

TESE DE DOUTORADO N° 329

**DESENVOLVIMENTO DE MÉTODOS PARA CONTROLE DISTRIBUÍDO EM  
NANORREDES C.C.: COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA E  
RESTAURAÇÃO DE TENSÃO**

**Waner Wodson Aparecido Gonçalves Silva**

DATA DA DEFESA: 27/04/2020

**Universidade Federal de Minas Gerais**

**Escola de Engenharia**

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**DESENVOLVIMENTO DE MÉTODOS PARA CONTROLE  
DISTRIBUÍDO EM NANORREDES C.C.:  
COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA E RESTAURAÇÃO  
DE TENSÃO**

Waner Wodson Aparecido Gonçalves Silva

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

Coorientador: Prof. Thiago Ribeiro de Oliveira

Belo Horizonte - MG

Abril de 2020

S586d

Silva, Waner Wodson Aparecido Gonçalves.

Desenvolvimento de métodos para controle distribuído em nanorredes c.c. [recurso eletrônico] : compartilhamento de potência e restauração de tensão / Waner Wodson Aparecido Gonçalves. - 2020.

1 recurso online (xxii, 240 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Pedro Francisco Donoso Garcia.

Coorientador: Thiago Ribeiro de Oliveira.

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

Apêndices: f. 209-240.

Bibliografia: f. 181-208.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Conversores de corrente elétrica - Teses. 3. Algoritmos - Teses. I. Donoso- Garcia, Pedro Francisco. II. Oliveira, Thiago Ribeiro de. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)

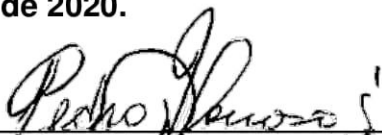
**"Desenvolvimento de métodos para controle distribuído em nanorredes c.c.: compartilhamento de potência e restauração de tensão"**

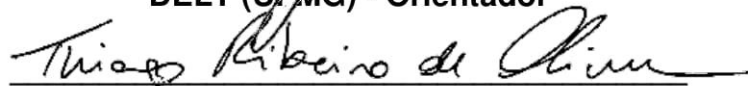
**Waner Wodson Aparecido Gonçalves Silva**

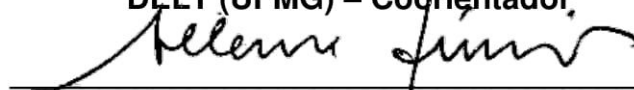
Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

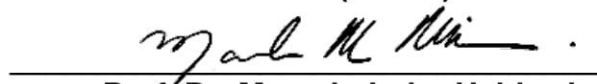
Aprovada em 27 de abril de 2020.

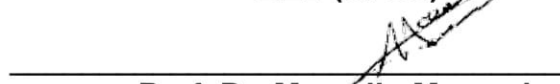
Por:

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

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Thiago Ribeiro de Oliveira  
DELT (UFMG) – Codorientador

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

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein  
DEE (UFSC)

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Marcello Mezaroba  
DEE (UDESC)

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Danilo Iglesias Brandão  
DEE (UFMG)



*"O voo do homem através da vida é sustentado pela força de seus conhecimentos."*

*Alberto Santos Dumont.*

# *Agradecimentos*

Agradeço primeiramente a Deus por cada segundo de vida, sabedoria, proteção e capacitação.

Agradeço minha esposa Nicinha pelo carinho, amor e apoio nos momentos difíceis dessa jornada.

Agradeço a minha família pelo apoio e incentivo na conquista deste trabalho.

Agradeço aos meus orientadores Pedro Donoso-Garcia e Thiago Ribeiro de Oliveira pelos ensinamentos, auxílio, atenção e disponibilidade para orientação e supervisão deste trabalho, pela amizade e companheirismo. Aos professores do GEP Porfírio Cabelero Cortizo, Paulo Fernandes Seixas e Lenin Martins Ferreira pelo auxílio no desenvolvimento deste trabalho. Agradeço a UNIFEI-Itabira, ao curso de Engenharia de Controle e Automação pelo auxílio de material e liberação para capacitação.

Agradeço aos amigos de curso, Welbert Alves Rodrigues, Gustavo Oliveira Fortes, Arthur Hermano Rezende, Rhonei Patric dos Santos e Geovane Luciano Reis pela contribuição e ajuda no desenvolvimento.

Agradeço aos amigos do GCOI-Fernão Dias pelo apoio emocional e espiritual nos momentos de alegria e tristeza.

Deixo aqui meus sinceros agradecimentos a todos aqueles que contribuíram de forma direta ou indireta para realização deste trabalho. Sem a Contribuição de cada um de vocês não seria possível a realização deste trabalho. Muito obrigado!

# Resumo

---

A crescente participação da geração distribuída com o uso de tecnologias de informação no sistema elétrico de potência tem causado mudanças na forma como a energia é gerada e consumida. Neste contexto, as microrredes e nanorredes surgem com uma solução capaz de proporcionar uma maior integração da geração distribuída à rede elétrica. Como os sistemas de distribuição atuais são predominantemente em corrente alternada (c.a.), as microrredes c.a. são amplamente pesquisadas e sua implementação acarreta pequenas modificações nas redes atuais. Contudo, o aumento significativo de cargas em corrente contínua (c.c.) nas redes c.a. aliado ao fato de que algumas fontes de energia renováveis possuem tensão c.c. incentivam o desenvolvimento de sistemas de distribuição em c.c. Essa nova configuração necessita de modificações significativas no sistema de distribuição atual. Com isso, a microrrede híbrida c.a.-c.c. surge como solução que combina vantagens dos sistemas c.a e c.c. com poucas modificações nas redes atuais. Neste trabalho são apresentados os principais tipos de microrredes híbridas encontrados na literatura e as técnicas de controle usualmente empregadas para operação paralela dos conversores. A necessidade de regulação de tensão em ambos os barramentos da microrrede híbrida, o compartilhamento de carga e o controle do fluxo de potência levam à utilização de estrutura de controle hierárquico. Este trabalho foi realizado no laboratório do Grupo de Eletrônica de Potência da Universidade Federal de Minas Gerais (GEP/UFMG) e apresenta o estudo e o desenvolvimento de um protótipo de nanorrede híbrida com capacidade de operar tanto em modo conectado quanto ilhado da rede elétrica, além de realizar a transição entre esses modos. Serão discutidos temas acerca da arquitetura hierárquica de controle da microrrede. Em especial, o trabalho trata da coordenação de conversores formadores de rede, definida pelo nível secundário, propondo duas técnicas inéditas de controle distribuído para mitigar o desvio de tensão causado pelo controle *droop* e promo-

ver a correção no compartilhamento proporcional de potência. Neste trabalho, a operação da nanorrede e as técnicas de controle propostas são validadas através de simulações e experimentalmente.

**Palavras chave:** *nanorrede híbrida, controle hierárquico, gerenciamento de energia, controle distribuído, algoritmo consenso*

# Abstract

---

The increasing participation of distributed generation using information technologies in the electrical power system has caused changes in the way energy is generated and consumed. In this context, microgrids and nanogrids come up as a solution capable of providing greater integration of distributed generation to the electrical grid. As the current distribution systems are predominantly in Alternating Current (ac), the ac microgrids are widely researched and their implementation entails minor modifications in the current power grids. However, the significant increase in Direct Current (dc) loads in the ac power systems added to the fact that some renewable energy sources have dc voltage cause the development of dc distribution systems. This new configuration requires major changes to the current distribution system. Thus, the hybrid ac-dc microgrids emerges as a solution that combines the ac and dc advantages with few changes to the current electrical grids. This work presents the main types of hybrid microgrids found in the literature and the control techniques usually employed for parallel operation of the converters. The need for voltage regulation on both buses of the hybrid microgrid, load sharing and power flow control lead to the use of a hierarchical control structure. This work was carried out in the laboratory of the Grupo de Eletrônica de Potência at Universidade Federal de Minas Gerais (GEP/UFMG) and presents the study and development of a hybrid nanogrid prototype capable of operating in both connected and isolated modes of the electrical grid, in addition to making the transition between these modes. Themes about the hierarchical control structure of the microgrid will be discussed. In particular, the work deals with the coordination of network-forming converters, defined by the secondary level, proposing two novel distributed control techniques based on consensus algorithm to mitigate the voltage deviation caused by the droop control and promote the correction in the proportional power sharing. In this work, the proposed nanogrid operation and

control techniques are validated through simulations and experimentally.

**Keywords:** *hybrid nanogrid, hierarchical control, power flow management, distributed control, consensus algorithm*

# Sumário

---

<b>Resumo</b>	<b>iii</b>
<b>Abstract</b>	<b>v</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xi</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xix</b>
<b>Nomenclatura</b>	<b>xx</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Contextualização e motivação . . . . .	1
1.2 Microrredes c.a. e c.c. . . . .	3
1.2.1 Microrrede híbrida . . . . .	4
1.2.2 Nanorredes . . . . .	5
1.3 Objetivos do trabalho de tese . . . . .	6
1.4 Metodologia . . . . .	7
1.5 Contribuições do trabalho . . . . .	8
1.6 Organização da tese . . . . .	10
<b>2 Tipos de microrredes híbrida e seus elementos</b>	<b>11</b>
2.1 Introdução . . . . .	11
2.2 Tipos de microrredes híbridas . . . . .	13
2.3 <i>Bidirectional Interface Converter - BIC</i> . . . . .	16
2.4 Unidades de armazenamento de energia - UAEs . . . . .	21
2.5 Geração distribuída - GD . . . . .	23

2.6	Controle central de gerenciamento de energia . . . . .	26
2.7	Sistemas de comunicação na $\mu G$ . . . . .	28
2.7.1	<i>Controller Area Network - CAN</i> . . . . .	29
2.8	Controle hierárquico . . . . .	32
2.9	Protótipo da nanorede híbrida . . . . .	34
2.10	Conclusões parciais . . . . .	37
<b>3</b>	<b>Técnicas de controle em nível primário</b>	<b>38</b>
3.1	Introdução . . . . .	38
3.2	Técnicas de controle baseadas em comunicação . . . . .	39
3.2.1	Controle centralizado . . . . .	40
3.2.2	Controle <i>master-slave</i> . . . . .	41
3.2.3	Controle de partilhamento da corrente média ( <i>Average Current Sharing - ACS</i> ) . . . . .	42
3.2.4	Controle do partilhamento de corrente de pico ( <i>Peak value Based Current Sharing - PBCS</i> ) . . . . .	44
3.2.5	Controle em cadeia circular ( <i>Circular Chain Control -3C</i> ) . . . . .	46
3.2.6	Controle distribuído . . . . .	46
3.3	Técnicas de controle primário descentralizadas . . . . .	48
3.3.1	Controle <i>droop</i> convencional: $P/f - Q/V$ . . . . .	49
3.3.2	Controle <i>droop</i> $P/V - Q/f$ . . . . .	56
3.3.3	Controle <i>droop</i> baseado na tensão (variação do <i>droop</i> $P/V - Q/f$ ) . . . . .	57
3.3.4	Controle pelo método de transformação de <i>frame virtual</i> . . . . .	59
3.3.5	Controle <i>droop</i> adaptativo de tensão . . . . .	60
3.3.6	Controle pela injeção de sinal . . . . .	61
3.3.7	Controle <i>droop</i> c.c. convencional (V/I) . . . . .	63
3.3.8	Variações do <i>droop</i> c.c. . . . .	64
3.3.9	Controle <i>droop</i> c.a.-c.c. ou híbrido . . . . .	65
3.4	Técnicas de controle para transição de modos de operação . . . . .	67
3.4.1	Técnicas de controle para transição entre modos conetado/ilhado . . . . .	68
3.4.1.1	Controle baseado em sinalização de barramento c.c. (Dc Bus Signaling-based control - DBS) . . . . .	70



3.4.2	Conclusões parciais . . . . .	73
<b>4</b>	<b>Técnicas de controle em nível secundário</b>	<b>74</b>
4.1	Introdução . . . . .	74
4.2	Compartilhamento de potência/carga e desvio de tensão no barramento c.c.	76
4.3	Técnicas propostas de controle secundário distribuído . . . . .	84
4.3.1	Controle secundário híbrido: distribuído e descentralizado . . . . .	84
4.3.1.1	Análise da dinâmica e convergência da correção do compartilhamento de potência . . . . .	87
4.3.1.2	Atrasos de comunicação em algoritmo baseado em consenso	90
4.3.1.3	Análise de estabilidade da técnica proposta . . . . .	92
4.3.1.4	Resultados de simulação do controle distribuído híbrido . . . . .	95
4.3.1.5	Resultados experimentais do controle distribuído híbrido . . . . .	99
4.3.2	Controle secundário baseado em <i>voltage-shifting (vs)</i> . . . . .	100
4.3.2.1	Princípio de funcionamento do controle proposto . . . . .	103
4.3.2.2	Análise da convergência da potência . . . . .	105
4.3.2.3	Análise de estabilidade da técnica proposta . . . . .	107
4.3.2.4	Resultados de simulação do controle baseado em <i>voltage-shifting</i> . . . . .	110
4.3.2.5	Resultado experimental do controle baseado em <i>voltage-shifting</i> . . . . .	114
4.3.2.6	Expansão do controle para operação em $nG_h$ . . . . .	115
4.3.3	Conclusões parciais . . . . .	119
<b>5</b>	<b>Nível zero e primário do controle da nanorede híbrida</b>	<b>122</b>
5.1	Introdução . . . . .	122
5.2	Controle do <i>Bidirectional Interface Converter - BIC</i> . . . . .	123
5.2.1	Modo conectado . . . . .	128
5.2.2	Modo ilhado . . . . .	133
5.3	Controle do <i>Energy Storage Converter - ESC</i> . . . . .	135
5.4	Controle do <i>Renewable Resource Converter -RRC</i> . . . . .	142
5.5	Resultados de simulação . . . . .	144

5.5.1	Detecção de ilhamento . . . . .	144
5.5.2	Transição entre os modos de operação: conectado e ilhado . . . . .	146
5.5.3	Operação e ilhada . . . . .	150
5.6	Resultados experimentais . . . . .	153
5.6.1	Transição entre modo conectado para ilhado . . . . .	153
5.6.2	Operação em modo conectado e ilhado . . . . .	154
5.6.3	Operação <i>black start</i> . . . . .	157
5.6.4	Gerador distribuído - GD . . . . .	158
5.7	Conclusões parciais . . . . .	159
<b>6</b>	<b>Equalização do <i>State of Charge</i> - <i>SoC</i></b>	<b>161</b>
6.1	Introdução . . . . .	161
6.2	Tipos de abordagens para alcançar a equalização de <i>SoC</i> . . . . .	162
6.3	Método proposto para equalização de <i>SoC</i> baseado em <i>voltage-shifting</i> . . . . .	163
6.3.1	Balanceamento de <i>SoC</i> com UAEs iguais . . . . .	164
6.3.1.1	Influência na estabilidade da tensão . . . . .	166
6.3.1.2	Impacto na tensão do barramento c.c. . . . .	166
6.3.2	Balanceamento de <i>SoC</i> com UAEs diferentes . . . . .	168
6.3.3	Resultados de simulação . . . . .	169
6.3.4	Resultados experimentais . . . . .	171
6.4	Conclusões parciais . . . . .	173
<b>7</b>	<b>Conclusões</b>	<b>176</b>
7.1	Proposta de continuidade . . . . .	180
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>181</b>
	<b>Apêndice</b>	<b>208</b>
<b>A</b>	<b>Sistema de comunicação</b>	<b>209</b>
<b>B</b>	<b>Protótipo dos conversores</b>	<b>214</b>
B.1	<i>Bidirectional Interface Converter</i> - <i>BIC</i> . . . . .	214
B.2	<i>Dual Active Bridge</i> - <i>DAB</i> . . . . .	214

## SUMÁRIO

---

B.3 Emuladores de UAE e GD do barramento c.c. . . . . .	215
B.4 Emulador de UAE para barramento c.a. . . . . .	217
<b>Anexos</b>	<b>220</b>

# Lista de Figuras

---

1.1	Diagrama de uma $\mu G$ c.a. e c.c. . . . . .	4
1.2	Estrutura de uma $\mu G_h$ . . . . .	5
1.3	Total de instalações de sistema residencial de baterias na Alemanha. . . . .	6
2.1	Classificação da $\mu G_h$ conforme a conexão à rede elétrica. . . . .	12
2.2	$\mu G_h$ mono-rede autônoma. . . . .	14
2.3	$\mu G_h$ multi-rede autônoma. . . . .	14
2.4	$\mu G_h$ mono-rede dependente. . . . .	15
2.5	$\mu G_h$ multi-rede dependente. . . . .	16
2.6	$\mu G_h$ multi-rede hierárquica dependente. . . . .	17
2.7	<i>BIC</i> de estágio único de conversão. . . . .	18
2.8	<i>BIC</i> de estágio único de conversão e dupla saída c.c. . . . .	19
2.9	<i>BIC</i> de estágio duplo de conversão. . . . .	20
2.10	<i>BIC</i> isolado com transformador de alta frequência. . . . .	20
2.11	Configurações das UAEs nos barramentos. . . . .	23
2.12	Geração combinada. . . . .	24
2.13	Capacidade de potência disponível do $RRC_{ca}$ . . . . .	25
2.14	Mini-microcomputadores. . . . .	28
2.15	Relação entre comprimento da rede <i>CAN</i> e a taxa de transmissão. . . . .	30
2.16	Formato dos <i>frames CAN</i> 2.0A e 2.0B. . . . .	30
2.17	Estrutura do barramento <i>CAN</i> . . . . .	31
2.18	Arbitragem no barramento <i>CAN</i> . . . . .	32
2.19	Diagrama do protótipo da $nG_h$ . . . . .	35
2.20	Topologias utilizadas nos <i>ESCs</i> . . . . .	36

