbios ocorridos no PCC;
- j) O conversor deverá impedir que falhas no lado c.c. se propaguem para o lado c.a. e vice-versa;
- k) O conversor deverá ser munido de sistema de controle de correntes de curto-circuito, de forma a não contribuir com a corrente de falta fase-fase no lado c.c.;
- l) Compensar tensão de modo comum, de modo a garantir menor corrente de corpo em eventuais choques elétricos na instalação c.c. e fugas de corrente;
- m) Respeitar as curvas DBS, estabelecidas no nível primário de controle da nanorrede.

É importante salientar que a confiabilidade do conversor BGIC deve ser elevada, uma vez que falhas no seu funcionamento, ou a necessidade de troca e/ou manutenção do equipamento irão impossibilitar a nanorrede de interagir com a rede elétrica c.a., forçando uma operação ilhada. Como nem sempre a geração e armazenamento local são dimensionados para sustentar toda instalação por longos períodos de tempo, problemas neste conversor podem levar à desenergização de toda nanorrede. Com isso, além de se escolher uma topologia capaz de lidar com faltas e sobrecargas em ambos os lados c.a. e c.c. da nanorrede, o conversor deverá ser munido de proteções que minimizem danos a seus componentes. Em situações onde o intercâmbio de energia entre a nanorrede e a rede elétrica é muito frequente, a eficiência energética do conversor também pode influenciar significativamente o rendimento de toda instalação, de modo que topologias com alta eficiência devem ser preferidas.

4.2 Topologia do conversor de interface

Na literatura, encontra-se inúmeras topologias de conversores c.a./c.c. bidirecionais, cuja utilização na implementação do conversor BGIC é factível. Essas topologias, porém, podem ser categorizadas em estruturas de conversão de estágio único, ou de conversão em duplo estágio. De uma forma geral, as topologias de estágio único oferecem uma maior eficiência de conversão do que as topologias de duplo estágio, uma vez que estas associam conversores em cascata. Contudo, para se reduzir o *ripple* de tensão provocado pela retificação de uma rede senoidal monofásica, as estruturas de estágio único costumam empregar capacitores de barramento muito elevados [12]. Além disso, como a maioria das topologias de estágio único são baseadas em conversores do tipo Boost, a proteção contra curto-circuitos no lado c.c. não é intrínseca à estrutura dos conversores. A Figura 4.1 ilustra algumas topologias de conversores de estágio único apresentadas em [79, 80, 81]. Em nenhuma das topologias apresentadas, porém, é possível, em estágio único, sintetizar tensões de rede de 220 Vrms, uma vez que o nível do barramento c.c. em 311 V inviabiliza o controle da corrente de entrada, de modo que o conversor atuaria como um mero retificador a diodos. Deste modo para se trabalhar com tensões monofásicas de 220 Vrms ou superior, o emprego de topologias de duplo estágio se faz necessário.

As topologias apresentadas permitem a conexão com a rede por meio de estruturas em meia-ponte ou ponte completa. Uma vantagem das topologias de meia-ponte é a não existência de tensão de modo comum entre a rede elétrica e o barramento principal da nanorrede c.c., independentemente da técnica de modulação empregada, uma vez que o eletrodo de aterramento do sistema de distribuição é diretamente conectado ao ponto central do barramento c.c.. Um conversor meia-ponte tradicional, como o mostrado na Figura 4.1-a) apenas pode operar com técnicas de modulação 2 níveis, o que demanda a utilização de filtros no lado c.a. mais volumosos. Essa desvantagem pode ser contornada pelo uso de uma topologia NPC (*Neutral Point Clamped*), ilustrada na Figura 4.1-c), a qual pode sintetizar tensões de 3 níveis, reduzindo os valores de indutores e capacitores necessários para eliminar os componentes harmônicos injetados na corrente de rede.

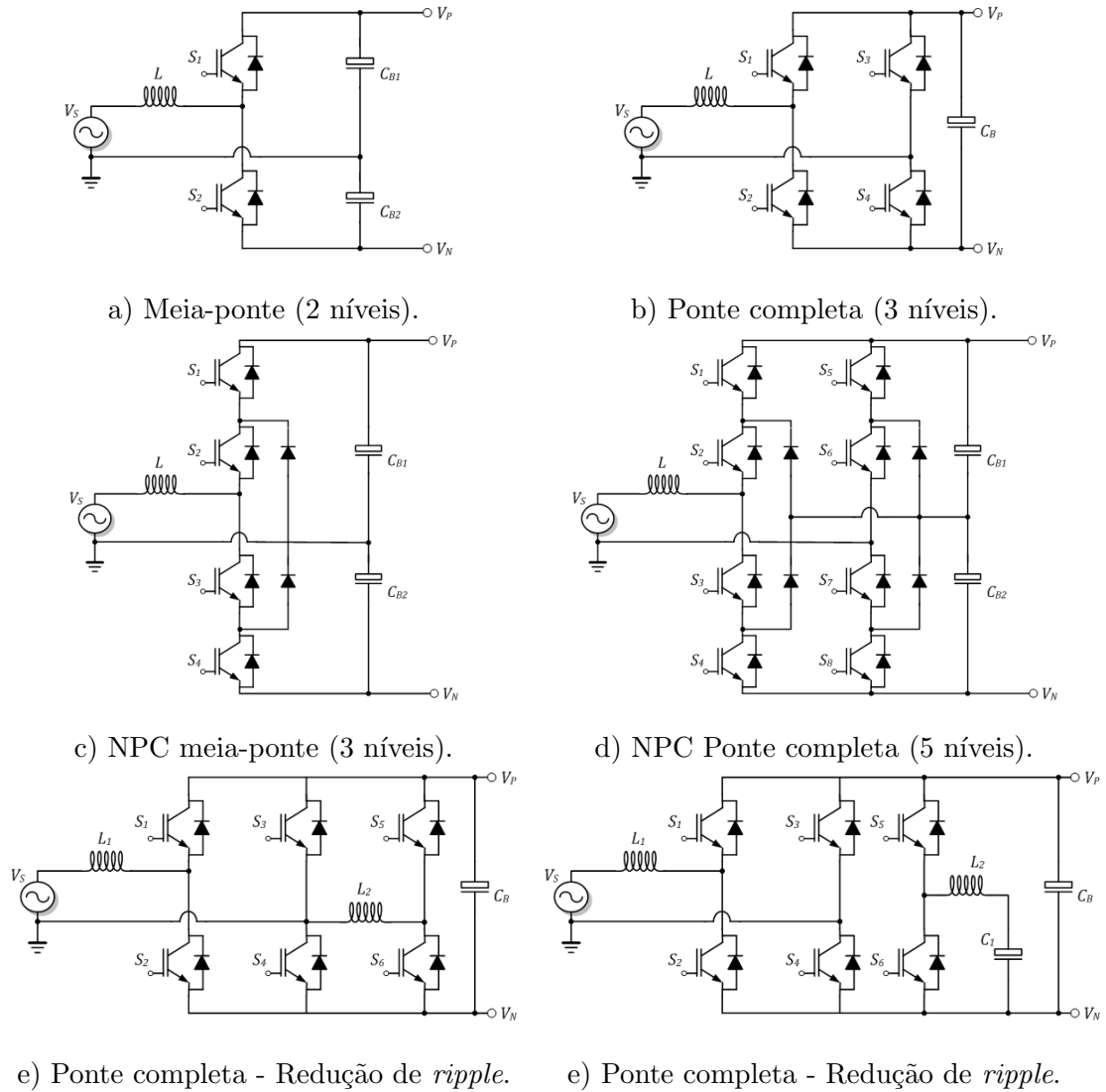


Figura 4.1: Topologias de conversor c.a./c.c. bidirecionais em estágio único.

Contudo, a máxima tensão de saída produzida por uma topologia meia-ponte é igual à metade da tensão de barramento, ou seja, 155 V para a nanorrede proposta, assim, não seria possível empregar estas topologias em um conversor de estágio único, mas apenas em sistemas em duplo estágio de conversão.

Topologias em ponte completa, como as apresentadas nas Figuras 4.1-b) e 4.1-d), possibilitam um melhor aproveitamento da tensão do barramento c.c. e com isso podem ser empregadas na interface da nanorrede com a rede c.a. em 127 Vrms em estágio único. No entanto, ao se utilizar técnicas de modulação multiníveis, isto é, três ou mais níveis,

ocorre o aparecimento de uma tensão de modo comum entre o barramento principal da nanorrede e a rede c.a. [12], o que afeta a segurança da instalação. O uso de modulações multiníveis, por outro lado, permite a redução do filtro c.a. do conversor, o que traz ganhos econômicos.

As topologias NPC apresentam a vantagem de elevar o nível da modulação do conversor e reduzir o estresse de tensão sobre as chaves pela metade. No entanto, as perdas de condução se elevam [81] e existe a necessidade de se equalizar as tensões nos capacitores de barramento. Neste caso, aumenta-se a complexidade da montagem e do comando do conversor. Os conversores ilustrados na Figura 4.1-e) e 4.1-f), apresentam soluções para reduzir o *ripple* de tensão do barramento c.c., empregando um terceiro braço para filtrar a oscilação de baixa frequência.

O dimensionamento do capacitor de barramento pode ser realizado ao se considerar a potência entregue pela rede elétrica quando o conversor BGIC opera no modo retificador, para tal considerando-se a seguinte potência de entrada:

$$P_e = V_m \sin(\omega_o t) \times I_m \sin(\omega_o t - \phi) \quad (4.1)$$

$$P_e = \frac{V_m I_m}{2} [\cos \phi - \cos(2\omega_o t - \phi)] \quad (4.2)$$

onde, V_m e I_m são os valores de pico da tensão e corrente no ponto de conexão c.a. respectivamente, ω_o é a frequência angular da rede elétrica e ϕ é o ângulo de deslocamento entre tensão e corrente. Nota-se que a potência de entrada possui uma parcela média $P_{av} = \frac{V_m I_m}{2} \cos \phi$, a qual é responsável pela potência transferida à carga da nanorrede, e uma parcela alternada, a qual irá produzir uma ondulação de segundo harmônico no barramento c.c.. Considerando que este barramento possui um banco capacitivo (C_B) e alimenta uma carga (R_L) e assumindo para fins de estudo que o rendimento do conversor é de 100% e que a indutância do filtro de entrada não provoca queda de tensão significativa na tensão de entrada, pode-se assumir que a potência no barramento c.c. do conversor é:

$$P_o \approx P_e = C_B v_B \frac{dv_B}{dt} + \frac{v_B^2}{R_L} \quad (4.3)$$

A resolução dessa equação diferencial leva ao seguinte resultado:

$$v_B(t) = \sqrt{V_B^2 - \frac{V_m I_m [\cos(2\omega_o t - \phi) + R_L^2 C_B \omega_o \sin(2\omega_o t - \phi)]}{2[1 + (R_L C_B \omega_o)^2]}}, \quad (4.4)$$

onde V_B é o valor médio da tensão no barramento principal. Observa-se que a tensão de barramento também apresenta uma parcela ondulatória de frequência igual a 120 Hz, a qual depende do valor da carga e da capacitância de barramento. A Figura 4.2, levantada numericamente a partir de (4.4), apresenta o efeito da tensão de barramento e da capacitância sobre a ondulação de tensão, considerando um fator de potência de deslocamento unitário e uma potência média igual a 2 kW. Note que para se obter, com um barramento de 311 V, uma ondulação inferior a 1%, um banco capacitivo superior a 5,5 mF é necessário. Neste sentido, o emprego de elementos capazes de reduzir o *ripple* de tensão de forma ativa, como o apresentado pelos circuitos da Figura 4.1-e) [79] e 4.1-f) [80], são interessantes. Em [80], o braço auxiliar transfere energia entre o barramento principal e o capacitor C_1 por meio do controle da corrente em L_2 . Com isso, amortece-se a ondulação de tensão sem a necessidade de se elevar a capacitância do barramento principal. O autor discute que a técnica permite uma redução de até 12 vezes na ondulação de tensão, o que possibilita uma redução da mesma ordem de grandeza no volume do banco capacitivo.

Como comentado anteriormente, as topologias de conversão em estágio único não possuem capacidade de limitar correntes de curto-circuito no lado c.c.. Esta funcionalidade pode ser adicionada aos conversores com a inserção de chaves estáticas entre o barramento c.c. e a saída do conversor. Outra solução é a utilização de um segundo estágio de conversão. Essa solução possibilita não só o controle da corrente de saída do conversor, mas também permite que a tensão do barramento intermediário seja elevada de modo a se poder trabalhar com uma ondulação de tensão maior e consequentemente com um menor banco capacitivo. Observando a Figura 4.2, por exemplo, ao se elevar a tensão do barramento intermediário a 600 V, um banco capacitivo de 1,5 mF seria suficiente para

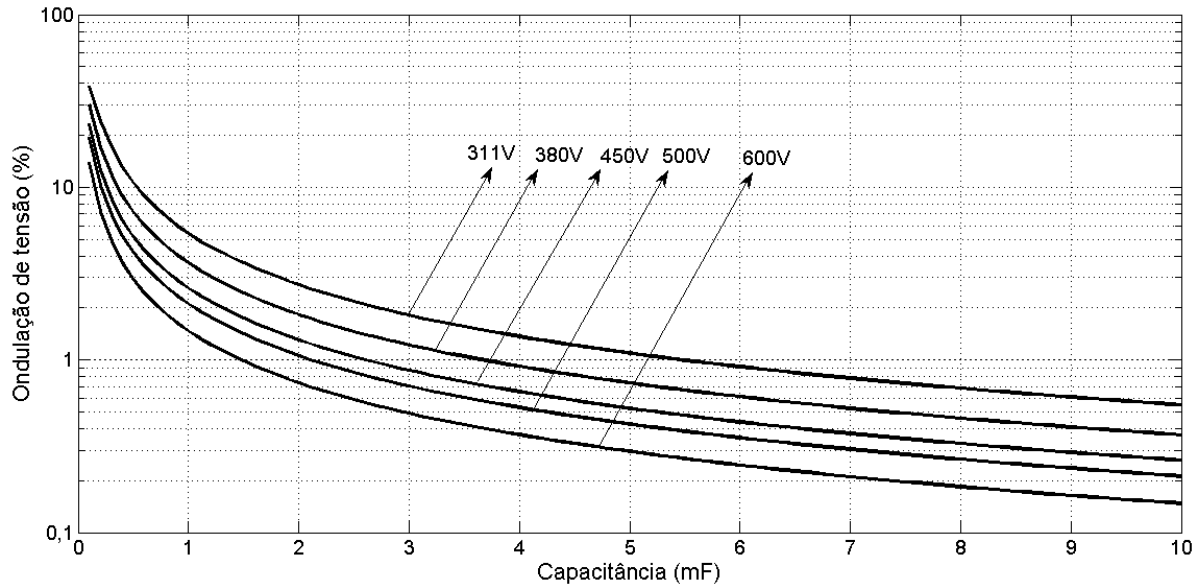
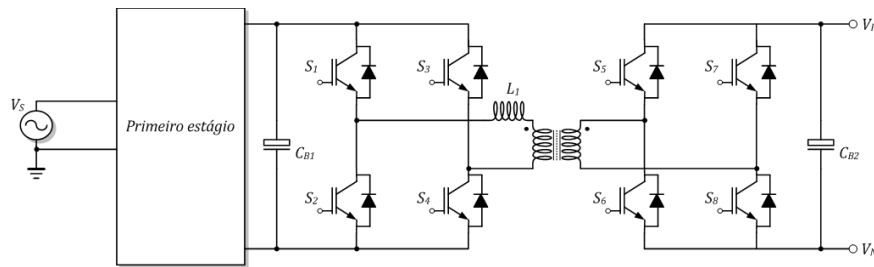


Figura 4.2: Variação da magnitude da ondulação de tensão com a tensão de barramento e capacitância C_B .

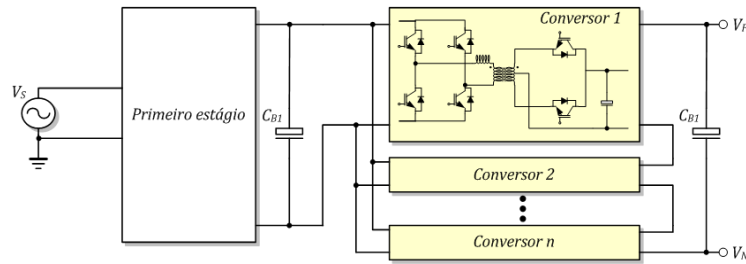
se ter uma ondulação de 1%, no entanto, como pode-se permitir uma ondulação maior, o banco capacitivo pode ser significativamente reduzido. Do ponto de vista de controle, a estrutura em duplo estágio também se torna mais vantajosa, uma vez que se pode dedicar o primeiro estágio à atender as exigências da conexão à rede elétrica e o segundo estágio, ao controle da interface com o barramento principal da nanorrede. Uma desvantagem, porém, é a menor eficiência global do conversor, o que pode reduzir os ganhos de eficiência que a distribuição em corrente contínua oferece.

A literatura apresenta diversas topologias para a implementação do conversor de interface com a rede em duplo estágio. Em [82, 83], o conversor apresenta um isolamento elétrico entre a rede c.a. e o barramento c.c., sendo que no primeiro utiliza-se um estágio secundário baseado na topologia *Dual Active Bridge* (DAB) e o segundo, emprega múltiplos conversores bidirecionais associados em série-paralelo. A Figura 4.3 ilustra essas duas topologias. A estrutura do primeiro estágio não é relevante, de modo, que diversas topologias podem ser utilizadas. Nos referidos trabalhos, no entanto, conversores c.a./c.c. em ponte completa foram empregados. Na topologia baseada no DAB, o transformador de alta frequência deve ser projetado para suportar toda potência do conversor BGIC, de

forma que à medida que esta potência aumenta, o custo e volume do transformador podem onerar a instalação. A segunda proposta, ao utilizar múltiplos conversores permite que cada um manipule apenas uma parcela da potência do conversor, de forma a diminuir o volume dos transformadores. Contudo, esta estrutura pode demandar uma complexidade de controle maior.



a) Conversor secundário - DAB.



b) Conversor secundário - Ponte completa bidirecional em série-paralelo.

Figura 4.3: Topologias de duplo estágio com isolamento elétrico.

Em [84] utilizou-se uma topologia em que o primeiro estágio é composto por um conversor NPC meia-ponte e o segundo, por dois conversores buck bidirecionais, um para controlar o barramento positivo e outro, para o barramento negativo. A Figura 4.4 ilustra esta topologia. Esta estrutura é particularmente interessante por não apresentar tensão de modo comum entre o lado c.a. e o lado c.c. do sistema. Como o barramento intermediário emprega uma tensão mais elevada, em torno de 600 V, a limitação de tensão existente em conversores meia-ponte é contornada. Outra vantagem é a redução do estresse de tensão nas chaves, tanto do primeiro estágio, quanto do segundo. Uma desvantagem desta topologia, porém, é a necessidade de se equalizar os capacitores do barramento intermediário, o que foi feito pelo autor por meio da inserção de uma componente de segundo harmônico na corrente de entrada do conversor, o que eleva a sua distorção

harmônica. O projeto, porém pode ser realizado para atender aos níveis de distorção exigidos em normas de qualidade da energia.

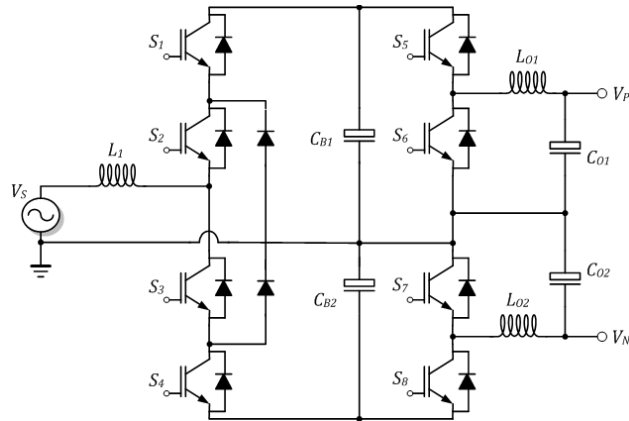
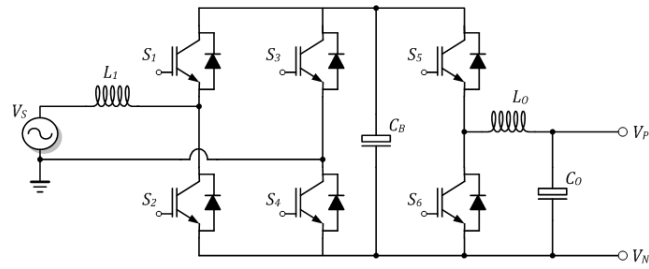


Figura 4.4: Conversor de duplo estágio NPC-buck bidirecional.

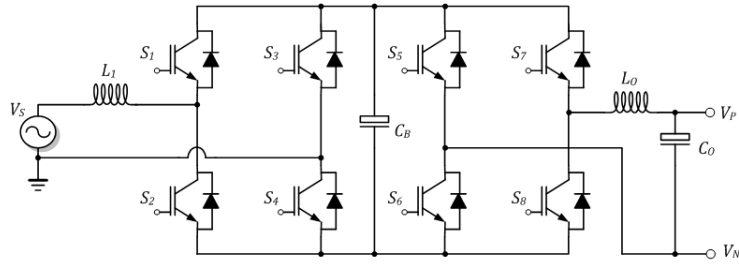
Em [59, 85], propõe-se a utilização de uma topologia em ponte completa com um segundo estágio composto ou por um conversor buck bidirecional ou por outra ponte completa (*back-to-back*). A Figura 4.5 ilustra essas duas configurações. Como vantagens pode-se citar a simplicidade do controle do fluxo de potência e do comando das chaves e a redução do volume do conversor, comparando com a estrutura DAB. Contudo, esta topologia proporciona o surgimento de uma tensão de modo comum no lado c.c.. Em comparação à topologia NPC-buck, as chaves apresentam maior estresse de tensão, no entanto, o conversor apresenta menor distorção harmônica de corrente e maior eficiência, por ter menos chaves no caminho de condução. Segundo o autor, a estrutura *back-to-back* pode ser empregada para compensar a tensão de modo comum produzida pelo sistema. O conversor, entretanto, é extremamente vulnerável à faltas no barramento intermediário, de modo que proteções contra este tipo de evento devem ser consideradas na montagem do conversor.

4.2.1 Topologia empregada

Devido ao nível de tensão utilizado na nanorrede c.c. proposta, para que a conexão desta com uma rede monofásica de 127 V ou 220 V de tensão eficaz seja possível, a



a) Conversor ponte completa - buck bidirecional.



b) Conversor ponte completa *back-to-back*.

Figura 4.5: Topologias de duplo estágio em ponte completa.

estrutura do conversor BGIC deve ser composta por dois estágios de conversão. Nesta configuração, pode-se considerar um barramento intermediário de maior tensão, permitindo assim a redução do banco capacitivo, o desacoplamento do barramento c.c. principal da nanorrede da dinâmica da rede elétrica, de forma que se poderia manter o funcionamento do sistema mesmo durante condições precárias de operação da rede de distribuição c.a.. Esse desacoplamento promovido pela existência do barramento intermediário possibilita se dissociar os esquemas de controle de ambos os estágios, de modo que o primeiro estágio se ocuparia da interface com a rede elétrica e o segundo, gerenciaria a interface com o barramento principal da nanorrede c.c., inclusive limitando sua máxima corrente de saída. Um conversor com duplo estágio permite também que diferentes topologias de conversor sejam utilizadas na implementação de seus estágios, conferindo ao sistema uma grande flexibilidade de projeto.

Neste trabalho de tese, a estrutura para a implementação do conversor BGIC foi escolhida, tendo como critério a simplicidade da topologia e do controle do conversor, uma vez que a proposta de trabalho não foca na definição de topologias específicas para cada um dos conversores. Assim sendo, definiu-se uma estrutura em duplo estágio baseada

na topologia descrita em [59, 85], ou seja, duas pontes completas interligadas por um elo c.c. comum. A Figura 4.6 apresenta o conversor considerado.

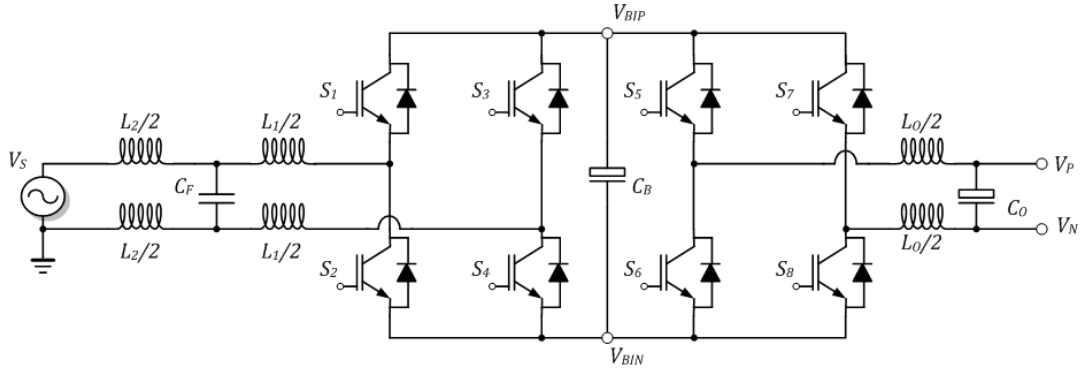


Figura 4.6: Topologia considerada para o conversor BGIC.

A escolha da tensão do barramento intermediário determina os níveis de tensão de rede com os quais o conversor é capaz de se conectar, além de definir a capacidade de controle do lado c.c. e de compensação de modo comum. Assumiu-se para este conversor uma tensão de barramento de 600 V, o banco capacitivo utilizado é de aproximadamente 1 mF, o que confere um *ripple* de tensão inferior a 1,5%, segundo Figura 4.2. Este nível de tensão permite se produzir uma tensão de rede de 233 Vrms com um índice de modulação inferior a 55% e uma tensão no lado c.c., incorporando a compensação de modo comum, a ser discutida posteriormente, com um ciclo de trabalho inferior a 70%, de modo que os limites de tensão possibilitam tranquilamente a conexão do conversor a redes monofásicas de 127 Vrms ou 220 Vrms e o controle da tensão do barramento c.c. e compensação de modo comum. A redução do banco capacitivo também é possível, uma vez que existe espaço para se aumentar o *ripple* de tensão. A Tabela 4.1 apresenta os componentes utilizados na implementação do conversor BGIC experimental. O projeto do filtro LCL seguiu procedimento descrito em [58], para se ter uma redução de conteúdo harmônico na corrente de rede e consumir, no capacitor uma potência reativa de no máximo 5% da potência nominal do conversor. Os indutores foram construídos utilizando núcleos de pó-de-ferro toroidais fabricados pela empresa Magmattec.

Tabela 4.1: Componentes dos filtros c.a. e c.c. do conversor BGIC

Elemento	Valor	Elemento	Valor
L_1	370 μ H	L_o	1,3 mH
L_2	200 μ H	C_o	470 μ F
C_F	20 μ F	C_B	940 μ F
Chaves	IRGPS60B120KDP	Gate Drivers	DRO100D25A

4.2.1.1 Método de modulação do conversor BGIC

O método de modulação utilizado no conversor é baseado na modulação por largura de pulsos, ou PWM (*Pulse Width Modulation*), sendo que se escolheu uma frequência de chaveamento de 15,36 kHz, por se tratar de uma frequência alocada na parte superior da faixa audível, o que não trará incômodo sonoro perceptível aos usuários, e por definir uma razão de frequência de 256 (2^8), o que facilita a sua implementação digital em DSP. A modulação PWM para um conversor ponte completa pode ser realizada de forma bipolar (2 níveis) ou unipolar (3 níveis), sendo que o diagrama de comando idealizado, para ambos os métodos, é mostrado na Figura 4.7.

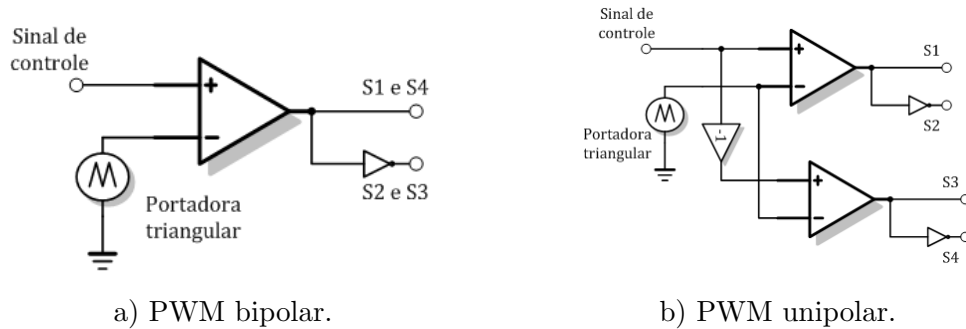


Figura 4.7: Diagramas de comando PWM para um conversor ponte completa.

O sinal de controle é produzido pelas malhas de controle do conversor e tende a sintetizar uma componente de 60 Hz na saída do conversor c.a./c.c. com amplitude equivalente à da rede elétrica. Ambos métodos de modulação oferecem uma componente fundamental com a mesma amplitude, sendo que a diferença entre as tensões de modo diferencial das duas técnicas PWM se encontra no conteúdo de alta frequência. A Figura 4.8 apresenta

a tensão de modo diferencial de ambos PWM e o seu espectro de frequências ao sintetizar uma componente fundamental¹ de 127 Vrms.

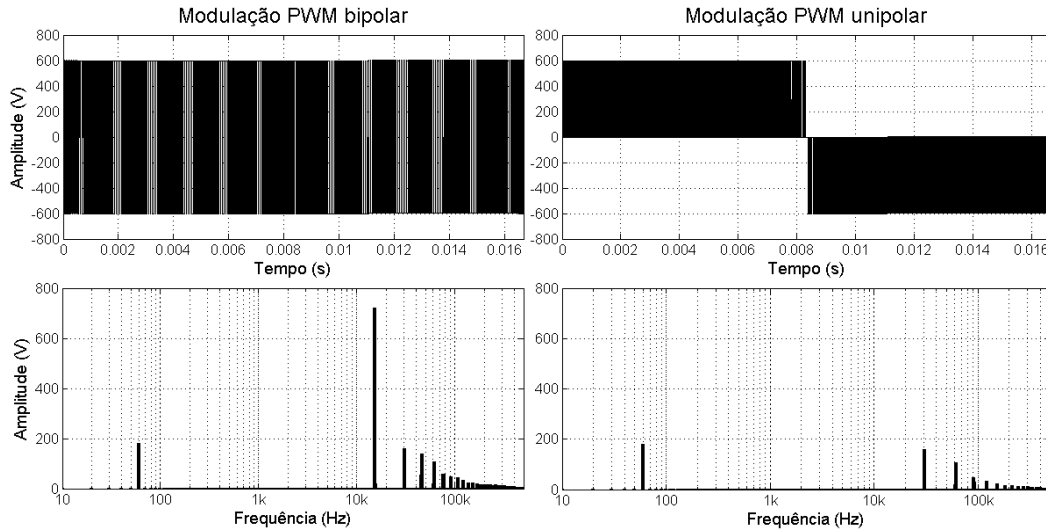


Figura 4.8: Tensão de modo diferencial das modulações PWM bipolar e unipolar.

Observa-se que ambas componentes fundamentais apresentam a mesma amplitude, contudo a modulação bipolar possui mais componentes de alta frequência do que a modulação unipolar, sendo que o primeiro conjunto de componentes aparece na região do primeiro harmônico da portadora, sendo que no PWM unipolar este conjunto ocorre no segundo harmônico, indicando que o PWM unipolar permite uma redução do valor dos elementos reativos do filtro LCL de conexão à rede, sem que isso afete a eliminação de componentes harmônicos da corrente de rede. Assim sendo, para este trabalho considerou-se o emprego da modulação PWM unipolar tanto no conversor c.a./c.c., quanto no conversor c.c./c.c., com o intuito de se reduzir o conteúdo harmônico das tensões de saída c.a. e c.c. do conversor BGIC.

4.2.1.2 Resultados experimentais no ponto de conexão

Assumindo um barramento intermediário de 600 V e tendo como base os valores de componentes listados na Tabela 4.1 e o uso de uma modulação PWM unipolar no primeiro

¹O termo componente fundamental foi utilizado aqui para se referir à componente de 60 Hz, relacionada à frequência fundamental do sinal modulante do PWM.

estágio do conversor BGIC, com uma frequência de chaveamento de 15,36 kHz, avaliou-se as formas de onda de corrente no ponto de conexão comum. A Figura 4.9 apresenta as formas de onda de corrente na saída do conversor, no indutor L_1 , e na rede, indutor L_2 , e seus respectivos espectros de frequência. A potência absorvida pelo conversor é de 2,4 kW, 20% acima do valor nominal do conversor. A componente fundamental apresenta uma amplitude de 19,7 Arms.

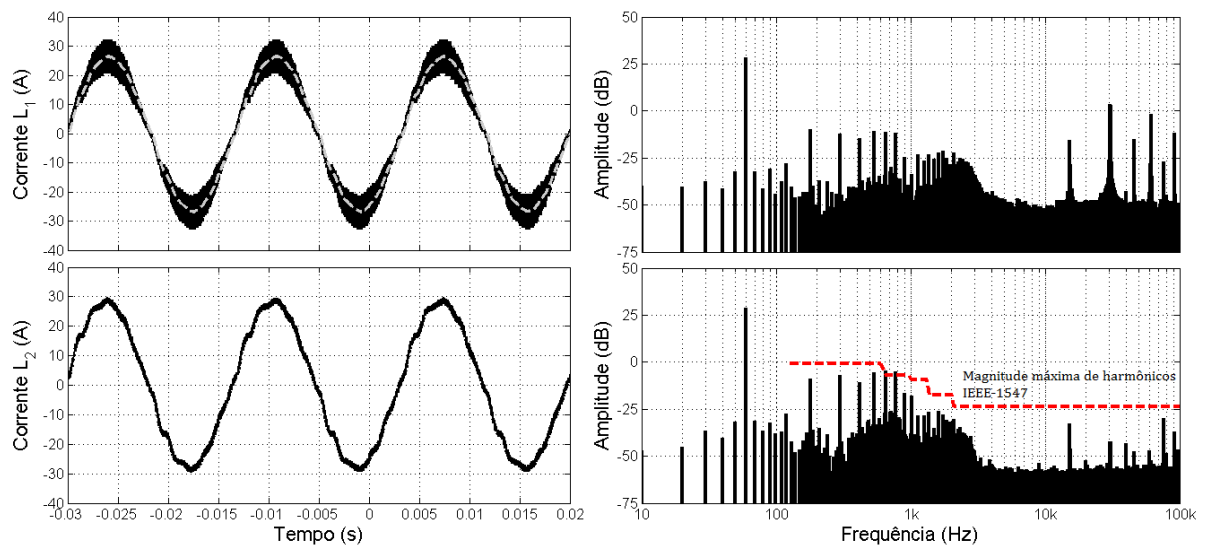


Figura 4.9: Corrente de saída do conversor e corrente na linha. Formas de onda e espectro harmônico.

Nota-se no espectro da corrente de saída do conversor a presença de componentes na região de frequência em torno de 15,36 kHz, ou seja, do primeiro harmônico da portadora. Como se empregou uma técnica de modulação PWM unipolar, não se esperaria o aparecimento deste conjunto de componentes, contudo, como a implementação do modulador se deu por meio digital, devido à quantização do sinal de controle e da própria portadora triangular, esse conjunto de componentes não é completamente eliminado [86]. O *ripple* de corrente medido em L_1 foi de 44%. Observa-se que o filtro LCL é capaz de eliminar o conteúdo de alta frequência. Pelo espectro da corrente de linha, observa-se que as componentes harmônicas atendem os limites máximos estabelecidos no IEEE 1547 e descritos na Tabela 4.2, a distorção harmônica total encontrada foi de 4,28%, o que também atende à especificação da norma.

Tabela 4.2: Máxima distorção de corrente em relação à corrente nominal

Harmônicos* (h)	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	DHT
Magnitude (%)	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0

*A magnitude dos harmônicos pares deve ser 25% da magnitude dos harmônicos ímpares descritos acima.

Constata-se porém a presença de componentes harmônicas de baixa frequência no sinal de corrente. É interessante ressaltar que essas componentes estão presentes na corrente de saída do conversor, no entanto, possuem uma magnitude muito inferior à observada na corrente de linha. Nota-se por exemplo, que o valor médio da corrente em L_1 (linha tracejada) apresenta um formado mais senoidal do que a corrente de linha. Uma justificativa para isso é que a própria tensão de linha possui componentes de baixa frequência, os quais não são compensados pelo conversor BGIC e que, por isso, circulam pelo filtro LCL. A Figura 4.10 apresenta as formas de onda de corrente de linha e tensão de linha, onde se observa a existência dessas componentes.

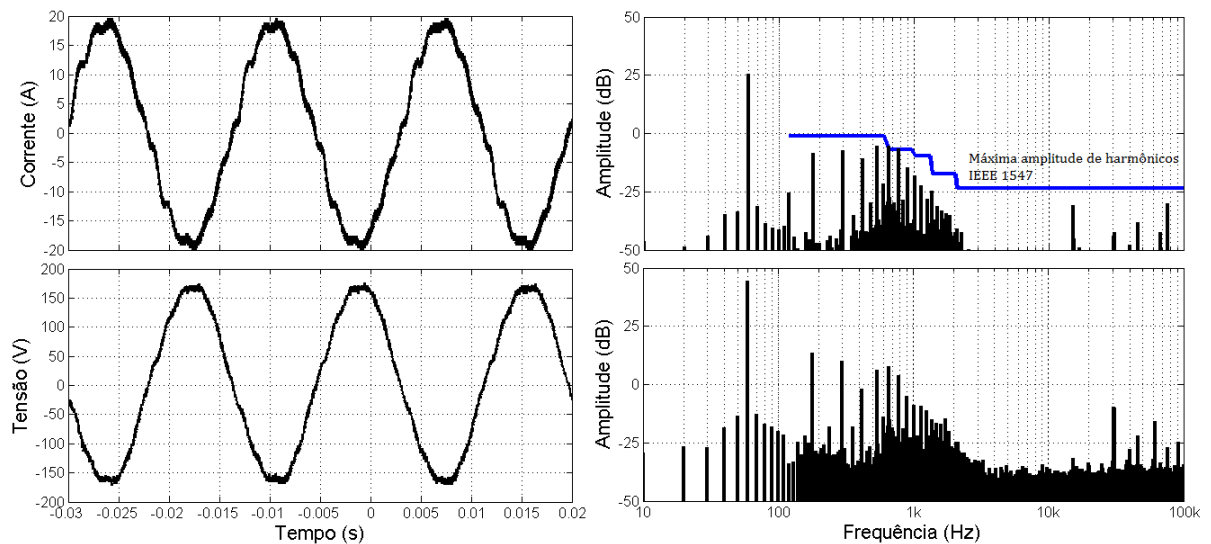


Figura 4.10: Corrente (i_{L2}) e tensão de linha e seus respectivos espectros.

4.3 Diagrama interno de controle

Nesta seção se discutirá a estrutura do diagrama de controle do conversor BGIC e seus elementos. A Figura 4.11 apresenta o diagrama de medições utilizado para o conversor. O sistema de controle do conversor foi realizado por meio de um controlador digital de sinais modelo TMS320F28335, da Texas Instruments, o qual recebe as medições de tensão de linha (V_S), corrente de saída c.a. do conversor (I_{L1}), tensão do barramento intermediário (V_{BI}), tensão de saída c.c. (V_B) e corrente de saída c.c. (I_{L0}), além de sinais de falta dos Gate Drivers. Esses sinais serão processados pelo DSP e sinais de comando para as oito chaves do conversor serão produzidos. A medição de corrente e tensão empregou sensores por efeito hall, modelos LA-55P e LV-20P, respectivamente, ambos fabricados pela empresa LEM. A Figura 4.12 apresenta um diagrama em blocos do sistema de controle considerado para o conversor BGIC.

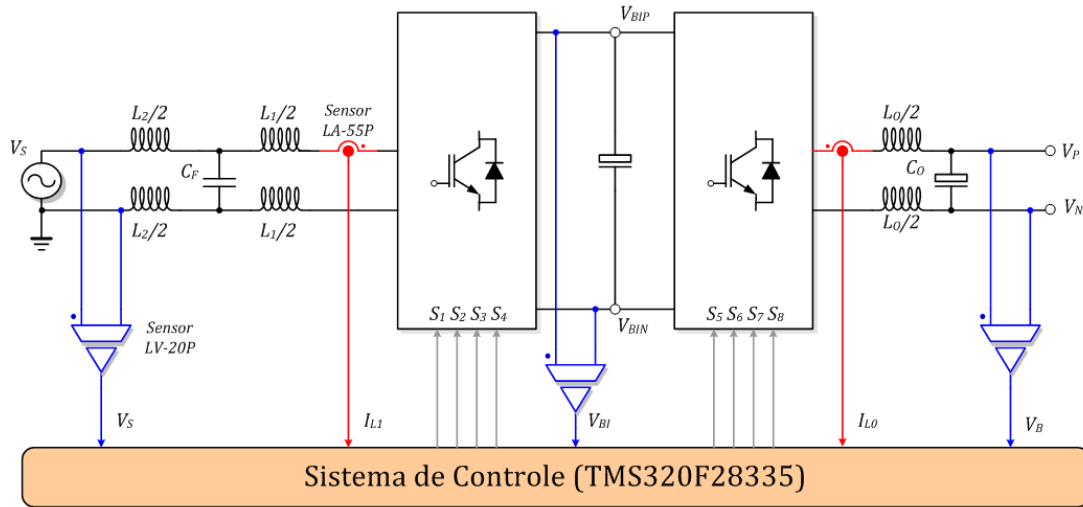


Figura 4.11: Diagrama de medições do conversor BGIC.

Cada estágio do conversor possui um diagrama de controle independente com duas malhas em cascata, sendo a malha mais interna dedicada ao controle da corrente de saída c.a. ou c.c., e a malha mais externa, ao controle da tensão de barramento intermediário ou da saída c.c.. No caso do controle do estágio c.a./c.c., se torna necessário a utilização de um sinal de sincronismo senoidal, para produzir uma forma de onda adequada para

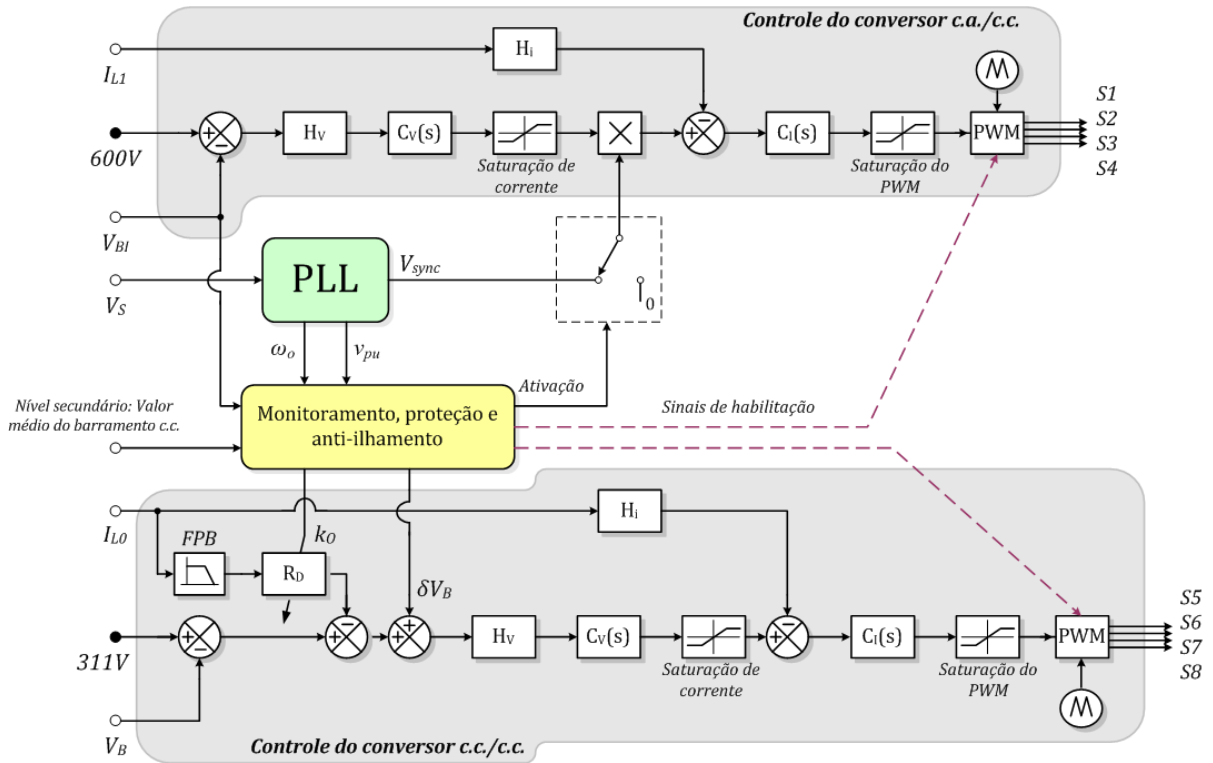


Figura 4.12: Diagrama em blocos do sistema de controle do conversor BGIC.

a corrente de saída c.a.. Esse sinal de sincronismo é gerado por meio de uma malha de sincronização de fase, (PLL - *Phase Locked Loop*), a qual mede a tensão de linha e produz um sinal senoidal normalizado em fase com a sua componente fundamental. O controle do estágio c.c./c.c. insere uma resistência virtual (R_D) em série com a saída do conversor, de modo a implementar um *droop* de tensão, conforme descrito pela estratégia de Sinalização de Barramento adotada como nível primário de controle da nanorede. Como neste conversor, a corrente de saída c.c. se equivale ao valor médio da corrente no indutor L_O , a obtenção da corrente necessária para o cálculo do *droop* de tensão se deu por meio da filtragem da corrente de indutor, por isso a existência do filtro passa-baixas (FPB) na lógica de controle do estágio c.c./c.c..

A unidade de monitoramento, proteção e anti-ilhamento recebe informações da PLL sobre a frequência e amplitude da tensão no ponto de conexão, a tensão do barramento intermediário e o valor médio da tensão do barramento principal da nanorede, este advindo do nível secundário de controle da nanorede. Esses dados são processados e a unidade

atuará de modo a interromper a conexão com a rede elétrica em caso de falhas, distúrbios e entrada não-intencional em ilhamento, além de promover a compensação do desvio de tensão provocado pelo nível primário de controle da nanorrede e corrigir o valor da resistência de *droop* como resposta a distúrbios na rede. A existência dessa unidade, faz com que a topologia da PLL utilizada permita a extração das informações mencionadas, além, obviamente, da produção do sinal de sincronismo.

4.3.1 Projeto do diagrama de controle do estágio c.a./c.c.

O projeto do diagrama de controle do estágio c.a./c.c. considerou uma aproximação em pequenos sinais do comportamento do conversor, uma vez que na realidade existe um comportamento não-linear provocado pela multiplicação do sinal de referência da malha de corrente (saída da malha de tensão) e o sinal de sincronismo da PLL. Este modelo em pequenos sinais considerou o circuito equivalente apresentado na Figura 4.13, onde μ representa o índice de modulação do PWM e i_{CB} , a corrente injetada/consumida do barramento intermediário.

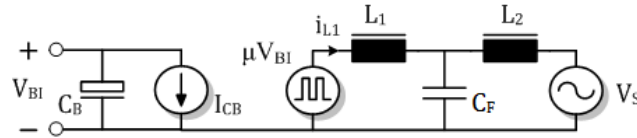


Figura 4.13: Circuito equivalente do estágio c.a./c.c. do conversor BGIC.

Por meio deste circuito equivalente, pode-se escrever a seguinte expressão, para a interface com a rede elétrica.

$$i_{L1}(s) = \mu(s) \frac{V_{BI}}{sL_1} \left(\frac{s^2 L_1 L_2 C_F + L_1}{s^2 L_1 L_2 C_F + L_1 + L_2} \right) - \frac{v_S(s)}{sL_2} \left(\frac{L_2}{s^2 L_1 L_2 C_F + L_1 + L_2} \right) \quad (4.5)$$

O que define uma função de transferência entre o índice de modulação e a corrente de indutor como:

$$G_{Ica}(s) = \frac{i_{L1}(s)}{\mu(s)} = \frac{V_{BI}}{sL_1} \left(\frac{s^2 L_1 L_2 C_F + L_1}{s^2 L_1 L_2 C_F + L_1 + L_2} \right) \quad (4.6)$$

Considerando o diagrama genérico para a malha de corrente ilustrado na Figura 4.14, pode-se escrever a função de transferência em malha aberta como (4.7).

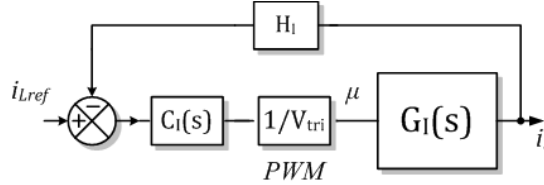


Figura 4.14: Diagrama genérico para a malha de corrente no conversor BGIC.

$$\frac{i_{L1}(s)}{i_{L1ref}(s)} = \frac{G_{Ica}(s) \cdot C_I(s)}{V_{tri}} \quad (4.7)$$

Como a referência da malha de corrente possui uma forma de onda senoidal, optou-se por utilizar um controlador $C_I(s)$ baseado na estrutura Proporcional-Integral-Ressonante (PIR), uma vez que este tipo de compensador oferece um ganho elevado na frequência fundamental da corrente, o que em malha fechada irá levar a um erro de trajetória praticamente nulo, o ganho integral garante erro de estado estacionário nulo para sinais contínuos, evitando a injeção de corrente contínua na rede elétrica. Contudo, a implementação digital da estrutura ideal deste controlador possui algumas limitações, principalmente devido ao ganho infinito presente na sua frequência de ressonância. Com isso, a estrutura adotada neste trabalho para o compensador PIR, assume que a parcela ressonante se comportará como um filtro passa-faixas, com uma banda passante (B) não nula. Além disso, um filtro passa-baixas, com frequência de corte ω_c foi empregado para evitar a amplificação de componentes de chaveamento em malha fechada e a consequente ocorrência de sobremodulação. Assim, a função de transferência considerada para o compensador foi:

$$C_I(s) = \left(k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} + k_{ri} \frac{Bs}{s^2 + Bs + \omega_o^2} \right) \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (4.8)$$

Considerou-se uma banda passante $B/2\pi = 1\text{Hz}$, uma frequência de corte $\omega_c/2\pi = 2,5\text{kHz}$, e uma frequência de ressonância de $\omega_o/2\pi = 60\text{Hz}$. O ganho integral foi escolhido igual a $k_{ii} = 10$, de modo a compensar erros em estado estacionário, no entanto, sem afetar a dinâmica do controle em 60 Hz. A sintonia dos demais ganhos do controlador foi

realizada no domínio discreto, de forma a se ter uma maior proximidade da implementação final do compensador. Para tal, a função de transferência do conversor, apresentada em (4.6) foi discretizada assumindo um segurador de ordem zero e uma frequência de amostragem de 15,36 kHz. Os ganhos e parâmetros encontrados para esta malha de controle são apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Parâmetros da malha de corrente c.a./c.c. do conversor BGIC

Símbolo	Descrição	Valor
H_i	Ganho do sensor de corrente	0,1
k_{pi}	Ganho proporcional	0,2
k_{ii}	Ganho integral	10
k_{ri}	Ganho ressonante	400
B	Banda passante da parcela ressonante	$(2\pi) \cdot 1Hz$
ω_c	Frequência de corte superior do compensador	$(2\pi) \cdot 2,5kHz$
ω_o	Frequência de ressonância da controlador	$(2\pi) \cdot 60Hz$
V_{tri}	Amplitude da portadora triangular	3 V

No caso da parcela ressonante, o modelo se manteve estável para ganhos ressonantes inferiores a 500. O comportamento dos pólos em malha fechada para uma variação no ganho ressonante de 400 a 200 é apresentado na Figura 4.15. A resposta dinâmica da malha fechada, para as mesmas condições também é apresentada na Figura 4.16, onde é traçada a diferença entre a referência da malha de corrente e o seu sinal de saída, para um degrau de 10 A.

Observa-se que o aumento do ganho ressonante reduz o amortecimento do controle, no entanto, as três condições observadas oferecem um tempo de acomodação inferior a um ciclo de rede (16,67 ms) e o erro máximo é inferior a 3,5%. Apesar dos resultados indicarem que um ganho de 200 produziria melhor resposta, por motivos não compreendidos pelo modelo, a redução de k_{ri} produziu no sistema experimental uma degradação da forma de onda de corrente, com surgimento de oscilações de alta frequência. Com isso, se optou por trabalhar com um ganho $k_{ri} = 400$, pois, com este ganho se obteve a melhor forma

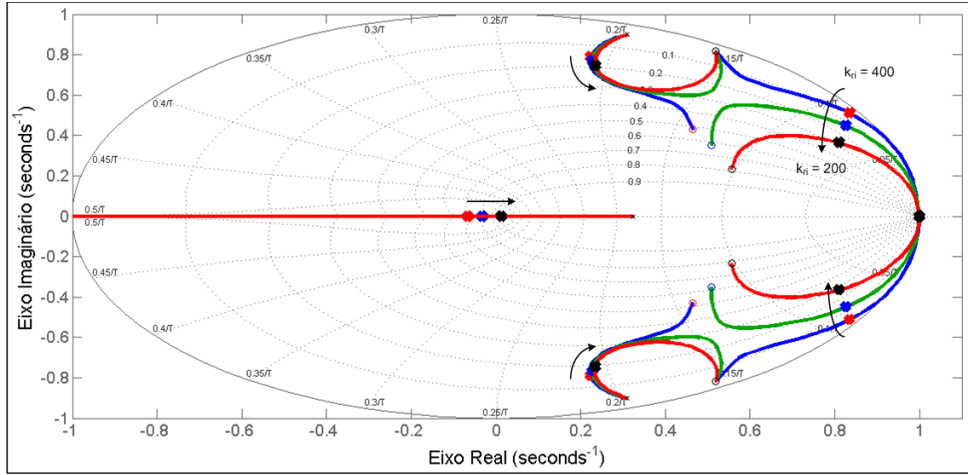


Figura 4.15: Diagrama de lugar das raízes para a malha de corrente c.a.

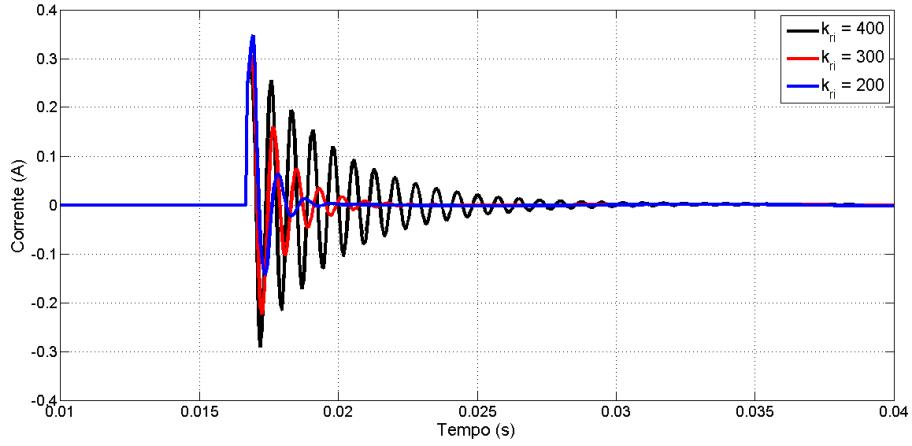


Figura 4.16: Diferença entre referência e saída da malha de corrente c.a..

de onda dentro da faixa estável do controlador.

O projeto da malha de tensão do estágio c.a./c.c. leva em consideração a resposta da tensão de barramento a uma perturbação de carga, provocada pela injeção ou absorção de corrente da rede elétrica. Assumindo o circuito equivalente apresentado na Figura 4.13, a tensão de barramento pode ser escrita como:

$$v_{BI}(s) = -\frac{i_{CB}(s)}{sC_B}, \quad (4.9)$$

onde i_{CB} representa uma corrente de carga no barramento c.c., a qual pode ser referente ao intercâmbio de potência do conversor com a rede elétrica, ou da interface com o barramento principal da nanorrede. Ignorando por agora, a interface com o lado c.c. da nanorrede,

pode-se relacionar i_{CB} com a corrente de indutor i_{L1} , ao se considerar o fluxo de potência entre o conversor e a rede elétrica. Assumindo portanto a potência entregue à rede como:

$$P_{av} \approx \frac{\hat{i}_{L1}}{\sqrt{2}} \frac{\hat{v}_S}{\sqrt{2}} \quad (4.10)$$

Desprezando-se, para fins de projeto, as perdas na conversão de energia, pode-se assumir que a potência calculada em (4.10) é a mesma potência extraída do barramento intermediário, de forma que:

$$P_{av} \approx V_{BI} I_{CB} = \hat{i}_{L1} \frac{\hat{v}_S}{2} \rightarrow I_{CB} = \hat{i}_{L1} \frac{V_{S,rms}}{\sqrt{2} V_{BI}} \quad (4.11)$$

Considerando, portanto, uma pequena perturbação neste ponto de operação, pode-se escrever:

$$i_{CB}(s) = i_{L1}(s) \frac{V_{S,rms}}{\sqrt{2} V_{BI}} \quad (4.12)$$

Substituindo, então (4.12) em (4.9), pode-se encontrar a seguinte função de transferência:

$$G_{Vca} = \frac{v_{BI}(s)}{i_{L1}(s)} = -\frac{V_{S,rms}}{s C_B V_{BI} \sqrt{2}} \quad (4.13)$$

Sendo que a malha aberta do sistema de controle de tensão é igual a:

$$\frac{v_{BI}(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{G_{Vca}(s) C_V(s) H_v}{H_i} \quad (4.14)$$

Para garantir erro de regime permanente nulo, optou-se por implementar o controlador de tensão ($C_V(s)$) por meio de um compensador Proporcional-Integral (PI), cujos ganhos k_{pv} e k_{iv} foram ajustados para se ter uma banda passante inferior a 1/5 da banda passante da malha de corrente e sobre-elevação transitória de tensão inferior a 10%. O ganho integral foi definido como 50. A Figura 4.17 mostra a resposta ao degrau do modelo em malha fechada, para diferentes ganhos proporcionais. Dadas as restrições, escolheu-se um ganho proporcional equivalente a 2,5. Assim sendo, os parâmetros da malha de controle de tensão utilizada no estágio c.a./c.c. do conversor BGIC são apresentados na Tabela 4.4.

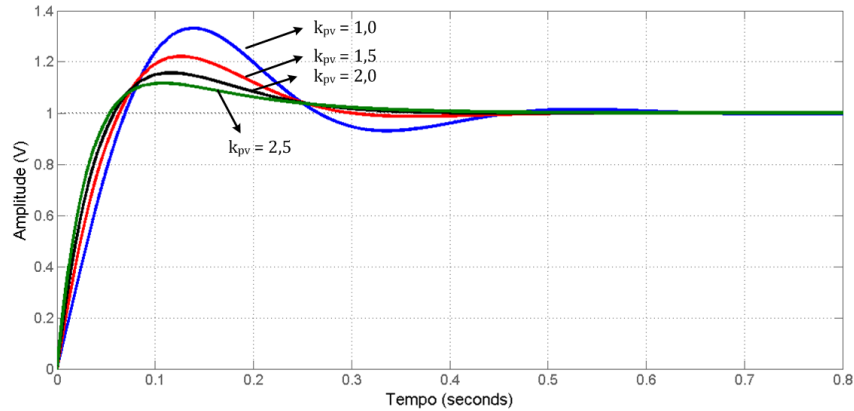


Figura 4.17: Resposta ao degrau da malha de tensão do primeiro estágio do conversor BGIC.

Tabela 4.4: Parâmetros da malha de tensão c.a./c.c. do conversor BGIC

Símbolo	Descrição	Valor
H_v	Ganho do sensor de tensão	0,01
k_{pv}	Ganho proporcional	2,5
k_{iv}	Ganho integral	50
I_{sat}	Saturação de corrente	± 30 A

A resposta experimental do conversor a um degrau de carga de 1,13 kW para 1,9 kW, e vice-versa, é apresentada na Figura 4.18, onde são mostradas as formas de onda de tensão no barramento intermediário e corrente de saída (no indutor L_1). Observa-se que o conversor apresenta uma resposta amortecida ao degrau de carga, com sobre-elevação e afundamento de tensão transitórios de aproximadamente ± 20 V (3,33%), respeitando a restrição de projeto. O tempo de acomodação observado foi de aproximadamente 470 ms, compatível com o obtido na resposta do modelo de pequenos sinais visualizada na Figura 4.17. Nota-se que a corrente de saída do conversor reage ao degrau de carga no sentido de ajustar o consumo ou exportação de potência para manter a tensão do barramento intermediário constante.

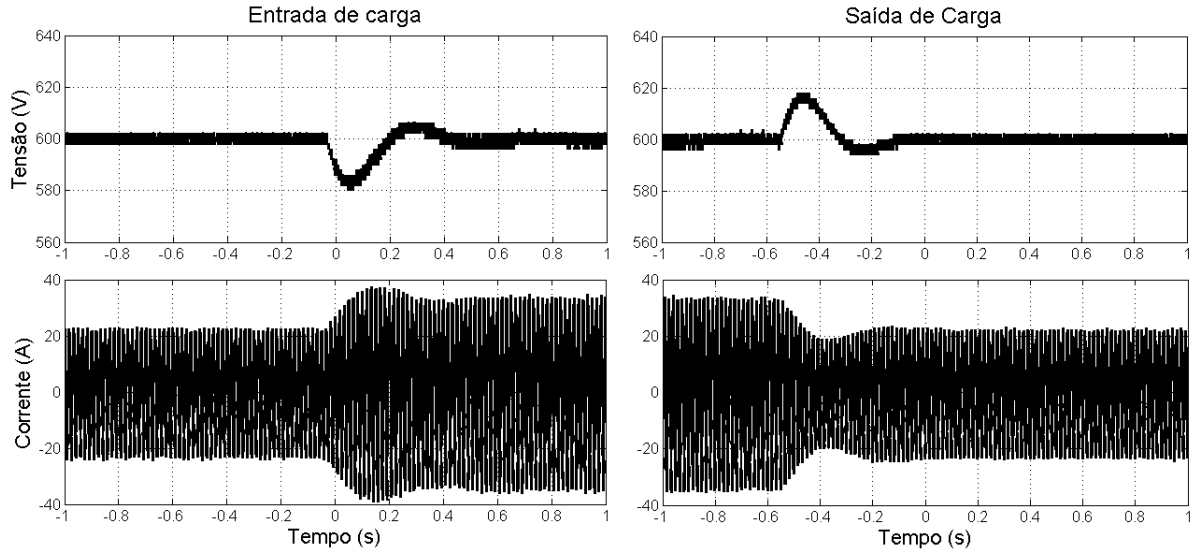


Figura 4.18: Resposta experimental do estágio c.a./c.c. a um degrau de carga. Tensão v_{BI} (superior), corrente i_{L1} (inferior).

4.3.2 Projeto do diagrama de controle do estágio c.c./c.c.

O projeto do diagrama de controle do estágio c.c./c.c. do conversor BGIC se baseou no circuito equivalente deste estágio de conversão, apresentado na Figura 4.19, o qual se assemelha ao modelo de um conversor abaixador de tensão. A carga R_L representa a carga do barramento principal da nanorrede, que para simplificar o projeto do sistema de controle, foi considerada como sendo puramente resistiva.

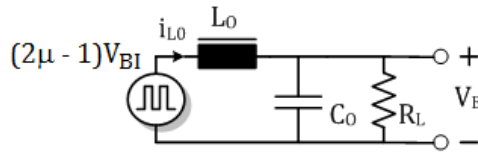


Figura 4.19: Circuito equivalente do estágio c.c./c.c..

A partir do circuito equivalente, pode-se definir as seguintes funções de transferência para o estágio de conversão:

$$G_{Icc}(s) = \frac{i_{L_O}(s)}{\mu(s)} = \frac{2V_{BI}(sC_O R_L + 1)}{s^2 L_O C_O R_L + s L_O + R_L} \quad (4.15)$$

$$G_{V_{cc}}(s) = \frac{v_B(s)}{i_{Lo}(s)} = \frac{R_L}{sC_O R_L + 1} \quad (4.16)$$

Como tanto a corrente, quanto a tensão de saída do estágio são contínuas, os compensadores das malhas de controle de tensão e corrente foram implementados por meio de controladores PI. A partir dessas funções de transferência, os ganhos dos compensadores foram definidos para que as malhas de corrente e tensão apresentassem margens de fase superiores a 60° e bandas passantes inferiores a 3 kHz ($1/5$ de 15,36 kHz) e 614 Hz ($1/5$ de 3 kHz), respectivamente. Os parâmetros encontrados para o controle do estágio c.c./c.c. são definidos na Tabela 4.5.

Tabela 4.5: Parâmetros de controle do estágio c.c./c.c. do conversor BGIC

Símbolo	Descrição	Valor
H_v	Ganho do sensor de tensão	0,01
k_{pv}	Ganho proporcional de tensão	2,0
k_{iv}	Ganho integral de tensão	500
I_{sat}	Saturação de corrente	$\pm 6,6$ A
H_i	Ganho do sensor de corrente	0,1
k_{pi}	Ganho proporcional de corrente	0,4
k_{ii}	Ganho integral de corrente	500

A Figura 4.20 apresenta o diagrama de Resposta em Frequência de malha aberta para as malhas de corrente e tensão. Observa-se que a malha de corrente apresenta uma margem de fase de $64,7^\circ$ e frequência de *crossover* de 2,33 kHz, enquanto a malha de tensão apresenta uma margem de fase de $66,7^\circ$ e uma frequência de *crossover* de 75,7 Hz. Esses parâmetros atendem a especificação estipulada para o controle do estágio c.c./c.c..

As respostas ao degrau de carga do conversor experimental são apresentadas na Figura 4.21, considerando a mesma variação de carga utilizada na seção anterior, para a análise do estágio c.a./c.c.. Nesta escala de tensão, a quantização do osciloscópio utilizado não permite que se observe detalhes do comportamento dinâmico da tensão de barramento,

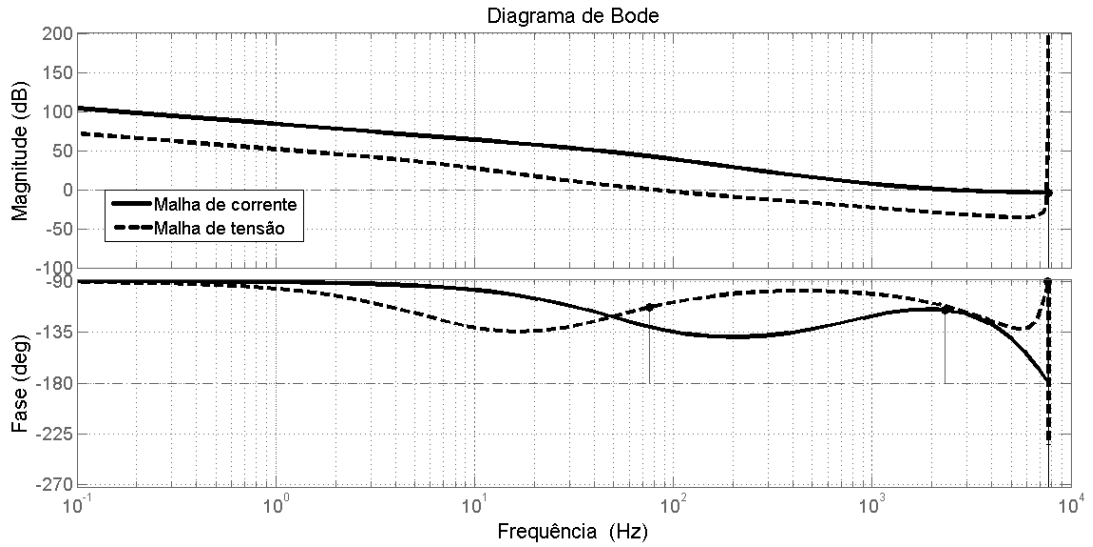


Figura 4.20: Resposta em frequência de malha aberta para o estágio c.c./c.c..

no entanto, não se nota uma sobre-elevação de tensão, ou afundamento, transitória significativa durante as perturbações de carga. A linha clara no gráfico de corrente indica o valor médio da corrente no indutor L_O , mostrando que durante as transições também não se observa picos de corrente.

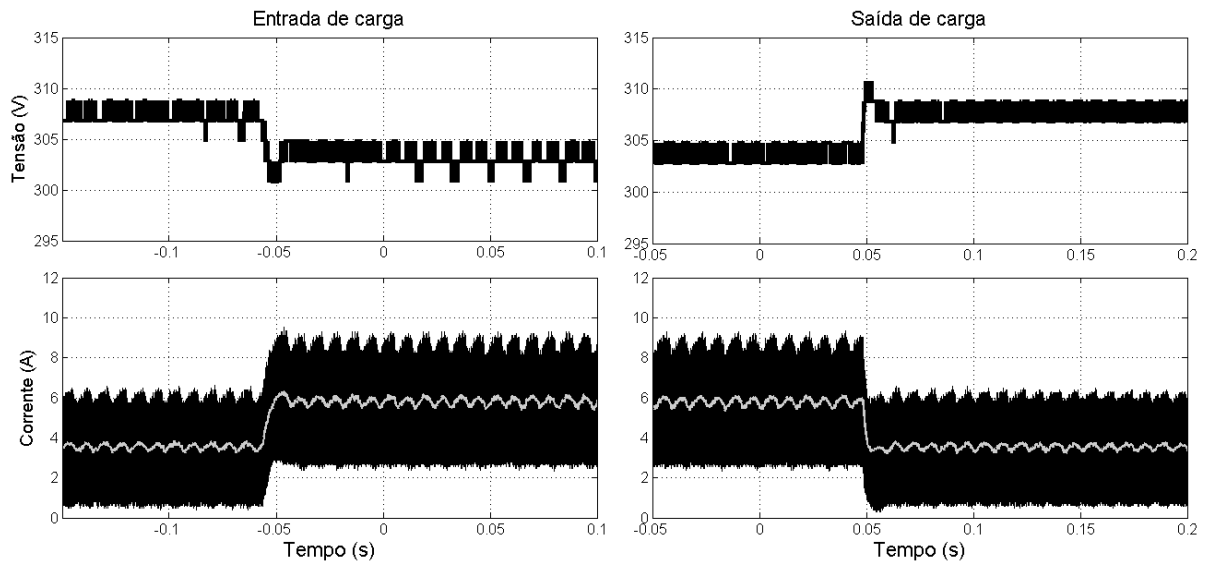


Figura 4.21: Resposta ao degrau de carga do conversor experimental - estágio c.c./c.c..

4.3.3 Sistema de sincronização com a rede elétrica

Conforme visualizado na Figura 4.12, o sinal de referência da malha de controle de corrente do estágio c.a./c.c. utiliza uma PLL para estabelecer uma forma de onda para a corrente no indutor L_1 senoidal e em fase com a tensão de rede no ponto de conexão. Neste sentido, a PLL é um elemento crucial na operação do conversor BGIC, uma vez que irá influenciar parâmetros como fator de potência, distorção harmônica do sinal de corrente e a resposta do sistema a distúrbios de rede, determinando assim a capacidade do conversor de atender os requisitos de normas e padrões de acesso ao sistema de distribuição. A escolha de uma estrutura adequada de PLL se torna portanto relevante, não só para satisfazer as normas vigentes, mas também porque a PLL pode ser utilizada para monitorar as condições do ponto de conexão, de modo a permitir a identificação de anomalias de tensão e frequência da rede de distribuição e a detecção da ocorrência de ilhamento não-intencional, informações que fundamentam a tomada de decisão sobre a suspensão do ponto de conexão e proteção da nanorrede contra riscos externos.

Uma PLL apresenta três estruturas básicas [87], como ilustra a Figura 4.22: um elemento de detecção de fase (PD - *Phase Detector*), um filtro passa-baixas, e um oscilador controlado por tensão (VCO) para sintetizar o sinal de sincronismo. As principais diferenças entre as topologias se concentra na estrutura do detector de fase, o qual normalmente emprega sistemas não-lineares. O sinal de entrada e_i normalmente se refere a uma amostra da tensão de rede à qual se deseja sincronizar a forma de onda de corrente.



Figura 4.22: Diagrama básico de uma PLL.

Existe uma vasta literatura abordando técnicas de sincronização de fase e estruturas de PLL para sistemas monofásicos, sendo alguns exemplos [87, 88, 91, 89, 90]. Para a finalidade deste trabalho, se busca uma topologia que não apenas forneça um sinal de sincronismo, mas também informe dados sobre o ponto de conexão, como tensão eficaz

e frequência. Uma solução interessante, apresentada em [87, 91, 89, 90] é o uso de uma topologia baseada em eixo de referência síncrona (SRF - *Synchronous Reference Frame*), as quais utilizam transformadas de Park nas malhas de realimentação, com o intuito de se produzir sinais em quadratura com a referência de entrada e assim emular o comportamento de sistemas trifásicos equilibrados. A Figura 4.23 apresenta a estrutura de uma PLL baseada em SRF, nomeada em [87] como ParkPLL.

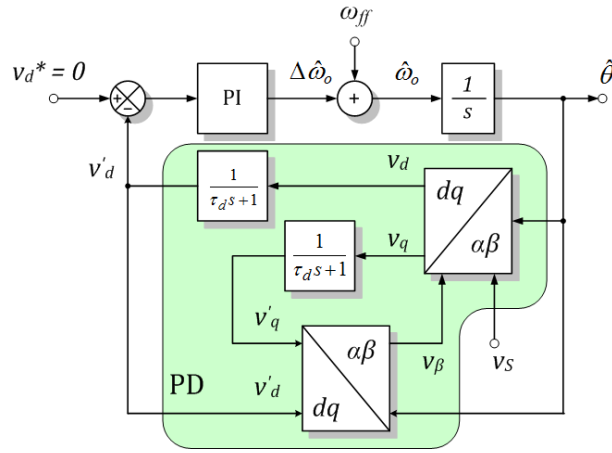


Figura 4.23: Diagrama da ParkPLL baseado em SRF.

A estrutura da ParkPLL assume que a amostra da tensão de rede representa a componente de eixo α de um sistema ortogonal $\alpha\beta$, sendo que a componente de eixo β é obtida aplicando-se a transformada de Park inversa ($dq - \alpha\beta$) às componentes síncronas do sistema dq , emulando desta forma o comportamento de um sistema trifásico equilibrado. As transformadas utilizadas pelo detector de fase, para estabelecer as componentes de eixo síncrono e eixo estacionário são apresentadas em (4.17) e (4.18).

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\hat{\theta} & \cos\hat{\theta} \\ \cos\hat{\theta} & -\sin\hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\hat{\theta} & \cos\hat{\theta} \\ \cos\hat{\theta} & -\sin\hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix}, \quad (4.18)$$

onde $\hat{\theta} = \hat{\omega}_o t + \hat{\phi}$, sendo que neste caso a marcação $\hat{\cdot}$ indica uma variável estimada pela PLL. Sabe-se que caso as componentes do eixo estacionário $\alpha\beta$ sejam sinais puramente senoi-

dais/cossenoidais, as componentes do eixo síncrono se apresentarão como sinais puramente contínuos, no entanto, se harmônicos estiverem presentes nos sinais $\alpha\beta$, componentes de frequência também aparecerão no eixo dq. Desta forma, para que eventuais harmônicos não atrapalhem o processo de sincronização, se torna importante realizar a filtragem dos sinais v_d e v_q , o que é feito por meio de um filtro passa-baixas com constante de tempo τ_d . De modo que os sinais de eixo síncrono filtrados podem ser descritos como:

$$v'_d(s) = \frac{v_d(s)}{\tau_d s + 1} \quad (4.19)$$

$$v'_q(s) = \frac{v_q(s)}{\tau_d s + 1} \quad (4.20)$$

Manipulando as expressões (4.17)-(4.20), pode-se obter (4.21), que descreve o comportamento de grandes sinais do detector de fase. O sistema encontrado representa um sistema linear variante no tempo, uma vez que a matriz de estados e o vetor de ganhos são funções de $\hat{\theta}(t)$. Note que o vetor de entrada apenas depende do sinal de eixo α , uma vez que o eixo β é calculado por meio de realimentação de estados.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\text{sen}^2 \hat{\theta}}{\tau_d} & -\frac{\text{sen} \hat{\theta} \cos \hat{\theta}}{\tau_d} \\ -\frac{\text{sen} \hat{\theta} \cos \hat{\theta}}{\tau_d} & -\frac{\cos^2 \hat{\theta}}{\tau_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\text{sen} \hat{\theta}}{\tau_d} \\ \frac{\cos \hat{\theta}}{\tau_d} \end{bmatrix} v_\alpha \quad (4.21)$$

Assumindo agora que $v_\alpha = V_m \cos(\omega_o t + \phi)$ e que $\hat{\omega}_o \cong \omega_o$, pode-se definir o ponto de equilíbrio desse sistema linear em regime permanente, o que se dá quando a derivada do vetor de estados se iguala a zero. Neste ponto encontra-se:

$$\begin{cases} \bar{V}'_d = V_m \text{sen}(\hat{\phi} - \phi) \\ \bar{V}'_q = V_m \cos(\hat{\phi} - \phi) \end{cases} \quad (4.22)$$

Observa-se, portanto, que se a PLL regular a variável de eixo d (v'_d) para zero, $(\hat{\phi} - \phi) \rightarrow 0$, ou seja, a fase estimada tenderá a se igualar à fase real do eixo estacionário e consequentemente à fase do sinal de entrada, indicando um atracamento da PLL. Além disso, quando isso ocorrer, o sinal de eixo q apresentará um valor equivalente à

amplitude do sinal de entrada, de modo que se pode utilizar tal informação para monitorar as condições de tensão do ponto de conexão. Por meio das equações anteriores, pode-se encontrar as equações diferenciais que regem o comportamento das variáveis de eixo estacionário:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \frac{d\hat{\theta}}{dt} \\ -\frac{d\hat{\theta}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_d} \\ 0 \end{bmatrix} v_\alpha \quad (4.23)$$

Sabendo que $\frac{d\hat{\theta}}{dt} \approx \omega_o$, a equação (4.23) se torna um sistema SISO linear invariante no tempo, cuja equação característica pode ser definida como:

$$\lambda^2 + \lambda/\tau_d + \omega_o^2 = 0, \quad (4.24)$$

cujos autovalores podem ser determinados como:

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2\tau_d} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\tau_d^2} - 4\omega_o^2} \quad (4.25)$$

A expressão (4.25) mostra que se $\tau_d^{-1} \geq 2\omega_o$, o sistema tenderá a um comportamento assintoticamente estável. No entanto se a constante de tempo for feita demasiadamente pequena, um dos pólos de (4.25) se aproximará da origem do plano complexo, o que indica uma resposta lenta a perturbações. Desta forma, para uma resposta dinâmica adequada, uma possibilidade é fazer $\tau_d^{-1} \approx 2\omega_o$ [87]. Os ganhos do compensador PI utilizado na PLL podem ser sintonizados para atender a critérios de desempenho dinâmico. A PLL utilizada neste trabalho empregou $k_p = 100$, $k_i = 2000$ e $\tau_d = 1,326$ ms. Na malha de estimação de frequência, utilizou-se um sinal de *offset* (ω_{ff}) igual a 377 rad/s, com o intuito de se posicionar a PLL próxima do ponto de equilíbrio desejado. O sinal de sincronismo empregado na malha de controle de corrente do estágio c.a./c.c. do conversor BGIC é então produzido ao se fazer $V_{sync} = \cos(\hat{\theta})$.