3.1	Diagrama do controle centralizado. . . . .	40
3.2	Diagrama do controle <i>master-slave</i> . . . . .	42
3.3	Técnicas para seleção do conversor <i>master</i> . . . . .	43
3.4	Diagrama do controle <i>ACS</i> . . . . .	44
3.5	Diagrama do controle <i>PBCS</i> . . . . .	45
3.6	Diagrama do controle <i>3C</i> . . . . .	46
3.7	Diagrama do controle distribuído em relação ao controle convencional. . . . .	47
3.8	Diagrama do controle distribuído. . . . .	48
3.9	Curva <i>droop</i> do gerador síncrono. . . . .	49
3.10	Circuito simplificado de um conversor conectado a um barramento c.a. . . . .	50
3.11	Curva <i>droop</i> $P/f - Q/V$ . . . . .	51
3.12	Diagrama do controle <i>droop</i> $P/f - Q/V$ . . . . .	52
3.13	Modelo de pequenos sinais do controle <i>droop</i> convencional. . . . .	54
3.14	Circuito equivalente do controle <i>droop</i> com impedância virtual. . . . .	56
3.15	Diagrama do controle <i>droop</i> com partilhamento de potência harmônica. . . . .	56
3.16	Diagrama do controle <i>droop</i> robusto. . . . .	57
3.17	Diagrama do controle <i>droop</i> $P/V - Q/f$ baseado em $v$ . . . . .	58
3.18	Diagrama do controle <i>droop</i> com <i>frame virtual</i> . . . . .	59
3.19	$\mu G$ composta por dois GDs. . . . .	61
3.20	Diagrama do controle <i>droop</i> com injeção de sinal. . . . .	63
3.21	Diagrama do controle <i>droop</i> c.c. convencional. . . . .	64
3.22	Diagramas dos controles <i>droops</i> . . . . .	65
3.23	Diagrama do controle <i>droops</i> c.a.-c.c. . . . .	66
3.24	Curvas <i>droops</i> c.a.-c.c. . . . .	67
3.25	Diagramas do controle <i>seamless transfer</i> baseado em <i>PLL</i> . . . . .	69
3.26	Diagramas do controle <i>seamless transfer</i> com compensação de corrente do capacitor. . . . .	69
3.27	Diagrama do controle <i>seamless transfer</i> com <i>multi-loop</i> . . . . .	71

3.28	Curva <i>DBS</i> . . . . .	72
3.29	Controle <i>droop</i> com <i>DBS</i> . . . . .	73
4.1	Equivalente Thevenin do barramento c.c. da $\mu G_h$ . . . . .	76
4.2	Curva <i>droop</i> com efeito da resistência de linha. . . . .	79
4.3	Abordagens para correção de <i>ps/cs</i> e desvio de tensão em barramento c.c. . . . .	79
4.4	Implementação do controle secundário no controle local. . . . .	80
4.5	Implementação do controle secundário no controle local. . . . .	82
4.6	Diagrama do controle secundário híbrido. . . . .	85
4.7	Topologia de rede em anel. . . . .	88
4.8	Convergência de $\delta R_d(t)$ . . . . .	90
4.9	Convergência de $\delta R_d(t)$ sob atrasos de comunicação. . . . .	91
4.10	Diagrama do controle secundário em malha fechada. . . . .	93
4.11	Sinais de saída dos modelos completo da $\mu G$ e da análise de estabilidade. . . . .	93
4.12	Lugar das raízes ( <i>root loci</i> ) da malha fechada sob variações de parâmetros. . . . .	94
4.13	Diagrama do barramento c.c. simulado. . . . .	95
4.14	Resultado de simulação considerando perturbações de carga e falhas de comunicação. . . . .	97
4.15	Resultado de simulação considerando cpl e atrasos de comunicação. . . . .	99
4.16	Resultado experimental com perturbações de carga e falhas de comunicação. . . . .	101
4.17	Diagrama do controle proposto baseado em <i>vs</i> . . . . .	104
4.18	Evolução de $\delta v_{V_{ps}}$ . . . . .	106
4.19	Análise da evolução de $P_o$ . . . . .	107
4.20	Diagrama do controle secundário em malha fechada de <i>Conv-1</i> . . . . .	108
4.21	Sinais de saída dos modelos completo da $\mu G$ e da análise de estabilidade. . . . .	109
4.22	Lugar das raízes ( <i>root loci</i> ) da malha fechada sob variações de parâmetros. . . . .	110

4.23	Diagrama do barramento c.c. considerando $N$ conversores. . . . .	110
4.24	Diagrama do controle secundário em malha fechada de <i>Conv-1</i> para $N$ conversores. . . . .	111
4.25	Diagrama do barramento c.c. simulado. . . . .	111
4.26	Desempenho do controle secundário baseado em $v_s$ em simulação. . . . .	113
4.27	Desempenho experimental do controle secundário baseado em $v_s$ . . . . .	115
4.28	Diagrama de controle secundário baseado em $v_s$ para operação híbrida. . . . .	117
4.29	Configuração da $nG_h$ simulada com controle secundário baseado em $v_s$ . . . . .	117
4.30	Análise de simulação do controle baseado em $v_s$ em operação híbrida. . . . .	118
4.31	Configuração experimental da $nG_h$ em modo ilhado. . . . .	119
4.32	Análise experimental do controle secundário baseado em $v_s$ apli- cado em $nG_h$ . . . . .	120
5.1	Diagrama do conversor <i>BIC</i> . . . . .	124
5.2	Diagrama da estrutura de controle do <i>BIC</i> . . . . .	125
5.3	Diagrama de blocos do algoritmo <i>SOGI-PLL</i> . . . . .	126
5.4	Diagrama da estrutura <i>SOGI</i> modificada para operação em modo ilhado. . . . .	127
5.5	Diagrama da estrutura <i>SOGI</i> com detecção de ilhamento. . . . .	128
5.6	Circuito equivalente do lado c.a. do <i>BIC</i> em modo seguidor de rede. . . . .	129
5.7	Diagrama de blocos da malha de corrente $i_{Lca}$ . . . . .	129
5.8	Comparação de $G_{i_{Lca}}$ não compensada e compensada com <i>PI</i> e <i>PIR</i> . . . . .	130
5.9	Diagrama de blocos da malha de tensão do <i>dc interlink</i> . . . . .	131
5.10	Diagrama de Bode de $G_{v_{dc}}$ compensada (c) e não compensada (nc). . . . .	132
5.11	Circuito equivalente do lado c.c. do <i>BIC</i> . . . . .	132
5.12	Diagrama de Bode de $G_{i_{Lcc}}$ e $G_{v_o}$ compensada e não compensada. . . . .	133
5.13	Diagrama de controle do <i>BIC</i> para operação ilhado. . . . .	134
5.14	Diagrama de blocos da malha de tensão $v_{ca}$ . . . . .	134

5.15 Diagrama de Bode de $G_{v_{ca}}$ compensada com PI e PI+R e não compensada. . . . .	136
5.16 Diagrama do conversor <i>DAB</i> . . . . .	136
5.17 Diagrama em blocos do controle do <i>DAB</i> . . . . .	137
5.18 Diagrama de Bode de $G_{i_{Bat}}$ e $G_{v_o}$ compensada e não compensada. . . . .	138
5.19 Diagrama do emulador de UAE do barramento c.c. . . . .	139
5.20 Diagrama de controle de $v_{Bat}$ e $i_{Lca}$ . . . . .	139
5.21 Diagrama de Bode de $G_{i_{Lca}}$ e $G_{v_{Bat}}$ compensada e não compensada. . . . .	140
5.22 Diagrama de Bode de $G_{i_L}$ e $G_{v_o}$ do estágio c.c./c.c. da UAE. . . . .	141
5.23 Diagrama do emulador UAE <sub>ca</sub> . . . . .	142
5.24 Diagrama do emulador de geração fotovoltaica. . . . .	143
5.25 Diagrama de Bode de $G_{i_L}$ e $G_{P_o}$ do <i>RRC<sub>cc</sub></i> . . . . .	144
5.26 Carga para teste de ilhamento conforme IEEE 1547. . . . .	145
5.27 Formas de onda da tensão e corrente durante o teste de detecção de ilhamento. . . . .	146
5.28 Diagrama da $nG_h$ simulada. . . . .	147
5.29 Transição da $nG_h$ de conectada para ilhada sem carga no barramento c.a. . . . .	148
5.30 Transição da $nG_h$ de conectada para ilhada com carga no barramento c.a. . . . .	149
5.31 Reconexão da $nG_h$ à rede elétrica. . . . .	150
5.32 Ressincronização da $nG_h$ com a rede elétrica. . . . .	151
5.33 Formas de onda de tensão e corrente na $nG_h$ operando em modo ilhado. . . . .	152
5.34 $nG_h$ operando ilhada com carga não linear no barramento c.a. . . . .	152
5.35 Carga não linear. . . . .	152
5.36 Transição da $nG_h$ de conectada para ilhada sem carga no barramento c.a. . . . .	154
5.37 $nG_h$ operando ilhada com carga não linear no barramento c.a. . . . .	155
5.38 $nG_h$ operando em modo conectado à rede elétrica. . . . .	156
5.39 $nG_h$ operando em modo ilhado à rede elétrica. . . . .	157



5.40	Energização dos barramentos da $nG_h$ em modo ilhado. . . . .	158
5.41	Geração fotovoltaica monitorada através do sistema SolarView. . .	159
5.42	Geração fotovoltaica emulada. . . . .	160
6.1	Efeito do <i>voltage-shifting</i> no comportamento da UAE na curva <i>DBS</i> . . . . .	165
6.2	Equivalente Thevenin do barramento c.c. com duas UAE. . . . .	165
6.3	Equivalente Thevenin do barramento c.c. com $N$ UAES iguais. . .	167
6.4	Equalização de <i>SoC</i> considerando UAES iguais. . . . .	170
6.5	Equalização de <i>SoC</i> considerando UAES com diferentes capaci- dades. . . . .	172
6.6	Resultado experimental do método proposto para equalização de <i>SoC</i> . . . . .	174
6.7	Evolução do <i>SoC</i> sem desequilíbrio inicial. . . . .	175
A.1	Diagrama do ciclo de controle secundário. . . . .	210
A.2	Análise experimental de um ciclo de comunicação. . . . .	211
A.3	Representação fasorial dos envios de informações pelos converso- res <i>CAN</i> . . . . .	212
A.4	Auto-sincronização de temporizadores. . . . .	213
B.1	Protótipo do <i>BIC</i> . . . . .	215
B.2	Conversores <i>DAB</i> . . . . .	216
B.3	Emulador de UAE e GD. . . . .	217
B.4	Formas de onda da tensão e corrente do conversor emulador de UAE <sub>cc</sub> . . . . .	218
B.5	Formas de onda do conversor <i>boost</i> . . . . .	218
B.6	Formas de onda da tensão e corrente do conversor emulador de UAE <sub>ca</sub> . . . . .	219

# Lista de Tabelas

---

2.1	Tipos de rede <i>CAN</i> . . . . .	30
2.2	Objetivos da arquitetura multinível. . . . .	34
2.3	ISA-95 adaptada para ambiente de $\mu Gs$ . . . . .	34
4.1	Comparação entre as técnicas de controle secundário distribuído para barramento c.c. . . . .	83
4.2	Parâmetros para análise de estabilidade. . . . .	95
4.3	Parâmetros utilizados na simulação do controle secundário distribuído híbrido. . . . .	96
4.4	Parâmetros utilizado na simulação do controle secundário baseado em <i>vs</i> . . . . .	111
5.1	Parâmetros do <i>BIC</i> . . . . .	125
5.2	Condições de ilhamento conforme IEEE-1547. . . . .	126
5.3	Limites de injeção de corrente harmônica conforme IEEE-1547. . . . .	128
5.4	Parâmetros do <i>DAB</i> . . . . .	136
5.5	Parâmetros do emulador da $UAE_{cc}$ . . . . .	139
5.6	Parâmetros do emulador de $UAE_{ca}$ . . . . .	142
5.7	Parâmetros do emulador de geração fotovoltaica. . . . .	143
5.8	Resistores de carga e ganhos de tensão/corrente/potência para conversão em p.u. . . . .	148
6.1	Parâmetros utilizados na simulação do controle para equalização de <i>SoC</i> . . . . .	169

6.2 Parâmetros utilizado para validação experimental do método para  
equalização de *SoC*. . . . . 173

# Nomenclatura

---

$ad$	Ajuste de coeficiente <i>droop</i>
$BIC$	Bidirectional Interface Converter
$CAN$	Controller Area Network
c.a.	Corrente alternada
c.c.	Corrente contínua
CC	Controle Central
cpl	Carga de potência constante
$DCA-DT$	Dinaymic Consensus-based Algorithm in Discrete Time
$CC\mu G$	Controlador Central da Microrrede
$CCnG$	Controlador Central da Nanorrede
$C_i$	Controlador de corrente
$C_v$	Controlador de tensão
$cs$	Partilhamento de carga
$CLC$	Central Limit Control
$DBS$	DC Bus Signaling-based control
$\delta v$	Incremento de tensão
$\delta v_{V_{ps}}$	Incremento de tensão correspondente a correção de desvio de tensão
$\delta v_o$	Incremento de tensão correspondente a correção de partilhamento de potência/carga
$\delta R_d$	Incremento de coeficiente <i>droop</i>
$\Delta V_o^*$	Desvio de tensão <i>droop</i>
$\epsilon$	Constante de ponderação do algoritmo consenso
$ESC$	Energy Storage Converter
FT	Função de transferência
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento

GD	Geração distribuída / gerador distribuído
$G_i$	Malha de controle de corrente
$H_i$	Ganho do sensor de corrente
$H_v$	Ganho do sensor de tensão
$\mu G$	Microrrede, seja c.c., c.a. ou híbrida
$\mu G_{cc}$	Microrrede em corrente contínua
$\mu G_{ca}$	Microrrede em corrente alternada
$\mu G_h$	Microrrede híbrida
$i_o$	Corrente de saída do conversor (c.c. ou c.a.)
$i_L$	Corrente no indutor
<i>mppt</i>	Maximum power point tracking
$nG_h$	Nanorrede híbrida
PAC	Ponto de acoplamento comum
<i>PLL</i>	<i>Phase Locked Loop</i>
<i>PI</i>	Compensador Proporcional-Integral
<i>ps</i>	Partilhamento de potência
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation
<i>PMSG</i>	Permanent Magnet Synchronous Generators
$P_o$	Potência de saída
<i>RRC</i>	Renewable Resource Converter
$R_d$	Coefficiente droop
$r$	Resistência equivalente de linha
SEP	Sistema Elétrico de Potência
<i>SoC</i>	State of Charge
$SoC_{avg}$	Average State of Charge
$\tau_d$	Constante de tempo que representa atrasos e processamento da comunicação
$\tau_{ps}$	Constante de tempo para correção do partilhamento de potência
$t_{com}$	Intervalo de tempo entre envios de informações pelos conversores
$t_{ps}$	Intervalo de tempo gasto para correção do partilhamento de potência
$t_{\Delta V_o^*}$	Intervalo de tempo gasto para correção do desvio de tensão
<i>vs</i>	Voltage-shifting

$SPoF$	Single Point of Failure
UAE	Unidade de armazenamento de energia
$UPS$	Uninterruptible Power Supply
$v_o$	Tensão de saída do conversor (c.c. ou c.a.)
$v_{oavg}$	Média das tensões de saída
$V_o^*$	Tensão de referência do conversor (c.c. ou c.a.)

# Capítulo 1

## Introdução

---

### 1.1 Contextualização e motivação

A energia elétrica é um fator determinante para o desenvolvimento econômico e social, fornecendo meio de transformação às ações humanas [1]. Como o consumo de energia de uma sociedade está diretamente relacionado ao desenvolvimento econômico e social de sua população, um aumento nos índices de qualidade de vida acarreta elevação na demanda por energia [2]. Essa interação é o principal motivo do acentuado crescimento no consumo mundial de energia verificado nos últimos anos [1]. No Brasil, segundo informativo da Eletrobras [3], dados apontam um crescimento de 3,9% ao ano de carga do sistema elétrico, saindo de 554,6 GW, em 2013 para 817,7 GW, em 2023. Essa expansão acentuada do consumo de energia apresenta desafios ao setor elétrico como atendimento da demanda e aumento da oferta de energia com melhoria da eficiência na geração, distribuição e consumo.

No Brasil, as hidrelétricas são as principais fontes de geração de energia. Contudo, observa-se uma tendência de redução de sua participação, de 69% (2014) para 53% em 2025, atualmente verifica-se seu percentual em 60,5% [4]. Em compensação, a geração por fontes de energia eólica, no começo do ano de 2020, encontra-se em 9,06% e por fontes de energia solar em 1,46% e para 2025 a previsão é de 15,5% para essas duas fontes [4, 5]. Essa diversificação da matriz de energia, com maior penetração de renováveis não-despacháveis, traz desafios para o sistema elétrico, pois envolve a adequação e a utilização de novas tecnologias empregadas nos processos de geração, transmissão e distribuição de

energia. Além disso, incentivos financeiros de governos locais, elevadas taxas de demanda de energia e questões ambientais têm levado a muitos consumidores a adquirirem sistemas de geração distribuídas (GD) baseadas em fontes renováveis [6]. Tendo sido regulamentadas em 2012, pela Resolução Normativa 482 da ANEEL, o número de conexões de micro e minigeração<sup>1</sup> de energia no país ultrapassou as 20 mil instalações em 2018, o que representa uma potência instalada de 247,30 MW [8].

A disseminação de GDs, como a eólica e solar, pode trazer problemas ao sistema elétrico atual, uma vez que este não foi projetado para lidar com fluxos bidirecionais de energia e flutuações locais de potência. Variações de potência injetada na rede elétrica, pode levar a flutuações de tensão locais, afetando procedimentos de proteção ao promover o carregamento de linhas de distribuição/transmissão [9]. Enquanto grandes usinas são operadas para atender demandas do sistema já pré-definidas, os GDs fornecem energia de acordo com as condições climáticas (no caso da energia solar e eólica) [10].

Nesse contexto e voltando à necessidade de integração de GDs aliada com melhoria da estabilidade e da eficiência no fornecimento de energia conjugados com a redução do impacto ambiental, as microrredes ( $\mu Gs$ ) são propostas como uma solução [11, 12]. As  $\mu Gs$  compreendem sistemas de baixa tensão com GDs interconectadas com sistemas de armazenamento (*flywheels*, supercapacitor, baterias) e cargas gerenciáveis, dentro de limites elétricos claramente definidos, os quais atuam como uma única entidade controlável dentro do sistema elétrico, podendo-se conectar e desconectar da rede, permitindo operação conectada ou ilhada [12, 13, 14, 15]. Se as  $\mu Gs$  forem capazes de atender demandas locais de carga, a dependência de sistemas de transmissão em longas distâncias se tornará cada vez menor [16]. O conceito de  $\mu G$  já havia sido proposto em meados de 2001/2002 [17, 18], nas suas primeiras definições eram orientadas um pouco além de geração ilhada com gerenciamento de carga e suporte à rede elétrica. Uma década depois, sua capacidade de potência saltava de 1 MW para até 10 MW, sendo que para a década de 2020, espera-se capacidade de potência na faixa de 60 a 100 MW [14].