A Figura 4.24 apresenta resultados de simulação para a ParkPLL considerando um salto de fase de 50°. Observa-se que a PLL é capaz de produzir um sinal de sincronismo

adequado, com forma de onda senoidal e em fase com o sinal de entrada. As variáveis internas da PLL também estimam corretamente a amplitude do sinal de entrada e sua frequência. Durante o salto de fase observa-se oscilações amortecidas na frequência estimada e uma sobre-elevação a 70 Hz, o tempo de acomodação foi de aproximadamente 50 ms.

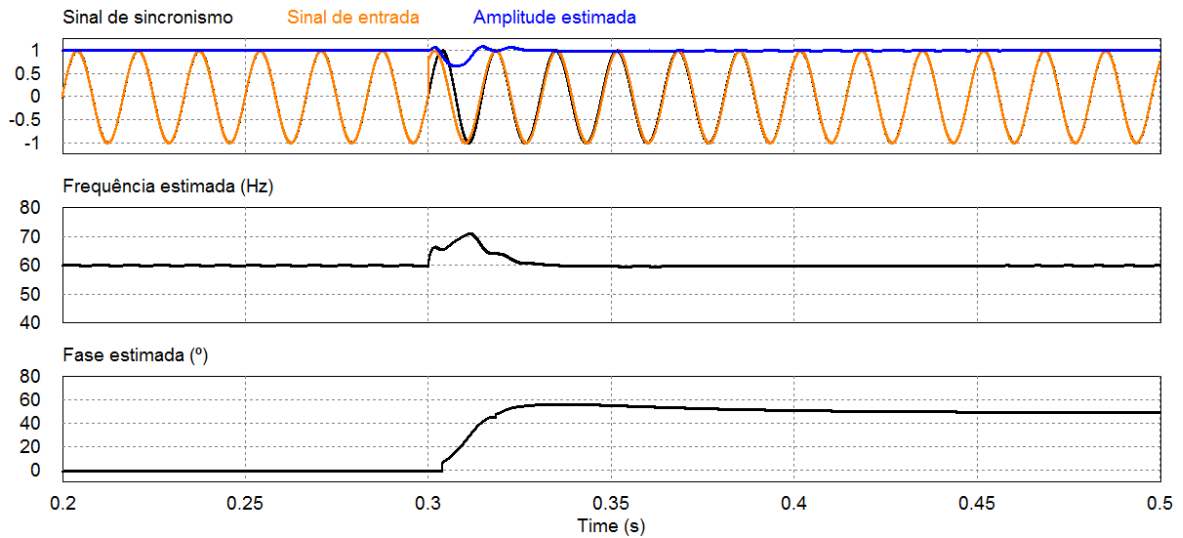


Figura 4.24: Resposta da ParkPLL a um salto de fase de 50°.

A resposta da PLL a um afundamento de tensão de 50% também foi avaliada nos resultados de simulação exibidos na Figura 4.25. Nota-se que o afundamento desloca a fase estimada em aproximadamente 10°, sendo que este erro é corrigido também em aproximadamente 50ms. A frequência estimada sofre uma perturbação de -5 Hz, mas é corrigida rapidamente em aproximadamente um ciclo de 60 Hz. É interessante observar que o sinal v'_q , que apresenta a amplitude estimada do sinal de entrada, acompanha adequadamente o afundamento de tensão, mostrando que tais perturbações podem facilmente ser detectadas pela PLL em questão.

Por fim, avaliou-se a resposta da PLL ao mesmo salto de fase de 50°, agora com a presença de harmônicos de 3ª ordem presentes no sinal de entrada. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 4.26. Observa-se que a presença dos harmônicos no sinal de entrada não afetaram a estimativa de fase e frequência, tampouco alteraram a dinâmica da PLL, contudo induz-se a presença de oscilações nos sinais estimados, referentes a estes

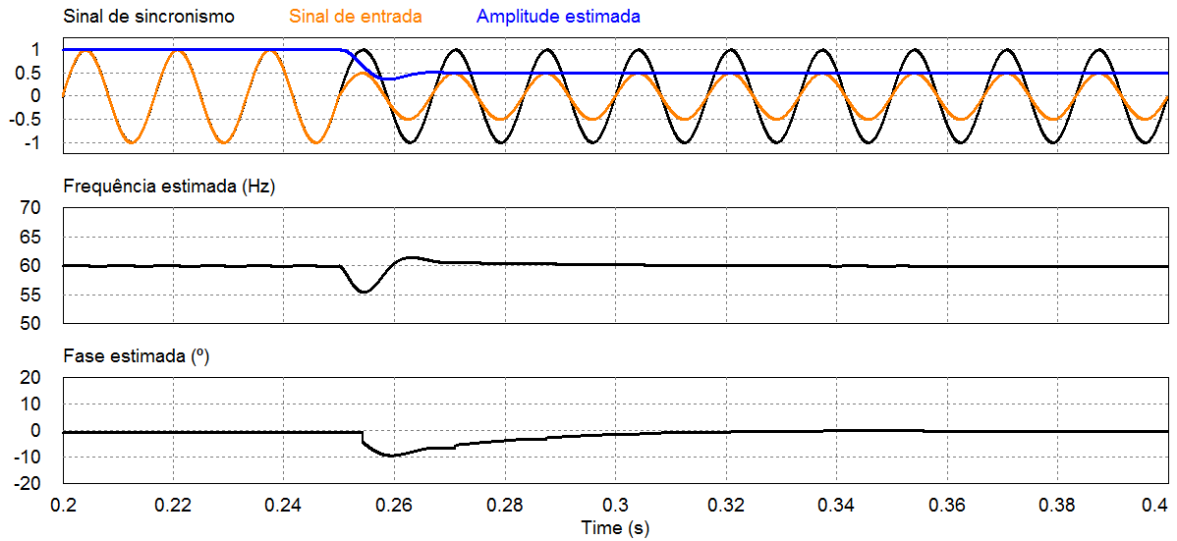


Figura 4.25: Resposta da ParkPLL a um afundamento de tensão de 50%.

harmônicos, os quais, porém, não provocam distorções perceptíveis no sinal de sincronismo. Em todas as simulações pôde-se perceber que a estimativa do valor de pico da tensão de entrada realizada pela PLL segue fielmente o pico da componente fundamental do sinal de entrada, mesmo com a presença de harmônicos e afundamentos de tensão

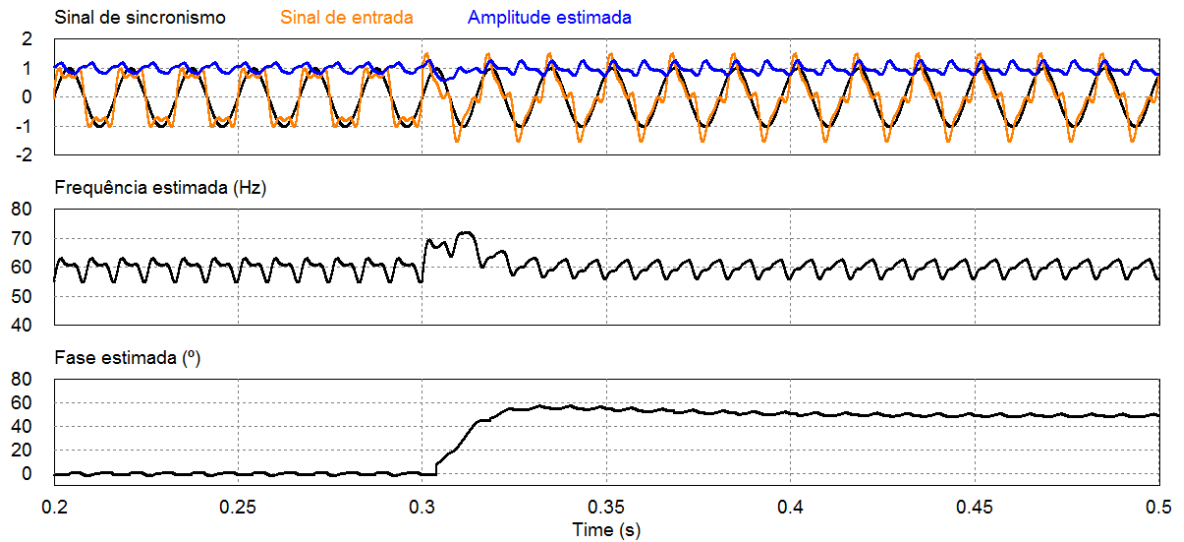


Figura 4.26: Resposta da ParkPLL a um salto de fase de 50° com presença de harmônicos na entrada.

Devido a limitações da interface utilizada para monitorar as variáveis internas do DSP empregado no controle do conversor BGIC, a qual captura dados dos registros do processa-

dor com um intervalo mínimo de 100 ms, a verificação do comportamento experimental da PLL, neste estágio de desenvolvimento, não foi possível. Contudo, observando as respostas do conversor a perturbações e a forma de onda da corrente na saída c.a. do conversor, nota-se que a geração do sinal de sincronismo e a extração dos dados de frequência e amplitude no ponto de conexão não comprometem o desempenho do conversor.

4.3.4 Monitoramento do ponto de acoplamento e anti-ilhamento

Como discutido, a estrutura da PLL utilizada permite a estimação da frequência e amplitude do sinal de tensão no ponto de conexão entre a nanorrede e a rede de distribuição c.a.. Essas informações permitem que o Ponto de Conexão Comum (PCC) seja monitorado continuamente, conforme solicitado pelo padrão IEEE 1547, de modo que se pode detectar a ocorrência de anomalias na rede elétrica e iniciar procedimentos que levem à desconexão do PCC, caso essas anomalias excedam as faixas de operação normal, por tempos superiores aos definidos nas Tabelas 4.6 e 4.7. Ainda segundo o IEEE 1547, após a desconexão do sistema de geração (nanorrede), uma reconexão apenas será permitida caso os sinais de tensão e corrente no PCC estejam dentro dos limites normais por um período superior a 5 minutos. Tal procedimento também pode ser garantido pelo monitoramento executado pela PLL.

Tabela 4.6: Tempos de desligamento em resposta a condições anormais de tensão

Faixa de tensão (pu)	Tempo de desligamento (s)
$V < 0,5$	0,16
$0,5 \leq V \leq 0,88$	2,0
$1,1 \leq V \leq 1,2$	1,0
$V \geq 1,2$	0,16

Conforme ilustrado na Figura 4.12, os valores de frequência estimada $(\omega_o)^2$ e amplitude estimada normalizada v_{pu} da PLL alimentam um sistema de Monitoramento, proteção e

²Na realidade, o sinal de frequência estimada é filtrado antes de ser passado ao sistema de monitoramento, com a finalidade de se minimizar o efeito das oscilações provocadas pelos harmônicos de tensão.

Tabela 4.7: Tempos de desligamento em resposta a condições anormais de frequência

Capacidade	Faixa de frequência (Hz)	Tempo de desligamento (s)
$\leq 30kW$	$f > 60,5$	0,16
	$f < 59,3$	0,16
$> 30kW$	$f > 60,5$	0,16
	$f < \{59,8 - 57,0\}^*$	$\{0,16 - 300\}^*$
	$f < 57,0$	0,16

* Parâmetros ajustáveis localmente.

anti-ilhamento, o qual irá avaliar as condições do PCC e decidir quando suspender a conexão existente. Essa desconexão se dá pela inibição dos pulsos dos transistores dos dois estágios do conversor BGIC e por zerar a referência de corrente do estágio c.a./c.c., no entanto, se exigido por norma, o sinal de ativação pode ser utilizado para acionar um contator, ou chave estática e fisicamente promover a desconexão da nanorrede. A rotina de monitoramento considerada é descrita pelo fluxograma apresentado na Figura 4.27.

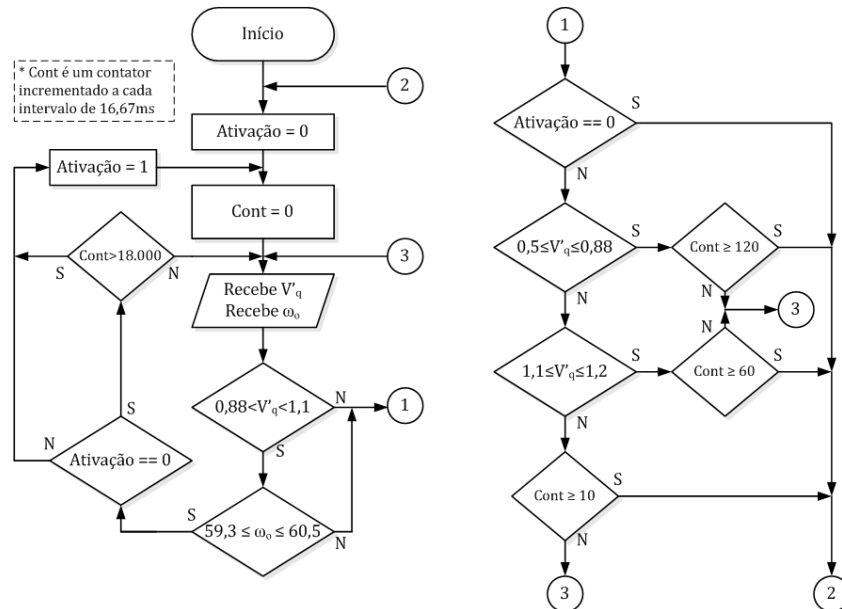


Figura 4.27: Fluxograma do sistema de monitoramento do PCC utilizado.

O comportamento do sistema de monitoramento é avaliado por meio de simulação

computacional do conversor BGIC projetado, sendo que a carga assumida para o barramento c.c. é de 1,6 kW, ou seja, 80% da potência nominal do conversor. A Figura 4.28 apresenta a resposta do sistema para um salto de frequência da tensão da rede elétrica de 1,5 Hz no instante $t = 0,3$ s.

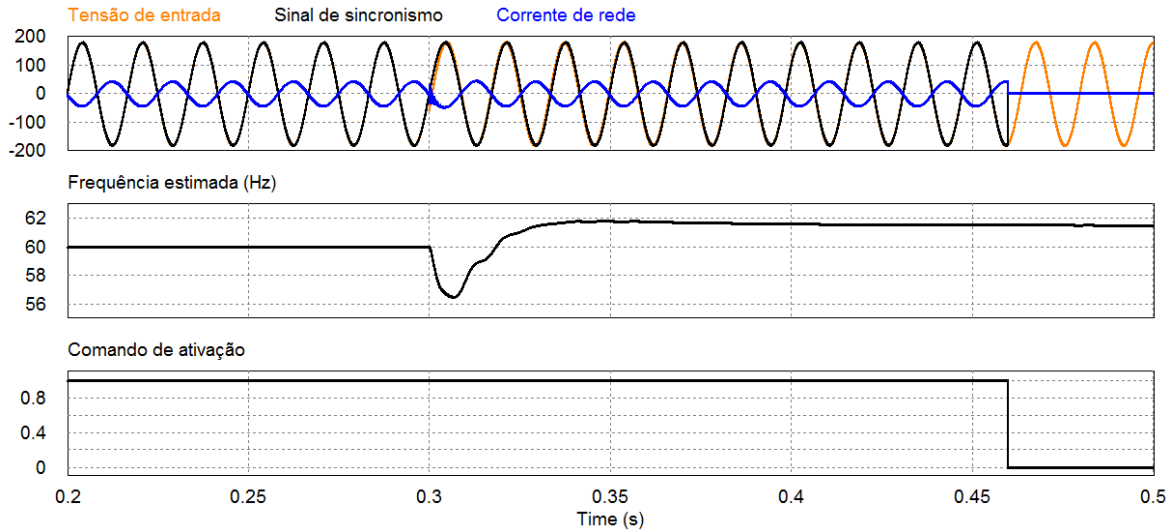


Figura 4.28: Comportamento do sistema de monitoramento a um salto de frequência.

Nota-se que após a ocorrência do deslocamento de frequência, a frequência estimada não retorna para a faixa normal de operação. Com isso, o sistema de monitoramento espera um período de 160 ms e então leva o comando de ativação a zero e assim, promove-se a desconexão da nanorrede, dentro dos limites estabelecidos pela norma IEEE 1547. A Figura 4.29 apresenta a resposta do sistema de monitoramento a um afundamento de tensão de 50% ocorrido no instante $t = 0,3$ s. Observa-se que o sistema irá desconectar a nanorrede da rede elétrica em 160 ms, atendendo as exigências da norma IEEE 1547.

4.3.4.1 Detecção de ilhamento não-intencional

Além da desconexão da nanorrede em função de anomalias de tensão e frequência percebidas no ponto de conexão, a norma IEEE 1547 exige que o sistema de geração seja desconectado da rede elétrica em até 2 segundos após a ocorrência de ilhamentos não-intencionais. Como discutido em [92], existem diversas técnicas, passivas e ativas, de detecção de ilhamento, sendo que as técnicas passivas, normalmente se baseiam no

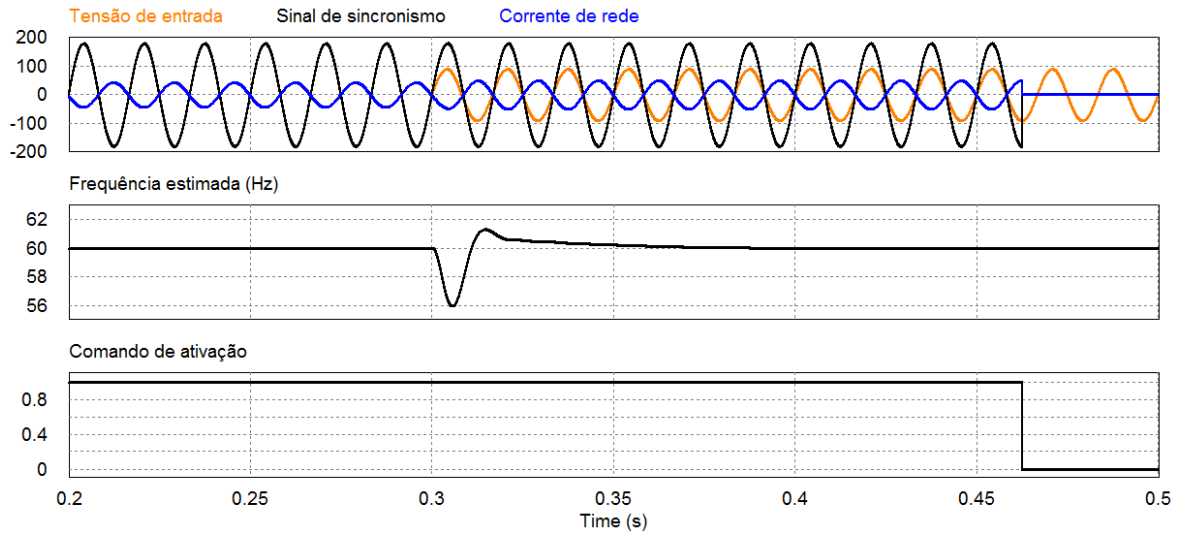


Figura 4.29: Comportamento do sistema de monitoramento a um afundamento de tensão de 50%.

monitoramento de grandezas como tensão, frequência, fase e/ou componentes harmônicas no ponto de conexão. Por outro lado, de acordo com [12], a maioria das situações de ilhamento podem ser detectadas ao se monitorar as variáveis de tensão e frequência estimadas por uma PLL, sendo que o único caso de não detecção seria a situação onde exista uma carga c.a. no ponto de conexão da forma RLC paralelo, com frequência de ressonância em 60 Hz e potência ativa igual à potência fornecida pela nanorrede no momento do ilhamento. Mesmo sendo uma situação muito específica, a norma IEEE 1547 define que os testes de anti-ilhamento de um sistema de geração devem ser conduzidos neste tipo de carga. Assim, um método de detecção ativo deve ser utilizado para poder identificar o ilhamento nesta condição.

Muitos métodos ativos de detecção de ilhamento utilizam perturbações de tensão para incitar variações no ponto de conexão durante ilhamentos. Contudo essas técnicas podem afetar a qualidade de energia durante a operação conectada. Outra alternativa é se utilizar perturbações de frequência ou fase, na geração da corrente de rede. Com isso minimiza-se o impacto do método de detecção na qualidade de energia durante operação normal da nanorrede [12]. Um método ativo interessante consiste em se inserir uma perturbação de fase em baixa frequência na malha de realimentação da PLL do conversor BGIC. Em

operação normal, a PLL será capaz de rejeitar a perturbação inserida, sendo que o impacto sobre o sinal de sincronismo gerado será minimizado, não provocando distorções na forma de onda de corrente injetada na rede e consequentemente não haverá degeneração da qualidade da energia no ponto de conexão. Em operação ilhada, no entanto, a perturbação de fase levará o sistema de estimação de fase à instabilidade, de modo que o algoritmo de monitoramento irá detectar um desvio de fase e realizar a desconexão da nanorrede [12, 92]. Em [93], é proposta uma modificação de uma PLL SRF trifásica para se poder detectar a ocorrência de ilhamento, baseada no método descrito acima. Neste trabalho, a proposta apresentada em [93] foi adaptada para utilização na PLL monofásica embutida no conversor BGIC. Devido a limitações experimentais correntes, a produção de uma condição de ilhamento no laboratório do Grupo de Eletrônica de Potência ainda não é possível, assim sendo, a técnica de detecção de ilhamento aqui descrita foi avaliada apenas via simulação computacional. A validação experimental dessa técnica e possíveis melhorias constarão em trabalhos futuros.

Em [93], inicialmente a PLL é modificada de modo a se inserir uma perturbação no ramo de estimação de fase. Essa perturbação é periódica e de baixa frequência, com amplitude dependente do valor da frequência estimada pela PLL e forma de onda definida por um sinal externo à PLL. A Figura 4.30 ilustra a modificação mencionada para a ParkPLL considerada neste trabalho.

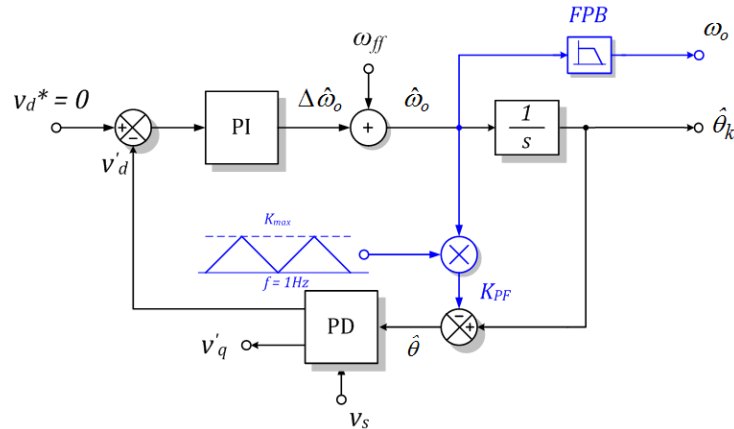


Figura 4.30: Estrutura da ParkPLL modificada para detecção de ilhamento.

A partir dessa modificação, o sinal de fase utilizado nas transformadas de Park pode

ser redefinido como

$$\hat{\theta} = \hat{\theta}_o - k(t)\hat{\omega}_o, \quad (4.26)$$

onde, $\hat{\theta}_o$ é o sinal de fase estimado pela PLL e $k(t)$ é um sinal triangular de frequência igual a 1 Hz e valor de pico igual a k_{max} . De acordo com (4.22), essa realimentação irá produzir um sinal $\bar{V}'_d$ igual a

$$\bar{V}'_d = V_m \cos(\hat{\phi} - \phi - k(t)\hat{\omega}_o), \quad (4.27)$$

o que introduz uma realimentação positiva do sinal $\hat{\omega}_o$ na malha de estimação da PLL [93]. Em operação normal, considerando uma rede elétrica forte, essa realimentação positiva não seria capaz de instabilizar a PLL, sendo que a perturbação é corrigida pelo controle da mesma. Durante umilhamento, no entanto, a perturbação de fase irá se propagar à tensão medida no ponto de conexão, fazendo com que a estimativa de frequência reproduza a perturbação inserida. A Figura 4.31 apresenta o efeito da realimentação positiva no comportamento da conexão da nanorrede com a rede elétrica, para umilhamento iniciado no instante de tempo $t = 0,5$ s e um $k_{max} = 0,185$. Nesta simulação, inibiu-se o sistema de monitoramento do ponto de conexão, desta forma, não se nota a desconexão da nanorrede, mesmo tendo a estimativa de frequência se desviado da faixa delimitada na Tabela 4.7.

Observa-se que após o início doilhamento ocorre um salto no sinal de frequência estimada, deslocando a frequência média para 61 Hz e apresentando um ripple de 1,02 Hz com período igual ao do sinal $k(t)$. Como a frequência estimada estará acima do limite superior da faixa de operação normal por um tempo superior ao tempo de desligamento definido na norma IEEE 1547, o sistema de monitoramento apresentado anteriormente irá desconectar a nanorrede, eliminando oilhamento antes dos 2 segundos estabelecidos em norma. No entanto, como em muitos países, os limites de tolerância à variação de frequência e os tempos de desligamento podem ser diferentes do estabelecido na norma IEEE 1547, podem ocorrer situações em que apenas esse método não seja suficiente para detectar umilhamento adequadamente. Como solução a isso, pode-se inserir uma segunda

não irá provocar um desvio de fase significativo na referência de corrente. Em operação ilhada, por outro lado, a perturbação de fase irá produzir um erro de frequência, como visto na Figura 4.31. Com isso, a referência de corrente apresentará um defasamento proporcional ao parâmetro N . Isso irá promover também uma realimentação positiva, uma vez que o sinal de entrada da PLL terá sua fase desviada. Assim, a PLL se tornará instável, permitindo a detecção do ilhamento independentemente dos limites estipulados nas normas de conexão à rede.

A Figura 4.33 apresenta o comportamento da conexão do conversor BGIC com a rede elétrica, com o sistema de monitoramento e a PLL modificada, para uma situação de ilhamento iniciada em 0,5 s. O parâmetro N utilizado foi dimensionado para $N = 0,01$. Nota-se que após o início do ilhamento, a frequência estimada apresenta um grande desvio, sendo detectada pelo sistema de monitoramento que desconecta a nanorrede em 145 ms. Mesmo se o limite de desligamento for maior, o desvio de fase iria afetar a tensão do ponto de conexão, podendo ser interpretado como uma anomalia de tensão e também disparar a desconexão da nanorrede.

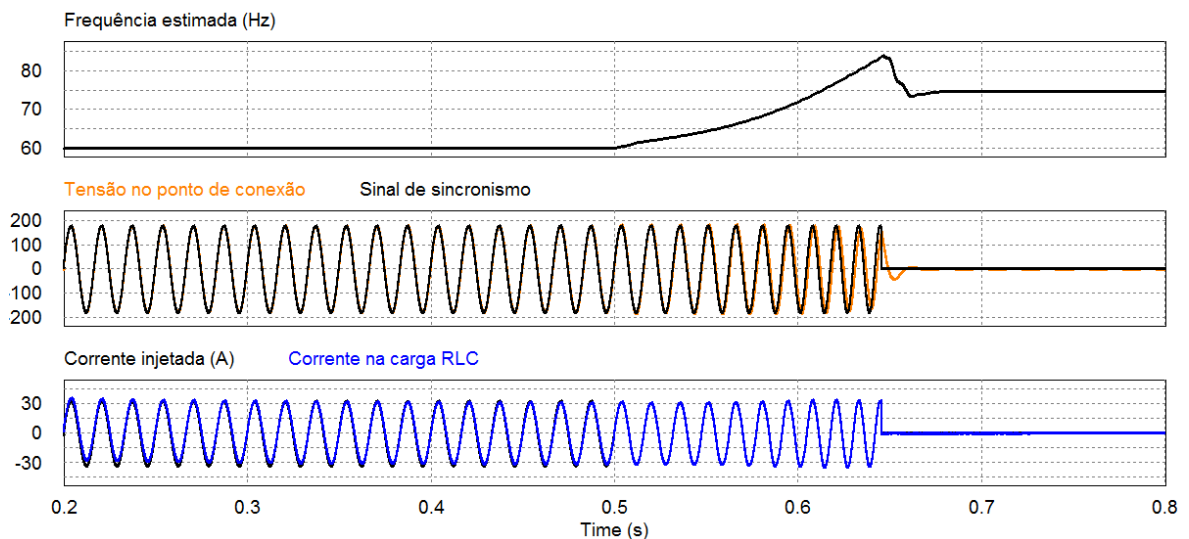


Figura 4.33: Resposta da conexão do conversor BGIC a um ilhamento.

4.3.5 Compensação do efeito de afundamentos de tensão de rede sobre o barramento c.c. principal

Ao se observar o esquema de controle do estágio c.a./c.c. do conversor BGIC, pode-se constatar que ao se definir a referência da malha de controle de corrente c.a. de modo a se manter a tensão do barramento intermediário constante, do ponto de vista da rede elétrica o conversor irá atuar como uma fonte/carga de potência constante. Com isso, caso haja variações na tensão eficaz do ponto de conexão comum, a corrente injetada/absorvida da rede será compensada de forma a manter o intercâmbio de potência constante. Durante afundamentos de tensão, por exemplo, a amplitude da corrente de rede tende a se elevar, na mesma proporção da redução de amplitude da tensão de rede. Porém, como a corrente é saturada pelo conversor em ± 30 A, todo afundamento de tensão reduz a potência máxima efetiva do estágio c.a./c.c., a qual pode ser definida como:

$$P_{Smax} \approx V_{S,rms} \frac{I_{Sat}}{\sqrt{2}} \quad (4.29)$$

Esta condição gera um problema no lado c.c. do conversor, uma vez que o estágio c.c./c.c. não utiliza informações do outro estágio de conversão em seu diagrama de controle. Isto significa que o estágio c.c./c.c. trabalhará com uma potência máxima igual à potência máxima nominal do conversor. Caso a potência na saída c.c. for superior à potência máxima efetiva do lado c.a., isto é, $P_{O,cc} > P_{Smax}$, haverá um desequilíbrio de potência no conversor, que fará com que a tensão do barramento intermediário decaia. A Figura 4.34 apresenta uma simulação da nanorrede que ilustra este comportamento. O sistema foi configurado para apresentar uma geração local de 840 W e uma carga de 2,5 kW. No instante $t = 0,6$ s, ocorre um afundamento de tensão de 50%, fazendo com que P_{Smax} passe de 2,69 kW para 1,35 kW.

Note que após a ocorrência do afundamento de tensão não há mudança de comportamento das correntes dos conversores da nanorrede, e conseqüentemente, a tensão do barramento c.c. principal se mantém inalterado. Contudo, a tensão do barramento intermediário é reduzida rapidamente. Quando esta tensão se aproxima de 400 V, ela passa

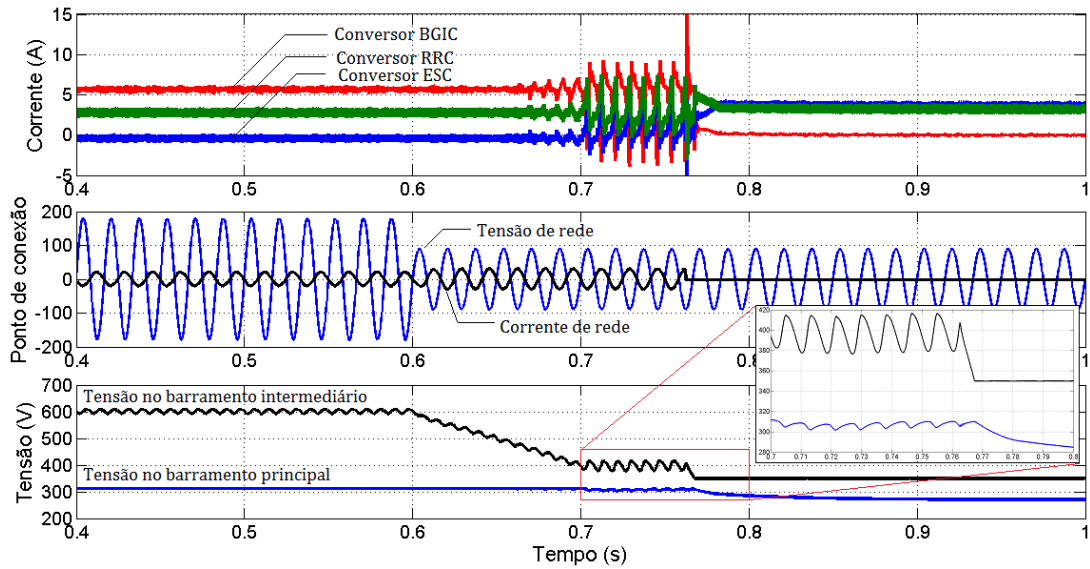


Figura 4.34: Resultado de simulação da nanorrede frente a um afundamento de 50%.

a afetar a tensão do barramento principal, provocando oscilações, as quais se refletem nas correntes dos conversores, uma vez que todo fluxo de potência da nanorrede depende da tensão deste barramento. Nota-se que até o sistema de monitoramento suspender a conexão da nanorrede com a rede elétrica, variações bruscas no fluxo de potência entre os conversores poderão ser observadas, as quais podem trazer problemas de qualidade de energia às cargas e danificar os próprios conversores, sistemas de armazenamento e geração. Após a desconexão, o conversor ESC assume a regulação do barramento principal.

É interessante que, caso a potência máxima efetiva do conversor BGIC seja reduzida, por qualquer evento, o estágio c.c./c.c. perceba essa redução, para evitar desequilíbrios de potência dentro do conversor. Para resolver esta questão, se propôs neste trabalho uma técnica de compensação, a qual irá promover a alteração da resistência de *droop* do estágio c.c./c.c. de forma proporcional à redução da potência máxima efetiva do conversor. Com isso, durante um afundamento de tensão, a potência manipulada pelo lado c.c. do conversor será reduzida, retornando o conversor para uma condição de equilíbrio de potência. A nova resistência de *droop* a ser utilizada pelo estágio c.c./c.c. é descrita em (4.30).

$$R_D^* = \frac{R_D}{k_o}, \quad (4.30)$$

onde R_D é o valor original da resistência de *droop* e k_o é o fator de compensação. Propõe-se, inicialmente, definir k_o de forma a compensar o efeito de afundamentos de tensão. Uma vez que a potência efetiva do lado c.a. é proporcional à amplitude da tensão de rede, e a potência do lado c.c. é inversamente proporcional à resistência de *droop*, fez-se:

$$k_o = v_{qu}, \quad (4.31)$$

onde, novamente, v_{qu} é a amplitude normalizada da tensão do PCC estimada pela PLL. Com isso, um afundamento de 50%, por exemplo, na tensão de rede, irá dobrar a resistência de *droop* e, aproximadamente, reduzir pela metade a capacidade de potência do estágio c.c./c.c.. A Figura 4.35 apresenta os resultados de simulação, para a mesma condição de operação e afundamento de tensão avaliados anteriormente, agora considerando a compensação da resistência de *droop*.

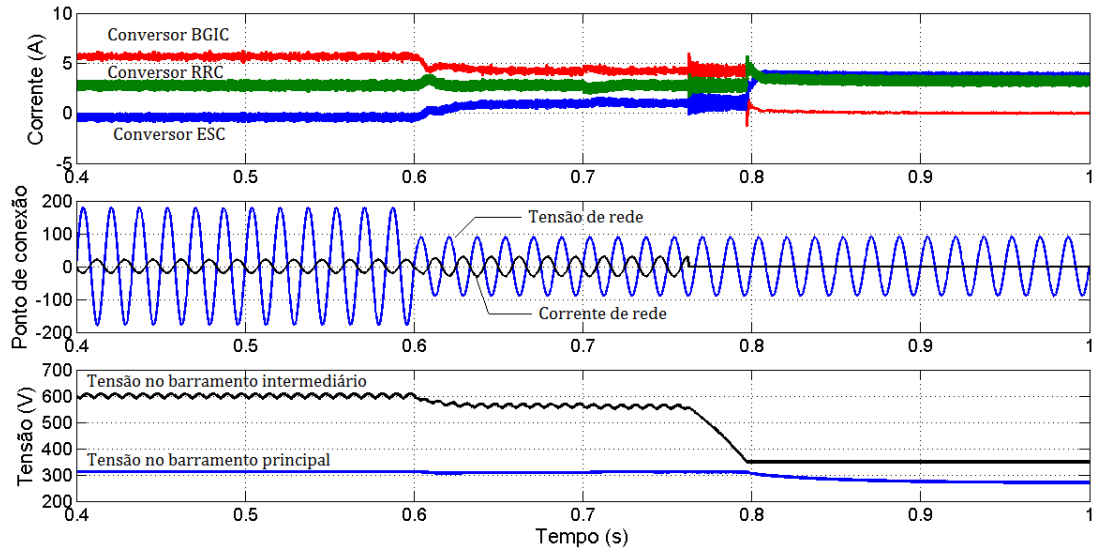


Figura 4.35: Resultado de simulação da nanorrede frente a um afundamento de 50% e modificação de *droop*.

Observa-se que, após o afundamento, a corrente de saída c.c. do conversor BGIC se reduz, condizendo com a nova condição de potência do conversor. Como resposta,

o conversor ESC gradualmente passa a complementar a potência perdida pelo sistema. Nota-se que a tensão do barramento intermediário encontra um novo ponto de equilíbrio em 560 V. Esse erro de estado estacionário é justificado pelo fato de que tanto o lado c.a., quanto o lado c.c. se encontram saturados em seus novos pontos de operação, de modo que o conversor não possui, neste exemplo, capacidade disponível para repor a carga perdida pelo banco capacitivo do barramento intermediário. Observa-se também que após a desconexão, o conversor BGIC continuará a utilizar a energia armazenada no barramento intermediário para suprir a nanorrede com o mesmo volume de corrente injetado no instante exatamente anterior à suspensão do PCC. Com isso, a tensão do barramento intermediário cairá rapidamente e apenas quando toda energia excedente armazenada for exaurida, ou quando o estágio c.c./c.c. for bloqueado, o que ocorre em $t \approx 0,8$ s, que o conversor ESC assumirá a regulação do barramento principal.

Outra proposta de compensação apresentada neste trabalho é se fazer a resistência de *droop* dependente também da tensão do barramento intermediário, como descreve (4.32).

$$k_o = v_{qu} \left(\frac{V_{BI}}{600V} \right)^2 \quad (4.32)$$

A Figura 4.36 apresenta os resultados de simulação para este tipo de compensação. Nota-se que existe uma recuperação da tensão do barramento intermediário após o afundamento da tensão de linha, de modo que o conversor busca convergir esta tensão para 600 V novamente. Após a desconexão do PCC, a energia armazenada no barramento intermediário irá ser consumida pelo estágio c.c./c.c., contudo, à medida que amplitude da tensão cai, a corrente de saída do conversor BGIC é reduzida, fazendo com que o conversor ESC assuma gradualmente a regulação do barramento principal. Quando o estágio c.c./c.c. é bloqueado haverá um transitório de corrente, no entanto, este será mais suave do que nos demais casos.

A reprodução de um afundamento de tensão no laboratório do Grupo Eletrônica de Potência não é atualmente possível, o que impede a avaliação experimental da proposta de compensação no momento atual. Contudo, avaliou-se o comportamento do sistema quando a tensão do barramento intermediário decai devido à desconexão do estágio c.a./c.c. con-

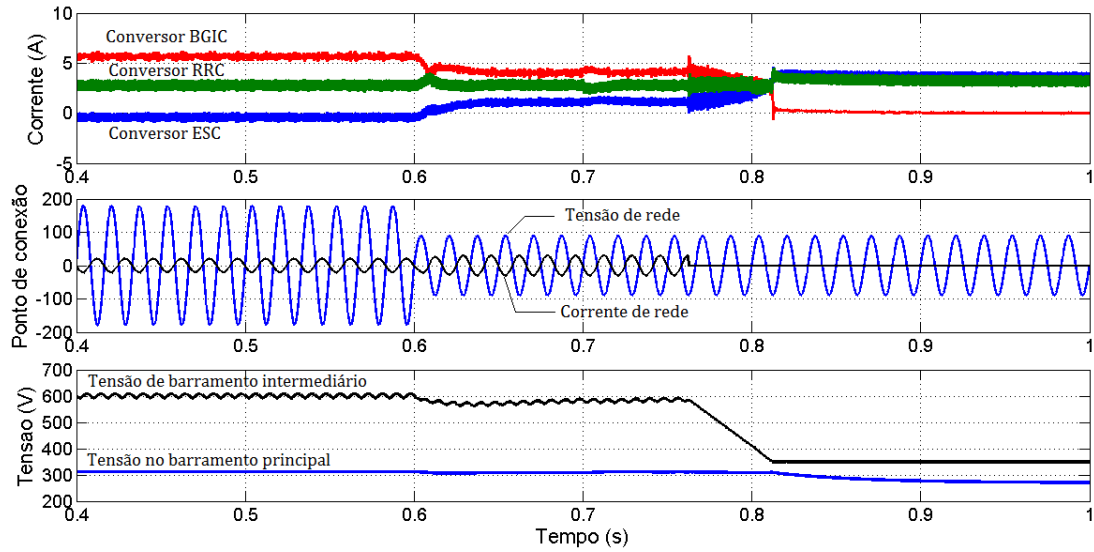


Figura 4.36: Resultado de simulação da nanorrede frente a um afundamento de 50% e compensação de tensão de rede e intermediária.

considerando a técnica de compensação descrita em (4.32). A Figura 4.37 apresenta os resultados experimentais para esta situação, considerando uma carga de 56Ω e geração local de 840 W.

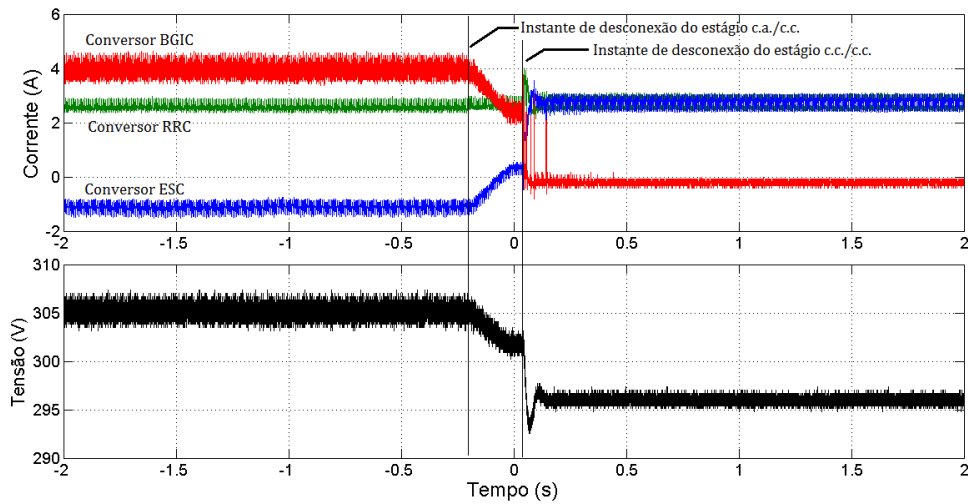


Figura 4.37: Resultado experimental do comportamento da nanorrede frente à desconexão do estágio c.a./c.c. do conversor BGIC.

Observa-se que, após a desconexão do primeiro estágio, a corrente de saída do conversor BGIC decai em decorrência da redução da tensão do barramento intermediário o que leva à inversão de comportamento do conversor ESC de carga para fonte da nanorrede. Como

o *setup* experimental apenas incorpora o nível primário de controle da nanorrede, nota-se que essa redução de corrente provoca também uma redução na tensão do barramento principal. Em seguida, ocorre a desconexão do estágio c.c./c.c., evento que no sistema experimental é iniciado quando a tensão do barramento intermediário se torna inferior a 450 V. Com isso, a corrente do conversor BGIC é bruscamente interrompida, e o conversor ESC passa a assumir toda regulação do barramento, conforme esperado.

4.4 Conclusões do capítulo

Este capítulo discutiu os critérios de conexão da nanorrede ao sistema de distribuição c.a. e a estrutura do conversor de interface utilizado nesse acesso. Pela revisão dos critérios observou-se que, pelas normas atuais destinadas à geração distribuída, o conversor de interface deve apenas injetar potência ativa no sistema de distribuição de baixa tensão, de modo que serviços auxiliares e a manutenção da alimentação de partes do sistema c.a. durante faltas e desconexões não são permitidos. Com isso, além de realizar o sincronismo do sinal de corrente injetada com a tensão de rede, o conversor deve monitorar as condições do ponto de conexão comum para identificar anomalias de tensão e/ou frequência e ocorrência de ilhamentos não-intencionais, de modo a poder suspender o ponto de conexão e ilhar a nanorrede c.c.. Uma estrutura de conversor com dois estágios de conversão foi utilizada, de modo a se poder trabalhar de forma independente com o acesso à rede c.a. e com o barramento c.c., o que também possibilita o controle de correntes de falta fase-fase.

Devido ao grande número e variedade de tarefas exigidas do sistema de interface, a estrutura do conversor BGIC se mostrou ser a mais complexa dentre os demais elementos da nanorrede estudada. Com o intuito de se reduzir o número de estruturas necessárias para realizar todas as tarefas demandadas do conversor de interface, escolheu-se empregar uma topologia de PLL capaz de fornecer, além do sinal de sincronismo utilizado no controle da corrente de rede, informações acerca da tensão e frequência do ponto de conexão, as quais foram empregadas no monitoramento do PCC, detecção de ilhamento e compensação do efeito de afundamentos de tensão. Resultados experimentais foram apresentados para

validar e avaliar o desempenho do conversor BGIC descrito nas análises teóricas.

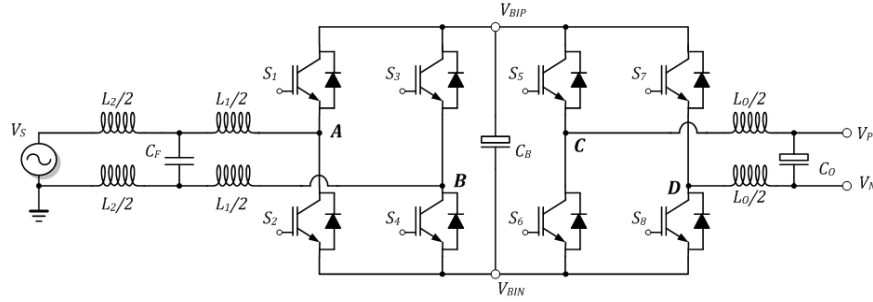
Dentre as contribuições originais contidas neste capítulo, pode-se citar a proposta do sistema de compensação da influência de afundamentos de tensão sobre o barramento principal, onde o *droop* de tensão do estágio secundário é alterado, a partir de dados sobre as condições do PCC fornecidos pela PLL e medição da tensão do barramento intermediário, de modo a reestabelecer o equilíbrio de potência entre os dois estágios de conversão, perdido durante um afundamento. Com isso, caso acordo operativo entre a concessionária e a nanorrede assim o permita, a nanorrede será capaz de suportar fortes afundamentos de tensão no lado c.a. sem que isso afete a qualidade da tensão no barramento c.c., ou provoque oscilações indesejadas, o que possibilita a operação da nanorrede durante o afundamento sem a necessidade de desconexão.

Capítulo 5

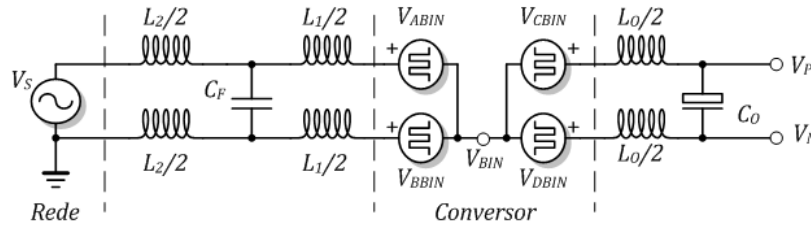
Análise da tensão de modo comum da nanorrede

Conforme discutido no Capítulo 2, a não utilização de um isolamento elétrico entre a conexão da nanorrede c.c. e a rede de distribuição c.a. leva ao surgimento de um caminho de modo comum entre os dois sistemas, por onde correntes de falta fase-terra e de corpo, em caso de choques elétricos, poderão circular. Mostrou-se também que a tensão de modo comum afeta a magnitude das correntes de falta e corpo, sendo que, principalmente no caso de choques elétricos, a não compensação dessa tensão pode agravar a severidade dos efeitos fisiológicos provocados pelo choque. Neste capítulo, a composição da tensão de modo comum da nanorrede proposta será estudada, e métodos de compensação serão propostos e validados por meio de resultados experimentais. A Figura 5.1-a) apresenta a estrutura do conversor BGIC (*Bidirectional Grid Interface Converter*) considerado neste trabalho de tese.

Para a realização da análise de modo comum produzida pela interface entre a nanorrede c.c. e a rede de distribuição c.a., assumiu-se que o conversor opera em regime permanente e que a tensão do barramento principal é regulada em 311 V. Desta forma, a tensão do barramento c.c. intermediário pode ser interpretada como uma tensão contínua de 600 V, com baixa ondulação, o que permite se levantar o circuito equivalente do conversor,



a) Diagrama do conversor BGIC.



b) Circuito equivalente do conversor BGIC.

Figura 5.1: Diagrama e circuito equivalente do conversor BGIC.

apresentado na Figura 5.1-b), onde V_{ABIN} , V_{BBIN} , V_{CBIN} e V_{DBIN} são tensões pulsadas produzidas pelos quatro braços do conversor BGIC em relação ao terminal negativo do barramento intermediário.

O circuito equivalente pode ser então redefinido, explicitando para cada fonte de tensão existente os sinais de modo diferencial e de modo comum, como mostra a Figura 5.2. Onde os subscritos *dm* e *cm* remetem a sinais de modo diferencial e modo comum respectivamente.

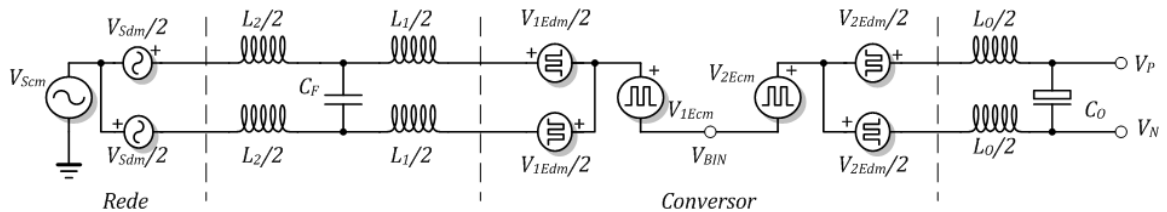


Figura 5.2: Circuito equivalente do conversor BGIC em modo diferencial e modo comum.

A partir desse circuito equivalente pode-se extrair o modelo de modo comum, desprezando para isso os elementos de modo diferencial. A Figura 5.3 apresenta o circuito equivalente de modo comum a ser considerado.

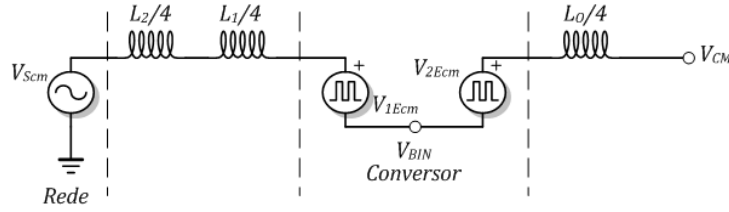


Figura 5.3: Circuito equivalente do conversor BGIC em modo comum.

Para esta primeira análise, para simplificar o equacionamento da tensão de modo comum, o aterramento por resistências foi desprezado. Assim sendo, por meio do circuito equivalente apresentado nas Figuras 5.1 e 5.3, pode-se escrever

$$V_{BIN} = -V_{1Ecm} + V_{Scm} \quad (5.1)$$

$$V_{BIcm} = \frac{V_{BIP} + V_{BIN}}{2} = \frac{V_{BI}}{2} - V_{1Ecm} + V_{Scm} \quad (5.2)$$

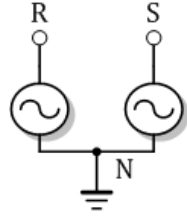
$$V_N = V_{BIN} + V_{DBIN} \quad (5.3)$$

$$V_{CM} = V_{2Ecm} - V_{1Ecm} + V_{Scm} \quad (5.4)$$

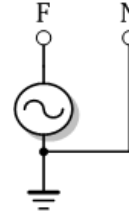
Observa-se que as tensões de modo comum são uma composição da tensão de modo comum da própria rede de distribuição e dos estágios do conversor BGIC. A seguir cada um desses elementos será melhor detalhado, para se conhecer a magnitude e composição harmônica dessas tensões.

5.1 Modo comum da rede elétrica c.a.

A tensão de modo comum da rede elétrica c.a. depende do esquema de distribuição utilizado. Como bem conhecido, sistemas trifásicos equilibrados apresentam tensão de modo comum nula, de forma que em uma nanorrede c.c. com conexão trifásica à rede de distribuição, a tensão de modo comum da instalação seria afetada apenas pelo conversor de interface. Ao se conectar a instalação de forma monofásica, ou bifásica, uma tensão de modo comum de rede surgirá. Para analisar essa tensão, considerou-se os tipos de conexão apresentados na Figura 5.4.



a) Conexão bifásica.



b) Conexão monofásica.

Figura 5.4: Conexões monofásica e bifásica do sistema de distribuição brasileiro.

Considerando que a tensão de fase-neutro de ambos sistemas pode ser definida como $V_{\phi N} = V_m \sin(\omega_o t + \phi)$, pode-se calcular as tensões de modo diferencial e comum como:

Modo Diferencial:

$$V_{Sdm,1\phi} = F - N = V_m \sin(\omega_o t) \quad (5.5)$$

$$V_{Sdm,2\phi} = R - S = \sqrt{3}V_m \sin(\omega_o t + \pi/6) \quad (5.6)$$

$$V_{Sdm,split-phase} = R - S = 2V_m \sin(\omega_o t) \quad (5.7)$$

Modo Comum:

$$V_{Scm,1\phi} = \frac{F + N}{2} = \frac{V_m}{2} \sin(\omega_o t) \quad (5.8)$$

$$V_{Scm,2\phi} = \frac{R + S}{2} = \frac{V_m}{2} \sin(\omega_o t - \pi/3) \quad (5.9)$$

$$V_{Scm,split-phase} = \frac{R + S}{2} = 0 \quad (5.10)$$

Um resultado interessante desta análise é que tanto a conexão monofásica, quanto a conexão bifásica tradicional, apresentam uma tensão de modo comum com amplitude igual à metade da tensão de fase-neutro e ângulo de fase igual a 0° para o sistema monofásico e 60° para o sistema bifásico. Já a conexão em *split-phase* apresenta tensão de modo comum nula, devido à simetria das suas tensões de alimentação. Como este último sistema não é tão comum no Brasil, este resultado não será levado em consideração no desenvolvimento do método de compensação de modo comum.

5.2 Modo comum do primeiro estágio de conversão

Para o primeiro estágio, considerando o emprego de uma modulação PWM unipolar, cujo comando foi apresentado na Figura 4.7, o sinal PWM produzido nos braços A e B podem ser decompostos em componentes de frequência, utilizando uma série dupla de Fourier. Seguindo, para este equacionamento, a metodologia descrita em [86], e assumindo uma portadora triangular simétrica, encontra-se

$$\begin{aligned}
 V_{ABIN} = & \frac{V_{BI}}{2} \cdot \left\{ 1 + M \cos y + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_0(m\pi \frac{M}{2})}{m^{\frac{\pi}{2}}} \sin\left(m \frac{\pi}{2}\right) \cos(mx) \right. \\
 & \left. + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{J_n(m\pi \frac{M}{2})}{m^{\frac{\pi}{2}}} \sin\left[(m+n) \frac{\pi}{2}\right] \cos(mx + ny) \right\} \quad (5.11) \\
 V_{BBIN} = & V_{ABIN}|_{y'=y-\pi},
 \end{aligned}$$

onde, $y = \omega_o t + \phi_0$ representa o sinal modulante do PWM; $x = \omega_s t + \phi_s$ representa o sinal fundamental da portadora triangular; $M = V_m/V_{BI}$ é o índice de modulação do PWM; $J_0(\bullet)$ e $J_n(\bullet)$ representam as funções de Bessel de ordem zero e n respectivamente; m indica os harmônicos da portadora e n , os harmônicos do sinal modulante. O sinal PWM do braço B é produzido por meio de uma modulante invertida. A expressão descrita em (5.11) representa a definição mais conhecida de um PWM bipolar (2 níveis) analógico, onde se nota a inexistência de harmônicos da modulante. Contudo, a implementação do comando PWM em plataforma digital tende a produzir um sinal pulsado com instantes de chaveamento diferentes dos observados em um circuito analógico, devido ao efeito da quantização e amostragem dos sinais manipulados, o que faz com que a composição harmônica de um PWM digital possua mais componentes do que é descrito em (5.11). Em [86], este tipo de PWM digital, com apenas uma amostragem por ciclo de chaveamento, estratégia esta utilizada neste trabalho, é denominado PWM uniforme, sendo que a série de Fourier dupla para o caso de portadora simétrica permite escrever

$$\begin{aligned}
 V_{ABIN} = & \frac{V_{BI}}{2} \cdot \left\{ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n(n\pi q \frac{M}{2})}{n\pi q} \sin \left[n(q+1) \frac{\pi}{2} \right] \cos(ny) \right. \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_0(m\pi \frac{M}{2})}{m\pi} \sin \left(m \frac{\pi}{2} \right) \cos(mx) \\
 & \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{J_n[(nq+m)\pi \frac{M}{2}]}{(nq+m)\pi} \sin \left[(m+n(1+q)) \frac{\pi}{2} \right] \cos(ny+mx) \right\} \quad (5.12) \\
 V_{BBIN} = & V_A|_{y'=y-\pi},
 \end{aligned}$$

onde $q = \omega_o/\omega_s$ é o inverso da razão de frequência do PWM. Por meio de (5.12) pode-se calcular a tensão de modo diferencial do primeiro estágio de conversão como sendo

$$\begin{aligned}
 V_{1Edm} = & V_{ABIN} - V_{BBIN} \\
 V_{1Edm} = & V_{BI} \left\{ 4 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n(n\pi q \frac{M}{2})}{n\pi q} \sin \left[n(q+1) \frac{\pi}{2} \right] \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(ny) \right. \\
 & \left. + 4 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{J_n[(nq+m)\pi \frac{M}{2}]}{(nq+m)\pi} \sin \left[(m+n(1+q)) \frac{\pi}{2} \right] \sin \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(mx+ny) \right\}, \quad (5.13)
 \end{aligned}$$

onde se nota a existência de componentes harmônicas do sinal modulante. No entanto, para a razão de frequência utilizada, esses harmônicos apresentam amplitude inferior a 120dB em relação à componente fundamental, podendo ser desprezados. A expressão também indica que os harmônicos da portadora são eliminados, sendo que apenas os inter-harmônicos povoam a região do espectro em alta frequência. Ao contrário do que ocorre com o PWM unipolar analógico, a região no entorno de ω_s não está livre de componentes, no entanto, assim como ocorre com os harmônicos da modulante, para a razão de frequência utilizada, a amplitude dos inter-harmônicos no entorno da fundamental da portadora será inferior a 44dB em relação à fundamental do PWM.

A tensão de modo comum produzida pelo primeiro estágio também pode ser definida como:

$$\begin{aligned}
 V_{1Ecm} &= \frac{V_{ABIN} + V_{BBIN}}{2} \\
 V_{1Ecm} &= \frac{V_{BI}}{2} \left\{ 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n(n\pi q \frac{M}{2})}{n\pi q} \sin \left[n(q+1) \frac{\pi}{2} \right] \cos^2 \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(ny) \right. \\
 &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_0(m\pi \frac{M}{2})}{m\pi} \sin \left(m \frac{\pi}{2} \right) \cos(mx) \\
 &\quad \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{J_n[(nq+m)\pi \frac{M}{2}]}{(nq+m)\pi} \sin \left[(m+n(1+q)) \frac{\pi}{2} \right] \cos^2 \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(mx+ny) \right\}
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

Nota-se que a tensão de modo comum produzida pelo primeiro estágio apresenta uma componente contínua equivalente à metade da tensão do barramento intermediário, sendo que qualquer ondulação de tensão que ele possua também se fará presente na tensão de modo comum. Além disso existirão componentes harmônicas pares do sinal modulante, no entanto, devido à razão de frequência utilizada, a amplitude dessas componentes será muito pequena. Estarão presentes também todos os harmônicos ímpares da portadora e inter-harmônicos. De uma forma geral, a tensão de modo comum possuirá de forma pronunciada uma componente contínua e componentes de alta frequência.

Ao se substituir (5.14) em (5.2) e assumindo uma conexão monofásica com a rede elétrica, a tensão de modo comum do barramento intermediário pode ser expressa como em (5.15), onde se nota a eliminação da componente contínua.

$$\begin{aligned}
 V_{BIcm} &= V_{Scm} - \frac{V_{BI}}{2} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n(n\pi q \frac{M}{2})}{n\pi q} \sin \left[n(q+1) \frac{\pi}{2} \right] \cos^2 \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(ny) \right. \\
 &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_0(m\pi \frac{M}{2})}{m\pi} \sin \left(m \frac{\pi}{2} \right) \cos(mx) \\
 &\quad \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{J_n[(nq+m)\pi \frac{M}{2}]}{(nq+m)\pi} \sin \left[(m+n(1+q)) \frac{\pi}{2} \right] \cos^2 \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(mx+ny) \right\},
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

A partir da expressão (5.15) levantou-se o espectro teórico da tensão de modo comum no barramento intermediário, apresentado na Figura 5.5.

A tensão do terminal negativo do barramento intermediário do conversor BGIC utilizado no sistema experimental é apresentada na Figura 5.6, juntamente com seu espectro

harmônico, o qual se iguala à tensão de modo comum do barramento.

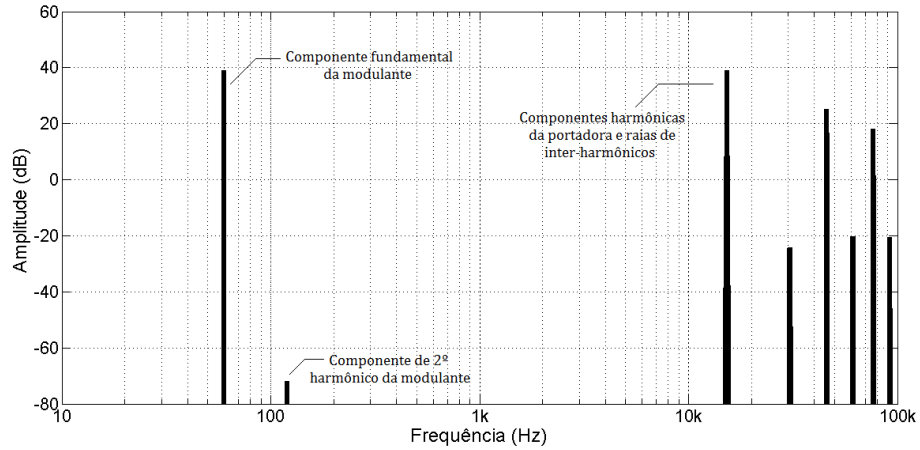
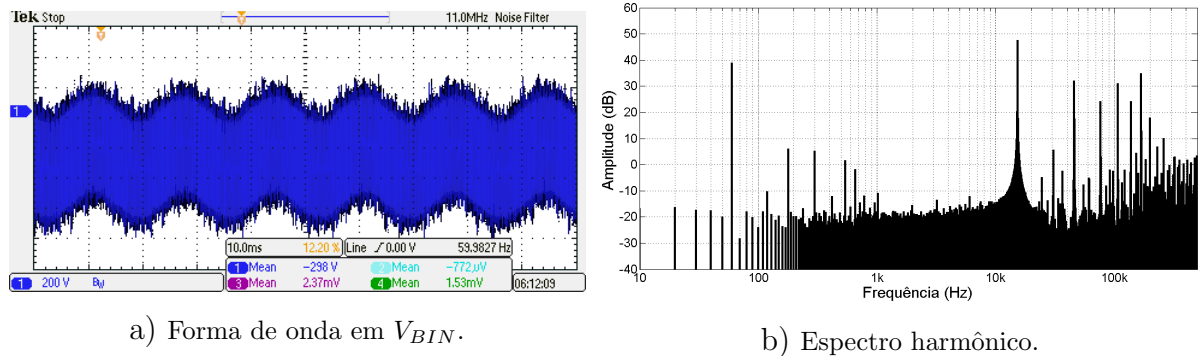


Figura 5.5: Espectro teórico da tensão de modo comum no barramento intermediário.



a) Forma de onda em V_{BIN} .

b) Espectro harmônico.

Figura 5.6: Medição experimental da tensão de modo comum no barramento intermediário.

O nível de ruído em torno de -20dB se deve a fatores como quantização do canal do osciloscópio, ruído de medição e vazamento espectral da transformada rápida de Fourier utilizada. Como a tensão de rede possui harmônicos de baixa ordem, estes componentes se farão presentes no espectro da tensão de modo comum. Nota-se também que as componentes de alta frequência seguem o padrão observado no espectro teórico, onde os conjuntos ao redor dos harmônicos ímpares da portadora possuem amplitude maior do que os agrupados em volta dos harmônicos pares. No entanto, observa-se que alguns componentes de alta frequência aparecem amplificados em relação ao teorizado anteriormente, o que pode ser efeito de ruídos capturados durante a medição, ou a influência de outros elementos desprezados na análise anterior.

5.3 Modo comum do segundo estágio de conversão

O segundo estágio do conversor BGIC também emprega uma técnica de comutação PWM unipolar, no entanto, o sinal modulante utilizado é contínuo e não mais senoidal, como no primeiro estágio. Assim, para se definir os sinais de modo diferencial e comum produzidos nos braços C e D do conversor, estes definidos na Figura 5.1-a), uma análise do ciclo de chaveamento do estágio se faz necessária. A Figura 5.7 apresenta as formas de onda de entrada do modulador PWM e as tensões esperadas nos pontos C e D, onde V_{tri} é a tensão de pico da portadora triangular e V_{Cont} é a tensão de controle.

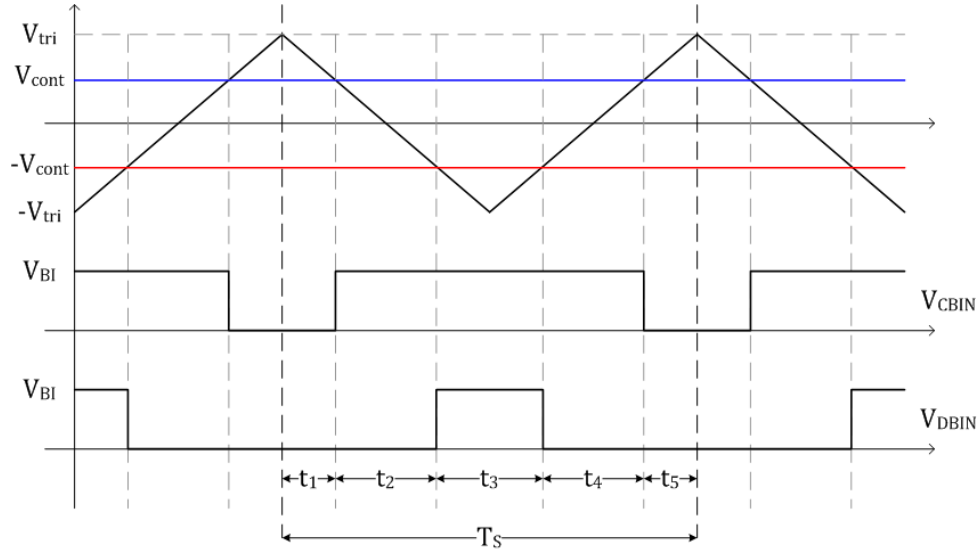


Figura 5.7: Formas de onda de comutação do segundo estágio do conversor BGIC.

Por semelhança de triângulos, pode-se definir a relação entre os tempos t_1 - t_5 , como sendo:

$$t_1 = t_5 = \frac{T_s}{4} \left(1 - \frac{V_{Cont}}{V_{tri}} \right) \quad (5.16)$$

$$t_2 = t_4 = \frac{T_s}{2} \cdot \frac{V_{Cont}}{V_{tri}} \quad (5.17)$$

$$t_3 = \frac{T_s}{2} \left(1 - \frac{V_{Cont}}{V_{tri}} \right), \quad (5.18)$$

onde se nota que $t_3 = t_1 + t_5$, o que indica que o tempo em que a tensão V_{CBIN} permanece

em nível lógico baixo é igual ao tempo em que a tensão V_{DBIN} permanece em nível lógico alto. A partir dessas expressões, pode-se determinar, para a tensão V_{CBIN} , por exemplo, o tempo em estado ligado (t_{on}) e o tempo em estado desligado (t_{off}), como;

$$t_{on} = T_s - t_1 - t_5 = \frac{T_s}{2} \left(1 + \frac{V_{Cont}}{V_{tri}} \right) = DT_s \quad (5.19)$$

$$t_{off} = t_3 = 1 - t_{on} = (1 - D)T_s = D'T_s \quad (5.20)$$

onde D é o ciclo de trabalho do comando PWM, o qual pode ser definido, em termos das tensões dos barramentos c.c. como

$$D = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_B}{V_{BI}} \right). \quad (5.21)$$

De posse de (5.16)-(5.21) e da sequência de comando apresentada na Figura 5.7, pode-se expressar as formas de onda nos pontos C e D, por meio da decomposição em série de Fourier, o que retorna:

$$V_{CBIN}(t) = V_{BI} \cdot D + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2V_{BI}}{m\pi} \sin(m\pi D) \cos(mx) \quad (5.22)$$

$$V_{DBIN}(t) = V_{BI} \cdot D' + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2V_{BI}}{m\pi} \sin(m\pi D') \cos(mx). \quad (5.23)$$

Com isso, a tensão de modo diferencial pode ser calculada como:

$$\begin{aligned} V_{2Edm} &= V_{CBIN} - V_{DBIN} \\ V_{2Edm} &= V_{BI} \cdot (2D - 1) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4V_{BI}}{m\pi} \cos^2 \left(m\frac{\pi}{2} \right) \sin(m\pi D) \cos(mx), \end{aligned} \quad (5.24)$$

enquanto a tensão de modo comum pode ser expressa como:

$$\begin{aligned} V_{2Ecm} &= \frac{V_{CBIN} + V_{DBIN}}{2} \\ V_{2Ecm} &= \frac{V_{BI}}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2V_{BI}}{m\pi} \sin^2 \left(m\frac{\pi}{2} \right) \sin(m\pi D) \cos(mx), \end{aligned} \quad (5.25)$$

A partir desses resultados pode-se encontrar a tensão do terminal negativo do barramento c.c. principal, segundo (5.3), dando origem a:

$$\begin{aligned}
 V_N = & -\frac{V_B}{2} \\
 & + V_{Scm} - \frac{V_{BI}}{2} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{J_n(n\pi q \frac{M}{2})}{n\pi q} \sin \left[n(q+1) \frac{\pi}{2} \right] \cos^2 \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(ny) \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{V_{BI}}{m\pi} \left[2 \sin(m\pi(1-D)) - \frac{J_0(m\pi \frac{M}{2})}{2} \sin \left(m \frac{\pi}{2} \right) \right] \cos(mx) \\
 & - \frac{V_{BI}}{2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{J_n[(nq+m)\pi \frac{M}{2}]}{(nq+m)\pi} \sin \left[(m+n(1+q)) \frac{\pi}{2} \right] \cos^2 \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(mx+ny)
 \end{aligned} \tag{5.26}$$

É interessante observar que o segundo estágio apresenta em sua saída uma parcela contínua, no pólo negativo, igual à metade da tensão do barramento principal. A tensão de modo comum do barramento principal da nanorrede pode então ser definida, a partir de (5.4), como:

$$\begin{aligned}
 V_{CM} = & V_{Scm} - \frac{V_{BI}}{2} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{J_n(n\pi q \frac{M}{2})}{n\pi q} \sin \left[n(q+1) \frac{\pi}{2} \right] \cos^2 \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(ny) \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{V_{BI}}{m\pi} \left[2 \sin(m\pi D) \sin^2 \left(m \frac{\pi}{2} \right) - \frac{J_0(m\pi \frac{M}{2})}{2} \sin \left(m \frac{\pi}{2} \right) \right] \cos(mx) \\
 & - \frac{V_{BI}}{2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{J_n[(nq+m)\pi \frac{M}{2}]}{(nq+m)\pi} \sin \left[(m+n(1+q)) \frac{\pi}{2} \right] \cos^2 \left(n \frac{\pi}{2} \right) \cos(mx+ny)
 \end{aligned} \tag{5.27}$$

A Figura 5.8 apresenta os espectros teóricos das tensões V_N e V_{CM} , levantadas com base em (5.26) e (5.27). Observa-se que os componentes do segundo estágio apenas alteram a magnitude dos harmônicos da portadora PWM, sendo que os demais componentes, já presentes no espectro da tensão V_{BIN} ficam inalterados.

As medições experimentais da tensão no terminal negativo do barramento principal da nanorrede são mostradas na Figura 5.9. Onde também se nota uma amplificação de alguns harmônicos da portadora em relação aos valores levantados teoricamente.

Evidencia-se, portanto, que a tensão de modo comum produzida pela conexão entre a nanorrede c.c. e a rede c.a. apresentará, tanto no barramento intermediário, quanto no barramento principal componentes de baixa frequência, referentes aos harmônicos da tensão de rede e componentes de alta frequência relativos aos harmônicos e inter-harmônicos

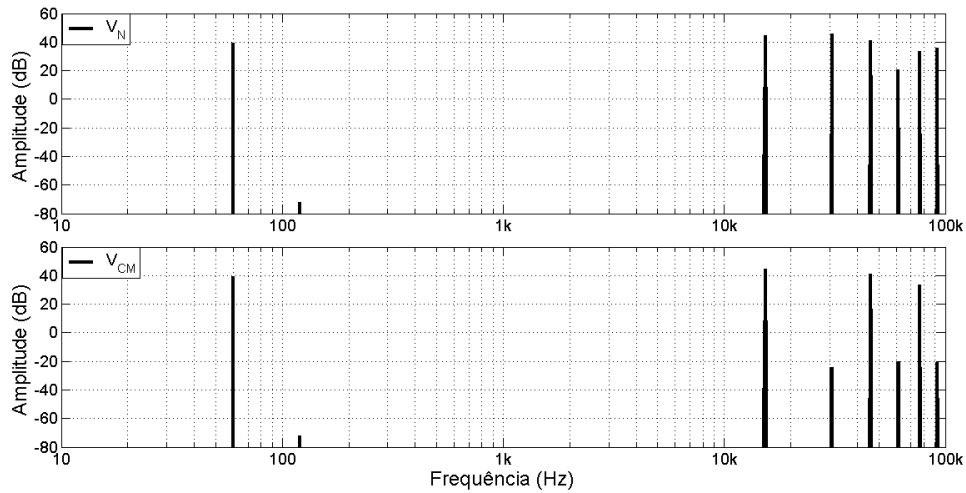
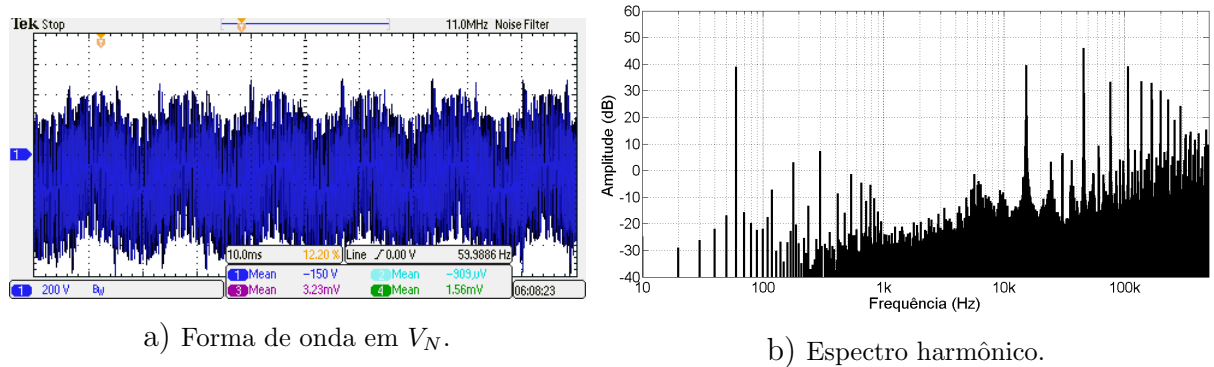


Figura 5.8: Espectro harmônico das tensões V_N e V_{CM} .



a) Forma de onda em V_N .

b) Espectro harmônico.

Figura 5.9: Medição experimental da tensão de modo comum no barramento principal.

de chaveamento. Como já comentado, a magnitude da tensão de toque nos alimentadores da nanorrede c.c. será influenciada por essas componentes de frequência, de forma que em um eventual contato, correntes de baixa e alta frequências serão induzidas sobre o corpo dos usuários da instalação, o que pode elevar a severidade de choques elétricos em relação ao que já foi avaliado no Capítulo 2.

Caso se analise apenas a corrente de corpo induzida pela componente de 60 Hz, desprezando possíveis efeitos provenientes da exposição simultânea a diferentes componentes de frequência, conforme informações disponíveis nas Figuras 2.1 e 2.2, a magnitude da impedância de corpo para um caminho mão-a-mão estaria em torno de 4 k Ω , de modo que para um caminho mão esquerda-pé, pode se encontrar uma impedância até 30% inferior, ou seja, 2,8 k Ω , o que induzirá uma corrente eficaz de corpo de aproximadamente 22,7

mA. Essa magnitude de corrente transita entre as regiões II e III dos limiares de sensibilidade, dependendo do tempo de exposição, ou seja, provocaria danos como fortes dores musculares, mas não exporia o usuário a riscos mais severos.

As componentes de alta frequência, por outro lado, podem trazer riscos relevantes aos usuários. Segundo [54, 94], a impedância de corpo de um ser humano reduz drasticamente para frequências de kHz ou superiores, o que indica que essas componentes são capazes de induzir magnitudes de corrente perigosamente elevadas no corpo dos usuários. Além disso, experimentos conduzidos em [94] mostram que para uma mesma magnitude de corrente, os efeitos fisiológicos percebidos por seres humanos podem mudar de acordo com a frequência, sendo que o aumento da frequência tende a elevar a severidade do efeito. Contudo, curvas precisas de sensibilidade para estes cenários não estão disponíveis. Outro problema provocado pelas componentes de alta frequência está na indução de correntes parasitas no circuito, através de acoplamentos capacitivos distribuídos ao longo do sistema, as quais podem influenciar no funcionamento de outros elementos do sistema. Com isso observa-se que a eliminação das componentes de frequência presentes na tensão de modo comum é um fator importante para a segurança da nanorrede c.c.

5.4 Compensação do modo comum - Alta frequência

O problema da eliminação de componentes de alta frequência da tensão de modo comum é um tema muito abordado em sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede, uma vez que existem, em alguns países, normas que limitam a magnitude das correntes de modo comum produzidas pela interação das componentes de alta frequência com as capacitâncias parasitas do sistema [95]. Muitos trabalhos propõem modificações na topologia do inversor monofásico, que neste trabalho remeteria ao primeiro estágio de conversão, de modo a eliminar os instantes de chaveamento que causam o aparecimento do modo comum [96, 97, 98, 99]. A Figura 5.10 apresenta algumas dessas topologias presentes na literatura.