---

<sup>1</sup>Denomina-se microgeração distribuída a central geradora com potência instalada até 75 kW e minigeração distribuída - aquela com potência acima de 75 kW e menor ou igual a 5 MW, conectadas à rede de distribuição [7].

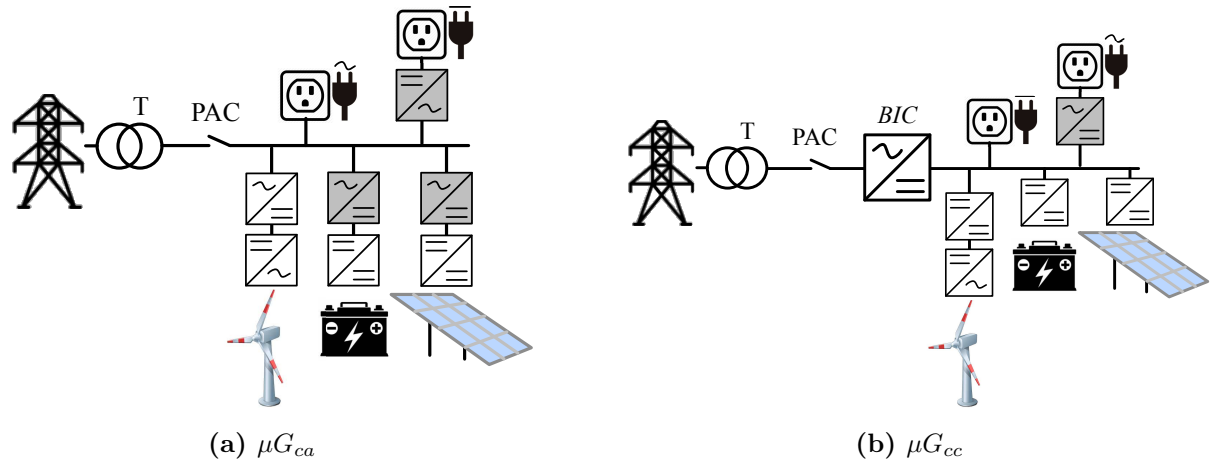


## 1.2 Microrredes c.a. e c.c.

Atualmente os sistemas que dominam a distribuição de energia são em corrente alternada (c.a.), que em relação à corrente contínua (c.c.) possui praticidade na transformação de potência em diferentes níveis de tensão, apresenta custos menores e os dispositivos de proteção são mais simples. Além disso, os sistemas atuais de distribuição são em c.a., portanto, as microrredes c.a. ( $\mu G_{ca}$ ) são amplamente pesquisadas como forma de integrar diretamente GDs ao sistema de distribuição atual com o mínimo de modificações [6, 19, 20]. Contudo, vem aumentando significativamente a presença de cargas c.c., como veículos elétricos e eletrodomésticos inteligentes, nas redes de distribuição c.a. Além disso, as GDs baseadas em fontes de energia renováveis como fotovoltaica, células combustíveis e sistemas de armazenamento em baterias possuem tensão de saída c.c., o que proporciona um amplo espaço para a aplicação de sistemas de distribuição em c.c. Embora a maioria das  $\mu G$ s sejam em c.a., aplicações de  $\mu G$  com distribuição em c.c. ( $\mu G_{cc}$ ) vêm aumentando em diversos sistemas elétricos como *data centers*, marítimos e residenciais/comerciais [11].

Em relação as  $\mu G_{ca}$ , as  $\mu G_{cc}$  possuem vantagens pela ausência de questões relativas à qualidade de energia como corrente reativa e harmônica, problemas de sincronização de fase, efeito pelicular dos condutores e diminuição de etapas de conversão c.a./c.c. para integração de cargas eletrônicas aos GDs. Com a redução desses estágios de conversão, as  $\mu G_{cc}$  podem apresentar um ganho máximo de até 15% na eficiência se comparado a uma  $\mu G_{ca}$  equivalente [11]. Por outro lado, essa configuração requer modificação drástica no sistema de distribuição atual e, conseqüentemente, o custo aumenta drasticamente [20]. Em [15] é apresentado uma discussão mais completa entre distribuição c.a. e c.c.

As Figuras 1.2a e 1.2b apresentam diagramas das estruturas simplificadas de uma  $\mu G_{ca}$  e  $\mu G_{cc}$ , respectivamente, destacando os conversores para realizar estágios adicionais de conversão. Na  $\mu G_{ca}$  o elemento de conexão com a rede elétrica é o Ponto de Acoplamento Comum (PAC), na  $\mu G_{cc}$  essa conexão é realizada, além do PAC, com o *Bidirectional Interface Converter (BIC)*. Em alguns tipos de  $\mu G_{ca}$  não isolada e sem conversor de interface, a conexão direta com a rede elétrica permite que distúrbios no sistema de distribuição afetem o barramento principal da  $\mu G$ , enquanto na  $\mu G_{cc}$ , o *BIC* desacopla o barramento do sistema de distribuição, deixando a  $\mu G$  mais robusta aos distúrbios.

Figura 1.1: Diagrama de uma  $\mu G$  c.a. e c.c.

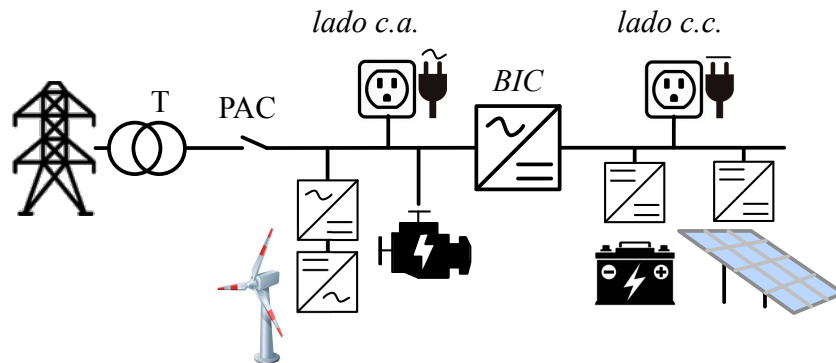
Fonte: Resultados da Pesquisa

### 1.2.1 Microrrede híbrida

Sobrepondo as vantagens das  $\mu G_{ca}$  e  $\mu G_{cc}$ , de forma isolada, surgem as microrredes híbridas ( $\mu G_h$ ), que combinam as principais vantagens dos sistemas de distribuição em c.a e c.c. As  $\mu G_h$  facilitam a integração direta de GD, sistemas de armazenamento de energia, cargas c.a. e c.c. com modificações mínimas no sistema de distribuição, reduzindo o custo total [20]. O conceito de  $\mu G_h$  é relativamente recente quando comparado ao de  $\mu G$  (2002/2001). Em termos gerais, a definição de  $\mu G_h$  é a microrrede formada por submicrorredes/barramentos c.a. e c.c. distintas(os) e interligadas(os) através de um ou mais conversores de interface entre os sistemas c.a. e c.c atuando como uma única entidade no Sistema Elétrico de Potência (SEP). A Figura 1.2 apresenta um diagrama da estrutura da  $\mu G_h$  destacando os sistemas c.a. e c.c. e a localização das cargas e GDs, conforme seu tipo de tensão, de modo a reduzir estágios de conversão.

A arquitetura e as estratégias de controle para as  $\mu G_{ca}$  e  $\mu G_{cc}$  foram extensivamente pesquisadas nas décadas de 2000 e 2010. Entretanto, as pesquisas sobre  $\mu G_h$  só tiveram aumento significativo a partir de meados de 2012 [21], onde diversos trabalhos vêm propondo arquiteturas, topologias e estratégias de controle híbridas c.c.-c.a. objetivando aumento da eficiência e confiabilidade [22]. Segundo [6, 23], pelo menos até o ano de 2015, a operação e gerenciamento de energia em  $\mu G_h$  foram pouco exploradas.

Embora as  $\mu G_h$  sejam uma solução para a integração de redes inteligentes no sistema

Figura 1.2: Estrutura de uma  $\mu G_h$ .

Fonte: Resultados da Pesquisa

de distribuição convencional, grande parte das pesquisas realizadas em  $\mu G_h$  são em torno do controle independente das submicrorredes ou barramentos c.a. e c.c., a abordagem híbrida raramente é considerada [20]. Além do mais, as revisões sobre esse tema possuem maior discussão sobre estratégias de gerenciamento de energia de um modo particular (conectada ou ilhada) [21]. Consequentemente, quase não há estudos relacionados às arquiteturas ou às topologias sobre  $\mu G_h$ s controladas como uma única entidade.

### 1.2.2 Nanorredes

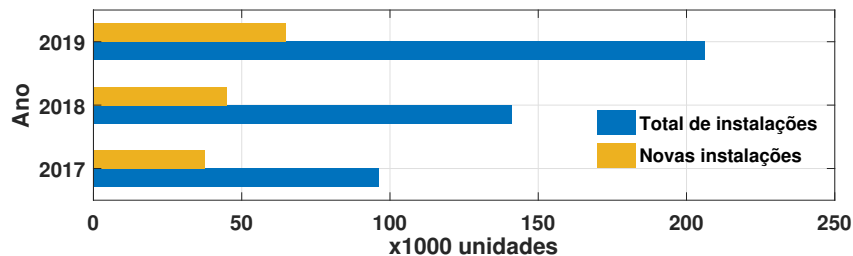
A nanorrede ( $nG$ ) é definida como um sistema de menor potência que a  $\mu G$ , ou uma própria  $\mu G$  em escala reduzida, que consiste em GD baseada em energia limpa e renovável com capacidade de potência tipicamente menor que 25 kW [24, 25]. As cargas são delimitadas numa distância máxima de 5 km das fontes geradoras [26]. Outra definição considera o propósito da  $nG$  em relação à  $\mu G$ : “Nanorredes são projetadas para satisfazer objetivos muito específicos dentro de uma microrrede, por exemplo, um bloco de cirurgia dentro de um hospital” [27].

Segundo [2], o desenvolvimento de  $nG$  para ambientes comerciais e residenciais apresenta vantagens como i) elevar os níveis de qualidade de energia oferecidos aos consumidores desses setores; ii) 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.

Outro ponto das  $nGs$  é que a geração pode ser instalada na própria estrutura da edificação nas áreas não utilizadas, por exemplo, telhados e além disso, sistemas de arma-

zenamentos residenciais estão se viabilizando comercialmente conforme mostra a Figura 1.3 que mostra o crescimento de vendas na Alemanha . Os ambientes urbanos têm potencial para o desenvolvimento intensivo de fontes fotovoltaicas. No entanto, a natureza estocástica dessa fonte permanece um problema para a integração massiva na rede elétrica. Isso resulta em flutuações de tensão e/ou frequência, aumento do conteúdo harmônico e torna difícil o despacho de carga do lado do operador do sistema [15]. Dessa maneira, em escala comercial ou residencial, a  $nG$  integrada nas áreas urbanas torna-se uma solução a essa questão, pois a energia gerada localmente também é consumida localmente. Isso descentraliza a geração do consumo, e a rede elétrica passa a ser vista como *backup* ou uma grande unidade de armazenamento de energia. Com isso, as estratégias de controle para  $nGs$  apresentam desafios como gerenciamento de potência e nível de tensão nos sistemas c.a. e c.c., partilhamento de potência e equalização de estados de carga entre as unidades de armazenamento de energia de forma distribuída.

**Figura 1.3: Total de instalações de sistema residencial de baterias na Alemanha.**



Fonte: Adaptado de [28].

Na literatura, muitos conceitos definidos de  $\mu G$  podem ser estendidos para as  $nG$ , diferindo apenas em níveis de potência, tensão, área de abrangência e propósito de operação, portanto, ao longo desse trabalho não haverá distinção entre  $\mu G$  e  $nG$ , a não ser quando for especificado.

### 1.3 Objetivos do trabalho de tese

O objetivo geral deste trabalho de doutorado é propor uma estrutura de controle para nanorrede híbrida que possibilite as operações ilhada e conectada ao sistema, com transição suave entre elas e que possibilite a coordenação dos seus recursos energéticos. A partir desse objetivo geral é possível destacar os objetivos específicos desta tese de

doutorado:

- Propor uma estrutura de nanorrede híbrida residencial/comercial;
- Estudo e implementação de uma sistema de comunicação entre os conversores que compõe a nanorrede;
- Estudo e análise da influência da resistência equivalente de linha no partilhamento proporcional de potência/carga;
- Estudo e implementação de técnica de controle para ilhamento, ressincronização e reconexão com a rede elétrica;
- Propor estratégias de controle distribuído para restauração de tensão e correção de partilhamento de potência em sistemas c.c.;

## 1.4 Metodologia

A fim de alcançar os objetivos elencados para esta tese de doutorado, foi desenvolvido um protótipo de nanorrede híbrida com capacidade de potência de 4,2  $kW$  e a metodologia empregada compreende:

- Estudo e desenvolvimento do protótipo da nanorrede;
- Estudo e desenvolvimento de emuladores para unidade de armazenamento de energia e gerador distribuído;
- Estudo e revisão das técnicas de controle para operação paralela de conversores nos barramentos c.a. e c.c. e sua implementação;
- Implementação do elemento central na comunicação que permita a função *datalogger*, controle centralizado e supervisorio;
- Estudo e revisão dos tipos de microrredes híbridas c.a.-c.c. presentes na literatura e estabelecendo propriedades em comum;

## 1.5 Contribuições do trabalho

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho de tese, buscou-se estudar cada um dos elementos que compõe a nanorrede, buscando estabelecer técnicas de controle que corrijam desvios de tensão provocados pelo controle empregado no compartilhamento de potência/carga, principalmente no lado c.c. Além disso, verificou-se questões relativas à comunicação tais como frequência do envio de mensagens e influência dos atrasos na comunicação, a característica *plug-and-play*, que é desejável em aplicações de microrrede. Com isso, o trabalho de tese resultou em contribuições para o controle secundário, e através do protótipo permitiu-se obter uma plataforma flexível para validações experimentais de estudos relacionados à microrredes. As contribuições principais do trabalho podem ser enumeradas da seguinte forma:

- **Contribuições ao laboratório do GEP:**

- I- Desenvolvimento dos principais conversores que compõe a nanorrede (*BIC*, *ESC* e *RRC*);
- II- Desenvolvimento de conversor regenerativo para emular unidade de armazenamento de energia, permitindo estudos relativos ao compartilhamento de potência e equalização de estado de carga;
- III- Desenvolvimento de conversor para emular um gerador distribuído, permitindo sintetizar curvas de geração diária;
- IV- Desenvolvimento do sistema de comunicação com definição do protocolo e formato das mensagens;
- V- Desenvolvimento do protótipo experimental da nanorrede híbrida com capacidade de operar isolada e conectada à rede elétrica.

- **Contribuições científicas:**

- I- Classificação para as microrredes híbridas c.a.-c.c. considerando diversos aspectos;
- II- Proposta inédita de técnica de controle secundário em sistemas c.c. para correções do desvio de tensão e compartilhamento de potência baseada em algoritmo

consenso;

- III- Proposta inédita de técnica de controle secundário para correções do desvio de tensão (em sistema c.c.) e partilhamento de potência (sistema híbrido) baseada em algoritmo consenso e com a característica *plug-and-play*;
- IV- Proposta de técnica para equalização de estado de carga entre as baterias do sistema c.c.;
- V- Proposta de técnica para auto-sincronização de envios de mensagens em redes de comunicação CAN.

Algumas dessas contribuições resultaram em trabalhos técnico-científico que foram publicados em periódico indexado e outros encontram-se em avaliação. Na presente data, os trabalhos enviados para periódicos e que se encontram em avaliação são:

1. “Model-Free Energy Management System for Hybrid AC/DC Microgrids,” submetido para IEEE Transactions on Industrial Electronics em agosto/2019
2. “An improved voltage-shifting strategy to attain concomitant accurate power sharing and voltage restoration in droop-controlled dc microgrids,” submetido para IEEE Transactions on Power Electronics em setembro/2019

Os trabalhos publicados até o momento são:

1. T. R. Oliveira, **W. W. A. G. Silva**, S. I. Seleme and P. F. Donoso-Garcia, “PLL-Based Feed-Forward Control to Attenuate Low-Frequency Common-Mode Voltages in Transformerless LVDC Systems,” in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 3, pp. 3151-3159, May-June 2019.
2. **W. W. Silva**, T. R. Oliveira and P. F. Donoso-Garcia, “Hybrid distributed & decentralized secondary control strategy to attain accurate power sharing and improved voltage restoration in dc microgrids,” in IEEE Transactions on Power Electronics. *Aceito para publicação*

## 1.6 Organização da tese

A presente tese de doutorado está dividida em sete capítulos e três apêndices. O primeiro capítulo introduz o contexto em que o trabalho está inserido, apresentado os conceitos de microrrede e nanorrede bem como a motivação e relevância do mesmo, seguido dos objetivos gerais e específicos do projeto. No segundo capítulo é apresentado os principais tipos de microrredes híbridas presentes na literatura, sendo discutido os elementos principais que a compõe e, no final, é apresentado o diagrama do protótipo da nanorrede híbrida desenvolvida. O terceiro capítulo aborda as técnicas de controle empregadas em microrrede, o modo de operação (conectada ou ilhada) e a transição entre esses modos. No quarto capítulo é discutido o problema do desvio de tensão e partilhamento de potência em sistemas c.c., sendo apresentado as principais técnicas de controle na literatura e as técnicas propostas nesta tese para mitigação desses problemas. Além disso, os resultados de simulações e experimentais das técnicas propostas são apresentados. O quinto capítulo apresenta o projeto das estruturas de controle utilizadas em cada conversor da nanorrede, sendo apresentado também resultados de simulações e experimentais da nanorrede operando conectada e ilhada, bem como a transição entre esses modos. No sexto capítulo é discutido as abordagens para equalização do estado de carga das baterias, bem como a técnica proposta. As conclusões finais e propostas de continuidade do trabalho são apresentadas no capítulo sete. O desenvolvimento do sistema de comunicação é descrito no apêndice A e no apêndice B são apresentadas imagens e formas de onda dos conversores que compõe a nanorrede.