Na operação do inversor monofásico, o chaveamento do conversor irá produzir tensões

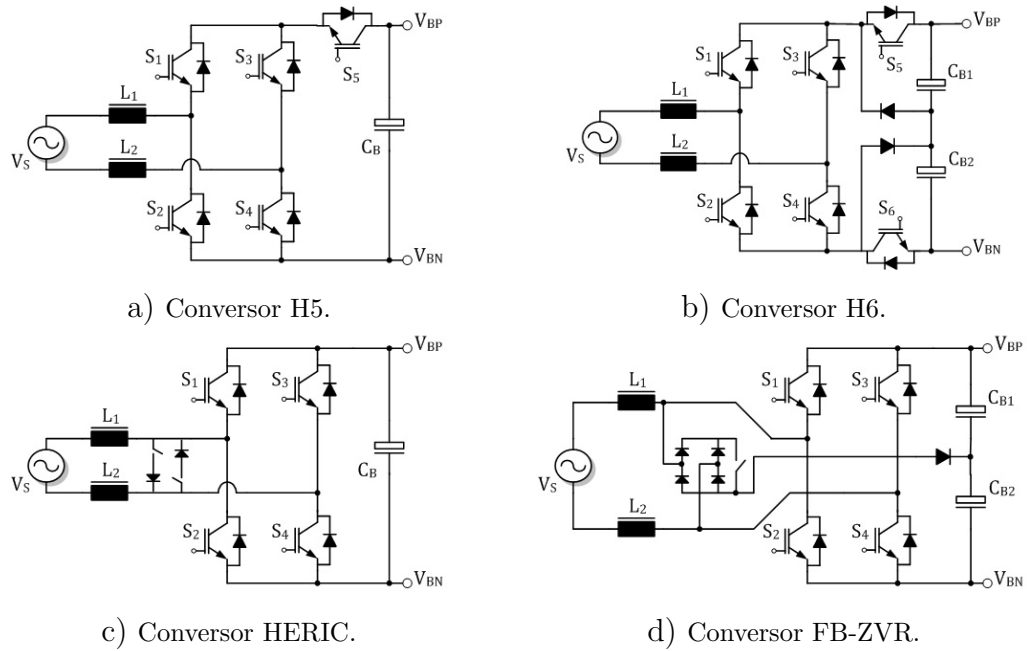


Figura 5.10: Topologias c.a./c.c. com chaves auxiliares para mitigar tensão de modo comum.

de modo comum durante os instantes de roda-livre, onde os conjuntos de transistores $S_1 - S_3$ ou $S_2 - S_4$ são acionados, logo, a proposta de todas as topologias apresentadas na Figura 5.10 é, através do acréscimo do número de chaves no conversor, proporcionar a desconexão entre o barramento c.c. e a rede c.a. nesses instantes de chaveamento e com isso, impedir que tensões de modo comum se propaguem para os barramentos da nanorrede [12, 100, 101]. Uma desvantagem de todas essas topologias é a necessidade de se aumentar a quantidade de elementos semicondutores para realizar a compensação do conteúdo harmônico da tensão de modo comum, o que além de aumentar as perdas do estágio de conversão, eleva a complexidade do circuito de comando e controle. Outra questão é que estas topologias não são capazes de eliminar as componentes introduzidas pelo segundo estágio de conversão, nem as componentes de baixa frequência, de modo que o seu emprego no sistema em estudo apenas conseguiria modificar a forma de onda e magnitude das componentes de frequência, não conseguindo no entanto eliminá-las adequadamente.

Em [58], por outro lado, é proposta uma forma de redução do conteúdo harmônico da tensão de modo comum por meio do emprego de filtros de modo comum. Essa proposta é interessante pois não demanda o emprego de novas chaves semicondutoras, não aumenta

a complexidade do circuito de comando e permite a operação bidirecional sem restrições em relação à compensação do modo comum. No entanto, eleva o número de componentes passivos e o volume da montagem. A Figura 5.11 ilustra a solução proposta em [58] para um conversor de interface *back-to-back*, sendo que um arranjo de filtro é inserido em cada estágio para atenuar individualmente as componentes de alta frequência.

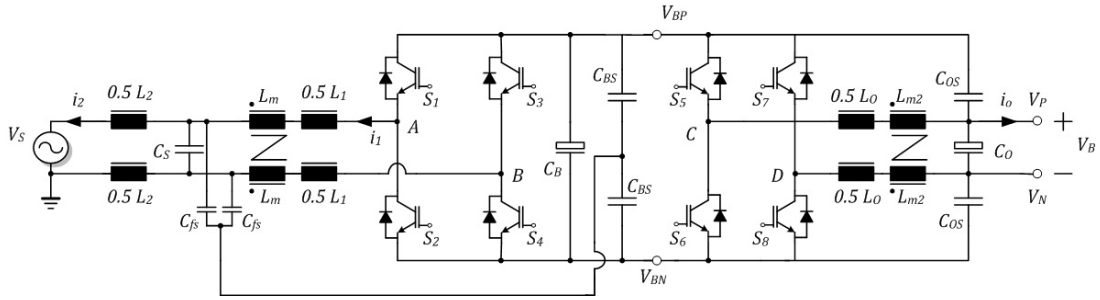
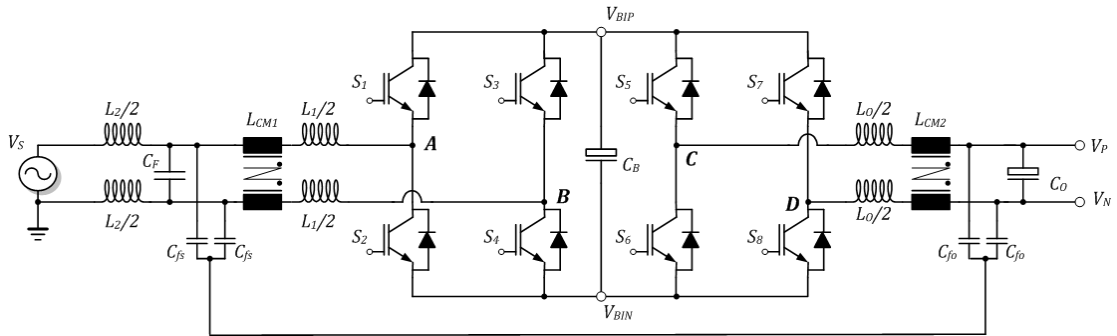
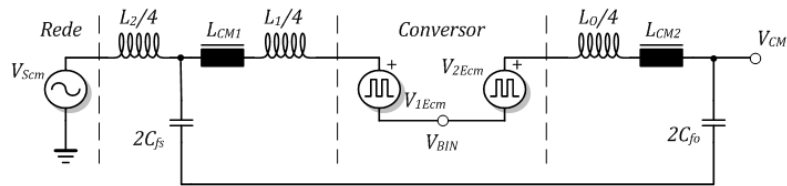


Figura 5.11: Conversor de interface com filtros de modo comum.

Neste trabalho, uma solução para eliminação dos componentes de alta frequência da tensão de modo comum, baseada na proposta de [58] foi utilizada, sendo que a configuração do conversor BGIC, incluindo os filtros de modo comum, é apresentada na Figura 5.12, juntamente com o circuito equivalente de modo comum resultante.



a) Diagrama do conversor BGIC com filtro de modo comum.



b) Circuito equivalente de modo comum.

Figura 5.12: Diagrama e circuito equivalente do conversor BGIC modificado.

A solução apresentada na Figura 5.11 emprega um filtro de modo comum para cada estágio do conversor, sendo a frequência de corte de cada filtro determinada por L_1 , L_m , C_{fs} e C_{BS} no lado c.a. e L_O , L_{m2} e C_{OS} no lado c.c.. O filtro proposto neste trabalho enlaça os dois estágios do conversor, possibilitando a eliminação dos capacitores C_{BS} e o aumento da indutância equivalente, uma vez que se associa as indutâncias do lado c.a. e c.c. em série, o que permite o uso de indutores de modo comum com valores relativamente menores do que na solução original, ou apenas um indutor de modo comum. No entanto, haverá uma redução na capacitância equivalente, além disso a tensão de modo comum do barramento intermediário não é filtrada.

O filtro constituído pelos componentes L_{CM1} , L_{CM2} , C_{fs} e C_{fo} tem características passa-baixas, o que altera o espectro da tensão de modo comum do conversor BGIC, de modo que

$$V_{ICM}(s) = \frac{V_{2Ecm}(s) - V_{1Ecm}(s)}{s^2 \left(\frac{L_1}{4} + \frac{L_O}{4} + L_{CM1} + L_{CM2} \right) (2C_{fs} // 2C_{fo}) + 1}, \quad (5.28)$$

onde V_{ICM} representa a tensão de modo comum do conversor filtrada. A frequência de corte do filtro passa-baixas pode ser definida como:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{L_1}{4} + \frac{L_O}{4} + L_{CM1} + L_{CM2} \right) (2C_{fs} // 2C_{fo})}}, \quad (5.29)$$

de forma que a equação (5.28) pode ser reescrita como

$$V_{ICM}(\omega) = \frac{V_{2Ecm}(\omega) - V_{1Ecm}(\omega)}{1 - (\omega/\omega_p)^2}, \quad (5.30)$$

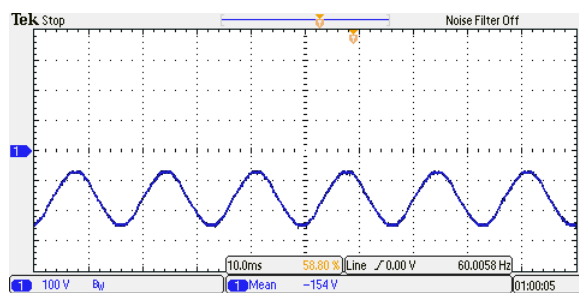
ou seja, o filtro imporá sobre a tensão de modo comum do conversor uma atenuação de igual a $20 \log_{10} |1 - (\omega/\omega_p)^2|$, de forma que se a frequência de corte escolhida for muito inferior à frequência de chaveamento do conversor, as componentes de alta frequência serão eliminadas. O projeto do filtro pode ser feito estipulando-se uma atenuação desejada para a frequência de chaveamento, sendo que a partir disso pode-se determinar o valor adequado da frequência de corte do filtro passa-baixas e consequentemente, dimensionar

seus elementos. É interessante se empregar capacitâncias de valor não muito elevado, de modo a fazer com que as componentes de alta frequência sejam aplicadas preferencialmente sobre os indutores de modo comum, reduzindo a corrente conduzida no caminho capacitivo e diminuindo assim a necessidade de se utilizar resistências de amortecimento [58].

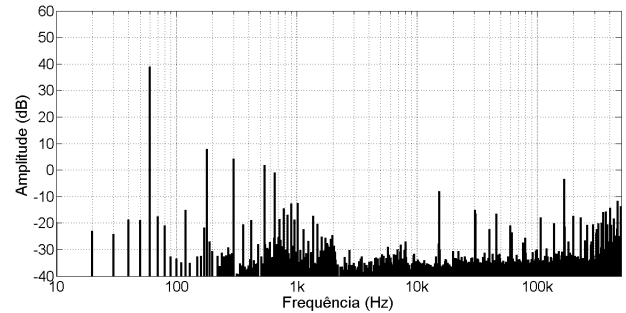
Escolheu-se uma atenuação na frequência de chaveamento do conversor BGIC de aproximadamente 50dB. Foram utilizados capacitores de filme metálico tipo Y na implementação dos capacitores C_{fs} e C_{fo} . A Tabela 5.1 apresenta os valores de componentes utilizados na implementação do filtro de modo comum¹. A Figura 5.13 apresenta a forma de onda e espectro harmônico da tensão em V_N (terminal negativo do barramento principal) após a aplicação do filtro de modo comum.

Tabela 5.1: Valores do filtro de modo comum

Elemento	Valor	Elemento	Valor
C_{fs}	2 μ F	L_{CM1}	9 mH
C_{fo}	2 μ F	L_{CM2}	3 mH



a) Forma de onda em V_N .



b) Espectro harmônico.

Figura 5.13: Medição experimental da tensão de modo comum no barramento principal após filtragem.

Nota-se a atenuação dos componentes de alta frequência em relação ao espectro apresentado na Figura 5.9. Assim, a tensão de modo comum vista no barramento principal da

¹A diferença entre os valores dos indutores foi intencionalmente feita para permitir a implementação de diferentes arranjos de filtros de modo comum avaliados ao longo da revisão bibliográfica. Entretanto, para a solução proposta pode-se utilizar valores iguais sem afetar o resultado final

nanorrede basicamente apresenta componentes de baixa frequência, referentes ao modo comum da rede elétrica.

É importante lembrar que a técnica de compensação aqui apresentada foca na atenuação dos componentes de alta frequência da tensão de modo comum do barramento principal, sendo que a tensão do barramento intermediário sofre alteração imperceptível. Como este barramento é normalmente inacessível aos usuários, uma vez que se encontra confinado no interior da carcaça do conversor, assumindo um equipamento comercial, por exemplo, a existência de componentes de alta frequência neste ponto não traz riscos tão relevantes quanto a sua presença no barramento principal. Contudo, caso o dissipador utilizado para o resfriamento dos transistores do conversor seja aterrado, essa tensão de modo comum intermediária pode induzir correntes parasitas pelo condutor de aterramento, devido ao acoplamento capacitivo proporcionado pela capacitâncias de junção dos transistores. Em situações onde a magnitude dessas correntes leve à existência de tensões de toque perigosas ao longo da instalação, soluções como a apresentada em [58] podem se tornar mais indicadas, entretanto, o resultado observado no barramento principal será semelhante ao exposto acima.

5.5 Compensação de modo comum - Baixa Frequência

Após a aplicação dos filtros de modo comum, assumindo que a magnitude das componentes de alta frequência se tornaram desprezíveis, a tensão de modo comum no barramento principal se tornará:

$$\begin{aligned} V_{CM} &= V_{Scm} + V_{ICM} \\ V_{CM} &\approx \frac{V_m}{2} \cos y, \end{aligned} \tag{5.31}$$

uma vez que, conforme pode ser observado no espectro teórico apresentado na Figura 5.8, os componentes harmônicos da tensão de rede apresentam magnitude desprezível em relação à fundamental. A atenuação dessa componente de baixa frequência pode ser

Como o sinal de sincronismo da PLL produz uma forma de onda equivalente ao primeiro harmônico da tensão de rede, pode-se escrever o sinal de compensação como:

O ganho k_{cm} deve ser dimensionado para casar a amplitude do sinal de compensação da saída do estágio com a amplitude da componente de baixa frequência que se deseja compensar, no caso $\frac{V_m}{2}$. Para realizar esse dimensionamento, assume-se inicialmente que o segundo estágio produz uma tensão diferencial nula, o que conforme (5.21) fornece um ciclo de trabalho $D = 0,5$, indicando que $V_{CBIN} = V_{DBIN} = 300$ V, assumindo uma

tensão de barramento intermediário de 600 V. Sobrepondo agora o sinal de compensação, têm-se que

$$D = 0,5 + D_{cm} = \frac{300V + \frac{V_m}{2} \cos y}{V_{BI}}, \quad (5.33)$$

de modo que,

$$D = 0,5 + \frac{k_{cm}}{2V_{tri}V_{BI}} \cdot \cos y = \frac{300V + \frac{V_m}{2} \cos y}{V_{BI}}, \quad (5.34)$$

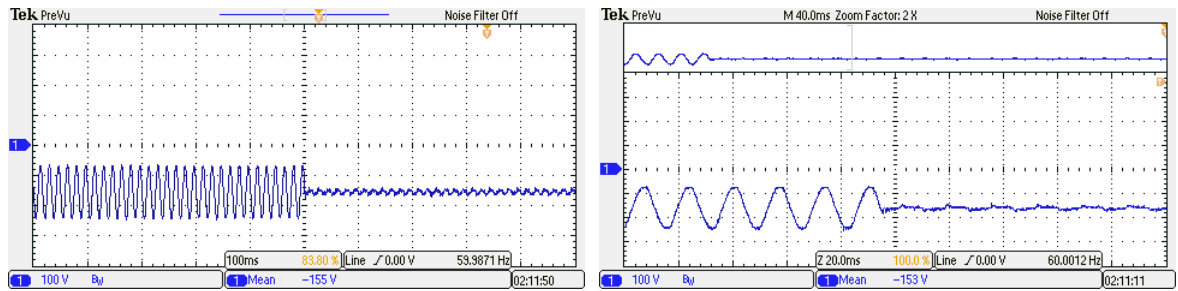
o que indica que,

$$k_{cm} = V_{tri}V_m \approx V_{tri}v_{qu} \cdot 180V, \quad (5.35)$$

onde, novamente, v_{qu} representa a amplitude normalizada da tensão de rede estimada pela PLL. De posse desse valor, implementou-se no sistema experimental a compensação de modo comum proposta. Os resultados experimentais apresentados na Figura 5.15 mostram o efeito da ativação da compensação de modo comum. Observa-se que a componente de 60 Hz foi atenuada em aproximadamente 23dB. O método não elimina os harmônicos da tensão de rede, no entanto, estes já apresentam amplitude relativamente baixa para provocar danos à saúde dos usuários da nanorrede. Observa-se que, por se tratar de uma compensação em malha aberta, a rejeição da componente de 60 Hz apresenta dinâmica muito rápida.

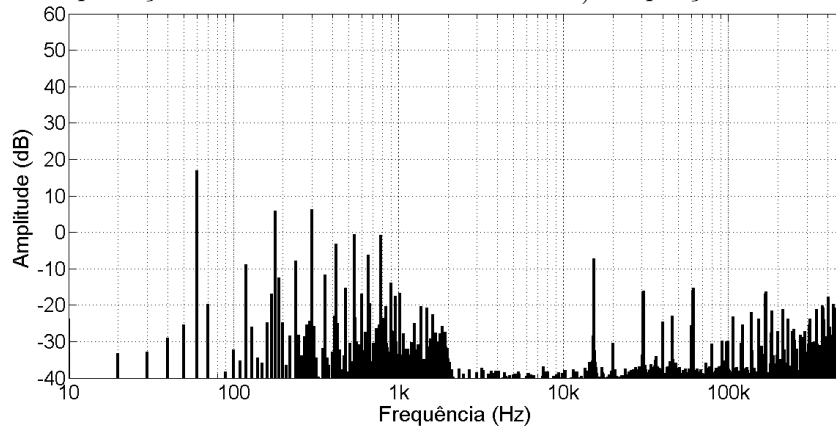
5.6 Conclusões do capítulo

Neste capítulo, apresentou-se uma análise analítica da tensão de modo comum presente no barramento principal da nanorrede, assim como foram propostos métodos capazes de mitigar esta tensão. Mostrou-se que a tensão de modo comum em um sistema com conexão monofásica com a rede elétrica c.a. será composta pelos modos comuns da rede elétrica e dos estágios de conversão do conversor BGIC. Os esquemas de distribuição monofásico e bifásico dão origem à uma tensão de modo comum de baixa frequência com amplitude igual à metade da tensão de fase-neutro da rede. Já os estágios de conversão contribuem



a) Efeito da compensação de modo comum.

b) Ampliação do resultado.



c) Espectro harmônico do sinal de modo comum após compensação.

Figura 5.15: Resultados experimentais da compensação de modo comum.

com componentes de alta frequência relativas aos harmônicos da portadora do comando PWM e aos seus inter-harmônicos. Discutiu-se que a eliminação dessas componentes pode ser feita por meio de filtros de modo comum, no caso da faixa de alta frequência, e por compensação ativa da componente de baixa frequência.

Dentre as contribuições originais deste capítulo, propôs-se uma modificação da estrutura do filtro de modo comum, em relação a trabalhos descritos na literatura, que permite uma redução no número de componentes do filtro e redução do valor dos indutores de modo comum. Além disso, propôs-se uma técnica de compensação *feedforward* da componente de baixa frequência que utiliza dados oriundos da PLL para modificar o chaveamento do segundo estágio do conversor BGIC e contrapor o efeito da componente de baixa frequência. Experimentalmente se observou uma redução de 20dB na amplitude da componente. Resultados experimentais validaram o equacionamento das tensões de modo comum e das técnicas de compensação de componentes de baixa e alta frequência.

[Blank]

Capítulo 6

Sistema de Armazenamento de Energia

Nesse capítulo será discutida a estrutura do sistema de armazenamento e do conversor de interface ESC (*Energy Storage Converter*) considerado neste trabalho de tese. Uma proposta de controle que possibilita realizar simultaneamente a integração do sistema de armazenamento com o barramento principal da nanorrede e o carregamento controlado do banco de baterias será apresentada. Além disso, uma proposta de controle secundário capaz de equalizar o estado de carga de diferentes unidades de armazenamento ao longo da operação do sistema, com pouca interferência sobre a operação da sinalização de barramento da nanorrede também será introduzida.

Como abordado no Capítulo 1, o sistema de armazenamento considerado neste trabalho se concentrará em soluções onde os bancos de bateria sejam interligados ao barramento principal da nanorrede por meio de conversores estáticos, de modo a promover uma maior flexibilidade na implementação do sistema e possibilitar a inserção e/ou retirada de unidades de armazenamento, sem a necessidade de suspender o funcionamento da nanorrede. Contudo, existem soluções que consideram a conexão de dispositivos de armazenamento diretamente no barramento c.c.. Ainda conforme mencionado no Capítulo 1, a implementação prática do sistema de armazenamento consiste na utilização de módulos de potência

capazes de emular o comportamento de um banco de baterias. Assim sendo, o funcionamento desse módulo de potência e suas limitações serão explorados ao longo do capítulo. Serão apresentados resultados de simulações e experimentais para validar o funcionamento do conversor ESC e o sistema de controle proposto.

6.1 Considerações sobre o sistema de armazenamento

O sistema de armazenamento local é um elemento crucial na estrutura de uma microrrede de energia, sendo que ele é responsável por suavizar o comportamento intermitente da geração local, permitindo o funcionamento estável do sistema em modo ilhado, além de possibilitar a execução de estratégias de gerenciamento de energia, as quais podem otimizar o consumo de energia do sistema e estender a vida útil de seus muitos componentes. O projeto e dimensionamento desse sistema deve ser feito de forma que ele atenda a demanda da instalação à qual ele se interliga, uma vez que durante operações ilhadas da nanorrede, haverá situações onde o sistema de armazenamento será o único responsável pela alimentação das cargas locais. A capacidade de armazenamento é definida em função da autonomia desejada, sendo, portanto, dependente dos requisitos de cada instalação.

Um fator limitante na escolha da composição e capacidade do banco de baterias, considerando a realidade atual, está no alto custo dos acumuladores de energia e na sua relativa baixa vida útil. No mercado brasileiro, por exemplo, as baterias de chumbo-ácido constituem a tecnologia com maior disponibilidade, sendo que estas possuem vida útil na faixa de 3-5 anos e custo¹ variando entre 5-7 R\$/Ah. No mercado internacional, as baterias de íons de lítio têm sido consideradas para a implementação de soluções para micro e nanorredes, devido principalmente à sua maior densidade de energia, menor tempo de recarga e maior vida útil, a qual pode se estender além dos 2.000 ciclos, aproximadamente 10 anos [102]. No entanto, atualmente, tal tecnologia pode custar até 10 vezes mais do que uma bateria de chumbo-ácido [102], sendo portanto uma solução a ser considerada

¹Valores levantados por meio de consulta a fabricantes e distribuidoras de baterias de chumbo-ácido estacionárias em dezembro de 2015.

em longo prazo.

Com essas limitações de custo, ao se imaginar um horizonte de médio prazo para a adoção de nanorredes em ambientes comerciais e residenciais, pode-se conceber que o dimensionamento do sistema de armazenamento estará focado no atendimento a ramos críticos do sistema, principalmente em sistemas comerciais, onde a interrupção do fornecimento de energia possa trazer prejuízos aos proprietários/usuários da instalação. Com isso, é possível que muitas instalações sejam implementadas sem a presença de sistemas de armazenamento, ou com sistemas de capacidade reduzida. No entanto, ao longo do tempo, à medida que o custo da tecnologia decai, é provável que estas instalações incorporem novas unidades de armazenamento, expandindo a capacidade inicialmente projetada. Com isso, a arquitetura do sistema de armazenamento de uma nanorede c.c. deve prever a existência de múltiplas unidades, sendo que um arranjo possível para o sistema é ilustrado na Figura 6.1.

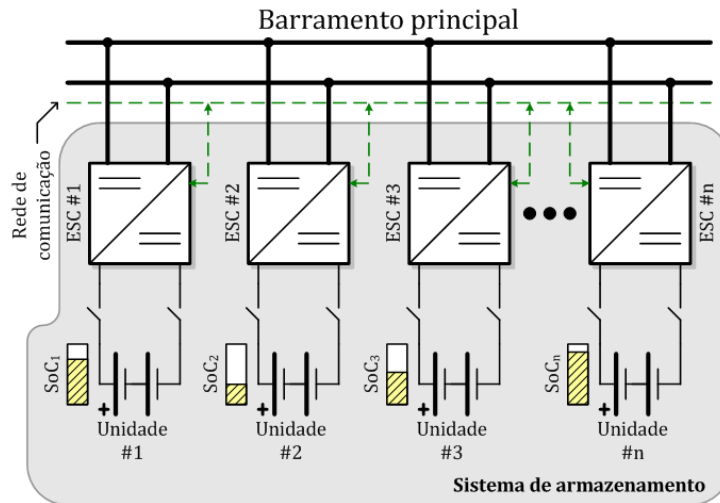


Figura 6.1: Sistema de armazenamento com múltiplas unidades.

Essa arquitetura apresenta algumas vantagens para a implementação em micro e nanorredes, como facilidade de expansão da capacidade do sistema, a possibilidade de se prover redundância, pois, algumas unidades podem se manter em *stand-by* para suplan-
tar unidades faltosas e flexibilidade, uma vez que se permite o emprego de tecnologias distintas de unidades de armazenamento, tanto em termos do tipo de acumuladores uti-

lizado, quanto no que tange a sua capacidade e a topologia do conversor de interface. Na literatura, encontra-se propostas de sistemas de armazenamento compostos pela associação de bancos de baterias com supercapacitores [40] e veículos elétricos [14]. No entanto, como em um nível primário de controle cada unidade de armazenamento pode se comportar como um sistema independente, eventuais diferenças de operação podem levar ao desequilíbrio entre os estados de carga (SOC - *state-of-charge*) das unidades do sistema de armazenamento, o que pode sobrecarregar uma unidade em relação às demais e consequentemente reduzir sua vida útil. Assim sendo, além de ser capaz de identificar a inserção de novas unidades aos sistema de armazenamento e promover o compartilhamento da corrente de carga/descarga entre elas, o diagrama de controle do sistema deve promover a equalização do estado de carga das unidades de armazenamento. Além disso, cada conversor de interface deve monitorar os processos de carga e descarga do banco de baterias a ele associado, de modo a evitar situações danosas aos acumuladores.

6.1.1 Monitoramento do banco de baterias

O problema de desequilíbrio de estados de carga entre acumuladores também afeta cada unidade de armazenamento internamente, uma vez que, devido a fatores como diferenças construtivas, de temperatura e idade dos acumuladores, cada bateria dentro do arranjo que forma o banco de baterias pode apresentar um estado de carga distinto. Como o conversor de interface tende a tratar cada banco como um acumulador único, esse desequilíbrio interno tende a exigir mais de um conjunto de baterias do que de outro, afetando o desempenho e vida útil de todo arranjo. Assim, além da necessidade de se equilibrar o estado de carga entre unidades, a equalização do estado de carga entre as baterias de um mesmo banco também se faz necessária. Esta tarefa, porém, demanda o emprego de sistemas dedicados ao gerenciamento das baterias, também denominados na literatura de BMS, ou *Battery Management Systems*, os quais mensuram em tempo real parâmetros como temperatura, estado de carga, tensão terminal, corrente, etc, de cada bateria do banco e a partir dessas informações promovem a equalização do arranjo

[103, 104, 105, 106, 107, 108]. Em [107], por exemplo, um circuito chaveado foi utilizado para rearranjar o banco de baterias, por meio da desconexão/reconexão de acumuladores, em função dos parâmetros monitorados. Em [103], durante o processo de carga, um sistema de monitoramento conecta resistores em paralelo com as baterias que apresentem maior estado de carga no arranjo, descarregando-as. Nos demais trabalhos, conversores estáticos são associados a cada uma das baterias do arranjo, e por meio de um sistema supervisor local, promovem o controle das variáveis de cada bateria. Em todas implementações revisadas, as informações coletadas pelo BMS podem ser compartilhadas com o gerenciador da nanorrede, de modo que o estado de carga médio da unidade de armazenamento seja conhecido, o que permite a execução de rotinas de equalização entre unidades pelo nível secundário de controle.

6.1.2 Conversor de interface

Uma grande variedade de topologias de conversores c.c./c.c. bidirecionais podem ser consideradas para a implementação do conversor ESC na interface entre um banco de baterias e o barramento principal da nanorrede. Como o barramento principal apresenta um nível de tensão muito superior à tensão terminal das baterias, para se evitar a utilização de longas *strings*², os conversores de interface normalmente apresentam características elevadoras. Em [106], o banco de baterias é constituído pela associação série de células de armazenamento, compostas de uma bateria e um conversor bidirecional dedicado, como ilustra a Figura 6.2. Um sistema de gerenciamento promove a equalização do estado de carga das baterias e regula a tensão do barramento de saída, sendo que não há necessidade de se empregar um segundo conversor para realizar a interface com o barramento da nanorrede. Solução semelhante é apresentada em [108]. Porém, a discussão do funcionamento desta topologia em uma microrrede c.c. com múltiplos elementos não foi explorada em nenhum dos trabalhos. A modularidade é uma das vantagens dessa topologia.

Em [103], a conexão de um banco de baterias composto por 84 células de Li-ion à

²Uma string é um arranjo composto pela associação de dispositivos em série.

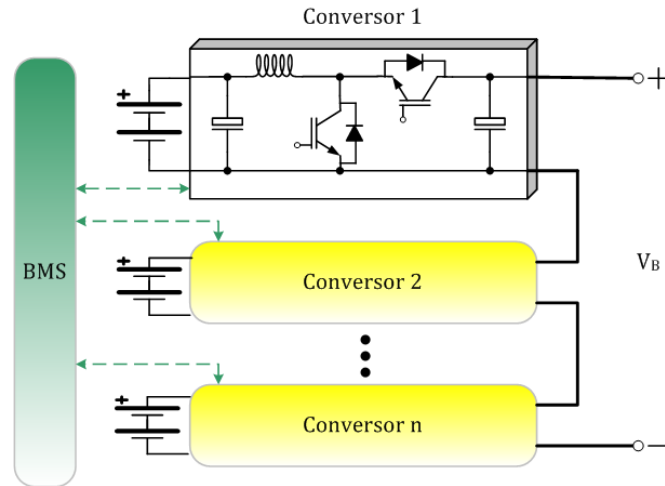


Figura 6.2: Associação de células em cascata.

uma nanorrede de 380 V de tensão de barramento, é realizada por meio de um conversor bidirecional entrelaçado, ilustrado na Figura 6.3. A principal vantagem dessa solução é o compartilhamento da corrente do banco entre as fases do conversor, de forma que cada braço pode ser dimensionado para suportar $1/n$ da corrente manipulada pelo conversor, onde n é o número de braços.

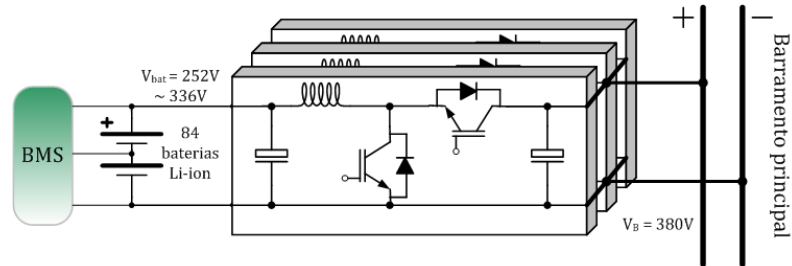


Figura 6.3: Conversor bidirecional entrelaçado.

Em [109], um conversor c.c./c.c. com elo ressonante é proposto, como o mostrado na Figura 6.4. O acionamento dos braços do conversor é feito de acordo com o fluxo de energia, sendo que quando se deseja transferir energia do banco de baterias para a nanorrede, o conjunto de operação boost é acionado e as chaves do braço de operação buck são desligadas. Na transferência de energia da nanorrede para o banco de baterias, a operação se inverte. O circuito ressonante promove comutação suave e eleva o ganho estático de tensão do conversor. O autor relata a interligação de um banco de baterias

de tensão terminal 48 V a um barramento de 380 V. Uma desvantagem, porém, é a forte dependência do ganho de tensão em relação aos valores dos componentes do circuito ressonante e de elementos parasitas.

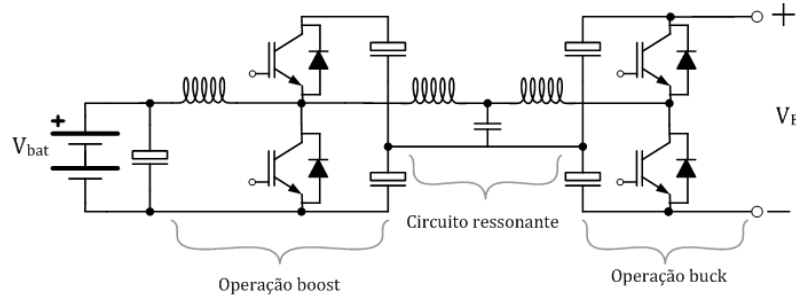


Figura 6.4: Conversor bidirecional não-isolado com elo ressonante

Em [110], um conversor *Dual Active Bridge* (DAB) foi utilizado na interface entre o sistema de armazenamento e a nanorede c.c.. A Figura 6.5 ilustra o diagrama desse circuito. O conversor DAB apresenta-se como uma solução bastante interessante para a aplicação em nanorredes comerciais e residenciais por vários fatores. Primeiramente, o ganho de tensão é controlado pela relação de espiras do transformador, de forma que se pode construir unidades de armazenamento com tensões baixas no lado das baterias, o que promove uma situação mais segura durante manobras de manutenção. Em segundo lugar, o conversor naturalmente possui a habilidade de limitar tanto a corrente de carga, quanto a de descarga, de forma que ele é capaz de proteger o banco de baterias durante uma falta no barramento c.c.. O isolamento elétrico também é interessante do ponto de vista de segurança, pois permite romper o caminho de modo comum existente no barramento principal, de forma que o risco de choques elétricos ao manusear as baterias é reduzido. Uma desvantagem, no entanto, é que o transformador deve ser projetado para suportar toda potência do conversor, o que, em potências mais elevadas, leva a um elemento volumoso e dispendioso.

Em muitos outros trabalhos, emprega-se um conversor de interface baseado em uma estrutura bidirecional simples, como a apresentada na Figura 6.6 [40, 104, 105, 111]. Nestes trabalhos, o foco se encontra na validação do funcionamento de estratégias de controle do sistema de armazenamento e no gerenciamento do fluxo de energia da micro

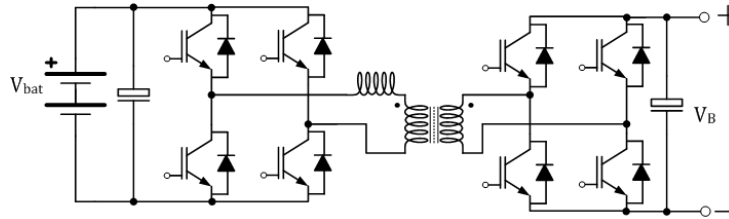


Figura 6.5: Conversor bidirecional isolado dual active bridge

ou nanorrede, sendo que não há um foco na topologia em si, uma vez que se busca, nestes casos, simplicidade na montagem da solução. A tensão terminal mínima do banco de baterias, e consequentemente o tamanho da *string* de baterias, é limitada pelo ganho de tensão do conversor bidirecional. Outra desvantagem é que o conversor não apresenta capacidade intrínseca de limitação de corrente no lado de alta tensão, o que exige o uso de chaves auxiliares em série com o banco de baterias, para protegê-lo contra faltas na nanorrede.

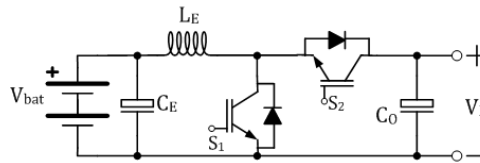


Figura 6.6: Conversor bidirecional não-isolado

6.2 Estrutura do sistema experimental

O *setup* experimental utilizado neste trabalho de tese emprega dois módulos de potência os quais podem emular o funcionamento de uma banco de baterias ou da geração local conforme o teste realizado. No Capítulo 3, mostrou-se resultados experimentais para o funcionamento da nanorrede quando um dos módulos opera como uma fonte de potência constante, emulando o conversor RRC associado ao arranjo fotovoltaico, e o outro emula uma unidade de armazenamento. Neste capítulo, no entanto, afim de se discutir estratégias de equalização do estado de carga entre unidades, ambos módulos irão emular um banco de baterias. Com isso, o sistema de armazenamento a ser discutido neste capítulo será composto por duas unidades de armazenamento com capacidade nominal de descarga

de 1 kW cada uma, ou seja, o sistema possui uma capacidade total de 2 kW, se igualando à capacidade do conversor de interface com a rede elétrica. Contudo, nesta configuração, descarta-se a presença da geração local. A Figura 6.7 apresenta a estrutura do sistema de armazenamento e dos conversores de interface ESC utilizados.

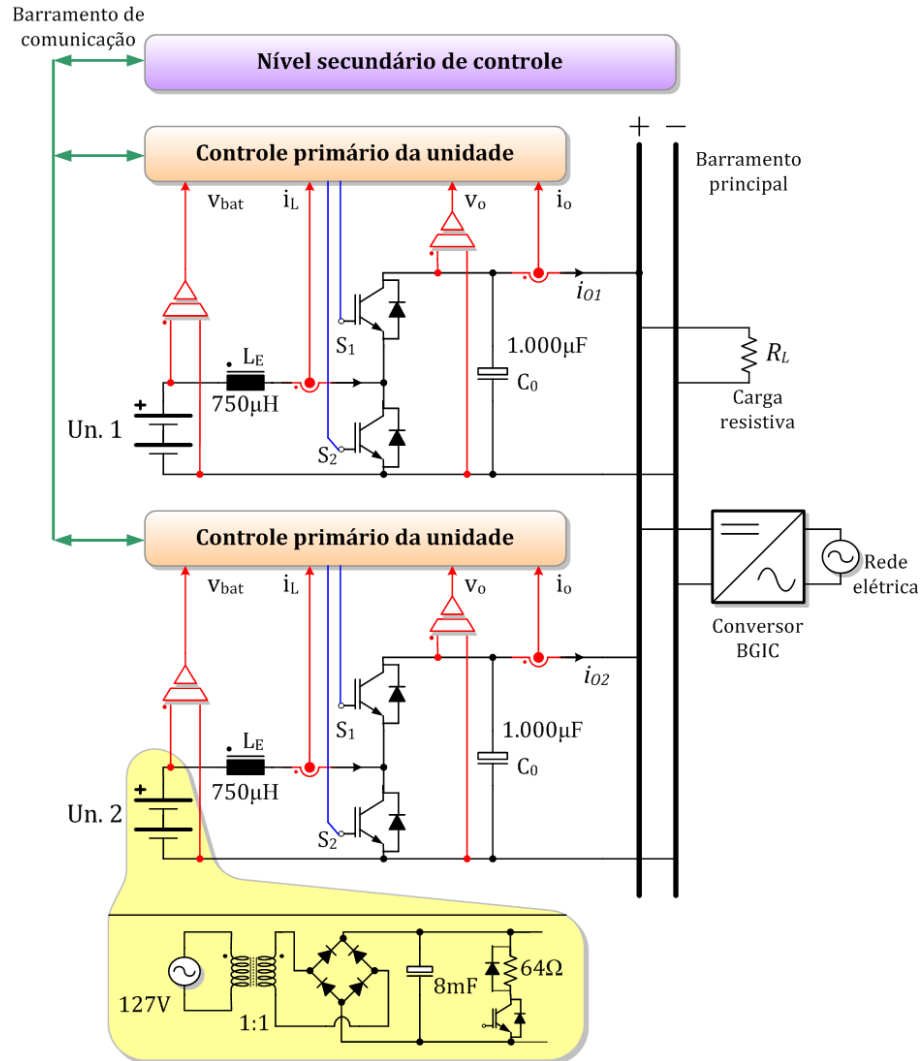


Figura 6.7: Estrutura do sistema de armazenamento experimental

Conforme comentado no Capítulo 1, os conversores que realizam a interface dos módulos de potência com o barramento principal da nanorrede possuem uma configuração ponte completa. Na implementação dos conversores ESC, e do conversor RRC por consequência, utilizou-se apenas um braço da estrutura ponte completa, o que configura um conversor c.c./c.c. bidirecional, como o previamente discutido e ilustrado na Figura 6.6.

A escolha por esta topologia se deu pela disponibilidade dos conversores, uma vez que, por limitações de tempo e orçamentária, o projeto e construção de novas topologias, como se fez em relação ao conversor BGIC, inviabilizaria a conclusão do trabalho de tese no prazo disponibilizado. Entretanto, os conversores com isolamento elétrico, em função das vantagens mencionadas anteriormente, são candidatos mais interessantes para realizar a função do conversor ESC do que a topologia atualmente utilizada. O estudo e desenvolvimento de outras topologias de conversores para implementar a interface entre armazenamento e o barramento da nanorrede é uma linha de pesquisa perseguida pelo Grupo de Eletrônica de Potência, a qual é executada em paralelo ao trabalho de tese aqui descrito. Em [112], estudou-se o projeto e aplicação de conversores DAB na interface entre o sistema de armazenamento e uma nanorrede c.c., sendo que as técnicas de projeto e controle propostas foram validadas em um sistema de escala reduzida de 16 W, cujos resultados foram publicados em [110]. No momento, busca-se a implementação do conversor DAB em uma escala mais adequada à nanorrede em desenvolvimento, de forma que em trabalhos futuros, a topologia não-isolada será substituída. A proteção contra faltas no barramento c.c. também não se encontra implementada na atual versão do conversor ESC.

O controle de ambos conversores é realizado pelo mesmo DSP TMS320F28335, o qual também executa o modelo em tempo real do banco de baterias, de forma que se pode emular a troca de informações entre os dois conversores, instituindo assim um nível secundário de controle, o que, na implementação final da nanorrede será realizada pelo gerenciador da nanorrede. Uma vez que o banco de bateria será emulado, nesta implementação, desconsiderou-se o efeito do sistema de gerenciamento das baterias (BMS), de modo que assumiu-se que todas as baterias dentro do banco apresentam o mesmo estado de carga em todos os momentos.

6.2.1 Emulação do banco de baterias

O comportamento do banco de baterias é emulado por meio do módulo de potência e do DSP utilizado para o controle dos conversores, com o uso de um modelo em tempo

real de baterias de chumbo-ácido. O DSP recebe a medição da corrente do indutor do conversor ESC, e computa parâmetros como tensão terminal do banco de baterias, estado de carga, entre outros, os quais serão posteriormente utilizados pelo diagrama de controle do conversor e pelo nível secundário na definição dos pulsos de comando das chaves do conversor.

O modelo em tempo real do banco de baterias utilizado foi proposto e descrito por Ceraolo em [113, 114], sendo o resultado de estudos e extensivos experimentos conduzidos pelo autor ao longo de mais de uma década e em inúmeras baterias de chumbo-ácido. Escolheu-se utilizar este modelo em detrimento de outros disponíveis na literatura, por ele conseguir, segundo resultados experimentais apresentados pelos autores, representar com grande fidelidade o comportamento de baterias de chumbo-ácido em processo de carga e descarga, além de considerar uma gama mais completa de parâmetros na definição dos estados do modelo, como temperatura, profundidade de descarga, capacidade instantânea, etc. A Figura 6.8 apresenta o circuito equivalente de uma célula de bateria chumbo-ácido, conforme o modelo descrito em [113, 114]. A bateria é tratada como um elemento não-linear, cujos parâmetros dependem de fatores como estado de carga, temperatura, etc. O modelo também considera as perdas energéticas durante o processo de carga, adicionando um ramo parasita (subscrito p). O ramo principal descreve as reações reversíveis no eletrólito da bateria e a sua dinâmica, associada principalmente à constante de tempo $\tau_1 = R_1 C_1$.

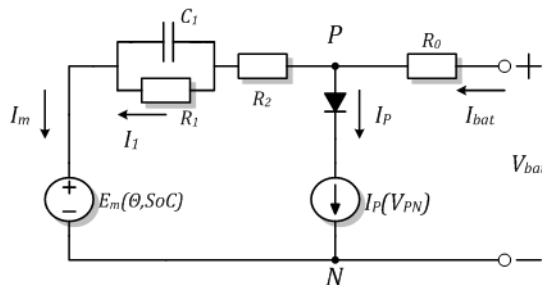


Figura 6.8: Circuito equivalente de uma célula de chumbo-ácido

Por meio do circuito equivalente apresentado, pode-se escrever:

$$I_m = I_{bat} - I_p, \quad (6.1)$$

$$V_{PN} = V_{bat} - R_0 I_{bat}, \quad (6.2)$$

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{1}{\tau_1} (I_m - I_1), \quad (6.3)$$

onde a constante de tempo τ_1 pode ser levantada experimentalmente, ou seja, por meio de teste realizados com a bateria, cujos parâmetros se deseja identificar. O modelo introduz uma série de equações estáticas e dinâmicas para descrever o comportamento dos parâmetros do circuito equivalente. A primeira delas define o valor da capacidade instantânea da célula, em função da magnitude da corrente exigida/injetada na bateria e a temperatura, a qual se escreve:

$$C(I, \theta) = \frac{K_c C_0^* \left(1 + \frac{\theta}{-\theta_f}\right)^\varepsilon}{1 + (K_c - 1)(I/I^*)^\delta}, \quad (6.4)$$

onde, I é o valor absoluto da corrente na bateria, θ é a temperatura do eletrólito, θ_f é a temperatura de congelamento de eletrólito, I^* é um valor de corrente de descarga considerado como referência, C_0^* é a capacidade da bateria para uma corrente de descarga I^* e K_c , ε e δ são parâmetros do modelo levantados experimentalmente. A temperatura do eletrólito pode ser calculada como:

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{C_\theta} \left(P_s - \frac{\theta - \theta_a}{R_\theta} \right), \quad (6.5)$$

onde, C_θ e R_θ são a capacitância e resistência térmica do eletrólito, respectivamente, levantados experimentalmente, P_s se equivale às perdas durante o processo de carga ou descarga e θ_a é a temperatura ambiente no entorno da célula.

A carga manipulada pela bateria pode ser definida como

$$Q_e = - \int I_m(t) dt, \quad (6.6)$$

a qual irá influenciar o estado de carga (SOC) e a profundidade de carga (DoC = *Depth-of-Charge*) da bateria, conforme (6.7) e (6.8).

$$SOC = SOC_0 - Q_e/C(0, \theta), \quad (6.7)$$

$$DoC = DoC_0 - Q_e/C(I_{bat}, \theta), \quad (6.8)$$

onde, SOC_0 e DoC_0 são os valores iniciais de estado de carga e profundidade de carga da bateria. Lembrando que $SOC \in [1, 0]$ e $DoC \in [1, 0]$. Os demais parâmetros do modelo são descritos como:

$$E_m = E_{m0} - K_E(273 + \theta)(1 - SOC) \quad (6.9)$$

$$R_0 = R_{00}[1 + A_0(1 - SOC)] \quad (6.10)$$

$$R_1 = -R_{10} \ln(DoC) \quad (6.11)$$

$$R_2 = R_{20} \frac{\exp[A_{21}(1 - SOC)]}{1 + \exp(A_{22}I_m/I^*)} \quad (6.12)$$

$$I_p = V_{PN}G_{P0} \exp \left[\frac{V_{PN}}{V_{P0} + A_p(1 - \theta/\theta_f)} \right] \quad (6.13)$$

$$R_p = \frac{V_{PN} - E_{P0}}{I_p} \quad (6.14)$$

$$P_s = R_2 I_m^2 + R_1 I_1^2 + R_p I_p^2 \quad (6.15)$$

onde, E_{m0} , K_E , R_{00} , R_{10} , R_{20} , A_0 , A_{21} , A_{22} , A_p , G_{P0} , V_{P0} e E_{P0} são parâmetros da bateria levantados experimentalmente. Observa-se que o modelo descrito por Ceraolo contém uma série de parâmetros que devem ser experimentalmente definidos para uma dada bateria. Em [114] discute-se formas de se identificar tais parâmetros por meio de ensaios e ajuste de curva. Contudo, devido à indisponibilidade de um exemplar de bateria com capacidade nominal adequada para a realização dos ensaios necessários, optou-se por empregar um dos modelos validados em [113], cujos parâmetros são apresentados na Tabela 6.1.

Conforme mencionado, a implementação do modelo em DSP tem como parâmetro de entrada a corrente de indutor do conversor ESC, ou seja, a corrente de saída do módulo de potência, ou do banco de baterias. Considera-se portanto que a corrente do banco de baterias será imposta pelo conversor de interface, de modo que a tensão terminal de uma célula do banco de baterias pode ser então definida como:

Tabela 6.1: Parâmetros do modelo de uma bateria estacionária de 500Ah (10h).

Parâmetros relativos à capacidade da bateria	$I^* = 49 \text{ A}$	$C_0^* = 261,9 \text{ Ah}$
	$K_c = 1,18$	$\theta_f = -40 \text{ }^\circ\text{C}$
	$\varepsilon = 1,29$	$\delta = 1,40$
Parâmetros relativos ao ramo principal	$\tau_1 = 5000 \text{ s}$	$E_{m0} = 2,135 \text{ V}$
	$K_E = 0,580 \times 10^{-3} \text{ V/}^\circ\text{C}$	
	$R_{00} = 2,0 \text{ m}\Omega$	$R_{10} = 0,7 \text{ m}\Omega$
	$A_0 = -0,30$	$R_{20} = 15 \text{ m}\Omega$
	$A_{21} = -8,0$	$A_{22} = -8,45$
Parâmetros relativos ao ramo parasita	$E_P = 1,95 \text{ V}$	$V_{P0} = 0,1 \text{ V}$
	$G_{P0} = 2 \text{ ps}$	$A_P = 2,0$
Parâmetros relativos ao circuito térmico	$C_\theta = 15 \text{ Wh/}^\circ\text{C}$	$R_\theta = 0,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$

$$V_{bat} = E_m + I_m R_2 + I_1 R_1 + I_{bat} R_0 \quad (6.16)$$

Sendo que a tensão terminal total do banco de baterias pode ser definida como

$$V_{Bat} = n_{cell} V_{bat} \quad (6.17)$$

onde, n_{cell} é o número de células considerado, sendo que cada bateria de 12 V possui 6 células. Com isso, o modelo de bateria implementado no DSP se vale de duas componentes: a primeira é uma estrutura composta por todos os parâmetros utilizados no modelo descrito acima, incluindo as tensões terminais e o número de células do banco de baterias, a qual é declarada como um tipo de variável, de forma a se permitir a inclusão de diferentes baterias no programa. A segunda é uma rotina, cujas entradas são a corrente do banco de baterias e a lista de parâmetros da primeira estrutura, que executa as expressões (6.1) a (6.17), em domínio discreto, e atualiza os parâmetros da primeira estrutura. Uma vez que a dinâmica da bateria é muito mais lenta do que a dinâmica do conversor de interface, a qual determina a taxa de amostragem do DSP, a rotina que executa o modelo

de Ceraolo, é chamada por uma interrupção a cada 10 ms, o que ainda é uma taxa elevada em comparação com a constante de tempo da bateria, mas reduz o esforço computacional exigido do processador. Para compatibilizar o banco de baterias com os níveis de tensão e corrente do módulo de potência, de forma a reduzir as diferenças entre a dinâmica do sistema emulado e um sistema com baterias reais, considerou-se um banco com 84 células, equivalente a uma *string* de 14 baterias, cuja tensão terminal varia entre 151 V a 189 V, significando um erro de 10% a 12,5% em relação à tensão de saída do módulo. Além disso, fez-se $I_{bat} = 12,5 I_L$, de modo a reduzir a capacidade percebida do banco de 500 Ah para 40 Ah e assim adequá-la aos limites de corrente do módulo de potência. A Figura 6.9 ilustra o modelo em tempo real implementado.

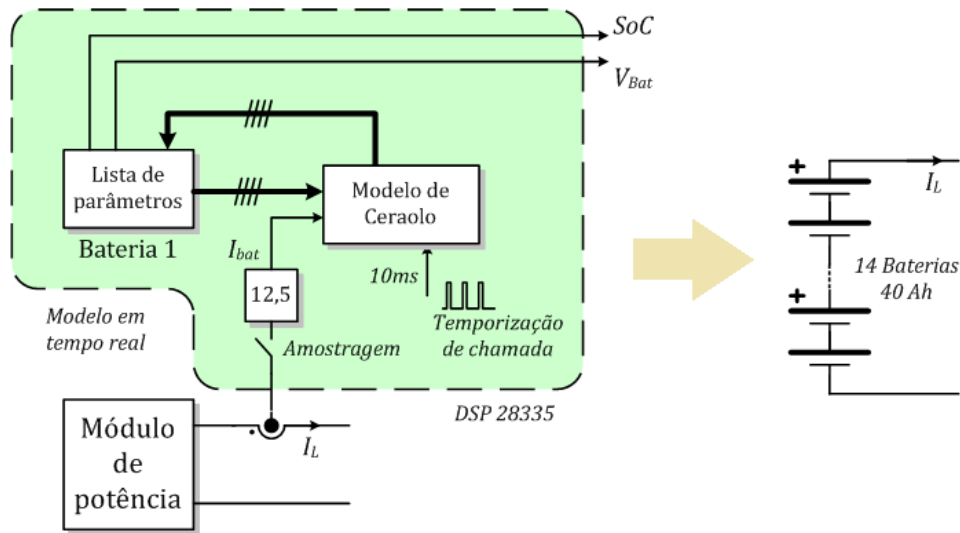


Figura 6.9: Diagrama do modelo de bateria em tempo real

6.3 Diagrama de controle do conversor ESC

O sistema de controle do conversor ESC deve atender os requisitos de comportamento estabelecidos pela sinalização de barramento do nível primário de controle da nanorrede, de modo que a definição do fluxo de potência entre uma unidade de armazenamento e o barramento principal da nanorrede dependerá do nível de tensão apresentado pelo barramento. Do ponto de vista da nanorrede, o uso de uma malha de controle de tensão com

droop é desejável, pois permitiria o paralelismo de múltiplas fontes respeitando o projeto de sinalização. Entretanto, para que este tipo de controle também atenda especificações relativas ao processo de carga do banco de baterias, como limitação da corrente máxima de carga e tensão terminal do banco, a resistência de *droop* deve ser constantemente modificada. Uma solução para esta questão foi apresentada em [110], onde duas malhas distintas de controle de tensão são empregadas: uma para regular o fluxo de potência entre a unidade de armazenamento e o barramento da microrrede, denominada neste trabalho de Controlador de droop de tensão, e outra para controlar o carregamento do banco de baterias, denominada Controlador de Carga. A Figura 6.10 apresenta o diagrama de controle do conversor ESC e a relação entre as duas malhas de controle.

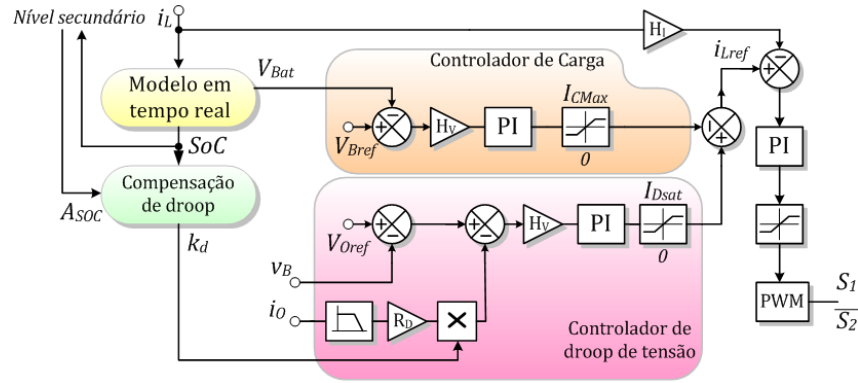


Figura 6.10: Diagrama de controle do conversor ESC

O Controlador de droop de tensão procura regular a tensão do barramento c.c. da nanorrede (v_B) para um nível definido em (6.18), onde V_{Oref} é a tensão a vazio do barramento c.c., R_D é a resistência de *droop*, i_O é a corrente de saída do conversor e k_d é um fator de compensação utilizado para equalização de estado de carga entre unidades. O valor de compensação do desvio de tensão do barramento c.c., discutido no Capítulo 3 e promovido pelo nível secundário de controle foi omitido nesta análise. Como a tensão do barramento depende das características dos elementos a ele interligados, como fontes e cargas, este controlador determina a direção do fluxo da corrente de saída i_O . O Controlador de Carga objetiva regular a tensão terminal do banco de baterias em V_{Bref} , o qual representa um nível de tensão de carga desejado, como, por exemplo, a tensão de

equalização ou de flutuação de um banco de baterias de chumbo-ácido. A referência de corrente para a malha interna de controle é definida como (6.19), ou seja, a diferença entre as saídas do Controlador de droop de tensão (i_{droop}) e do Controlador de Carga (i_{charge}).

$$v_B = V_{Oref} - R_D \cdot k_d \cdot i_O \quad (6.18)$$

$$i_{Lref} = i_{droop} - i_{charge} \quad (6.19)$$

Observa-se que ambas malhas de controle de tensão competem pelo controle da corrente do indutor do conversor ESC, portanto, a faixa de influência de cada malha deve ser limitada, de modo a se prover um comportamento previsível para esta estratégia de controle. Isto é realizado por meio dos limites de saturação dos controladores PI empregados em cada malha, os quais limitam i_{droop} e i_{charge} entre zero e um valor máximo. Como é demonstrado na Figura 6.10, o valor máximo de i_{charge} é I_{CMax} , que representa a máxima corrente de carga para o banco de baterias, definida em 3A para este projeto. A corrente i_{droop} é limitada em I_{Dsat} , a qual define a máxima corrente de descarga do banco de baterias, sendo que

$$I_{Dsat} = I_{CMax} + I_{descarga} \quad (6.20)$$

onde, $I_{descarga}$ é de fato a máxima corrente de descarga permitida. Com isso, quando a nanorrede demanda potência da unidade de armazenamento, o Controlador de droop de tensão pode subjugar o Controlador de Carga e assumir o controle da corrente de indutor e quando houver um excesso de potência na nanorrede, o Controlador de Carga pode assumir o controle e limitar a corrente de carga das baterias. Conforme o projeto de sinalização de barramento original, apresentado no Capítulo 3, o modo tensão do conversor ESC ocorrerá nos setores III e IV, ou seja, quando a tensão do barramento principal for inferior a 311 V. Nos setores I e II ($V_B > 311$), o conversor drenará da nanorrede a máxima corrente possível, indicando que nestes instantes a malha do Controlador de Carga dominará o controle do conversor. Como o processo de carga das baterias é significativamente mais lento do que a dinâmica do conversor e da nanorrede, i_{charge} se manterá saturada durante um longo período de tempo, de forma que o conversor se comportará nos setores I e II,

basicamente como uma carga de potência constante. À medida que o banco de baterias se carrega, no entanto, a tensão do banco se aproxima de V_{Bref} e i_{charge} irá se reduzir gradualmente até zero, quando o banco estiver 100% carregado. Nota-se assim que o Controlador de Carga executará um método de carregamento Corrente constante - Tensão constante. Nos demais setores, a dinâmica do conversor será definida pela malha do Controlador de droop de tensão.

6.3.1 Equalização de estado de carga

Para se poder realizar a equalização do estado de carga entre unidades de armazenamento, a potência que cada unidade absorve ou fornece à nanorrede deve ser ponderada em função de seu estado de carga. Por exemplo, a unidade com maior SOC deve fornecer mais potência e absorver menos potência da nanorrede do que as demais unidades do sistema de armazenamento. Na literatura, uma solução muito abordada para se promover a equalização entre unidades de armazenamento é se modificar o valor da resistência de *droop* associada ao controle de tensão de cada conversor de interface em função do estado de carga do banco de baterias. Em [104, 111] a resistência de *droop* do conversor da unidade de armazenamento é ajustada de acordo com o SOC da unidade e do fluxo de potência, de modo que $R_D \propto 1/SOC^n$ é utilizado durante a descarga do banco e $R_D \propto SOC^n$ é utilizado no processo de carga, sendo que n é um fator de convergência. Quanto maior o valor de n , mais rápido o desequilíbrio de estados de carga é reduzido. No entanto, o desvio de tensão do barramento é severamente afetado, o que interfere na operação da sinalização de barramento, uma vez que o desvio de tensão é utilizado no gerenciamento de energia da nanorrede. Em [115], uma lógica Fuzzy foi utilizada para estabelecer a relação entre a resistência de *droop* e o estado de carga da unidade. Obteve-se bons resultados em termos de equalização dos estados de carga e níveis de desvio de tensão, no entanto, uma desvantagem é a complexidade do projeto do controlador. O uso de níveis hierárquicos de controle para administrar o desequilíbrio de carga entre unidades, além de outras funções da nanorrede, foi explorado em [105, 116]. Múltiplos objetivos

podem ser alcançados desta maneira, mas a dependência da rede de comunicações pode produzir um único ponto de falha ao sistema.

A associação de algoritmos de equalização de estado de carga e uma estratégia de gerenciamento de energia em nível primário baseada em sinalização de barramento ainda não foi descrita na literatura, sendo que a maioria dos métodos de compensação revisados reduz o desvio de tensão do barramento c.c. para alcançar o objetivo de equalização, o que restringe a sua direta aplicação à nanorrede. O uso de níveis hierárquicos de controle superiores para promover o equilíbrio entre estados de carga é interessante, no entanto, o algoritmo deve ser robusto o suficiente para não comprometer o funcionamento do conversor ESC e da unidade de armazenamento em função de uma falha de comunicação. O método de equalização proposto neste trabalho de tese busca preencher esta lacuna, com a apresentação de uma técnica de compensação que altere a resistência de *droop* em função do nível do desequilíbrio entre estados de carga, e não do estado de carga em si, de modo que a interferência na operação da sinalização de barramento seja minimizada e eliminada ao longo do tempo.

Esta compensação pode ser realizada de forma distribuída pela modificação da resistência de *droop* do Controlador de droop de tensão, por meio do fator de compensação k_d . Obviamente, esta compensação irá reduzir a resistência de *droop* equivalente do sistema de armazenamento, o que interferirá com a operação do sistema e sinalização de barramento, uma vez que isso afetará o desvio de tensão do barramento c.c.. Por este motivo, é desejável que as modificações feitas nas resistências de *droop* ocorram apenas quando necessárias. Porém, isto não pode ser realizado unicamente com informações locais às unidades de armazenamento, uma vez que cada unidade deve conhecer o estado de carga das demais, afim de decidir se a compensação da resistência de *droop* é ou não necessária. Neste trabalho, a troca de informações entre unidades utiliza a estrutura de controle hierárquico da nanorrede, sendo que o nível secundário reúne informações sobre o estado de carga de cada unidade de armazenamento e computa o estado de carga médio do sistema de armazenamento (A_{SOC}), por meio de uma média aritmética. Cada unidade estima seu próprio estado de carga, por meio de (6.21), onde j é um identificador da unidade,

SOC_j^0 é o estado de carga inicial da unidade e C_{Bat} é a capacidade nominal do banco, repassando-o ao nível secundário por uma rede de comunicação de baixa velocidade. O valor do estado de carga médio é enviado de volta às unidades, as quais definem o valor do fator de compensação k_d de acordo com (6.22), onde $p \geq 0$ é um fator utilizado para convergência. Em caso de falha de comunicação, a compensação de *droop* é desabilitada, mas a operação do sistema de armazenamento é mantida.

$$SOC_j = SOC_j^0 - \frac{1}{C_{Bat}} \int i_{Lj} dt \quad (6.21)$$

$$k_{dj} = \begin{cases} \exp[-p \cdot (SOC_j - A_{SOC})], & \text{se } i_O > 0 \\ \exp[p \cdot (SOC_j - A_{SOC})], & \text{se } i_O < 0 \end{cases} \quad (6.22)$$

Ao se analisar o sistema de compensação descrito em (6.22) com mais detalhe, nota-se que o algoritmo irá exibir um comportamento durante o processo de descarga ($i_O > 0$) e outro durante a carga das baterias ($i_O < 0$). No primeiro caso, se uma determinada unidade possui um SOC instantâneo superior à média do sistema de armazenamento ($SOC_j - A_{SOC} > 0$), isto levará a $k_{dj} < 1$, ou seja, a resistência de *droop* daquela unidade será reduzida, fazendo com que ela forneça mais potência à nanorede do que ocorreria sem a influencia da compensação. Agora, se $SOC_j - A_{SOC} < 0$, o fator de compensação será maior do que 1, elevando a resistência de *droop* e reduzindo a potência entregue pela unidade. Durante o processo de carga, o comportamento observado será exatamente o oposto. Consequentemente este algoritmo tende a gradualmente equalizar o estado de carga entre as unidades do sistema de armazenamento tanto em modo de carga ou descarga. É importante salientar que o algoritmo apenas atuará caso haja um desequilíbrio de estados de carga, uma vez que a equalização ocorra, todos k_{dj} tenderão a 1, restaurando o valor original das resistências de *droop* e a operação da sinalização de barramento. Optou-se pelo uso de uma função exponencial para descrever a relação entre k_{dj} e SOC_j , pois ela força uma maior diferença entre os valores das resistências de *droop* dos conversores, para um determinado desequilíbrio de SOC, do que funções lineares ou polinomiais de baixa ordem, o que leva a uma equalização mais veloz. O fator de convergência p é um valor adimensional que regula a velocidade de convergência do

método. O efeito do diagrama de controle, incluindo o algoritmo de equalização de estado de carga, sobre o comportamento estático do conversor ESC é ilustrado na Figura 6.11, onde se nota que para $p \neq 0$ o sistema irá descascar os valores de resistência de *droop* dos conversores ESC de modo que, para um sistema de duas unidades, $i_{O1} > i_{O2}$ sempre que $SOC_1 > SOC_2$ independentemente do fluxo de potência. É conveniente mencionar que I_{CMax}^* e $I_{descarga}^*$ são os valores de saturação das malhas de controle de tensão refletidos para a saída do conversor ESC e que no modo carga, o conversor opera como uma carga de potência constante, o que produz a inclinação na curva DBS notada nos setores I, II e III.

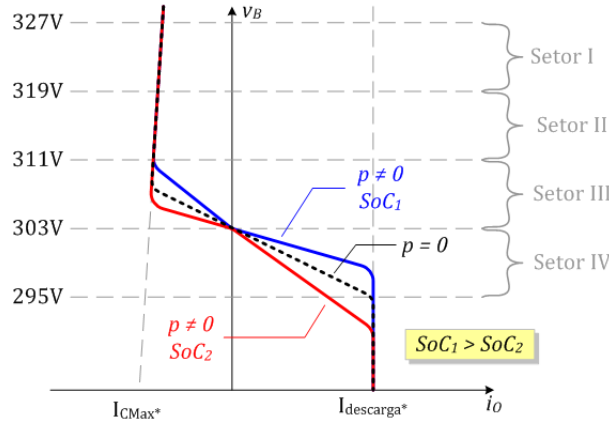


Figura 6.11: Efeito do diagrama de controle proposto sobre a curva DBS do conversor ESC.

A influência do método de compensação de *droop* sobre o desempenho do sistema de armazenamento e da nanorrede como um todo depende principalmente do nível de desequilíbrio do estado de carga e da configuração da mesma. Neste capítulo se considerou a possibilidade de se operar em modo conectado, com a presença do conversor BGIC, e em modo ilhado, onde apenas o sistema de armazenamento regula a tensão do barramento c.c.. Assumindo que todos os conversores ESC do sistema de armazenamento, em modo tensão, possuam uma tensão a vazio de $V_{Oref,esc} = 303$ V, pode-se descrever a tensão do barramento c.c. em modo conectado como (6.23) e em modo ilhado como (6.24).

$$V_B = \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{Dbgic}} + \frac{1}{R_{Dess}} \right)^{-1} \left(\frac{V_{Oref,bgic}}{R_{Dbgic}} + \frac{V_{Oref,esc}}{R_{Dess}} \right) \quad (6.23)$$

$$V_B = V_{Oref,esc} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{Dess}} \quad (6.24)$$

Sendo que R_L é a carga da nanorrede, R_{Dbgic} e $V_{Oref,bgic}$ são a resistência de *droop* e o valor de referência de tensão a vazio do conversor BGIC, respectivamente, e

$$R_{Dess} = \left(\sum_{j=1}^n \frac{1}{R_{Dj} \cdot k_{dj}} \right)^{-1} \quad (6.25)$$

é a resistência equivalente do sistema de armazenamento. As correntes de saída dos conversores ESC podem ser expressas como

$$I_{Oj} = \frac{V_{Oref,esc} - V_B}{R_{Dj} \cdot k_{dj}} \quad (6.26)$$

Um desequilíbrio de estado de cargas ($\Delta SOC \geq 0$) entre unidades irá produzir uma diferença entre as correntes de saída dos conversores ESC ($\Delta I \geq 0$) e consequentemente afetará a resistência equivalente do sistema e a tensão do barramento c.c. da nanorrede. Assumindo, com o intuito de simplificar a análise, um sistema de armazenamento composto por duas unidades de armazenamento, cujas resistências de *droop* são $R_{D1} = R_{D2} = R_{Dess}$, e combinando (6.23), (6.24), (6.25) e (6.26), pode-se descrever o desequilíbrio de corrente entre duas unidades como (6.27) para o modo conectado e (6.28) para o modo ilhado.

$$\Delta I = \frac{2[V_{Oref,esc}(R_L + R_{Dbgic}) - R_L V_{Oref,bgic}] \sinh\left(p \frac{\Delta SOC}{2}\right)}{R_L R_{Dess} + R_{Dess} R_{Dbgic} + 2R_L R_{Dbgic} \cosh\left(p \frac{\Delta SOC}{2}\right)} \quad (6.27)$$

$$\Delta I = V_{Oref,esc} \left[\frac{1}{R_L} - \frac{2 \exp\left(\frac{p \Delta SOC}{2}\right) + \frac{R_{Dess}}{R_L}}{R_{Dess} + 2R_L \cosh\left(\frac{p \Delta SOC}{2}\right)} \right] \quad (6.28)$$

A evolução do desequilíbrio de estado de carga pode ser descrita como

$$\Delta SOC = \Delta SOC^0 - \frac{V_B}{V_{Bat} \cdot C_{Bat}} \int \Delta I \cdot dt \quad (6.29)$$

Como, pela ação do algoritmo de compensação, ΔI sempre será positiva, a expressão (6.29) indica que ΔSOC irá gradualmente convergir para zero. O comportamento do sistema de armazenamento, frente a um $\Delta SOC^0 = 40\%$ e diferentes valores de p é apresentado na Figura 6.12, para o modo conectado e o modo ilhado, sendo que no primeiro caso se utilizou uma resistência de carga $R_L = 250\Omega$, posicionando a nanorrede no setor III da curva de sinalização de barramento, e no modo ilhado, $R_L = 90\Omega$, posicionando a

nanorrede no setor IV. Para os demais parâmetros dos conversores assumiu-se os valores descritos na Tabela 3.3.

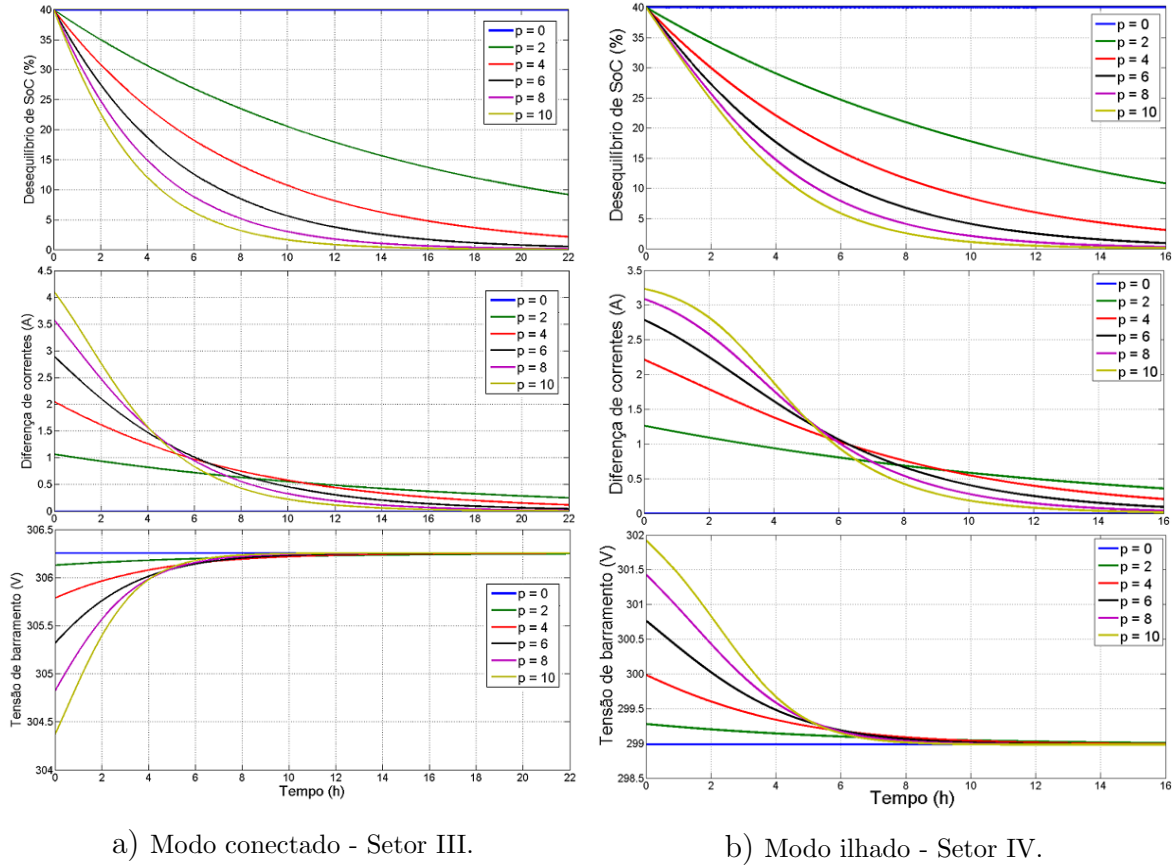


Figura 6.12: Comportamento do sistema de armazenamento com compensação de SOC.

Nota-se que em ambas situações, um aumento em p leva a uma redução mais rápida de ΔSOC , no entanto, também eleva o valor inicial de ΔI e o erro de tensão em relação ao valor original estabelecido pela sinalização de barramento ($p = 0$). Contudo, à medida que o estado de carga se equaliza, o desequilíbrio de corrente tende a diminuir, o que reduz também o erro de tensão.

A resistência equivalente do sistema de armazenamento, para um sistema com duas unidades idênticas, pode ser expressa como:

$$R_{Dess} = \frac{R_{Desc}}{2 \cosh\left(\frac{p \Delta SOC}{2}\right)}. \quad (6.30)$$

Substituindo (6.30) em (6.23) e (6.24), pode-se quantificar o erro de tensão no bar-

ramento c.c. provocado pelo algoritmo de equalização de estado de carga proposto. A Figura 6.13 apresenta as curvas de erro de tensão calculadas para diferentes desequilíbrios de SOC e fatores de convergência, considerando uma carga no barramento da nanorrede de 90Ω . Consta-se portanto que, a influência do algoritmo sobre a tensão do barramento c.c. aumenta com o aumento do desequilíbrio de SOC e com o fator de convergência. Para os valores avaliados, o máximo erro de tensão foi de 1,25% (3,7 V).

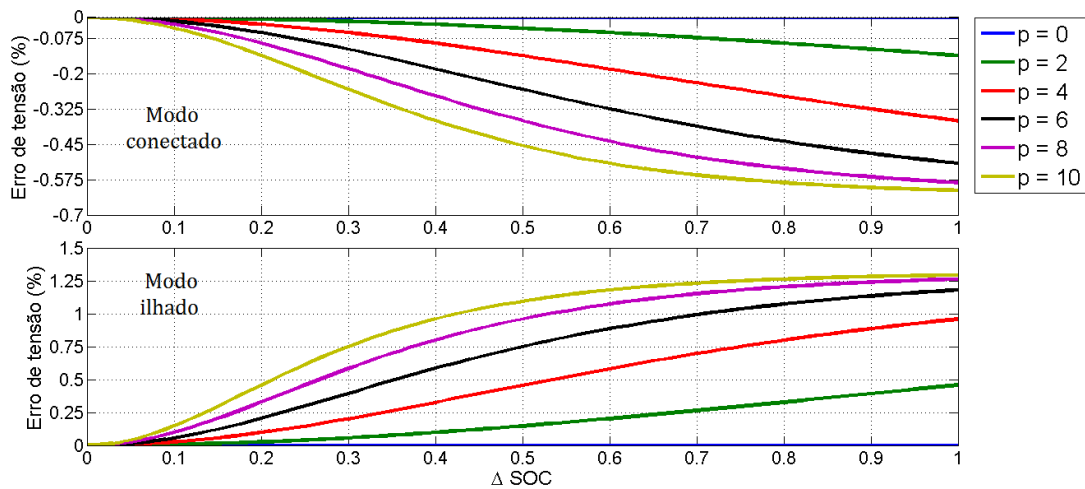


Figura 6.13: Erro de tensão no barramento c.c.. $RL = 90 \Omega$.

Conclui-se que um compromisso entre velocidade de equalização, diferença inicial de corrente e erro de tensão deve ser estabelecido para cada projeto para se realizar a seleção adequada do fator de convergência. Outro parâmetro que pode ser considerado durante a seleção do fator de convergência é a saturação dos conversores, uma vez que, se durante a operação de compensação um dos conversores entrar em saturação de corrente ele deixará de operar no modo tensão e passará a operar no modo corrente, sendo que a regulação da tensão do barramento será realizada pelo conversor de maior resistência, o que afetaria significativamente o erro de tensão. No modo carga, o qual apenas ocorre quando o conversor BGIC se encontra conectado, este é capaz de regular a tensão de barramento, logo a saturação de um dos conversores não é tão crítica. Já no modo descarga, a saturação pode levar a uma redução muito forte da tensão de barramento além dos limites da janela de tensão da sinalização do barramento, de forma que no modo descarga a saturação dos conversores se torna mais preocupante.

6.3.1.1 Efeito de diferenças entre as unidades de armazenamento

É importante mencionar que, mesmo em caso de haverem diferenças entre as estruturas das unidades de armazenamento, o algoritmo de compensação ainda procurará minimizar o desequilíbrio de estado de carga. No entanto, caso as unidades não apresentem parâmetros idênticos não se conseguirá obter $\Delta SOC = 0$ e $\Delta I = 0$ simultaneamente. Considerando um exemplo onde um sistema de armazenamento é composto por duas unidades de capacidades (C_{Bat}) idênticas, mas com resistências de *droop* distintas ($R_{D1} \neq R_{D2}$), o desequilíbrio de corrente, em modo ilhado, será

$$\Delta I = \frac{-V_{Oref,esc} \cdot [R_{D1} - R_{D2} \exp(p\Delta SOC)]}{\left[1 + \frac{R_{D2} \exp(p\Delta SOC)}{R_{D1}} + \frac{R_{D2}}{R_L \exp(p\frac{\Delta SOC}{2})}\right] R_L R_{D1}} \quad (6.31)$$

Resolvendo (6.31) para $\Delta I = 0$, encontra-se que

$$\Delta SOC|_{\Delta I=0} = \pm p^{-1} \ln \left(\frac{R_{D1}}{R_{D2}} \right), \quad (6.32)$$

sendo que $\Delta SOC|_{\Delta I=0} > 0$ para o modo descarga e $\Delta SOC|_{\Delta I=0} < 0$ para o modo carga. Nota-se que, mesmo havendo a equalização das correntes, haverá uma diferença de estado de carga mínima. Contudo, nota-se que o fator de convergência também age no sentido de reduzir esse valor mínimo, ou seja, quanto maior p menor o efeito das diferenças entre unidades na equalização do estado de carga do sistema de armazenamento.