# Capítulo 2

## Tipos de microrredes híbrida e seus elementos

---

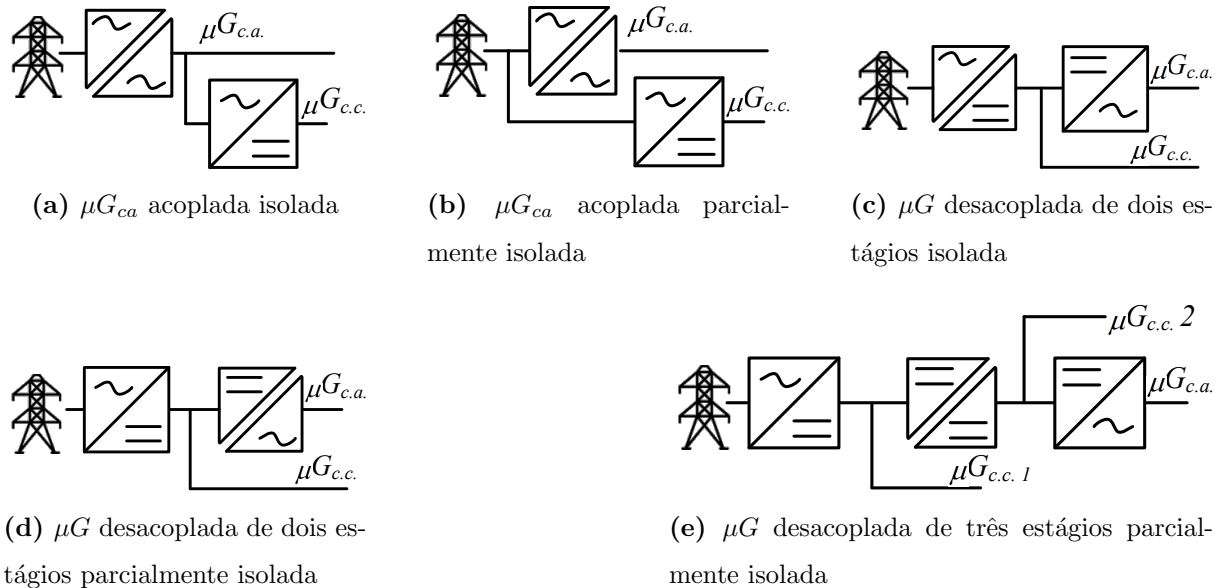
Neste capítulo serão apresentadas as topologias de microrredes híbridas ( $\mu G_h$ ) encontradas na literatura, sendo destacados os elementos básicos que as compõem. Inicialmente são apresentadas as classificações utilizadas em alguns trabalhos que revisam as topologias de  $\mu G_h$  e, então é apresentado o método de categorização adotado neste trabalho. As principais topologias de conversores que compõem os elementos da  $\mu G_h$  são apresentadas e discutidas, bem como a estrutura de controle e o sistema de comunicação com a tecnologia empregada. Além disso, é demonstrado o diagrama completo do protótipo experimental da  $nG_h$  desenvolvido.

### 2.1 Introdução

Diversas configurações de  $\mu G_h$  são encontradas na literatura e são diferenciadas pela interconexão entre as sub-redes c.a. e c.c. com a rede elétrica principal. Em [20] as arquiteturas são agrupadas em duas categorias: i) c.a. acoplada - quando a sub-rede c.a. é conectada diretamente ou por transformador à rede principal; ii) c.a. desacoplada - quando há os estágios de conversão c.a./c.c. e c.c./c.a., sendo subdivididas nos estágios completamente ou parcialmente isolado, como apresentado na Figura 2.1. Em [21] a classificação das  $\mu G_h$  é baseada na quantidade de sub-redes/submicrorredes c.a. e c.c. interconectadas pelo *Bidirectional Interface Converter (BIC)*, possuindo três grupos: i) convencional, onde há apenas uma sub-rede/submicrorrede de cada tipo (c.c. e c.a.); ii)

multi-microrrede quando há mais de uma sub-rede/submicrorrede do mesmo tipo e cada uma conectada pelo seu respectivo *BIC*; iii) microrrede baseada em transformador de estado sólido (*Solida State Transformer SST*). Em [23] a definição de  $\mu G_h$  refere-se a  $\mu G$  que contém fontes e cargas c.a. e c.c. e dependendo de como essas estão conectadas aos seus respectivos barramentos e de como esses estão configurados, a  $\mu G_h$  é então classificada em: c.a.-acoplada, c.c.-acoplada e c.a.-c.c.-acoplada.

Figura 2.1: Classificação da  $\mu G_h$  conforme a conexão à rede elétrica.



Fonte: Resultados da Pesquisa

As classificações anteriores não consideram as funções do *BIC* entre os sistemas c.c. e c.a. como: controle de fluxo de potência, formador de rede nos barramentos e suporte aos conversores formadores de rede. Portanto, neste trabalho as  $\mu G_h$  são identificadas conforme as seguintes definições:

- Arquitetura: se refere quando há ou não barramentos do mesmo tipo (c.c. ou c.a.) em paralelo, sendo mono-rede ou multi-rede;
- Função: se refere ao modo primário de operação do conversor *BIC* entre os sistemas c.c. e c.a., sendo autônoma (quando os barramentos operam de forma autônoma do *BIC*, que controla apenas o fluxo de potência) ou dependente (quando a operação de um dos barramentos depende do *BIC* para formar a rede);

- Estrutura: se refere como as unidades de armazenamento de energia (UAEs) e os geradores distribuídos (GDs) são conectados aos barramentos, sendo homogênea quando conectadas somente em uma das sub-rede conforme a característica da tensão de saída (c.c. ou c.a.) e heterogênea quando conectadas em ambas sub-redes, independente da característica da tensão de saída.

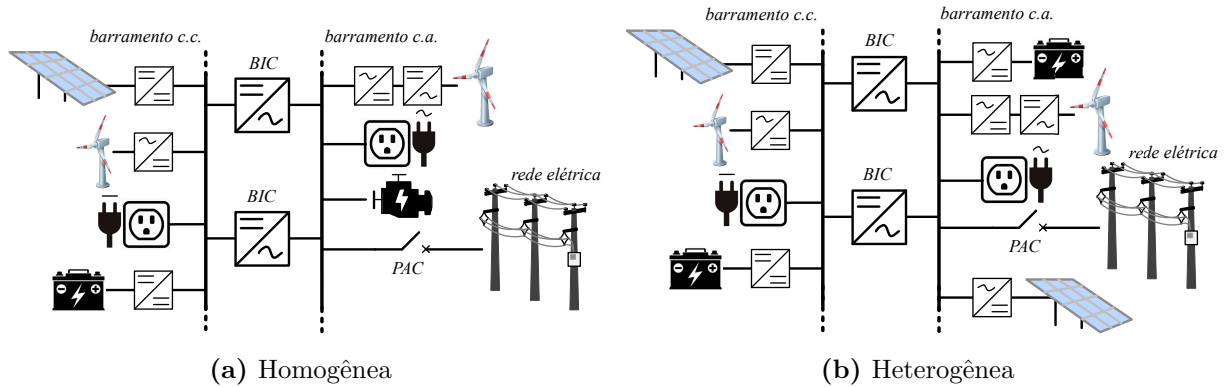
## 2.2 Tipos de microrredes híbridas

A arquitetura da  $\mu G_h$  mono-rede autônoma e homogênea é representada pelo seu diagrama na Figura 2.2a [29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40]. Essa  $\mu G_h$  é a mais comum na literatura, sendo empregada com as fontes e cargas c.a. e c.c. conectadas aos seus respectivos barramentos. A função primária do *BIC* é o fluxo de potência controlado entre os sistemas c.a. e c.c. e pode haver mais de um *BIC* para redundância ou aumento de capacidade de fluxo de potência. A característica dessa  $\mu G_h$  é que cada barramento pode operar de forma autônoma tanto em modo ilhado quanto conectado à rede elétrica e, comumente, os GDs e as UAEs operam como formadores de rede simultaneamente sendo que as UAEs compensam o desbalanço entre carga/geração do barramento. Em [41] os *BICs*, além do controle de potência, são capazes de operar com modo de suporte a  $\mu G_{ca}$  ou  $\mu G_{cc}$  quando os conversores formadores de rede não forem capazes de manter a estabilidade da tensão do barramento. A estrutura homogênea melhora a eficiência global e reduz o custo do sistema devido a diminuição de estágios de conversão nas fontes e cargas dos barramentos c.a. e c.c. [23].

O diagrama da  $\mu G_h$  mono-rede autônoma heterogênea é apresentado na Figura 2.2b [19, 42, 43] e difere das anteriores por apresentar GD e UAE com característica c.c. em barramento c.a. Esse arranjo tem a característica principal de mitigar o efeito estocástico da geração baseada em fontes renováveis, seja ela fotovoltaica ou eólica, e balanceamento de carga/geração no próprio barramento, minimizando o fluxo de potência pelo *BIC*.

A Figura 2.3 apresenta o diagrama de um exemplo de  $\mu G_h$  multi-rede autônoma. Esse tipo é caracterizado por apresentar barramentos do mesmo sistema em paralelo e, como consequência, mais de um conversor *BIC*. O emprego desse arranjo é normalmente utilizado para atender uma necessidade específica, por exemplo, um barramento c.c. só para

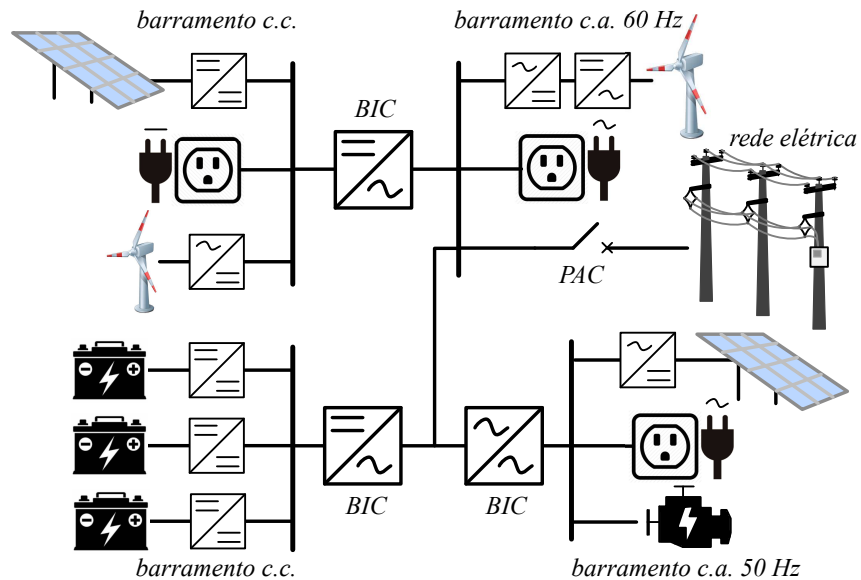
Figura 2.2:  $\mu G_h$  mono-rede autônoma.



Fonte: Resultados da Pesquisa

conexão de UAEs [44], barramento c.a. com frequência diferente da rede c.a. principal [45]. Em [46, 47] a configuração multi-rede autônoma é utilizada apenas para agregar um conjunto de submicrorredes c.a. e c.c. a um barramento comum, que pode ser selecionado a rede elétrica principal ou um barramento interno para operação ilhada da rede elétrica.

Figura 2.3:  $\mu G_h$  multi-rede autônoma.

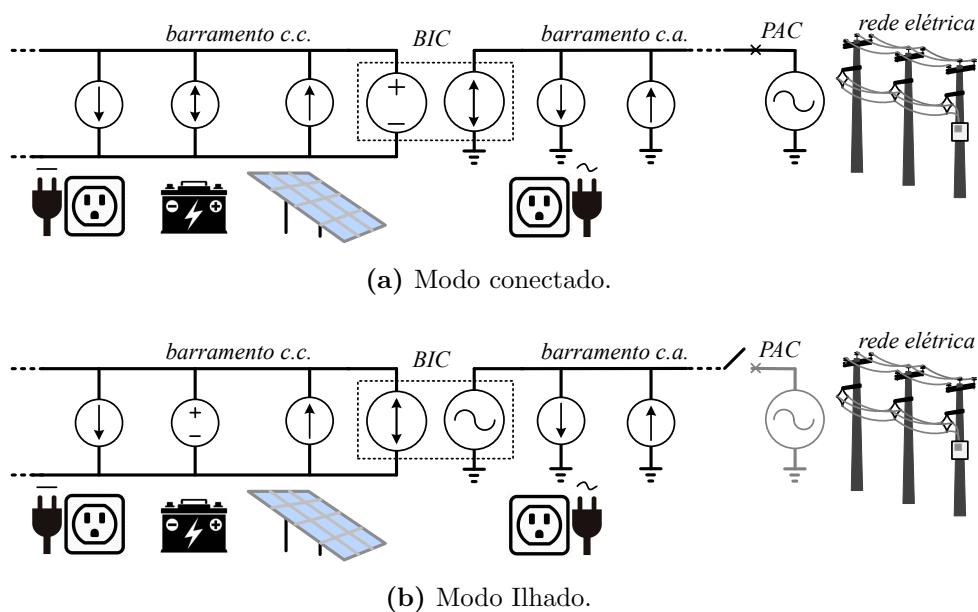


Fonte: Resultados da Pesquisa

A  $\mu G_h$  mono-rede dependente [6, 48, 49, 50] possui a estrutura semelhante à mono-rede autônoma, Figura 2.2, tendo como diferença a função primária do conversor *BIC*. Nessa  $\mu G_h$  o *BIC* é o principal formador de rede no lado c.c. quando o sistema está operando conectado à rede elétrica, conforme a Figura 2.4a, e o principal formador de rede no

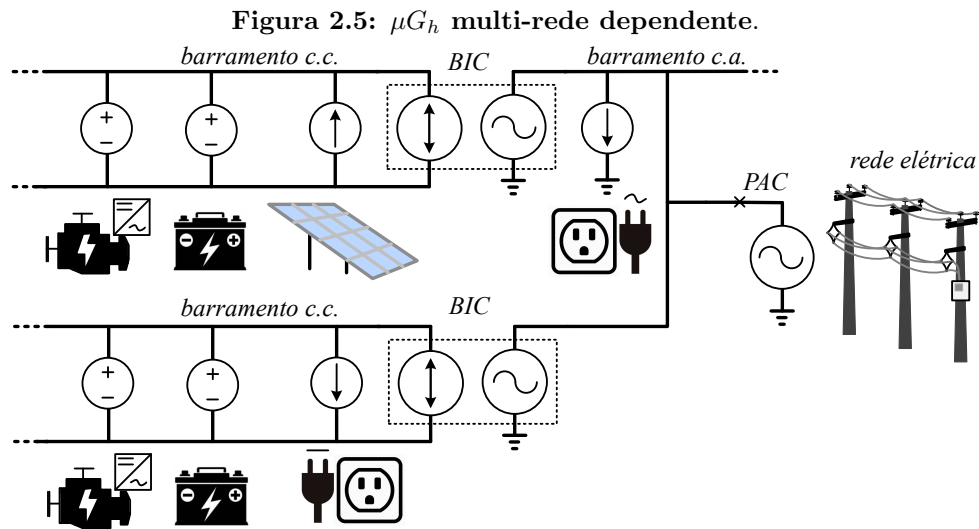
lado c.a. quando operando ilhado, conforme a Figura 2.4b. O fluxo de potência entre os sistemas c.c. e c.a. é regulado pelo balanço entre carga e geração em cada barramento. Hart *et al.* [51] utiliza a  $\mu G_h$  multi-rede dependente, Figura 2.5, com o conversor *BIC* no modo seguidor de rede no lado c.c. e no lado c.a., modo suporte à rede, mesmo operando conectado à rede principal. Essa aplicação tem a finalidade de suporte aos barramentos para que a dinâmica não linear de ordem reduzida nas sub-redes c.a. e c.c. permaneçam “bem comportadas” durante grandes distúrbios na rede c.a. Radwan *et al.* [52] utiliza essa tipo de  $\mu G_h$  para analisar a estabilidade da  $\mu G$  e para isso é considerado a capacidade de regulação dos barramentos pelos conversores *BICs* com geração e sistema de armazenamento, conectados ao lado c.c.