6.4 Resultados de simulação do comportamento do sistema de armazenamento

Nesta seção o comportamento do sistema de armazenamento sob o efeito do diagrama de controle proposto na seção anterior será avaliado por meio de simulações computacionais. Na maioria das simulações considerou-se os valores descritos na Tabela 6.2.

Assumiu-se um fator de convergência $p = 6$, uma vez que para a carga inicial considerada nas análises, segundo a Figura 6.12, este é o maior valor que ainda permite a operação em processo de descarga sem saturação dos conversores ESC ($\Delta I < 3,39A$).

Tabela 6.2: Parâmetros de simulação da nanorrede.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
R_{Desc}	2,36 Ω	H_v	0,01
R_{Dbgic}	1,212 Ω	H_i	0,1
R_L	90 Ω	k_{pv}	1,5
$V_{Oref,bgic}$	311 V	k_{iv}	510
$V_{Oref,esc}$	303 V	k_{pi}	1,5
f_{pwm}	17 kHz	k_{ii}	850
I_{CMax}	3 A	I_{CMax}^*	1,93
$I_{descarga}$	6 A	$I_{descarga}^*$	3,39 A

* parâmetros refletidos para o barramento c.c. da nanorrede

6.4.1 Variação de carga para um sistema com duas unidades idênticas

Esta primeira simulação avalia o comportamento da nanorrede considerando um sistema de armazenamento composto por duas unidades idênticas durante variações na carga da nanorrede em modo conectado e modo ilhado. As condições iniciais de estado de carga são $SOC_2 = 90\%$ e $SOC_1 = 50\%$, produzindo um $\Delta SOC = 40\%$. A Figura 6.14 apresenta os resultados de simulação da nanorrede. As condições de operação descritas são: A) Modo ilhado com $R_L = 90\Omega$; B) Modo ilhado com $R_L = 50\Omega$; C) Modo conectado com $R_L = 50\Omega$; D) Modo conectado com $R_L = 250\Omega$. A simulação é escalonada de modo que $1\text{ s} = 5\text{ h}$.

A Figura 6.14 exibe o valor instantâneo de ΔSOC ao final de cada intervalo de tempo, mostrando que o algoritmo de compensação irá promover a equalização do estado de carga ao longo da operação da nanorrede. Nota-se, em modo ilhado, que a tensão do barramento principal da nanorrede varia de acordo com o nível de desequilíbrio entre os estados de carga. Nesta condição as unidades de armazenamento são responsáveis pela regulação do

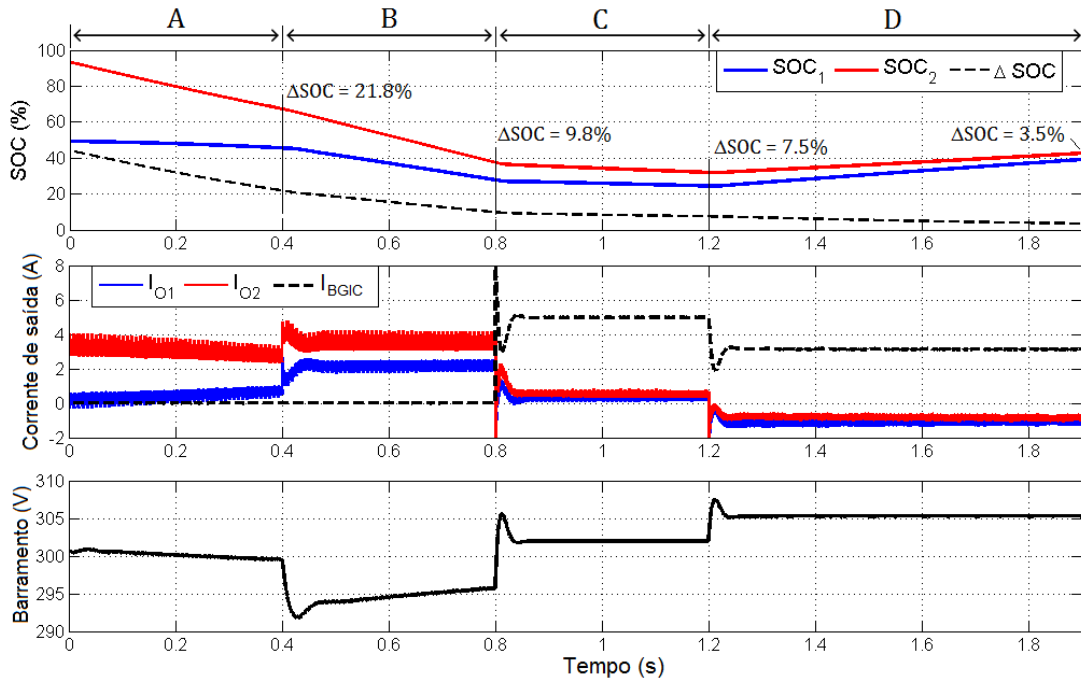


Figura 6.14: Resultado de simulação para variação de carga de uma nanorrede com duas unidades de armazenamento idênticas.

barramento e, devido ao algoritmo de equalização, que modifica a resistência de *droop* equivalente do sistema de armazenamento, há uma interferência na tensão de equilíbrio do método de sinalização de barramento utilizado no gerenciamento de energia em nível primário de controle. Entretanto, observa-se que essa interferência não é suficiente para comprometer o gerenciamento de energia desempenhado pela nanorrede. Na situação B, com o aumento da carga da nanorrede, o conversor 2 é levado à saturação. Isto provoca uma redução da diferença de corrente ΔI , sem uma diminuição equivalente no desequilíbrio de estado de carga. Como resultado, há um afundamento na tensão de barramento, a qual cai abaixo de 295 V, excedendo a janela de variação estabelecida nas curvas de sinalização. À medida que há a equalização do estado de carga, a tensão de barramento retorna para o interior da janela de sinalização, tendo ficado abaixo dela por 0,2 s (1 h), e atingido um pico mínimo de 292 V, ou seja uma variação de aproximadamente 1% em relação ao limite da janela. Em modo conectado, nota-se que o conversor BGIC assume praticamente toda carga da nanorrede, reduzindo as correntes de saída dos conversor ESC a aproximadamente zero. Com isso, o algoritmo de compensação pouco influencia

na tensão do barramento c.c., mesmo assim ele busca a equalização do estado de carga, reduzindo ΔSOC de 9,8% no início do modo conectado para 7,5%. Com a redução da carga, na situação D, os conversores ESC passam a absorver corrente da nanorrede, nota-se uma elevação do estado de carga de ambas unidades e uma redução mais acentuada do desequilíbrio.

6.4.2 Variação de carga para um sistema com duas unidades não-idênticas

Nesta simulação, o comportamento do algoritmo de compensação para duas unidades de armazenamento não-idênticas será analisado. O conversor ESC 1 apresenta uma resistência $R_{D1} = 3,36\Omega$, enquanto o conversor ESC 2 apresenta uma resistência de $R_{D2} = 2,36\Omega$. Ambas unidades apresentam um nível de estado de carga inicial de 65%, uma vez que a intenção é avaliar a influência da diferença entre os *droops* no comportamento da nanorrede. As condições de operação e carga ao longo da simulação são iguais às utilizadas na seção 6.4.1. Os resultados são apresentados na Figura 6.15.

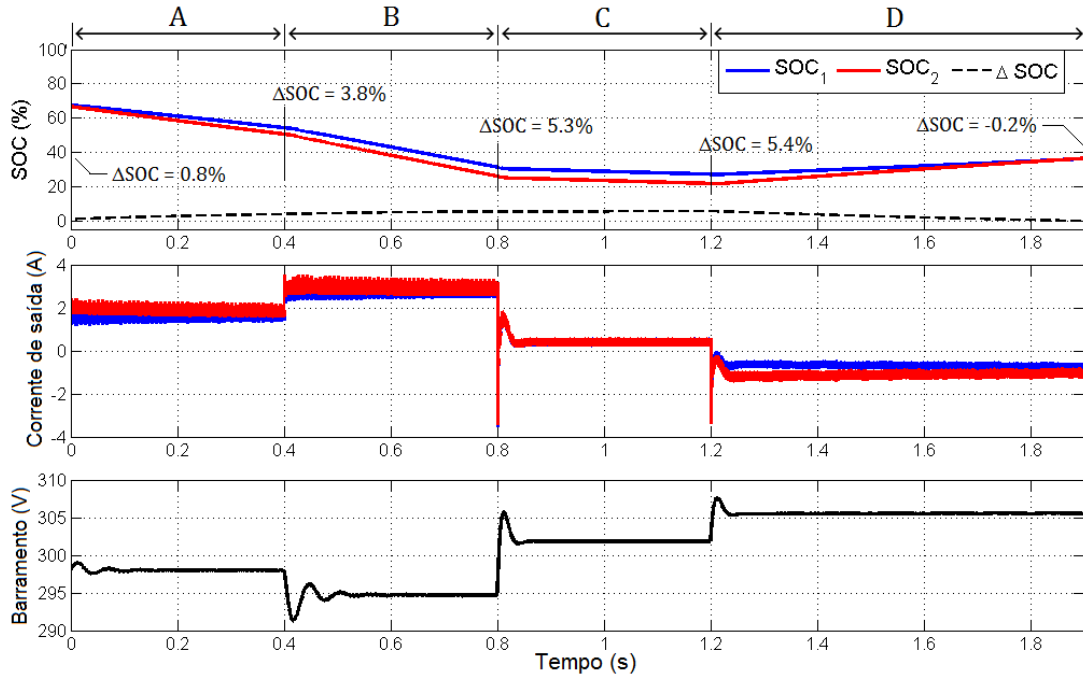


Figura 6.15: Resultados de simulação para uma nanorrede com duas unidades de armazenamento não idênticas.

Nota-se que $\Delta SOC = 0$ não é uma situação estável, devido ao descasamento das resistências de *droop*. Ao longo da operação da nanorrede, os estados de carga das unidades irão divergir, no entanto, em modo ilhado, a diferença se estabiliza em aproximadamente 5,4%. Segundo (6.32), esse valor deveria ser, para as condições simuladas, 5,7%, ou seja, o valor obtido em simulação está em acordo com o que foi teorizado anteriormente. Em modo conectado, observa-se também que o valor do desequilíbrio de *SOC* se reduz se torna negativo ao fim da simulação. Conforme discutido anteriormente durante o processo de carga ΔSOC encontrará um novo equilíbrio em aproximadamente -5,7%, desta forma, essa mudança de comportamento é esperada.

6.4.3 Variação de carga para um sistema com três unidades idênticas

Essa simulação irá avaliar o comportamento da nanorrede com um maior número de unidades de armazenamento. Neste caso, o nível secundário de controle deve considerar dados das três unidades no cálculo do valor médio do estado de carga do sistema de armazenamento. As condições de carga são iguais às consideradas nas simulações anteriores e os estados de carga iniciais são $SOC_1 = 95\%$, $SOC_2 = 60\%$ e $SOC_3 = 40\%$. os resultados de simulação são apresentados na Figura 6.16

Observa-se que ao longo da operação da nanorrede o estado de carga das três unidades tendem a convergir para o valor médio do sistema de armazenamento, de modo que a o máximo desequilíbrio (diferença entre o maior estado de carga e o menor) decai gradualmente. A velocidade de equalização é menor do que a observada para apenas duas unidades, o que pode ser explicado pela redução relativa da potência de saída de cada unidade, uma vez que com uma unidade a mais, as outras duas são menos exigidas para um mesmo regime de carga. Mesmo assim, como o algoritmo de compensação é distribuído, a análise realizada para um sistema com duas unidades pode ser extrapolada para descrever o comportamento de um sistema com mais unidades de armazenamento, de modo que a técnica pode ser empregada em sistemas com um grande número de unidades.

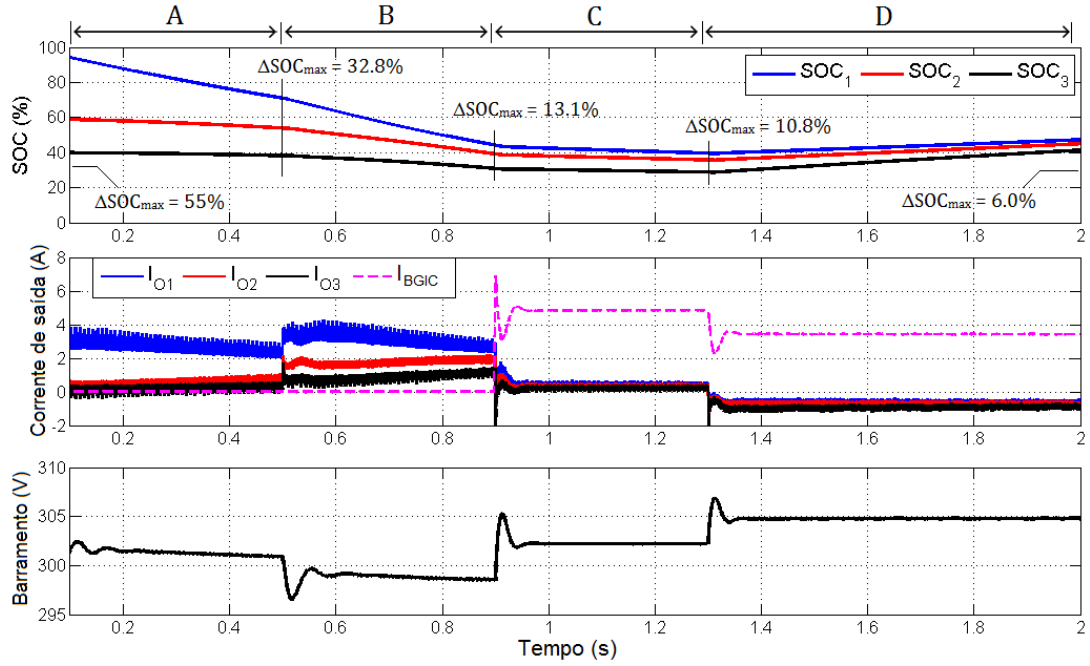


Figura 6.16: Resultados de simulação para uma nanorrede com três unidades de armazenamento idênticas.

6.4.4 Processo de carregamento

Esta simulação avalia o comportamento da nanorrede durante a carga das unidades de armazenamento, enquanto uma delas atinge uma condição de fim de carga, ou seja, $SOC \approx 100\%$. Duas unidades idênticas são utilizadas nesta simulação. Inicialmente a nanorrede opera em modo ilhado, com $R_L = 250\Omega$. Em $t = 0,2$ s, ela entra em modo conectado e o carregamento dos bancos de bateria se inicia. Neste instante, $SOC_1 = 90\%$ e $SOC_2 = 50\%$. Os resultados de simulação são apresentados na Figura 6.17

Devido ao algoritmo de compensação, o conversor 2 recebe mais potência do que o conversor 1. Nota-se que no início do processo de carga, o conversor 2 se encontra saturado, por ação da malha do Controlador de Carga, significando que a máxima corrente de carga do banco de baterias da unidade 2 é alcançada. À medida que a diferença entre os estados de carga diminui, a corrente de carga do conversor 2 é reduzida também e ambas correntes começam a se mover em direção a um valor médio entre elas. Porém, em aproximadamente $t = 1,3$ s, o conversor 1 atinge a máxima tensão do banco de baterias (V_{Bref}), o que muda

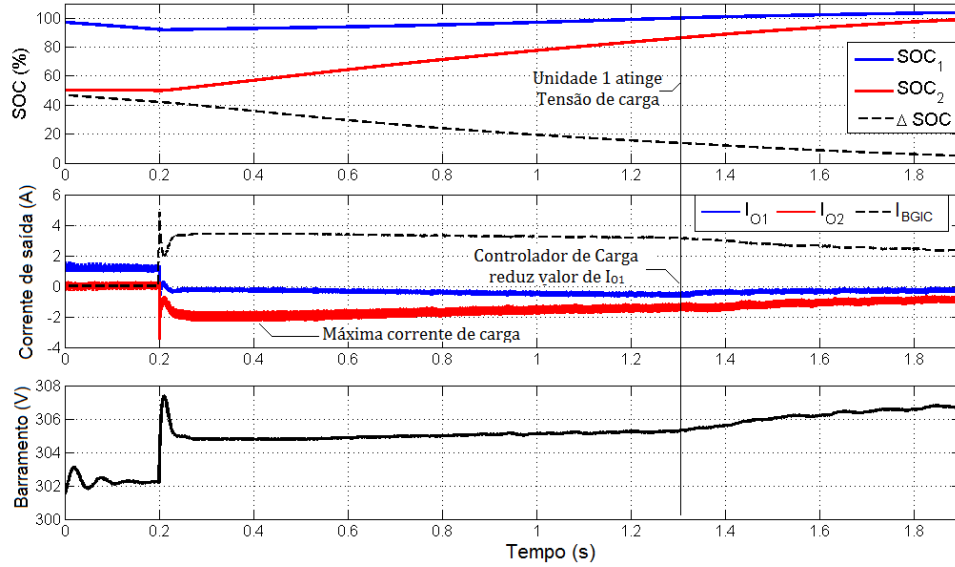


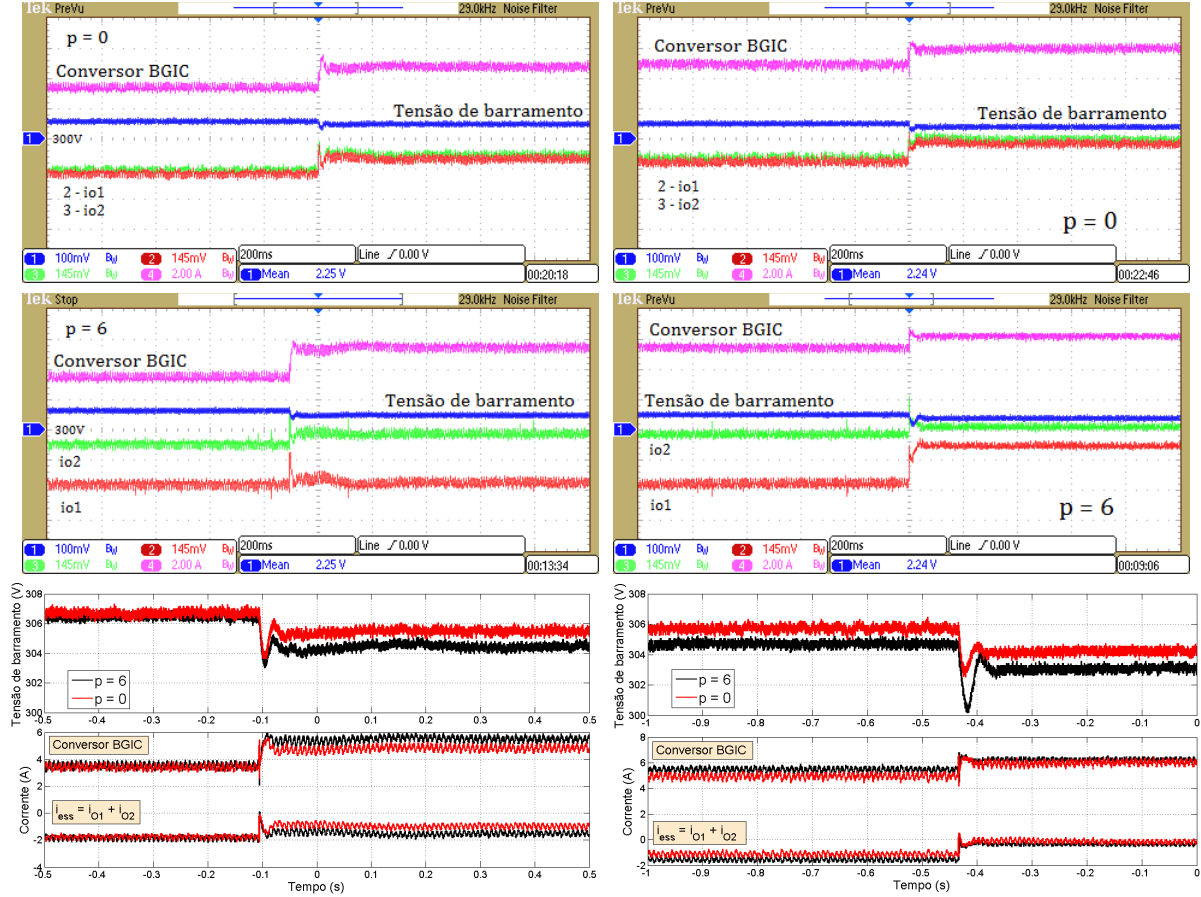
Figura 6.17: Resultado de simulação para o processo de carga das unidades de armazenamento.

o modo de carregamento de Corrente Constante para Tensão Constante e com isso o valor da corrente i_{charge} irá gradualmente decair ao longo do tempo. Eventualmente, a corrente do conversor 1 começa a ser reduzida. Como resultado, a tensão do barramento c.c. tende a se elevar. Outra questão é que quando o banco de baterias se tornar 100% carregado, $i_{charge} = 0$, de forma que a unidade 1 será desconectada naturalmente para o modo carga, apenas estando disponível para processos de descarga. Assim, observa-se que o método de controle proposto também realiza o monitoramento do processo de carga dos bancos de bateria impedindo a sua sobrecarga.

6.5 Resultados experimentais

Nesta seção se avaliará o comportamento do sistema de armazenamento no *setup* experimental da nanorrede. Primeiramente se avaliará o comportamento dinâmico da nanorrede em modo conectado para fatores de convergência $p = 6$ e $p = 0$, o qual representa o funcionamento do sistema sem o algoritmo de equalização de SOC. Os estados de carga iniciais para estes testes serão $SoC_1 = 55\%$ e $SOC_2 = 95\%$ e os parâmetros de controle dos conversores ESC são iguais aos apresentados na Tabela 6.2. A Figura 6.18 apresenta

os resultados experimentais para as condições de variação de carga de 250Ω para 90Ω e de 90Ω para 50Ω .



a)Resposta ao degrau de carga $R_L = 250 \rightarrow 90\Omega$.

b)Resposta ao degrau de carga $R_L = 90 \rightarrow 50\Omega$

Figura 6.18: Resposta ao degrau da nanorrede em modo conectado. Superior - Sem compensação. Intermediário - Com compensação. Inferior - Comparação. Ch1 - 13.7 V/div, Ch2, Ch3 - 1A/Div, Ch4 - 2A/div..

A condição inicial, $R_L = 250\Omega$ representa uma situação de carga leve para a microrrede, por isso a influência do algoritmo de equalização de estado de carga no comportamento do sistema de armazenamento, nesta condição, não é significativa, como pode ser percebido pela Figura 6.18-a), uma vez que a tensão do barramento c.c. e a corrente equivalente do sistema de armazenamento ($i_{ess} = i_{O1} + i_{O2}$) são similares para $p = 0$ e $p = 6$. Nesta primeira condição, o sistema de armazenamento se carrega com uma potência total de 547 W para $p = 0$ e 563 W para $p = 6$, no entanto, quando o algoritmo de equalização

está acionado, esta potência é distribuída de forma desigual entre as unidades, sendo que o conversor 1 absorve 445 W, enquanto o conversor 2 consome 118 W. Na transição para $R_L = 90\Omega$, a tensão do barramento c.c. diminui, forçando o conversor BGIC a injetar mais potência na nanorrede e o sistema de armazenamento a diminuir a sua potência consumida. Nesta situação, quando $p = 0$, o sistema de armazenamento apresentou uma redução na potência absorvida da nanorrede de 248 W, ou seja, passou a consumir 299 W, já o sistema compensado, com $p = 6$, também mostrou uma redução no consumo, mas menos pronunciada, de 102 W, de forma que os conversores ESC absorvem 461 W da nanorrede. Isto é um reflexo da redução da resistência de *droop* equivalente do sistema de armazenamento promovido pelo algoritmo de equalização de estado de carga, o que também afeta a tensão do barramento c.c. em regime permanente, de forma que se nota uma diferença de 0,4 V entre os dois sistemas. Nota-se também pela Figura 6.18-a) que o comportamento dinâmico durante o degrau de carga não é significativamente afetado pelo algoritmo de equalização.

Um aumento na carga da nanorrede para $R_L = 50\Omega$, como mostra a Figura 6.18-b) faz com que o conversor BGIC se aproxime de seu nível de saturação. Com isso, em $p = 0$, a potência consumida pelo sistema de armazenamento é bastante reduzida, uma vez que a saturação de BGIC, segundo as curvas de sinalização de barramento originais, leva a nanorrede a operar no setor IV, onde o sistema de armazenamento atua como fonte de potência e não mais como carga. Assim, o sistema não compensado apresenta uma potência consumida pelos conversores ESC de 10 W, ou seja, a nanorrede se situa próximo do limite entre os setores III e IV. Com a ativação do algoritmo de compensação, a potência consumida pelo sistema de armazenamento se eleva para 89 W, sendo que o conversor 1 reduz sua potência consumida de 421 W para 127 W e o conversor 2, de absorver 40 W, passa a injetar 38 W na nanorrede. A diferença de tensão de barramento entre o sistema compensado e o sistema não compensado é de 1 V. Nota-se que o sistema compensado mostrou um afundamento transitório de tensão (*undershoot*) levemente maior do que o sistema não compensado, uma diferença de aproximadamente 1,5 V entre eles.

6.5.1 Equalização de estado de carga

Nesta seção se avaliará experimentalmente o desempenho do algoritmo de equalização de estado de carga proposto. A amostragem do nível secundário de controle, para o cálculo do estado de carga médio do sistema de armazenamento, foi realizada em intervalos de 160ms. No primeiro experimento, avaliou-se a equalização do estado de carga durante um processo de descarga do sistema de armazenamento, onde se considerou a operação em modo ilhado, carga de $R_L = 90\Omega$ e estados de carga iniciais de $SOC_1 = 55\%$ e $SOC_2 = 95\%$. Os dados foram coletados por meio do programa *Code Composer Studio* utilizado na gravação e *debug* do software de controle implementado no DSP TMS320F28335. Os resultados são apresentados na Figura 6.19.

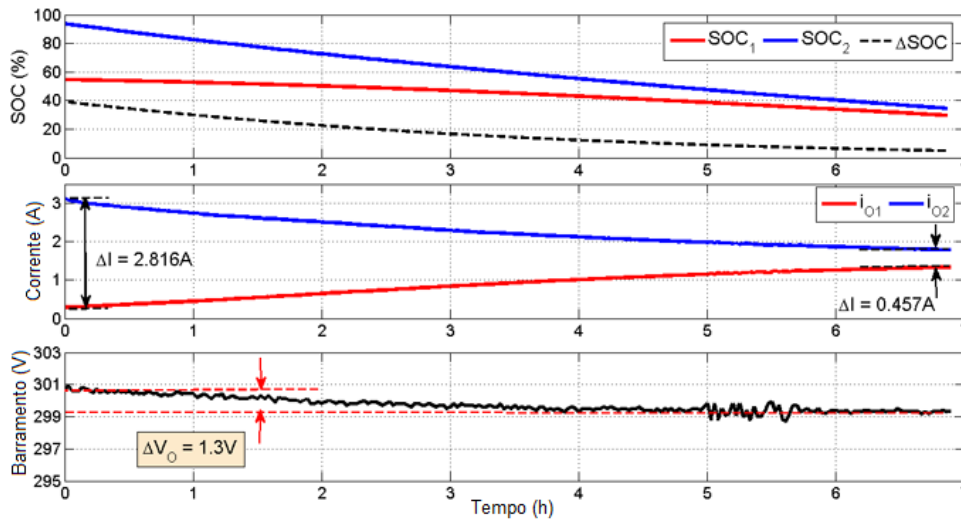


Figura 6.19: Equalização do estado de carga em modo ilhado.

Devido ao desequilíbrio entre os estados de carga, o conversor 2 assume a maior parcela da corrente de carga, injetando 3 A na nanorrede, contra 190 mA injetados pelo conversor 1. O valor inicial da tensão do barramento c.c. é de 300,6 V, 1,6 V (0,5%) acima do valor estabelecido pelo projeto original de sinalização de barramento considerado pela nanorrede. O experimento foi interrompido quando o estado de carga do conversor 1 se tornou inferior a 30%. Nota-se que ao longo da operação da nanorrede houve a redução da diferença entre os estados de carga de 40% para 4,85%, o que também proporcionou uma

redução na diferença de corrente de 2,816 A para 0,457 A e a correção do valor esperado para a tensão de barramento.

O processo de carga dos bancos de bateria é contemplado pelo experimento, cujos resultados são apresentados na Figura 6.20. O sistema opera em modo conectado com carga $R_L = 250\Omega$ e estados de carga iniciais de $SOC_1 = 30\%$ e $SOC_2 = 70\%$.

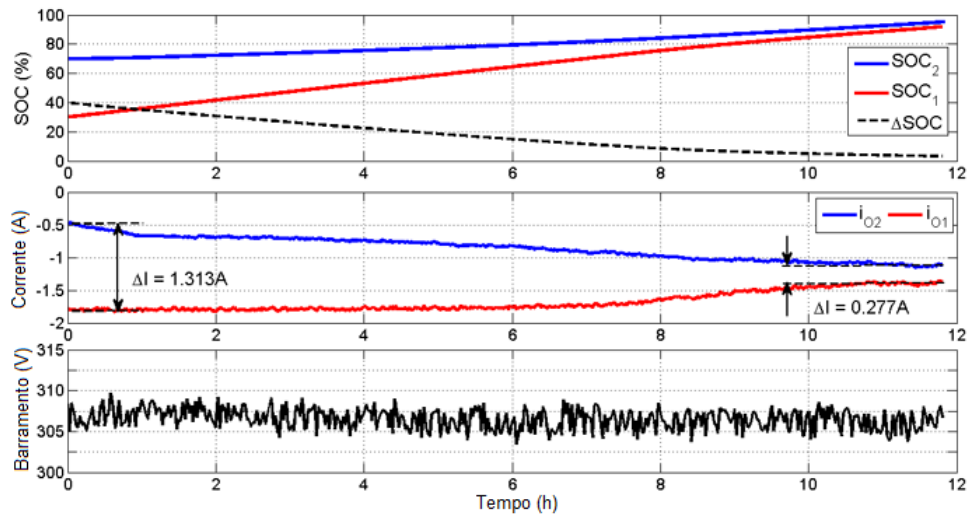


Figura 6.20: Equalização do estado de carga em modo conectado.

Como discutido previamente, em cargas leves, não se nota diferença significativa na tensão de barramento entre um sistema compensado pelo algoritmo de equalização de SoC e um sistema não compensado. Desta forma, observa-se que a tensão ao longo do experimento se manteve em torno de 306 V. O conversor 1 absorve a maior parcela da corrente do sistema de armazenamento, permitindo assim a equalização dos estados de carga. Contudo, como existe uma limitação da corrente de carga máxima imposta pela malha do Controlador de Carga, durante as 5 h iniciais do experimento, o conversor 1 se encontra saturado com uma corrente de saída em torno de 1,82 A. O conversor 2 gradualmente eleva sua potência absorvida à medida que o desequilíbrio entre os SOC's diminui. O teste se encerrou quando a unidade 1 atinge 95% de estado de carga. Neste instante, a diferença entre estados de carga obtido foi de 3,26% e o desequilíbrio de corrente, 0,277 A.

6.6 Conclusões do Capítulo

Este capítulo apresentou a descrição da estrutura e estratégia de controle do sistema de armazenamento implementada na nanorrede c.c. proposta neste trabalho de tese. Discutiu-se que a estrutura do sistema de armazenamento de uma nanorrede c.c. comercial ou residencial provavelmente será composta pela associação de múltiplas unidades de armazenamento, ao invés de um banco de baterias único. Acredita-se que limitações de ordem econômica farão com que a maioria dos sistemas apresente uma capacidade inferior à demanda de toda instalação no momento de sua implantação, de modo que ele pode ser expandido ao longo do tempo, por meio da adição de novas unidades, à medida que a demanda de cargas críticas aumente ou o custo das unidades diminua. Com isso, existe a possibilidade de que unidades diferentes dentro do sistema de armazenamento apresentem diferentes estados de carga em um mesmo instante, o que tende a sobrecarregar a unidade menos carregada. O mesmo ocorre dentro de um mesmo banco de baterias, por causa de diferenças construtivas e operacionais de cada acumulador. Com isso, o uso de sistemas de gerenciamento locais capazes de promover a equalização do estado de carga entre acumuladores de um mesmo banco de baterias e entre diferentes unidades se faz necessário.

Discutiu-se também a topologia do conversor de interface entre o sistema de armazenamento e o barramento da nanorrede. Concluiu-se que topologias com isolamento elétrico, como o *Dual Active Bridge* se mostram mais interessantes do que soluções sem isolamento, pois se permite empregar níveis de tensão no lado das baterias mais baixos, o que indica menores *strings* e conseqüentemente menos problemas locais com desequilíbrio entre os estados de carga dos acumuladores e menos riscos de choques elétricos. O isolamento também desacopla o banco de baterias da tensão de modo comum da nanorrede, melhorando assim aspectos de segurança de usuários durante o manuseio ou manutenção do banco. Contudo, uma vez que no *setup* experimental, os conversores ESC e RRC foram implementados por meio de módulos de potência e conversores ponte completa comerciais, empregou-se uma topologia bidirecional não-isolada, sendo que a aplicação da topologia DAB foi deixada para trabalhos futuros.

Apresentou-se uma técnica de controle para o conversor ESC que, simultaneamente, promove a integração do sistema de armazenamento com o barramento da nanorrede e controla o processo de carga das baterias do banco, impedindo a ocorrência de sobrecarga ou descarga profunda. Esta técnica se baseia na competição entre duas malhas de tensão, previamente utilizada em outros trabalhos do Grupo de Eletrônica de Potência e adaptada para a situação descrita neste trabalho. Além disso, propôs-se uma estratégia de compensação inédita capaz de realizar a equalização entre os estados de carga de múltiplas unidades de armazenamento, com baixa interferência na operação da sinalização de barramento utilizada na nanorrede, esta sendo inédita na literatura atual. O funcionamento do sistema de controle foi avaliado por meio de simulações computacionais e resultados experimentais, os quais mostraram que o diagrama de controle proposto permite a definição adequada do fluxo de potência entre o sistema de armazenamento e a nanorrede, de acordo com as curvas de sinalização de barramento previamente discutidas e que mesmo com a interferência do algoritmo de equalização de estado de carga, não se notou impacto significativo no comportamento ou dinâmica da nanorrede. Mostrou-se também que o sistema proposto é capaz de operar com múltiplas unidades e de desconectar aquelas que atingem um estado de carga completo, ou seja, automaticamente se previne situações de sobrecarga.

As discussões apresentadas neste capítulo foram publicadas no trabalho:

OLIVEIRA, T. R.; SILVA, W. W. A. G.; DONOSO-GARCIA, P. F.. *Distributed Secondary Level Control for Energy Storage Management in DC Microgrids*. IEEE transactions on Smart Grid, 2016. DOI: 10.1109/TSG.2016.2531503

[Blank]

Capítulo 7

Estudo de estabilidade da Nanorrede

A arquitetura de controle e gerenciamento de energia empregada na nanorrede em desenvolvimento utiliza, em nível primário, a tensão do próprio barramento c.c. principal como informação para definir os pontos de operação de cada conversor a ele interligado e assim garantir um fluxo de potência entre conversores e carga adequado. As curvas de sinalização de barramento, no entanto, apenas descrevem o comportamento dos conversores em regime permanente, desconsiderando a dinâmica da nanorrede e seus elementos, de modo que não se pode garantir, com o que se discutiu até aqui, o comportamento estável da nanorrede em todas as suas condições de operação. Sabe-se que sistemas de distribuição c.c., mesmo sem a presença de problemas relativos ao sincronismo de geradores e de fluxo de potência reativa, comuns em sistemas c.a., podem se instabilizar devido à interação entre conversores e cargas interligadas ao mesmo barramento. Essas condições instáveis são mais proeminentes quando o barramento c.c. apresenta uma alta penetração de cargas de potência constante (CPL - *Constant Power Loads*), uma vez que a impedância incremental negativa por elas apresentada faz com que a nanorrede possa apresentar problemas de instabilidade local, dependendo da dinâmica dos conversores associados ao barramento c.c., produzindo fortes oscilações de tensão no barramento, interferindo no fluxo de potência da nanorrede, ou até levando ao seu colapso [117, 118, 119].

As cargas de potência constante, em um sistema de distribuição em corrente contínua englobam cargas que utilizam um conversor estático entre o sistema de alimentação, no

caso os barramentos da nanorrede, e as cargas propriamente ditas. Com isso, constata-se que a grande maioria das cargas existentes em uma nanorrede c.c. atuam como cargas CPL, assim como os conversores LVDB (*Low Voltage DC bus Converter*) e ESC (*Energy Storage Converter*), este quando carrega o banco de baterias, o que torna ainda mais relevante a definição de metodologias de análise e projeto de sistemas que proporcionem uma operação sempre estável da nanorrede. É preciso compreender também que, mesmo que no momento de sua instalação uma nanorrede se comporte de maneira estável, com a adição de novas cargas e unidades de geração/armazenamento ao longo do tempo, caso um procedimento de projeto adequado não seja adotado, a interação dos novos elementos pode instabilizar todo o sistema, demandando a realização de novos estudos de estabilidade e o emprego de métodos de estabilização. Esta situação, em ambientes residenciais e comerciais, no entanto, pode desestimular o interesse de usuários na solução, uma vez que se criaria uma dependência dos usuários em relação a pessoas/empresas especializadas, mesmo em atividades simples como adicionar novas cargas à instalação.

Assim sendo, ao se definir métodos de estudo e análise da estabilidade de sistemas de distribuição em corrente contínua é interessante se buscar identificar critérios e/ou procedimentos que auxiliem no projeto dos conversores da nanorrede, de modo que a sua associação em uma nova nanorrede não contribua para a criação de condições de operação instáveis.

7.1 Métodos de análise de estabilidade

O estudo de estabilidade de um sistema de distribuição de energia em corrente contínua normalmente é realizado em um sistema em concepção, ou já implementado, com o intuito de se definir as condições que descrevem os limites de estabilidade daquele sistema e com isso, derivar restrições e especificações de projeto aos seus componentes que ajudem a estabilizá-lo. Neste sentido, diversos métodos de análise de estabilidade de sistemas dinâmicos podem ser empregados para avaliar o comportamento de uma micro ou nanorrede c.c.. Em [120] e [119], discute-se que, como tanto a carga CPL, quanto os demais

conversores estáticos empregados no sistema de distribuição c.c. apresentam características não-lineares, seria natural empregar métodos de análise de estabilidade baseados em perturbações de grandes sinais, como o método do potencial misto de Brayton-Moser, teorema de Lyapunov, etc, para se obter as especificações de projeto necessárias para a operação estável do sistema. Porém, a aplicação desses métodos pode se tornar significativamente complexa à medida que se tenta analisar sistemas com múltiplos conversores e malhas de controle, além de não prover resultados que possam ser generalizados para diferentes configurações de nanorredes.

A abordagem mais utilizada, no entanto, se baseia em modelos linearizados de pequenos sinais dos conversores estáticos e estuda a estabilidade da nanorrede em torno de um ponto de operação [121, 70]. Ao se traduzir cada conversor em um sistema linear invariante no tempo, permite-se descrever o comportamento dinâmico de cada elemento, tornando mais simples o estudo da interação entre eles e a identificação de situações que podem provocar instabilidade. Entretanto, como todo estudo se concentra na vizinhança de um ponto de operação, não se pode extrapolar os resultados do estudo para todas as condições de funcionamento da nanorrede, o que obriga a se realizar um estudo para cada situação prevista. É importante salientar que, na maioria dos casos, condições tratadas na literatura como instáveis em um sistema de distribuição c.c. não necessariamente se traduzem em situações de comportamento divergente, como na maioria dos sistemas lineares, mas sim em condições de ciclo limite, onde o barramento c.c. apresenta oscilações não-amortecidas. Contudo, ao se modelar o sistema em um ponto quiescente como um sistema linear invariante no tempo, esses ciclos limites aparecem nas equações como pontos de instabilidade do modelo, com isso essa nomenclatura será mantida ao longo do texto.

Uma vez conhecidas as funções de transferência de cada conversor, pode-se expressar o comportamento dinâmico do sistema por meio de sua equação característica, ou modelo em espaço de estados, o que permite o estudo da estabilidade por meio de técnicas clássicas de análise de sistemas dinâmicos lineares. Em [118, 122], os limites de estabilidade foram derivados por meio da aplicação do Critério de Estabilidade de Routh-Hurwitz, sendo que no primeiro trabalho o sistema foi estabilizado pelo redimensionamento de ele-

mentos passivos, enquanto no segundo, pela inserção de elementos de controle. O Critério de Routh-Hurwitz se mostra como uma abordagem interessante, pois possibilita o levantamento analítico de especificações de projeto para a nanorrede, no entanto, à medida que a ordem do sistema cresce, a complexidade dessas especificações também aumenta, dificultando a sua aplicação prática. Além disso, a aplicação deste critério demanda o exato conhecimento das equações dinâmicas dos conversores e demais elementos da nanorrede, o que pode se tornar um problema, uma vez que o diagrama de controle de conversores comerciais nem sempre são fornecidos.

Uma abordagem alternativa foi inicialmente proposta por Middlebrook em 1976 [123], a qual busca especificar condições de estabilidade em função da interação de impedâncias de uma sistema envolvendo conversores estáticos em cascata, como o ilustrado na Figura 7.1. O conceito inicialmente foi concebido para lidar com a interação de um conversor estático com um filtro de entrada, no entanto, a análise pode ser extrapolada para sistemas compostos pela associação de um conversor fonte (CF) e um conversor carga (CL) que compartilham o mesmo barramento c.c.. O conversor CL regula a tensão sobre um barramento secundário, ao qual é conectada uma carga propriamente dita. Uma vez que a tensão de saída do conversor CL é feita constante, sempre que a carga se mantiver constante, ter-se-á uma situação onde a potência manipulada por CL também será constante, independentemente de variações na tensão do barramento principal, o que confere a CL uma característica de carga CPL.

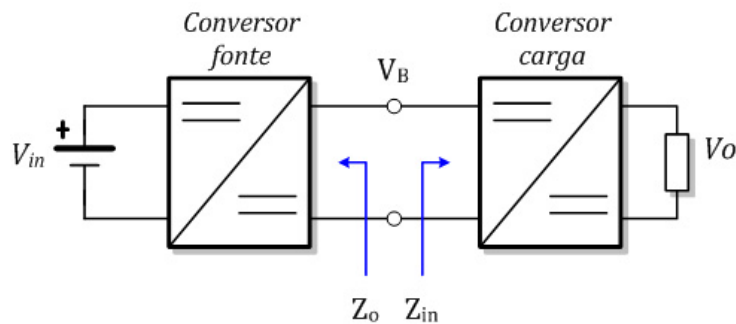


Figura 7.1: Circuito equivalente em cascata para estudos de estabilidade.

Para o sistema da Figura 7.1 pode-se levantar a seguinte função de transferência

$$G(s) = \frac{v_o(s)}{v_{in}(s)} = G_{CS}G_{CL} \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_o} = G_{CS}G_{CL} \cdot \frac{1}{1 + Z_o/Z_{in}}, \quad (7.1)$$

onde, G_{CS} é a função de transferência do conversor fonte, G_{CL} é a função de transferência do conversor carga, Z_o e Z_{in} representam as impedâncias de saída do conversor fonte e entrada do conversor carga, respectivamente. Assumindo que CS e CL são projetados individualmente para serem estáveis, a estabilidade do sistema em cascata será definida pelo termo $\frac{1}{1+Z_o/Z_{in}}$, onde $1+Z_o/Z_{in}$ é a equação característica do sistema dinâmico. Desta forma, se o contorno traçado pela razão de impedâncias Z_o/Z_{in} , também denominada de *minor loop gain* (MLG), atender ao Critério de Estabilidade de Nyquist, o sistema c.c. será estável. Assim sendo, Middlebrook estabelece que uma condição suficiente para a estabilidade do sistema c.c. é fazer com que

$$|T_{MLG}| = \left| \frac{Z_o}{Z_{in}} \right| \ll 1, \quad (7.2)$$

de forma que a interação entre as impedâncias dos conversores CL e CS não irá interferir no comportamento do sistema c.c.. Um critério menos restritivo do que o descrito em (7.2) aceita a introdução de uma pequena dinâmica no comportamento do sistema, sendo que o MLG deve respeitar uma restrição em relação à margem de ganho (GM) de forma que

$$|T_{MLG}(\omega)| = \frac{|Z_o(\omega)|}{|Z_{in}(\omega)|} \leq \frac{1}{GM}, \forall \omega \geq 0, \quad (7.3)$$

o que indica que o contorno de MLG deve estar contido em um círculo de raio igual a $1/GM$. Uma grande vantagem do critério de Middlebrook é a possibilidade de se realizar uma análise gráfica do comportamento do *minor loop gain*, por meio da comparação do gráfico de magnitude do Diagrama de Resposta em Frequência das impedâncias Z_o e Z_{in} , o que simplifica muito a sua utilização em nanorredes, sem que se exija o conhecimento analítico das equações dinâmicas dos conversores. A magnitude das impedâncias pode então ser modificadas para atender o critério por meio de inserção de elementos passivos [118, 124], ou por modificações nas estruturas de controle dos conversores [117, 122, 125].

Apesar de ser proposto para um sistema constituído por dois elementos, a aplicação do Critério de Middlebrook a sistemas com múltiplos conversores é normalmente feita por meio do agrupamento dos conversores em um subsistema fonte e outro subsistema carga [121, 70, 126], de modo a se obter um modelo simplificado em cascata como aquele descrito na Figura 7.1. É interessante observar, no entanto, que caso o critério de Middlebrook não seja satisfeito, isto não significa necessariamente que o sistema apresentará um comportamento instável ou oscilatório, isto porque o critério restringe em demasiado o contorno do *minor loop gain*, mesmo em regiões do plano complexo onde não há risco de se provocar instabilidade. Com isso, o critério de Middlebrook se mostra altamente conservador, podendo levar em muitos casos ao superdimensionamento de componentes da nanorrede [121].

Outras propostas encontradas na literatura buscam permitir que o contorno do MLG adentre regiões do plano complexo proibidas pelo critério de Middlebrook, mas que não possuem efeito sobre a estabilidade do sistema, de forma a se promover um relaxamento das especificações de impedância [127, 128, 129, 130]. Em [130], propõe-se um Critério baseado em Margem de Ganho e Margem de Fase (GMPM - *Gain Margin Phase Margin*) para o *minor loop gain*, de modo que a restrição ao contorno se torna

$$\begin{cases} |Z_o/Z_{in}| \leq |1/GM| \\ |\angle Z_o - \angle Z_{in}| \leq 180^\circ - PM \end{cases} \quad (7.4)$$

Em [127] o critério GMPM foi estendido para aplicação em sistemas com múltiplas cargas, ou seja, onde não se tem a necessidade de se agrupar o subsistema CL, dando origem à seguinte restrição, conhecida como argumento oposto (OA - *Opposing Argument*).

$$\begin{cases} Re\left(\frac{Z_o}{Z_{in,j}}\right) \geq -\frac{1}{2} \frac{P_{carga,j}}{P_{fonte}}, (j = 1,2,3,...,n) \\ -90^\circ - \Phi_j < \angle Z_o - \angle Z_{in} < 90^\circ + \Phi_j \end{cases} \quad (7.5)$$

onde, $\Phi_j = \arcsin\left(\frac{1}{GM} \frac{Z_{in,j}}{Z_o} \frac{P_{carga,j}}{P_{fonte}}\right)$ e j é um identificador para cada conversor carga. Este critério, contudo, demanda o conhecimento analítico das equações dinâmicas em

com isso possibilitar a aplicação do Critério de Estabilidade de Nyquist e consequentemente, dos métodos supracitados. Segundo [126], o MLG de um sistema de distribuição em corrente contínua com múltiplos elementos pode ser definido como

$$T_{MLG} = \frac{Z_{Vbus}}{Z_{Cbus}}, \quad (7.6)$$

onde, Z_{Vbus} é a impedância equivalente do paralelo entre todas as impedâncias dos conversores que operam em modo tensão na nanorrede no momento da análise e Z_{Cbus} é a impedância equivalente do paralelo entre todas as impedâncias dos conversores que operam em modo corrente.

Uma alternativa aos métodos baseados no critério de Nyquist é proposta em [131], onde se descreve um novo critério de estabilidade baseado em passividade de sistemas dinâmicos (PBSC - *Passivity Based Stability Criterion*), o qual foi desenvolvido para eliminar problemas de agrupamento e fluxo de potência, podendo ser aplicado diretamente em sistemas com múltiplos conversores. O critério de estabilidade baseado em passividade é definido em função de um sistema elétrico linear representado por uma única impedância $Z_t(s) = V(s)/I(s)$, onde $Z_t(s)$ é a impedância equivalente do circuito, $V(s)$ e $I(s)$ são a tensão e corrente sobre essa impedância, respectivamente. O sistema será passivo se e somente se $\int_{-\infty}^T v(t)i(t)dt \geq 0, \forall T$, ou seja, se ele apenas absorve energia. De acordo com [131], são condições necessárias e suficientes para se definir a passividade de um sistema elétrico linear invariante no tempo:

- i. $Z_t(s)$ não pode possuir pólos no semi-plano direito;
- ii. $Z_t(s)$ possui um contorno de Nyquist restrito ao semi-plano direito, ou seja, $Re[Z_t(j\omega)] \geq 0$.

Uma consequência direta da condição ii é que as grandezas $V(s)$ e $I(s)$ não podem possuir uma defasagem superior a 90° em nenhuma frequência, ou seja $-90^\circ \leq \angle Z_t(j\omega) \leq 90^\circ, \forall \omega$. Tendo isso em mente e retomando o sistema apresentado na Figura 7.1, o PBSC estabelece que se as condições de passividade forem satisfeitas para $Z_t(s) = Z_o(s) // Z_{in}(s)$,

então o sistema de distribuição c.c. será estável. Note que, ao contrário dos métodos abordados anteriormente, o critério PBSC se estrutura em torno da impedância equivalente obtida a partir da associação paralela das impedâncias dos conversores, e não em função de uma razão de impedâncias, assim, para um sistema com N conversores, pode-se escrever:

$$Z_t(s) = Z_1(s) // Z_2(s) // Z_3(s) // \dots // Z_N(s), \quad (7.7)$$

logo, pode-se analisar as condições de estabilidade da nanorrede por meio das curvas de Fase da impedância equivalente.

7.2 Modelagem dos elementos da nanorrede

Com o intuito de se estabelecer especificações de projeto para garantir a estabilidade da nanorrede c.c., se fará a modelagem dos conversores estáticos nela utilizados, de modo a se poder definir as suas impedâncias de saída/entrada. Mesmo que na implementação experimental atual não haja a presença de conversores, com exceção dos ESC no modo carga, que atuem como cargas de potência constante, para se ter um panorama mais amplo das condições de operação da nanorrede, se assumirá nos estudos seguintes que uma carga de potência constante (CPL) ideal é conectada ao barramento principal da nanorrede. Entende-se que este tipo de carga, em uma operação comercial da nanorrede, se fará muito presente, uma vez que os conversores LVDB, inversores para acionamento de motores e demais cargas eletrônicas atuarão como cargas CPL, logo a sua consideração no modelo em estudo é justificada. O modelo de uma CPL ideal será descrito também nesta seção. Será assumido neste estudo que as variações nas referências das malhas de controle de tensão dos conversores, promovidas pelo nível secundário de controle da nanorrede, são muito lentas, de modo que a sua dinâmica pouco afeta a interação dos conversores, podendo portanto ser desprezada nesta modelagem.

7.2.1 Cargas de potência constante

Uma carga do tipo potência constante normalmente é representada por um sistema composto por um conversor de entrada, também chamado de conversor de ponto de carga (POL - *Point-of-Load*), e uma carga associada a um barramento de saída do conversor POL. O conversor por sua vez busca regular a tensão sobre a carga em um valor constante, com uma dinâmica rápida o suficiente para rejeitar quaisquer desvios de tensão ocorridos no circuito de entrada. A Figura 7.3 ilustra esse sistema.

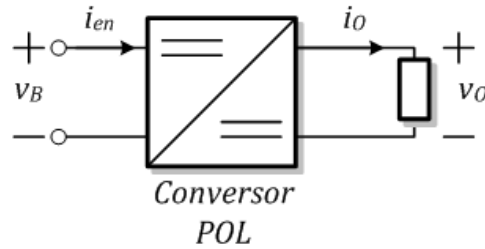


Figura 7.3: Carga de potência constante - Conversor POL e carga no barramento secundário.

A potência consumida pelo barramento de saída será $P_O = V_O \cdot I_O$. Como a tensão do barramento é mantida constante, a corrente de saída do conversor POL será proporcional à potência demandada pelas cargas do barramento de saída. Assumindo, para fins de estudo, que o conversor POL apresenta um alto rendimento ($\eta \approx 100\%$), pode-se relacionar as variáveis de entrada e saída do conversor como:

$$v_B \cdot i_{en} \approx V_O \cdot I_O, \quad (7.8)$$

o que permite escrever

$$i_{en} \approx \frac{P_O}{v_B}. \quad (7.9)$$

Como a potência consumida pelo conversor POL se mantém constante, em função das cargas que ele alimenta, perturbações de tensão no barramento de entrada do conversor irão produzir reações inversamente proporcionais na sua corrente de entrada, por exemplo, se v_B se elevar, i_{en} diminuirá. Com isso, do ponto de vista da nanorrede o conversor POL se comporta como uma carga de potência constante. A Figura 7.4 apresenta a curva IxV

para este tipo de carga. Para um determinado ponto quiescente, a derivada obtida possui um valor negativo, o que pode ser interpretado como uma resistência, ou condutância, incremental negativa naquele ponto de operação.

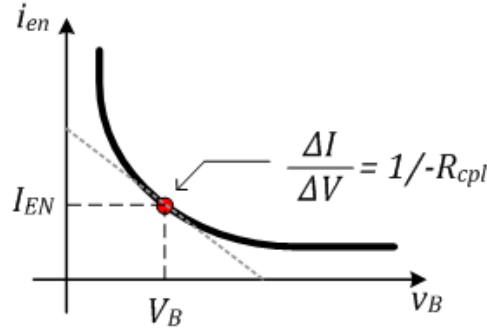


Figura 7.4: Curva IxV de uma carga CPL ideal.

Considerando-se uma pequena perturbação de potência $\tilde{p}_O$, pode-se escrever que:

$$p_O = \tilde{p}_o + P_O = (\tilde{v}_b + V_B) \cdot (\tilde{i}_{en} + I_{en}), \quad (7.10)$$

onde P_O , V_B e I_{en} são parâmetros contínuos e $\tilde{p}_o$, $\tilde{v}_b$ e $\tilde{i}_{en}$ são perturbações de pequenos sinais. Desprezando-se elementos de segunda ordem, define-se a perturbação de potência como:

$$\tilde{p}_o = \tilde{v}_b \cdot I_{en} + \tilde{i}_{en} \cdot V_B \quad (7.11)$$

Desta forma, a perturbação de corrente resultante pode ser escrita como:

$$\tilde{i}_{en} = \frac{1}{V_B} \tilde{p}_o - \frac{1}{R_{cpl}} \tilde{v}_b \quad (7.12)$$

$$R_{cpl} = \frac{V_B}{I_{en}} = \frac{V_B^2}{P_O}, \quad (7.13)$$

onde R_{cpl} é o módulo da resistência incremental definida para um ponto de quiescente. É importante salientar que, apesar do modelo ideal indicar que o conversor POL se comportará como uma carga CPL para uma faixa de frequência infinita, isto não se verifica na prática, uma vez que o conversor apenas é capaz de rejeitar perturbações em uma faixa de

frequência inferior à sua banda passante de controle. Assim sendo, em altas frequências a impedância de entrada do conversor será dominada por componentes passivos.

7.2.2 Conversor BGIC

Para fins de análise de estabilidade apenas o segundo estágio de conversão do conversor de interface com a rede elétrica é de interesse, uma vez que o barramento intermediário age no sentido de desacoplar a dinâmica dos dois estágios. Considerando que os filtros de modo comum não afetam o desempenho do conversor em modo diferencial, pode-se representar a topologia do segundo estágio do conversor BGIC (*Bidirectional Grid Interface Converter*), o qual possui uma topologia ponte completa, podendo operar em quatro quadrantes, pelo circuito equivalente apresentado na Figura 7.5, onde $\mu(t)$ representa o ciclo de trabalho do comando PWM, r_L é a resistência série do indutor L_O e i_{Load} representa uma perturbação de carga.

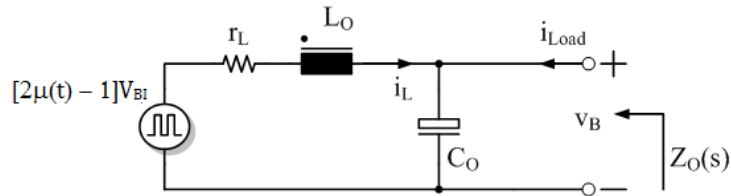


Figura 7.5: Circuito equivalente do conversor BGIC.

As equações de estado, em pequenos sinais, para o circuito equivalente podem ser escritas como:

$$L_O \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = 2V_{BI}\tilde{\mu} + (2D - 1)v_{BI} - \tilde{v}_B - r_L\tilde{i}_L \quad (7.14)$$

$$C_O \frac{d\tilde{v}_B}{dt} = \tilde{i}_L + i_{Load}, \quad (7.15)$$

onde D representa o valor médio do ciclo de trabalho do conversor. A expressão matricial $\dot{x} = Ax + Bu$, para este sistema linear se escreve:

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_B \end{bmatrix}}_x = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-r_L}{L_O} & -\frac{1}{L_O} \\ \frac{1}{C_O} & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_B \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2V_{BI}}{L_O} & \frac{2D-1}{L_O} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_O} \end{bmatrix}}_B \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mu} \\ \tilde{v}_{BI} \\ \tilde{i}_{Load} \end{bmatrix}}_u \quad (7.16)$$

No domínio da frequência, a dinâmica do estágio de potência do conversor pode ser descrita como

$$\begin{bmatrix} i_L(s) \\ v_B(s) \end{bmatrix} = [G(s)] \cdot \begin{bmatrix} \mu(s) \\ v_{BI}(s) \\ i_{Load}(s) \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

onde $[G(s)] = (sI - A)^{-1}B$ é a matriz de função de transferências do conversor. Para se definir o comportamento em malha fechada, considerou-se o diagrama de controle para o segundo estágio do conversor BGIC, conforme descrito no Capítulo 4, o qual é ilustrado na Figura 7.6, sendo C_V e C_i os controladores de tensão e corrente respectivamente e $R_D^* = R_D \frac{V_{BI}^2}{v_{qu} 600^2}$.

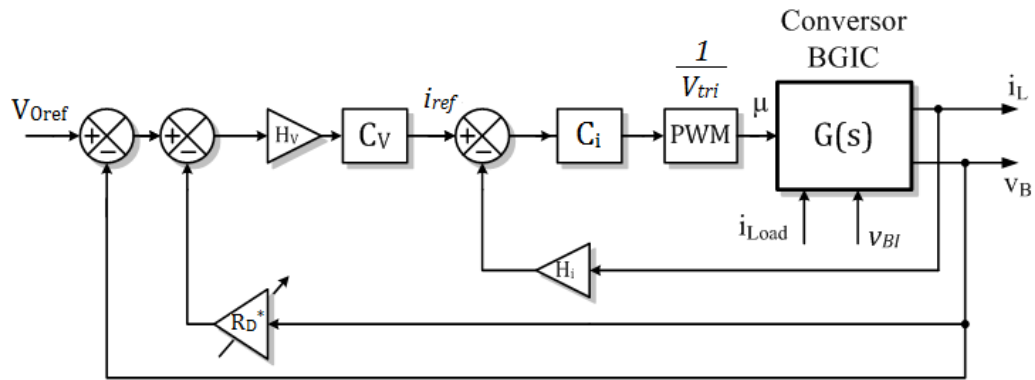


Figura 7.6: Diagrama de controle do conversor BGIC.

Com isso, pode-se escrever

$$\begin{cases} i_{ref} = (V_{Oref} - v_B - R_D^* i_L) H_V C_V \\ \bar{\mu} = (i_{ref} - H_i i_L) C_i / V_{tri} \end{cases} \quad (7.18)$$

onde, V_{tri} é a tensão de pico da portadora triangular do comando PWM. Ao se extrair de (7.18) o comportamento de pequenos sinais, se encontra que

$$\begin{cases} i_{ref} = \left(v_{Oref} - \tilde{v}_B - \frac{2R_D^* I_L}{V_{BI}} \tilde{v}_{BI} - R_D^* \tilde{i}_L \right) H_V C_V \\ \tilde{\mu} = (i_{ref} - H_i \tilde{i}_L) C_i / V_{tri}, \end{cases} \quad (7.19)$$

o que permite se escrever

$$\begin{bmatrix} \mu(s) \\ v_{BI}(s) \\ i_{Load}(s) \end{bmatrix} = -[E(s)] \begin{bmatrix} i_L(s) \\ v_B(s) \end{bmatrix} + [F(s)] \underbrace{\begin{bmatrix} v_{Oref}(s) \\ v_{BI}(s) \\ i_{Load}(s) \end{bmatrix}}_m \quad (7.20)$$

$$\text{onde } [E(s)] = \begin{bmatrix} \frac{C_i}{V_{tri}} (H_i + H_V C_V R_D^*) & \frac{H_V C_V C_i}{V_{tri}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$[F(s)] = \begin{bmatrix} \frac{H_V C_V C_i}{V_{tri}} & -\left(\frac{2H_V C_V C_i R_D^* I_L}{V_{tri} V_{BI}} \right) & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Considerando (7.17) e (7.27), pode-se construir um diagrama de realimentação de estados para o conversor em malha fechada, o qual é ilustrado na Figura 7.7. Com isso, têm-se

$$[x] = [G(s)]([F(s)][m] - [E(s)][x]) \rightarrow [x] = [T(s)][m] \quad (7.21)$$

onde,

$$[T(s)] = (I + [G(s)][E(s)])^{-1} [G(s)][F(s)] = \begin{bmatrix} Y_e(s) & Y_i(s) & H_L(s) \\ T_e(s) & T_i(s) & Z_O(s) \end{bmatrix} \quad (7.22)$$

A equação (7.22) permite expressar, genericamente, a impedância de saída do conversor BGIC como

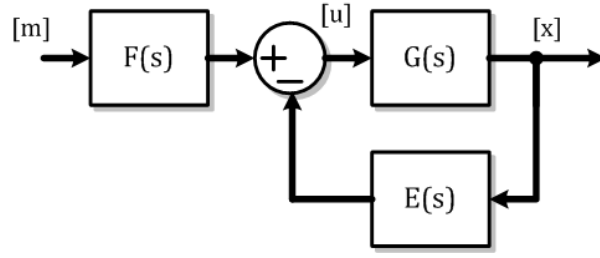


Figura 7.7: Diagrama de realimentação de estados do conversor BGIC em malha fechada.

$$Z_O(s) = \frac{(L_O V_{tri})s + V_{tri} r_L + 2C_i V_{BI}(H_i + C_V H_V R_D^*)}{(C_O L_O V_{tri})s^2 + [V_{tri} r_L + 2C_i V_{BI}(H_i + C_V H_V R_D^*)]C_O s + (V_{tri} + 2C_i C_V H_V V_{BI})} \quad (7.23)$$

Uma simplificação de (7.23) pode ser feita ao se considerar que na região de altas frequências, a capacitância de saída do conversor dominará o comportamento da impedância de saída. Com isso, pode-se desconsiderar a dinâmica da malha de controle mais interna, no caso a de corrente, assumindo, por exemplo, que o ganho do controlador de corrente, nesta região de frequências será muito elevado. Assim, obtém-se

$$Z_O(s) = \frac{H_i + C_V H_V R_D^*}{(H_i + C_V H_V R_D^*)sC_O + C_V H_V} \quad (7.24)$$

A Figura 7.8 apresenta o diagrama de Resposta em Frequência das impedâncias de saída descritas em (7.23) e (7.24), referenciadas como Modelo Completo e Modelo Simplificado, respectivamente. Assumiu-se os valores de componentes descritos na Tabela 7.1, os quais já foram apresentados em capítulos anteriores e que $C_V = k_{pv} + k_{iv}/s$ e $C_i = k_{pi} + k_{ii}/s$. Nota-se que o Modelo Simplificado descreve com boa proximidade o comportamento dinâmico da impedância de saída do conversor, de forma que pode ser utilizado em estudos de estabilidade posteriores.

Substituindo-se agora as expressões dos controladores, obtém-se a expressão final para a impedância de saída do conversor BGIC em modo tensão, descrita em (7.25).

$$Z_O(s) = \frac{(H_i + H_V R_D^* k_{pv})s + H_V R_D^* k_{iv}}{(H_i + H_V R_D^* k_{pv})s^2 C_O + (H_V k_{pv} + C_O H_V R_D^* k_{iv})s + H_V k_{iv}} \quad (7.25)$$

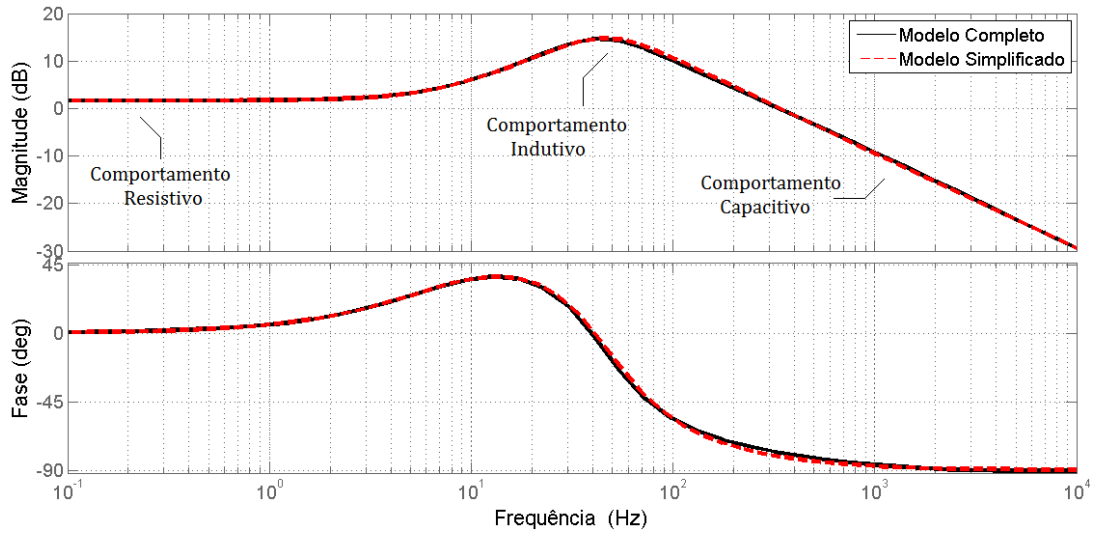


Figura 7.8: Resposta em Frequência da impedância de saída do conversor BGIC.

Tabela 7.1: Parâmetros do conversor BGIC para definição da impedância de saída.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
L_O	1,3 mH	H_V	0,01
C_O	470 μ F	H_i	0,1
V_{tri}	3 V	k_{pv}	2,0
r_L	0,1 Ω	k_{iv}	500
V_{BI}	600 V	k_{pi}	0,4
R_D	1,212 Ω	k_{ii}	500

Observa-se, portanto que a impedância de saída do conversor BGIC é influenciada pela capacitância de saída do conversor, pelos ganhos dos sensores de corrente e tensão e pelos ganhos do controlador de tensão. O dimensionamento adequado desses parâmetros pode evitar comportamentos instáveis da nanorrede. Nota-se também que em regime permanente ($s \rightarrow 0$) a impedância de saída do conversor se aproxima de R_D^* .

7.2.2.1 Comportamento do conversor BGIC em um sistema cascata

Uma condição particular da operação de uma nanorrede ocorre quando o conversor responsável pela regulação do barramento c.c. em um determinado setor da curva de sinalização de barramento se torna o único responsável pela alimentação das cargas da

nanorrede, ou seja, os demais conversores se encontram desconectados, ou inoperantes. Nesta condição é importante se avaliar se a interação do conversor com cargas de potência constante irá acarretar em algum ponto de instabilidade para a nanorrede. Este estudo pode ser realizado ao se considerar um sistema em cascata, onde o conversor avaliado é tido como o conversor fonte e a carga CPL, como o conversor carga.

Segundo o modelo idealizado de cargas CPL, descrito em (7.12) e (7.13), a resistência incremental depende da potência da carga e da tensão do barramento c.c. em regime permanente, a qual, para o sistema em cascata formado, pode ser calculada como

$$V_B = \frac{V_{Oref} + \sqrt{V_{Oref}^2 - 4R_D^* P_{cpl}}}{2}, \quad (7.26)$$

onde, P_{cpl} é a potência da carga de potência constante. Nota-se que o valor da resistência incremental irá ser dependente do valor da resistência de *droop* do conversor BGIC, a qual, por sua vez varia de acordo com a tensão do ponto de conexão com a rede elétrica c.a. e com a tensão do barramento intermediário. Assim, é importante verificar se esta variação de R_D^* afeta a estabilidade do sistema em cascata. Assumindo $P_{cpl} = 2$ kW, o que se refere ao limite da capacidade do conversor BGIC, e variando-se a tensão do ponto de conexão, de forma que $0,2 \leq v_{qu} \leq 1,0$, lembrando que $R_D^* \propto 1/v_{qu}$, levantou-se os diagramas de Resposta em Frequência apresentados na Figura 7.9.

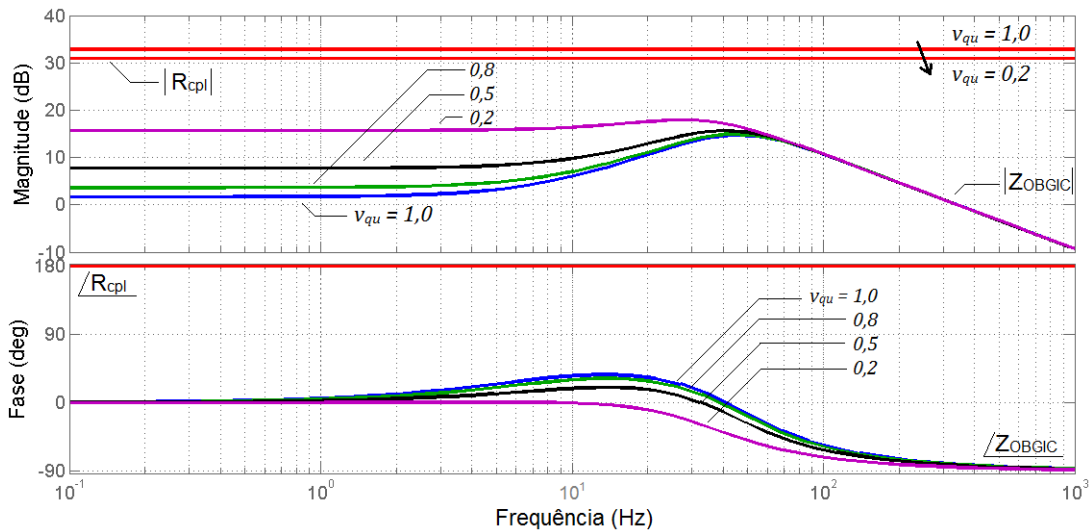


Figura 7.9: Resposta em Frequência das impedâncias do sistema em cascata - BGIC.

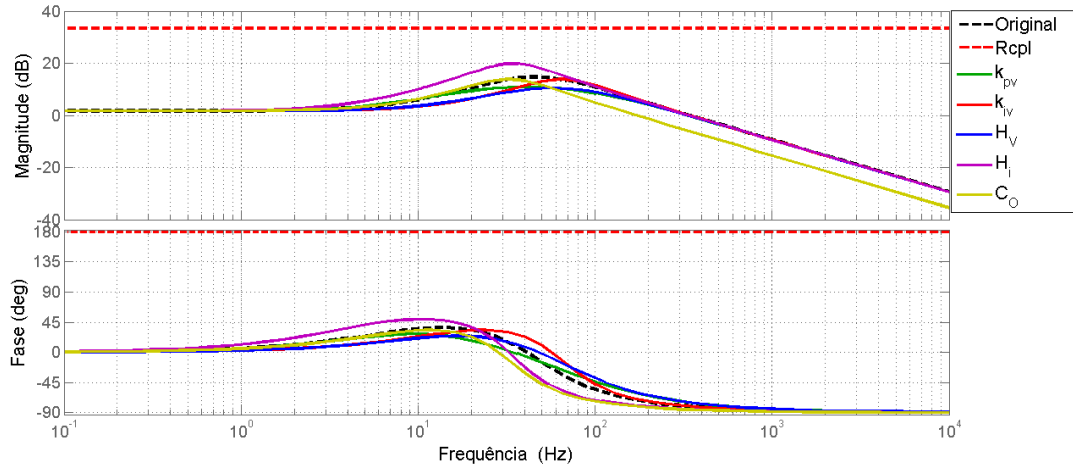
Observa-se que em todas as condições avaliadas $|Z_{OBGIC}| \ll |R_{cpl}|$, o que atende o critério de Middlebrook. Logo, pode-se afirmar que a operação deste sistema em cascata será estável, com uma margem de ganho em torno de 15 a 18dB. Obviamente, este estudo não leva em consideração ações de proteção contra afundamentos de tensão no barramento c.c., o que possivelmente ocorreria se a condição $v_{qu} = 0,2$ fosse mantida por um longo período de tempo, uma vez que o aumento respectivo de R_D^* em 5 vezes irá fazer com que $V_B < 295V$, extrapolando os limites da janela de sinalização de barramento. Para $P_{cpl} > 2$ kW, o sistema em cascata se tornará instável, uma vez que o conversor BGIC entrará em modo corrente, de forma que se perde a capacidade de regulação da tensão do barramento.

Outra investigação relevante é se verificar a relação entre a impedância de saída do conversor e os demais parâmetros presentes na sua definição, a qual é expressa em (7.25). Uma vez que a influência da resistência de *droop* já foi avaliada, analisou-se o comportamento da impedância de saída frente a variações de 2 pu e 0,5 pu nos valores de k_{pv} , k_{iv} , H_V , H_i e C_O . Os resultados desta análise são apresentados na Figura 7.10.

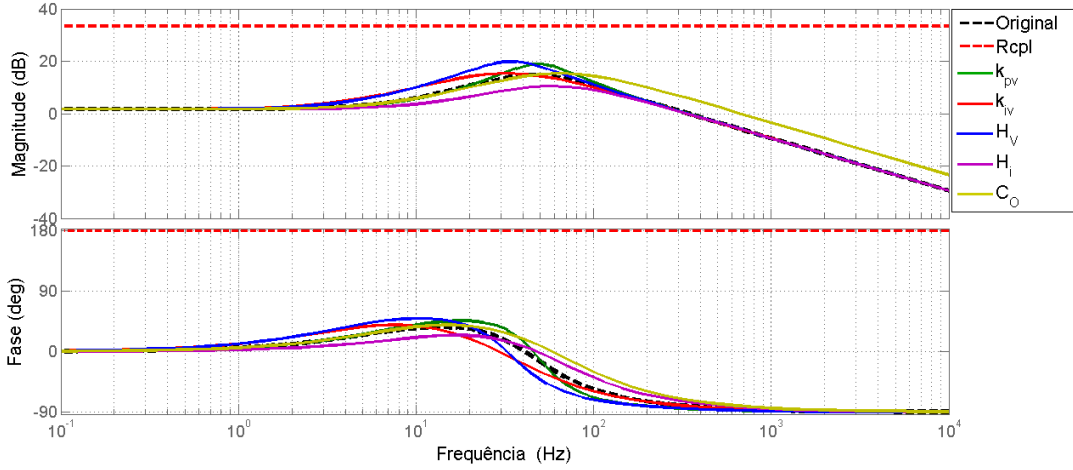
Nota-se que um aumento no ganho do sensor de corrente (H_i), ou uma redução no ganho do sensor de tensão (H_V) e no ganho proporcional do controlador de tensão (k_{pv}), irão elevar a magnitude da impedância de saída em seu ponto de ressonância, reduzindo a margem de ganho do sistema em cascata. Nas condições avaliadas, o critério de Middlebrook continuou a ser atendido mesmo com a redução da margem de ganho, de modo que o sistema ainda se comportaria de forma estável. Entretanto, caso essa redução fosse mais acentuada, o amortecimento do sistema poderia ser afetado provocando fortes oscilações na tensão do barramento c.c.. Com isso constata-se que os ganhos H_V , H_i e k_{pv} são parâmetros de controle do conversor BGIC que devem ser escolhidos de forma cautelosa.

7.2.2.2 Impedância de saída no modo corrente

Em modo corrente, a referência da malha de corrente é feita constante, o que, segundo (7.18), fazendo i_{ref} constante, permite se escrever



a) Variação dos parâmetros em 2 pu.



b) Variação dos parâmetros em 0,5 pu.

Figura 7.10: Resposta da impedância de saída do conversor BGIC à variação paramétrica.

$$\begin{bmatrix} \mu(s) \\ v_{BI}(s) \\ i_{Load}(s) \end{bmatrix} = -[E(s)] \begin{bmatrix} i_L(s) \\ v_B(s) \end{bmatrix} + [F(s)] \begin{bmatrix} i_{ref}(s) \\ v_{BI}(s) \\ i_{Load}(s) \end{bmatrix} \quad (7.27)$$

$$\text{onde } [E(s)] = \begin{bmatrix} \frac{C_i H_i}{V_{tri}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; [F(s)] = \begin{bmatrix} \frac{C_i}{V_{tri}} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Calculando-se a impedância de saída conforme (7.22), encontra-se

$$Z_O(s) = \frac{L_O V_{tri} s + V_{tri} r_L + 2C_i H_i V_{BI}}{C_O L_O V_{tri} s^2 + (C_O V_{tri} r_L + 2C_i C_O H_i V_{BI}) s + V_{tri}}, \quad (7.28)$$

o que fazendo $C_i = k_{pi} + k_{ii}/s$, permite se escrever

$$Z_O(s) = \frac{L_O V_{tri} s^2 + (V_{tri} r_L + 2H_i V_{BI} k_{pi}) s + 2H_i V_{BI} k_{ii}}{s C_O [L_O V_{tri} s^2 + (V_{tri} r_L + 2H_i V_{BI} k_{pi}) s + 2H_i V_{BI} k_{ii} + V_{tri}/C_O]} \approx \frac{1}{s C_O}, \quad (7.29)$$

o que indica que a impedância de saída do conversor é dominada pela capacitância de saída C_O .

7.2.3 Conversor ESC

A estrutura do estágio de potência do conversor ESC é apresentada na Figura 7.11. Ao alimentar as cargas no barramento c.c. o conversor opera como uma topologia boost, de modo que se pode definir as equações de estado do conversor como

$$L_E \frac{di_L}{dt} = v_{Bat} - r_L i_L - (1 - \mu(t)) v_B \quad (7.30)$$

$$C_E \frac{dv_B}{dt} = i_L (1 - \mu(t)) + i_{Load}, \quad (7.31)$$

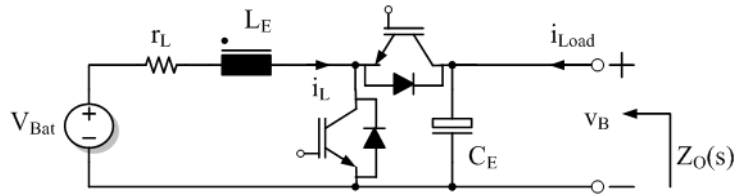


Figura 7.11: Circuito equivalente do conversor ESC.