Figura 2.4:  $\mu G_h$  mono-rede dependente.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Em [53, 54] é apresentada uma variação do tipo multi-rede dependente homogênea, onde a estrutura dos barramentos c.c. e c.a. são interconectados em níveis hierárquicos, conforme mostra a Figura 2.6. Nessa configuração um conjunto diversificado de GDs e UAEs são agregados apenas aos barramentos c.c. (primeiro nível) por conversores c.c./c.c. ou c.a./c.c. Uma vantagem dessa configuração é isolar as unidades de GDs e UAEs dos níveis superiores no que diz respeito à potência reativa e equilíbrio de carga, permitindo somente o compartilhamento de potência ativa entre as unidades [53]. Os barramentos



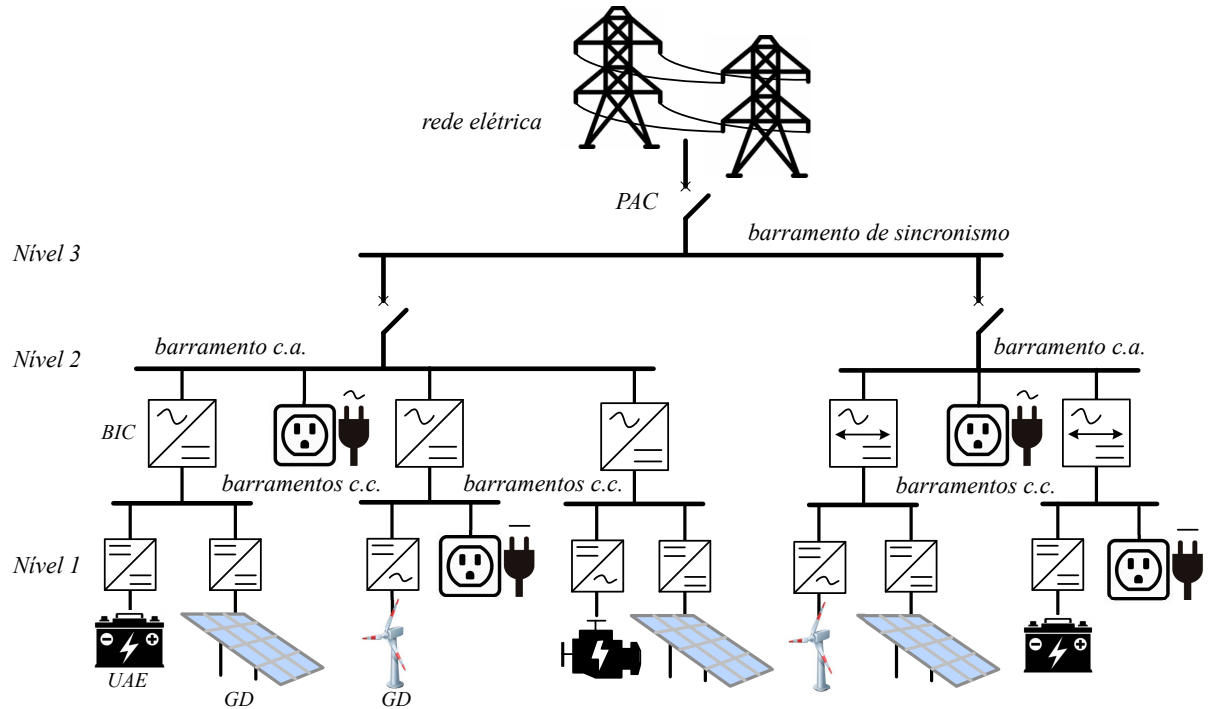
Fonte: Resultados da Pesquisa

c.c. são conectados aos respectivos barramentos c.a. através dos *BICs*, formando o segundo nível. Esses barramentos c.a. são conectados a outro barramento c.a. denominado síncrono onde encontra-se o Ponto de Acoplamento Comum (*PAC*) formando o terceiro nível. O barramento síncrono, além de conter disjuntores para proteção e ilhamento é responsável por manter a qualidade da energia (frequência, tensão e fornecimento de potência reativa e harmônicos) dentro de sua área. Nessa estrutura as cargas são conectadas aos seus respectivos barramentos conforme o tipo (c.c. ou c.a.), os *GDs* e as *UAEs* são conectadas apenas aos barramentos c.c.

### 2.3 *Bidirectional Interface Converter - BIC*

O *BIC* atua como um retificador ou um inversor, dependendo do fluxo de potência necessário a cada instante entre os barramentos c.c. e c.a. Na função autônoma, o controle do fluxo de potência pode ser diferente do balanço entre carga e geração. Alguns modos de operação de suporte à rede como compensação de corrente reativa, mitigação de harmônicos, gerenciamento de desequilíbrios de potência e tensão entre fases, podem ser empregados [21]. Dessa forma, cada barramento deve conter um conversor formador de rede que comumente utilizam-se os conversores de conexão com o sistema de armazenamento de energia (*Energy Storage Converter - ESC*), e/ou de conexão com sistema de geração distribuída (*Renewable Resource Converter - RRC*).

Figura 2.6:  $\mu G_h$  multi-rede hierárquica dependente.



Fonte: Resultados da Pesquisa

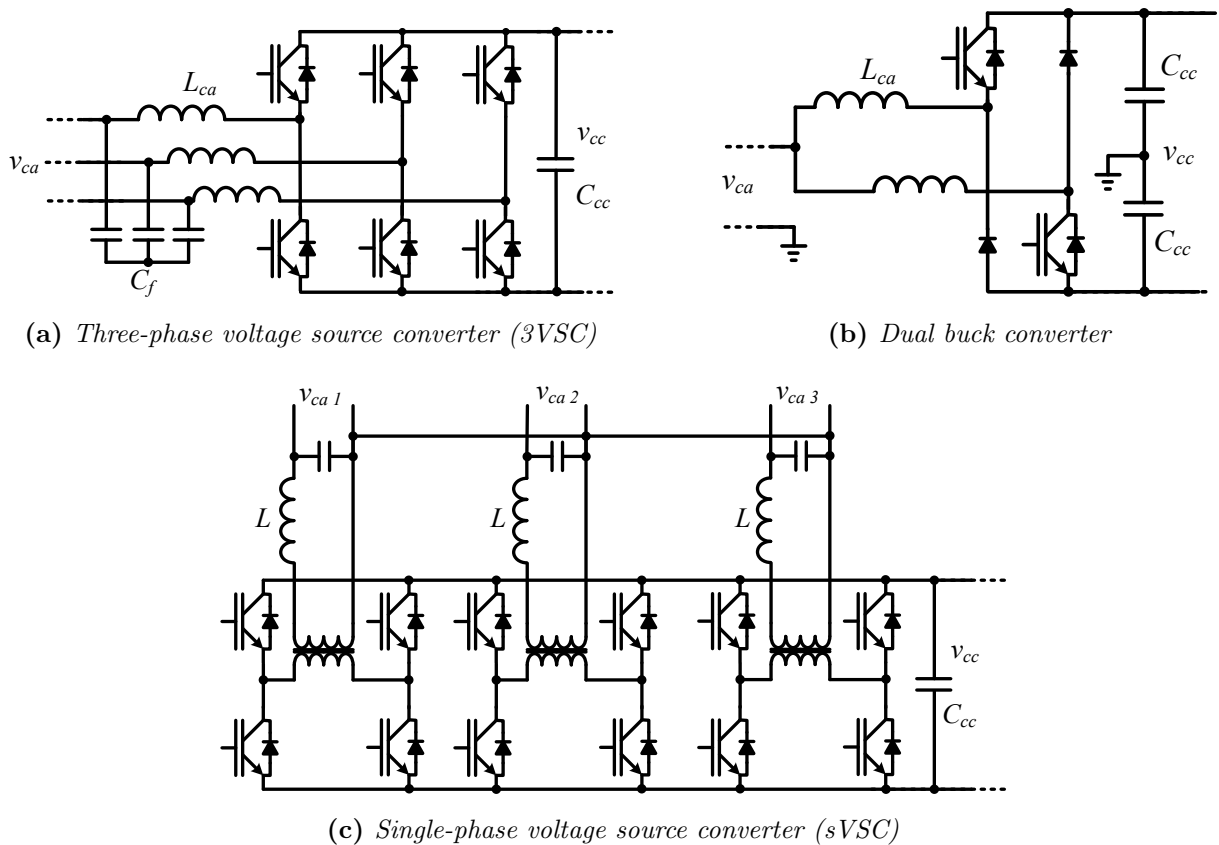
Na função dependente, o *BIC* controla a tensão do barramento c.c. quando a  $\mu G_h$  está conectada à rede elétrica [23]. Nessa situação sua capacidade de potência pode ficar restrita somente ao fluxo de potência ativa, limitando ou impossibilitando operações de suporte à rede. Na operação isolada da rede, ele atua regulando o barramento c.a. [35]. Portanto, o *BIC* irá requerer mais coordenação para o controle de tensão (c.c. ou c.a.) e potência.

Diversas topologias de conversores podem atuar como *BIC* para facilitar o fluxo de potência entre os barramentos c.c. e c.a., para tanto, a escolha da topologia dependerá principalmente dos objetivos de controle [21]. Em [2, 55] são estudadas topologias de conversores para o *BIC*, sendo mais comum as de estágio único e duplo de conversão.

A Figura 2.7a apresenta o *BIC* de estágio único de conversão empregado em [19, 36, 37, 41, 45, 56] e a Figura 2.7b em [57]. Chandrasena *et al.* em [6] e Majumder em [58] expandem o *BIC* através de paralelismo de inversores monofásicos, Figura 2.7c, formando uma arquitetura multi-rede. Nessa aplicação, embora o *BIC* possa ser conectado a um barramento c.a. trifásico, caracterizando uma mono-rede, cada fase é tratada como um barramento c.a. distinto. Essas configurações apresentam vantagens como integração

flexível em arquitetura de  $\mu G_h$  multi-rede c.a., maior eficiência de conversão do que as topologias de duplo estágio. Contudo, empregam capacitores no barramento c.c. de elevada capacitância para reduzir o *ripple* da tensão senoidal retificada [59]. Além disso, a maioria dessas topologias são baseadas em conversores do tipo *boost*, tornando necessária a adição de proteção contra curto-circuitos no lado c.c. e a tensão neste deve ser maior que a tensão de pico do barramento c.a.

Figura 2.7: *BIC* de estágio único de conversão.



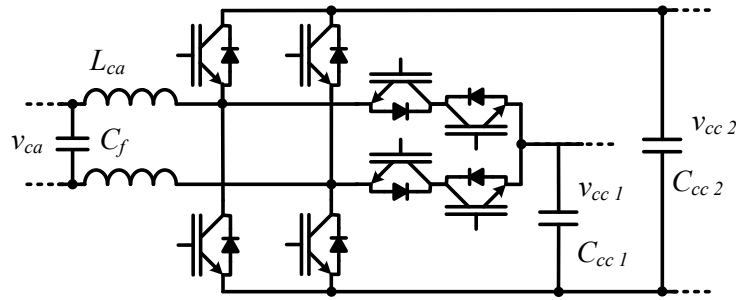
Fonte: Resultados da Pesquisa

Wu *et. al* em [60] propõe o *BIC* de estágio único com dupla saída c.c. baseado em células de conversores multinível. Essa topologia, apresentada na Figura 2.8, tem a característica de possuir estágio de potência reduzido, melhorando a eficiência sobre a conversão c.a./c.c., e ter dupla interface para barramentos c.c.. Contudo, a modulação é mais complexa em relação às topologias anteriores.

Topologias de *BIC* em duplo estágio de conversão têm como característica o barramento c.c. intermediário (*dc interlink*) de maior tensão, onde são interconectados os está-



Figura 2.8: *BIC* de estágio único de conversão e dupla saída c.c.



Fonte: Resultados da Pesquisa

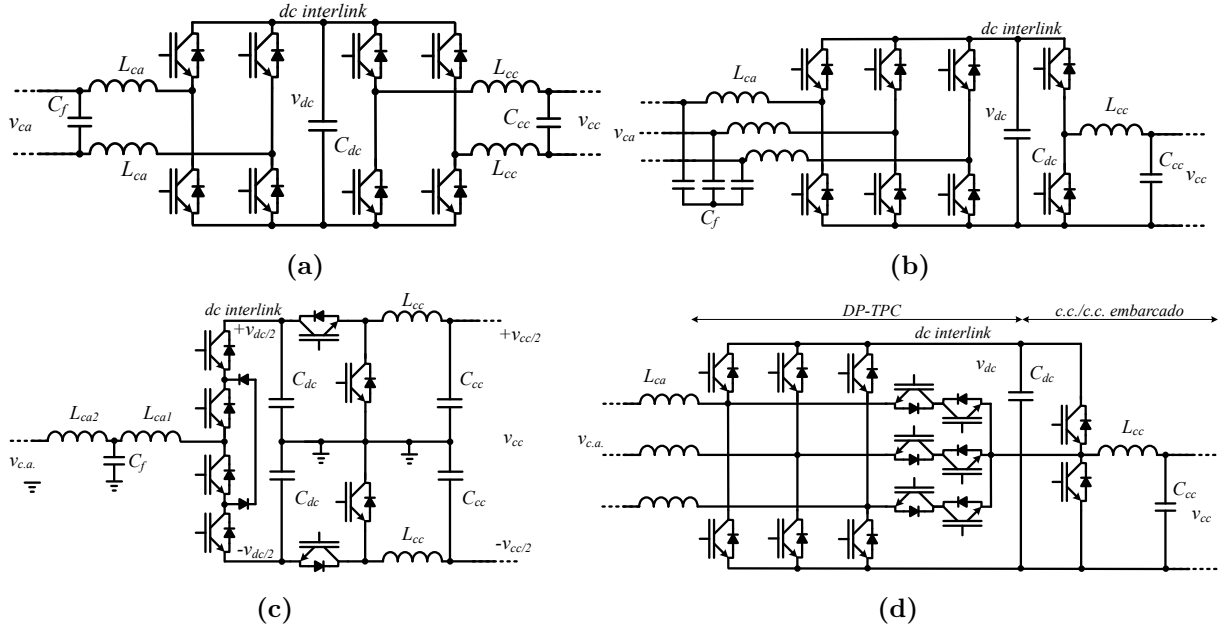
gios c.a./c.c. e c.c./c.c. Isso permite a redução do banco capacitivo, desacoplamento das dinâmicas entre os lados c.c. e c.a., possibilitando manter o funcionamento do sistema, mesmo durante condições precárias de operação da rede de distribuição. O desacoplamento, promovido pelo *dc interlink*, possibilita maior grau de liberdade no controle de modo que o primeiro estágio se ocuparia da interface com a rede elétrica e o segundo, gerenciaria a interface com o barramento c.c. [2, 21].

Oliveira em [2] e Chen *et al.* em [61] empregam o conversor de estágio duplo na configuração *back-to-back*, conforme a Figura 2.9a, em [32, 44] o estágio c.c./c.c. é em meia-ponte, Figura 2.9b. Bolzon [55] utiliza a topologia NPC, Figura 2.9c, para controlar a tensão de modo comum nos polos do barramento c.c. de modo a permitir o projeto de sistemas de proteção e de aterramento com menor complexidade e maior confiabilidade. Wang *et al.* em [62, 63] utiliza a topologia *DP-TPC* (*Dual-dc-Port Three-Phase dc-ac Converter*) com estágio c.c./c.c. embarcado, Figura 2.9d, para melhorar a eficiência do estágio c.a./c.c. formando um *quasi BIC* de estágio único, contudo o desempenho do conversor é altamente dependente da estratégia de modulação e essa é muito mais complexa que a modulação utilizada em sistemas de conversão c.a./c.c. [62].

Um detalhe particular dos *BICs* de estágio duplo é a formação inerente da arquitetura multi-rede c.c. quando há paralelismo de estágios c.c./c.c. Nessa condição, o *dc interlink* passa a ser o barramento c.c. principal e o conversor *BIC* é reduzido ao estágio único de conversão. Wang *et al.* [44] utiliza essa particularidade ao conectar todas as UAEs ao *dc interlink* formando uma  $\mu G_h$  c.a.-c.c.-a.d. (armazenamento distribuído).

A utilização de *BIC* com isolamento galvânica tem a característica de aumentar a segurança do sistema, prevenindo a injeção de corrente com componente c.c. na rede elétrica,

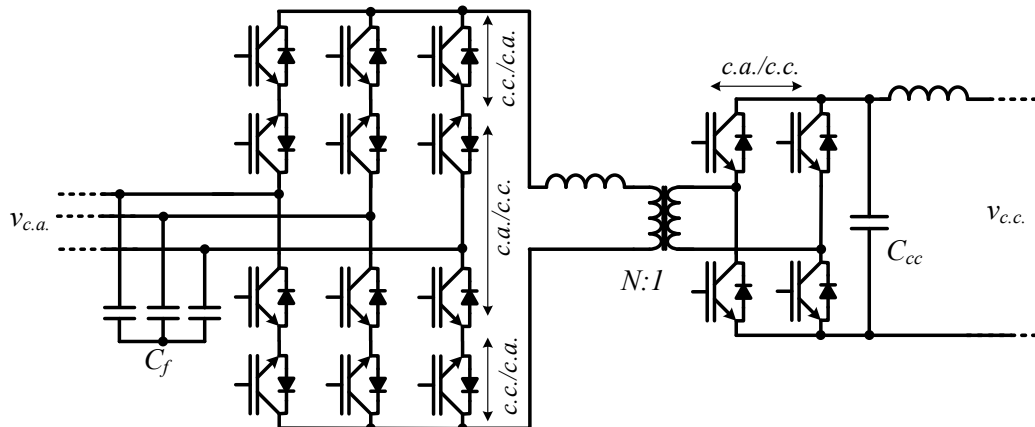
Figura 2.9: BIC de estágio duplo de conversão.



Fonte: Resultados da Pesquisa

e adequar o nível de tensão entre o barramento c.c. e a rede c.a. [64]. A utilização de transformadores de alta frequência permite alcançar elevada densidade de potência em relação à utilização de transformador de baixa frequência. Todavia, topologias isoladas têm a desvantagem de empregar múltiplos estágios de conversão, sendo c.a./c.c./c.a. para o fluxo de potência entre a rede c.a. e o primário do transformador e c.a./c.c. para fluxo de potência entre o secundário e o barramento c.c. A Figura 2.10 o diagrama do *high-frequency link matrix converter (HFLMC)* empregado como BIC em [64].

Figura 2.10: BIC isolado com transformador de alta frequência.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Outro ponto sobre os *BICs* é a legislação para conexão com a rede elétrica. No Brasil, as condições, critérios técnicos e operacionais de acesso ao sistema de distribuição são regidos pelo Módulo 3 do PRODIST [65]. A conexão da microgeração distribuída para potências de até 10 kW deve ser em baixa tensão podendo ser na rede monofásica ( $127 V_{rms}$ ), bifásica ( $220 V_{rms}$ ) ou trifásica ( $220 V_{rms}$ ), dispensando o uso de transformador de acoplamento [65].

## 2.4 Unidades de armazenamento de energia - UAEs

A disponibilidade dos recursos renováveis utilizados para geração de energia da  $\mu G$  possui características intermitente e estocásticas [66]. Além disso, as cargas também são variáveis, portanto, desbalanço entre geração e demanda são frequentes. Para contornar esse desbalanço são utilizadas UAEs, que na sua maioria possuem bancos de baterias ou supercapacitores como elemento acumulador [67].

O armazenamento de energia é imprescindível em  $\mu Gs$  que operam ilhadas da rede principal. Nas que operam conectadas à rede elétrica, as UAEs podem ser dispensadas, já que o déficit ou excedente de geração pode ser compensado pela própria rede. Entretanto, se a  $\mu G$  está inserida em um prédio ou região que almeja energia líquida zero (*net zero energy buildings*) é importante a utilização de UAEs para garantir autonomia suficiente no caso de baixa geração em relação à carga [67]. Além disso, as UAEs permitem uma operação econômica da  $\mu G$  quando sua tarifação de energia é horosazonal<sup>1</sup>, pois com função autônoma do *BIC*, pode-se controlar a potência demandada da rede em horário de tarifação mais cara. Isso permite uma abordagem sobre as possibilidades do uso da energia do ponto de vista econômico: utilizar a energia gerada localmente para equilibrar geração/carga; utilizar energia armazenada para suprir carga, exportar energia armazenada para rede [69].