Considerando um análise de pequenos sinais, pode-se escrever

$$L_E \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \tilde{v}_{bat} - r_L \tilde{i}_L - (1 - D) \tilde{v}_B + V_B \tilde{\mu} \quad (7.32)$$

$$C_E \frac{d\tilde{v}_B}{dt} = (1 - D) \tilde{i}_L - I_L \tilde{\mu} + \tilde{i}_{Load}, \quad (7.33)$$

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_B \end{bmatrix}}_x = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-r_L}{L_E} & -\frac{1-D}{L_E} \\ \frac{1-D}{C_E} & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_B \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_B}{L_E} & \frac{1}{L_E} & 0 \\ \frac{-I_L}{C_E} & 0 & \frac{1}{C_E} \end{bmatrix}}_B \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mu} \\ \tilde{v}_{bat} \\ \tilde{i}_{Load} \end{bmatrix}}_u, \quad (7.34)$$

onde, novamente, pode-se definir

$$[x] = [G(s)][u], \quad (7.35)$$

sendo que $[G(s)] = (sI - [A])^{-1}[B]$. O diagrama de controle em modo tensão é apresentado na Figura 7.12, onde se considera que a saída do Controlador de Carga, para fins de estudo de estabilidade, é constante. Além disso, considera-se que a perturbação de carga $\tilde{i}_{Load}$ representa a corrente de saída do conversor, no lado da nanorrede.

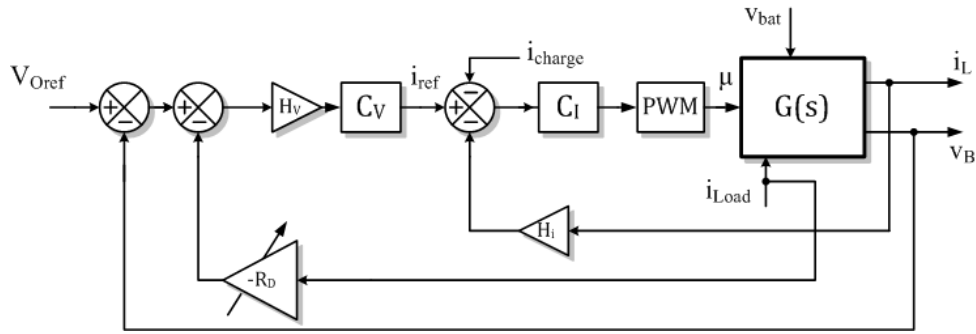


Figura 7.12: Diagrama de controle do conversor ESC em modo tensão.

Assim, pode-se escrever

$$\tilde{i}_{ref} = H_V C_V (\tilde{v}_{Oref} - \tilde{v}_B + \tilde{i}_{Load} R_D) \quad (7.36)$$

$$\mu = (\tilde{i}_{ref} - I_{charge} - H_i \tilde{i}_L) C_i / V_{tri} \quad (7.37)$$

Considerando I_{charge} constante, obtém-se

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mu} \\ v_{bat} \\ i_{Load} \end{bmatrix} = - \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{H_i C_i}{V_{tri}} & \frac{H_V C_i C_V}{V_{tri}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_E \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_B \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{H_V C_i C_V}{V_{tri}} & 0 & \frac{R_D H_V C_i C_V}{V_{tri}} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_F \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} v_{Oref} \\ v_{bat} \\ i_{Load} \end{bmatrix}}_m, \quad (7.38)$$

Uma matriz de funções de transferência em malha fechada pode ser então calculada, seguindo o procedimento adotado na seção anterior, de modo que $[T(s)] = (I + [G(s)][E(s)])^{-1}[G(s)][F(s)]$, o que fornece uma impedância de saída igual a

$$Z_O(s) = \frac{\alpha_1 s + \alpha_0}{-\beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0} \quad (7.39)$$

onde,

$$\alpha_1 = (C_i C_V H_V I_L R_D - V_{tri}) L_E;$$

$$\alpha_0 = -(1 - D)(C_i C_V H_V R_D V_B) - C_i H_i V_B - V_{tri} r_L + C_i C_V H_V I_L R_D r_L;$$

$$\beta_2 = C_E L_E V_{tri};$$

$$\beta_1 = C_i C_V H_V I_L L_E - C_E C_i H_i V_B - C_E V_{tri} r_L;$$

$$\beta_0 = C_i C_V H_V I_L r_L - (1 - D)(C_i H_i I_L + C_i C_V H_V V_B) - (1 - D)^2 V_{tri}.$$

As tentativas de simplificação analítica da expressão da impedância de saída do conversor ESC não apresentaram resultados satisfatórios. Assim, substituindo $C_V = k_{pv} + k_{iv}/s$ e $C_i = k_{pi} + k_{ii}/s$, o modelo completo da impedância de saída do conversor se torna

$$Z_O(s) = \frac{\alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0}{\beta_4 s^4 + \beta_3 s^3 + \beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0} \quad (7.40)$$

onde,

$$\alpha_3 = L_E (V_{tri} - H_V I_L R_D k_{pi} k_{pv});$$

$$\alpha_2 = V_{tri} r_L + H_i V_B k_{pi} - H_V I_L R_D (L_E k_{ii} k_{pv} + L_E k_{iv} k_{pi} + k_{pi} k_{pv} r_L) + (1 - D) H_V R_D V_B k_{pi} k_{pv};$$

$$\alpha_1 = H_i V_B k_{ii} - H_V I_L R_D (L_E k_{ii} k_{iv} + k_{ii} k_{pv} r_L + k_{iv} k_{pi} r_L) + (1 - D) H_V R_D V_B (k_{ii} k_{pv} + k_{iv} k_{pi});$$

$$\alpha_0 = R_D H_V k_{ii} k_{iv} [(1 - D) V_B - I_L r_L];$$

$$\beta_4 = C_E L_E V_{tri};$$

$$\begin{aligned}
\beta_3 &= (C_E V_{tri} r_L + C_E H_i V_B k_{pi} - H_V I_L L_E k_{pi} k_{pv}); \\
\beta_2 &= (1 - D)^2 V_{tri} + (1 - D)(H_i I_L k_{pi} + H_V V_B k_{pi} k_{pv}) + C_E H_i V_B k_{ii} - H_V I_L (L_E k_{ii} k_{pv} + \\
&\quad L_E k_{iv} k_{pi} + k_{pi} k_{pv} r_L); \\
\beta_1 &= (1 - D)(H_i I_L k_{ii} + H_V V_B k_{ii} k_{pv} + H_V V_B k_{iv} k_{pi}) - H_V I_L (L_E k_{ii} k_{iv} + k_{ii} k_{pv} r_L + k_{iv} k_{pi} r_L); \\
\beta_0 &= H_V k_{ii} k_{iv} [(1 - D) V_B - I_L r_L].
\end{aligned}$$

7.2.3.1 Comportamento do conversor ESC em um sistema cascata

Para avaliar a interação entre o conversor ESC no modo tensão e uma carga CPL, considerou-se os valores apresentados na Tabela 7.2. A tensão do barramento c.c. em regime permanente pode ser calculada novamente por (7.26). Considerando uma potência na carga CPL de $P_{cpl} = 1$ kW, referente à máxima capacidade do conversor ESC, comparou-se as impedâncias de saída do conversor ESC e da carga CPL, cujos diagramas de Resposta em Frequência são apresentados na Figura 7.13, onde se nota que para toda faixa de frequências $|Z_{OESC}| \ll |R_{cpl}|$, o que configura uma situação estável segundo o critério de Middlebrook. A margem de ganho obtida é 16dB.

Tabela 7.2: Parâmetros do conversor ESC para definição da impedância de saída.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
L_E	750 μ H	H_V	0,01
C_E	1.000 μ F	H_i	0,1
V_{tri}	3 V	k_{pv}	1,5
r_L	0,1 Ω	k_{iv}	510
V_{Bat}	168 V	k_{pi}	1,5
R_D	2,36 Ω	k_{ii}	850

O comportamento descrito na Figura 7.13 não considera, no entanto, o efeito do algoritmo de equalização de estados de carga entre unidades de armazenamento, discutido no Capítulo 6. A compensação da resistência de *droop*, contudo, apenas ocorre quando a nanorrede dispõe de pelo menos duas unidades de armazenamento distintas. Logo, pode-se refazer o estudo de estabilidade para o modo ilhado do sistema de armazenamento,

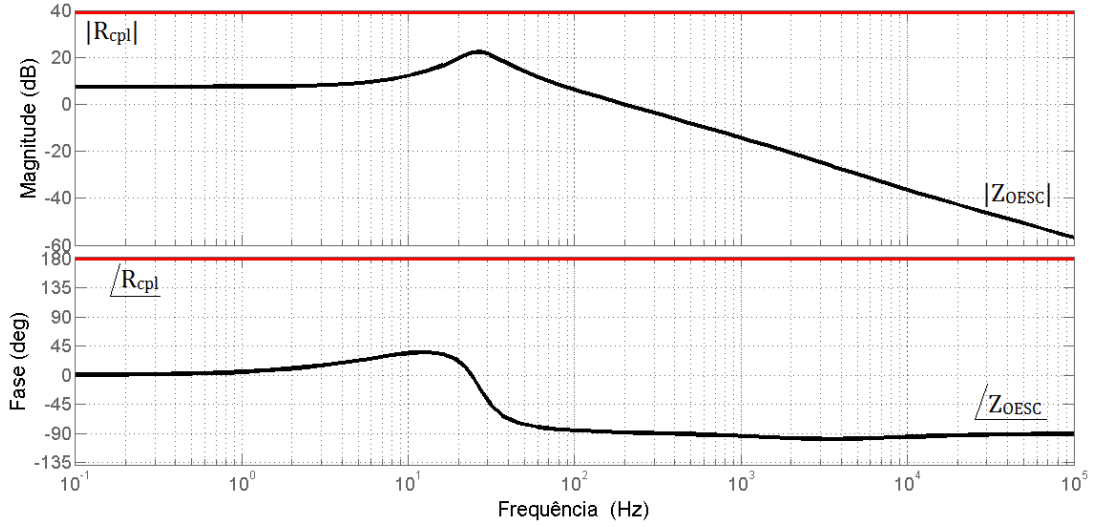


Figura 7.13: Impedância de saída do conversor ESC em modo tensão.

assumindo, por exemplo, duas unidades de armazenamento, ambas operando no modo tensão. A tensão do barramento c.c. em regime permanente pode ser calculada, neste caso como

$$V_B = \frac{V_{Oref} + \sqrt{V_{Oref}^2 - 4P_{cpl}(R_{D1} \parallel R_{D2})}}{2} \quad (7.41)$$

As resistências de *droop* são modificadas segundo $R_{Dj} = R_D \cdot \exp(-p(SoC_j - A_{SOC}))$, onde $j = 1, 2$, $p = 6$ e A_{SOC} é a média aritmética do estado de carga do sistema de armazenamento. Fazendo $SoC_1 = 100\%$ e $SoC_2 = SoC_1 - \Delta SoC$, onde ΔSoC é a diferença entre os estados de carga, levantou-se o comportamento do sistema isolado para diferentes níveis de desequilíbrio de SoC. A Figura 7.14 apresenta os resultados obtidos, onde se considerou $P_{cpl} = 2$ kW.

Observa-se que a compensação do desequilíbrio de estados de carga afeta o valor da impedância de saída dos conversores ESC apenas na região de baixa frequência, não reduzindo significativamente a margem de ganho do sistema. Logo, em um sistema de armazenamento ilhado, com os parâmetros aqui selecionados, não haverá situações de instabilidade.

A resposta da impedância de saída do conversor ESC à variação paramétrica também foi analisada. A Figura 7.15 apresenta os resultados da variação de 2 pu e 0,5 pu nos valores

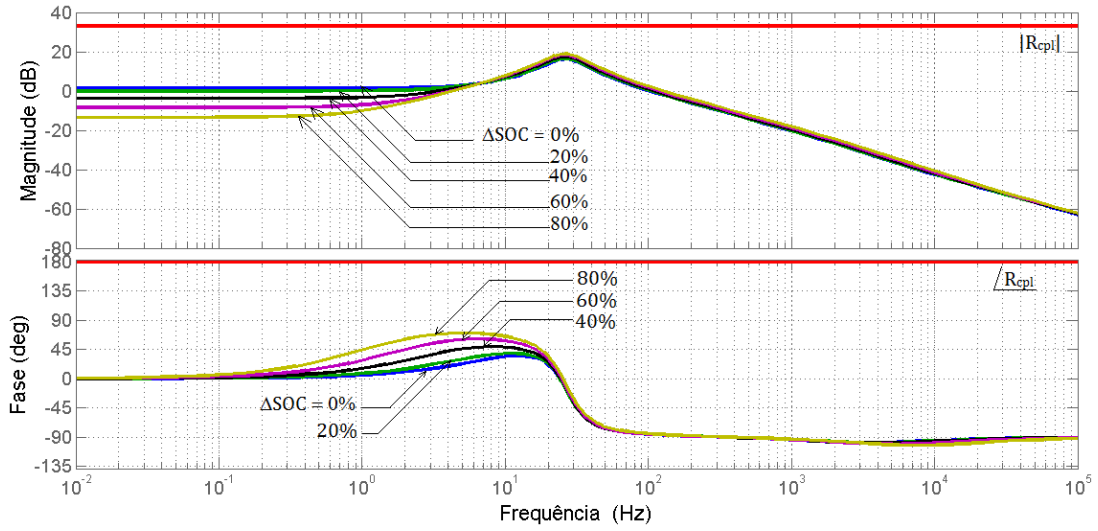


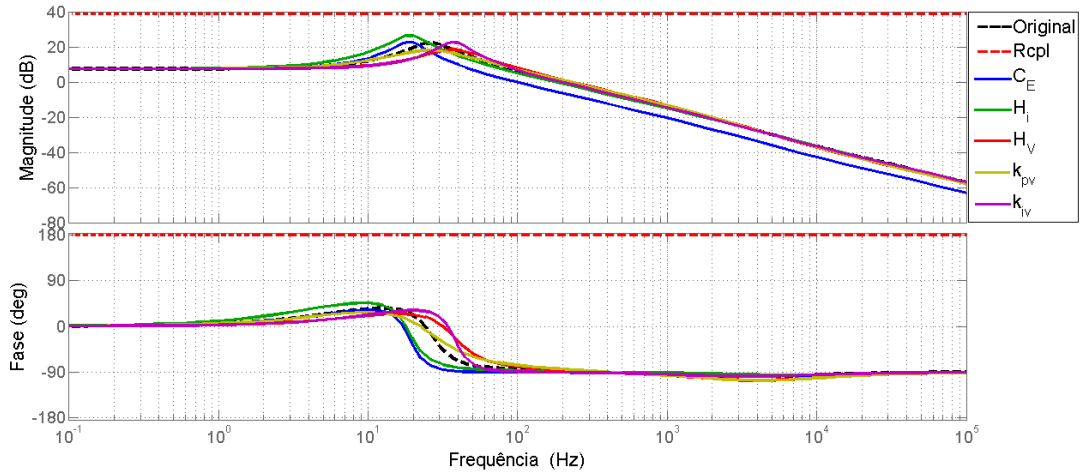
Figura 7.14: Comportamento do sistema de armazenamento frente a diferentes níveis de desequilíbrio de SOC.

dos parâmetros C_E , H_i , H_V , k_{pv} e k_{iv} em relação à condição inicialmente considerada na Figura 7.13. Ao analisar a expressão analítica de $Z_O(s)$, descrita em (7.40), nota-se que os parâmetros L_E , V_m , k_{pi} e k_{ii} não foram incluídos na análise, isto porque, ao longo do estudo se notou que a variação paramétrica destes valores não afeta de forma perceptível a impedância de saída do conversor.

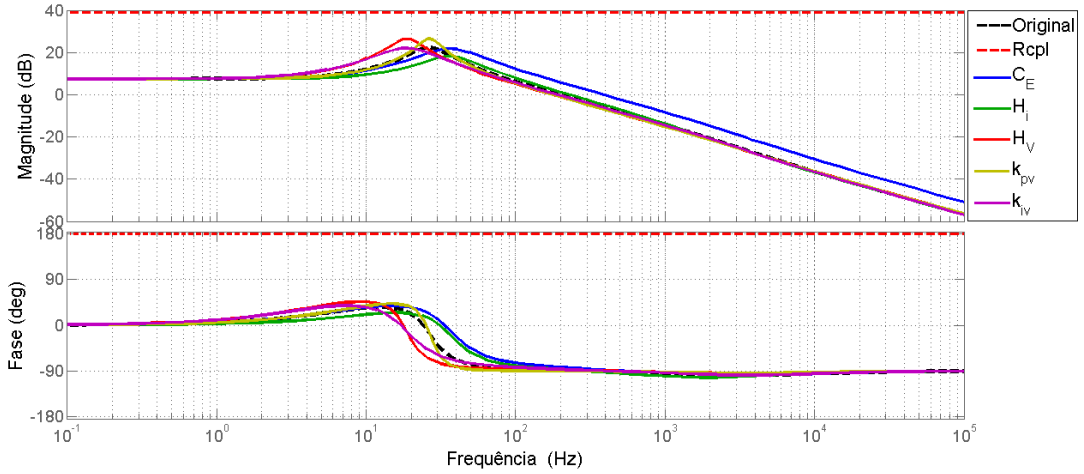
Nota-se que em nenhuma situação o critério de Middlebrook deixou de ser satisfeito, o que indica que mesmo com a variação paramétrica analisada, o conversor permanecerá operando de forma estável. Contudo, nota-se que a elevação de H_i ou a redução de H_V e k_{pv} elevam a magnitude de $Z_O(j\omega)$ no ponto de ressonância, o que reduz a margem de ganho do sistema em cascata e pode, em situação extremas, acarretar em oscilações não amortecidas no barramento c.c.. Com isso, constata-se que tais parâmetros devem ser dimensionados de forma a garantir a estabilidade do sistema em cascata formado pelo conversor ESC e uma carga CPL de potência equivalente à sua capacidade nominal.

7.2.3.2 Impedância do conversor ESC em modo corrente

No modo corrente, a saída da malha de tensão do conversor se torna um valor constante, de modo que o conversor opera, no lado das baterias como uma fonte/carga de



a) Variação dos parâmetros em 2 pu.



b) Variação dos parâmetros em 0,5 pu.

Figura 7.15: Resposta da impedância de saída do conversor ESC à variação paramétrica. corrente constante. Isto modifica as equações de controle do conversor de modo que

$$\begin{bmatrix} \mu \\ v_{bat} \\ i_{Load} \end{bmatrix} = - \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{H_i C_i}{V_{tri}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_E \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_B \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{C_i}{V_{tri}} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_F \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_{ref} \\ v_{bat} \\ i_{Load} \end{bmatrix}}_m, \quad (7.42)$$

o que permite escrever uma impedância de saída igual a

$$Z_O(s) = \frac{L_E V_{tri} s + V_{tri} r_L + C_i H_i V_B}{C_E L_E V_{tri} s^2 + C_E (V_{tri} r_L + C_i H_i V_B) s + C_i H_i I_L (1 - D) + V_{tri} (1 - D)^2}. \quad (7.43)$$

O diagrama de Resposta em Frequência dessa impedância, assumindo os parâmetros descritos na Tabela 7.2, $V_B = 303V$ e $I_L = 6A$ é apresentado na Figura 7.16. Observa-se que a impedância apresenta um comportamento de primeira ordem, indicando a possibilidade de simplificação da expressão descrita em (7.43), o que foi feito se considerando que a banda passante da malha de corrente é muito superior à banda passante da impedância de saída, de forma que se obteve a expressão descrita em (7.44), cujo diagrama é também apresentado na Figura 7.16.

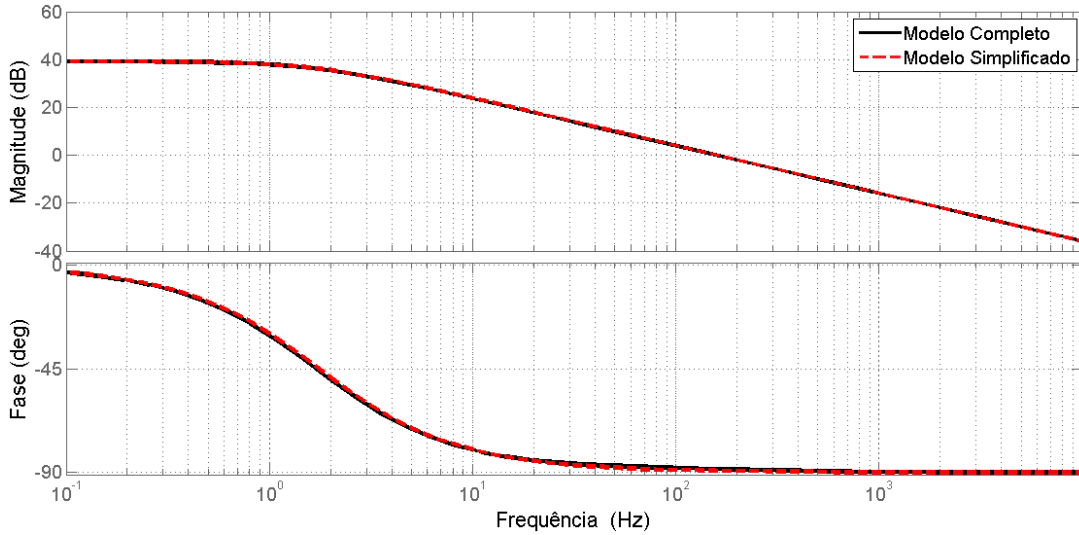


Figura 7.16: Resposta em Frequência da impedância de saída do conversor ESC em modo corrente.

$$Z_O(s) \approx \frac{V_B}{sC_EV_B + I_L(1 - D)} = \frac{1}{sC_E} \parallel \frac{V_B}{I_L(1 - D)} \quad (7.44)$$

Nota-se que a impedância do conversor será dependente da sua corrente de indutor, a qual, devido ao comportamento bidirecional do conversor, pode apresentar valores positivos ou negativos. A Figura 7.17 apresenta a variação do diagrama de Resposta em Frequência da impedância em função de diferentes valores de corrente de indutor. Note que para correntes negativas, na região de baixa frequência o conversor se comportará como uma carga CPL.

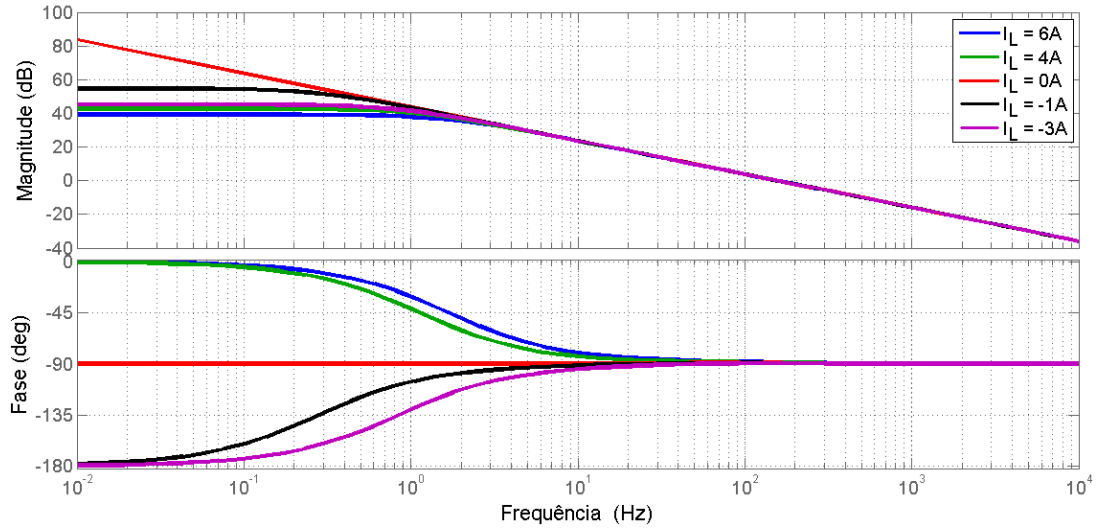


Figura 7.17: Resposta em Frequência da impedância de saída do conversor ESC em modo corrente - variação da corrente de indutor.

7.2.4 Conversor RRC

Na implementação utilizada neste trabalho de tese, o conversor RRC (*Renewable Resource Converter*), que representa a interface com o arranjo fotovoltaico, é implementado de forma semelhante ao conversor ESC, com diagramas de controle semelhantes para modo tensão e para modo corrente, ou MPPT. Assumindo que em modo MPPT a referência de corrente varia muito lentamente, de forma que a dinâmica do algoritmo pode ser desprezada nos estudos de estabilidade, as impedâncias descritas em (7.40) e (7.44) podem ser aplicadas a este conversor diretamente. Além disso, como já se verificou em seções anteriores, a associação em cascata deste tipo de conversor com uma carga CPL, considerando os parâmetros descritos na Tabela 7.2, produz um situação estável. Contudo, para estudos futuros é interessante realizar uma modificação na descrição da impedância em modo corrente, de forma a se explicitar a potência produzida pelo arranjo fotovoltaico. Considerando que $I_L(1 - D) \approx I_O$, desprezando-se as perdas do conversor, pode-se reescrever (7.44) para o conversor RRC de modo que a impedância em modo MPPT se torna

$$Z_O(s) \approx \frac{1}{sC_E + \left(\frac{P_{RRC}}{V_B^2}\right)} = \frac{1}{sC_E} \parallel \frac{V_B^2}{P_{RRC}}, \quad (7.45)$$

onde P_{RRC} é a potência produzida pela unidade de geração.

7.3 Estudo de casos

Na seção anterior mostrou-se que a operação individual dos conversores da nanorrede ao alimentarem uma carga CPL com 100% de sua capacidade nominal não produz situações de instabilidade. Contudo, esta conclusão não necessariamente se aplica a uma configuração onde múltiplos conversores se fazem presentes, de modo que a realização de estudos de caso que avaliem a interação dos conversores nos diferentes setores de operação da nanorrede, estes descritos na seção 3.2, se faz necessária para saber se esta interação suscita ou não comportamentos instáveis no barramento c.c. da nanorrede. Como metodologia de análise serão empregados os critérios de estabilidade baseado em passividade (PBSC) e de Nyquist, sendo o MLG definido de acordo com (7.6). A configuração no setor I, no entanto, não será considerada, uma vez que a sua ocorrência, na implementação atual da nanorrede, apenas seria possível se a carga do barramento fosse inferior a 1 kW e o conversor RRC operasse de forma individual, ou seja, os conversores BGIC e ESC devem estar desconectados, o que remete ao que foi analisado na seção anterior. As conclusões acerca da estabilidade da nanorrede serão validadas por meio de simulações computacionais.

7.3.1 Caso I - Setor II da curva DBS

Neste estudo a nanorrede opera no setor II da curva DBS, sendo que o conversor RRC atua no modo MPPT, o conversor ESC atua no modo carga e o conversor BGIC regula a tensão do barramento c.c. ao exportar energia para a rede elétrica c.a.. Considerando que o arranjo fotovoltaico produz uma potência de 1 kW, e que o conversor ESC carrega

as baterias com 3,0 A (corrente máxima de carga), o que indica uma potência de carregamento de 600 W, aproximadamente, a máxima potência de carga CPL possível de ser aplicada ao barramento c.c. que ainda mantém o sistema no setor desejado será igual a 400 W. A Figura 7.18 apresenta o circuito equivalente considerado para esta condição.

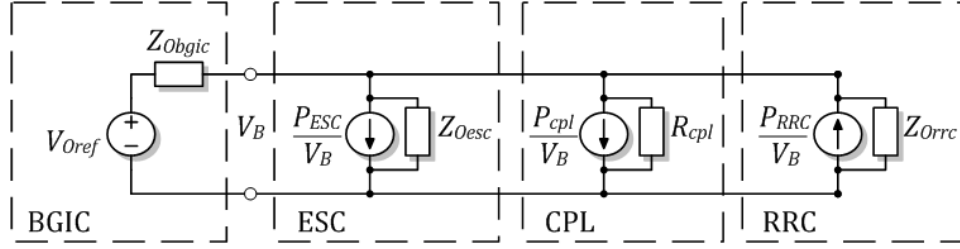


Figura 7.18: Circuito equivalente da nanorrede para o caso I

A tensão do barramento c.c. em regime permanente pode ser descrita como

$$V_B = \frac{V_{Oref} + \sqrt{V_{Oref}^2 - 4R_{Dbgic}(P_{cpl} + P_{esc} - P_{rrc})}}{2} = 311V, \quad (7.46)$$

ou seja, o sistema está entre os setores II e III da curva de sinalização de barramento. Note que o conversor BGIC opera em modo tensão, de forma que $Z_{Vbus} = Z_{Obgic}$ e que os demais conversores, inclusive a carga CPL, operam no modo corrente, o que indica que $Z_{Cbus} = R_{cpl} // Z_{Oesc} // Z_{Orrc}$. Um fato interessante de se observar no agrupamento da carga da nanorrede é que, uma vez que Z_{Oesc} e Z_{Orrc} podem ser descritas como o paralelo de uma capacitância com um elemento resistivo, como explicitam (7.44) e (7.45), pode-se manipular a expressão de Z_{Cbus} de modo que:

$$Z_{Cbus} = \frac{1}{s(C_{Eesc} + C_{Errc})} // \frac{V_B^2}{(P_{rrc} - P_{cpl} - P_{esc})}, \quad (7.47)$$

o que representa uma impedância que em baixas frequências se comportará como uma resistência incremental positiva ou negativa, dependendo dos valores de P_{cpl} , P_{esc} e P_{rrc} . Note que o sistema equivalente se assemelha à associação em cascata do conversor BGIC com uma carga CPL, uma vez que, se $P_{cpl} + P_{esc} > P_{rrc}$, Z_{Cbus} se comportará como uma carga de potência constante. Isto implica em se dizer que, se o sistema em cascata

anteriormente avaliado for estável, a nanorrede neste ponto de operação também será estável.

7.3.2 Caso II - Setor III da curva DBS

Neste caso, o conversor BGIC continua a regular o barramento c.c., sendo que os demais conversores também mantêm os modos de operação descritos no caso anterior. Contudo a carga CPL é elevada para 1 kW, o que faz com que o conversor BGIC importe potência da rede elétrica c.a. para suprir a demanda do sistema de armazenamento. Com isso, a nanorrede se situa no setor III da curva DBS. O circuito equivalente para a nanorrede é o mesmo ilustrado na Figura 7.18, assim como a expressão que calcula a tensão do barramento c.c. em regime permanente se iguala a (7.46), a qual fornece $V_B = 308,6$ V.

7.3.3 Caso III - Setor III da curva DBS

Neste caso, a potência da carga CPL é elevada para 2 kW, o que faz com que o conversor ESC deixe de carregar o banco de baterias com a máxima corrente de carga e comece a participar, ainda como carga, da regulação do barramento c.c. A nanorrede ainda opera do setor III da curva DBS, no entanto o conversor ESC passa para o modo tensão. O circuito equivalente para este caso é apresentado na Figura 7.19.

A tensão do barramento c.c. em regime permanente pode ser descrita como

$$V_B^2 \left(\frac{1}{R_{Dbgic}} + \frac{1}{R_{Desc}} \right) - V_B \left(\frac{V_{oref,bgic}}{R_{Dbgic}} + \frac{V_{oref,esc}}{R_{Desc}} \right) + P_{cpl} - P_{rrc} = 0, \quad (7.48)$$

o que fornece $V_B = 305,7$ V. Como agora existem dois conversores em modo tensão, $Z_{Vbus} = Z_{Obgic} // Z_{Oesc}$ e $Z_{Cbus} = Z_{Orrc} // R_{cpl}$. Novamente se observa que Z_{Cbus} se comportará como uma carga de potência constante, uma vez que $P_{cpl} > P_{rrc}$. Considerando que os conversores BGIC e ESC se mostraram estável ao alimentar cargas CPL individualmente e que a associação em paralelo destes tende a produzir uma impedância equivalente com menor magnitude do que ambos, espera-se que a nanorrede se mantenha estável nesta condição.

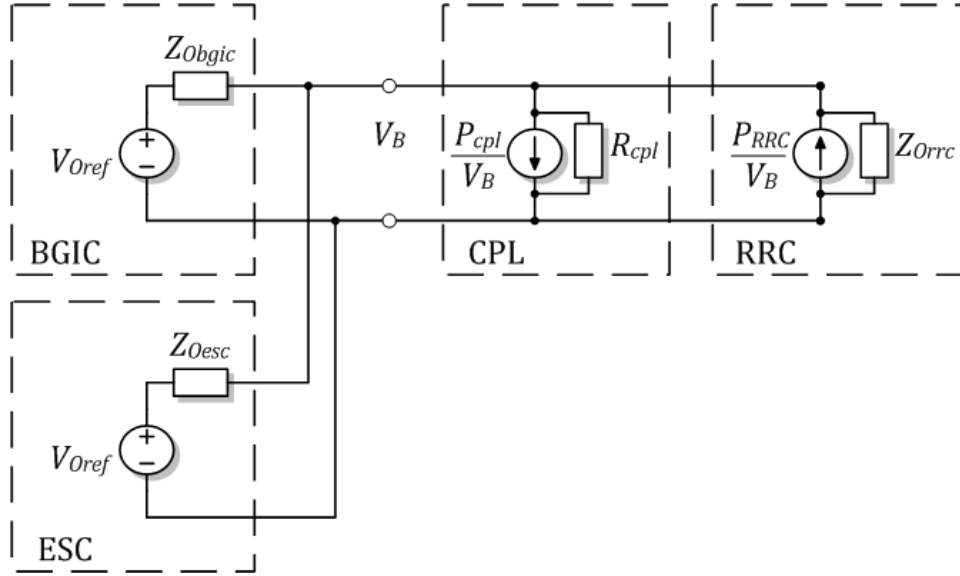


Figura 7.19: Circuito equivalente da nanorrede para o caso III

7.3.4 Caso IV - Setor IV da curva DBS

Neste caso, a carga CPL é elevada para 4 kW, saturando o conversor BGIC e fazendo com que o conversor ESC passe a fornecer energia à nanorrede, adentrando o setor IV da curva DBS. O circuito equivalente deste caso é ilustrado na Figura 7.20.

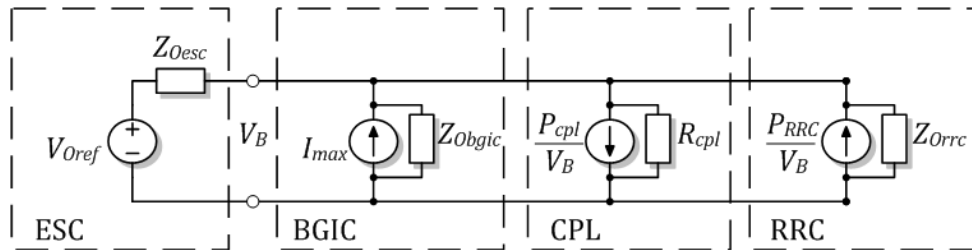


Figura 7.20: Circuito equivalente da nanorrede para o caso IV

A corrente máxima do conversor BGIC é igual a corrente de saturação do conversor, ou seja, $I_{max} = 6,6$ A. A tensão do barramento c.c. em regime permanente se torna

$$V_B^2 \left(\frac{1}{R_{Desc}} \right) - V_B \left(\frac{V_{Oref}}{R_{Desc}} + I_{max} \right) + P_{cpl} - P_{rrc} = 0, \quad (7.49)$$

o que fornece $V_B = 294,5V$. Nesta nova configuração $Z_{Vbus} = Z_{Oesc}$ e $Z_{Cbus} = Z_{Obgic} // Z_{Orrc} // R_{cpl}$. A impedância Z_{Cbus} novamente se portará como uma carga CPL, o que

produzirá uma condição estável para a nanorrede, uma vez que a associação em cascata do conversor ESC em modo tensão com uma carga CPL se mostrou estável.

7.3.5 Avaliação do desempenho da nanorrede em cada caso

Uma vez definidos os circuitos equivalentes da nanorrede em cada um dos quatro casos e estabelecidos os valores de regime permanente, para se realizar o cálculo das impedâncias dos conversores, traçou-se as curvas de impedância equivalente do barramento da nanorrede para cada caso, cujos diagramas de Resposta em Frequência são apresentados na Figura 7.21 e os contornos polares para os respectivos MLG, os quais são mostrados na Figura 7.22.

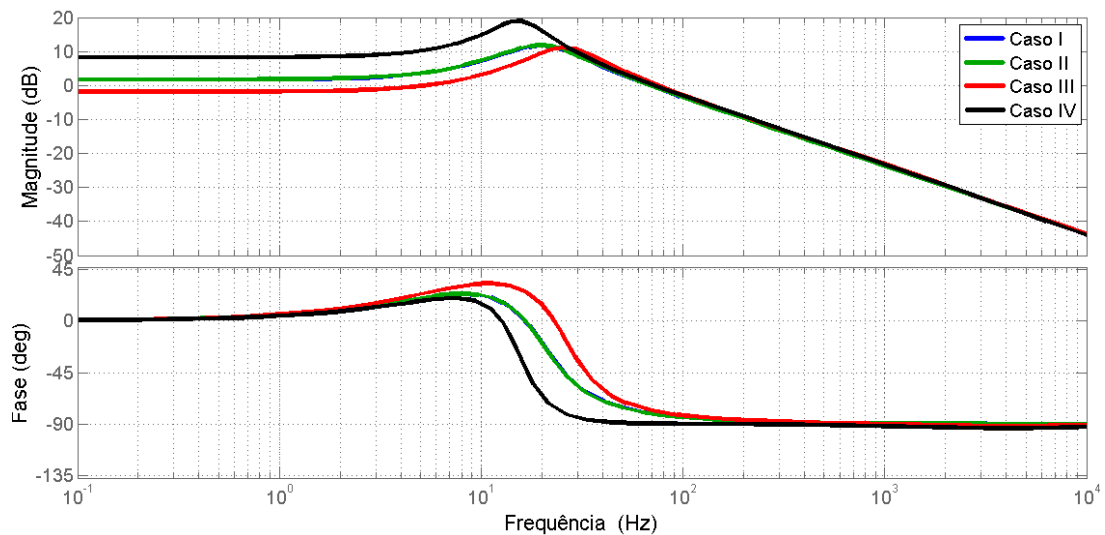


Figura 7.21: Resposta em Frequência da impedância *shunt* equivalente da nanorrede em cada caso.

Uma observação interessante a se fazer é que em cada ponto de operação da nanorrede, a impedância equivalente do barramento c.c. será dominada pela impedância do conversor, ou dos conversores, que atuam em modo tensão, na região de baixas frequências, e pela capacitância equivalente do barramento, na região de altas frequências. Assim sendo, nota-se ao analisar a Figura 7.21 que os casos I e II apresentam impedâncias equivalentes similares, já o caso III apresenta uma impedância com menor magnitude do que os demais, pois ambos conversores BGIC e ESC atuam no modo tensão, e o caso IV, uma impedância

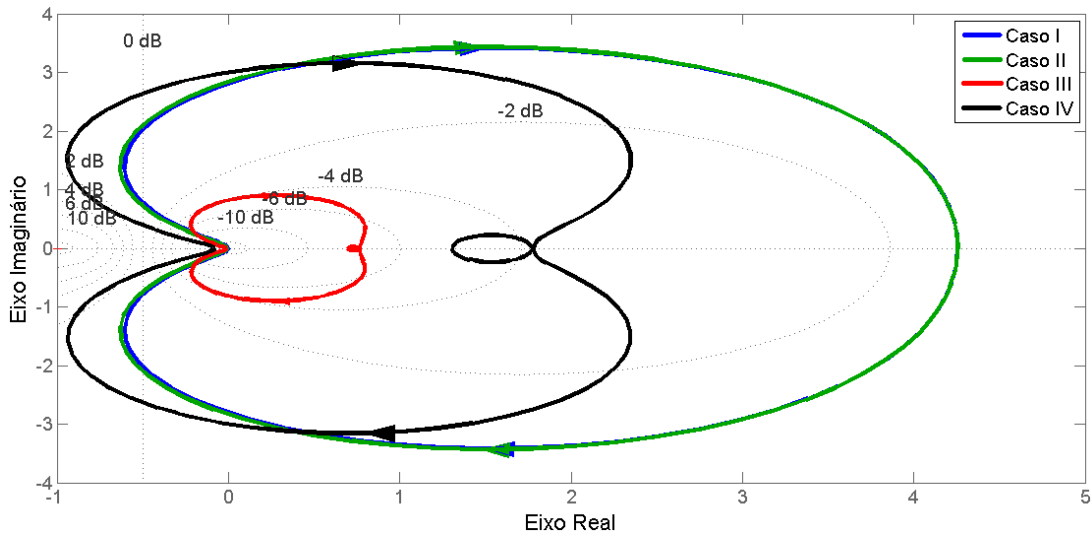


Figura 7.22: Diagramas de Nyquist para o MLG da nanorrede em cada caso.

de maior magnitude, uma vez que no modo tensão $|Z_{Oesc}| > |Z_{Obgc}|$ para a região de baixas frequências. Independente do caso, observa-se que as curvas de fase se mantiveram entre $\pm 90^\circ$, o que segundo o critério de estabilidade baseado em passividade, indica um sistema passivo e consequentemente estável. Os contornos polares também mostram que nos quatro casos a nanorrede será estável, uma vez que nenhum deles enlaça o ponto $(-1,0)$. No entanto, a variação da impedância equivalente entre os casos afeta a margem de ganho e fase do sistema. Segundo a Figura 7.22, a margem de ganho para os casos I, II e III será de aproximadamente 40dB e de 20dB para o caso IV. A margem de fase, por sua vez, será de 58° para os casos I e II, 44° para o caso IV e infinita para o caso III.

Para validar as observações acerca da estabilidade da nanorrede em cada caso, se realizou a simulação da nanorrede, por meio do software PSIM, transitando entre os casos. Um modelo idealizado de carga de potência constante foi construído no simulador, de forma a se evitar que a dinâmica de um conversor POL real afetasse o resultado da simulação e mascarasse, por exemplo, uma condição de instabilidade não modelada. A Figura 7.23 apresenta os resultados de simulação da nanorrede.

Observa-se que nos quatro casos avaliados a nanorrede não apresenta oscilações sustentadas na tensão de barramento, o que indicaria um ciclo limite introduzido pela carga CPL, nem se nota oscilações durante os transitórios, o que corrobora com os resultados da

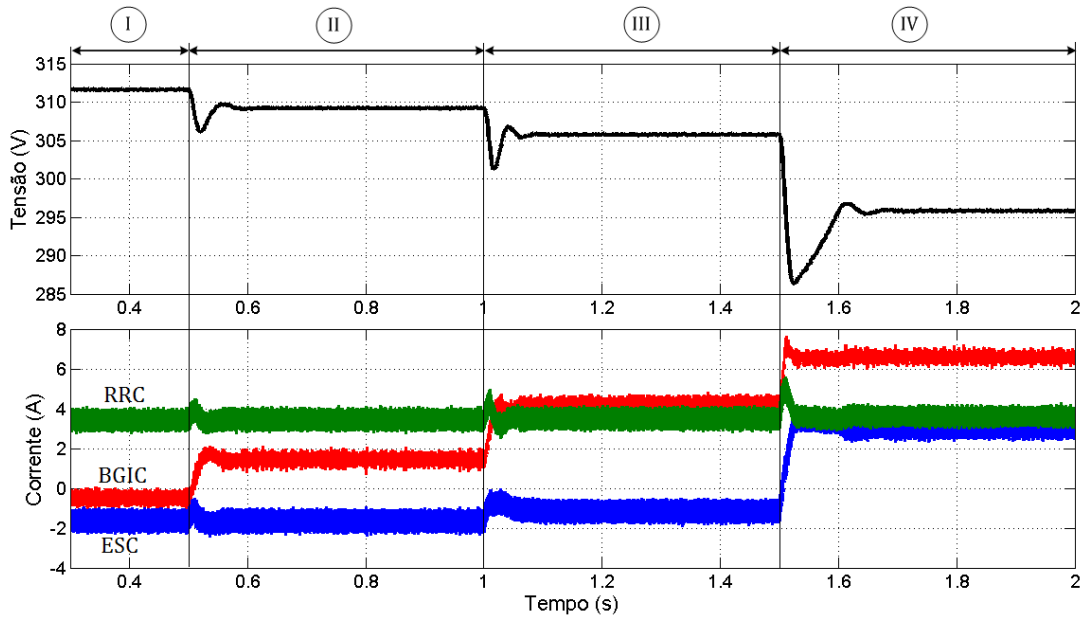


Figura 7.23: Resultados de simulação da nanorrede para o estudo de casos de estabilidade.

análise de estabilidade realizada. Um fato importante de ser mencionado ocorreu durante a transição do caso III para o caso IV, onde se percebe um afundamento da tensão de barramento mais pronunciado. Como, neste caso, a potência da carga CPL é definida no limite da capacidade dos conversores da nanorrede, durante o afundamento de tensão, quando esta se torna inferior a 295 V, o conversor ESC entra em modo corrente, deixando a nanorrede sem nenhum conversor em modo tensão para regular o barramento. Com isso, a tensão do barramento afunda devido ao desequilíbrio de energia provocado pelo transiente. Como em regime permanente a potência injetada pelos conversores no barramento é superior à consumida pela carga, a tensão sobe até que o conversor ESC possa voltar ao modo tensão e regular o barramento em um nível adequado. Este evento mostra, no entanto, que se a carga da nanorrede extrapolar a capacidade dos conversores, a tensão do barramento cairá abaixo dos limites da curva DBS e inibirá a capacidade do sistema de regular a tensão de barramento, o que possivelmente levará o barramento ao colapso. Nesta situação, a única alternativa disponível é se desconectar cargas, com o intuito de se reestabelecer um equilíbrio de energia na nanorrede.

Uma simulação também foi realizada para se verificar se as ações de compensação do

desvio de tensão do barramento c.c. promovidas pelo nível secundário de controle da nanorrede afetariam a estabilidade do sistema. A Figura 7.24 apresenta os resultados da simulação. Constata-se que, para o sistema estudado neste trabalho, o nível secundário de controle não interfere na estabilidade da nanorrede, compensando o desvio de tensão produzido pela sinalização de barramento sem alterar perceptivelmente o amortecimento do sistema em cada um dos casos.

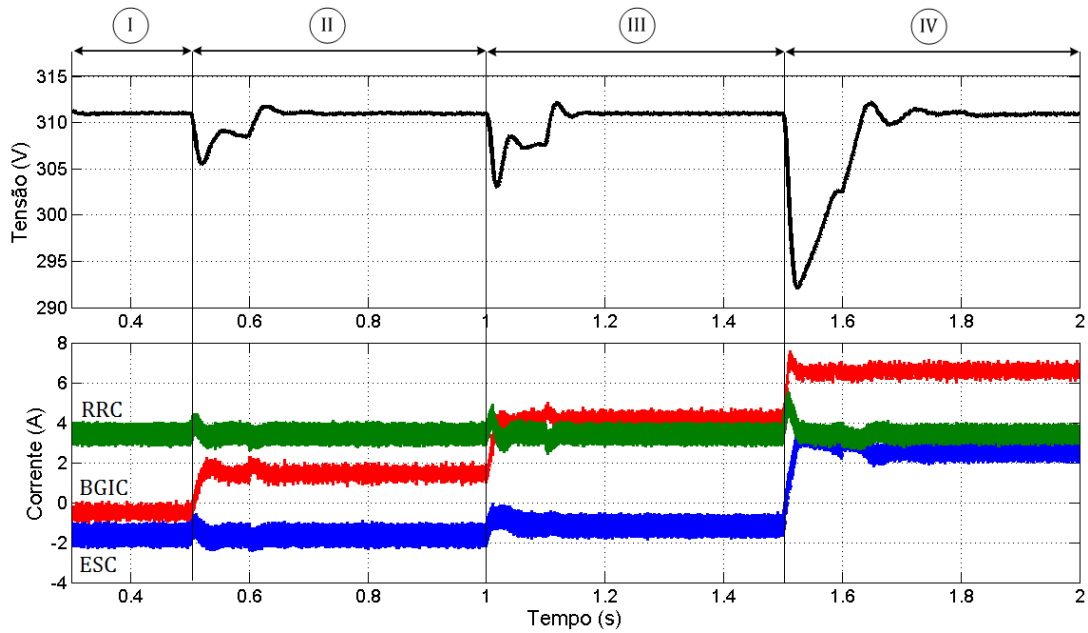


Figura 7.24: Resultados de simulação da nanorrede para o estudo de casos de estabilidade - efeito do controle secundário.

7.3.6 Critério de projeto para conversores baseado no estudo de estabilidade

Ao longo do estudo de estabilidade conduzido, mostrou-se que, em cada setor, a impedância equivalente Z_{Cbus} possuirá um comportamento de carga de potência constante, de modo que as discussões sobre a estabilidade de um sistema de distribuição c.c. em cascata podem ser extrapoladas para a análise de nanoredes com múltiplos conversores. A resistência incremental dessa carga de potência constante equivalente, a qual definirá as condições de estabilidade da nanorrede, pode ser definida em cada setor como:

Setor I. $R_{eq} = -V_B^2 / (P_{cpl} + P_{esc});$

Setor II e III. $R_{eq} = -V_B^2 / (P_{cpl} + P_{esc} - P_{rrc})$ (ESC em modo carga);

Setor III e IV. $R_{eq} = -V_B^2 / (P_{cpl} - P_{rrc})$ (ESC em modo tensão);

Sendo que P_{cpl} é a potência da carga CPL da nanorrede, P_{esc} é a potência máxima de carregamento das baterias do conversor ESC (modo carga) e P_{rrc} é o ponto de máxima potência do conversor RRC (modo MPPT). Nos setores I, II e III a máxima potência exibida pela carga CPL equivalente se iguala à capacidade máxima do conversor que opera em modo tensão, de modo que a nanorrede se assemelhará aos sistemas em cascata analisados na seção 7.2. No setor IV, onde o conversor BGIC atua como uma fonte de corrente constante, a qual não contribui para a resistência incremental equivalente da carga da nanorrede, a potência considerada na definição da resistência incremental será superior à capacidade do conversor ESC, que opera em modo tensão. Neste caso, o sistema em cascata resultante apresentará uma carga CPL com resistência incremental menor do que a considerada na seção 7.2. Mesmo assim, se as impedâncias de saída dos conversores forem projetadas de forma a garantir nos sistemas em cascata discutidos anteriormente uma margem de ganho adequada, a nanorrede irá operar de forma estável.

Com isso, pode-se estabelecer um critério de projeto a ser seguido nas etapas de desenvolvimento individual dos conversores que garanta a operação estável da nanorrede. Propõe-se que a relação entre a impedância de saída dos conversores, no modo tensão, seja projetada de modo que o sistema em cascata formado por este conversor e uma carga CPL de capacidade igual à potência nominal do conversor possua uma margem de ganho entre superior a 15dB, o que permitiria a estabilização de sistemas com cargas CPL de resistência incremental de capacidade até 5 (cinco) vezes superior à capacidade nominal de cada conversor. Este critério, porém, pode levar ao superdimensionamento de elementos da nanorrede, uma vez que particularidades de cada instalação, não são levadas em consideração no projeto dos conversores, porém, ao possibilitar a estabilização de uma nanorrede na etapa de desenvolvimento individual de cada conversor, cria-se um cenário onde conversores podem ser inseridos ao sistema de forma *plug-and-play*, com risco

reduzido de se produzir situações de instabilidade.

Observa-se que os conversores utilizados neste trabalho atendem o critério supracitado, de modo que a nanorrede opera de forma estável em todos os seus setores. Contudo, conforme discutido, ao se reduzir a margem de ganho dos sistemas em cascata apresentados anteriormente, a estabilidade da nanorrede pode ser comprometida. Para avaliar este efeito, a impedância de saída do conversor ESC foi alterada, por meio da elevação do ganho do sensor de corrente H_i de 0,1 para 1,0, o que leva a uma redução da margem de ganho do sistema em cascata correspondente, como observado na na seção 7.2.3.1. Com esta modificação a margem de ganho do sistema diminuiu de 16dB para 4dB, o que irá afetar a impedância equivalente da nanorrede no caso IV. A Figura 7.25 apresenta o diagrama de Resposta em Frequência da resistência *shunt* equivalente da nanorrede nos casos I e IV, para esta nova condição.

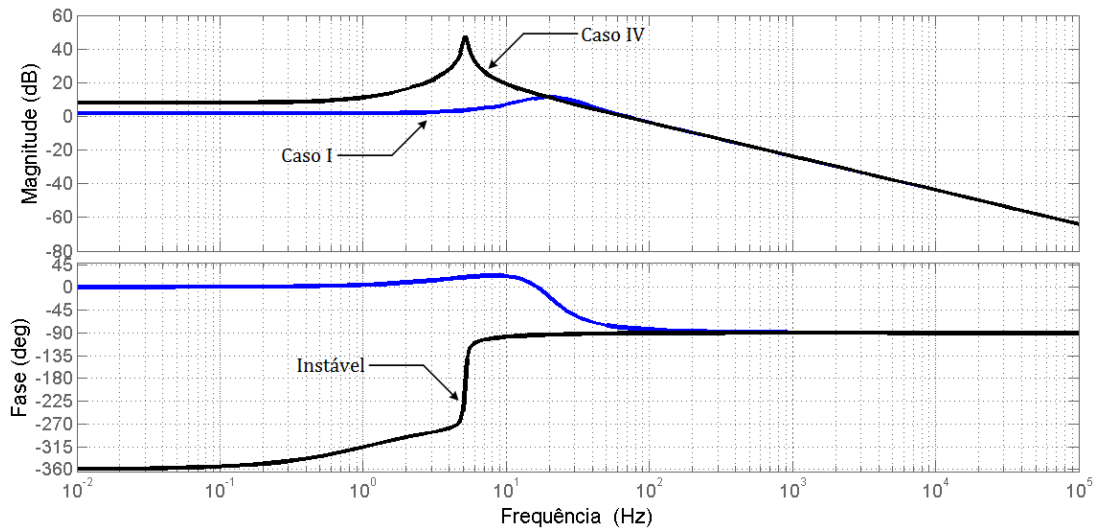


Figura 7.25: Resposta em frequência da impedância equivalente da nanorrede após modificação do conversor ESC.

Nota-se no caso IV, onde a impedância da nanorrede é dominada pelo conversor ESC, que o comportamento do sistema será instável, segundo o critérios de estabilidade baseado em passividade. Com isso, espera-se a presença de oscilações não amortecidas no barramento c.c. da nanorrede. A Figura 7.26 apresenta os resultados de simulação para estes dois casos, onde se observa que a alteração no controle do conversor ESC e consequente

redução da margem de ganho promoveram uma piora na resposta transitória da nanorrede e levaram ao surgimento de oscilações de baixa frequência no barramento da nanorrede, com amplitude de 12,8 V e que extrapolam os limites da janela de tensão da curva DBS.

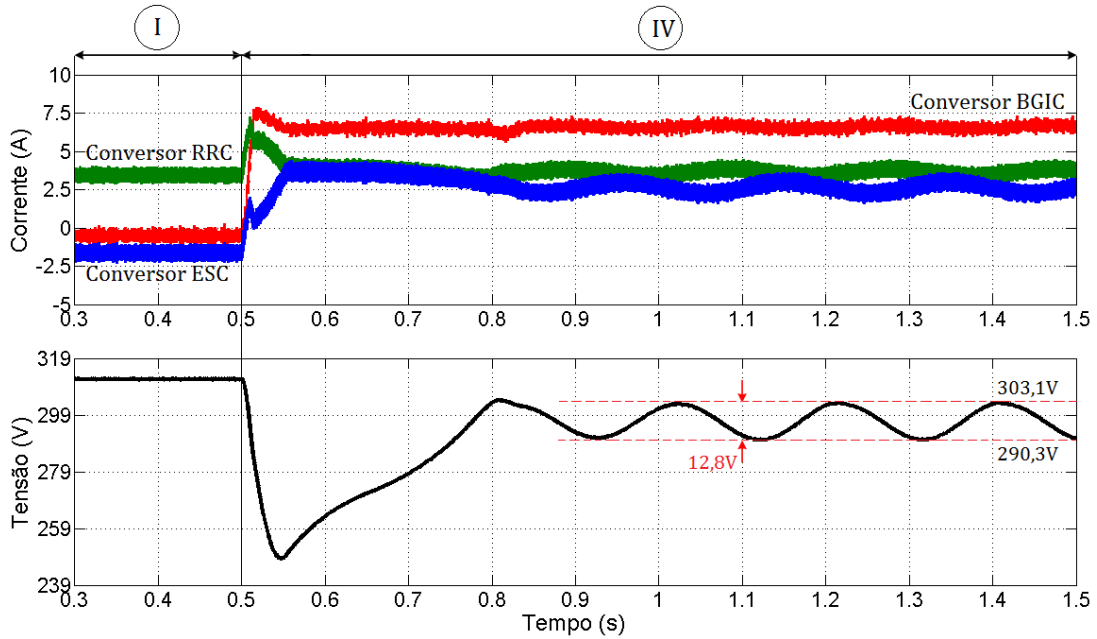


Figura 7.26: Simulação do comportamento da nanorrede após modificação do conversor ESC.

7.4 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo, foram discutidos métodos de avaliação de estabilidade de sistemas de distribuição em corrente contínua que podem ser aplicados na análise de estabilidade de uma nanorrede c.c. com múltiplos elementos e grande penetração de cargas de potência constante. Métodos que se baseiam em sistemas linearizados são os mais empregados na literatura, no entanto, como apenas avaliam a estabilidade da nanorrede em torno de um ponto de operação, estes métodos demandam a realização de estudos em cada setor de funcionamento da nanorrede, para que se possa garantir a estabilidade do sistema de uma forma mais ampla.

Apresentou-se uma metodologia de modelagem de conversores baseada nas equações

de estado para se extrair de forma analítica a impedância de saída de cada conversor no modo tensão e no modo corrente e com isso se permitir o emprego dos métodos de análise revisados neste capítulo. Em seguida, verificou-se a estabilidade da nanorrede em cada setor da curva de sinalização de barramento por meio da definição de casos, constatando que o projeto dos conversores realizado ao longo deste trabalho fornece uma operação estável da nanorrede em todos os seus setores, mesmo com a presença de 100% de cargas CPL no barramento c.c.. A análise permitiu verificar que na maioria dos setores a nanorrede se comportará como um sistema em cascata, ou seja, um sistema onde um único conversor em modo tensão alimenta uma única carga CPL, de modo que se pode definir um procedimento de projeto para os conversores que possibilite a estabilização da nanorrede de uma forma mais direta: deve-se garantir que a interação da impedância de saída do conversor com uma carga CPL de potência igual à potência nominal do conversor seja estável, com margem de ganho superior a 15dB, o que pode ser verificado por meio dos diversos métodos discutidos neste capítulo. Ao se garantir isso para cada conversor individualmente, reduz-se significativamente a possibilidade da interação entre os conversores da nanorrede e as cargas de potência produzirem situações de instabilidade.

Capítulo 8

Conclusões gerais e Propostas de continuidade

O trabalho de tese de doutorado apresentou o estudo e desenvolvimento detalhado de um protótipo de nanorrede c.c. de baixa potência focado em aplicações de distribuição de energia em ambientes residenciais e comerciais. Buscou-se definir uma arquitetura básica para a nanorrede proposta que fosse compatível com padrões, normas e outras topologias existentes na literatura, além de caminhar na direção da consolidação de redes de distribuição inteligentes, seguindo uma tendência mundial. Para isso, inicialmente, se realizou um estudo bibliográfico exaustivo com o intuito de se estabelecer o estado da arte acerca do tema. Observou-se que, mesmo com a recente publicação de padrões por associações industriais como a Emerge Alliance e a REbus Alliance, ainda existem divergências acerca da arquitetura do sistema, estratégias de controle, posicionamento do sistema de armazenamento e esquemas de distribuição. Além disso, existe pouca referência à segurança de nanorredes na literatura atual, principalmente em relação a sistemas sem isolamento. Identificou-se pontos de convergência acerca da existência de um barramento de alimentação principal de tensão de 300 V - 400 V e múltiplos barramentos de baixa tensão (24 V a 48 V) para alimentação de equipamentos eletrônicos de baixa potência. Observou-se uma tendência de normatização em torno de 380 V, no entanto,

para possibilitar a conexão de equipamentos eletrônicos disponíveis no mercado brasileiro, sem a necessidade de se estabelecer uma nova cadeia produtiva para estes itens, optou-se por trabalhar com um barramento de 311 V.

Segundo normas brasileiras, a conexão de centrais de geração distribuída com potência inferior a 10 kW, classe onde se encaixariam atualmente as nanorredes residenciais e comerciais, ao sistema de distribuição pode ocorrer em baixa tensão, de forma monofásica e sem a presença de um transformador de isolamento. Observou-se no entanto que este tipo de conexão produz um caminho de modo comum, por onde circularão correntes de falta fase-terra e de corpo, no caso de choques elétricos, sem que os conversores do sistema sejam capazes de limitar a magnitude dessas correntes. Apesar do aterramento do barramento c.c. não influenciar as correntes de falta e corpo, recomenda-se o uso de esquemas de aterramento por alta resistência, uma vez que, na operação ilhada da nanorrede, quando o caminho de modo comum é suspenso, essas resistências permitirão uma operação mais segura.

Em vista da incapacidade da nanorrede de proteger a instalação e usuários em modo conectado contra faltas e choques elétricos, discutiu-se o posicionamento e tecnologia de dispositivos de proteção a serem utilizados na nanorrede. Concluiu-se que, no caso de faltas fase-terra, a corrente de falta enlaça o conversor de interface com a rede elétrica (BGIC - *Bidirectional Grid Interface Converter*), o que irá disparar proteções internas ao conversor contra sobrecorrentes, levando este a interromper a conexão da nanorrede com a rede elétrica, consequentemente ilhando o sistema. Com isso, para que se estabeleça uma coordenação de proteção de forma a permitir a desconexão de ramos faltosos sem que o ilhamento da nanorrede seja necessário, o emprego de dispositivos de proteção de estado sólido se faz necessário. Situação semelhante é observada em casos de choques elétricos, uma vez que a proteção pode ser feita no ponto de conexão comum da nanorrede com a rede elétrica, por meio de um DR tipo B. No entanto, para se evitar o ilhamento da nanorrede, dispositivos DR para uso em c.c. devem ser utilizados em cada circuito de carga. Os disjuntores de estado sólido são bastante discutidos na literatura, contudo, não encontram exemplares comerciais disponíveis no mercado atualmente. Os DR para uso

em c.c., por outro lado, carecem de maior investigação por parte da comunidade científica.

A arquitetura do sistema de gerenciamento da nanorrede foi discutida ao longo do texto. Buscou-se definir uma estratégia que possibilitasse a inserção de novos elementos à nanorrede ao longo do tempo, além de apresentar robustez contra falhas na comunicação entre os componentes do sistema. Estabeleceu-se um sistema de gerenciamento hierárquico, composto por um nível primário de controle distribuído, baseado em sinalização de barramento, e níveis secundários e terciário concentrados em um gerenciador de energia centralizado. A comunicação entre os conversores é baseada em um meio de baixa velocidade, este ainda não implementado. O nível primário utiliza a variação do barramento c.c. como forma de comunicar todos os conversores sobre as condições de geração e carga da nanorrede e, com isso, definir localmente o modo de operação de cada conversor. Ele também troca informações com o nível secundário, para permitir a correção do desvio de tensão e partilhamento de carga entre conversores de mesma categoria. Esta arquitetura se assemelha à proposta de normatização REbus. O desempenho da nanorrede segundo esta estratégia de controle foi validada por meio de simulações e resultados experimentais. Para evitar que a impedância de cabos interfira com a operação da nanorrede, se estabeleceu um critério para seleção da bitola de cabos em função da potência transmitida e da distância da carga ao barramento principal.

Balizado pelos Procedimentos de Distribuição da ANEEL e pelo padrão IEEE 1547, realizou-se o projeto do conversor de interface da nanorrede com a rede elétrica. Devido à variedade de estruturas exibidas por este conversor, uma vez que ele deve, além de respeitar a arquitetura de gerenciamento de energia da nanorrede, atender também a requisitos de acesso ao sistema de distribuição de concessionárias de energia, optou-se por utilizar uma estrutura de PLL capaz de sintetizar um sinal de sincronismo adequado para o controle da corrente de rede e fornecer simultaneamente dados sobre a tensão e frequência no ponto de conexão. Estudou-se o comportamento da PLL frente a perturbações de fase, afundamentos de tensão e presença de harmônicos na tensão do ponto de conexão. Por meio de simulação, verificou-se que a PLL é capaz de fornecer dados adequados em todas estas condições.

Os dados fornecidos pela PLL foram utilizados por uma rotina de monitoramento do ponto de conexão, a qual é capaz de identificar anomalias de tensão e frequência e com isso promover a desconexão da nanorrede, de acordo com exigências das normas. Esta técnica, no entanto, não se mostrou capaz de identificar a ocorrência de ilhamentos não-intencionais, o que motivou a modificação da estrutura da PLL adotada, por meio da adaptação para aplicação em sistemas monofásicos de um sistema proposto na literatura para uma PLL trifásica. Esta modificação insere uma perturbação na fase estimada pela PLL de modo a instabilizá-la durante um ilhamento, permitindo a sua detecção pelo sistema de monitoramento. O seu desempenho foi verificado por meio de simulação. O método utilizado, no entanto assume que a rede elétrica se comporta como uma barra infinita, de modo que a perturbação de fase não será capaz de afetar a tensão no ponto de conexão quando a rede se faz presente. No entanto, pensando em um sistema elétrico composto por múltiplas nanorredes e centrais de geração distribuída, esta consideração de barra infinita não se confirmaria, de modo que estudos sobre o efeito da técnica de detecção de anti-ilhamento em redes fracas se fazem necessários.

Observou-se que, durante afundamentos de tensão, ocorre um desequilíbrio entre as capacidades de potência dos estágios do conversor de interface com a rede elétrica (BGIC). Esse desequilíbrio faz com que a tensão do barramento intermediário caia e provoque oscilações na tensão do barramento principal da nanorrede, caso não se realize a rápida desconexão do estágio afetado. Propôs-se uma técnica de compensação, que altera a resistência de *droop* do estágio c.c./c.c. de forma a reequilibrar os níveis de potência do conversor, o que permite a continuidade da operação da nanorrede durante afundamentos de tensão, sem a necessidade de desconexão.

O conversor BGIC também é responsável pelo surgimento de uma tensão de modo comum no barramento principal da nanorrede, a qual afeta a magnitude de correntes de falta e corpo. Mostrou-se que esta tensão de modo comum é composta por uma parcela de baixa frequência oriunda na rede elétrica e componentes de alta frequência referentes aos harmônicos de chaveamento do conversor BGIC. A literatura atual apresenta formas de se eliminar as componentes de alta frequência por meio da aplicação de filtros de

modo comum, ou pela inserção de chaves na estrutura do conversor, as quais promovem o desacoplamento do barramento c.c. durante estágios de chaveamento de modo comum. A mitigação da componente de baixa frequência, por outro lado, apenas é possível por compensação ativa. Propôs-se uma técnica *feedforward* para realizar esta compensação, a qual emprega dados fornecidos pela PLL. Verificou-se experimentalmente uma atenuação de 20dB da magnitude da componente.

No âmbito do sistema de armazenamento, discutiu-se que a sua arquitetura deve prever a existência de múltiplas unidades de armazenamento, uma vez que a expansão da capacidade ao longo do tempo poderá se dar pela aquisição de conjuntos banco de baterias+conversores completos. Com isso, a operação da nanorrede pode levar ao desequilíbrio de estados de carga entre unidades. Propostas de equalização disponíveis na literatura reduzem significativamente a resistência série virtual dos conversores de modo a garantirem um partilhamento adequado da carga da nanorrede. Com isso, as técnicas existentes se baseiam em pequenos desvios de tensão para realizarem a equalização de estados de carga de unidades de armazenamento, o que não é compatível com a estratégia de gerenciamento de energia escolhida para a nanorrede. Neste trabalho se propôs uma nova técnica de equalização de estados de carga inédita na literatura, a qual emprega um controle secundário distribuído na modificação da resistência virtual dos conversores, de modo que a interferência na operação do nível primário ocorre apenas quando necessária e é escalonada pelo nível de desequilíbrio de estados de carga, ou seja, à medida que as unidades se equalizam, a influência do algoritmo de compensação é reduzida.

Discutiu-se também que a topologia do conversor de interface com o sistema de armazenamento, baseada em um conversor c.c./c.c. bidirecional sem isolamento, não é adequada ao uso nesta nanorrede, uma vez que obriga o emprego de *strings* de baterias relativamente longas, o que pode levar a problemas de equalização internos à unidade de armazenamento, além de ser vulnerável a faltas fase-fase. O uso de topologias com isolamento, como o conversor *Dual Active Bridge* se mostram mais interessantes, sendo que o estudo da sua aplicação à nanorrede será feito em trabalhos posteriores.

Ao final do trabalho, estudou-se a estabilidade da interação dos conversores da na-

nanorrede com cargas do tipo potência constante. A análise da estabilidade do sistema se baseou na interação das impedâncias de saída dos conversores, segundo técnicas consolidadas disponíveis na literatura. Ao longo da modelagem da impedância equivalente do sistema constatou-se que ao se projetar individualmente cada conversor em modo tensão para atender uma carga de potência constante com capacidade igual à sua potência nominal, com uma margem de ganho adequada, este projeto garantirá uma integração estável do conversor em qualquer configuração da nanorrede.

8.1 Propostas de continuidade

Como propostas de continuidade deste trabalho de tese define-se:

1. Estudar protocolos e meios de comunicação para implementação da rede de comunicação interna da nanorrede e do Gerenciador de Energia;
2. Realizar a validação experimental do controle secundário e estudar o impacto de atrasos de comunicação sobre a dinâmica da nanorrede;
3. Estudar, desenvolver e verificar experimentalmente topologias de dispositivos de proteção contra faltas e correntes diferenciais e residuais (DR) em corrente contínua;
4. Estudar a utilização, dimensionamento e projeto de conversores *Dual Active Bridge* como interface com o sistema de armazenamento;
5. Validar a técnica de equalização de estados de carga para um sistema de armazenamento com baterias reais;
6. Estudar, desenvolver e projetar sistemas de gerenciamento de baterias para aplicação em cada unidade de armazenamento;
7. Realizar estudos de eficiência da nanorrede em relação a sistemas c.a. convencionais;
8. Finalizar a construção do protótipo de nanorrede com inserção de módulos fotovoltaicos, baterias e expandindo a capacidade do sistema para 5 kW.

Referências Bibliográficas

- [1] Energy Information and Administration, “International energy outlook 2013,” tech. rep., U.S. Energy Information and Administration (EIA), 2013.
- [2] Empresa de Pesquisa Energética, “Plano decenal de expansão da energia 2024,” tech. rep., Ministério de Minas e Energia, Brasília, Brasil, 2015.
- [3] T. de Oliveira and P. Donoso-Garcia, “Perspectives for dc distribution adoption in brazil,” in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, pp. 359–364, June 2015.
- [4] Empresa de Pesquisa Energética, “Balanço energético nacional 2015: Ano base 2014,” tech. rep., Ministério de Minas e Energia, Rio de Janeiro, Brasil, 2015.
- [5] R. H. Lesseter, “Smart distribution: Coupled microgrids,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 99 issue 6, pp. 1074–1082, 2011.
- [6] T. E. del Caprio Huayllas, D. S. Ramos, and R. L. Vasquez-Arnez, “Microgrid systems: Current status and challenges,” in *2010 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America*, pp. 7–12, 2010.
- [7] F. Iov, M. Ciobotaru, D. Sera, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Power electronics and control of renewable energy systems,” in *7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 6–28, novembro 2007.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [8] S. Linder, “Energy storage and hvdc: The backbones of a future with more than 30% contribution of wind + solar energy,” in *2012 Power Electronics South America*, 2012.
- [9] Grupo de Trabalho de Redes Elétricas Inteligentes, “Smart grid,” tech. rep., Ministério de Minas e Energia, Brasil, 2010.
- [10] D. M. Falcao, “Integração de tecnologias para viabilização da smart grid,” in *III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, 2010.
- [11] Empresa de Pesquisa Energética, “Estudos da demanda de energia: Demanda de energia 2050,” tech. rep., Ministério de Minas e Energia, Brasil, 2014. Nota técnica DEA 13/14.
- [12] D. Dong, “Ac-dc bus-interface bi-directional converters in renewable energy systems,” 2012. Tese de Doutorado - Virginia Polytechnic Institute and State University, EUA.
- [13] R. H. Lesseter and P. Paigi, “Microgrid: a conceptual solution,” in *35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 6, pp. 4285–4290, 2004.
- [14] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, D. Dong, R. Burgos, F. Wang, and F. Lee, “Future electronic power distribution systems - a contemplative view,” in *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp. 1369–1380, May 2010.
- [15] J. Schönberger, R. Duke, and S. D. Round, “Dc-bus signaling: A distributed control strategy for hybrid renewable nanogrid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1453–1460, 2006.
- [16] P. Torcellini, S. Pless, M. Deru, and D. Crawley, “Zero energy buildings: A critical look at the definition,” *U.S. National Renewable Energy Laboratory and Department of Energy*, 2006.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [17] A. Marszala, P. Heiselberg, J. Bourrelle, E. Musall, K. Voss, I. Sartori, and A. Napolitano, “Zero energy building - a review of definitions and calculation methodologies,” *Energy and Buildings*, vol. 43, no. 4, pp. 971 – 979, 2011.
- [18] N. Aste, R. S. Adhikari, and C. del Pero, “Photovoltaic technology for renewable electricity production: Towards net zero energy buildings,” in *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, pp. 446–450, 2011.
- [19] D. J. Becker and B. J. Sonnenberg, “Dc microgrids in buildings and data centers,” in *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–7, 2011.
- [20] “Emerge alliance.” <<http://www.emergealliance.org>>.
- [21] I. Cvetkovic, “Modeling, analysis and design of renewable energy nanogrid systems,” 2010. Dissertação de Mestrado - Virginia Polytechnic Institute and State University.
- [22] D. Salomonsson and A. Sannino, “Low-voltage dc distribution system for commercial power systems with sensitive electronic loads,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 3, pp. 1620–1627, 2007.
- [23] H. Pugliese and M. von Kanneurff, “Discovering dc: A primer on dc circuit breakers, their advantages and design,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 19, pp. 22–28, Outubro 2013.
- [24] M. Ton, B. Fortenbery, and W. Tschudi, “Dc power for improved data center efficiency.” Lawrence Berkeley National Laboratory, 2008. Relatório técnico.
- [25] H. Kakigano, M. Nomura, and T. Ise, “Loss evaluation of dc distribution for residential houses compared with ac systems,” in *2010 International Power Electronics Conference (IPEC)*, pp. 480–486, June 2010.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [26] K. Garbesi, V. Vossos, A. Sanstad, and G. Burch, “Optimizing energy savings from direct-dc in u.s. residential buildings.” Lawrence Berkeley National Laboratory, 2011. Relatório técnico.
- [27] U. Boeke and M. Wendt, “Dc power grids for buildings,” in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, pp. 210–214, June 2015.
- [28] R. Weiss, L. Ott, and U. Boeke, “Energy efficient low-voltage dc-grids for commercial buildings,” in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pp. 154–158, June 2015.
- [29] M. Saeedifard, M. Graovac, R. F. Dias, and R. Iravani, “Dc power systems: challenges and opportunities,” in *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1–7, 2010.
- [30] R. Cuzner and G. Venkataramanan, “The status of dc micro-grid protection,” in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IAS '08.*, pp. 1–8, Oct 2008.
- [31] H. Estes, A. Kwasinski, R. Hebner, F. Uriarte, and A. Gatlozzi, “Open series fault comparison in ac & dc micro-grid architectures,” in *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–6, 2011.
- [32] M. Noritake, T. Iino, A. Fukui, K. Hirose, and M. Yamasaki, “A study of the safety of the dc 400 v distribution system,” in *IEEE 31st International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–8, 2009.
- [33] K. Hirose, “Dc power demonstrations in japan,” in *8th International Conference on Power Electronics (ECCE Asia)*, pp. 242–247, 2011.
- [34] F. Zhang, C. Meng, Y. Yang, C. Sun, C. Ji, Y. Chen, W. Wei, H. Qiu, and G. Yang, “Advantages and challenges of dc microgrid for commercial building a case study from xiamen university dc microgrid,” in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pp. 355–358, June 2015.

- [35] W. Setthapun, S. Srikaew, J. Rakwichian, N. Tantranont, W. Rakwichian, and R. Singh, “The integration and transition to a dc based community: A case study of the smart community in Chiang Mai World Green City,” in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pp. 205–209, June 2015.
- [36] E. Rodriguez Diaz, X. Su, M. Savaghebi, J. Vasquez, M. Han, and J. Guerrero, “Intelligent dc microgrid living laboratories - a Chinese-Danish cooperation project,” in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, pp. 365–370, June 2015.
- [37] “Rebus alliance - the open standard for clean power distribution.” <<http://www.rebuspower.com>>.
- [38] “Etsi en 300 132-3-1.” < [http : //www.etsi.org/deliver/etsi_en/300100_300199/3001320301/02.01.01_40/en_3001320301v020101o.pdf](http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300100_300199/3001320301/02.01.01_40/en_3001320301v020101o.pdf) >.
- [39] T. Dragicevic, X. Lu, J. Vasquez, and J. Guerrero, “Dc microgrids - part ii: A review of power architectures, applications, and standardization issues,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 3528–3549, May 2016.
- [40] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, “Low-voltage bipolar-type dc microgrid for super high quality distribution,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3066–3075, 2010.
- [41] K. Shenai and K. Shah, “Smart dc micro-grid for efficient utilization of distributed renewable energy,” in *IEEE Energytech*, pp. 1–6, 2011.
- [42] T. F. Wu, Y. K. Chen, G. R. Yu, and Y. Chang, “Design and development of dc-distributed system with grid connection for residential applications,” in *8th IEEE International Conference on Power Electronics (ECCE Asia)*, pp. 235–241, 2011.
- [43] K. Yukita, K. Ban, Y. Goto, K. Ichiyanagi, K. Hirose, T. Ushirokawa, Y. Okui, and H. Takabayashi, “Power supply system of dc/ac microgrid system,” in *IEEE 8th International Conference on Power Electronics (ECCE Asia)*, pp. 228–234, 2011.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [44] S. Anand and B. G. Fernandes, “Optimal voltage levels for dc microgrids,” in *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 3034–3039, November 2010.
- [45] W. Li, X. Mou, Y. Zhou, and C. Marnay, “On voltage standards for dc home microgrids energized by distributed sources,” in *IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (ECCE Asia)*, pp. 2282–2286, 2012.
- [46] A. Sannino, G. Postiglione, and M. H. J. Bollen, “Feasibility of a dc network for commercial facilities,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, pp. 1499–1507, 2003.
- [47] Associação Brasileira de Normas Técnicas, “Nbr5410 - instalações elétricas de baixa tensão,” tech. rep., Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), 2008.
- [48] National Fire Protection Association, “Nfpa 70 - national electrical code (nec),” tech. rep., National Fire Protection Association - 2014 edition, EUA, 2014.
- [49] J. Lago, “Redistribuidor de correntes para redes de distribuição em corrente contínua bipolares,” 2011. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Santa Catarina.
- [50] J. Lago, J. Moia, and M. L. Heldwein, “Evaluation of power converters to implement bipolar dc active distribution networks - dc-dc converters,” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 985–990, 2011.
- [51] D. Marquet, O. Foucault, J. Acheen, J. F. Turc, M. Szpek, and J. Brunarie, “Pre roll-out field test of 400 vdc power supply: The new alliance of edison and tesla towards energy efficiency,” in *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–8, 2011.
- [52] “Agência nacional de energia elétrica.” <http://www.aneel.gov.br/>.