A instalação de UAEs nas  $\mu Gs$  pode ser centralizada, Figura 2.11a, distribuída de forma homogênea, Figura 2.11b, ou heterogênea, Figura 2.11c. Na configuração centralizada, as UAEs são instaladas no mesmo ponto de acesso ao barramento c.c., isso diminui ou até elimina o desbalanceamento de potência entre as UAEs causado pela impedância

---

<sup>1</sup>Estrutura tarifária caracterizada pela aplicação de tarifas diferenciadas de consumo de energia elétrica e de demanda de potência de acordo com as horas de utilização do dia e dos períodos do ano [68]

equivalente do barramento e, como consequência, simplifica a estrutura de controle pela não necessidade de correção de partilhamento de potência. Todavia, esse tipo de instalação sujeita toda a  $\mu G$  a um único ponto de falha (*Single Point of Failure - SPoF*) caso alguma secção do barramento precise ser isolada. Além disso, dependendo da localização das cargas e UAES, pode haver maior fluxo de corrente através do barramento. As instalações distribuídas apresentam melhor benefício por estarem mais próximas das fontes e cargas, diminuindo o risco de *SPoF*. Contudo estão mais sujeitas a desbalanço de potência entre si, o que necessita de controle para correção do partilhamento de potência.

A UAE é constituída de duas partes: gerenciamento de carga e sistema de conversão de potência. O sistema de gerenciamento de carga é responsável por monitorar o estado de carga (*State of Charge - SoC*) de cada UAE, bem como balancear o *SoC* entre as baterias. É importante que os *SoC* estejam balanceados, pois, diferenças entre eles podem ocasionar sobrecargas, sub-cargas ou sobreuso nas baterias levando a redução da vida útil [67, 70].

O sistema de conversão de potência (*Energy Storage Converter - ESC*) é utilizado para regular a tensão e corrente de saída das UAES nos processos de carga, descarga e flutuação. Para isso são utilizados os conversores bidirecionais c.a./c.c. (UAES heterogênea) ou c.c./c.c. (UAES homogênea) e esses são divididos em dois grandes grupos: isolados e não isolados. As topologias não isoladas transferem a energia sem isolamento magnético e possuem configuração mais simples. Topologias isoladas, basicamente, convertem a tensão c.c. em uma tensão c.a. que passa através do transformador de alta frequência e depois é retificada para um sinal c.c. O ganho de tensão nessa topologia é geralmente superior a topologia não isolado devido à relação entre as espiras do primário e secundário ( $n = N_1/N_2$ ) do transformador. Em [71, 72] é realizada uma revisão das topologias bidirecionais c.c./c.c., bem como esquemas de controle.

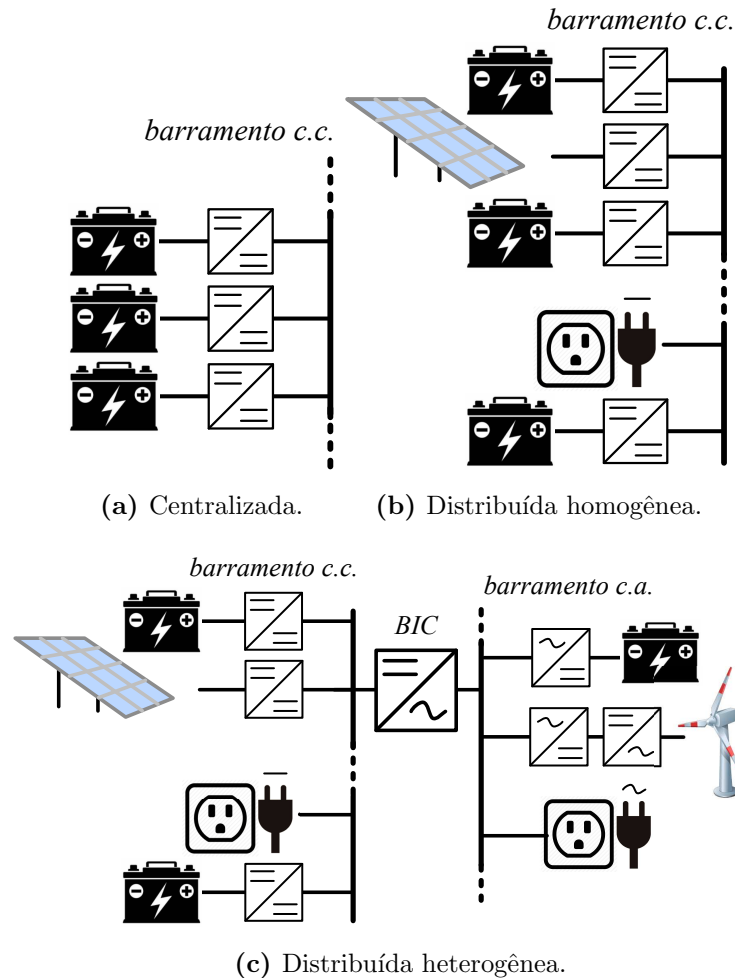
Outro ponto de análise sobre as UAES é o nível de tensão do banco de baterias, que será um fator-chave para definir a topologia do *ESC*. Para UAES com alta capacidade de potência, por exemplo, acima de 5 kW, o banco de baterias é definido em alta tensão<sup>2,3</sup>, ao passo que para aplicações de baixa potência, por exemplo, menores que 5 kW, tensões como 12 V, 24 V, 36 V e 48 V são normalmente empregadas devido à maior confiabilidade e menor custo [74, 75].

---

<sup>2</sup>Em aplicações automotivas, níveis de tensão superiores a 60 V são definidas como alta tensão [73].

<sup>3</sup>Alta tensão corresponde a níveis de tensão entre 200 V e 300 V para aplicações em GD [74].

Figura 2.11: Configurações das UAEs nos barramentos.



Fonte: Resultados da Pesquisa

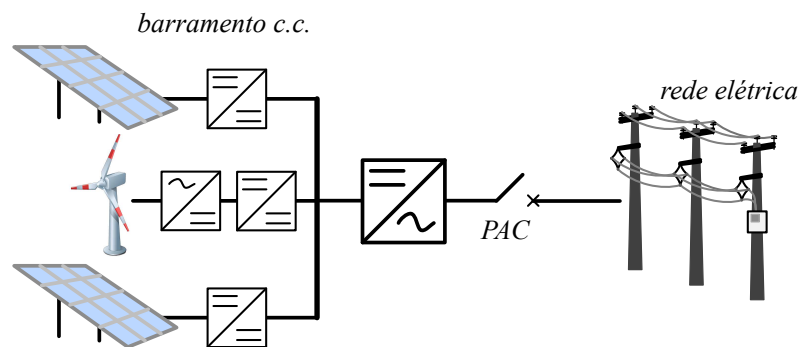
## 2.5 Geração distribuída - GD

A GD corresponde à geração elétrica realizada junta ou próxima do(s) consumidor(es) independentemente da potência, tecnologia e fonte de energia [76]. Em ambientes de  $\mu Gs$ , a GD é composta, geralmente, por fontes renováveis como fotovoltaica, eólica e células combustíveis por terem baixa emissão de poluentes, serem abundantes e demandarem menos estrutura para instalação.

Como estas fontes possuem geração não-despachável e intermitente por fatores climáticos, o emprego de uma única fonte em uma microrrede pode tornar o sistema mais vulnerável e demandar um maior emprego de unidades de armazenamento. Uma alternativa muito utilizada é a diversificação das fontes, combinando duas ou mais fontes de

geração que possuam perfis de geração complementares, assim quando uma não estiver plenamente disponível, outras poderão compensá-la ou complementá-la [77]. Em [78] é utilizada uma geração combinada de fotovoltaica e eólica com turbina de gerador síncrono de ímã permanente (*Permanent Magnet Synchronous Generators - PMSG*), interligadas ao barramento c.c., Figura 2.12. Nessa aplicação, a combinação permite aumento da garantia de geração, que é afetada pelas intermitências dos ventos e sol. Em *nGs* prediais (comercial/residencial), dada a limitação de espaço físico a combinação de fontes se mostra menos viável, sendo que a GD baseada em sistema fotovoltaico torna-se a melhor opção, pois permite que sejam utilizadas partes da edificação (como telhado e marquises) para instalação de painéis fotovoltaicos, não necessitando de alterações significativas na construção.

Figura 2.12: Geração combinada.



Fonte: Resultados da Pesquisa

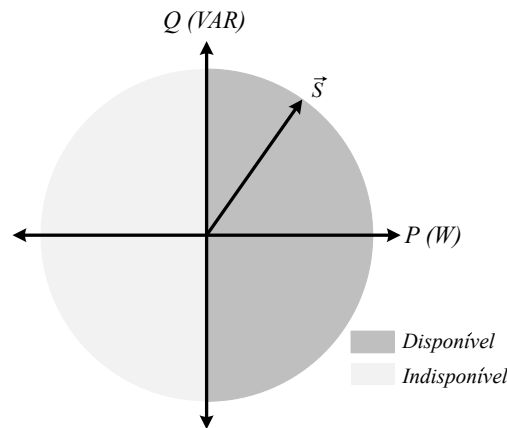
As fontes renováveis possuem características próprias de tensão e corrente [79], o que demanda o uso de conversores de conexão (*Renewable Resource Converter - RRC*) para a máxima extração de potência e adequação da tensão de saída para se conectarem aos barramentos, sejam eles c.c. ou c.a. Fontes de energia nas quais a tensão de saída é em c.c., por exemplo fotovoltaica e células combustíveis, quando conectadas em barramentos c.c. necessitam apenas do estágio c.c./c.c. de conversão, quando conectados em barramentos c.a., utilizam conversores de dois estágios, c.c./c.c.-c.c./c.a. Uma revisão sobre topologias de conversores para integração de fontes renováveis é realizada em [79, 80, 81, 82].

Os *RRCs* no barramento c.a. podem agregar serviços ancilares<sup>4</sup> que operam em con-

<sup>4</sup>Serviços ancilares são aqueles que complementam os serviços principais que, na segmentação brasileira, são caracterizados pela geração, transmissão, distribuição e comercialização e que ultrapassam as fronteiras da área de abrangência das empresas e/ou dos serviços principais [83].

dições de baixa geração ou indisponibilidade da fonte geradora, isso deixaria o conversor com capacidade disponível para processamento de potência reativa (var) respeitando a relação  $S = \sqrt{Q^2 + P^2}$  e  $P \geq 0$ , correspondendo às áreas do primeiro e quarto quadrantes do gráfico da Figura 2.13. O segundo e terceiro quadrantes são áreas indisponíveis, pois os *RRCs* não absorverem potência ativa. As funções secundárias que poderiam ser implementadas são, por exemplo, suporte à rede no PAC ou compensador ativo seletivo. Um problema constante observado em sistema de transmissão e de distribuição é o baixo nível de tensão em alguns pontos do sistema, devido ao aumento da demanda de potência e, conseqüentemente, a queda de tensão torna-se acentuada nas impedâncias de linha [84]. Dessa maneira os *RRCs* poderiam fornecer suporte para o sistema elétrico (macrorrede) através de serviços ancilares.

Figura 2.13: Capacidade de potência disponível do *RRC<sub>ca</sub>*



Fonte: Resultados da Pesquisa

Em comparação aos *ESCs*, os *RRCs* possuem o controle mais simplificado, pois não há bidirecionalidade de potência. O controle da potência ativa injetada na rede fica a cargo dos algoritmos de rastreamento de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking - MPPT*). Os conversores fotovoltaicos comerciais, em sua maioria, são implementados para utilização em rede c.a. como seguidor de rede e objetivam, basicamente, gerar potência ativa para as cargas locais [84]. Nessas aplicações, havendo anomalias na rede ou a sua falta, esses conversores param de operar. Nas aplicações em *μGs*, os *RRCs* devem contemplar o controle de tensão de barramento para atender condições de operação em que seja necessário o contingenciamento da geração. Essas situações podem ocorrer, principalmente, em operação ilhada com baixa carga e UAEs completamente carregadas.

## 2.6 Controle central de gerenciamento de energia

Com a interconexão de GDs e UAEs operando em paralelo, as  $\mu G$ s necessitam de um controle central ou sistema de gerenciamento de energia (*Energy Management System - EMS*), que gerencie a operação e manutenção de todas as unidades mantendo a estabilidade e cumprindo os objetivos da  $\mu G$  [85]. Pelo fato de que as  $\mu G$ s atuam como uma única entidade vista pelo SEP, o controle central pode atuar como um tomador de decisão que determina hora-a-hora o despacho de potência, de modo a minimizar o custo de operação [86]. Considerando as  $\mu G$ s em escala residencial/comercial, esses custos envolvem, basicamente, o custo da energia demandada da rede para suprir as cargas. Portanto, alguns dos principais objetivos do *EMS* são [85, 86, 87]:

- Fornecer referência de potência para as UAEs e os GDs (quando operando com restrições de potência);
- Monitorar o fluxo de potência entre a  $\mu G$  e a rede elétrica;
- Controlar a demanda durante horários de pico e durante o ilhamento;
- Atender requisitos de operação no PAC solicitados pela concessionária;
- Minimizar as perdas e maximizar a eficiência do sistema;
- Contingenciamento de carga;
- Partilhamento de carga, dependendo da técnica de controle empregada;
- Controle da qualidade da energia;

A fim de atender esses objetivos, as estruturas de controles são agrupadas em níveis, de acordo os objetivos e escalas de tempo, formando uma estrutura hierárquica na qual os controles do nível superior, que inclui *loops* de controle lento e sistemas de comunicação de baixa largura de banda (*Low BandWidth - LBC*)<sup>5</sup>, podem ser empregados no controlador central onde o *EMS* é baseado em sistemas dedicados [89]. Em

---

<sup>5</sup>Assumindo que a frequência de amostragem seja  $f_s$ , então uma rede *High BandWidth - HBC* é quando frequência de comunicação é  $f_s$  e *LBC* quando  $f_s/X$ , sendo X um inteiro maior que 1 [88].



[85, 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97] o *EMS* é implementado na plataforma *LabView* (*Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench*), desenvolvida pela *National Instruments*. Baek *et al.* [98], AbouArkoub *et al.* [99] e Habib *et al.* [100] utilizam o Simulink/Matlab para embarcar o controle central. Contudo, essas aplicações são destinadas à pesquisa, em aplicações para o usuário final, o custo<sup>6,7</sup> da licença do *software* proprietário torna o projeto oneroso.

Embora sejam bem definidas as necessidades de um controle central, os requisitos de *hardware/software* necessários para implementação é pouco discutido na literatura. No contexto de  $\mu Gs$  de baixa capacidade de potência, os requisitos mínimos de *hardware/software* para embarcar o *EMS*/controle central são:

- Tempo de resposta previsível e invariante para que as rotinas de controle/supervisão não sejam afetadas;
- Capacidade multi-tarefa, permitindo a execução paralela de rotinas de mesma prioridade;
- Interface de comunicação flexível para integração com GDs, UAEs, e demais conversores de potência;
- Capacidade para implementação de banco de dados e supervisórios;
- Confiabilidade e baixo custo.

Nesse sentido, os mini-microcomputadores, por exemplo, *Raspberry Pi*, *Beagle Bone e Cubieboard*, Figura 2.14, aparecem como alternativa que atende às exigências do gerenciamento de energia. Além do mais, esses dispositivos apresentam interfaces de comunicação embutida, como SPI, I2C, CAN, Ethernet e UART, permitindo uma integração mais direta com os dispositivos de controle nos conversores de potência, sem a necessidade de módulos de aquisição de dados. Algumas empresas como a Sfera Labs [103], Kunbus [104], Compulab [105] e Embedded Micro Technology [106] já comercializam o *Raspberry Pi* para sistemas industriais.

<sup>6</sup>LabView Professional R\$ 29.485,00 [101] cotado em 2019/09/19

<sup>7</sup>MATLAB Standard US\$ 2.350 [102] cotado em 2019/09/19

Figura 2.14: Mini-microcomputadores.



Fonte: Resultados da Pesquisa

## 2.7 Sistemas de comunicação na $\mu G$

O sistema de comunicação entre os elementos da  $\mu G$  deve garantir, além do controle de estabilidade, uma operação econômica através do gerenciamento da energia armazenada e carga demandada pelo controle central. Tecnologias de comunicações por fios e sem fios podem ser empregadas nas  $\mu G$ s. A tecnologia com fio permite alta transferência de dados com maior segurança; entretanto o custo de instalação é relativamente alto. Por outro lado, a tecnologia sem fio (*wireless*) possui o custo menor, são mais flexíveis quanto à instalação e mais adequadas para áreas remotas [107], contudo são mais susceptíveis a falhas e interferência.

Setiawan *et al.* [107] e Chen *et al.* [92] utilizam comunicação baseada em *ZigBee* entre GDs e o *EMS*, que é responsável por enviar valores de referência a cada GD. Além disso, o *EMS* em [107] define como a  $\mu G$  deve ser operada (conectada ou ilhada da rede), faz previsão de carga e despacho econômico. Baek *et al.* [98] e AbouArkoub *et al.* [99] empregam a comunicação baseada em *CAN* (*Controller Area Network*) para troca de informações entre *EMS* e as GDs e UAEs, sendo a periodicidade de envio de informações na escala de segundos a minutos. A utilização de *CAN* para operação paralela de conversores com o controle *master-slave* é realizada em [108, 109, 110]. Nessas aplicações, a comunicação envia referências de correntes e sinal de sincronismo a fim alcançar resposta rápida na sincronização e partilhamento de carga. Portanto, a comunicação baseada em *CAN* pode ser empregada em estrutura de controle hierárquico tanto para operação paralela de conversores quanto no gerenciamento de energia da  $\mu G$ .

### 2.7.1 *Controller Area Network - CAN*

A rede *CAN* é definida como um protocolo de comunicação serial síncrono. Desenvolvido em 1983 por Robert Bosch, tem a finalidade de conectar equipamentos de controle em veículos, reduzindo cabeamento e dispondo as unidades de controle próximas aos componentes a serem controlados [111]. Em 1986, a empresa Bosch apresentou a solução *CAN* para a Sociedade de Engenheiros Automotivos (*Society of Automotive Engineers - SAE*), e esta foi amplamente aceita e se tornando um dos padrões mais utilizados em automóveis atualmente [112].