- [53] R. Coelho, L. Schmitz, and D. Martins, “Grid-connected renewable hybrid system for uninterruptible dc load maintenance,” in *2011 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 155–161, Sept 2011.
- [54] International Electrotechnical Commission, “Iec ts 60479-1: Effects of current on human beings and livestock,” tech. rep., International Electrotechnical Commission (IEC), 2005.
- [55] IEEE Standards Coordinating Committee 21, “Ieee 1547 - ieee standard for interconnecting distributed resources with electric power systems,” tech. rep., IEEE Standards Coordinating Committee 21 on Fuel Cells, Photovoltaics, Dispersed Generation, and Energy Storage, 2008.
- [56] Agência Nacional de Energia Elétrica, “Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional (prodist),” tech. rep., Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) - Ministério de Minas e Energia.
- [57] T. R. Oliveira, A. S. Bolzon, and P. F. Donoso-Garcia, “Grounding and safety considerations for residential dc microgrids,” in *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 5526–5532, Oct 2014.
- [58] D. Dong, F. Luo, D. Boroyevich, and P. Mattavelli, “Leakage current reduction in a single-phase bidirectional ac-dc full-bridge inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 10, 2012.
- [59] D. Dong, F. Luo, F. Luo, D. Boroyevich, and P. Mattavelli, “Grid-interface bidirectional converter for residential dc distribution systems-part 2: Ac and dc interface design with passive components minimization,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, 2013.
- [60] D. Salomonsson, L. Söder, and A. Sannino, “Protection of low-voltage dc microgrids,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1045–1053, 2009.

- [61] Y. Bingjian, G. Yang, W. Xiaoguang, H. Zhiyuan, C. Longlong, and S. Yunhai, “A hybrid circuit breaker for dc-application,” in *DC Microgrids (ICDCM), 2015 IEEE First International Conference on*, pp. 187–192, June 2015.
- [62] K. Jinkun, W. Xiaoguang, Y. Bingjian, G. Yang, and H. Zhiyuan, “Control strategy of the full-bridge based hybrid dc breaker,” in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, pp. 315–320, June 2015.
- [63] Z. Shen, Z. Miao, and A. Roshandeh, “Solid state circuit breakers for dc micrgrids: Current status and future trends,” in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, pp. 228–233, June 2015.
- [64] Y. Panov, J. Rajagopalan, and F. Lee, “Analysis and design of n paralleled dc-dc converters with master-slave current-sharing control,” in *Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 1, pp. 436–442, 1997.
- [65] S. K. Mazumder, M. Tahir, and K. Acharya, “Master-slave current-sharing control of a parallel dc-dc converter system over an rf communication interface,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 59–66, 2008.
- [66] Z. Ye, D. Boroyevich, K. Xing, and F. C. Lee, “Design of parallel sources in dc distributed power systems by using gain-scheduling technique,” in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, pp. 161–165, 1999.
- [67] S. Anand, B. G. Fernandes, and J. M. Guerrero, “Distributed control to ensure proportional load sharing and improve voltage regulation in low voltage dc microgrid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28 issue 4, pp. 1900–1913, 2013.
- [68] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuña, and M. Castilla, “Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids - a general approach toward standartization,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, 2011.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [69] P. Karlsson and J. Svensson, “Dc bus voltage control for a distributed power system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1405–1412, 2003.
- [70] T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Dc microgrids - part i: A review of control strategies and stabilization techniques,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 4876–4891, July 2016.
- [71] G. Byeon, T. Y. S. Oh, and G. Jang, “Energy management strategy of the dc distribution system in buildings using the ev service model,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1544–1555, 2013.
- [72] I. Nutkani, W. Peng, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “Cost-based droop scheme for dc microgrid,” in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 765–769, Sept 2014.
- [73] L. Xu and D. Chen, “Control and operation of a dc microgrid with variable generation and energy storage,” *IEEE transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 4, pp. 2513–2522, 2011.
- [74] D. Chen, L. Xu, and L. Yao, “Dc voltage variation based autonomous control of dc microgrids,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, pp. 637–648, April 2013.
- [75] J. Bryan, R. Duke, and S. Round, “Decentralized generator scheduling in a nanogrid using dc bus signaling,” in *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, vol. 1, 2004.
- [76] L. Zhang, T. Wu, Y. Xing, K. Sun, and J. M. Guerrero, “Power control of dc microgrid using dc bus signaling,” in *26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1926–1932, 2011.
- [77] K. Sun, L. Zhang, Y. Xing, and J. M. Guerrero, “A distributed control strategy based on dc bus signaling for modular photovoltaic generation systems with battery

- energy storage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 10, pp. 3032–3045, 2011.
- [78] J. Schönberger, S. Round, and R. Duke, “Autonomous load shedding in a nanogrid using dc bus signalling,” in *32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics (IECON)*, pp. 5155–5160, 2006.
- [79] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, “A review of single-phase improved power quality ac-dc converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 5, pp. 962–981, 2003.
- [80] R. Wang, F. Wang, D. Boroyevich, R. Burgos, R. Lai, P. Ning, and K. Rajashekara, “A high power density single-phase pwm rectifier with active ripple storage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 5, 2011.
- [81] F. Chen, R. Burgos, and D. Boroyevich, “Efficiency comparison of a single-phase grid-interface bidirectional ac/dc converter for dc distribution systems,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6261–6268, Sept 2015.
- [82] H. S. Kim, M. H. Ryu, J. W. Baek, and J. H. Jung, “High-efficiency isolated bidirectional ac-dc converter for a dc distribution system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1642–1654, April 2013.
- [83] Y. Hahashi and M. Mino, “High-density bidirectional rectifier for next generation 380-v dc distribution system,” in *Twenty Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2455–2460, 2012.
- [84] A. da Silva Bolzon, “Estudo e implementação de conversor bidirecional c.c.-c.a. monofásico de dois estágios como interface entre uma nanorrede e a rede elétrica,” 2014. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Minas Gerais.
- [85] D. Dong, I. C. D. Boroyevich, W. Zhang, R. Wang, and P. Mattavelli, “Grid-interface bidirectional converter for residential dc distribution systems - part one: High-

- density two-stage topology,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, 2013.
- [86] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. IEEE Series on Power Engineering, Wiley-IEEE Press, 2003.
- [87] R. M. S. Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, and A. F. Souza, “Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2923–2932, 2008.
- [88] C. H. G. Santos, R. V. Ferreira, S. M. Silva, and B. J. C. Filho, “Fourier-based pll applied for selective harmonic estimation in electric power systems,” *Journal of Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 884–895, 2013.
- [89] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, “Advantages and challenges of a type-3 pll,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 4985–4997, 2013.
- [90] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator,” in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*., pp. 1–6, 2006.
- [91] S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. C. Filho, R. P. Campana, and W. C. Bosventura, “Performance evaluation of pll algorithms for single-phase grid-connected systems,” in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, vol. 4, pp. 2259–2263 vol.4, Oct 2004.
- [92] K. N. E. K. Ahmad, J. Selvaraj, and N. A. Rahim, “A review of the islanding detection methods in grid-connected {PV} inverters,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 21, no. 0, pp. 756 – 766, 2013.
- [93] D. Dong, B. Wen, P. Mattavelli, D. Boroyevich, and Y. Xue, “Modeling and design of islanding detection using phase-locked loops in three-phase grid-interface power

- converters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, pp. 1032–1040, Dec 2014.
- [94] I. Chatterjee, D. Wu, and O. P. Gandhi, “Human body impedance and threshold currents for perception and pain for contact hazard analysis in the vlf-mf band,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-33, pp. 486–494, May 1986.
- [95] T. Kerekes, R. Teodorescu, and U. Borup, “Transformerless photovoltaic inverters connected to the grid,” in *Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC)*, pp. 1733–1737, 2007.
- [96] M. Victor, F. Greizer, S. Bremicker, and U. Huebler, “Verfahren zum umwandeln einer elektrischen gleichspannung einer gleichspannungsquelle, insbesondere einer photovoltaik-gleichspannungsquelle in eine wechsellspannung.” Patente Alemã, DE102004 030 912 B3, 19 de Janeiro de 2003.
- [97] R. González, J. López, P. Sanchis, and L. Marroyo, “Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 693–697, 2007.
- [98] H. Schmidt, S. Christoph, and J. Ketterer, “Current inverter for direct/alternating currents, has direct and alternating connections with an intermediate power store, a bridge circuit, rectifier diodes and a inductive choke.” Patente Alemã, DE10 221 592 A1, 4 de Dezembro de 2003.
- [99] T. Kerekes, R. Teodorescu, P. Rodríguez, G. Vázquez, and E. Aldabas, “A new high-efficiency single-phase transformerless pv inverter topology,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 184–191, 2011.
- [100] S. V. Araújo, P. Zacharias, and R. Mallwitz, “Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3118–3128, 2010.

- [101] B. Ji, J. Wang, and J. Zhao, “High-efficiency single-phase transformerless pv h6 inverter with hybrid modulation method,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 2104–2115, 2013.
- [102] A. C. C. Hua and B. Z. W. Syue, “Charge and discharge characteristics of lead-acid battery and lifepo4 battery,” in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pp. 1478–1483, June 2010.
- [103] W. Zhang, D. Dong, I. Cvetkovic, F. Lee, and D. Boroyevich, “Lithium-based energy storage management for dc distributed renewable energy system,” in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3270–3277, Sept 2011.
- [104] X. Lu, K. Sun, J. Guerrero, J. Vasquez, and L. Huang, “State-of-charge balance using adaptive droop control for distributed energy storage systems in dc microgrid applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 2804–2815, June 2014.
- [105] T. Dragicevic, J. Guerrero, J. Vasquez, and D. Skrlec, “Supervisory control of an adaptive-droop regulated dc microgrid with battery management capability,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 695–706, Feb 2014.
- [106] W. Huang and J. Abu Qahouq, “Energy sharing control scheme for state-of-charge balancing of distributed battery energy storage system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 2764–2776, May 2015.
- [107] T. Kim, W. Qiao, and L. Qu, “Power electronics-enabled self-x multicell batteries: A design toward smart batteries,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4723–4733, Nov 2012.
- [108] L. Maharjan, T. Yamagishi, and H. Akagi, “Active-power control of individual converter cells for a battery energy storage system based on a multilevel cascade pwm converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 1099–1107, March 2012.

- [109] D. Patil, A. Rathore, and D. Srinivasan, “A non-isolated bidirectional soft switching current fed lcl resonant dc/dc converter to interface energy storage in dc microgrid,” in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 709–716, March 2015.
- [110] W. W. A. G. Silva, P. F. Donoso-Garcia, S. I. Seleme-Jr., T. R. Oliveira, C. H. G. Santos, and A. S. Bolzon, “Study of the application of bidirectional dual active bridge converters in dc nanogrid energy storage systems,” in *XII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, pp. 609–614, 2013.
- [111] X. Lu, K. Sun, J. Guerrero, J. Vasquez, and L. Huang, “Double-quadrant state-of-charge-based droop control method for distributed energy storage systems in autonomous dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, pp. 147–157, Jan 2015.
- [112] W. W. A. G. Silva, “Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento c.c. e carregamento de baterias em um sistema nanorrede,” 2013. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Minas Gerais.
- [113] M. Ceraolo, “New dynamical models of lead-acid batteries,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 15, pp. 1184–1190, Nov 2000.
- [114] S. Barsali and M. Ceraolo, “Dynamical models of lead-acid batteries: implementation issues,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, pp. 16–23, Mar 2002.
- [115] N. L. Diaz, T. Dragicevic, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Intelligent distributed generation and storage units for dc microgrids - a new concept on cooperative control without communications beyond droop control,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, pp. 2476–2485, Sept 2014.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [116] T. Dragicevic, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “A distributed control strategy for coordination of an autonomous lvdc microgrid based on power-line signaling,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 3313–3326, July 2014.
- [117] A. Kwasinski and C. N. Onwuchekwa, “Dynamic behavior and stabilization of dc microgrids with instantaneous constant-power loads,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 822–834, 2011.
- [118] C. G. Hodge, J. O. Flower, and A. Macalindin, “Dc power system stability,” in *IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, pp. 433–439, abril 2009.
- [119] D. Marx, P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and B. Davat, “Large signal stability analysis tools in dc power systems with constant power loads and variable power loads - a review,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27 issue 4, pp. 1773–1787, 2012.
- [120] W. Du, J. Zhang, Y. Zhang, and Z. Qian, “Stability criterion for cascaded system with constant power load,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28 issue 4, pp. 1843–1851, 2013.
- [121] A. Riccobono and E. Santi, “Comprehensive review of stability criteria for dc distribution systems,” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3917–3925, 2012.
- [122] M. Srinivasan and A. Kwasinski, “Autonomous hierarchical control of dc microgrids with constant-power loads,” in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2808–2815, March 2015.
- [123] R. D. Middlebrook, “Input filter considerations in design and application of switching regulators,” in *IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, pp. 336–382, 1976.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [124] M. Cespedes, L. Xing, and J. Sun, “Constant-power load system stabilization by passive damping,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26 issue 7, pp. 1832–1836, 2011.
- [125] A. A. A. Radwan and Y. A.-R. I. Mohamed, “Linear active stabilization of converter-dominated dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 203–216, 2012.
- [126] X. Zhang, X. Ruan, and C. Tse, “Impedance-based local stability criterion for dc distributed power systems,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, pp. 916–925, March 2015.
- [127] X. Feng, J. Liu, and F. C. Lee, “Impedance specifications for stable dc distributed power systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 2, 2002.
- [128] S. Sudhoff and J. Crider, “Advancements in generalized immittance based stability analysis of dc power electronics based distribution systems,” in *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, pp. 207–212, April 2011.
- [129] S. Sudhoff, S. Glover, P. Lamm, D. Schmucker, and D. Delisle, “Admittance space stability analysis of power electronic systems,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, pp. 965–973, Jul 2000.
- [130] C. Wildrick, F. Lee, B. Cho, and B. Choi, “A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, pp. 280–285, May 1995.
- [131] A. Riccobono and E. Santi, “A novel passivity-based stability criterion (pbsc) for switching converter dc distribution systems,” in *Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2560 – 2567, 2012.
- [132] J. I. López-Seguel, “Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica mppt e controle digital,” 2009. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Minas Gerais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [133] L. Jang, W. Zhang, D. Dong, D. B. I. Cvetkovic, F. Lee, and P. Kong, “R-based mppt method for smart converter pv system,” in *27th Annual IEEE Applied power electronics conference and exposition* (APEC, ed.), pp. 2072–2079, 2012.
- [134] J. López-Seguel, S. I. Seleme, P. F. Donoso-Garcia, L. M. F. Morais, P. C. Cortizo, and M. A. S. Mendes, “Comparison of mppt approaches in autonomous photovoltaic energy supply system using dsp,” in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology* (ICIT, ed.), pp. 1149–1154, 2010.
- [135] M. Barrett, “Using virtual reality modelling to enhance electrical safety and design in the built environment,” 2012. Tese de Doutorado - Dublin Institute of Technology.
- [136] K. Hirose, T. Tanaka, T. Babasaki, S. Person, O. Foucault, B. J. Sonnerberg, and M. Szpek, “Grounding concept considerations and recommendations for 400vdc distribution system,” in *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–8, 2011.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[Blank]

Apêndice A

Descrição da unidade de geração

A implementação do conversor RRC, empregou um módulo de potência, constituído por um retificador monofásico a diodos e um chopper de 1º quadrante e um conversor ponte completa comercial, do qual apenas um braço é utilizado, o que permite a sua operação como um conversor c.c./c.c. bidirecional. O Capítulo 6 descreve o uso deste módulo como uma unidade de armazenamento. Ao emular uma unidade de geração, ou seja, um arranjo fotovoltaico associado a um conversor de interface RRC (*Renewable Resource Converter*), assume-se que na maioria das situações experimentais avaliadas neste trabalho esta unidade se comportaria como uma fonte de potência constante, devido à ação de um algoritmo de rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT). Com isso, o conversor experimental apenas regula a tensão de saída do módulo de potência a um valor conhecido, uma vez que, como a tensão de entrada do conversor é mantida constante pelo retificador monofásico, ao se garantir uma corrente constante de entrada se produz uma potência constante na entrada, de modo que para o circuito de saída do conversor (nanorrede) o sistema se comporta como uma fonte de potência constante.

Contudo, nas simulações realizadas ao longo do trabalho de tese utilizou-se um sistema mais completo, com o emprego de modelos de módulos fotovoltaicos e um algoritmo de MPPT baseado em resistência incremental. Neste Apêndice a estrutura do sistema de geração utilizado em simulações será descrita.

A.1 Arranjo fotovoltaico

A unidade de geração distribuída concebida para as simulações da nanorrede c.c. é baseada na associação série de 6 módulos KD185 da fabricante Kyocera, de modo a fornecer uma potência de pico de aproximadamente 1,1kW. Segundo dados obtidos por meio do *datasheet* fornecido pelo fabricante, pode-se definir que as características do arranjo fotovoltaico serão:

- Potência máxima (P_{max}) - 1110Wp;
- Tensão em máxima potência (V_{mp}) - 141,6V;
- Corrente em máxima potência (I_{mp}) - 7,84A;
- Tensão de circuito aberto do arranjo (V_{oc}) - 177V;
- Corrente de curto-circuito do arranjo (I_{SC}) - 8,58A

A simulação do comportamento do arranjo fotovoltaico foi realizada considerando-se o circuito equivalente de uma célula fotovoltaica descrito em [132], o qual é apresentado na Figura A.1. Um módulo será composto pela associação série de uma determinada quantidade de células.

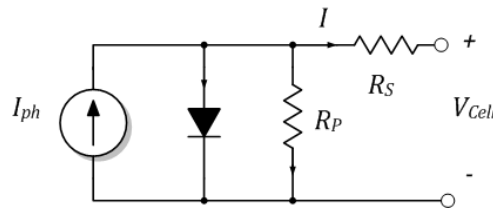


Figura A.1: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.

onde: I_{ph} é a corrente fotogerada, I é a corrente fornecida pela célula fotovoltaica, V_{cell} é a tensão nos terminais da célula, R_S e R_P são as resistências equivalentes série e paralela da célula fotovoltaica, respectivamente. Segundo [132] a corrente fornecida por um módulo fotovoltaico pode ser escrita como:

$$I = I_{ph} - I_r \cdot \left\{ \exp \left[\frac{q(V_{cell} + I \cdot R_S)}{nkT} \right] - 1 \right\} - \frac{V_{cell} + I \cdot R_S}{R_P}, \quad (A.1)$$

onde:

$$I_{ph} = [I_{SC} + \alpha(T - T_r)] \cdot \frac{S}{1000}, \quad (A.2)$$

$$I_r = \frac{I_{SC} - V_{oc}/R_P}{\exp[q(V_{cell} + I \cdot R_S)/nkT] - 1} \cdot \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 \cdot \exp \left[\frac{q \cdot E_G}{nkT} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right], \quad (A.3)$$

sendo que, S é o nível de irradiação solar em W/m^2 , I_r é a corrente de saturação do diodo, q é a carga do elétron, n é o fator de idealidade do diodo, k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura da célula em Kelvin, α é o coeficiente de temperatura da célula, T_r é a temperatura de referência da célula e E_G é a energia do Gap de energia do diodo. A maioria dos parâmetros são fornecidos pelo *datasheet* do fabricante, com exceção das resistências série (R_S) e paralela (R_P). O ajuste desses parâmetros pode ser feito de forma iterativa, comparando-se a curva I_xV do módulo fotovoltaico fornecida pelo fabricante em seus *datasheets* e a curva obtida pelo circuito equivalente supracitado. A Figura A.2 apresenta o resultado do ajuste do circuito equivalente para um módulo Kyocera KD185, para uma nível de irradiação solar (S) igual a $1000W/m^2$, onde se nota um boa adequação do modelo com os dados reais. Os parâmetros utilizados na construção do modelo de simulação são apresentados na Tabela A.1

Tabela A.1: Parâmetros de simulação do módulo KD185

Parâmetros	Símbolo	Valor	Parâmetros	Símbolo	Valor
Corrente de curto-circuito	I_{SC}	8,58A	Coeficiente de temp.	α	0.06
Tensão de circuito aberto	V_{oc}	29.5V	Fator de idealidade	n	1.2
Número de células em série	N_S	48	Gap de energia	E_G	1.1eV
Resistência série	R_S	6,2m Ω	Temperatura de ref.	T_r	25°C
Resistência paralela	R_P	7 Ω			

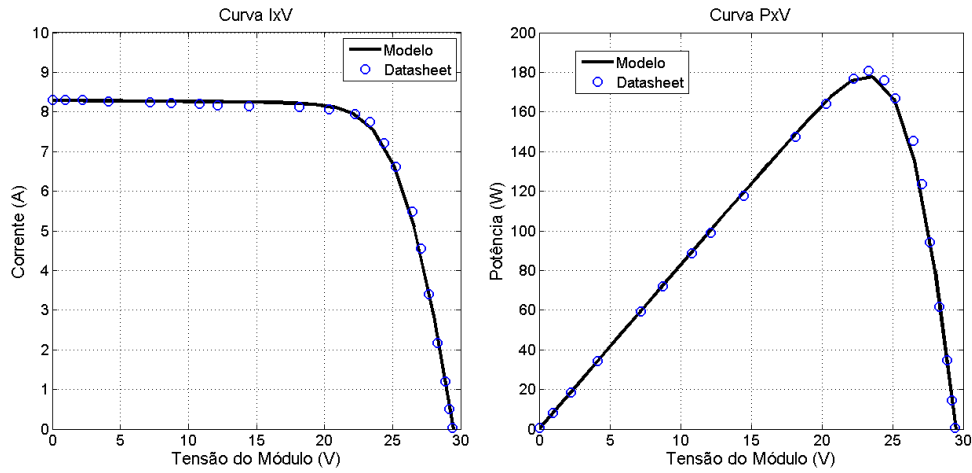


Figura A.2: Comparação entre as curvas do módulo KD185 e o modelo equivalente.

A.2 Conversor de interface

A estrutura do conversor de interface é apresentada na Figura A.3, a qual explicita os valores de seus componentes.

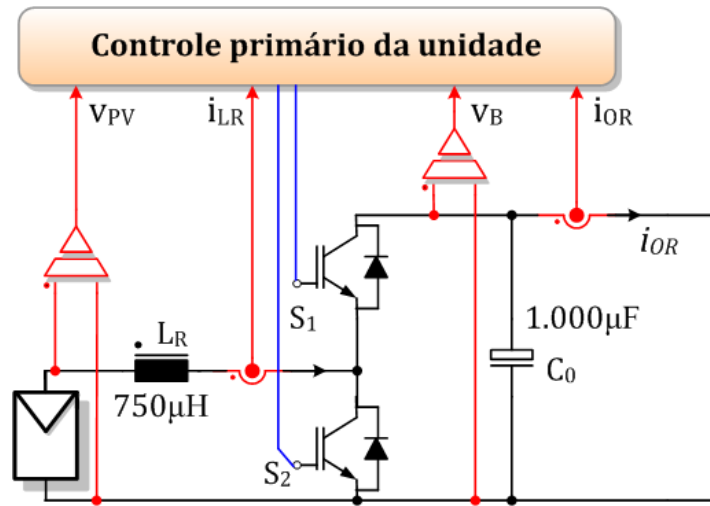


Figura A.3: Estrutura do conversor de interface.

A operação do conversor deve permitir a extração da máxima potência do arranjo fotovoltaico e ao mesmo tempo possibilitar o paralelismo do conversor com outros elementos da nanorrede. O método de gerenciamento de energia em nível primário da nanorrede é baseado na técnica de sinalização de barramento proposta em [15] e [14], sendo que uma curva de *droop* é definida para comunicar aos conversores o seu modo de operação. No

caso do conversor RRC, cuja curva de comportamento estático é definida na Figura A.4, ele operará ao longo de uma larga faixa no modo MPPT, podendo fornecer à nanorrede a máxima potência gerada pelo arranjo fotovoltaico, contudo, nestas regiões a regulação do barramento c.c. estará a cargo de outros conversores, de modo que o método de rastreamento utilizado não poderá tentar regular a tensão do barramento c.c.. Caso, por outro lado, a tensão do barramento se eleve, o conversor RRC deverá reduzir a produção de energia e atuar na regulação ativa da tensão do barramento c.c..

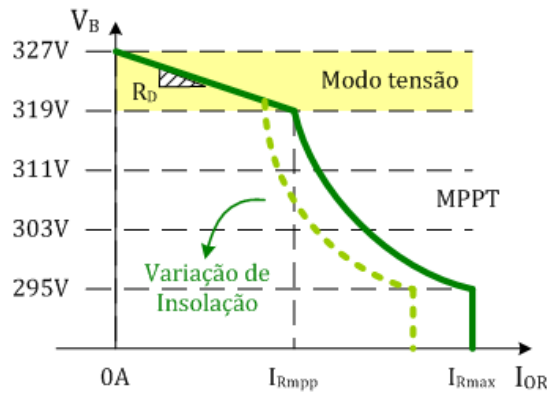


Figura A.4: Comportamento estático do conversor Boost

A curva tracejada indica a variação da curva de comportamento do conversor RRC em relação à mudança do nível de irradiação solar sobre o arranjo fotovoltaico, o que irá reduzir a capacidade de produção de energia. O diagrama de controle que implementa esse comportamento é apresentado na Figura A.5. Como o ponto de cruzamento entre o comportamento em MPPT e a curva de *droop* de tensão ocorrerá próximo a 319V, de acordo com a Figura A.5, em operação normal, a malha de controle de tensão irá se encontrar praticamente saturada, sendo o limite de saturação definido como a corrente de curto-circuito do arranjo, enquanto que a corrente de referência do método de rastreamento de máxima potência será inferior. Caso a tensão do barramento se eleve acima dos 319V, a malha de controle de tensão irá reduzir a sua referência de corrente, de forma a tentar conter a elevação de tensão, enquanto que o algoritmo MPPT manterá a corrente de máxima potência do arranjo. Note que a transição entre as técnicas de *droop* e MPPT pode então ser realizada ao se selecionar, como referência da malha de corrente do con-

versor, o mínimo valor entre as correntes de referência produzidas pela malha de tensão e pelo algoritmo de MPPT. Os parâmetros do controle do conversor boost utilizados neste trabalho são apresentados na Tabela A.2.

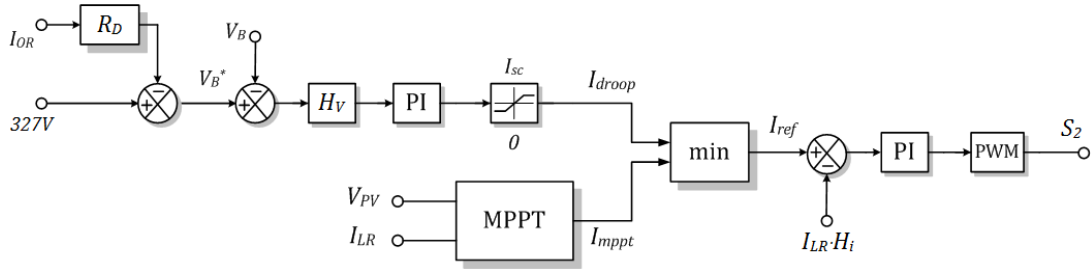


Figura A.5: Diagrama de controle do conversor boost

Tabela A.2: Parâmetros do controle do conversor boost

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
V_{ref}	327V	k_p de corrente	1,5
r_d	2,55 Ω	k_i de corrente	510
k_p de tensão	1,5	Ganho da medição de tensão	0,01
k_i de tensão	850	Ganho da medição de corrente	0,1

Para avaliar o comportamento do sistema de controle do conversor RRC, realizou-se a simulação da operação isolada deste conversor ao alimentar o barramento c.c. da nanorrede, sem a presença dos demais conversores. A Figura A.6 apresenta a reação do conversor RRC à uma variação de carga no barramento c.c. de 99 Ω para 200 Ω , sendo que inicialmente o arranjo opera no ponto de máxima potência, para uma temperatura de 25 $^{\circ}$ e irradiação solar de 1.000W/m 2 .

No instante inicial da simulação, o conversor RRC opera em modo MPPT, extraindo do arranjo fotovoltaico a máxima potência gerada, de 1.100W, sendo que a tensão no barramento c.c. é de 316V. No instante de tempo igual a 0,3s, a resistência de carga do barramento é elevada para 200 Ω . Como a potência injetada pelo conversor RRC não se altera instantaneamente, a tensão do barramento se eleva, ultrapassando o limite da curva de *droop* definida para o conversor. Neste momento, a referência de corrente I_{droop}

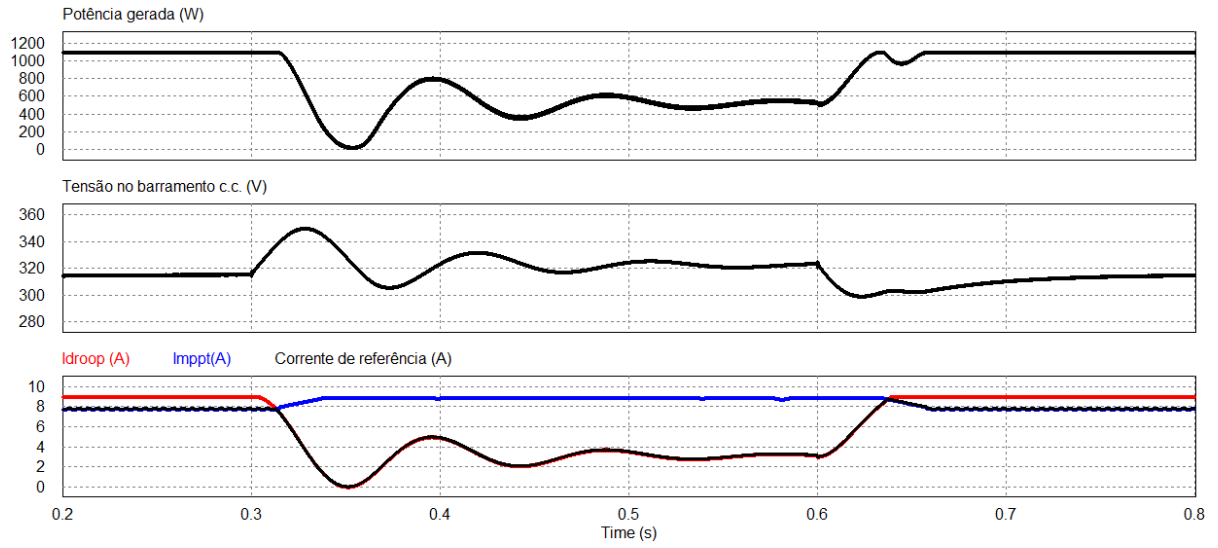


Figura A.6: Comportamento do conversor RRC a uma variação de carga

se reduz, ficando menor do que a referência de corrente gerada pelo MPPT, com isso, a corrente do arranjo fotovoltaica é reduzida, diminuindo a potência gerada para 500W e mantendo a tensão do barramento em um valor em torno de 323V. Note que durante o transitório ocorre uma sobre-elevação na tensão de barramento de 8,3%. No instante 0,6s, a carga do barramento c.c. é novamente alterada para 99Ω , o que faz com que a tensão do barramento caia e a referência I_{droop} se torne superior à referência I_{mppt} , isso faz com que o conversor volte ao modo MPPT, o algoritmo de rastreamento atinge o ponto de máxima potência e a tensão do barramento volta ao estado inicial. Nota-se que a estratégia de controle permite a seleção do modo de operação naturalmente, de acordo com as condições da carga e do arranjo fotovoltaico.

A.3 Técnica de rastreamento de máxima potência

A técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) empregada pelo conversor RRC é baseada na técnicas de condutância incremental, cuja estrutura é bem discutida na literatura [132, 133, 134]. Contudo, esta técnica tem como princípio a modificação da tensão de saída do conversor, como modo de alterar o ponto de potência do arranjo fotovoltaico. Como para a aplicação em questão, a

corrente do conversor deverá ser controlada no modo MPPT, realizou-se uma modificação na estrutura do algoritmo, transformando-o em uma técnica de resistência incremental. Para entender o funcionamento desta técnica, pode-se partir da equação básica de potência elétrica:

$$P = V \cdot I \quad (\text{A.4})$$

O algoritmo irá utilizar um pequeno incremento na corrente drenada do arranjo fotovoltaico, de modo que se pode escrever a reação dos módulos como:

$$\frac{\Delta P}{\Delta I} = \frac{\Delta V}{\Delta I} \cdot I + V \quad (\text{A.5})$$

$$\frac{1}{I} \cdot \frac{\Delta P}{\Delta I} = \frac{\Delta V}{\Delta I} + \frac{V}{I} \quad (\text{A.6})$$

$$\frac{1}{I} \cdot \frac{\Delta P}{\Delta I} = \Delta R + R \quad (\text{A.7})$$

Considerando a curva P_xI de um módulo fotovoltaico, mostrada na Figura A.7, pode-se perceber que, dada uma variação $\Delta I > 0$, a derivada $\frac{\Delta P}{\Delta I}$ será positiva se o ponto quiescente estiver no lado esquerdo do ponto de máxima potência, ou seja, pode-se atingir a máxima potência do arranjo ao se incrementar a referência de corrente do conversor. Por outro lado, se $\Delta I > 0$ produzir uma derivada negativa, isto indicará que o ponto quiescente estará no lado direito do ponto de máxima potência, o que demanda o decremento da referência de corrente em ordem de se atingir a máxima potência. O ponto de máxima potência será atingido quando a derivada $\frac{\Delta P}{\Delta I}$ for nula. Seguindo essa lógica, o algoritmo de MPPT rastreia o ponto de máxima potência ao analisar a derivada da curva P_xI, o que pode ser feito ao se verificar a relação entre a resistência incremental ΔR e a resistência equivalente R do ponto de operação, a cada instante:

$$(a) \quad \frac{\Delta P}{\Delta I} > 0 \rightarrow \Delta R > -R;$$

$$(b) \quad \frac{\Delta P}{\Delta I} < 0 \rightarrow \Delta R < -R$$

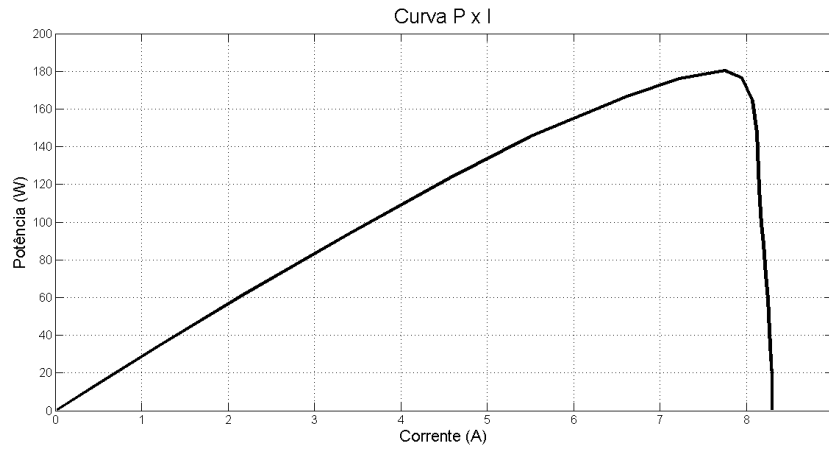


Figura A.7: Curva P x I de um módulo fotovoltaico Kyocera KD185

O algoritmo deve então amostrar os valores de corrente e tensão com uma taxa mais lenta do que o tempo de acomodação do conversor, para evitar instabilidade, e calcular a nova referência da malha de corrente, partindo de um valor de perturba ΔI pré-definido, o qual deve ser pequeno o suficiente para atingir o ponto de máxima potência sem oscilações e mas grande o suficiente para permitir rápida atracagem. Para este trabalho utilizou-se um período de amostragem de 2ms e uma perturbação de corrente $\Delta I = 0,1A$. Para que o ripple de corrente do conversor boost não afete o algoritmo de MPPT, a medição da corrente é filtrada com o auxílio de um filtro passa-baixas de segunda ordem, com frequência de corte em 1,5kHz e fator de amortecimento igual a 0,7. A Figura A.8 apresenta o fluxograma do algoritmo de MPPT implementado.

A capacidade de rastreamento do algoritmo de MPPT foi avaliada por meio de simulação do conversor. A Figura A.9 mostra a variação do comportamento do sistema quando o nível de irradiação varia de $1.000W/m^2$ para $800W/m^2$, sendo que a carga na saída do conversor se mantém em 95Ω .

No instante inicial o arranjo opera em condição padrão de teste, com irradiação de $1.000W/m^2$ e temperatura de 25° , tendo no barramento c.c. uma carga de 95Ω . A potência gerada é de $1.084W$ e a tensão no barramento c.c. é de $318V$. No instante $t = 0,4s$, o nível de irradiação é alterado para $800W/m^2$, o que, segundo o fabricante dos módulos fotovoltaicos, levaria o arranjo a uma capacidade máxima de produção de $884W$.

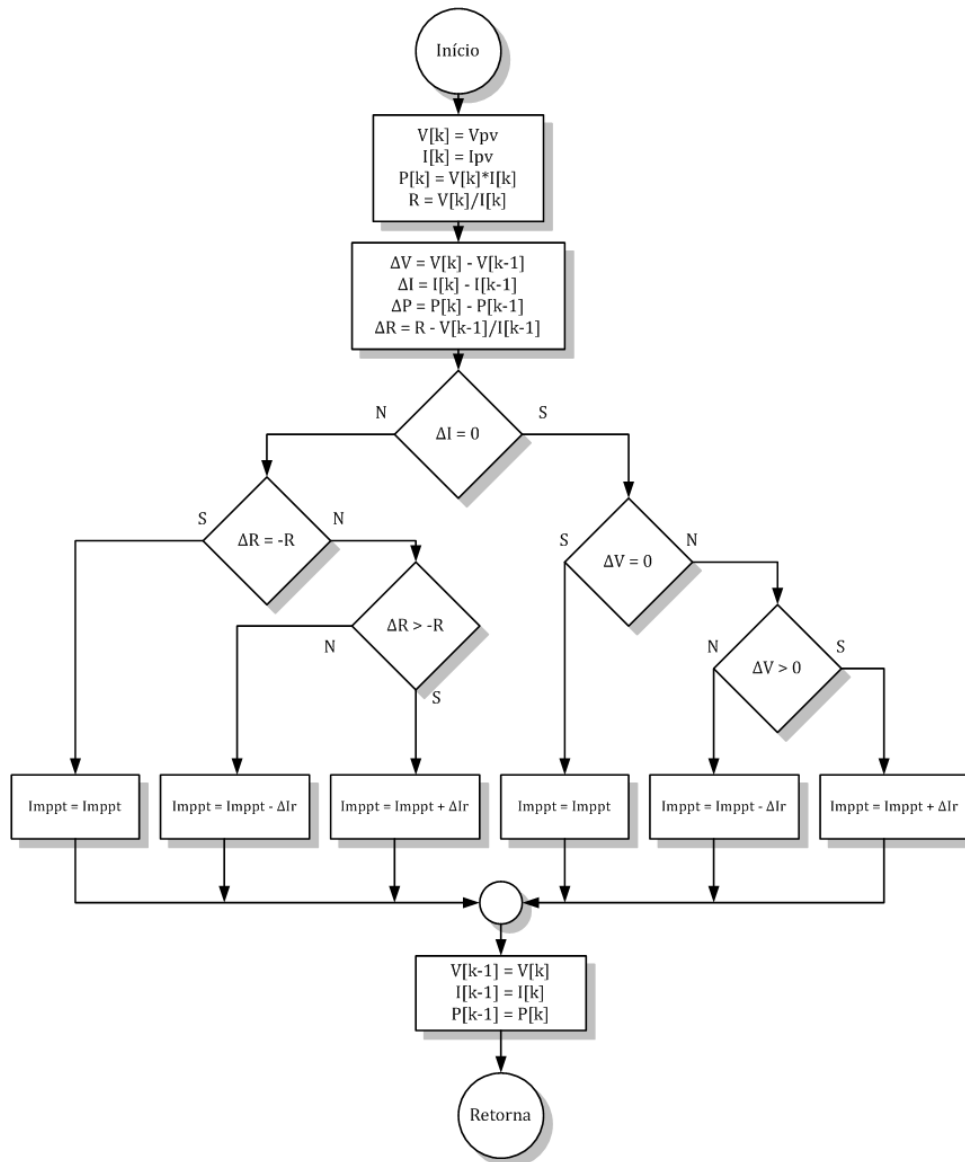


Figura A.8: Algoritmo de MPPT implementado.

O algoritmo de rastreamento atinge uma potência máxima de 881W, ou seja, um erro de 0,33% em relação ao ponto de máxima potência real. A tensão de barramento se reduziu para 287V e o tempo de acomodação pós-perturbação foi de aproximadamente 100ms. Nota-se que a precisão do algoritmo implementado é adequada para a aplicação desejada, no entanto, devido ao baixo valor de ΔI utilizado no algoritmo de resistência incremental, o tempo de rastreamento necessário após a ocorrência de alguma perturbação de irradiação solar pode ser elevado. Para diminuir o tempo de rastreamento, pode-se aumentar o salto

Apêndice A - Descrição da unidade de geração

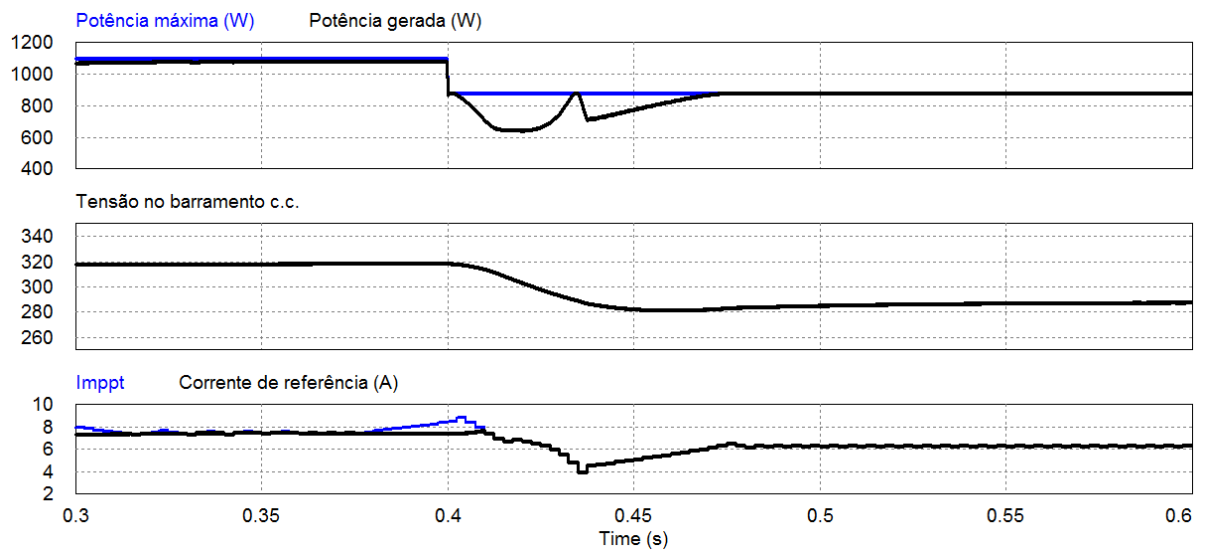


Figura A.9: Comportamento do conversor RRC para mudança no nível de irradiação.

de corrente, o que, no entanto, pode levar a erros maiores em regime permanente da definição do ponto de máxima potência.

[Blank]

Apêndice B

Efeitos fisiológicos de choques elétricos

A ocorrência de descargas elétricas pelo corpo de uma pessoa pode provocar diversos efeitos fisiológicos, cuja intensidade depende de fatores como condição física do indivíduo, magnitude da corrente, caminho do fluxo de elétrons, duração da exposição e frequência da corrente elétrica. Dentre os efeitos fisiológicos mais relevantes para o estudo do efeito de choques elétricos sobre o corpo humano está a fibrilação ventricular, a qual ocorre quando a descarga elétrica atravessa o coração do indivíduo, provocando arritmia cardíaca grave. Nesta condição, os ventrículos apenas tremulam, não se contraindo de uma forma coordenada, o que, por não se ter um bombeamento de sangue para fora do coração, leva a uma parada cardíaca, podendo ser fatal se não tratado imediatamente. A fibrilação ventricular responde como a principal causa de morte em decorrência de choques elétricos no mundo [135, 136].

A intensidade do efeito provocado pela descarga elétrica depende de características físicas do indivíduo e do caminho de circulação da corrente. No que tange à possibilidade de ocorrência de fibrilação ventricular, a norma IEC 60479-1 [54] estabelece o fator de corrente-corção (*Heart-Current factor*), o qual estima a sensibilidade do corpo em relação a um caminho de descarga frente ao caminho mão esquerda-pé. O fator de corrente-corção

Apêndice B - Efeitos fisiológicos de choques elétricos

é definido como a razão entre a magnitude do campo elétrico no coração de uma pessoa devido à descarga elétrica em um dado caminho e a magnitude desse campo elétrico devido a uma descarga que flui pelo caminho da mão esquerda para um pé. O cálculo desse parâmetro, entretanto, é definido em função de valores de corrente:

$$F = \frac{I_{ref}}{I_h} \quad (\text{B.1})$$

onde, I_{ref} é a corrente de referência para um caminho de mão esquerda-pé e I_h é a corrente de corpo equivalente produzida pela descarga elétrica em um determinado caminho. Um fator superior a 1,0, por exemplo, indica que aquele caminho produz uma corrente mais propensa a produzir a fibrilação ventricular do que o caminho mão esquerda-pé. A Tabela B.1 apresenta o fator de corrente-coração para alguns caminhos de descarga típicos [54].

Tabela B.1: Fator de corrente-coração para diferentes caminhos de corrente.

Caminho de condução	F
Mão esquerda para pé direito, pé esquerdo ou ambos os pés	1,0
Mão direita para pé direito, pé esquerdo ou ambos os pés	0,8
Ambas as mãos para ambos os pés	1,0
Mão esquerda para a mão direita	0,4
Peito para mão esquerda	1,5
Peito para mão direita	1,3
Costas para mão direita	0,3
Costas para mão esquerda	0,7
Pé esquerdo para pé direito	0,04

Em corrente contínua, a intensidade do efeito fisiológico depende também da polaridade da corrente elétrica. Neste caso, a sensibilidade do corpo a correntes descendentes no coração é menor do que a correntes ascendentes, de modo que a inversão do sentido de condução de mão-pé para pé-mão irá se equivaler a um fator corrente-coração de 2,0 [54, 136]. Embora a polaridade da corrente possa se tornar um problema, a tolerância humana a choques em corrente contínua é significativamente superior à exibida em corrente

Apêndice B - Efeitos fisiológicos de choques elétricos

alternada. A Figura B.1 apresenta um gráfico comparativo dos limiares de sensibilidade a choques elétricos entre sistemas c.a. e c.c., para um caminho mão esquerda-pé e diferentes tempos de exposição. Os valores de sensibilidade a correntes contínuas foram definidos para fluxos de elétrons ascendentes, ou seja, considerou-se a situação mais perigosa [54]. A figura foi extraída de [136], a qual foi construída a partir de dados fornecidos pela IEC 60479-1.

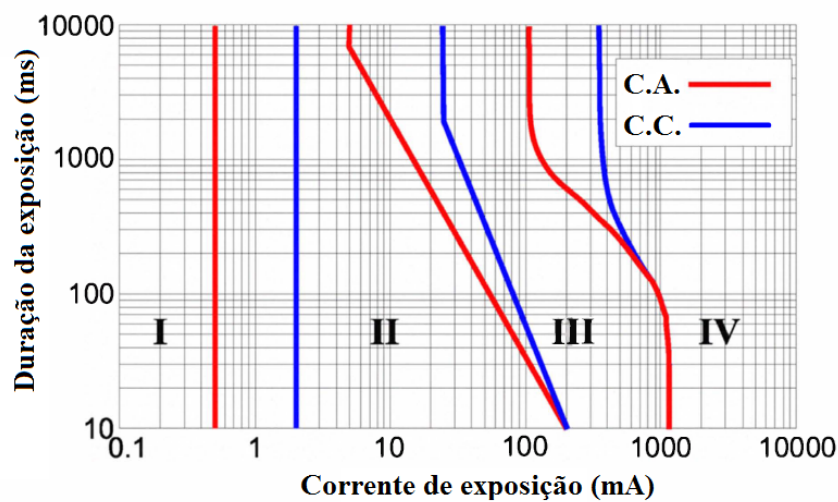


Figura B.1: Curvas características de sensibilidade a duração x nível de corrente.

As regiões exibidas pela Figura B.1 se referem aos seguintes efeitos fisiológicos:

- I. Limiar de percepção;
- II. Limiar da dor, contrações musculares involuntárias, sem danos significativos;
- III. Fortes contrações musculares, distúrbios reversíveis na formação e condução de impulsos cardíacos e interferência respiratória;
- IV. Danos críticos, como parada cardíaca, para respiratória, queimaduras e outros danos celulares. Probabilidade de ocorrência de fibrilação ventricular.

Percebe-se que de uma forma geral, os limiares de sensibilidade para corrente contínua são superiores aos encontrados para corrente alternada. No caso da fibrilação ventricular,

Apêndice B - Efeitos fisiológicos de choques elétricos

para rápidas exposições não existe diferença entre os limiares das duas formas de tensão, contudo, à medida que o tempo de exposição aumenta, a sensibilidade a correntes contínuas se torna significativamente menor.

A magnitude da corrente de corpo pode ser calculada por meio da tensão de toque e da impedância de corpo do indivíduo. Para condições secas e um caminho de circulação de mão-a-mão, a norma IEC 60479-1 estabelece alguns valores de impedância de corpo para correntes alternadas em 50-60Hz e corrente contínua. A Figura B.2 apresenta a variação da impedância de corpo em c.c. e c.a. em função da tensão de toque (RMS ou c.c.), considerando valores de impedância que contemplam 95% da população humana [54]. Para um caminho mão esquerda-pé, o valor da impedância pode se tornar de 10% a 30% inferior aos valores mostrados na Figura [54].

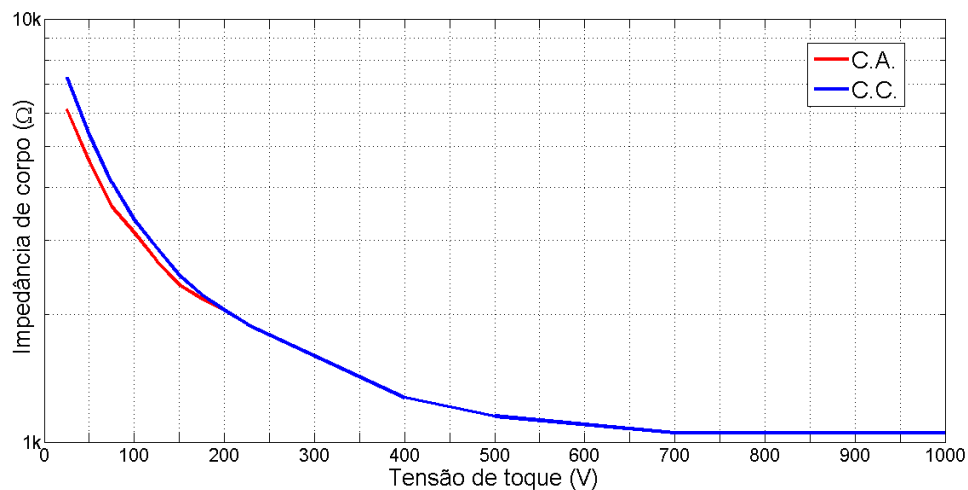


Figura B.2: Impedância de corpo vs. Tensão de toque para 95% da população, condições secas, mão-a-mão.

Observa-se que para tensões acima de 200V, a impedância de corpo para tensões c.a. e c.c. apresenta basicamente o mesmo valor, indicando que a magnitude da corrente de descarga em ambas situações será a mesma. Porém, como a sensibilidade do corpo a sinais contínuos é menor, instalações c.c. se mostram de uma forma geral mais seguras que instalações c.a. para o mesmo nível de tensão aplicado. Contudo, a intensidade da corrente de corpo ocasionada por uma descarga elétrica ainda assim poderá produzir efeitos perigosos. Pela Figura B.2, observa-se que para uma instalação c.c., a resistência

Apêndice B - Efeitos fisiológicos de choques elétricos

de corpo em um caminho mão-a-mão se equivale a 1.600Ω em 311V e 2.422Ω em 155V. Como para um caminho mão esquerda-pé esses valores podem ser até 30% inferiores. Para fins da estimação da corrente de corpo em eventuais choques elétricos na nanorrede, se considerará resistências de corpo iguais a 1.120Ω e 1.695Ω , para tensões de toque de 311V e 155V respectivamente.

[Blank]

Apêndice C

Características normativas para geração distribuída

No Brasil, a geração distribuída foi normatizada em 2012, pela Resolução Normativa nº 482 de 2012 da ANEEL, sendo que os Procedimentos de Distribuição (PRODIST) foram atualizados, contemplando requisitos técnicos e burocráticos para o acesso dessa nova topologia de geração ao sistema de distribuição. Atualmente no Brasil, os sistemas de geração distribuída são classificados em duas categorias:

- **Microgeração distribuída** - Central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a 75 kW e que utilize fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras;
- **Minigeração distribuída** - Central geradora de energia elétrica, com potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 5 MW para fontes com base em energia solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada e 3 MW para energia hidráulica, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras.

Nota-se que, na visão apresentada no PRODIST, os empreendimentos de geração distribuída estão relacionados a iniciativas dos próprios consumidores em instalar centrais geradoras em suas propriedades. Como muitas vezes, esses consumidores não dispõem de

Apêndice C - Características normativas para geração distribuída

uma estrutura organizacional capaz de lidar com os trâmites exigidos de centrais convencionais, o PRODIST estabelece procedimentos mais simplificados para geração distribuída, reduzindo o tempo de instalação, a burocracia, a necessidade de estudos e os equipamentos de conexão necessários. De acordo com o PRODIST, compete à acessada¹ a realização de todos os estudos para a integração de micro e minigeração distribuída, sem ônus ao acessante², devendo essa informar à central geradora a relação de dados necessários à elaboração dos referidos estudos que devem ser apresentados quando da solicitação de acesso.

Constata-se, portanto, que uma micro ou nanorrede de energia desenvolvida para ambientes comerciais e residenciais poderia ser tratada legalmente como uma central de geração distribuída, sendo obrigada a atender todos os requisitos estabelecidos no PRODIST para ter acesso ao sistema de distribuição. Além disso, pela classe de potência abarcada pela proposta deste trabalho de tese, a nanorrede c.c. em estudo se encaixa na definição de microgeração distribuída. Em ambos documentos normativos, a conexão entre o sistema de geração e a rede elétrica deve ocorrer em um ponto único, denominado normalmente de ponto de acoplamento ou conexão comum (PCC). Neste ponto, os critérios definidos pelas normas deverão ser atendidos, além de se ter, segundo o PRODIST, uma delimitação da região sob responsabilidade do acessante e da acessada. O PRODIST estabelece que a interface entre os sistemas, os critérios de operação e proteção devem ser definidos pelo acessante e a acessada e descritos no acordo operativo³. O padrão IEEE 1547, por não se tratar de uma legislação específica, determina critérios quantitativos a serem atendidos, podendo ser utilizado como uma complementação ao PRODIST em pontos onde não há uma definição clara da forma como o sistema deve reagir a certas situações.

¹Distribuidora de energia.

²Central geradora, consumidor ou agente que se conecta ao sistema de distribuição de energia.

³Documento que complementa as definições, atribuições, responsabilidades e procedimentos técnicos, operacionais e administrativos necessários ao relacionamento operacional entre as partes.

C.1 Formas de conexão com a rede

O sistema de distribuição brasileiro utiliza comumente linhas trifásicas em estrela aterrada, das quais se derivam os alimentadores para suprimento de consumidores residenciais e comerciais. Dependendo da classe de consumo, o acessante poderá receber uma, duas ou três fases do sistema de distribuição, além do condutor neutro, o qual normalmente é solidamente aterrado na entrada da instalação. No caso da alimentação monofásica de consumidores, existem dois sistemas distintos presentes no Brasil. Na situação mais comum, uma ou duas fases do sistema trifásico são derivadas para a alimentação dos consumidores, como ilustra a Figura C.1. Neste caso, os alimentadores da instalação irão exibir 120° de ângulo de fase entre si.

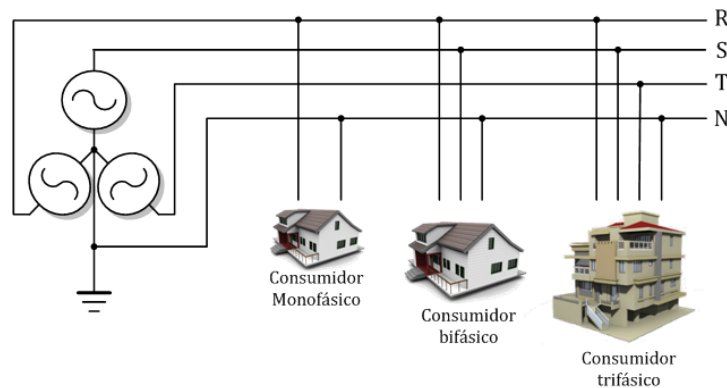


Figura C.1: Sistema de distribuição trifásica para consumidores em baixa tensão.

Todavia, em algumas localidades brasileiras, normalmente na zona rural, a distribuição monofásica pode se dar de uma forma diferente. Nestes sistemas, uma das fases de um sistema de distribuição trifásico é derivada e por meio de um transformador monofásico oferta-se ao consumidor uma ou duas fases para alimentação de suas cargas, além do condutor neutro, como ilustra a Figura C.2. Neste caso, a defasagem entre fases é de 180° , de modo que a tensão de linha apresentará uma amplitude igual ao dobro da tensão de fase. Apesar de menos comum no Brasil, esse tipo de sistema de distribuição é muito empregado nos EUA, sendo denominado, naquele país, distribuição em *Split-phase* [12].

Os níveis de tensão disponíveis para estas conexões, segundo o PRODIST, são em baixa

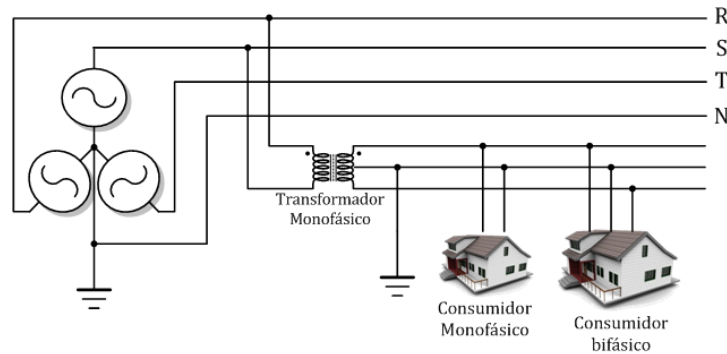


Figura C.2: Sistema de distribuição monofásica para consumidores em baixa tensão.

tensão (a) Trifásico (fase-fase/fase-neutro) - 220/127 V e 380/220 V, (b) Monofásico *Split-phase* (fase-fase/fase-neutro) - 254/127 V e 440/220 V. Em média tensão a conexão pode ocorrer em 13,8 kV ou 34,5 kV. Para efeito da conexão de centrais de geração distribuída, a forma de acesso ao sistema de distribuição difere de acordo com a faixa de potência, conforme exposto na Tabela C.1.

Tabela C.1: Níveis de tensão de conexão de micro e minicentrals geradoras

Potência Instalada	Nível de tensão
<10 kW	Baixa tensão (Monofásico, bifásico ou trifásico)
10 a 100 kW	Baixa tensão (trifásico)
101 a 500 kW	Baixa tensão (trifásico) e Média tensão
501 kW a 1 MW	Média Tensão

Observa-se que, para a classe de potência pretendida para a nanorrede c.c., mesmo em seu estágio final de desenvolvimento, o acesso ao sistema de distribuição pode se dar de forma monofásica, bifásica ou trifásica. Como mencionado no Capítulo 1, optou-se pela conexão monofásica.

C.2 Critérios operacionais no PCC

De uma forma geral, o paralelismo da central geradora com o sistema de distribuição não deve interferir na qualidade de energia, nem na coordenação de proteção da rede de

Apêndice C - Características normativas para geração distribuída

distribuição, além de não comprometer a segurança de outros consumidores e trabalhadores. Desta forma, alguns critérios operacionais são definidos nas normas para garantir o bom funcionamento do sistema elétrico durante a conexão com a central geradora. O padrão IEEE 1547 estabelece que:

- O sistema de geração distribuída não deve regular ativamente a tensão do PCC e não deve alterar os níveis de tensão do ponto de conexão ou de qualquer outra rede local, além das restrições das normas vigentes.

Este requisito indica que, na visão da norma, o sistema GD não deverá oferecer serviços auxiliares à rede elétrica, atuando apenas como uma fonte de potência ativa, o que consequentemente, impede também a operação ilhada, ou seja, quando a central geradora alimenta uma porção isolada do sistema de distribuição. No caso do PRODIST, esta proibição não é explícita, permitindo tanto que a central participe do controle da tensão do sistema de distribuição, quanto a operação ilhada, mas isto condicionado ao acordo operativo firmado entre acessante e acessada. Para centrais geradoras convencionais com capacidade superior a 300kW, o controle de tensão e frequência devem ser previstos, no entanto, esta exigência não é estendida à geração distribuída. Em relação ao PCC, o PRODIST estabelece que:

- O acessante deve garantir, que não sejam violados os valores de referência, no ponto de conexão, estabelecidos em regulamentação específica para distorções harmônicas, desequilíbrio de tensão, flutuação de tensão, e variações de tensão de curta duração;

Com esse requisito, o PRODIST exige que o sistema GD não degrade a qualidade de energia no ponto de conexão. Os valores de referência mencionados acima são definidos no Módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição. Os valores de referência de tensão para as faixas de interesse de geração distribuída são apresentados na Tabela C.2. As definições de adequado, precário e crítico são utilizadas para o cálculo de parâmetros de qualidade de energia e assim avaliar o serviço prestado pelas concessionárias.

Em relação ao conteúdo harmônico, o PRODIST estabelece valores de referência para a tensão da rede, tendo uma distorção total de tensão para sistemas de baixa tensão

Apêndice C - Características normativas para geração distribuída

Tabela C.2: Faixas de Classificação de tensão

Tensão	Faixas de variação		
	Adequada	Precária	Crítica
MT*	0,93pu a 1,05pu	0,9pu a 0,93pu	<0,9pu ou >1,05pu
127V	116V a 133V	109V a 116V ou 133V a 140V	<109V ou >140V
220V	201V a 231V	189V a 201V ou 231V a 233V	<189V ou >233V
254V	232V a 264V	220V a 232V ou 264V a 269V	<220V ou >269V
380V	348V a 396V	327V a 348V ou 396V a 403V	<327V ou >403V
440V	402V a 458V	380V a 402V ou 458V a 466V	<380V ou >466V

*MT = Média Tensão.

inferior a 10% e para sistemas de média tensão, inferior a 8%. O desequilíbrio de tensão entre as fases deve ser inferior a 2%. No que tange a variação da frequência, o PRODIST define que em regime permanente, o sistema de distribuição deve operar com frequência na faixa de 59,5 Hz e 60,1 Hz. Entretanto, em caso de distúrbio, para manter o equilíbrio carga-geração, o sistema deve garantir que a frequência do sistema esteja dentro da faixa de 59,5 Hz a 60,1 Hz no máximo 30 segundos após romper os seus limites. Para valores fora da referida faixa, se faz necessário o corte de geração ou carga para estabelecer o equilíbrio carga-geração, de modo que o PRODIST estabelece que:

- A frequência não pode exceder os limites de 66 Hz e 56,5 Hz em condições extremas;
- A frequência pode permanecer acima de 62 Hz por no máximo 30 segundos e acima de 63,5 Hz, por no máximo 10 segundos;
- A frequência pode permanecer abaixo de 58,5 Hz por no máximo 10 segundos e abaixo de 57,5 Hz por no máximo 5 segundos.

Em relação ao sincronismo do sistema GD com a rede elétrica, o PRODIST estabelece que o acessante é o único responsável pela sincronização adequada de suas instalações com o sistema de distribuição acessado, sendo que a conexão deve ocorrer, obviamente,

Apêndice C - Características normativas para geração distribuída

em corrente alternada e 60 Hz, respeitando os limites descritos acima. O acessante deve garantir, também, que suas instalações operem com fator de potência entre 0,92 (capacitivo ou indutivo) e 1,0. Além disso, segundo o IEEE 1547, o paralelismo do sistema GD com a rede de distribuição não deve causar flutuações de tensão superiores a $\pm 5\%$ da tensão nominal do PCC e não provocar *flicker* a outro consumidor no sistema de distribuição ao qual ele se conecta.

No que tange a comunicação entre acessante e acessada, tanto o PRODIST, quanto o IEEE 1547 determinam a existência de um sistema de comunicação para o bom desempenho da operação em paralelo. Nos Procedimentos de Distribuição, no entanto, o meio de comunicação não é explicitado, ficando a cargo do acordo operativo entre as partes, mas é interessante salientar que este requisito abre caminhos para a implantação de elos de comunicação dentro de uma ótica de redes inteligentes. No caso do IEEE 1547, têm-se que sistemas GD com capacidade agregada de 250 kVA ou superior devem monitorar as condições de sua conexão, medindo potência ativa, reativa e tensão no ponto de conexão e fornecer estes dados ao operador da rede elétrica.

Por fim, o IEEE 1547 estabelece que o sistema GD não deve injetar na rede elétrica correntes contínuas de amplitude superior a 0,5% da corrente nominal no ponto de conexão e que a corrente harmônica injetada no sistema de distribuição não deve exceder os limites especificados na Tabela C.3.

Tabela C.3: Máxima distorção de corrente em relação à corrente nominal

Harmônicos* (h)	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	Distorção total
Magnitude (%)	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0

*A magnitude dos harmônicos pares deve ser 25% da magnitude dos harmônicos ímpares descritos acima.

C.3 Segurança e proteção no PCC

A garantia de segurança do sistema de distribuição, mesmo com a inserção de centrais de geração distribuída, é uma das preocupações mais recorrentes observada nas normas. O PRODIST estabelece que:

- O acessante que conecta suas instalações ao sistema de distribuição não pode reduzir a flexibilidade de recomposição do mesmo, seja em função de limitações dos equipamentos ou por tempo de recomposição;
- O paralelismo das instalações do acessante com o sistema da acessada não pode causar problemas técnicos ou de segurança aos demais acessantes, ao sistema de distribuição acessado e ao pessoal envolvido com a sua operação e manutenção;

Isto indica que o sistema GD não deve comprometer a resiliência do sistema de distribuição a ele conectado, ou seja, não pode impedir ou afetar a sua capacidade de se restaurar após um distúrbio ou falha. Além disso, a operação do sistema de geração não pode provocar situações de riscos a outros consumidores e a trabalhadores em manobras de manutenção. O IEEE 1547 também prevê situação semelhante, quando determina que:

- O esquema de aterramento do sistema GD não deve causar sobretensões que excedam a capacidade de equipamentos conectados ao sistema de distribuição e não deve afetar a coordenação de proteção contra faltas do sistema.

Para garantir a segurança de usuários e trabalhadores durante a manutenção do sistema, ambas as normas determinam que quando o sistema de distribuição se encontrar desenergizado, a central geradora deverá suspender o ponto de conexão e apenas restabelecê-lo quando a rede estiver completamente restaurada.

- O sistema GD não pode energizar a rede de distribuição caso esta se encontre desenergizada (IEEE 1547);

- O acessante deve ajustar suas proteções de maneira a desfazer o paralelismo caso ocorra desligamento, antes da subsequente tentativa de religamento. O tempo de religamento é definido no acordo operativo (PRODIST).

Além disso, quando determinado pelo operador da rede elétrica, o sistema GD deverá possuir um dispositivo de seccionamento, entre ele e a rede elétrica, de fácil acesso e visualização, para garantir a desconexão física da central geradora durante manobras de manutenção. O PRODIST também define um conjunto de proteções mínimas que devem ser atendidas pela central geradora no ponto de conexão, as quais são descritas na Tabela C.4, de acordo com a capacidade de geração da central. A acessada, no entanto, pode propor proteções adicionais, desde que justificadas tecnicamente, em função de características específicas do sistema de distribuição acessado, exceto para central geradora classificada como microgeração distribuída.

Os dispositivos de proteção devem detectar e atuar em casos de faltas fase-fase e fase-terra, sem, contudo, serem acionados por perturbações ou interferências provenientes de súbita variação de tensão ou frequência e correntes harmônicas do sistema. Para centrais geradoras que se conectam ao sistema de distribuição por meio de inversores, as proteções definidas na Tabela C.4 podem ser inseridas no próprio conversor. Além disso, segundo o IEEE 1547, o sistema interligado deverá também ser capaz de operar em ambientes com interferência eletromagnética sem alterar seu comportamento de operação. Ele deve suportar surtos de tensão e corrente. O dispositivo de interconexão deverá suportar 220% da tensão nominal do ponto de interligação

C.4 Resposta a condições anormais da rede elétrica

O sistema de geração distribuída poderá ser submetido a condições anormais de operação da rede elétrica, como afundamentos de tensão, desvios de frequência, etc. No caso brasileiro, a forma como o sistema deve responder a estas anomalias deverá ser descrito no acordo operativo, de forma a respeitar particularidades nos procedimentos operacionais de cada distribuidora de energia. O padrão IEEE 1547, por outro lado, estabelece critérios

Apêndice C - Características normativas para geração distribuída

Tabela C.4: Proteções mínimas necessárias para conexão

Equipamento	até 100 kW	101 a 500 kW	501 kW a 1 MW
Elemento de desconexão ⁽¹⁾	Sim	Sim	Sim
Elemento de interrupção ⁽²⁾	Sim	Sim	Sim
Transformador de acoplamento	Não	Sim	Sim
Proteção de sub e sobretensão	Sim ⁽³⁾	Sim ⁽³⁾	Sim
Proteção de sub e sobrefrequência	Sim ⁽³⁾	Sim ⁽³⁾	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 ⁽⁴⁾	Sim ⁽⁴⁾
Medição	Bidirecional ⁽⁶⁾	4 quadrantes	4 quadrantes
Ensaaios	Sim ⁽⁵⁾	Sim ⁽⁵⁾	Sim ⁽⁵⁾

Notas:

- (1) Chave seccionadora visível e acessível que a acessada usa para garantir a desconexão da central geradora durante manutenção em seu sistema;
- (2) Elemento de interrupção automático acionado por proteção, para microgeradores distribuídos e por comando e/ou proteção, para minigeradores distribuídos;
- (3) Não é necessário relé de proteção específico, mas um sistema eletro-eletrônico que detecte tais anomalias e que produza uma saída capaz de operar na lógica de atuação do elemento de interrupção;
- (4) Se a norma da distribuidora indicar a necessidade de realização estudo de curto-circuito, caberá à acessada a responsabilidade pela sua execução.
- (5) O acessante deve apresentar certificados (nacionais ou internacionais) ou declaração do fabricante que os equipamentos foram ensaiados conforme normas técnicas brasileiras, ou, na ausência, normas internacionais.
- (6) O medidor bidirecional deve, no mínimo, diferenciar a energia elétrica ativa consumida da energia elétrica ativa injetada na rede.

quantitativos sobre as ações a serem tomadas na ocorrência de distúrbios na rede. Critérios quantitativos são importantes no projeto do conversor de interface da nanorrede, uma vez que, segundo a Tabela C.4, no ponto de conexão, o sistema deverá prever proteções contra anomalias de tensão e frequência, faltas, erros de sincronismo e ilhamento. Os requisitos 1 e 2, a seguir, descrevem como o sistema deve reagir durante e após a ocorrência de faltas na rede elétrica.

1. **Faltas na rede.** O sistema GD deverá se desconectar do sistema elétrico ao qual ele se interliga na ocorrência de faltas neste sistema;
2. **Coordenação de religamento.** O sistema GD não deve energizar o sistema elétrico ao qual ele se conecta enquanto não ocorrer o religamento do sistema.

Nota-se que o sistema de geração distribuída deverá ser capaz de identificar faltas no sistema elétrico, de modo a tomar uma ação de desconexão. Para balizar a forma de detecção de faltas, o padrão estabelece os requisitos 3 e 4, onde se determina os níveis de tensão e frequência, no ponto de conexão, que podem ser considerados anormais e o tempo de desligamento⁴ associado a cada condição.

3. **Tensão.** Os dispositivos de proteção do sistema GD devem detectar o valor eficaz da componente fundamental de cada tensão fase-fase, ou fase-neutro em sistema estrela-aterrado ou monofásicos. Caso qualquer tensão adentre alguma faixa definida na Tabela C.5, o sistema GD deve se desconectar da rede elétrica respeitando os tempos de desligamento nela definidos.

Observe que os limites de tensão descritos na Tabela C.5 são distintos daqueles considerados precários ou críticos na Tabela C.2, contudo, como o PRODIST não define limites de desconexão para a central de geração distribuída, adotou-se esses valores no projeto do conversor BGIC.

⁴O tempo de desligamento é o intervalo de tempo entre o início da condição anormal e a efetiva desconexão do sistema de geração da rede elétrica.

Apêndice C - Características normativas para geração distribuída

Tabela C.5: Tempos de desligamento em resposta a condições anormais de tensão

Faixa de tensão (pu)	Tempo de desligamento (s)
$V < 0,5$	0,16
$0,5 \leq V \leq 0,88$	2,0
$1,1 \leq V \leq 1,2$	1,0
$V \geq 1,2$	0,16

4. **Frequência.** Caso o sistema GD detecte comportamento anormal da frequência no ponto de conexão, dentro do especificado na Tabela C.6, o sistema GD deve se desconectar da rede elétrica, respeitando os tempos de desligamento nela definidos.

Tabela C.6: Tempos de desligamento em resposta a condições anormais de frequência

Capacidade	Faixa de frequência (Hz)	Tempo de desligamento (s)
$\leq 30kW$	$f > 60,5$	0,16
	$f < 59,3$	0,16
$> 30kW$	$f > 60,5$	0,16
	$f < \{59,8 - 57,0\}^*$	$\{0,16 - 300\}^*$
	$f < 57,0$	0,16

* Parâmetros ajustáveis localmente.

Nota-se que os tempos de desligamento são mais rigorosos do que o previsto no PRO-DIST. O requisito 5 estabelece critérios para a reconexão do sistema de geração distribuída, após a ocorrência da falta. O requisito 6, define o tempo de desligamento máximo após entrada em ilhamento.

5. **Reconexão com o sistema elétrico.** Após um distúrbio, o sistema GD deverá se reconectar à rede elétrica apenas quando a tensão e a frequência no ponto de conexão se encontrarem em níveis de regime permanente, nas faixas de $0,88pu \leq V \leq 1,1pu$ e $59,3Hz \leq f \leq 60,5Hz$, respectivamente, por mais do que 5 minutos.

6. **Ilhamento.** O sistema GD deverá detectar a ocorrência de um ilhamento e se desconectar do sistema elétrico em um intervalo de tempo inferior a 2 segundos, contados a partir do início do ilhamento.

[Blank]

Anexos

Artigos originais publicados e/ou aceitos em periódico indexado e anais de congressos.

1. **OLIVEIRA, T. R.**; SILVA, W. W. A. G.; DONOSO-GARCIA, P. F.. *Distributed Secondary Level Control for Energy Storage Management in DC Microgrids*. IEEE transactions on Smart Grid, 2016. (Aceito para publicação);
2. **DE OLIVEIRA, THIAGO R.** ; DONOSO-GARCIA, PEDRO F. *Perspectives for DC distribution adoption in Brazil*. In: 2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM), 2015, Atlanta. pp. 359-364;
3. **de OLIVEIRA, T. R.** ; BOLZON, A. S. ; DONOSO-GARCIA, P. F. *Grounding and safety considerations for residential DC microgrids*. In: 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2014, Dallas/USA. pp. 5526-5532;
4. SILVA, W. W. A. G. ; DONOSO-GARCIA, P. F. ; SELEME JR., S. I. ; **OLIVEIRA, T. R.** ; SANTOS, C. H. G. ; BOLZON, A. S. . *Study of the application of bidirectional Dual Active Bridge converters in DC nanogrid energy storage systems*. In: XII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), 2013, Gramado-RS. pp. 609-614..

Distributed Secondary Level Control for Energy Storage Management in DC Microgrids

Thiago Ribeiro Oliveira, *Member, IEEE*, Waner Wodson Aparecido Gonçalves Silva, and Pedro Francisco Donoso-Garcia

Abstract—DC microgrids have been known to be a promising solution for improving renewable energy integration with electrical grid and enhancing the system's overall energy efficiency. A key component of this microgrid is the energy storage system, which besides smoothing the intermittent behavior of renewable sources, also allows intentional islanding and the execution of optimization routines to improve the microgrid performance. Assuming that storage systems in commercial and residential buildings will mostly be composed of multiple storage units, an energy storage management system, which provides charge/discharge monitoring and state-of-charge (SOC) equalization, is needed to prevent overcharging the units or their uneven use, which can lead to faster deterioration of battery banks. This paper proposes an energy storage management system based on distributed secondary level control, which promotes charge/discharge control and provides SOC equalization simultaneously. The SOC imbalance compensation alters the energy storage unit virtual droop resistance according to the difference between the unit SOC and the microgrid average SOC, thus the compensation intensity is dependent on the imbalance level being suitable to be employed in dc bus signaling controlled microgrids.

Index Terms—DC microgrids, dc bus signaling, distributed energy storage units, energy management, hierarchical control.

I. INTRODUCTION

DIRECT current microgrids have become a subject of intense studies in recent years, since they provide a simpler and more efficient way for integrating intermittent renewable energy sources (RES), storage devices and loads, especially in residential and commercial buildings [1]–[9]. Although shifting from an AC-based distribution system to DC distribution requires a considerable amount of investment and development, the perspectives for increasing the overall building energy efficiency in about 10% to 28% [10], [11], due to the mitigation of reactive power and harmonic issues along with the reduction in the set of power conversion stages needed

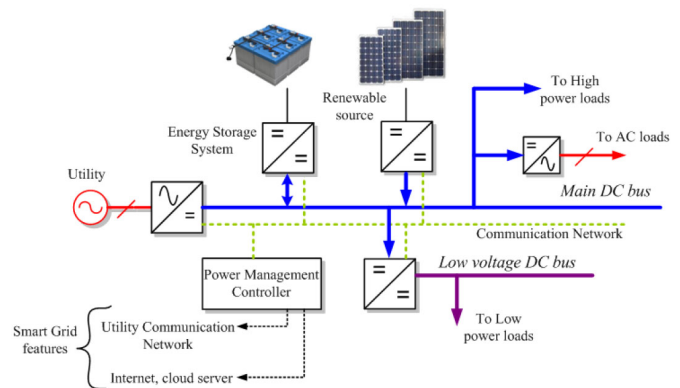


Fig. 1. DC microgrid architecture for residential and commercial applications.

to interconnect distributed RES, storage devices and loads, are a significant driving force which is pushing companies and researchers worldwide into solving technical problems and assuring the DC microgrid feasibility.

The architecture of a DC microgrid for commercial and residential buildings applications is presented in Figure 1. The system backbone is a main DC bus, in the 300V to 400V voltage range, which interconnects sources and high power loads. This main bus can be derived into several low voltage busses (12V-48V) to supply low power loads, e.g., consumer electronics and room lighting, and provide a safer environment for the human occupants of buildings [1]. AC subsystems can also be considered to supply loads which are not compatible with DC. Power electronic converters are employed as the interface between sources and loads and the microgrid DC busses. A key component of this architecture is the energy storage system (ESS) which, besides smoothing the intermittent behavior of RES, allows the microgrid to island itself from the utility grid during a fault or a severe disturbance, ensuring the local network a higher power quality and also enabling the implementation of energy management strategies which can optimize the power consumption of the microgrid and improve the lifetime of the many system elements.

Assuming that the building power demand can increase over time, the microgrid capacity should enlarge accordingly, hence the microgrid architecture needs to be flexible enough to accommodate an enhancement in power generation and storage capacity not always provided with the same technology employed in the original design. Therefore, it can be expected

Manuscript received September 19, 2015; revised December 18, 2015; accepted February 2, 2016. Paper no. TSG-01165-2015.

T. R. Oliveira is with the Department of Electronics and Biomedical Equipment, Federal Center for Technological Education of Minas Gerais, Belo Horizonte 30510-000, Brazil (e-mail: troliveira@deii.cefetmg.br).

W. W. A. G. Silva is with the Federal University of Itajuba, Itabira 35903-087, Brazil (e-mail: waner@unifei.edu.br).

P. F. Donoso-Garcia is with the Electronic Engineering Department, Federal University of Minas Gerais, Belo Horizonte 31270901, Brazil (e-mail: pedro@cpdee.ufmg.br).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TSG.2016.2531503

that the microgrid in most buildings will be composed by multiple RES power generation units (PGU) and energy storage units (ESU) distributed throughout the facility, thus the microgrid control scheme must accomplish proper PGU and ESU power sharing and energy storage management alongside with the main DC bus voltage control in order to achieve voltage stability and optimal performance. There is a vast literature addressing DC power systems control [3], [12]–[18], mostly based on decentralized voltage droop control. However, in a microgrid, where the operating conditions of each power source are altered by the system load and environmental aspects, some power management process is required to provide a suitable power flow. Centralized control is a possibility [3], however, the dependency on the communication network can compromise the system robustness and resilience. Distributed power management based on voltage bus variations, as DC bus signaling (DBS) [1], [15], [16], associates simplicity and robustness to the microgrid architecture. The performance of a DBS controlled microgrid can also be optimized through the employment of hierarchical layers of control [13], [18], a communication network will be involved, a failure on it will interfere with the system performance but not necessarily preclude its operation.

In most microgrids, the energy storage system is treated as a single unit, for control purposes, however, as aforementioned, it is more likely that the ESS will be constituted by multiple ESU, hence, the microgrid operation can lead to inadequate situations, as overcharge and state-of-charge (SOC) imbalance. In some circumstances, the employment of an energy storage management system is relevant, which will be responsible for monitoring the ESU charge/discharge conditions, thus avoiding hazards to the battery cells and equalizing the SOC inside the ESU and among different units. The ESU converter control loops, if properly designed, can manage the first assignment easily. The SOC equalization inside an ESU is usually performed by a battery management system (BMS) [19], [20], the balance among different ESU, however, is promoted by the adaptation of the ESU converters controllers [19]–[22]. The BMS can work unaware of the microgrid operation or in cooperation with it, but this system is not the focus of this paper, therefore, it will be assumed for further discussions that each storage device in an ESU presents the same SOC. Regarding the equalization among different ESU, in [19] and [20] the droop resistance (R_D) of the ESU converter is adjusted according to its respective SOC and power flow, $R_D \propto 1/SOC^n$ during discharge and $R_D \propto SOC^n$ in charge mode, where n is a convergence factor. The higher the n , the faster the SOC imbalance is reduced, however, voltage deviation is dramatically degraded. In [21], a Fuzzy Interference System is employed to establish the relationship between the droop resistance and SOC, good balance and voltage deviation is achieved but a drawback is the complexity of the controller design. The use of higher hierarchical levels to manage the SOC imbalance and other power management functions of a DC microgrid have been exploited in some publications as well [23], [24]. Multiple goals can be reached in this manner, but the dependency on the communication network can produce a single point of failure.

The association of SOC balancing algorithms and DC bus signaling control of DC microgrid have not yet been described in the literature and most distributed methods rely on very small voltage deviation to reach the equalization goal, thus their application to DBS power management is restricted. The use of higher control hierarchy to promote SOC balance is quite interesting, however the algorithm must account for communication failures and not compromise the ESU operation due to those failures. This paper will focus on the energy storage management of energy storage units, proposing a control method, based on distributed secondary control, that achieves charge/discharge monitoring and SOC balancing simultaneously. During SOC equalization ESS droop resistance will be modified according to the imbalance level, therefore the interference with the DBS voltage deviation design will be weighted by the total SOC imbalance and will gradually be decreased as SOC evens over time. A secondary layer controller will be employed to compute the ESS average state-of-charge and a low bandwidth communication link will be in charge of the information exchange. The system performance will be experimentally verified in a 2kW scaled DC microgrid.

Section II will describe the proposed control method and SOC compensation algorithm. The influence of SOC balancing in the system stability will also be evaluated. Section III presents simulation results to assess the energy storage management method over different conditions. Section IV will present the experimental validation of the system operation and Section V will provide the paper conclusions.

II. ENERGY STORAGE UNIT CONTROL METHOD

The architecture of the energy storage system considered in this paper comprises a set of energy storage units, each one composed by a bidirectional boost converter and a battery string of fourteen Lead-acid accumulators of 40Ah nominal capacity, as depicted in Figure 2, for a two unit storage system. The remainder of the microgrid sources are aggregated in a Thevenin equivalent voltage source for study purposes. The system can operate in stand-alone mode, where only the ESS is responsible for regulating the microgrid main DC bus or in connected mode, where the equivalent source aids the ESS in voltage regulation. The proposed control diagram used in each ESU is depicted in Figure 3.

A. Charge/Discharge Control

The control system assumes that the microgrid employs a DC bus signaling power management strategy, thus it relies on the variation of the DC bus voltage level to determine and regulate each ESU power flow. From the microgrid perspective, it is desirable that the ESU behaves as a droop controlled voltage source, which is compatible with the DBS design, however, in order for this control approach to comply with battery manufacturer's charging specifications, as maximum charge current and voltage, the droop resistance must be constantly modified. A solution for this situation, which is considered in this paper, was introduced by the authors in [25], where two distinct converter voltage control loops are employed, one for regulating the power flow between the ESU and the microgrid

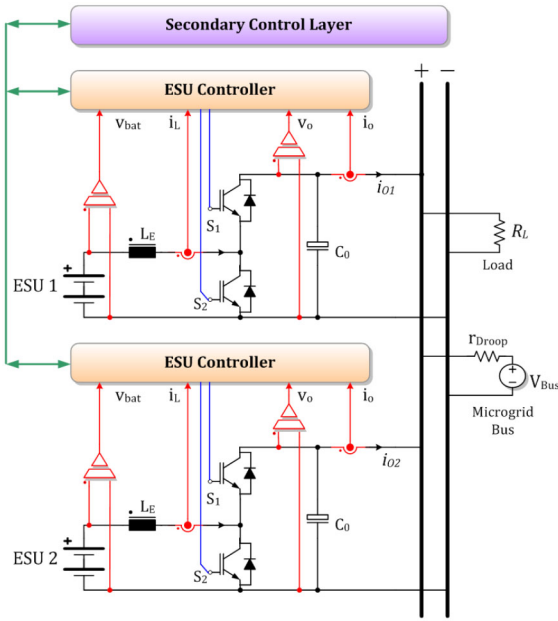


Fig. 2. Energy Storage System architecture.

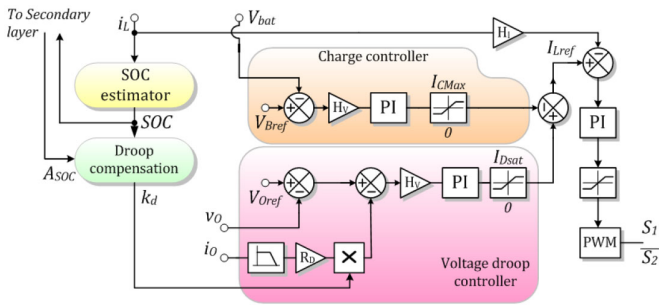


Fig. 3. ESU control diagram.

bus, called Voltage Droop Controller, and other for controlling battery charging, named Charge Controller. The Voltage Droop Controller attempts to regulate the microgrid DC bus (V_O) to a level defined in (1), where V_{Oref} is the bus voltage reference at no load, R_D is the droop resistance, i_O is the converter output current and k_d is a compensation factor used for SOC balancing. As the actual bus voltage depends on other sources and loads as well, this controller will determine the flow direction of the converter output current i_O . The Charge Controller aims to regulate the battery bank terminal voltage to V_{Bref} , which represents a desired charge voltage, e.g., fluctuation or equalization voltages. The current reference for the inner control loop is defined as (2), i.e., the difference between the output of the Voltage Droop Controller (i_{droop}) and the Charge Controller (i_{charge}).

$$V_O = V_{Oref} - R_D \cdot k_d \cdot i_O \quad (1)$$

$$i_{Lref} = i_{droop} - i_{charge} \quad (2)$$

It can be noticed that both voltage loops are competing for the boost inductor current control, therefore the range of influence of each loop must be limited, in order to provide a predictable behavior for this control strategy. This is accomplished through the saturation levels of the PI controllers,

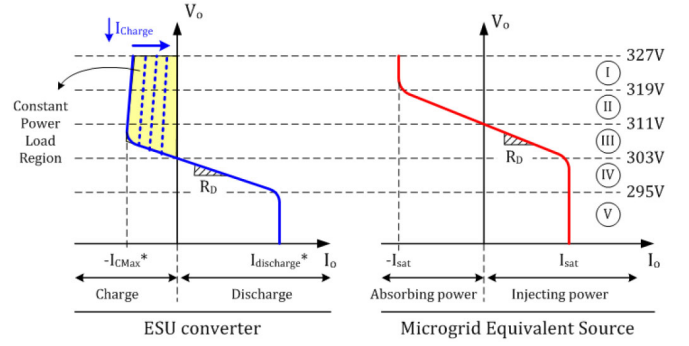


Fig. 4. ESU converter output static characteristic.

which limits i_{droop} and i_{charge} between zero and a maximum level. As seen in Figure 3, the maximum value for i_{charge} is I_{CMax} , which represents the maximum charge current for the battery bank and i_{droop} is limited to I_{Dsat} , which defines the maximum battery discharge current. Actually $I_{Dsat} = I_{CMax} + I_{discharge}$, where $I_{discharge}$ is the maximum discharge current. This means that when the microgrid requires power from the ESU, the Voltage Droop Controller can overcome the Charge Controller output and take control of the converter inductor current and whether the microgrid produced power is high enough the Charge Controller will assume. The correspondent V_{xI} static characteristic of the ESU converter output is shown in Figure 4, along with the considered behavior of the microgrid aggregated voltage source. I_{CMax}^* and $I_{discharge}^*$ refers to the inductor current limits reflected to the converter output. It can be considered that the system will operate in sectors III and IV.

The Voltage Droop Controller will be mostly responsible for the ESU dynamics, since battery charging is a very slow process, which will keep i_{charge} practically constant for a very long period of time. Therefore, the ESU will behave as a droop controlled voltage source in most situations and as a constant power load (CPL) if the microgrid available power is higher than the ESS charge power. As i_{charge} tends to be reduced as the battery bank becomes fully charged, the converter negative current limit will decrease accordingly.

B. State-of-Charge Balancing

In order to promote SOC equalization, the power which each ESU absorbs or supplies the microgrid must be weighted regarding its state-of-charge, e.g., the ESU with higher available charge must supply more power and absorb less power than the other units in the energy storage system. This compensation can be achieved in a distributed manner by modifying the droop resistance value of the Voltage Droop Controller, through the compensation factor k_d . Obviously, this compensation will reduce the ESS equivalent droop resistance, thus interfering with the DBS operation, since maximum voltage deviation is reduced as well. Therefore, it is desirable that modifications on the ESS equivalent droop resistance occurs only when necessary. This however, cannot be accomplished solely with local ESU information, since each ESU must be aware of other units SOC to decide whether droop resistance

compensation is required. In this paper, the compensation algorithm uses a secondary level controller to establish the ESS average state-of-charge (A_{SOC}). Each ESU estimates its own SOC, through (3), where j is an ESU identifier index, SOC_j^0 is the ESU initial SOC and C_{Bat} is the battery bank rated capacity, and informs it to the secondary controller, the A_{SOC} is then computed, as an arithmetic average, and passed on to the ESU. The local droop compensation will calculate k_d according to (4), where $p \geq 0$ is a factor used for convergence. A low bandwidth communication link is employed for the information exchange between the ESU and secondary layer. In case of communication failure, the ESU controller will disable the SOC balancing droop compensation, in order to prevent ESS operation disruption.

$$SOC_j = SOC_j^0 - \frac{1}{C_{Bat}} \int i_{Lj} dt \quad (3)$$

$$k_{dj} = \begin{cases} \exp[-p \cdot (SOC_j - A_{SOC})], & \text{if } i_o > 0 \\ \exp[p \cdot (SOC_j - A_{SOC})], & \text{if } i_o < 0 \end{cases} \quad (4)$$

Analyzing the compensation factor described in (4) more closely, it can be noticed that the algorithm will exhibit two distinct behaviors: one during ESU discharge ($i_o > 0$) and another during charge mode ($i_o < 0$). In the first situation, if an ESU possesses an instantaneous SOC greater than the ESS average, i.e., $SOC_j - A_{SOC} > 0$, it will lead to $k_{dj} < 1$, meaning that the ESU droop resistance will be lowered and the unit will provide more power to the microgrid than it would do without the compensation influence. On the other hand, if $SOC_j - A_{SOC} < 0$, the compensation factor will be greater than 1, increasing droop resistance and reducing the unit delivered power. In charge mode, the behavior will be exactly the opposite. Consequently this compensation algorithm tends to gradually equalize the storage units state-of-charge either in charge or discharge mode. It is important to notice that the compensation algorithm will only actuate when there is a SOC imbalance among the ESU, once the stored charge is equalized, k_{dj} will converge to 1, returning droop resistance to its original value and restoring DBS normal operation. An exponential function was chosen to describe the $k_{dj} - SOC_j$ relationship, since it enforces more significant droop resistances differences among ESU for a given SOC imbalance than linear or low order polynomial functions, hence promoting faster SOC equalization. As it will be clear later, the convergence factor p is a dimensionless parameter which adjusts the speed of SOC equalization.

The DC bus voltage can be calculated, in stand-alone mode, as (5), where R_L is the load resistance and R_{Deq} is the ESS equivalent droop resistance, defined as (6).

$$V_O = V_{Oref} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{Deq}} \quad (5)$$

$$\frac{1}{R_{Deq}} = \sum_{j=1}^n \frac{1}{R_{Dj} \cdot k_{dj}} \quad (6)$$

The ESU output current is defined as (7).

$$I_j = \frac{V_{Oref} - V_O}{R_D \cdot k_{dj}} \quad (7)$$

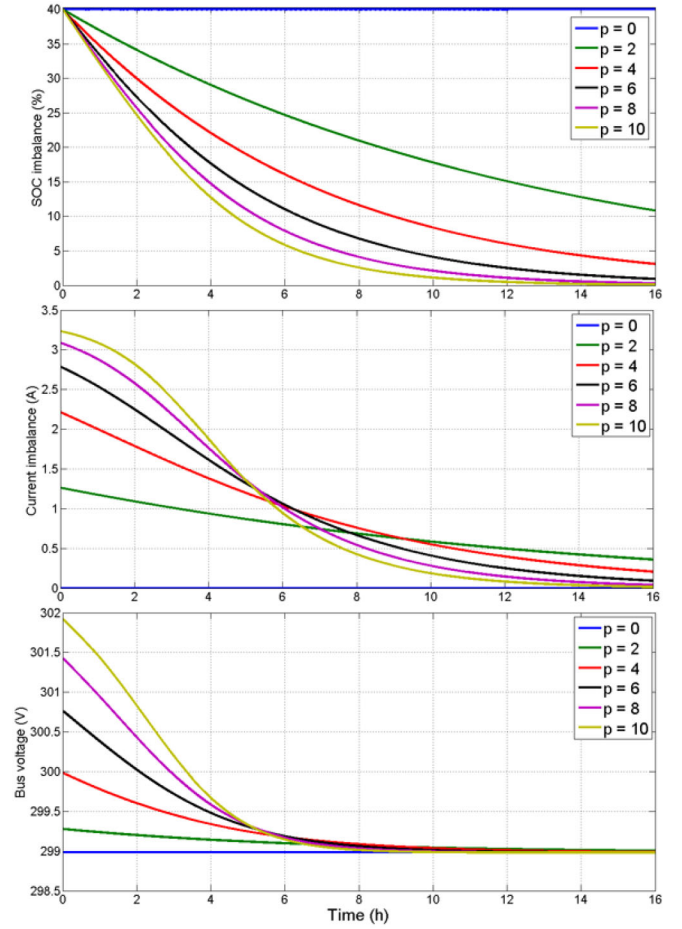


Fig. 5. ESS behavior in discharge mode, for different convergence factors p .

SOC differences will generate unbalanced ESU output currents. Assuming, for sake of simplicity, an ESS composed by two identical ESU with $R_{D1} = R_{D2} = R_D$, and combining (4), (5), (6) and (7), the current imbalance (ΔI) can be determined as (8). The evolution of the SOC difference (ΔSOC) can be expressed as (9), where V_{Bat} is the battery bank terminal voltage.

$$\Delta I = V_{Oref} \left[\frac{1}{R_L} - \frac{2 \exp\left(\frac{p \Delta SOC}{2}\right) + \frac{R_D}{R_L}}{R_D + 2 R_L \cosh\left(\frac{p \Delta SOC}{2}\right)} \right] \quad (8)$$

$$\Delta SOC = \Delta SOC^0 - \frac{V_O}{V_{Bat} \cdot C_{Bat}} \int \Delta I \cdot dt \quad (9)$$

As ΔI is always positive, during either ESS charge or discharge, the SOC difference will gradually be minimized, converging to zero if all ESU in the storage system are identical. Figure 5 presents SOC difference, output current imbalance and DC bus voltage behavior for a microgrid in stand-alone mode, with $R_D = 2.42 \Omega$, $R_L = 90 \Omega$, $C_{Bat} = 40 Ah$ and $V_{Oref} = 303 V$, for different values of p , assuming an initial SOC difference (ΔSOC^0) of 40%. It can be seen that an increase in p promotes a faster SOC equalization, but also a higher initial current imbalance and a reduction in the maximum bus voltage deviation. However, as SOC difference

decreases, the converters output current tends to equalize and the output voltage converge to the original DBS design.

A tradeoff between faster SOC equalization, initial voltage deviation and current imbalance must be defined for each project for the appropriate selection of the convergence factor. In this paper, a convergence factor $p = 6$ was assumed for the remainder of the studies. According to Figure 5, for $p \geq 6$ the DC bus voltage converges to the original DBS value fairly at the same time, however, a lower factor reduces the initial current imbalance. For $p = 6$, the initial current imbalance is below 3A, which, for the experimental prototype, which will be discussed later, allows the converters to operate in this load and SOC imbalance condition without saturating. Therefore, $p = 6$, for the purposes of this paper, presents itself as a good compromise between SOC equalization speed and low interference with DBS design.

It is important to mention that, if the ESU in the storage system do not present identical characteristics, the compensation algorithm will still promote SOC difference minimization, however, depending on the relationship between ESU droop resistance and rated battery bank capacity, it might not be possible to achieve $\Delta I = 0$ and $\Delta SOC = 0$ simultaneously. Considering an example where, an ESS composed of two ESU with identical C_{Bat} , but distinct droop resistances ($R_{D1} \neq R_{D2}$), the current imbalance can be recalculated as (10).

$$\Delta I = \frac{-V_{Oref} \cdot [R_{D1} - R_{D2} \exp(p\Delta SOC)]}{\left[1 + \frac{R_{D2} \exp(p\Delta SOC)}{R_{D1}} + \frac{R_{D2}}{R_L \exp\left(p\frac{\Delta SOC}{2}\right)}\right] R_L R_{D1}} \quad (10)$$

In equilibrium, the compensation algorithm will manage to ensure current equalization, however, a minimum SOC difference can be expected. Solving (10) so $\Delta I = 0$, results in a minimum ΔSOC which can be expressed by (11).

$$\Delta SOC|_{\Delta I=0} = \Delta SOC_{min} = \text{sgn}(i_o) \cdot p^{-1} \ln\left(\frac{R_{D1}}{R_{D2}}\right) \quad (11)$$

It indicates that the unit with the higher droop resistance will handle less power than the other units in the storage system, therefore, its SOC will converge to be the ESS highest in discharge mode, and the lowest in charge mode. Another important aspect of (11), is that increasing the convergence factor p can attenuate the influence of the droop mismatch, inducing a reduction in ΔSOC_{min} .

C. Stability Analysis—Voltage Droop Mode

This section will assess the influence of the SOC balancing algorithm on the microgrid stability during voltage droop mode, where each ESU behaves as a voltage source with virtual series resistance. The following analysis is suitable for non-saturated ESU in both charge and discharge processes. Assuming the diagram shown in Figure 2, considering an ESS with two identical ESU, in order to simplify the analysis, the state space for the boost converters can be expressed as in (12) and (13),

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_o \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_o \end{bmatrix} + [B] \cdot \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} i_{O1} \\ i_{O2} \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_o \end{bmatrix} + [D] \cdot \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

where:

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{(1-D_1)}{L_E} \\ 0 & 0 & -\frac{(1-D_2)}{L_E} \\ \frac{(1-D_1)}{2C_O} & \frac{(1-D_2)}{2C_O} & -\frac{1}{2R_L C_O} \end{bmatrix},$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{V_O}{L_E} & 0 \\ 0 & \frac{V_O}{L_E} \\ -\frac{I_{L1}}{2C_O} & -\frac{I_{L2}}{2C_O} \end{bmatrix},$$

$$[C] = \begin{bmatrix} (1-D_1) & 0 & 0 \\ 0 & (1-D_2) & 0 \end{bmatrix},$$

$$[D] = \begin{bmatrix} -I_{L1} & 0 \\ 0 & -I_{L2} \end{bmatrix},$$

μ_1 and μ_2 are the converter duty cycles and V_O , I_{L1} , I_{L2} , D_1 and D_2 are steady state values for the bus voltage, inductor currents and duty cycles, respectively. Considering the control diagram in Figure 3, and that the converter operates in voltage droop control, the equation that describes the duty cycle for one of the converters is shown in (14), where V_m is the triangular PWM carrier peak voltage, H_i and H_v are the current and voltage sensor gains, respectively, $C_i(s) = k_{pi} + k_{ii}/s$ is the current loop PI controller and $C_v(s) = k_{pv} + k_{iv}/s$ is the voltage loop PI controller.

$$\mu_j = \frac{1}{V_m} \left\{ C_i(s) [-H_i i_{Lj} + C_v(s) H_v (V_{Oref} - v_o - R_D k_{dj} i_{oj})] \right\} \quad (14)$$

Equation (14), can be expressed in matrix form as (15).

$$\begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \end{bmatrix} = [E] \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_o \end{bmatrix} + [F] \cdot \begin{bmatrix} i_{O1} \\ i_{O2} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

where:

$$[E] = \begin{bmatrix} -\frac{C_i(s)H_i}{V_m} & 0 & -\frac{C_i(s)C_v(s)H_v}{V_m} \\ 0 & -\frac{C_i(s)H_i}{V_m} & -\frac{C_i(s)C_v(s)H_v}{V_m} \\ -\frac{C_i(s)C_v(s)H_v R_D k_{d1}}{V_m} & 0 & -\frac{C_i(s)C_v(s)H_v R_D k_{d2}}{V_m} \end{bmatrix},$$

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Substituting (13) in (15) and the result in (12), the system closed-loop state space can be found and described as (16).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_o \end{bmatrix} = [A_{CL}] \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_o \end{bmatrix}, \quad (16)$$

where:

$$[A_{CL}] = \left\{ [A] + [B](I - [F][D])^{-1}([E] + [F][C]) \right\}.$$

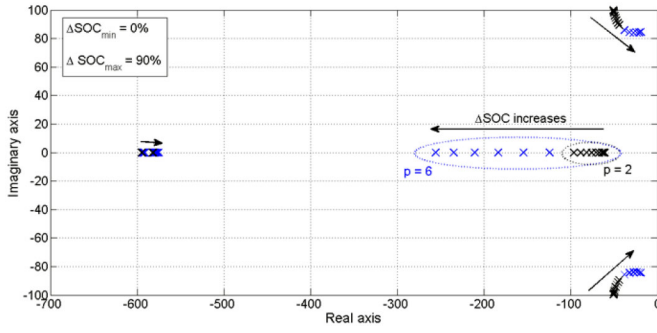


Fig. 6. Dominant poles root locus for the stand-alone microgrid, for $0 \leq \Delta SOC \leq 90\%$ and $p = 2$ (Black markers) and $p = 6$ (Blue markers).

TABLE I
MICROGRID PARAMETERS

Parameter	Value	Parameter	Value
R_D	2.42Ω	H_v	0.01
SOC_1	90%	H_i	0.1
SOC_2	$SOC_1 - \Delta SOC$	V_m	3V
R_L	90Ω	k_{pv}	1.5
V_{Oref}	303V	k_{pi}	1.5
V_{Bat}	180V	k_{iv}	510
L_E	$750\mu H$	k_{ii}	850
C_O	2mF	$I_{discharge}$	6A
f_{pwm}	17kHz	I_{CMax}	3A

Figure 6 presents the dominant poles root locus for the closed loop system, considering the parameters in Table I and a SOC imbalance variation between 0 to 90%. It can be noticed that as SOC imbalance increases a pair of complex poles will move towards the left plan margin, reducing system damping. The convergence factor p influences the depth of variation of the closed loop poles, e.g., for $p = 6$ the complex poles move closer to the right plan than for $p = 2$, meaning that as p increases the system damping decreases even further, for high SOC imbalance. However, in the evaluated conditions, all dominant poles are located at the left-hand side of the complex plan, thus the system will be stable.

III. SIMULATED BEHAVIOR OF THE ENERGY STORAGE MANAGEMENT METHOD

In this section, the behavior of the proposed energy storage management method will be further evaluated through computational simulations, using the software PSIM. The parameters considered for most simulations were the ones described in Table I and $p = 6$.

A. Load Variation Analysis—Two Identical Units

This first simulation analysis will assess the system behavior, considering initial state-of-charge conditions as $SOC_2 = 90\%$ and $SOC_1 = 50\%$, during load variation in stand-alone and connected modes. The simulated Microgrid Thevenin Equivalent Source was implemented as a constant voltage source of 311V with an 1.818Ω series resistor.

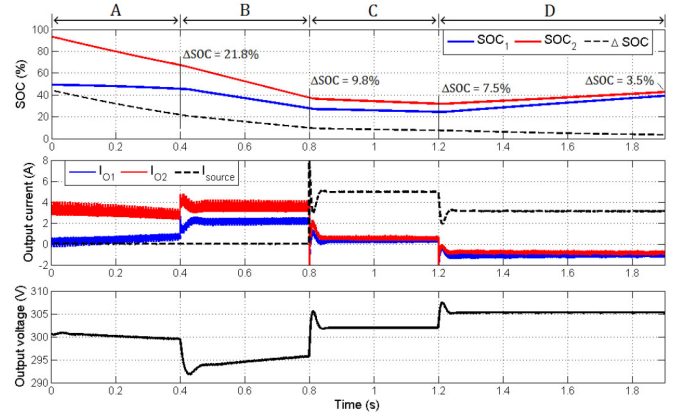


Fig. 7. Simulated results for load variation in a ESS with two identical ESU.

Figure 7 presents the simulation results for the microgrid. The operating conditions seen in the simulation are: A) Stand-alone mode with $R_L = 86\Omega$; B) Stand-alone mode with $R_L = 52\Omega$; C) Connected mode with $R_L = 52\Omega$; D) Connected mode with $R_L = 250\Omega$. The simulation was scaled as $1s = 5h$.

Figure 7 exhibits the instantaneous SOC imbalance at the end of each time interval, showing that the compensation algorithm will promote SOC equalization over the microgrid operation. It can be noticed, that in stand-alone mode, the DC bus voltage varies in accordance to SOC equalization. In this condition, the ESU are responsible for regulating the bus voltage and, due to the balancing algorithm, as the ESU droop resistances are modified it interferes with the system voltage. However, this interference is not enough to jeopardize the power management performed by the microgrid DBS scheme. In situation B, the increase in load power led converter 2 to saturation, what forced a current imbalance reduction, without a proportional SOC difference decrease. As a result, a DC bus voltage drop deeper than expected in normal operation is observed. The bus voltage falls below the DBS limit of 295V, and is gradually restored to its designed value as SOC imbalance is reduced and the compensation factor k_d converges to 1. The microgrid DC bus stays below the DBS limit during 0.2s, reaching a minimum peak of 292V, which represents approximately 1% variation to the DBS window minimum voltage. In connected mode, the microgrid equivalent source is responsible for the DC bus regulation, which reduces the influence of the SOC balancing algorithm to the microgrid operation.

B. Load Variation Analysis—Two Non-Identical Units

In this simulation, the behavior of the management method for two non-identical ESU is evaluated. Converter 1 presents a droop resistance of 3.42Ω , whereas converter 2 maintains the original resistance of 2.42Ω . The units initial state-of-charge were both 65%, since the intention is to highlight the influence of unbalanced droop resistances. Figure 8 presents the results for this simulation. The load variation conditions are the same considered in the previous section.

It can be observed that $\Delta SOC = 0$ is no longer a stable situation, due to droop resistance mismatch. Over the system operation, the units SOC will diverge, however, the difference

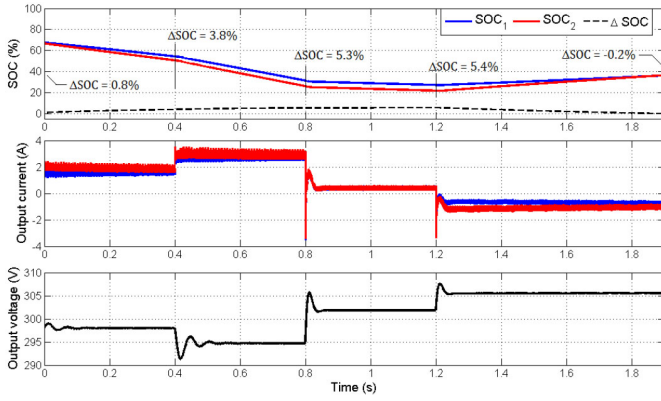


Fig. 8. Simulated results for load variation with two non-identical ESU.

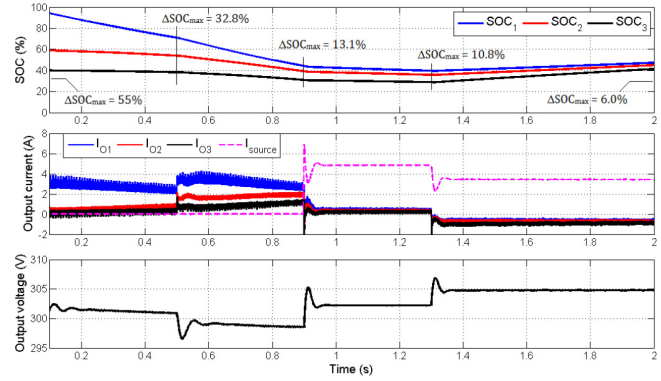


Fig. 9. Simulated results for load variation with three identical units.

stabilizes at approximately 5.4%, which represents a very accurate result, since $\Delta SOC_{min} \approx 5.7\%$, for the simulated conditions, according to (11). It also can be observed that during the charging period ($t > 1.2s$), SOC imbalance is reduced and becomes negative by the end of the simulation, which implies that converter 2, the one with the lower resistance, is absorbing more power than converter 1. As previously discussed, this SOC difference will evolve until it reaches approximately -5.7% .

C. Load Variation Analysis—Three Identical Units

This simulation assesses the behavior of an ESS with higher number of storage units. The load variation conditions are the same considered in previous sections and the initial state-of-charge conditions are $SOC_1 = 95\%$, $SOC_2 = 60\%$ and $SOC_3 = 40\%$. Figure 9 presents the simulation results.

It can be noticed that, over the microgrid operation, the state-of-charge of all three ESU tend to converge to the storage system average, thus, the maximum SOC difference is gradually decreased. The equalization speed is somewhat lower than the observed in a two unit system, which can be explained by the relative reduction in the output power of each unit. Nevertheless, as the SOC balancing algorithm is distributed, as long as the secondary layer is aware of the number of storage units in the ESS, the analysis conducted for an ESS with two units can be extrapolated to a higher set of ESU, meaning that the technique can be employed to storage systems with various distributed storage units.

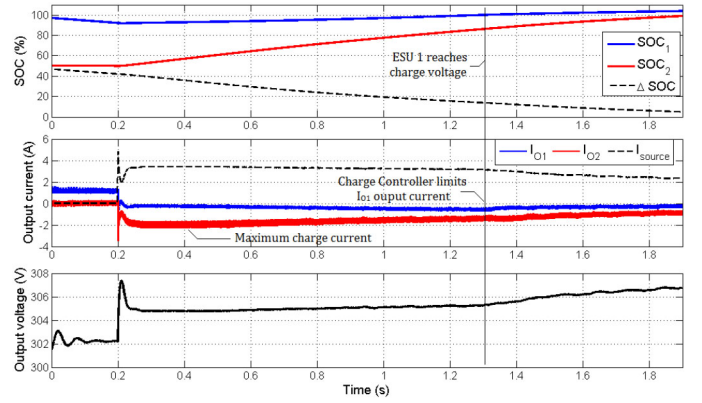


Fig. 10. Simulated results for full charge process.

D. End of Charge Analysis

This simulation evaluates the system behavior during charge mode, as one of the converters reaches full charge condition, i.e., when $SOC \approx 100\%$. The charge behavior of the ESU in a microgrid is shown in Figure 10. Initially the microgrid operates in stand-alone mode, with $R_L = 250\Omega$. In $t = 0.2s$, the microgrid switches to connected mode, and ESU charging begins. The initial state-of-charge conditions in $t = 0.2s$ are $SOC_1 = 90\%$ and $SOC_2 = 50\%$.

Due to the SOC balancing algorithm, converter 2 receives more charge than converter 1. It can be seen that at the beginning of the charge process, converter 2 is saturated by the Charge Controller loop, meaning that the ESU operates with maximum charge current. As SOC difference is reduced, converter 2 charge current is reduced as well, and both converter output currents starts to equalize to an average value. However, in approximately $t = 1.3s$ converter 1 reaches 100% of state-of-charge, meaning also that its correspondent battery bank terminal voltage equals the Charge Controller reference voltage. It indicates that the battery charge method will switch from constant current to constant voltage, thus, the maximum charge current will decrease over time, as the battery bank becomes fully charged, preventing battery overcharge. It can be noticed that, after that event, converter 1 output current starts reducing. As a result the DC bus voltage begins to rise.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A. Experimental Setup

The proposed Energy Storage Management intends to accomplish charge/discharge control and SOC equalization of distributed ESU in a DBS controlled DC microgrid. The experimental setup used to assess the performance of the proposed system is composed by two 1kW bidirectional boost converters associated in parallel and digitally controlled using a TMS320F28335 DSP by Texas Instruments. The system parameters are described in Table I and the PI controllers were discretized using bilinear transform. Due to limitations of our current testbed, the battery banks were implemented using a power emulator, constituted of a single phase diode rectifier and an one quadrant chopper, and a software real-time battery model, which was implemented directly by the DSP.

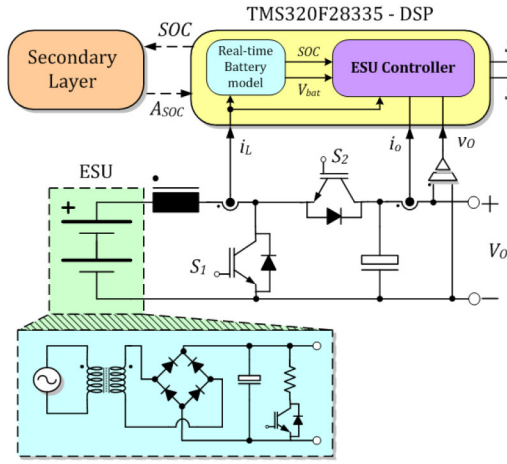


Fig. 11. ESU experimental setup and real-time battery emulator.

Figure 11 shows the diagram of one of the ESU experimental setups. The rectifier is responsible for power supply during ESU discharge and the chopper consumes power during ESU charge, the emulator terminal voltage ranges from 180V to 170V during discharge and 195V in charge mode. The battery emulator measures the converter inductor current and through a real-time battery model, described in [26] and [27], computes the bank state-of-charge and terminal voltage, which are employed in the control loops of the ESU converter.

For the purposes of this paper, the main difference between the experimental setup and a real battery bank, besides the presence of a 120Hz voltage ripple, is that in a real bank, the terminal voltage is dependent on the direction and magnitude of the boost inductor current, whereas in the power emulator, especially in discharge mode, it is steady. This may cause divergences in terms of power saturation limits and system dynamics, although the microgrid dynamics is much faster than the storage devices. Despite these differences, the experimental setup is expected to appropriately represent the storage system.

B. Dynamic Response

The dynamic response evaluation was conducted considering the DC microgrid in connected mode, i.e., a microgrid equivalent power source is attached to the DC bus. This power source was implemented using a 2kW bidirectional buck converter, in voltage droop mode, with droop resistance equal to 1.818Ω and 6.6A current saturation. The ESU initial state-of-charge are $SOC_1 = 55\%$ and $SOC_2 = 95\%$ and the system was tested for convergence factors $p = 6$ and $p = 0$, which represents a situation with no SOC balancing operation. Figure 12 shows the system response for a load step variation from 250Ω to 85.5Ω and Figure 13 presents the response comparison between $p = 0$ and $p = 6$, where i_{O1} and i_{O2} are the boost converter output current as depicted in Figure 2.

The initial condition represents a light load situation for the DC microgrid, therefore the influence of the SOC balancing algorithm on the ESS behavior is not significant, as can be noticed from Figure 13, since DC bus voltage and net ESS current are very similar for different convergence factors. The net

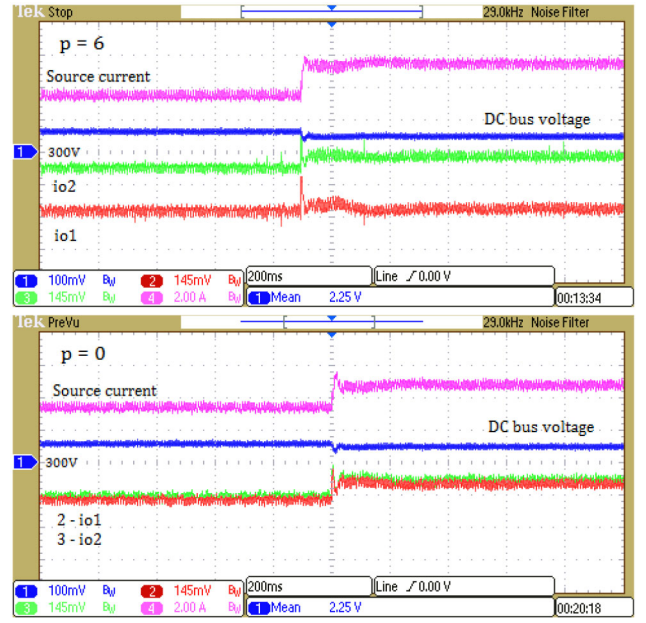


Fig. 12. Load step response $R_L = 250\Omega \rightarrow 85.5\Omega$. Ch1 - 13.7 V/div, Ch2, Ch3 - 1A/div, Ch4 - 2A/div.

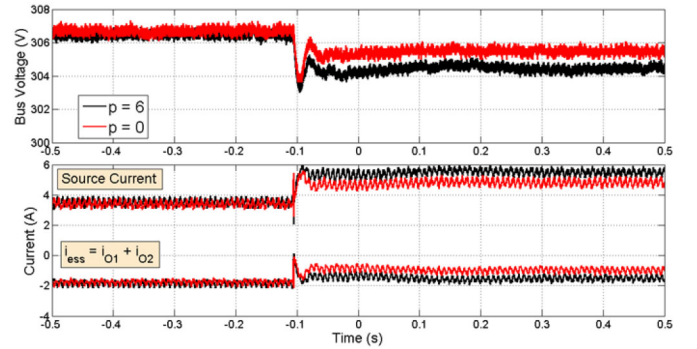


Fig. 13. Comparison between load step responses for $p = 0$ and $p = 6$. $R_L = 250\Omega \rightarrow 85.5\Omega$.

ESS charge power is 547W for $p = 0$ and 563W, for $p = 6$, however, this power is unevenly distributed between the ESU when SOC balancing is active, with converter 1 absorbing 445W while converter 2 consumes 118W. When system load is increased, there is a reduction in the DC bus voltage, forcing the microgrid power source to inject more current in the DC bus and the ESS to decrease its consumed power. In this situation, the system with no SOC balancing showed a reduction in the ESS net consumed power of 248W, while the compensated system presented a 102W power decrease, which is a reflection of the ESS equivalent droop resistance reduction provided by the SOC balancing algorithm. This also promotes steady state bus voltage difference of 0.4V between both systems. SOC compensation did not showed a significant impact on the system dynamic behavior in comparison with the non-compensated system. Figures 14 and 15 present the system response for a step variation from 85.5Ω to 51.6Ω.

As Figures 14 and 15 show, with this further load increase, the microgrid source gets closer to its current saturation level, the non-compensated system ESS reduces its absorbed power

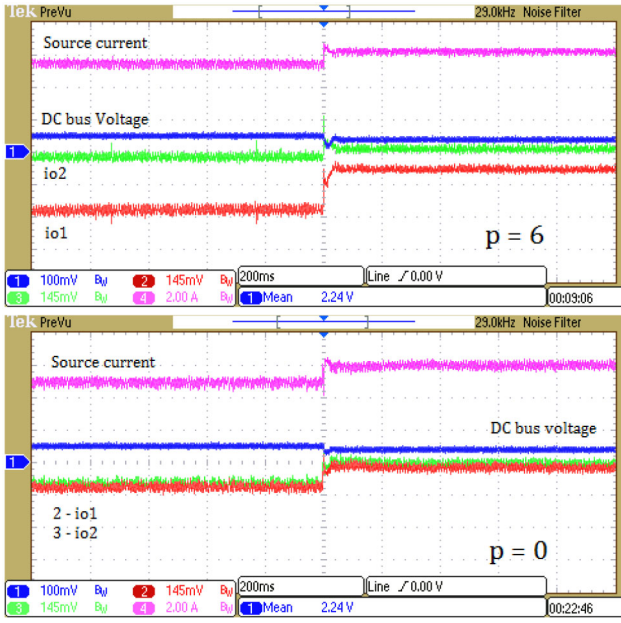


Fig. 14. Load step response $R_L = 85.5\Omega \rightarrow 51.6\Omega$. Ch1 - 13.7 V/div, Ch2, Ch3 - 1A/Div, Ch4 - 2A/div.

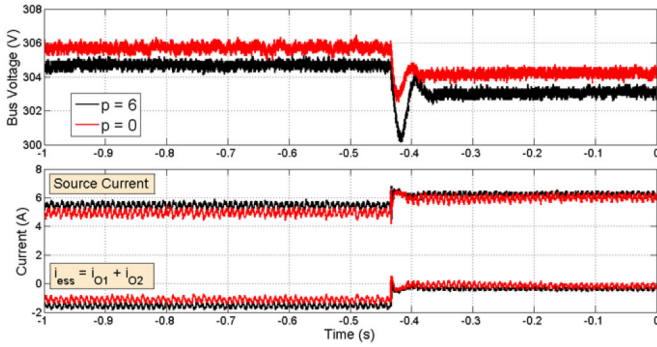


Fig. 15. Comparison between load step responses for $p = 0$ and $p = 6$. $R_L = 85.5\Omega \rightarrow 51.6\Omega$.

to 10W, while the system with SOC compensation consumes 89W. Converter 1 reduces its consumed power from 421W to 127W, while converter 2 shifts from absorbing 40W to injecting 38W, voltage difference between both systems increase to 1V. The compensated system presented a slightly greater voltage undershoot during the step load variation than the non-compensated system. The experiments show that the proposed control diagram can define the ESS power flow properly, according to the DBS design, and that even though the SOC balancing algorithm do interfere with voltage regulation and power exchange between the ESU and the microgrid, this influence is not enough to considerably impact the system behavior and dynamics.

C. SOC Balancing Behavior

This section evaluates the performance of the SOC balancing algorithm. The secondary layer SOC sampling occurred in an 160ms interval. Figure 16 shows the SOC imbalance evolution during a discharge process, considering initial

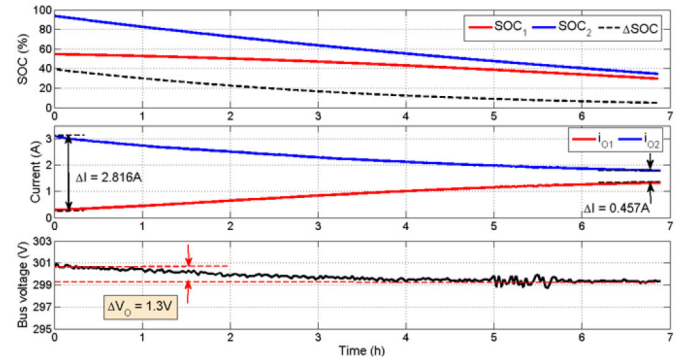


Fig. 16. SOC balancing in discharge mode.

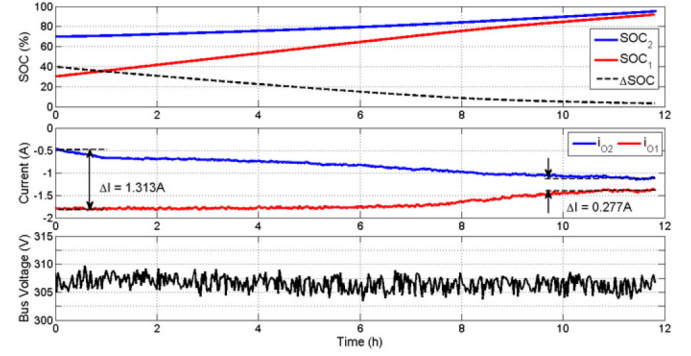


Fig. 17. SOC balancing in charge mode.

states-of-charge $SOC_1 = 55\%$ and $SOC_2 = 95\%$ and load $R_L = 85.5\Omega$, the system operates in stand-alone mode.

Due to the SOC imbalance, converter 2 assumes most of the load current, injecting 3A into the DC bus, against 190mA injected by converter 1. According to the original DBS system design, the DC bus voltage for this load condition would be around 299V, however, since the ESS equivalent droop resistance is lower than the original non-compensated design, the initial bus voltage is 300.6V. As time elapses, SOC difference is decreased. The test was terminated when the state-of-charge of ESU 1 dropped below 30%. At this point SOC difference was 4.85%, current imbalance was reduced to 0.457A and the bus voltage lowered 1.3V, to 299.3V, thus converging to the expected voltage.

The SOC compensation during charge mode is presented in Figure 17. The system operates in connected mode, with load $R_L = 250\Omega$ and initial charge $SOC_1 = 30\%$ and $SOC_2 = 70\%$. As discussed previously, in light load conditions there is no significant difference between the original DBS bus voltage and the compensated system voltage, therefore, along the test the DC bus voltage remained around 306V. Converter 1 absorbs most of the charge power, allowing SOC equalization. As the Charge Controller loop limits the charge inductor current to 3A, independently of SOC compensation, the output current is also limited during charge mode, hence, converter 1 current stays saturated to 1.82A during the first 5h of the test. Converter 2 gradually increases its absorbed power as SOC difference decreases. The test was terminated when ESU 1 SOC reached 95%, leaving a SOC imbalance of

3.26% and current difference of 0.277A. The time needed to reduce the SOC imbalance to a definite level was longer during charge mode than discharge mode. This can be explained due to the fact that charging current is limited to half of the discharge current, which decreases the derivative of SOC compensation.

V. CONCLUSION

This paper proposed an Energy Storage Management Method to control distributed energy storage units charge/discharge in a DC microgrid, simultaneously promoting SOC equalization between different units, through the employment of DC bus signaling power management and a secondary control layer for SOC balancing. It was discussed that distributed SOC equalization achieved by droop resistance modification will interfere with DC bus voltage deviation, thus altering the static behavior of a DC bus signaling design. The proposed solution only actuates when a SOC imbalance is present, producing an output current imbalance to force charge equalization and the intensity of this current difference is dependent on the level of SOC disparity. A convergence factor can be tuned to promote faster equalization, and compensate the effects of droop resistance mismatch, but, higher convergence factors can further affect voltage deviation over the equalization process, thus a tradeoff between SOC balancing speed and low interference in the DC bus signaling operation must be established to its selection. A communication failure will disable SOC compensation, however, charge/discharge control will remain active, thus such failure will not prevent the microgrid operation, but can lead to non-optimal performance. Experimental results have shown that the system operation can promote power flow control and SOC equalization without producing stability issues. SOC balancing was achieved both in charge and discharge mode.

REFERENCES

- [1] D. Boroyevich *et al.*, "Future electronic power distribution systems a contemplative view," in *Proc. 12th Int. Conf. Optim. Elect. Electron. Equip. (OPTIM)*, Braşov, Romania, May 2010, pp. 1369–1380.
- [2] D. Salomonsson and A. Sannino, "Low-voltage DC distribution system for commercial power systems with sensitive electronic loads," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 3, pp. 1620–1627, Jul. 2007.
- [3] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 12, pp. 3066–3075, Dec. 2010.
- [4] M. Noritake, K. Yuasa, T. Takeda, H. Hoshi, and K. Hirose, "Demonstrative research on DC microgrids for office buildings," in *Proc. IEEE 36th Int. Telecommun. Energy Conf. (INTELEC)*, Vancouver, BC, Canada, Sep. 2014, pp. 1–5.
- [5] K. Shenai and K. Shah, "Smart DC micro-grid for efficient utilization of distributed renewable energy," in *Proc. IEEE Energytech*, Cleveland, OH, USA, May 2011, pp. 1–6.
- [6] W. Setthapun *et al.*, "The integration and transition to a DC based community: A case study of the smart community in Chiang Mai World Green City," in *Proc. IEEE 1st Int. Conf. DC Microgrids (ICDCM)*, Atlanta, GA, USA, Jun. 2015, pp. 205–209.
- [7] F. Zhang *et al.*, "Advantages and challenges of DC microgrid for commercial building a case study from Xiamen University DC microgrid," in *Proc. IEEE 1st Int. Conf. DC Microgrids (ICDCM)*, Atlanta, GA, USA, Jun. 2015, pp. 355–358.
- [8] E. R. Diaz *et al.*, "Intelligent DC microgrid living laboratories—A Chinese–Danish cooperation project," in *Proc. IEEE 1st Int. Conf. DC Microgrids (ICDCM)*, Atlanta, GA, USA, Jun. 2015, pp. 365–370.
- [9] U. Boeke and M. Wendt, "DC power grids for buildings," in *Proc. IEEE 1st Int. Conf. DC Microgrids (ICDCM)*, Atlanta, GA, USA, Jun. 2015, pp. 210–214.
- [10] M. Ton, B. Fortenbery, and W. Tschudi, "DC power for improved data center efficiency," Lawrence Berkeley Nat. Lab., Berkeley, CA, USA, Tech. Rep., 2007. [Online]. Available: http://energy.lbl.gov/ea/mills/HT/documents/data_centers/DCDemoFinalReportJan17-07.pdf.
- [11] H. Kakigano, M. Nomura, and T. Ise, "Loss evaluation of DC distribution for residential houses compared with AC system," in *Proc. Int. Power Electron. Conf. (IPEC)*, Sapporo, Japan, Jun. 2010, pp. 480–486.
- [12] P. Karlsson and J. Svensson, "DC bus voltage control for a distributed power system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1405–1412, Nov. 2003.
- [13] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuña, and M. Castilla, "Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids—A general approach toward standardization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, Jan. 2011.
- [14] H. Kakigano, Y. Miura, T. Ise, and R. Uchida, "DC voltage control of the DC micro-grid for super high quality distribution," in *Proc. Power Convers. Conf. Nagoya (PCV)*, Nagoya, Japan, Apr. 2007, pp. 518–525.
- [15] J. Schonberger, R. Duke, and S. D. Round, "DC-bus signaling: A distributed control strategy for a hybrid renewable nanogrid," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1453–1460, Oct. 2006.
- [16] L. Zhang, T. Wu, Y. Xing, K. Sun, and J. M. Guerrero, "Power control of DC microgrid using DC bus signaling," in *Proc. 26th Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, Fort Worth, TX, USA, Mar. 2011, pp. 1926–1932.
- [17] D. Chen, L. Xu, and L. Yao, "DC voltage variation based autonomous control of DC microgrids," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 28, no. 2, pp. 637–648, Apr. 2013.
- [18] D. E. Olivares *et al.*, "Trends in microgrid control," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 4, pp. 1905–1919, Jul. 2014.
- [19] X. Lu, K. Sun, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and L. Huang, "State-of-charge balance using adaptive droop control for distributed energy storage systems in DC microgrid applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 2804–2815, Jun. 2014.
- [20] X. Lu, K. Sun, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and L. Huang, "Double-quadrant state-of-charge-based droop control method for distributed energy storage systems in autonomous DC microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 6, no. 1, pp. 147–157, Jan. 2015.
- [21] N. L. Diaz, T. Dragicevic, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Intelligent distributed generation and storage units for DC microgrids—A new concept on cooperative control without communications beyond droop control," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2476–2485, Sep. 2014.
- [22] H. Zeng and Q. Yang, "Adaptive voltage regulation of islanding DC microgrid with multiple distributed PVs and storage units," in *Proc. 27th Chin. Control Decis. Conf. (CCDC)*, Qingdao, China, May 2015, pp. 5528–5533.
- [23] T. Dragicevic, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and D. Skrllec, "Supervisory control of an adaptive-droop regulated DC microgrid with battery management capability," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 695–706, Feb. 2014.
- [24] T. Dragicevic, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "A distributed control strategy for coordination of an autonomous LVDC microgrid based on power-line signaling," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3313–3326, Jul. 2014.
- [25] W. W. A. G. Silva *et al.*, "Study of the application of bidirectional dual active bridge converters in DC nanogrid energy storage systems," in *Proc. Power Electron. Conf. (COBEP)*, Gramado, Brazil, Oct. 2013, pp. 609–614.
- [26] M. Ceraolo, "New dynamical models of lead-acid batteries," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 15, no. 4, pp. 1184–1190, Nov. 2000.
- [27] S. Barsali and M. Ceraolo, "Dynamical models of lead-acid batteries: Implementation issues," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 1, pp. 16–23, Mar. 2002.



Thiago Ribeiro Oliveira (M'12) was born in Belo Horizonte, Minas Gerais, Brazil. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from the Federal University of Minas Gerais (UFMG) in 2008 and 2011, respectively, where he is currently pursuing the Ph.D. degree, focussing on dc distribution for residential and commercial environments. He is currently an Assistant Professor with the Federal Center for Technological Education of Minas Gerais and lecturing classes of Power Electronics.



Pedro Francisco Donoso-Garcia was born in Lima, Peru. He received the degree in electrical engineering from the Federal University of Rio Grande do Sul in 1981, the M.Sc. degree from the Federal University of Minas Gerais (UFMG) in 1986, and the Ph.D. degree from the Federal University of Santa Catarina in 1991. He is currently a Full Professor with the Electronic Engineering Department, UFMG. His research interests include high efficiency power supplies, electronic ballasts, distributed energy-storage systems, and microgrids.



Waner Wodson Aparecido Gonçalves Silva was born in Montes Claros, Minas Gerais, Brazil. He received the degree in electrical engineering from Faculdades Santo Agostinho in 2011, and the M.Sc. degree from the Federal University of Minas Gerais in 2013. He is currently an Assistant Professor with the Federal University of Itajuba, Campus Itabira, and lecturing classes on power electronics and embedded systems. His research interests include power electronic applications in renewable energy, energy storage, and embedded systems.

Perspectives for DC distribution adoption in Brazil

Thiago R. de Oliveira^{*†}, Pedro F. Donoso-Garcia[‡]

^{*}Department of Electronics and Biomedics, CEFET-MG, Belo Horizonte, Brazil, Email: troliveira@deii.cefetmg.br

[†]Graduate Program in Electrical Engineering, UFMG, Belo Horizonte, MG, Brazil

[‡]Department of Electronic Engineering, UFMG, Belo Horizonte, Brazil, Email: pedro@cpdee.ufmg.br

Abstract—The main purpose of this paper is to discuss possible means for DC distribution adoption in Brazil in medium term, basing the discussion on the perspective of an emerging country. A main path to be explored is the progressive adaptation of PV residential and commercial distributed generation systems into a DC microgrid, allowing energy efficiency, power quality and energy management improvements. A DC microgrid tested in current development in the Federal University of Minas Gerais (UFMG) will also be described and simulated results will be used to demonstrate the behavior of the proposed architecture.

I. INTRODUCTION

Lately low voltage DC distribution has been receiving considerable attention as a mean to achieve better integration with renewable energy resources and improve distribution system energy efficiency. Recent studies estimate that DC power can reduce in 5-15% the power losses in residential and data center systems in comparison with conventional AC distribution [1], [2]. In developed countries, the need to increase the penetration of renewables into a highly fossil fuel based energy matrix and to reduce the future electricity demand calls for the development of net zero energy solutions, hence a great effort in developing new technologies and solutions for DC low voltage distribution and its application to households, data centers and other commercial environments can be recognized [3], [4].

In emerging countries, as Brazil, DC distribution is also a promising solution to overcome several infrastructural issues of the electrical system. However, the evolution of DC based technologies and solutions is somewhat timid, with no major initiative advocating for its deployment, but conceptual studies and projects carried out in Brazilian universities. Outside academia, DC powered circuits have been incorporated to renewable based off-grid systems with DC buses serving as a backbone to where local power generation, energy storage and other elements can be integrated more simply and efficiently [5], [6]. The interest for off-grid systems is justified by the need to employ feasible solutions to supply remote or isolated rural communities in Brazil, especially in the Amazon region and islands, where physical or economical challenges preclude their integration with the national or local electrical grid [7]. In 2010, over 720,000 households in Brazil had no electricity access, of which 250,000 were located in the Amazon [7]. In order to achieve universal electricity access, a goal defined by the national program *Luz Para Todos - LPT* (Energy for All) to 2018, the deployment of off-grid system will be the main approach.

According to the Normative Resolution No. 493 of 2012 of the Brazilian Electricity Regulatory Agency (ANEEL), off-grid systems can be divided into individual systems and isolated

microgrids. Pilot-projects, also funded by the LPT program, were deployed to assess technical and economical challenges of installing, maintaining and operating off-grid systems in remote regions of Brazil. The main pilot-project for individual systems was initiated in 2005 in the municipality of Xapuri-Acre, northern Brazil, where 103 individual PV systems were installed in three rubber tapper communities [5]. Each system was designed to provide an average energy of 13 kWh per month and an autonomy of 48h without sunlight. Three different distribution configuration, one for each community, were considered: i) 120 VAC distribution; ii) 12 VDC distribution and iii) Hybrid AC/DC distribution. Figure 1 illustrates the Hybrid distribution configuration and its components. The availability of 12 VDC compatible light bulbs and electronics in local markets enabled that 90% of the household load to be supplied in DC. As most system losses were concentrated in the inverter, the Hybrid and DC distribution topologies allowed initial installation cost reductions of 2.2% and 9.7%, respectively, in relation to the 8,871.92 BRL (Brazil Real) cost of the AC system and an energy availability improvement in the order of 7% to 15% [5].

Regarding isolated microgrids, a pilot-project was established in 2008, in *Ilha dos Lençóis* in the municipality of Cururupu-Maranhão, northeastern Brazil. This project consists of a 40 kVA centralized microgrid, illustrated in Figure 2, with 21.06 kW solar PV and 22.5 kW wind power generation and a 53 kVA backup diesel generator, supplying 90 households, a school, a small health center and a small ice factory, and dimensioned to meet the community's electricity demand for over 10 years [6]. 120 lead-acid 150 Ah batteries compose a 240 VDC bus into which all components are connected. Two paralleled 20 kVA inverters produce a three-phase 380V/220V AC system to supply the community, complying with current distribution regulation. The system design enabled long daily periods of renewable energy use with low battery bank discharge depth and diesel consumption. The employment of a DC bus backbone allowed simpler integration of the microgrid multiple sources and automatic system management, mitigating the need for several synchronized inverters and reducing possible failure points. A two year period monitoring showed that the diesel generator was only needed for 4.5% of the evaluated time and the system presented only three failures, occurred in its first 5 months of operation [6]. The robustness of the project substantially reduces maintenance, allowing an energy cost of approximately 0.65 BRL/kWh, a price compatible with grid-tie generation and no additional subsidy is demanded. Similar isolated microgrid projects are currently installed in other 17 communities supplying 348 consumers.

Besides the great social impact brought by off-grid systems,

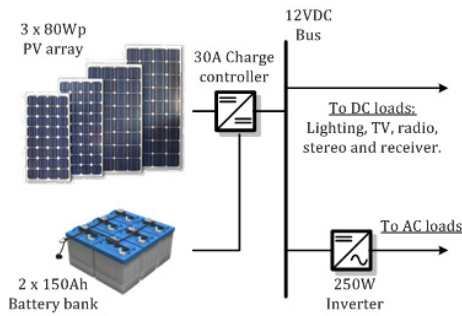


Fig. 1. Hybrid individual photovoltaic system installed in Xapuri-Acre.

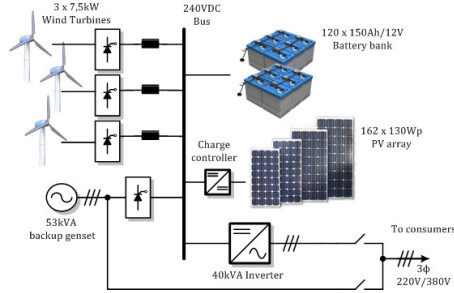


Fig. 2. Ilha dos Lençóis isolated microgrid diagram [6]

the development of grid-tied solutions in the distribution level can provide an even greater benefit for the Brazilian power system. However, unlike off-grid systems, conventional low voltage distribution have been treated very conservatively by regulatory agencies and utilities, supporting a centralized generation model and AC based distribution. Nevertheless, despite the adverse scenario, recent incentives for smart grid and distributed generation development may provide a propitious environment for DC microgrid proliferation. This paper will discuss perspectives for DC distribution adoption in Brazil in medium term, focusing on solutions for residential and commercial environments. A DC microgrid testbed topology in current development in the Power Electronics Lab of the Federal University of Minas Gerais will also be presented to illustrate the proposed solutions. The remainder of the paper is organized as follows: Section II discusses the Brazilian energy scenario, its current reality and future challenges to be addressed; Section III revises possibilities and advantages to embed DC distribution systems into residential and commercial environments; Section IV describes the DC microgrid testbed architecture and operation and Section V presents the paper conclusions.

II. ENERGY SCENARIO AND CHALLENGES FOR BRAZIL

Hydropower has been the main primary energy resource for electricity generation in Brazil, accounting for over 70% of the installed power capacity and 80% of the power generation in the last decade [8], thus granting the Brazilian electricity matrix a highly renewable and "green" status. The total hydropower capacity is estimated to be 135.2 GW, of which 63.5% are currently being explored [8] and are concentrated in the basins of south and southeastern Brazil. The remainder of the estimated capacity lies mostly on the northern region, where environmental concerns over the impacts of building large water reservoirs in the Amazon may hampers a widely development of new power plants. Thermoelectric

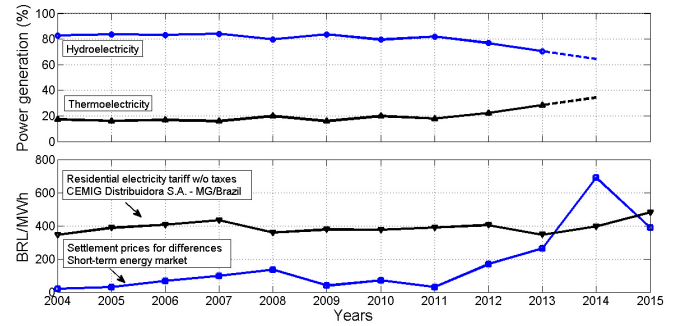


Fig. 3. Contribution of hydro and thermoelectricity to the power generation and evolution of residential electricity tariff and settlement prices for differences [8], [9].

plants, based on biomass, natural gas, coal, oil derivatives and nuclear power complement the power generation and act as an energy backup in long dry seasons. Wind and solar power still represents only 1% of the power generation [8]. Thermoelectric plants receive a fixed revenue for their availability and are granted an extra remuneration to cover the production costs when the actual power generation is demanded, what considerably increases their marginal cost cost.

This electricity matrix composition makes the Brazilian electrical system highly vulnerable to climate variations. A long dry season reduces the level of the reservoirs and demands a more intense use of thermoelectricity, increasing the average energy cost and in extreme cases leading to energy rationing, as occurred in 2001. Since 2011, Brazil is facing longer dry seasons and less rainfall during wet seasons, resulting in a higher employment of the thermoelectric plants, as seen in Figure 3. It can be noticed that an increment in thermoelectricity utilization influences the short-term energy market settlement prices, which affect directly the revenues of utility companies and large industries. The impact on the residential tariffs is not evident for small variations in the energy matrix composition, however a continuous elevation of the share of thermoelectricity, as seen since 2011, inevitably pushes the residential tariffs up.

Although the main reason for thermoelectricity use has been drought, the increase in hydroelectric installed capacity has been slowing down, presenting an average growth rate of 2.5% per year since 2004, while the thermoelectricity has been growing 7.3% per year [8]. This implies that in short-term the demand for thermoelectricity will increase, as will the energy cost. This can be very concerning, considering that the official projections expect a 45% increase in electricity demand by 2023 [10]. The energy cost in Brazil is also influenced by the electrical system power losses, which have been fluctuating around 17% since 2004 [8]. The continental proportions of the country, a centralized generation approach and a concentration of the electricity consumption in the south and southeastern regions require the employment of long transmission and distribution lines, what have a substantial importance on the total power loss. Another issue is non-technical losses, as electricity theft and measuring problems, which can represent 5% of the total consumed energy [9].

Considering this scenario, its evident that Brazil needs a paradigm shift, in order to diversify the energy matrix and reduce the system losses. The development of a smart grid, with the utilization of smart metering and a higher system op-

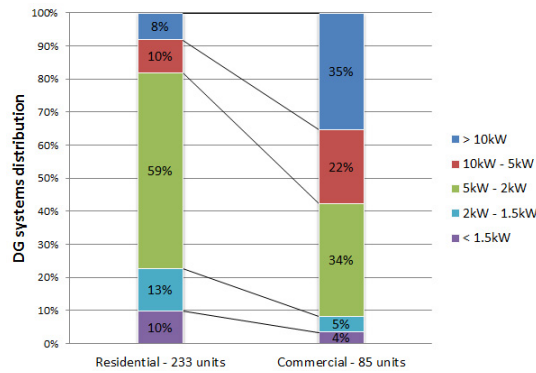


Fig. 4. DG systems distribution in classes and installed capacity range.

eration automatization in the low voltage distribution level may mitigate the non-technical losses. Currently, smart grid R&D projects in Brazil are being conducted by utility companies and electric material industries in association with universities, and it is expected to have a broader participation in the electrical system by 2020. Another approach that covers the issues aforementioned is the proliferation of distributed generation (DG) in the distribution systems. The diversification of the energy matrix is achieved by a greater employment of solar and wind resources and the proximity to the consumers contributes to reduce the distribution operational losses. In 2012, low voltage distribution DG was regulated by ANEEL through the Normative Resolution No. 482 of 2012, establishing special characteristics for grid connection to system below 1MW and a billing method based on net metering. Since then, 318 systems have been installed comprising 295 PV units, 20 small wind turbine units and 3 biomass units, totaling a 4.3MW capacity. Figure 4 presents the distribution of the DG systems in residential and commercial classes. Official projections expect DG systems to reach grid parity in this decade, increasing its growth and representing 0.1% of the power generation in 2020 and 5.7% in 2050 [11]. This projections however do not consider the impact of new business models, products and services on the DG market.

Even with the development of smart grid technologies and the expansion of DG systems, there will be a need for more energy efficient equipments and methods in order to optimize the gains of these solutions and reduce even further the net energy demand. In this context, DC power distribution can become an interesting alternative, promoting loss reductions inside the DG units, *i.e.*, raising the energy availability, and coping with smart grid concepts as well. The authors do not envision that an abrupt transition to DC power distribution will occur, since current regulations do not contemplate this possibility, rather a gradual incorporation of DC subsystems into DG units is more likely. This architectural upgrade can provide features as local power management, online adaptation of consumption to energy tariffs, higher power quality and efficiency, hence, opening new market possibilities that can encourage a faster penetration of DG into the electrical system.

III. DC DISTRIBUTION APPLICATION TO RESIDENTIAL AND COMMERCIAL DG SYSTEMS

Assuming that DG systems will be the base for DC microgrids evolution and proliferation in medium-term, any configuration proposition must focus on residential and com-

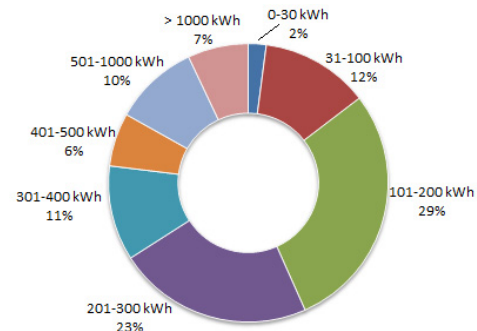


Fig. 5. Residential distribution by consumption rate. [12].

mercial environments, since the great majority of low voltage distribution DG is associated with these sectors. According to 2014 Brazilian energy balance [8], residential, commercial and public buildings represented 48% of the total electricity demand. Therefore, reducing the net demand of buildings, through local generation and energy efficient systems, is an interesting alternative to restrain the electricity consumption increase in the future. This section will discuss the application of DC distribution to residential and commercial systems, and present possible configurations for DC microgrids.

A. Residential systems

In 2013, the total residential consumption of Brazil was 124.9 TWh, distributed in over 63 million households [12] and representing 28% of the country's electricity demand. As seen in Figure 5, 66% of the total residential electricity demand is concentrated in households which consume less than 300 kWh per month, of which 20% are considered low income and enjoy an energy tariff up to 35% lower than the conventional tariff [9]. Assuming an average daily solar irradiance of 5 kW/m², the great majority of this low consumption households could be supplied by a 2 kWp PV system, however, in current economic stage, this low power DG system is hardly feasible due to high installation cost, of around 7-8 BRL/W, taxes regulation and reduced tariffs which make it difficult to achieve grid parity in medium-term. It is estimated that the potencial market for PV-based DG comprises households with 400 kWh per month or higher consumption, *i.e.*, approximately 3.3 million consumers, of which only 55% would possess appropriate technical conditions for PV modules installation [13]. Considering the 318 DG systems registered so far as an example, as depicted in Figure 4, there are 233 residential units, totalling 1.2 MW, of which 78% have an installed capacity over 2 kWp, with the great majority in the range of 2 kWp-5 kWp, which accounts for 59% of the total residential DG units. In order to increase the quantity of DG systems, grid parity must be achieved in all Brazilian territory, which requires the increase of the electricity tariff or the reduction of the system installation cost. As both mechanisms are currently being observed, grid parity must be reached still in this decade leveraging the DG system installations [11].

A DC microgrid can be developed over the architecture of conventional PV-based distributed generation systems, supplanting the grid-tie inverter by a bidirectional grid interface converter (BGIC) and establishing a main DC bus to interconnect the BGIC, the PV array, through a DC/DC converter and local loads as depicted in Figure 6. This configuration allows

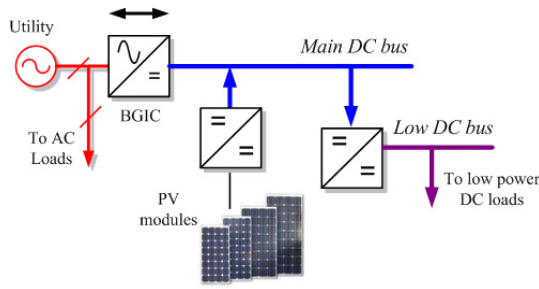


Fig. 6. DC microgrid diagram for residential systems.

TABLE I. RESIDENTIAL ENERGY END USE [16]

Air-conditioning	8%	Refrigerator	18%
Freezer	5%	Lighting	16%
Electric shower	18%	Wash machine	2%
TV	13%	Others*	20%

*Relates to stereos, computers, video-games, printers, scanners, dish washers, etc.

the insertion of new PV arrays over time, without the need for redesigning the system or matching the new modules with the old ones. The BGIC also regulates the main DC bus providing an energized feeder even in periods with low solar irradiance. A low voltage DC bus, of 12 to 48V voltage level, may also be available to supply LED lighting and other low power DC loads and provide a safer circuit to be handled by the residence occupants.

The voltage level of the main DC bus must be designed to supply local loads and comply with standards adopted by electronics manufacturers. Internationally, a voltage level of about 380V is being considered to DC microgrids [3], [14], however, considering that the availability of 380V compatible products in the Brazilian market may be an issue in short and medium-term, a 311V DC bus is more appealing for faster adoption of DC circuits in residential installations. Most electronics can operate normally when supplied by a DC voltage equal to the peak value of its AC voltage rating [15], therefore, in medium-term the use of 311V can enable the utilization of 220/127 VAC electronics without requiring the development of a new market for DC products. According to Table I, almost 40% of total residential consumption is due to electronics (Lighting, TV, stereo, computers, etc) which could easily be supplied by a DC bus, which could lower household consumption up to 6%, assuming a 15% reduction in power losses due to the employment of DC distribution [2].

Energy storage could also be associated with the DC microgrid, turning the system into a controllable and dispatchable generator that could schedule the energy exported to the utility grid according to tariff variations or reduce the household's peak demand. This solution, however, can increase the cost of the system substantially, since the main available storage device in Brazil are lead-acid batteries which present a lifespan of 3 to 4 years and costs around 400-600 BRL/kWh. Since grid parity is crucial for the employment of DG systems and DC distribution solutions as well, a storage system can, in medium-term, make the DC microgrid unattractive. An alternative is to use electric vehicles (EV) and plug-in hybrid (PHEV) as energy buffers and promote energy management operations during peak demand, when this vehicles will be commonly connected to the system. EV and PHEV are expected to represent 3% of the national fleet in 2030 and experience a

quick evolution since then, achieving 61% of the fleet in 2050 [11]. Therefore, the use of an energy storage system would only be feasible in long-term.

B. Commercial systems

The total consumption of the commercial sector in 2013 was 83.7 TWh representing 19% of the electricity demand [12]. There are over 5.4 million commercial establishments in Brazil, of which approximately 3 million are attended by low voltage distribution and could benefit from the DG regulations. The applicability of DG systems to commercial consumers will depend on a variety of factors, as level of consumption, required installation area availability and the ownership of the commercial spot. These restrictions are reflected in Figure 4, where only 85 commercial DG units have been registered yet. These few units however help to identify installed capacity niches for DG systems. 91% of the registered DG systems have installed capacities higher than 2kW, and the interest is bigger in the 2kW to 5kW range and for systems above 10kW. Most of the low power units comprise demonstration systems and small commercial establishments, as inns, restaurants, health clinics, small stores and elementary schools, while the higher power systems relate to small industries, university buildings, soccer stadiums and public control centers, making it harder to define an energy end use profile.

In both cases, a DC distribution configuration as discussed for residential systems can be employed. Conventional lighting devices, computers, sound equipment and other electronics could be supplied by a 311V DC bus and the low voltage buses would provide telecommunication, automation and alarm systems. However, the impact of the DC distribution on system losses must be evaluated case-to-case. Moreover, commercial systems with critical loads, such as servers, surveillance, food storage, etc, can benefit from the employment of an energy storage system, since the DC bus would act as a centralized uninterrupted power supply (UPS), maintaining normal operation even with disturbances in the utility grid. High quality AC circuits could be defined through inverters connected to the DC bus, in order to supply AC critical loads. Energy management can also be a useful feature allowing the system to reduce utility grid energy consumption in peak demand time zones, without restricting production. A communication network must be established inside the microgrid to provide information exchange among the converters and make energy management algorithms more effective. In these cases, the high cost of the energy storage can be compensated by the improvement in power quality and energy management. Figure 7 presents the DC microgrid architecture considered to supply commercial systems. It is important to mention that in long-term, when smart grid solutions become more mature and scattered and the cost of DG systems and storage devices achieve more affordable levels, this more complete microgrid architecture would also be employed in residential systems, possibly converging to international standards both in terms of communication protocols and voltage levels.

IV. PROPOSED DC MICROGRID TESTBED

Prior to the development of DC distribution systems and their insertion into households and commercial buildings electrical infrastructure, there are several issues regarding personal

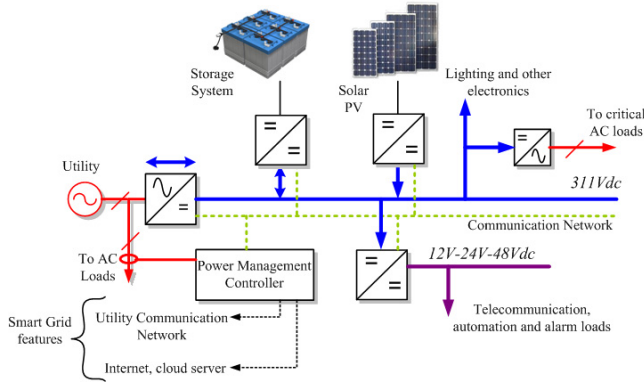


Fig. 7. DC microgrid diagram for commercial systems.

safety, control methods, system stability and system design procedures that must be resolved. In order to provide a practical environment where DC microgrid and power converter technologies can be developed and the impact of DC distribution in terms of equipment power supply, energy efficiency gains and coordinated protection can be assessed, the Federal University of Minas Gerais (UFMG) is currently developing a small scale 5kW DC microgrid testbed, which covers most residential applications and low power commercial systems. The microgrid architecture is based on the DC microgrid discussed for commercial purposes and depicted in Figure 7, since it consists of a more general system that could be employed in commercial buildings and residential systems as well. The local power generation will be based on a 3kW PV array connected to the main DC bus through a DC/DC Renewable Resource Converter (RRC), responsible for MPP tracking. The local storage system will be based on a 12kWh Lead-acid battery bank and a 5kW Energy Storage Converter (ESC), responsible for battery charge/discharge control. All power converters must comply with the microgrid requirements for main DC bus connection in order to assure system stability in all possible operating conditions.

The DC microgrid was conceived to be flexible and expandable, meaning that new elements can be incorporated to the microgrid, without the need for redesigning the system or executing complex reconfigurations. In order to fulfill this goal, the power converters integration will follow a hierarchical control approach [17]. The considered control method is illustrated in Fig 8, where the Power Management Controller (PMC) operates in both secondary and tertiary control levels, gathering information about the converters operation, through local communication network, and utility grid conditions and establishes control set points for the microgrid converters in order to achieve an optimal operation point. Since control parameters are informed by this centralized supervisory system, the configuration of new elements to be added to the microgrid becomes simpler.