As diversas vantagens da rede *CAN* permitiu sua utilização para as áreas industriais, por exemplo, a indústria aeroespacial, marítima, militar e também em aplicações rurais [112, 113]. As principais características da rede *CAN* que evidenciam seu elevado desempenho em aplicações automotivas e industriais são [111, 113, 114]:

- Atraso de tempo controlado para transmissão de mensagens;
- Controle e sinalização de erros;
- Significativa imunidade a ruídos;
- Elevadas taxas de transferência (1 Mbit/s);
- Capacidade multi-mestre e multicast;
- Possui padronização *ISO* (*International Organization for Standardization*);
- Atribuição de prioridades à mensagens;
- Arbitração *bit a bit*.

Ao contrário das tecnologias tradicionais de comunicações como a *USB* (*Universal Serial Bus*) ou *Ethernet*, a *CAN* não envia grandes blocos de dados ponto a ponto, do nó A ao nó B, sob a supervisão de um módulo mestre [114]. Em aplicações para as  $\mu G$ s isso é vantajoso, pois, evita atrasos de processamento entre envio e recebimento de mensagens.

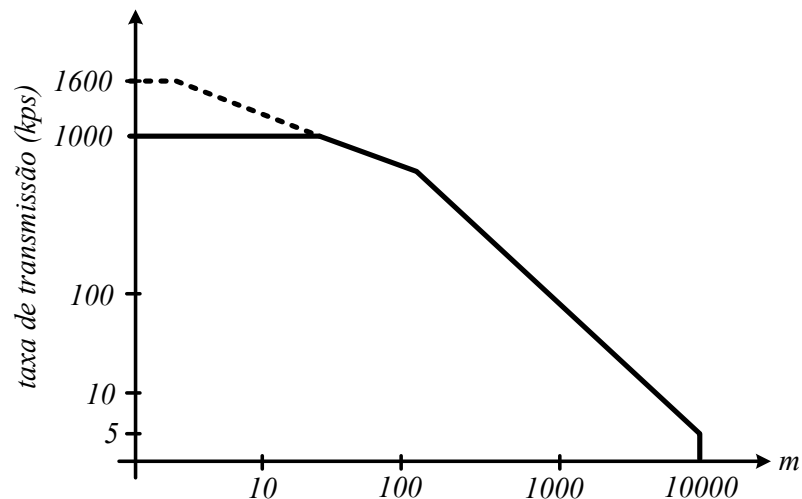
Há três tecnologias de rede *CAN* que são classificadas de acordo com a taxa de transferência de dados e o tamanho do campo de identificação da mensagem. A Tabela 2.1 apresenta essa classificação e a Figura 2.15 demonstra a relação entre o comprimento da

rede (barramento) e a taxa de transmissão de dados, sendo que a maior taxa de transmissão especificada é de 1 Mbps considerando um barramento de 40 metros.

Tabela 2.1: Tipos de rede CAN

Tecnologia	Padrão	Taxa de transferência	Identificação
CAN 1.0A	ISO 11519	125 Kbps	11 bits
CAN 2.0A	ISO 11898:1993	1 Mbps	11 bits
CAN 2.0B	ISO 11898:1995	1 Mbps	29 bits

Figura 2.15: Relação entre comprimento da rede CAN e a taxa de transmissão.



Fonte: Resultados da Pesquisa

A Figura 2.16 apresenta o formato do *frame* das mensagens. Em um *frame* com identificação de 11 *bits* é possível ter até 2048 mensagens, enquanto que no de 29 *bits* permite cerca de 537 milhões de mensagens. A descrição de cada campo do *frame* pode ser encontrada em [111, 114].

Figura 2.16: Formato dos *frames* CAN 2.0A e 2.0B.

S O F	ID	R T R	I D E	R 0	DLC	DATA	CRC	ACK	EOF	IFS
1	11...29	1	1	1	4	0...64	16	2	7	3...7

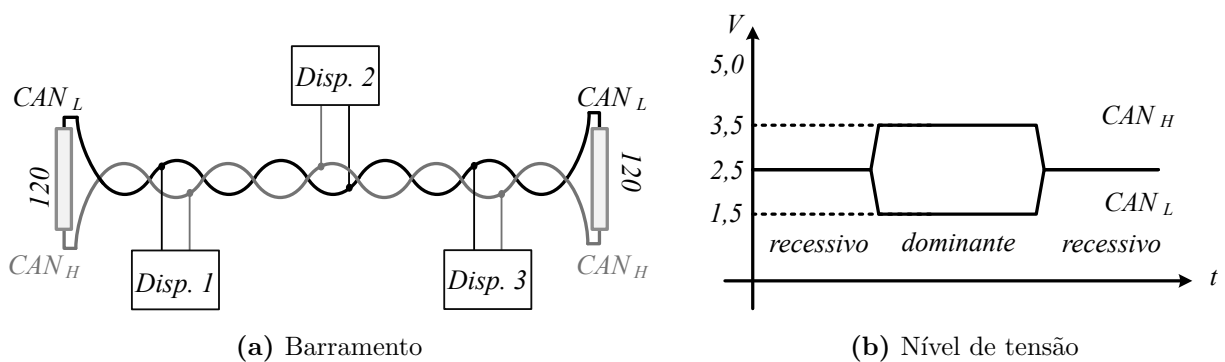
Quantidade de bits

Fonte: Resultados da Pesquisa

Um ponto de contribuição desse trabalho é no projeto das mensagens trocadas pelos conversores de modo a minimizar o tráfego de dados. No apêndice A é apresentado o desenvolvimento do formato das mensagens, onde é considerado a taxa de transferência de dados, a taxa de erro esperada e a quantidade de dispositivos conectados a um mesmo nó.

O barramento *CAN* é formado por um par de fios trançados com impedância característica de  $150 \Omega$  e com a presença de resistor de  $120 \Omega$  em cada terminação do barramento, conforme apresentado na Figura 2.17a. O sinal é transmitido de forma diferencial, ou seja, a diferença de tensão entre os terminais do barramento é que carrega a informação, os fios deste barramento são denominados  $CAN_H$  (*high*) e  $CAN_L$  (*low*). Na comunicação *CAN*, os dados não são representados por *bits* em nível “0” ou “1” e sim por *bits* dominantes e recessivos, criados em função da condição presente nos fios  $CAN_H$  e  $CAN_L$ , como mostrado na Figura 2.17b. O equivalente ao nível “1” é o *bit* recessivo, o equivalente ao nível “0” é o *bit* dominante. Para gerar um *bit* dominante a tensão em  $CAN_H$  deve ser próxima de  $3,5 V$  e em  $CAN_L$  ser  $1,5 V$ .

Figura 2.17: Estrutura do barramento *CAN*.



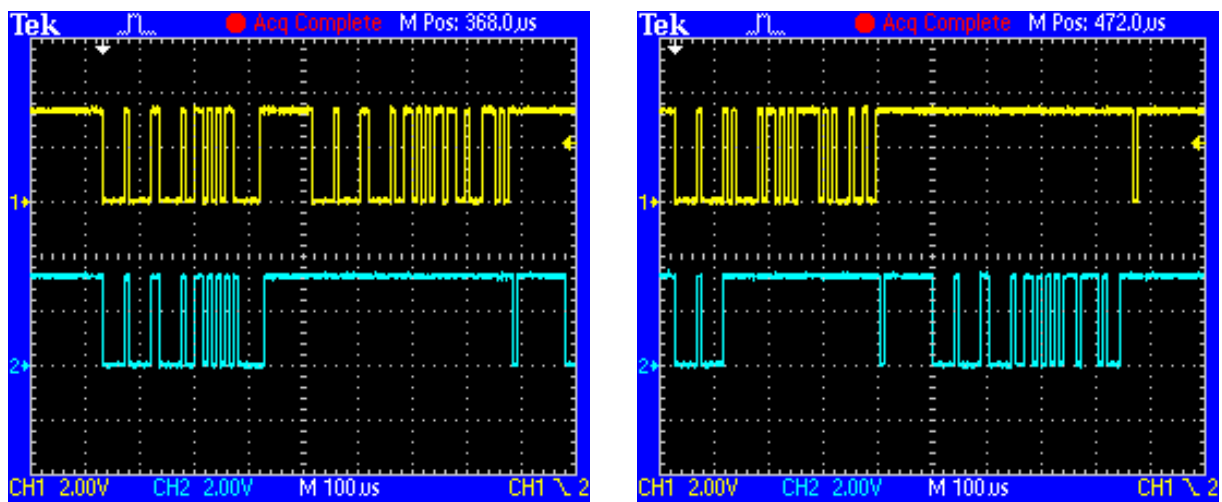
Fonte: Resultados da Pesquisa

Outra característica da rede *CAN* é o método de arbitragem *CSMA/CD with NDA* (*Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection with Non-Destructive Arbitration*). Isto significa que todos os módulos verificam o estado do barramento, analisando se outro módulo está, ou não, enviando mensagens com maior prioridade. Caso isso seja percebido, o módulo cuja mensagem tiver menor prioridade cessará sua transmissão e o de maior prioridade continuará enviando sua mensagem, sem ter que reiniciá-la. O processo de arbitragem utiliza a dominância de *bits* para garantir que a prioridade entre as men-

sagens venha a ser mantida. A dominância garante que a mensagem de maior prioridade seja transmitida, evitando sua sobreposição ou destruição por outra mensagem de menor prioridade. A rede *CAN* utiliza o princípio de detecção de portadora para verificar se a mensagem transmitida corresponde de fato à mensagem que o transmissor enviou.

Considerando dois dispositivos enviando mensagens com o mesmo ID ( $01h$ ) e com os campos DATA ( $0Ah$ ) e ( $1Ah$ ), respectivamente. Como os campos *ID* são iguais, a arbitragem ocorrerá no 5º *bit* do campo DATA e o dispositivo 1 terá prioridade para enviar a mensagem. A Figura 2.18a apresenta o processo de arbitragem considerando esses dois dispositivos, sendo o CH1 correspondendo ao dispositivo 1 e CH2 ao dispositivo 2. No segundo exemplo, o dispositivo 1 possui ID ( $01h$ ) e o dispositivo 2 ID ( $02h$ ) e ambos possuem o mesmo campo DATA ( $AAh$ ). Nessa situação a arbitragem ocorrerá no 2º *bit* do campo ID, conforme Figura 2.18b. O dispositivo 2 cessa o envio da mensagem e aguarda o dispositivo 1 terminar para iniciar novamente o envio.

Figura 2.18: Arbitragem no barramento *CAN*.



(a) Mesmo ID

(b) Mesmo DATA

Fonte: Resultados da Pesquisa

## 2.8 Controle hierárquico

As estratégias de controle integradas aos conversores são referidas como controle hierárquico, que consiste nos níveis primário, secundário e terciário [19, 115, 116]. Essa

estrutura hierárquica tem que garantir a:

- Regulação de tensão na  $\mu G_{cc}$  e na  $\mu G_{ca}$ , regulação da tensão e frequência em modo ilhado;
- Partilhamento de carga e coordenação das fontes geradoras;
- Controle do fluxo de potência;
- Otimização do custo de operação da  $\mu G$ ;
- Manter a cadeia de geração operando na condição de maior eficiência.

Esses requerimentos possuem tratamentos e escala de tempos diferentes, portanto, faz-se necessário uma estrutura de controle que atenda cada requisito [19, 115, 116].

A Sociedade Internacional de Automação (ISA) elaborou o ANSI/ISA-95, ou ISA-95, que é um padrão internacional para o desenvolvimento de uma interface automatizada entre empresas e sistemas de controle. Na ISA-95, a rede industrial é conhecida como “sistema de fabricação e controle” e define a combinação de *hardware/software* com sistemas de controle distribuído (DCS), SCADA, PLC, instrumentos de detecção, monitoramento e diagnóstico, interface humana, rede de controle e segurança nos mais diversos processos industriais [116, 117].

A ISA-95 é utilizada para determinar quais informações devem ser trocadas entre os setores na indústria: finanças, vendas, logística e sistemas de produção, qualidade e manutenção [117]. Os objetivos da ISA-95 são:

- Fornecer terminologia consistente que seja base para a comunicação entre fornecedores e fabricantes;
- Fornecer modelos consistentes de informação;
- Fornecer modelos consistentes de operação, que é uma base para esclarecer a funcionalidade do aplicativo e como a informação deve ser usada.

Com base nesses aspectos, a ISA-95 desenvolveu uma arquitetura multinível de controle que é apresentada na Tabela 2.2. Cada nível tem o trabalho de receber um comando de nível superior e fornecer informações ao controle supervisão. Nesse sentido, pode-se

adotar o padrão ISA-95 com os objetivos do controle hierárquico da  $\mu G$  em direção de uma padronização da estrutura de controle [116]. Essa aproximação permitirá a integração entre  $\mu G$  vizinhas, uma vez que as informações e camadas de controle estarão bem claras e definidas. Dessa forma, a Tabela 2.3 apresenta a adaptação da ISA-95 à  $\mu G$  no que diz respeito às camadas de controle e as escalas de tempo em cada uma.

**Tabela 2.2: Objetivos da arquitetura multinível.**

Nível	Objetivo
0	definição do processo de produção física real
1	definição das atividades envolvidas na manipulação e detecção do processo físico
2	definição das atividades de controle e monitoramento dos processos físicos
3	definição das atividades de fluxo de trabalho para estimar e produzir os produtos finais
4	definição das atividades relacionadas ao negócio e sua gestão
5	definição das políticas de gerenciamento das entidades

**Tabela 2.3: ISA-95 adaptada para ambiente de  $\mu G$ s.**

Nível	Escala de tempo	Objetivo
0	$\mu s$	Malha interna de controle de tensão e corrente: responsável por regular a tensão e corrente de saída enquanto mantém o sistema estável
1	cent. de $\mu s$ a $ms$	Controle primário: implementação de uma técnica de controle (droop, impedância virtual, etc...) que emula comportamento físico, fazendo o sistema estável e mais amortecido
2	dez. a cent. de $ms$	Controle secundário: assegurar que os níveis de tensão e valores de frequência da $\mu G$ fiquem dentro dos nominais, controle de conexão, desconexão e sincronização
3	$min.$ a $horas$	Controle terciário: gerenciar o fluxo de potência entre a $\mu G$ e a rede elétrica

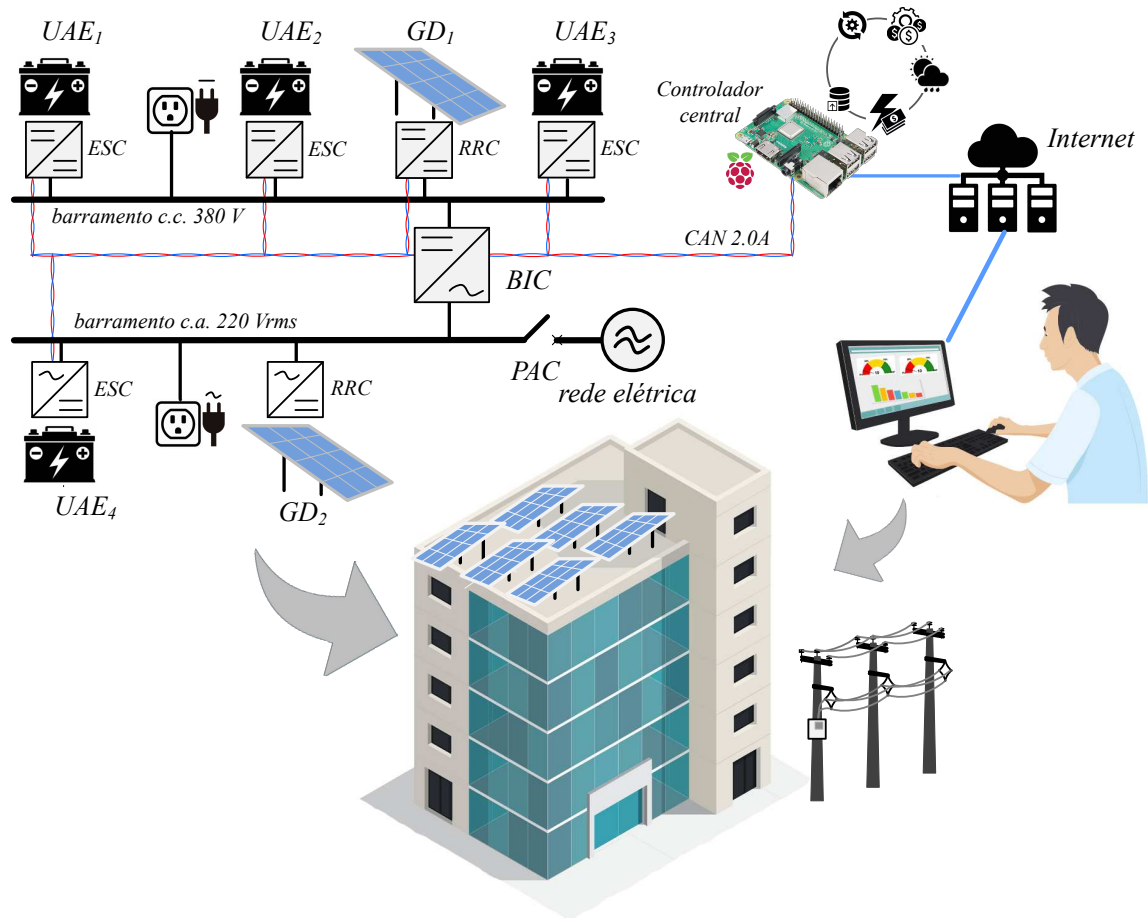
## 2.9 Protótipo da nanorrede híbrida

Neste trabalho, a  $nG_h$  experimental desenvolvida possui interface com a rede bifásica ( $220 V_{rms}$ ) e barramento c.c. com o nível de tensão 380 V. A Figura 2.19 apresenta o diagrama da  $nG_h$ , sendo sua arquitetura mono-rede dependente heterogênea. Para



o *BIC*, a topologia utilizada é *back-to-back*, Figura 2.9a, onde o nível de tensão do *dc interlink* é 600 V. O sistema de armazenamento de energia da  $nG_h$  é composto por quatro UAEs, sendo duas acopladas a bancos de bateria reais de 48V/110Ah e duas acopladas a um emulador de bateria, ilustrado nas Figuras 2.20b e 2.20c. As UAEs 1 e 2 são conectadas ao barramento c.c. e aos bancos reais de bateria, empregando um conversor *ESC* baseado na topologia *Dual Active Bridge - DAB*, conforme ilustra a Figura 2.20a. A *UAE*<sub>3</sub> também se conecta ao barramento c.c., mas é acoplada, por meio de um *ESC* baseado na topologia *buck/boost derived*[71], a um emulador, que emula um banco de 216V/22 Ah, Figura 2.20b. Já a *UAE*<sub>4</sub>, conectada ao barramento c.a., também se acopla a um emulador, o qual emula um banco de 420V/6 Ah. Um inversor ponte completa é utilizado como *ESC*, conforme ilustra a Figura 2.20c.