The primary control level ensures local converter stability and a basic communicationless power management based on DC Bus Signalling (DBS) [18]. This method uses the DC bus voltage level as a communication link, allowing the DC bus to vary in a voltage deviation window, which is divided in sections representing different operation modes for the converters. Voltage droop control permits that in each section multiple converters operate in voltage mode, regulating the DC bus in an adequate level. In the proposed testbed, a $\pm$

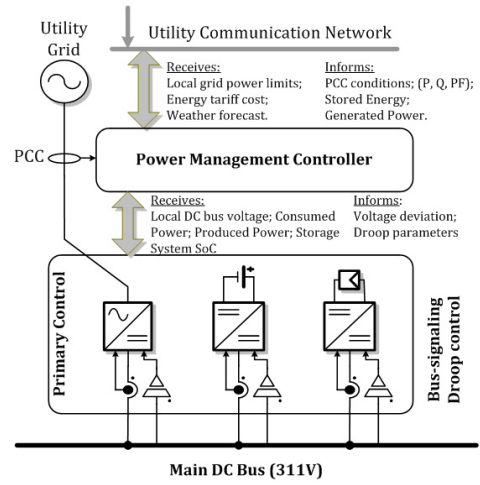


Fig. 8. DC microgrid testbed hierarchical control diagram.

TABLE II. DC MICROGRID TESTBED PRIMARY DBS CONTROL MODES.

Mode	Voltage section	Converter behavior
I	327V-319V	RRC: Source in voltage droop mode; BGIC: Load in current mode; ESC: Load in battery charge mode.
II	319V-311V	RRC: Source in MPPT mode; BGIC: Load in voltage droop mode; ESC: Load in battery charge mode.
III	311V-303V	RRC: Source in MPPT mode; BGIC: Source in voltage droop mode; ESC: Load in voltage droop mode.
III	303V-295V	RRC: Source in MPPT mode; BGIC: Source in current mode; ESC: Source in voltage droop mode.

16V voltage window, divided in 8V sections, was considered and the operation modes for each converter were defined as shown in Table II. The voltage deviation is compensated by the PMC in secondary level, thus in steady state the DC bus will present a 311V voltage.

Figure 9 presents simulation results, conducted in PSIM, for the proposed DC microgrid for three different operating conditions. In situations A and B, the system operates in Mode III, where both BGIC and ESC operate in voltage droop mode, the solar irradiance is set to 1 kW/m² and the PV array generates 3kW. The load power is set to 3kW in the first situation, what is supplied by the PV converter, and the BGIC only provides enough power to charge the battery bank, with 1.3kW, and compensate system losses. In situation B, the load power is increased to 8kW, the BGIC then injects the remainder 5kW into the DC bus, reaching saturation, and the ESC stops draining power from the system, it can be seen that the DC bus voltage vary from 308V to 303V, *i.e.*, stabilizing in the division between Mode III and Mode IV. In situation C, the solar irradiance is lowered to 500W/m², reducing the power generation to 1.5kW. Since the BGIC is already saturated, the ESC assumes the voltage regulation injecting into the DC bus the needed 1.5kW. The system operates in Mode IV, with a 301V DC bus voltage. The operation of the secondary level control, executed by the Power Management Controller, is also represented in Figure 9. The centralized controller gathers information about the local parameters of each converter via the communication network, it computes the error between the instantaneous DC bus voltage value and the 311V reference and then informs the converters, in a 100ms interval, a voltage deviation correction value that should be added to the voltage

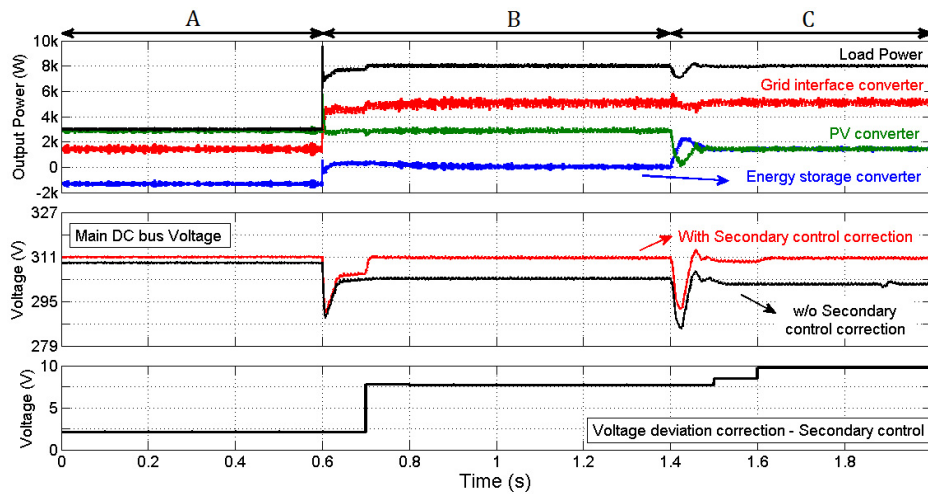


Fig. 9. Simulated behavior of the DC microgrid for load step and solar irradiance variation.

droop references of the primary control loop. Consequently, the DC bus will present in steady state a voltage equal to the reference. In all situations the primary control allows the proper sharing of the load power among the converters and the PMC corrects the droop voltage deviation.

V. CONCLUSION

This paper have discussed the application of DC powered microgrids to address several issues of the Brazilian electrical system, either by promoting universal access to electricity through hybrid AC/DC off-grid systems or reducing hydropower dependency and power losses through being embedded in residential and commercial distributed generation (DG) systems. Upgrading a conventional PV based DG system to a DC microgrid with a 311VDC bus allows conventional electronics to be directly supplied in DC, what can produce a 6% reduction in residential losses. For commercial systems, battery energy storage can provide considerable power quality and energy management improvements. Simulations results of a DC microgrid topology, with hierarchical control and primary level DC bus signalling power management shown that this architecture can provide proper load sharing among multiple power sources and stable DC bus for different operation conditions being suitable to be employed in residential and commercial environments. Future work will assess the impact of the microgrid architecture in a real system efficiency, safety and operation.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank and honor Dr. Selênio Rocha Silva for indicating this work and his contribution to the DC microgrid project. *In Memoriam*.

REFERENCES

- [1] M. Ton, B. Fortenbery, and W. Tschudi, "Dc power for improved data center efficiency," Lawrence Berkeley National Laboratory, Tech. Rep., March 2008.
- [2] H. Kakigano, M. Nomura, and T. Ise, "Loss evaluation of dc distribution for residential houses compared with ac system," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, June 2010, pp. 480–486.
- [3] D. J. Becker and B. J. Sonnenberg, "Dc microgrids in buildings and data centers," *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–7, 2011.
- [4] K. Hirose, "Dc power demonstrations in japan," in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, May 2011, pp. 242–247.
- [5] C. M. Carvalho, E. L. P. Borges, G. Q. Almeida, I. Arajo, M. Olivieri, T. Schwab, and W. Klaus, "Solar home systems in xapuri - a case study in northern brazil," in *RIO 9: World Climate & Energy Event*, 2009, pp. 99–106.
- [6] L. de Souza Ribeiro, O. Saavedra, S. de Lima, and J. Gomes de Matos, "Isolated micro-grids with renewable hybrid generation: The case of lençóis island," *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, vol. 2, no. 1, pp. 1–11, Jan 2011.
- [7] M. F. Gomez and S. Silveira, "Delivering off-grid electricity systems in the brazilian amazon," *Energy for Sustainable Development*, vol. 16, no. 2, pp. 155 – 167, 2012.
- [8] Brazil, "Brazilian energy balance 2014," Empresa de Pesquisa Energética (EPE) - Ministry of Mines and Energy, Tech. Rep., 2014.
- [9] —, "Agência nacional de energia elétrica," <http://www.aneel.gov.br/>.
- [10] —, "Plano decenal de expansão de energia 2023," Empresa de Pesquisa Energética (EPE) - Ministry of Mines and Energy, Tech. Rep., 2014.
- [11] —, "Estudos da demanda de energia: Demanda de energia 2050," Empresa de Pesquisa Energética (EPE) - Ministry of Mines and Energy, Tech. Rep., 2014, nota técnica DEA 13/14.
- [12] —, "2014 statistical yearbook of electricity - 2013 baseline year," Empresa de Pesquisa Energética, Ministry of Mines and Energy, Tech. Rep., 2014.
- [13] —, "Recursos energéticos: Inserção da geração fotovoltaica distribuída no brasil - condicionantes e impactos," Empresa de Pesquisa Energética (EPE) - Ministry of Mines and Energy, Tech. Rep., 2014, nota Técnica DEA 19/14.
- [14] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, D. Dong, R. Burgos, F. Wang, and F. Lee, "Future electronic power distribution systems - a contemplative view," *Proceedings of the 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp. 1369–1380, May 2010.
- [15] A. Sannino, G. Postiglione, and M. H. J. Bollen, "Feasibility of a dc network for commercial facilities," *IEEE Transactions on INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 39, no. 5, pp. 1499–1507, 2003.
- [16] Brazil, "Estudos de eficiencia energética: Consumo de energia no brasil, análises setoriais," Empresa de Pesquisa Energética (EPE) - Ministry of Mines and Energy, Tech. Rep., 2014, nota Técnica DEA 10/14.
- [17] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuña, and M. Castilla, "Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids - a general approach toward standardization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, 2011.
- [18] J. Schnberger, R. Duke, and S. D. Round, "Dc-bus signaling: A distributed control strategy for hybrid renewable nanogrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1453–1460, 2006.

Grounding and safety considerations for residential DC microgrids

Thiago R. de Oliveira^{1,2}

¹Instituto Federal de Minas Gerais
Campus Betim

R. Karen Lessa Rodrigues 50, 32656-840,
Betim, MG, Brazil

Email: thiago.oliveira@ifmg.edu.br

²Aécio S. Bolzon

²Graduate Program in Electrical Engineering
Federal University of Minas Gerais

Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901
Belo Horizonte, MG, Brazil

Email: aecioee@gmail.com

³Pedro Francisco Donoso-Garcia

³Department of Electronic Engineering
Federal University of Minas Gerais

Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901
Belo Horizonte, MG, Brazil

Email: pedro@cpdee.ufmg.br

Abstract—DC-based microgrids are promising solutions to enhance the energy efficiency, reliability and safety of residential and commercial buildings, as well as to provide more effectively higher penetration of renewable energy resources into the electrical grid. However, despite the great effort that is being done by electronics, telecom/datacom and buildings sector companies and entities upon the standardization of DC distribution networks, the lack of practical experience and safety issues regarding the utilization of DC powered buildings still works against DC adoption. This paper aims to contribute with the discussion about residential DC microgrid safety by evaluating system grounding schemes and its effects on personal safety and endurance to ground faults.

I. INTRODUCTION

Residential and commercial buildings have a great impact on the electricity demand, accounting for over 40% of the total consumption. Therefore, the deployment of power distribution solutions which enable such environments to reduce their energy demand has been the focus of many worldwide Net Zero Energy Buildings (NZEB) initiatives, as the 2007 Energy Independence and Security Act (EISA) in USA and the 2010 Energy Performance in Buildings Directive (EPBD) in the European Union [1], [2]. These initiatives are legal instruments that establish energy management goals and energy performance requirements for buildings, in order to push energy consumption reduction and the substitution of fossil fuels for renewable energy resources. According to the EISA, after 2030, all new U.S. commercial buildings shall fulfill the NZEB concept, *i.e.*, produce locally the energy consumed throughout the year, and up to 2050 all american commercial buildings shall be energy independent [1]. However, the feasibility of NZEB depends on the successful introduction of distributed generation to current installations and a substantial enhancement on energy efficiency in buildings.

DC-based microgrids are a promising alternative to enable the proliferation of net zero energy buildings, since they can increase buildings efficiency, reliability, safety and power quality and also employ renewable energy resources as main local power generation [3]–[6]. DC power distribution provides the elimination of redundant power conversion stages in the building environment, since most electronics and appliances use DC power in some manner or can easily operate with DC voltage input. Moreover, in comparison with alternating current installations, DC distribution yields a significant reduction in

cable losses, due to the absence of skin and proximity effect and the lack of reactive power. The savings can reach an overall efficiency increase of 15% to 20% in residential systems and datacenters, considering distribution voltage levels around 380V [7]–[9]. DC microgrids also accomplish a more effective integration with distributed generation and storage devices [3]. DC systems promote a more safer operation as well, since the human body sensibility to DC electrical discharges is substantially lower than to 60Hz AC [10].

A microgrid can be defined as a distribution level network which integrates local loads, distributed generation and storage devices in an independent power system rating up to a few hundreds of kW [11]. The utility grid is interconnected to the microgrid through a single point of common coupling, where energy can be exchanged between both systems. A residential microgrid, sometimes also termed as a nanogrid, can be envisioned as a small scale distribution system which encompass a single residence or a small residential complex with a power demand lower than 100kW [3].

Despite the evident benefits of DC microgrids to the buildings sector and to the electrical utility, AC systems are still preferred for current electrical installation design in buildings and other microgrid setups as well. The main barrier against DC adoption is the lack of standardization, the unavailability of DC compatible products and protection devices and the relative lack of practical experience. To revert this situation, several companies and entities of the buildings and electronics industry have joined to develop standards for DC distribution in residential and commercial buildings [6], [12], [13]. In literature, several propositions for DC residential and commercial microgrid architecture can be found [3]–[5], [12]. Its becoming a common sense that the residential DC microgrid will consist of a main high voltage DC (HVDC) bus of 380V, which interconnects renewable energy resources, storage system, plug-in hybrid electric vehicles (PHEV) and loads through power electronic converters, and 24V or 48V low voltage DC (LVDC) buses supplying household appliances and consumer electronics, as depicted in Fig. 1. A communication network, which links all HVDC power electronic converters, is used to inform a central control system about the operational conditions of the microgrid. The electronic control center (ECC) will gather this information and define optimization energy management routines to be performed by the microgrid. In some situations, the ECC can be integrated

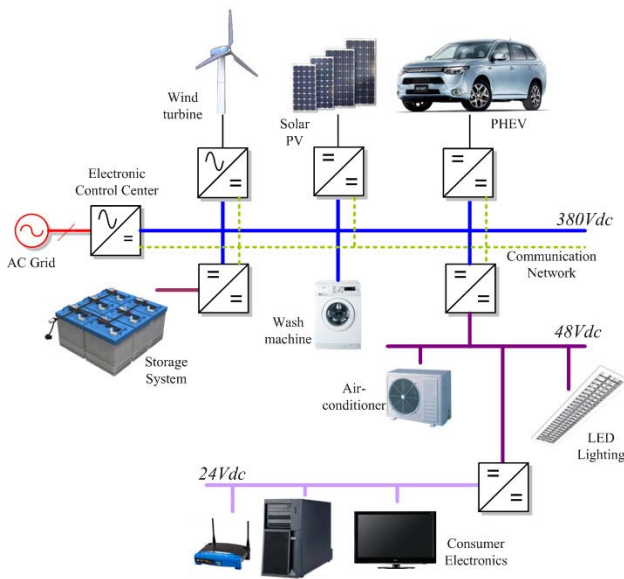


Fig. 1. Diagram of a residential DC microgrid

with the bidirectional converter which interfaces the microgrid and the utility grid [3].

Nevertheless, even through the discussions about the DC microgrid setup are reaching an advanced stage of maturity, some issues regarding DC system safety are still open [10], [14]. The main concern of an electrical installation, either it uses AC or DC voltage, is to ensure human and livestock protection against the hazards of electricity. In order to contribute for a better understanding of the effects of DC microgrid systems on human and system safety, this paper will discuss grounding schemes for residential DC microgrids, focusing on their effect on ground fault currents and electric shock body currents.

In most existing commercial and industrial DC power systems, the grounding of the DC busses assumes a galvanic isolation between the DC and the AC networks, which is achieved through a isolation transformer [10], [15], [16]. Such condition is considered in the discussions and analyzes performed in Section II. However, in low power grid-tie DC power systems, *e.g.*, PV distributed generation, in order to reduce cost and size of the installation no transformer is employed, which is particularly appealing for residential microgrids. Although a transformerless DC microgrid architecture is considered for low power residential systems [3], [17], the safety issues produced by the lack of isolation are poorly described and analyzed in literature. This paper addresses this matter in Section III. Section IV presents the conclusions of the work. The simulations presented in Section III consider a 5kW bidirectional grid interface converter which connects a 380V DC bus with an $127V_{rms}$ utility grid. The energy storage system consists of a 12kWh lead-acid battery array and a 5kW converter. A 1,5kWp PV power generation is also considered and the microgrid load is set to 3kW during the simulations.

II. GROUNDING OF ISOLATED DC POWER SYSTEMS

Although most power distribution systems are based on 50-60Hz alternating current waveforms, several industrial and

commercial systems currently employ direct current. The telecom industry have been using 48Vdc systems for many decades, since at the age of phone manual customer pairs switching, the utilization of low voltage DC was safer for operator staffs and home use [13]. In modern telecom and datacom systems, however, the power consumption of IT equipments does not comply with low voltage DC. New DC distribution standards for the sector are being developed to use 380V or 400V feeders [13]. These high voltage DC systems can produce safety issues concerning electric shocks and fire hazards, therefore recommended grounding practices suggest the employment of high resistance grounding schemes [10], [15].

DC distribution is also present at traction systems to supply electric buses, trams and subways. The electrification of the traction power system generally uses a positive overhead feeder of 750V up to some kV to supply the moving trains and the current return path is closed through the tracks running rails [16]. Ungrounded systems can produce unsafe touch voltages between ground and metallic parts of the carriages, since leakage resistances reduce the isolation level of the return rail. The direct grounding of the negative rail exposes the tracks to corrosion, therefore, to ensure low stray current and reasonable personal safety, the negative rail is grounded through high or low resistance and fault protection relays are used to prevent fault events to produce high touch voltages.

Regarding the buildings sector, DC distribution standards currently in development tend to use different voltage levels along the commercial or residential installation [3], [6]. The american National Electric Code foresees that LVDC systems that employ less than 60V and possess a sufficiently high galvanic isolation from the system main grounding electrode can operate ungrounded, since the risks to human safety are minimized. However, higher voltage systems, as the one proposed for the main residential and commercial buildings DC bus, must be grounded.

Considering that the HVDC bus will present a voltage level around 400V, issues regarding human safety and system behavior during faults arise. A high voltage level can consequently produce the flow of relatively high body currents through direct contact of a person with the DC system live terminals. According to IEC 60479-1 [18], 50% of the population will show a body resistance of 950Ω, considering a longitudinal path (hand-to-hand) when in touch with a 400Vdc potential. If the current path is transversal to the body (hand-to-feet) this body resistance might be up to 30% lower, *i.e.*, around 665Ω. Depending on the magnitude of the body current, a person will sense different physiological effects, from harmless muscle contractions to cardiac and breathing arrest or ventricular fibrillation, which in most cases can be fatal. Fig. 2, extracted from [18], shows the time/current zones for some main physiological effects of electricity to the human body, considering a longitudinal upward current path, which is more likely to produce ventricular fibrillation than a downward current path. Notice that the border between Zone DC-3 and DC-4 varies among the human population. For 50% of human population zone DC-4 begins at the region defined as DC-4.2. Table I describes the effects related to each zone.

The damage caused by electric shocks in the human body can be minimized through appropriate system grounding,

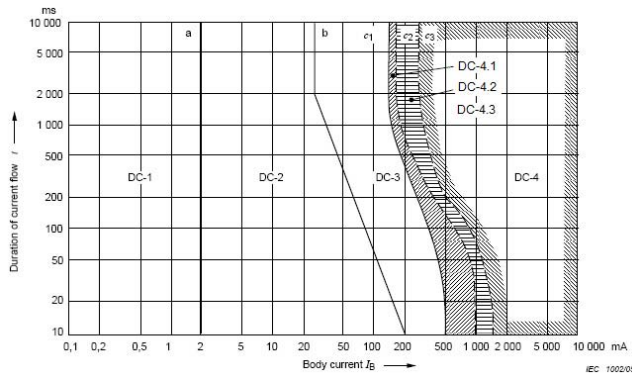


Fig. 2. Conventional time/current zones of effects of d.c. currents on persons for a longitudinal upward current path [18]

TABLE I. TIME/CURRENT ZONES PHYSIOLOGICAL EFFECTS.

Zone	Effect
DC-1	Slight pricking sensation when making, breaking or rapidly altering current flow.
DC-2	Involuntary muscular contractions likely especially when making, breaking or rapidly altering current flow but usually no harmful electrical physiological effects.
DC-3	Strong involuntary muscular reactions and reversible disturbances of formation and conduction of impulses in the heart may occur, increasing with current magnitude and time. Usually no organic damage to be expected.
DC-4	Patho-physiological effects may occur such as cardiac arrest, breathing arrest, and burns or other cellular damage. Probability of ventricular fibrillation increasing with current magnitude and time.

bonding and the employment of protection devices such as residual-current circuit breakers. Assuming that the residential utility connection will be solidly grounded at the point of common coupling a typical unipolar DC distribution system can employ basically two grounding schemes, as depicted in Fig. 3. The TN scheme refers to a solidly grounded DC system and the IT system accounts for the use of grounding resistors, which produces two possible situations: single pole grounding and double pole grounding. The bidirectional grid interface power converter is named BGIC in this paper.

In TN and single pole IT grounding systems, a neutral conductor is provided which can be safely handled by the building occupants. The grounding electrode can be connected either to the positive or the negative DC rail, however for study purposes and simplification this paper will only consider, for this two schemes, negative rail grounding. For the analyzes conducted in this section it was assumed a 380V main DC bus voltage (V_B) and a body resistance (R_B) of 665Ω.

In the TN grounding system, one of the system conductors is solidly grounded, this will set a low impedance path for positive rail ground faults, producing extremely high fault currents, since the current magnitude will mostly depend on the fault impedance. The touch voltage of the positive rail will be equal to the HVDC bus terminal voltage, *i.e.*, 380V, what will produce a body current of 570mA during an electric shock, assuming a hand-to-feet current path. If the duration of the electrical discharge exceeds 200ms, according to Fig. 2, cardiac and breathing arrest, as long as ventricular fibrillation may occur. It can be noticed that the TN grounding system can produce dangerous situations for both the system and personal safety, therefore, the employment of protection devices against

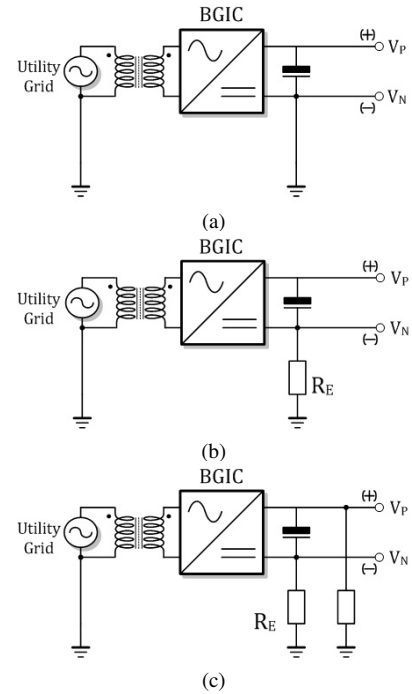


Fig. 3. Isolated DC microgrid grounding schemes. (a) TN system, (b) Single pole IT system, (c) Double pole IT system.

short-circuit and residual currents is mandatory.

In the single pole IT system, the grounding resistor (R_E) will produce a high impedance path for the circulation of both fault and body currents. The magnitude of such currents can be controlled by the grounding resistor, as described in (1) and (2), for ground fault and body current respectively. Considering a maximum body current of 35mA, which will produce no harmful effects on human body even for long exposure, a 10kΩ grounding resistance could be employed. Such resistor will limit the system fault current to 38mA, which allows the installation to maintain operation even at the occurrence of a pole to ground fault.

$$I_{F,sp} = \frac{V_B}{R_E} \quad (1)$$

$$I_{body,sp} = \frac{V_B}{R_E + R_B} \quad (2)$$

The double pole IT system has both rails of the DC bus grounded through high resistance. This grounding scheme does not provide a neutral conductor, since the resistors act as a voltage divider, hence the DC bus rails show a voltage level of $\pm 190V$ in relation to ground. This voltage reduction, however, will not promote a reduction on the touch voltage and fault or body currents. A ground fault, whether it happens on the negative or the positive rail, will short-circuit one of the grounding resistances producing a condition similar to the one observed in a single pole IT system, therefore both single and double pole IT grounding systems will present the same fault current magnitude. During an electric shock, the body resistance will be associated in parallel with one of the grounding resistors. This will raise the touch voltage close

to 380V and the body current will be 35.7mA, slightly higher than in the single pole IT situation. The magnitude of the body current can be estimated by (3).

$$I_{body,dp} = \frac{V_B}{R_E + (R_B \parallel R_E)} \quad (3)$$

It can be concluded that for an isolated DC system, the use of IT grounding schemes will promote a more safe operation for the residential system and its occupants, since the fault and body current can be regulated by the grounding resistances. Moreover, the occurrence of a ground fault will not interfere with the system operation.

III. NON-ISOLATED RESIDENTIAL DC MICROGRIDS

The use of an isolation transformer to interconnect a residential microgrid with the utility associated with single or double pole IT grounding schemes can provide a more safe operation condition for the DC system, as observed in the latter section. However, as many residential systems have a low power demand, the isolation transformer may unnecessarily raise the installation cost and footprint or even affect its economical feasibility. The transformerless connection of DC power systems and distributed generation, generally based on photovoltaics, to the utility grid is allowed in some regulation codes. Moreover, depending on the system power ratings this connection can be accomplished at the low voltage distribution level with single or three phase networks.

The absence of an isolation transformer or any other galvanic isolation between the HVDC bus and the utility grid, which is normally solidly grounded at the point of common coupling, will produce a common mode voltage between the microgrid and the utility grid [19]. The common mode voltage can be generically described as the sum of the utility common mode voltage (V_{scm}) and the microgrid bidirectional grid interface converter (BGIC) common mode voltage (V_{icm}). Three phase and single split-phase distribution networks present a null utility common mode voltage, as discussed in [19]. Asymmetrical single phase distribution, in other hand, will present 60Hz sinusoidal utility common mode voltage with an amplitude equal to half the mains amplitude, e.g, a $127V_{rms}$ single phase mains will produce a $63.5V_{rms}$ common mode voltage.

The converter common mode voltage will depend on the converter topology and modulation method. For analysis purposes, consider a two stage full-bridge bidirectional grid interface converter, as proposed in [17], depicted in Fig. 4. The intermediate DC bus voltage (V_{BI}) is 600V and the output voltage (V_o) is regulated to 380V. Fig. 5 shows the DC negative rail voltage (V_N) in relation to ground for unipolar and bipolar PWM modulation methods applied at the AC/DC power stage. The resultant common mode voltage is described in (4) and (5) for the bipolar and unipolar PWM respectively.

$$V_{cm,bip} = V_{scm} - \frac{V_{BI}}{2} + \frac{V_o}{2} \quad (4)$$

$$V_{cm,uni} = V_{scm} - \frac{V_{BI}}{2} + \frac{V_o}{2} - HF_{PWM} \quad (5)$$

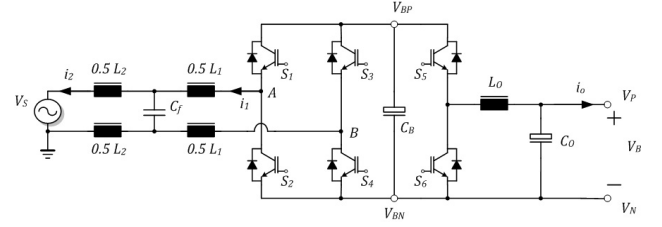


Fig. 4. Two-stage full-bridge BGIC topology.

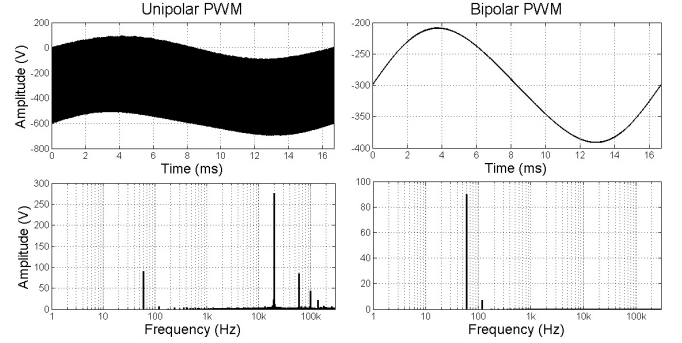


Fig. 5. Common-mode voltage for full-bridge converter unipolar and bipolar PWM modulation.

It can be noticed that in both cases the utility common mode voltage and half the intermediate and output voltages will be present in the DC microgrid common mode voltage. The use of a unipolar PWM introduces high frequency noise (HF_{PWM}) to the common mode voltage related to the harmonics of the PWM carrier and intermodulation components. The high frequency noise can easily be eliminated through the use of common mode filters, as described in [20], [21], or by the employment of modified converter topologies [20]. The utility common mode voltage and the DC component, however, can only be mitigated with the use of a full-bridge second stage and by means of active compensation methods [17]. Fig. 6 presents the BGIC topology considered in this paper. Common mode filters were applied at the utility and DC sides to eliminate high frequency components introduced by each conversion stage. The second stage is controlled in order to produce a 380V regulated DC bus and a null DC side common mode voltage, which means that the DC rails will present a $\pm 190V$ level in relation to the utility ground.

A. Non-isolated systems grounding

The lack of a galvanic isolation prevents a non-isolated DC microgrid to employ solid grounding schemes. In order to provide proper system grounding, the microgrid HVDC bus must employ a IT grounding scheme. Fig. 7 depicts two possible high resistance grounding IT systems to be used with non-isolated unipolar DC microgrids. A simple equivalent circuit can be utilized to represent the behavior of the IT grounded DC system aiding with fault and body current analysis. Fig. 8 depicts such equivalent circuit evidencing the presence of a common mode voltage (V_{CM}) and considering the HVDC bus as two symmetrical ideal voltage sources of 190V, i.e., half the total DC bus voltage (V_B) of 380V.

Fig. 8 shows that for an IT grounded system, regardless of

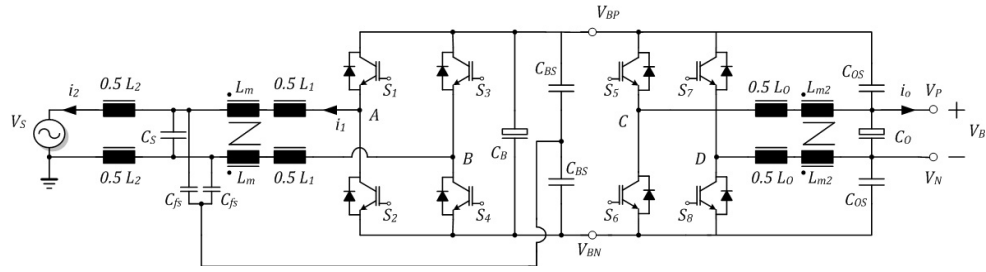


Fig. 6. Two-stage back-to-back Full-bridge BGIC topology with common mode filters in both sides [19].

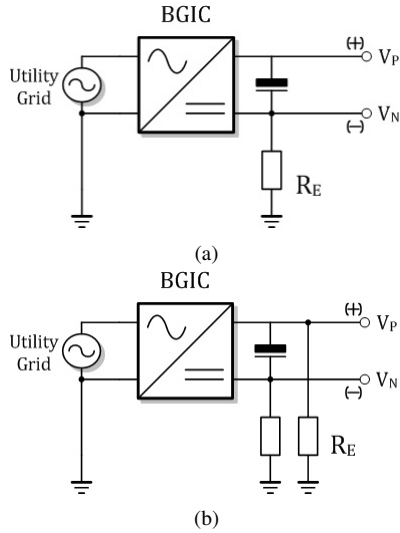


Fig. 7. Non-isolated DC microgrid grounding schemes. (a) Single pole IT system, (b) Double pole IT system.

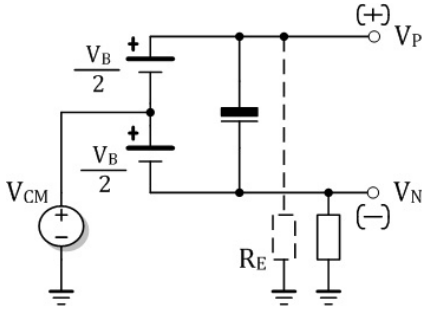


Fig. 8. Equivalent circuit for non-isolated IT grounded systems.

whether it uses a single pole or double pole grounding scheme, the common mode voltage will provide a low impedance path for ground faults which will produce substantially high fault currents, since the current magnitude will mainly depend on the fault impedance and the common mode voltage. Fig. 9 shows the simulation results for a negative rail ground fault in a double pole IT grounded system. Notice that the grid interface converter cancels the common mode voltage through an active compensation technique.

The ground fault short-circuits power switches between the first and second conversion stages of the BGIC. Therefore a current path between both stages is formed whereby the fault current flows. At a first moment, as the fault solidly grounds

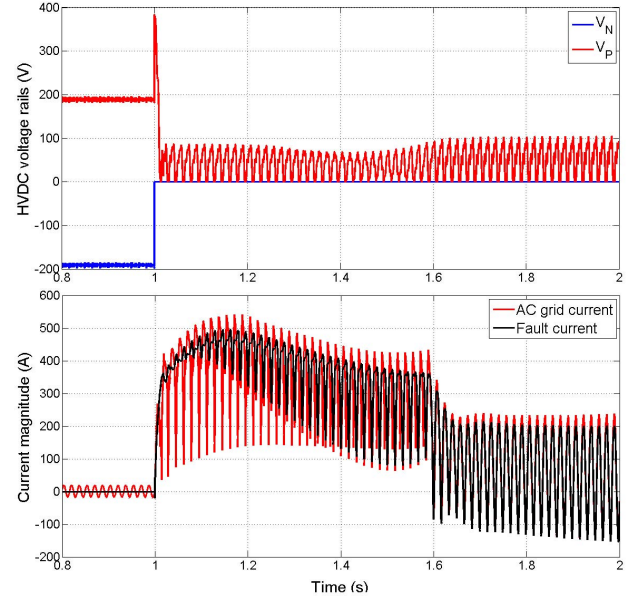


Fig. 9. Simulation results for a ground fault in a non-isolated double pole IT grounded system.

the negative rail, the common mode voltage compensation system can no longer guarantee a balanced potential between the rails and the ground plane. Immediately after the fault the BGIC second stage control elevates the DC bus voltage level above 400V, however, as the fault current rises, the HVDC bus collapses. It presents in steady state a low voltage DC signal of 51V and an overlapped 60Hz component of 37V. The fault current reaches a maximum peak of 500A, and a transient response which lasts approximately 600ms. In steady state, the fault current will present a sinusoidal 60Hz waveform and a magnitude of $95 A_{rms}$. It can be observed that the fault current will flow through the AC utility grid as well, enabling the disturbance detection to be held also in the AC side of the residential microgrid. The simulation verifies that the high resistance grounding will not limit the fault current, hence a non-isolated DC microgrid is not able to maintain operation throughout a ground fault, which demands the employment of protection circuit breakers to clear the fault quickly.

It is interesting to use protection devices at the DC side of the microgrid, since they can isolate faulty circuits from the rest of the system preventing it to interfere with the microgrid operation. DC circuit breakers are available in the market, however they tend to be more costly than their AC counterparts. The use of AC circuit breakers to DC protection

is explored in some papers and demands the series connection of multiple poles to enlarge the distance between the circuit breaker contacts, thus improving the device arc quenching capability and voltage rating [4], [22]. Since the fault current will also flow through the AC utility grid, another protection solution is to employ AC circuit breakers at the utility connection point. This allows the use of conventional devices to isolate the microgrid from the utility grid during DC faults, forcing the system to enter islanded operation mode. Once disconnected from the utility grid the microgrid will operate as an isolated system and then the ground fault will be limited by the grounding resistors. Moreover, the fault current will not be able to propagate to the utility system and interfere with other customer's installations.

Fig. 10 shows the simulation results for the employment of an AC circuit breaker device in the point of common coupling. It can be noticed that the circuit breaker senses the rapid increase in the grid current and quickly unmakes the connection between the utility grid and the microgrid. After the disconnection the DC microgrid behaves as an isolated system, the negative DC rail becomes solidly grounded and the positive rail voltage level raises toward 380V. In islanded mode, the local power generation and storage systems, instead of the utility grid, are responsible for regulating the HVDC bus voltage. Therefore, after the circuit breaker is activated there is a transient of circa 200ms in which DC voltage oscillations can be observed. In steady state, the HVDC bus reaches normal operation unaware of the existence of the ground fault. Nevertheless, the clearance of the ground fault is necessary for the microgrid to operate in grid-tie mode again, since the storage system cannot sustain all residential load for an indefinite period of time. A coordinated protection system may also be used to handle DC bus ground faults. DC circuit breakers shall be utilized to quickly detect and isolate ground faults in the DC distribution network, maintaining a grid-tie operation of the residential system, and whether the DC breakers are not sufficient to prevent the propagation of the fault current to the utility grid, AC circuit breakers shall be used to disconnect both systems.

Assuming that the common mode voltage is mitigated by the common mode filters and the active compensation of the BGIC, the DC rails will present $\pm 190V$ voltage levels. According with [18], the body resistance for such touch voltage, considering a transversal path and 50% of human population will be 892.5Ω . In this situation, the produced body current will be 213mA. For this magnitude, according to Fig. 2, the risk of ventricular fibrillation and therefore death by electrocution is eminent for discharge durations beyond 600ms. The body current can be estimated by (6), since the DC bus has symmetrical rails, a positive or negative rail discharge will produce the same current magnitude, but with opposing polarities.

$$I_{body} = \frac{V_{CM} \pm V_B/2}{R_B} \quad (6)$$

Fig. 11 shows the simulation result for the connection of a 892.5Ω resistor, emulating the body resistance, between the negative rail and the ground plane of a double pole IT grounded system. It can be seen that the electric discharge

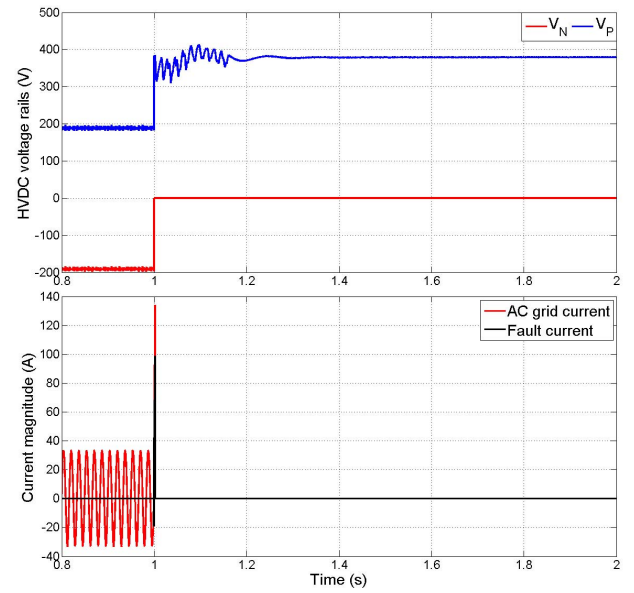


Fig. 10. Simulation results for the employment of AC circuit breakers during a DC ground fault.

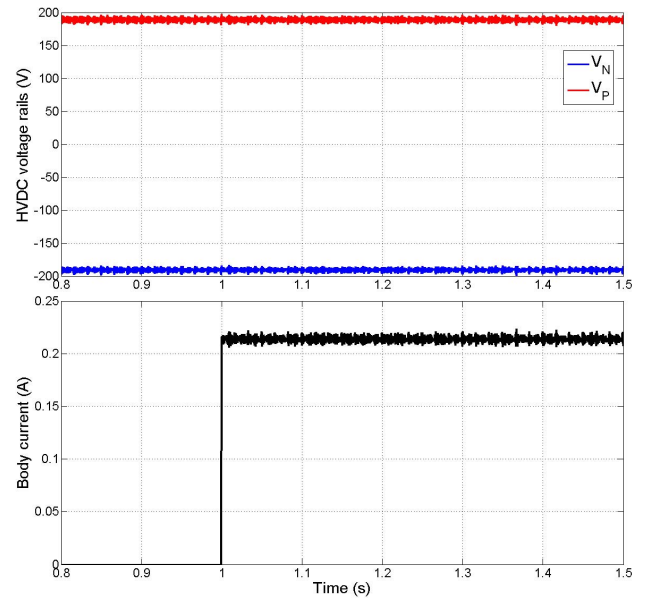


Fig. 11. Simulation results for a electric shock in a non-isolated double pole IT grounded system.

has a magnitude of approximately 215mA, as estimated, and it does not interfere with the system behavior. The simulation results show that, during grid-tie operation mode, the microgrid grounding resistors will not aid nor in fault current limiting nor in body current reduction. Therefore the employment of residual current protection devices is mandatory to ensure personal safety. However, DC residual current devices are not usually available in the market and its conventional AC counterparts can not be applied to this situation since ordinarily a current transformer is used to sense the residual current and thus it will not detect the DC residual current even if it was placed at the point of common coupling.

IV. CONCLUSION

This paper have discussed the effects of grounding schemes for residential DC microgrids on the system behavior against ground faults and electric shock. In isolated systems, the use of an IT grounding scheme based on high resistance grounding provides a more safe condition for the microgrid operation, since ground fault and body currents will flow through a high impedance path, thus the grounding resistor can be chosen to limit the currents magnitude to unharmed levels. This paper considered $10k\Omega$ resistors which produced body and fault currents around 38mA. In transformerless DC systems, on the other hand, the lack of isolation produces a common mode voltage between the microgrid and the utility grid which, even with the use of IT grounding schemes, common mode filters and compensation techniques, will promote high fault currents and dangerous body currents.

The non-isolated DC microgrid in grid-tie operation mode has not been able to handle the hazards of faults and electric shocks, demanding the employment of protection devices as circuit breakers and residual current devices. Simulations have shown that AC circuit breakers can be used in the AC point of common coupling effectively clearing ground fault current paths, and forcing the microgrid to operate in islanded mode, *i.e.*, as an isolated system, which will limit the fault current magnitude. However, the use of DC side circuit breakers is needed to allow the microgrid to maintain grid-tie operation since the local power generation and storage system cannot sustain the microgrid loads indefinitely. Regarding personal safety, the body current produced during an electric shock can achieve values around 215mA, which can induce ventricular fibrillation for exposures longer than 600ms. In order to ensure a safe environment, protection devices capable of quickly detecting and interrupting residual currents must be used at the DC side of the microgrid. Conventional AC residual current devices cannot be applied due to their measurement system which tends to employ a current transformer for residual current detection, hence not being fit for DC current sensing. Therefore, the development of such devices is still requiring a significant effort from researchers and engineering companies, since these products are still not promptly available in the market.

ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to thank FAPEMIG for the financial support conferred to this project.

REFERENCES

- [1] A. Marszala, P. Heiselberg, J. Bourrelle, E. Musall, K. Voss, I. Sartori, and A. Napolitano, "Zero energy building - a review of definitions and calculation methodologies," *Energy and Buildings*, vol. 43, no. 4, pp. 971 – 979, 2011.
- [2] N. Aste, R. S. Adhikari, and C. del Pero, "Photovoltaic technology for renewable electricity production: Towards net zero energy buildings," *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, pp. 446–450, 2011.
- [3] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, D. Dong, R. Burgos, F. Wang, and F. Lee, "Future electronic power distribution systems - a contemplative view," *Proceedings of the 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp. 1369–1380, May 2010.

- [4] D. Salomonsson and A. Sannino, "Low-voltage dc distribution system for commercial power systems with sensitive electronic loads," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 3, pp. 1620–1627, 2007.
- [5] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Low-voltage bipolar-type dc microgrid for super high quality distribution," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3066–3075, 2010.
- [6] D. J. Becker and B. J. Sonnenberg, "Dc microgrids in buildings and data centers," *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–7, 2011.
- [7] K. Garbesi, V. Vossos, A. Sanstad, and G. Burch, "Optimizing energy savings from direct-dc in u.s. residential buildings," Lawrence Berkeley National Laboratory, 2011, technical report.
- [8] H. Kakigano, M. Nomura, and T. Ise, "Loss evaluation of dc distribution for residential houses compared with ac systems," *Proceedings of the 2010 International Power Electronics Conference (IPEC)*, pp. 480–486, June 2010.
- [9] M. Ton, B. Fortenbery, and W. Tschudi, "Dc power for improved data center efficiency," Lawrence Berkeley National Laboratory, 2008, technical report.
- [10] M. Noritake, T. Lino, A. Fukui, K. Hirose, and M. Yamasaki, "A study of the safety of the dc 400v distribution system," *IEEE 31st International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–8, 2009.
- [11] R. H. Lesseer, "Smart distribution: Coupled microgrids," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99 issue 6, pp. 1074–1082, 2011.
- [12] K. Hirose, "Dc power demonstrations in japan," in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, May 2011, pp. 242–247.
- [13] D. Marquet, O. Foucault, J. Acheen, J. F. Turc, M. Szpek, and J. Brunarie, "Pre roll-out field test of 400 vdc power supply: The new alliance of edison and tesla towards energy efficiency," *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–8, 2011.
- [14] R. M. Cuzner and G. Venkataramanan, "The status of dc micro-grid protection," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, Oct 2008, pp. 1–8.
- [15] K. Hirose, T. Tanaka, T. Babasaki, S. Person, O. Foucault, B. J. Sonnerber, and M. Szpek, "Grounding concept considerations and recommendations for 400vdc distribution system," *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1–8, 2011.
- [16] D. Paul, "Dc traction power system grounding," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 3, pp. 818–824, May 2002.
- [17] D. Dong, I. C. D. Boroyevich, W. Zhang, R. Wang, and P. Mattavelli, "Grid-interface bidirectional converter for residential dc distribution systems - part one: High-density two-stage topology," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, 2013.
- [18] "Iec ts 60479-1: Effects of current on human beings and livestock," International Electrotechnical Commission, 2005.
- [19] D. Dong, F. Luo, X. Zhang, D. Boroyevich, and P. Mattavelli, "Grid-interface bidirectional converter for residential dc distribution systems - part 2: Ac and dc interface design with passive components minimization," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 4, pp. 1667–1679, April 2013.
- [20] D. Dong, F. Luo, D. Boroyevich, and P. Mattavelli, "Leakage current reduction in a single-phase bidirectional ac-dc full-bridge inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 10, 2012.
- [21] D. Dong, X. Zhang, F. Luo, D. Boroyevich, and P. Mattavelli, "Common-mode emi noise reduction for grid-interface converter in low-voltage dc distribution system," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, Feb 2012, pp. 451–457.
- [22] D. Salomonsson, L. Soeder, and A. Sannino, "Protection of low-voltage dc microgrids," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1045–1053, 2009.

STUDY OF THE APPLICATION OF BIDIRECTIONAL DUAL ACTIVE BRIDGE CONVERTERS IN DC NANOGRID ENERGY STORAGE SYSTEMS

W. W. A. G. Silva¹, P. F. Donoso-Garcia², S. I. Seleme Jr.², T. R. Oliveira¹,
C. H. G. Santos³ and A. S. Bolzon¹

¹Graduate Program in Electrical Engineering - Federal University of Minas Gerais

Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brazil

²Department of Electronic Engineering of Federal University of Minas Gerais

Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brazil

³Department of Electric Engineering of Federal University of Ouro Preto

St. 37, 115, 35400-000, João Monlevade, MG, Brazil

¹wodwaner@gmail.com, ²pedro@cpdee.ufmg.br, ²seleme@cpdee.ufmg.br, ¹thiago.oliveira@ifmg.edu.br,

Abstract – This paper discusses the application of a dual active bridge converter (DAB) as a bidirectional interface between the energy storage system and the main dc bus in a dc nanogrid. A novel control technique based on control loops competition is proposed to perform the energy management between both systems, which allows the dual active bridge to concomitantly regulate the main dc bus and control the battery bank charging process with a four states method.

Keywords – Bidirectional dc-dc converter, Dual Active Bridge converter (DAB), nanogrids, microgrids, energy storage system.

I. INTRODUCTION

Recently, due to the increasing demand on electricity consumption to meet the society needs and to address power generation deficiencies, the electric utilities are becoming more concerned in improving the supply and demand relationship through the development of the national electric grids. The great majority of the world energy demand is supplied by fossil fuels, a situation which prevents the future expansion of this energy production model due to environmental concerns about greenhouse gasses (GHG) emissions and global warming. In this juncture, the participation of renewable energy resources in the electric grid has been growing quickly in the last years. The increase of the penetration of renewable resources, known for fast dynamics and intermittent behavior, in the grid imposes new challenges for the electric utilities in terms of the need for modernization of the power generation, transmission and distribution processes, improvement of the electrical grid energy efficiency and development of new mechanisms for grid control and management that are tuned with the new requirements of this new energy system paradigm. This new concept for the electric grid is being referred as the Smart Grid [1].

The power flow in traditional power systems occurs from bulky concentrated generators to the consumers, which are connected by long transmission lines. In a Smart Grid, however, a paradigm shift is expected, in which distributed generators, based on renewable resources, will be brought closer to the consumers yielding a bidirectional power flow and which will demand also a bidirectional flow of information between the utility and the customers in order to even and control the instantaneous overall energy production and de-

mand. Besides the environmental advantages, the Smart Grid will provide benefits for all energy conversion chain [1,2], for instance :

- Reduction of GHG emissions related to electric power generation by fossil fuels;
- Improvement in the power quality along many power levels, increasing the system stability;
- Better operational efficiency for the electric utilities, through a more active participation of the customers in the electric system;
- Greater integration of distributed generation with the electric grid by means of information technology and smart communication;
- Possibility of bidirectional power flow.

The Smart Grid introduces new concepts for the electric system, such as the microgrids and nanogrids. The microgrids are cogeneration systems based on renewable energy sources, as solar photovoltaics (PV), wind power, micro-turbines and fuel cells, intended to supply small sets of customers, as residential complexes, hospitals, data centers, schools, etc, [3]. The microgrid can be represented as a small independent power system, which associates local loads and distributed generation with a power capacity of 10 to 100kW [4,5]. The nanogrids can be seen as a small part of a microgrid, with a similar composition, local generation based on renewable resources and energy storage, but with a power capacity up to 25kW, intended for residential or commercial buildings purposes [3]. Figures 1 depicts this new electric system concept with distributed generation, micro and nanogrids and their interaction in a local network.

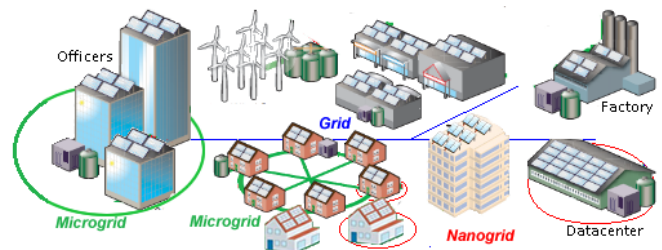


Fig. 1. Micro and nanogrid integrated with local power system.

One of the main features of the nanogrid is the ability to island itself from the electric grid during system disturbances and faults, which improve the power quality perceived by the local loads and ensure a proper autonomy for critical loads.

In order to perform this islanding process and allow a soft reconnection to the electric grid, the nanogrid must be connected to the main grid through a bidirectional converter [3]. This converter must also perform the control of the power flux and synchronize to the electric grid frequency and phase, which leads to a more complex converter architecture. An alternative to minimize the nanogrid complexity is to utilize dc-powered systems. Dc distribution systems have the advantage of enhancing the system overall efficiency, since power losses on cables are lower than in equivalent ac systems, most residential and commercial buildings loads are intrinsic dc loads, which permits the elimination of energy conversion stages and there is a better integration with renewable resources and energy storage devices [6].

A well accepted structure for a dc nanogrid is based on two main voltage levels inside the distribution system: a higher voltage dc bus of 380V and a low voltage dc bus of 48V [6]. The 380V voltage level was chosen to cope with the output voltage of typical power factor correctors (PFC) associated with electronic devices of 70W or higher. Therefore the adaption of currently electronic devices to this new dc-based voltage standard would not demand significant alterations on the devices internal design. The low voltage level of 48V meets telecommunication standards and is suitable to supply low power devices and provides a safe voltage level to be handle by the consumers [6].

In order for a nanogrid to provide uninterrupted supply of local loads, even in the event of electric grid outages and intermittent behavior of distributed generation, it is mandatory that it possess an energy storage system, normally based on batteries [7]. The interface of the main dc bus of the nanogrid and the storage system devices is performed by a dc-dc bidirectional converter which assures voltage regulation of the main dc bus whenever needed. For this work, a dual active bridge (DAB) was considered to implement the bidirectional interface between the dc bus and the storage system low voltage bus. The main features of the DAB topology are: bidirectional power flux, galvanic isolation and capacity to step-up or step-down the voltage levels of its inputs [8]. Figure 2 presents the power stage topology of the DAB converter, which consists of two H-bridges interconnected by a high frequency transformer. The leakage inductance of the transformer, represented by L , is responsible for instantaneous energy storage [9].

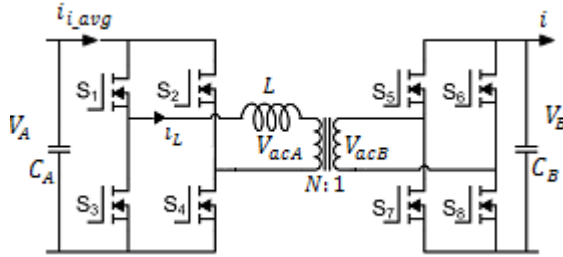


Fig. 2. DAB converter topology.

In the technical literature, several works about the operation and control of the dual active bridge converter can be found [7-17]. In [7] the DAB is immersed in a microgrid system being employed as the interface with the battery bank and its control is based on the phase-shift modulation. In [8], a nonlinear control technique for the power flux is imple-

mented intending to regulate the converter output voltage. In [11], the modulation method is modified to control the voltage across one of the H-bridges in order for the converter to operate in a greater voltage level. In [12], a control strategy for the DAB operating as the interface converter for a battery bank is discussed, in which the bank state of charge, output current and the microgrid operation mode are taken in consideration for the controlling actions. References [13-17] address methods that improve the DAB efficiency through modulation techniques and/or non-dissipative ZVS.

This paper proposes a novel control technique for the DAB converter applied in nanogrid systems which controls the power flux between the dc bus and the battery bank, assuring a regulated dc bus voltage on the nanogrid side and respecting the charging algorithm of the battery bank. The theoretical studies will be carried out on a dc nanogrid with a 380V dc bus and a battery bank low voltage bus of 48V, as proposed in [6]. A small scale prototype was built to validate the control technique performance. This prototype operates with a 24V dc bus, on the nanogrid side, and a 12V low voltage bus on the battery side.

II. DAB CONVERTER OPERATION ANALYSIS

Each H-bridge of the DAB converter generates a 50% duty cycle square wave [10]. The control of the power flux and the amount of energy transferred by the converter is realized through the definition of the phase angle between these two square waves. This control technique is referred as phase-shift control [7]. Figure 3 shows the waveforms of the transformer primary and secondary voltages, V_{acA} and V_{acB} respectively, where T represents a complete switching period and $T_{1/2}$, a half switching cycle. Notice that V_{acA} leads V_{acB} of $d * T_{1/2}$ seconds, where $d = \phi/180^\circ$ and $\phi \in [-180^\circ, 180^\circ]$ is the angular phase shift between the primary and secondary voltages. The power transfer occurs in the time interval $d * T_{1/2}$. Figure 4 shows the L inductor current waveform. Note that the time interval $d * T_{1/2}$ is divided in time periods t_1 and t_2 .

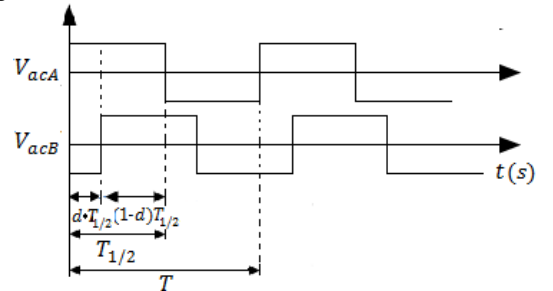


Fig. 3. DAB transformer voltage waveforms.

Assuming V_A as the nanogrid main dc bus voltage, V_B as the dc voltage across the battery bank, $V'_B = V_B N$ as the secondary side voltage reflected to transformer primary and $d * T_{1/2} = t_1 + t_2$, the following equations can be defined:

$$V_A + V'_B = L \frac{di_L}{dt} \quad 0 \leq t < d * T_{1/2} \quad (1)$$

$$V_A - V'_B = L \frac{di_L}{dt} \quad d * T_{1/2} \leq t < T_{1/2} \quad (2)$$

Solving (1) and (2), it obtains:

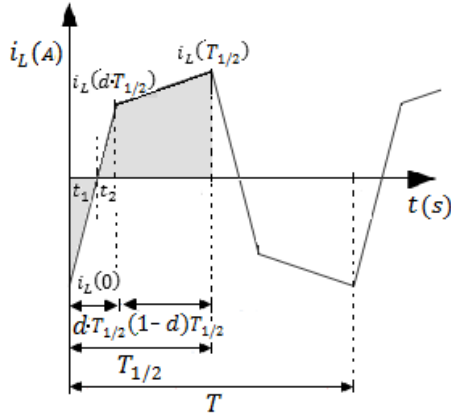


Fig. 4. Inductor current waveform (i_L).

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^{d*T_{1/2}} V_A + V'_B dt \rightarrow \frac{V_A + V'_B}{L} dT_{1/2} \quad (3)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_{d*T_{1/2}}^{T_{1/2}} V_A - V'_B dt \rightarrow \frac{(V_A - V'_B)(1-d)}{L} T_{1/2} \quad (4)$$

Considering $i_L(0) = -i_L(T_{1/2})$ and

$$i_L(t) = i_L(d * T_{1/2}) + i_L(T_{1/2}) \quad \text{for } 0 \leq t < d * T_{1/2},$$

$$i_L(t) = i_L(T_{1/2}) - i_L(d * T_{1/2}) \quad \text{for } d * T_{1/2} \leq t < T_{1/2}.$$

Combining it with (3) and (4) and solving the resulted system, the following relations are achieved:

$$i_L(T_{1/2}) = \frac{(2V'_B d + V_A - V'_B)T_{1/2}}{2L} \quad (5)$$

$$i_L(d * T_{1/2}) = \frac{(2V_A d - V_A + V'_B)T_{1/2}}{2L} \quad (6)$$

It can be observed in Figure 4 that the triangles formed by $i_L(0)t_1$ and $i_L(d * T_{1/2})t_2$ have angles opposed by their vertices, which leads to $i_L(T_{1/2})/t_1 = i_L(d * T_{1/2})/t_2$, substituting it in (5) and (6), it obtains:

$$t_1 = T_{1/2}(2V'_B d + V_A - V'_B)/(2V'_B + 2V_A) \quad (7)$$

$$t_2 = T_{1/2}(2V_A d - V_A + V'_B)/(2V'_B + 2V_A) \quad (8)$$

The DAB average input current $i_{i,avg}$ is defined by the areas under the i_L curve in time interval $T_{1/2}$, which are shown in Figure 4 as the hatched areas. The average input current is defined in (9):

$$i_{i,avg} = \frac{1}{T_{1/2}} \left(\frac{i_L(0)t_1}{2} + \frac{i_L(d * T_{1/2})t_2}{2} + \frac{[i_L(T_{1/2}) + i_L(d * T_{1/2})](1-d)T_{1/2}}{2} \right) \quad (9)$$

Substituting (5), (6), (7) and (8) in (9), it obtains:

$$i_{i,avg} = \frac{V'_B d * T_{1/2} (1-d)}{L} \quad (10)$$

Assuming $P = i_{i,avg} V_A$ and $T = 2T_{1/2} = 1/f_s$ and substituting it into (10), the converter transferred power is defined as in (11):

$$P = \frac{V_A V_B N d (1-d)}{2L f_s} \quad (11)$$

Where f_s is the converter switching frequency. Using (10) the DAB converter can be modeled as a current source. The equivalent circuit model of the DAB used in this work is

presented in Figure 5. The battery is modeled as a series RC branch, where R stands for the battery internal resistance and C, for a capacitance representing the battery charge capacity. C is defined as: $C = \frac{\text{Battery nominal capacity } C(Ah)}{\text{Battery nominal voltage}} \times 3600$.

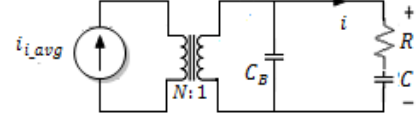


Fig. 5. Current source model for the DAB converter.

Through the converter model, the battery charging current can be defined, in Laplace domain, for the equation described in (12). The small-signal model for the DAB converter can be obtained through (12), considering for this matter $d = D + \hat{d}$ and $V_B = V_B + \hat{V}_B$, where D and V_B are steady state operation points and $\hat{d}$ and $\hat{V}_B$ are small-signal perturbations in the phase-shift and battery side output voltage. The output current small-signal value is defined in (13), out of which the system transfer functions are obtained and presented in (14), (15) and (16):

$$i(s) = N^2 \frac{V_B d (1-d)}{2L f_s} \frac{sC}{s^2 R C C_B + s(C + C_B)} \quad (12)$$

$$\hat{i}(s) = \frac{\partial i}{\partial d} \hat{d} + \frac{\partial i}{\partial V_B} \hat{V}_B \rightarrow G_{id}(s) \hat{d} + G_{iV_B}(s) \hat{V}_B \quad (13)$$

$$G_{id}(s) = N^2 \frac{V_B (1-2D)}{2L f_s} \frac{sC}{s^2 R C C_B + s(C + C_B)} \quad (14)$$

$$G_{iV_B}(s) = N^2 \frac{D(1-D)}{2L f_s} \frac{sC}{s^2 R C C_B + s(C + C_B)} \quad (15)$$

$$G_{V_B i}(s) = 1/G_{iV_B}(s) \quad (16)$$

Whether the power flux in the DAB converter is inverted, the converter model in relation to the battery current $i(s)$ will be modified according to the model depicted in Figure 6. R_L represents the nanogrid main dc bus load, which can be estimated by $R_L = \frac{V_A^2}{P_N}$, where P_N is the power demanded by the nanogrid local load. The current source I_{bus} stands for all other power sources present in the nanogrid and can be estimated by $I_{bus} = \frac{V_A}{P_N}$. This way (17), (18), (19), (20) and (21) are obtained:

$$V_A(s) = \frac{R_L}{R_L s C_A + 1} (I_{bus} + \frac{i(s)}{N}) \quad (17)$$

$$\hat{V}_A(s) = \frac{\partial V_A}{\partial I_{bus}} \hat{I}_{bus} + \frac{\partial V_A}{\partial i} \hat{i} + \frac{\partial V_A}{\partial R_L} \hat{R}_L \quad (18)$$

$$\frac{\partial V_A}{\partial i} \hat{V}_A = G_{V_A i}(s) \hat{V}_A \quad (19)$$

$$G_{V_A i}(s) = \frac{R_L}{N(R_L s C_A + 1)} \quad (20)$$

$$G_{iV_A}(s) = 1/G_{V_A i}(s) \quad (21)$$

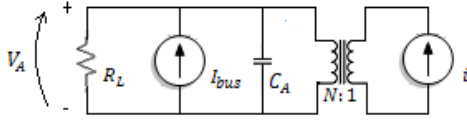


Fig. 6. DAB current source model for a power flux from the battery bank to the nanogrid dc bus.

Based on (14), (15), (16), (20) and (21), a block diagram representing the DAB converter small-signal model can be constructed. This block diagram is depicted in Figure 7.

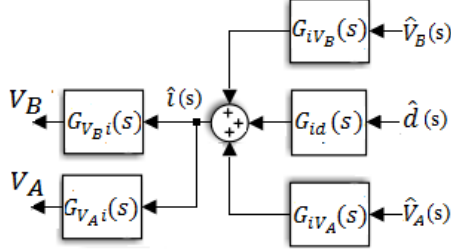


Fig. 7. DAB converter small-signal model.

III. BATTERY CHARGING PROCESS

The battery charging method considered for this work is described by the flowchart shown in Figure 8 and is named the four states algorithm. This method defines four stages for charging the battery and utilizes constant current to charge the battery cells and constant voltage to recover the battery complete capacity [18,19]. When the battery is supplying power to the system its terminal voltage decreases until it reaches the cutoff voltage (V_{off}), which represents the minimum battery terminal voltage recommended by the manufacturer. Whether the battery terminal voltage falls below the cutoff limit it will experience irreversible sulfation and its life cycle will be diminished. V_{equ} stands for the equalization voltage used to equalize the stored charge in each element of a battery bank, this voltage level is achieved at the end of a fast charging process and intermediates the transition to the fluctuation state. When in fluctuation, the batteries are completely charged and the voltage level applied in this case is

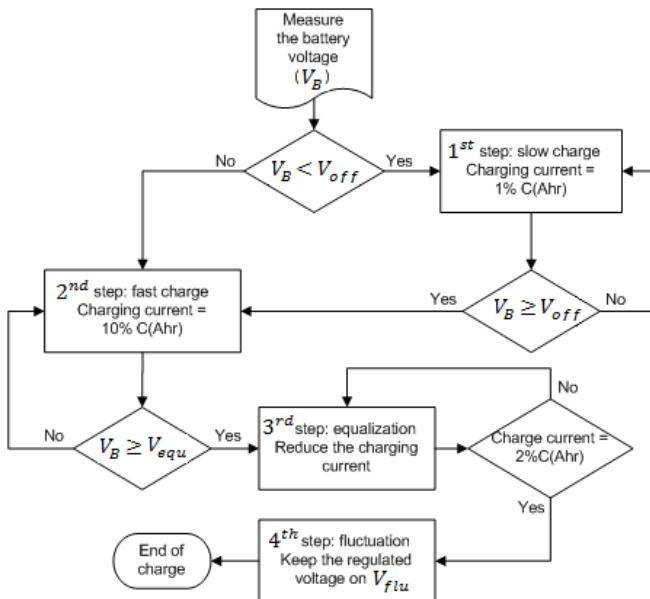


Fig. 8. Flowchart for the four state charging algorithm.

used to compensate the natural self-discharge process of the battery bank, and maintain a regulated voltage of V_{flu} across the bank. This stage is critical, since a overvoltage applied during the fluctuation state will provoke a reduction on the battery life cycle and may even unutilized it [18,19].

IV. CONVERTER CONTROL

The control strategy monitors the nanogrid dc bus voltage and when it becomes greater than 380V, the DAB converter will drain a maximum allowable current from the dc bus in order to charge the battery. However, when the bus voltage drops below 380V, the converter will gradually reduce the current value, if the dc bus still does not recover, the current direction will be changed, inverting the power flux and using the battery bank as a power source for the nanogrid system. The DAB will cease to operate in two conditions: firstly, when the dc bus voltage drops below 380V and the battery bank is already fully discharged, *i.e.*, with a terminal voltage below 43V, and secondly when the dc bus voltage is greater than 380V and the battery bank is fully charged, *i.e.*, in fluctuation state with a terminal voltage of 55.2V. The block diagram for the proposed control is shown in Figure 9. The blocks denoted by letter A refer to the nanogrid dc bus side of the DAB converter, and the ones denoted by letter B refer to the battery bank side.

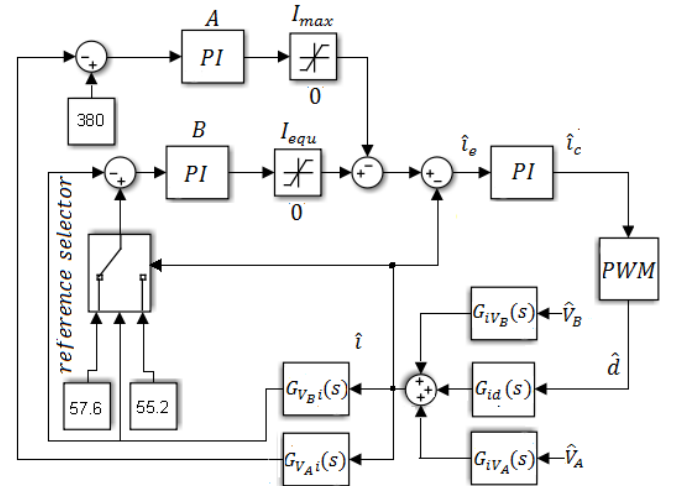


Fig. 9. Proposed control block diagram.

The control technique possesses two control loops, A and B, which control the nanogrid dc bus voltage and the battery bank terminal voltage, respectively. The output of the PI compensators define two current references for the system and the actual reference of the current loop is the difference between reference B and reference A. Notice that the current reference B saturation limit, named I_{equ} , is set to the maximum limit of the charging process which is 10% of the rated battery bank capacity. Current reference B, on the other hand, presents a saturation limit equal to I_{max} , which is defined as I_{equ} plus the maximum battery discharge current. Therefore, when the PI compensator of the loop A saturates, it will cancel the charging current imposed by the loop B and force the change of the current direction, *i.e.*, it will force the inversion of the power flux. In another words, loops A and B constantly competes to determine the power flux of the DAB converter and as a result the system energy balance is pre-

served. Notice also that the loop B has two voltage references. The first one is the equalization voltage (57.6V), which is set every time that the control system senses that the battery has been discharged, what is defined by the fact that the battery bank terminal voltage fell below 53V. The second reference is the fluctuation voltage (55.2V), which is set whenever the equalization voltage is actually reached by the battery bank.

This control structure presents advantageous features such as: soft transition between the charge and discharge processes, due to the control loops competition; automatic definition of the power flux and proper determination of the operation point only by local variables measurement and no overvoltage or overcurrent is imposed on the battery bank.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

The experimental results were carried out on a small scale prototype, in which the nanogrid dc bus was represented by a 24V voltage source and the battery bank low voltage bus is a 12V lead-acid battery. Table I presents the DAB converter parameters, the compensators gain and the voltage and current values considered for the charging algorithm, derived from battery manufacturer's datasheet. Figure 10 presents the waveforms of the DAB converter, where channel 1 (blue) is the transformer primary voltage (V_{acA}), channel 2 (red) is the transformer secondary voltage (V_{acB}) and channel 3 (magenta) is the inductor current.

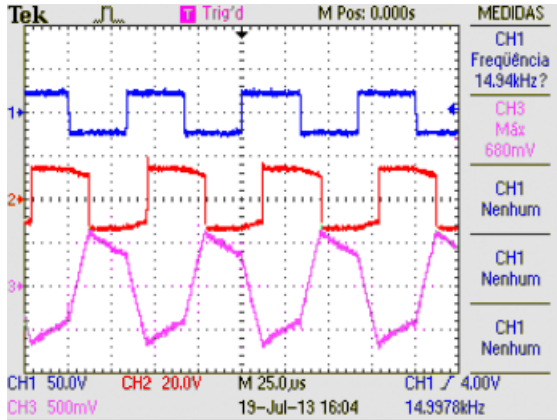


Fig. 10. DAB converter voltage and current waveforms.

Figure 11 shows the voltage and current levels on the battery during a full charge process, the values were measured with a 1 second sampling time. It can be observed three steps in the charge algorithm: *fast charge*, during the time interval between 0h and 4h, *equalization*, during the time interval between 4h and 5h30, and *fluctuation*, which occurred between 5h30 and 6h30. The maximum charging current was set to 0.9A. Through Figure 11, it can be seen that when the battery voltage reaches the equalization level (V_{equ}), the charging current decreases until it reaches 0.18A. From this point forth the voltage reference switches to the fluctuation level, in which the current delivered to the battery is small and just enough to compensate the losses produced by the battery self-discharge process.

Figure 12 illustrates the experimental results for a load perturbation on the dc bus. It can be observed that when the

dc bus voltage sags, the battery charging current is gradually reduced, becoming negative, which means that the converter power flow has been inverted, and it provides enough power to regulate the dc bus to its nominal voltage. A similar process is noticed when the dc bus voltage becomes larger than 24V. It can be observed in Figure 12.c the smooth transition between charging and discharging the battery.

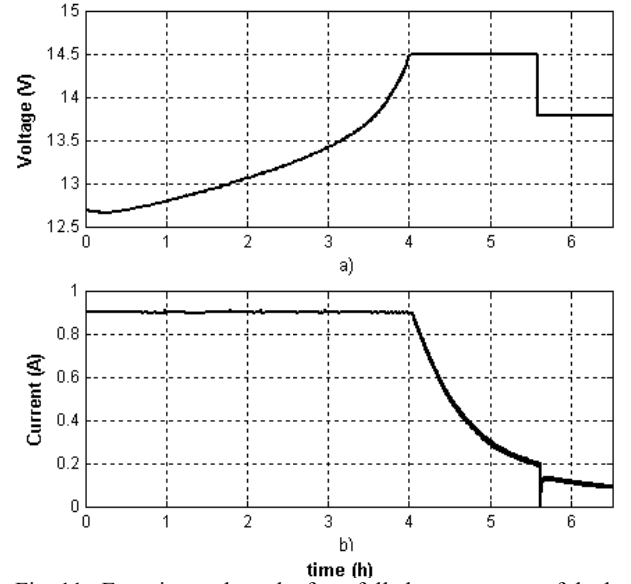


Fig. 11. Experimental results for a full charge process of the battery bank. a) Battery side output voltage. b) Charging current.

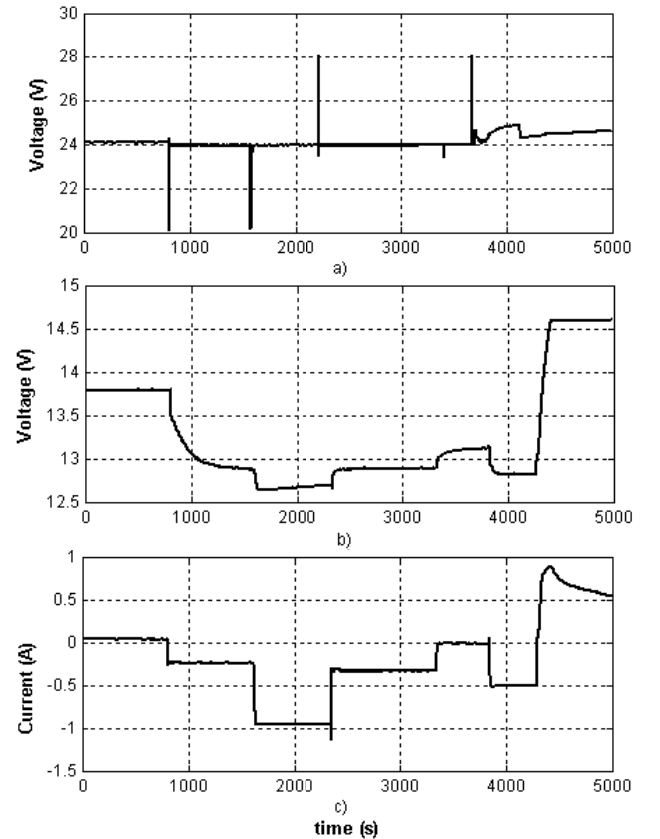


Fig. 12. Experimental results for a load perturbation in the dc bus. a) Dc bus voltage. b) Battery terminal voltage. c) Battery charging current.

TABLE I
Experimental converter parameters.

Nominal Power	15W
Transformer	N1:N2 = 2:1 L = 325μH
Battery bank	9Ahr/12V
Voltage levels (V_{off} , V_{equ} , V_{flu})	10.5V, 14.5V, 13.8V
Capacitor	$C_A=2200\ \mu\text{F}$, $C_B=4700\ \mu\text{F}$
Switching frequency	15kHz
Compensator gains.	
Compensator A	$K_p=0.2$ $K_i=120$
Compensator B	$K_p=30$ $K_i=80$
Current loop compensator	$K_p=0.01$ $K_i=2$

VI. CONCLUSION

In this paper the employment of a DAB converter as a interface between a nanogrid main dc bus and a battery bank is evaluated. A control strategy was proposed, in which the converter assures proper charging procedure for the battery bank, according to a 4-step algorithm, and regulated dc bus on the nanogrid side. Both goals are achieved by the difference between the battery side and nanogrid side control loops. Through experimental results conducted on a small scale system the behavior of the control scheme was validated. The correct following of the charging steps were observed and concomitant to it the dc bus of the nanogrid was kept around its nominal voltage. During the whole converter operation the power flow inversion occurred in smooth transitions, showing that the control technique does not produce oscillatory behavior and unpredictable situations.

ACKNOWLEDGEMENT

This work has been supported by the Brazilian agency CAPES and FAPEMIG.

REFERENCES

- [1] Falcão, Djalma M. "Integração de Tecnologias para Viabilização da Smart Grid". *III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, pp. 1-5, 2010.
- [2] S. Chowdhury, S. P. Chowdhury, P. Crossley, *Microgrids and Active Distribution Networks*, IET, 1st Edition, London, United Kingdom, 2009.
- [3] Cvetkovic, I. "Modeling, Analysis and Design of Renewable Energy Nanogrid", *Dissertation of Master of Sciences*, Virginia Tech, EUA, 2010.
- [4] R. H. Lasseter, P. Paigi, "Microgrid: A Conceptual Solution", in *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 6, pp. 4285-4290, 2004.
- [5] R. Lasseter, "Microgrid and Distributed Generation", *Journal of Energy Engineering, American Society of Civil Engineers*, Sep 2007.
- [6] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, D. Dong, R. Burgos, F. Wang, F. Lee, "Future electronic power distribution systems – a contemplative view", in *12th International conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp 1369-1380, May 2010.
- [7] B. Zhao, Q. Yu, W. Sun, "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distribution in Microgrid", *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4667-4680, November 2012.
- [8] D. D. M. Cardozo, J. C. Balda, D. Trowler, H. A. Mantooth, "Novel Nonlinear Control of Dual Active Bridge", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 321-327, 2010.
- [9] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, "Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter", *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1294-1301, November/December 1992.
- [10] A. R. Alonso, D. G. Lamar, A. Vazquez, J. Sebastian, M. M. Hernando, "An overall study of a Dual Active Bridge for Bidirectional DC/DC conversion", in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2010.
- [11] H. Zhou, A. M. Khambadkone, "Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application", *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 1434-1442, July/August 2009.
- [12] M. A. Sofla, Lingfeng Wang, "Control of DC-DC Bidirectional Converters for Interfacing Batteries in Microgrids", in *Power Systems Conference and Exposition (PSCE)*, pp. 1-6, 2011.
- [13] M. Kim, M. Rosekeit, S. Sul, R. W. A. A. De Doncher, "A Dual-Phase-Shift Control Strategy for Dual-Active-Bridge DC-DC Converter in Wide Voltage Range", in *8th International Conference on Power Electronics – ECCE*, pp. 364-371, May 30-June 3 2011.
- [14] G. G. Oggier, R. Leidhold, G. O. García, A. R. Oliva, J. C. Balda, F. Barlow, "Extending the ZVS Operating Range of Dual Active Bridge High-Power DC-DC Converters", in *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1-7, 2006.
- [15] G. G. Oggier, G. O. García, A. R. Oliva, "Modulation Strategy to Operate the Dual Active Bridge DC-DC Converter Under Soft Switching in the Whole Operating Range", *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1228-1236, April 2011.
- [16] G. G. Oggier, G. O. García, A. R. Oliva, "Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses", *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1026-1038, July 2009.
- [17] D. Costinett, R. Zane, D. Maksimovic, "Automatic Voltage and Dead Time Control for Efficiency Optimization in a Dual Active Bridge Converter", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1104-1111, 2012.
- [18] A. Trento, A. T. Feldens, "Carregador de Baterias Tipo Chumbo Ácido com PIC16F876A", in *Toroid do Brasil, AN 08002*, vol. 1.0, S. José dos Pinhais PR Brazil, Jan/2008.
- [19] Texas Instruments, "U-510 Using the bq2031 to Charge Lead-Acid Batteries", Texas Instruments Incorporated, pp. 15, 1999.
- [20] F. Krismer, "Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies", *Dissertation of Doctor of Sciences*, ETH ZURICH, 2010.