Figura 2.19: Diagrama do protótipo da  $nG_h$ .

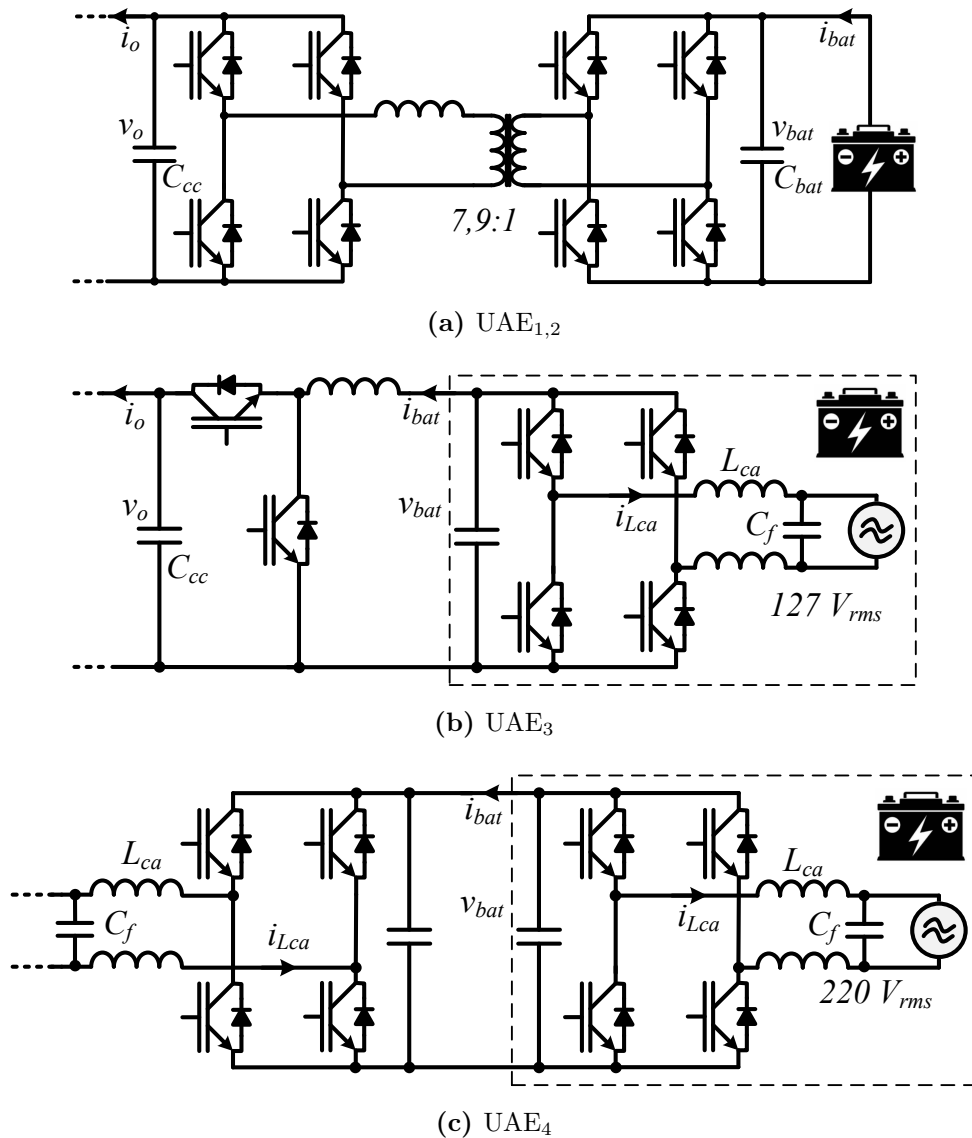


Fonte: Resultados da Pesquisa

O GD no barramento c.c. consistirá de um conversor *boost* e o painel fotovoltaico

será emulado por um retificador trifásico conectado a uma rede de  $110 V_{rms}$ , enquanto o GD no barramento c.a. consistirá de um inversor fotovoltaico comercial, PHB 1500-SS, e o painel será emulado por uma fonte c.c. Agilent E4360A. O controle central da  $nG_h$  será implementado em um *Raspberry Pi* 3B com uma rede de comunicação *CAN* de  $125 kpbs$  interligando os conversores. No *Raspberry Pi* é implementado o controle terciário e algumas funções do nível secundário, além de prover acesso à internet para o sistema supervisorio, rotinas de diagnósticos e servidor de banco de dados. O *EMS* foi desenvolvido em linguagem C, o que evita custo com aquisição de *software* proprietário e o sistema de comunicação desenvolvido é descrito no apêndice A.

Figura 2.20: Topologias utilizadas nos ESCs.



## 2.10 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou a definição adotada para classificação das microrredes híbridas descritas na literatura, sendo a mono-rede autônoma a mais comum. Ao contrário da função autônoma, o conversor de interface com função dependente é responsável, principalmente, por formar a rede em um dos barramentos. Foi apresentado que a arquitetura adotada neste trabalho é a mono-rede dependente heterogênea, onde uma UAE e GD com característica c.c. serão agregados ao barramento c.a.

Foram apresentadas as principais topologias de conversores empregadas no *BIC*, as quais podem ser divididas conforme a quantidade de estágios de conversão. Os conversores de estágio único possuem a estrutura mais simplificada, porém necessitam de capacitância elevada no estágio c.c. quando comparados aos conversores de duplo estágio. Além disso, possuem limitação do nível de tensão do barramento c.c. em virtude do pico da tensão da rede c.a. Os conversores de duplo estágio permitem o desacoplamento entre as dinâmicas dos barramentos c.a. e c.c., permitindo a operação mesmo quando um dos barramentos estiver com nível de tensão fora da faixa nominal. Outra vantagem é a possibilidade de tornar a  $nG_h$  de mono-rede para multi-rede através do paralelismo de estágio de conversão c.c./c.c. no *dc interlink*.

As necessidades de utilização de unidades de armazenamento de energia foram apresentadas e discutidas. Esses elementos expandem a funcionalidade das microrredes promovendo oportunidades para operação econômica e parcialmente independente da rede elétrica. Foi discutido que a diversificação da GD torna a microrrede menos vulnerável a intermitência das fontes renováveis. Essa característica das fontes permite o uso do *RRC* com modo de suporte à rede quando a fonte primária de energia encontra-se com pouca ou nenhuma disponibilidade.

O emprego de controle central e sistema de comunicação permite maior controlabilidade da microrrede no PAC, permitindo gerenciamento da potência demandada com auxílio das UAEs. Dentre os tecnologias de comunicação com fio, a rede *CAN* apresenta características que a permitem ser escolhida para a implementação na nanorrede.

# Capítulo 3

## Técnicas de controle em nível primário

---

Neste capítulo são apresentadas técnicas de controle que constituem o nível primário da estrutura de controle hierárquica, as quais são responsáveis pelo partilhamento de potência/carga entre os conversores que operam no modo formador de rede. Essas técnicas se sobrepõem às malhas internas de controle da tensão e corrente de saída dos conversores, de modo que em algumas literaturas essas malhas são denominadas de nível zero de controle. Nas  $\mu G$ s o gerenciamento e partilhamento de potência é o aspecto mais importante [23]. Também, neste capítulo, os esquemas de controle que permitem a transição entre os modos de operação conectado e ilhado são apresentados e discutidos.

### 3.1 Introdução

O sistema de controle em uma  $\mu G$  deve garantir basicamente dois objetivos gerais: i) a estabilidade de tensão no barramento c.c. e, quando ilhada, a tensão e frequência no barramento c.a.; ii) o gerenciamento dos recursos de geração e armazenamento disponíveis [2]. Além desses objetivos, o sistema também deve permitir análise de desempenho e eficiência dos conversores através de rotinas específicas, a agregação de novos conversores (*plug-and-play*) elevando assim a capacidade de geração e armazenamento.

Os conversores, conectados tanto ao barramento c.c. ou c.a., possuem dois modos de operação: seguidores de rede (corrente controlada) e formadores de rede (tensão controlada), que são responsáveis por manterem a estabilidade da tensão no barramento. No caso do barramento c.c., eles regulam a magnitude da tensão e no barramento c.a., em

condição ilhada, a frequência e a magnitude da tensão, deve haver no mínimo, um conversor formador de rede (operação *single master*), para que haja referência de tensão e controle para manter a operação dos conversores seguidores de rede [118, 119].

Os conversores formadores de rede são responsáveis pela atuação nas perturbações repentinas de carga e no controle de partilhamento de potência (*power sharing* ou *current sharing*), enquanto os seguidores de rede são responsáveis por injetarem uma parcela de potência determinada [118]. Configurações onde há mais de um conversor formador de rede, a operação é denominada *multi-master* e requer o emprego de técnicas que assegurem o compartilhamento de potência entre os conversores [119]. Há diversos esquemas propostos na literatura, para operação paralela de conversores formadores de rede, que inicialmente tratavam do paralelismo de *UPS* (*Uninterruptible Power Supply*) [120]. Esses esquemas podem ser divididos em duas principais categorias: com e sem o uso de comunicação entre os conversores [118, 120, 121], tais estruturas podem ser expandidas para aplicações de  $\mu G$ . Para os *BICs*, controles que exigem dinâmica rápida, por exemplo, o método de detecção de ilhamento, transição dos modos de operação (ilhado, conectado e suporte à rede), são incluídos no nível primário [122, 123].

Os controles internos dos conversores responsáveis por regular a tensão e corrente de saída são alocadas no nível zero. Em muitos trabalhos, porém, esse nível é considerado com o nível primário. Os tipos de controladores, em conversores c.a., empregados no nível zero são categorizados baseados no seu *frame* de referência: síncronos (*dq*), estacionário ( $\alpha\beta$ ) e natural (*abc*). Em conversores c.c./c.c. ou com referência em *dq* o controlador mais empregado é baseado no compensador Proporcional-Integral (*PI*). Em referência estacionária, são controladores baseados em Proporcional-Ressonante (*PR*), devido à variável senoidal e em coordenadas naturais, Proporcional-Integral (*PI*), Proporcional-Ressonante (*PR*), histerese ou *dead-beat* [122].

## 3.2 Técnicas de controle baseadas em comunicação

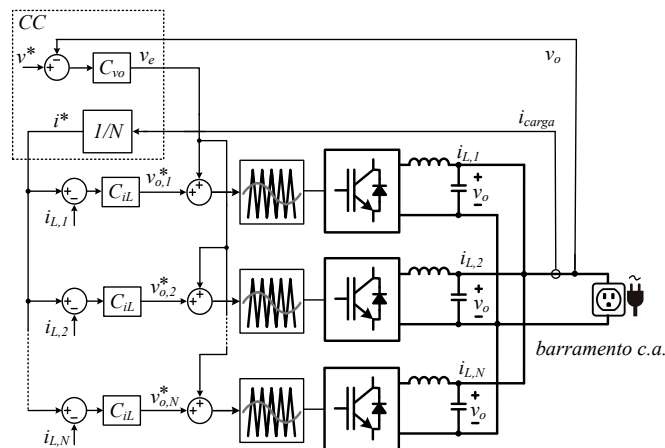
Sistemas de controle da  $\mu G$  baseados em comunicação operam com dependência da troca de informações e variáveis de controle entre os diferentes conversores. Dentre as técnicas baseadas em comunicação tem-se: controle centralizado, controle distribuído e *master-slave* [120, 121].

### 3.2.1 Controle centralizado

Nessa técnica, um elemento central (Controle Central - CC) coordena os conversores da  $\mu G$  de forma a manter a estabilidade com balanço de potência, necessitando para isso de um meio de comunicação entre o CC e cada conversor [124]. O CC é responsável, principalmente, pela informação de sincronização, referência de corrente e compensação de tensão. Em sistemas c.a., cada conversor possui um circuito *PLL* (*Phase Locked Loop - PLL*), que assegura a consistência entre o sinal de sincronização, fase e a frequência de saída de cada conversor [120, 121, 124].

No controle centralizado, a operação é *single-master* e o CC é responsável por dividir a carga total da  $\mu G$  entre os conversores, provendo referências para as malhas internas de corrente de cada um deles. No controle de limite central (*Central Limit Control - CLC*), apresentado na Figura 3.1 e discutido em [125, 126, 127, 128], a divisão da carga e a regulação da tensão são controladas pelo CC, o qual envia sinais de informação através de uma rede de comunicação de banda larga. O CC define um valor de corrente para cada conversor, que corresponde a uma fração da corrente de carga, por exemplo, se todos os conversores tiverem a mesma capacidade,  $i^* = i_{carga}/N$ , sendo  $N$  o número de conversores [118, 120]. Também é definido o valor de compensação da tensão ( $v_e$ ) para ajustar a tensão no barramento ( $v_o$ ) para  $v^*$ . A saída da malha de controle de corrente ( $v_c$ ) é somada a  $v_e$  e a síntese da tensão de saída do conversor ( $v_o$ ) é realizada pelo modulador *PWM*.

Figura 3.1: Diagrama do controle centralizado.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Entre as vantagens desse método, destaca-se a divisão da corrente, que é mantida na

mesma proporção durante todo tempo, inclusive durante os transientes, e que o CC não é necessariamente um módulo de potência, podendo ser um supervisor. A desvantagem do controle central é que os sinais de  $v_e$  e  $i^*$  devem ser distribuídos, para todos os conversores, utilizando uma rede de comunicação com banda larga, o que leva a um ponto de vulnerabilidade e dificulta a expansão da  $\mu G$  [118, 120].

### 3.2.2 Controle *master-slave*

Nessa técnica, para cada conversor é implementado o controle que o torna *master* ou *slave*, bastando para isso apenas selecionar seu modo. O conversor *master* é o formador de rede, ou seja, responsável por regular a tensão no barramento e, no caso de sistema c.a., regular também a frequência. Além disso, especifica a referência de corrente para os demais conversores, que são os *slaves*.

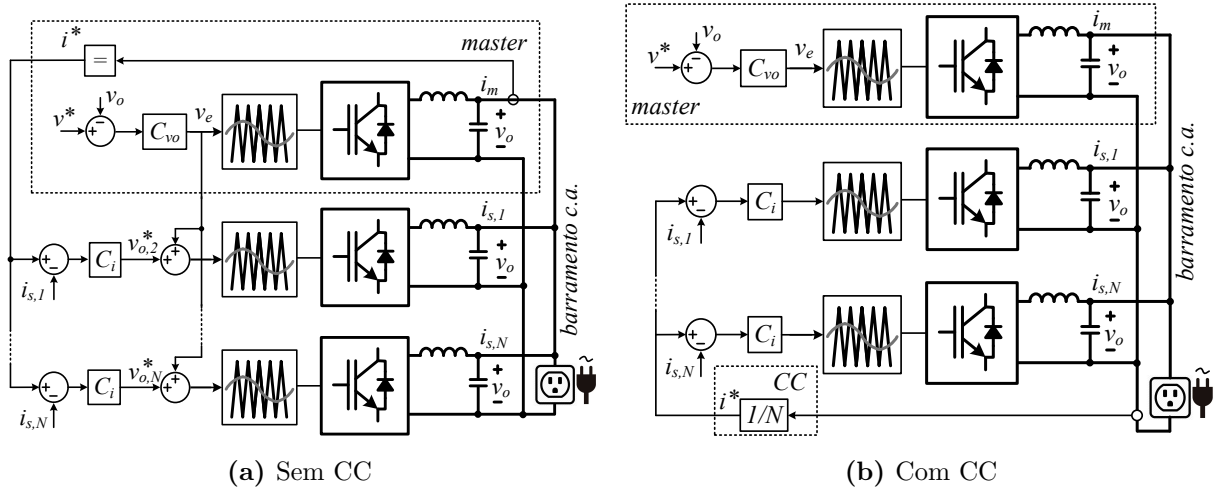
Na configuração onde o conversor *master* define a referência de corrente [108, 109] o esquema é sem CC, Figura 3.2a. A saída do controlador de corrente ( $v_{o,N}^*$ ) é somada com a saída do controlador de tensão do *master* ( $v_e$ ), em uma ação de realimentação direta, formando o sinal de referência para o modulador *PWM*. Isso permite que a restauração da tensão do barramento seja acompanhada pelo *master* e pelos *slaves* através da malha de corrente [118].

Na estratégia *master-slave* com CC, Figura 3.2b, a referência de corrente para os *slaves* é enviada pelo CC, que calcula a referência de corrente, por exemplo,  $i^* = i_{carga}/N$ , sendo  $N$  o número de conversores. Comparado com o método sem CC, o sinal da referência de tensão  $v_e$  não é compartilhada com os módulos *slaves*, somente a corrente [118].

Ao contrário do controle centralizado, em sistemas c.a., os conversores seguidores de rede (*slaves*), não necessitam de sinal de *PLL* para sincronização, uma vez que essas unidades estão conectadas ao mestre [118, 120, 121].

A técnica sem CC tem a desvantagem de não haver controle de corrente no *master*, só o de tensão. Durante os transientes, esse conversor estará sujeito a grandes variações de corrente, como os conversores *slaves* têm uma resposta lenta às variações de carga, o *master* necessitará suprir a corrente de compensação [130]. Outra desvantagem é que não há redundância, pois existe apenas um *master*. Uma falha desse conversor comprometerá todo o sistema, contudo, isso pode ser contornado adaptando uma rotina onde que

Figura 3.2: Diagrama do controle *master-slave*.



Fonte: Adaptado de [118, 129]

havendo falha do *master*, outro conversor pré-definido assume essa função.

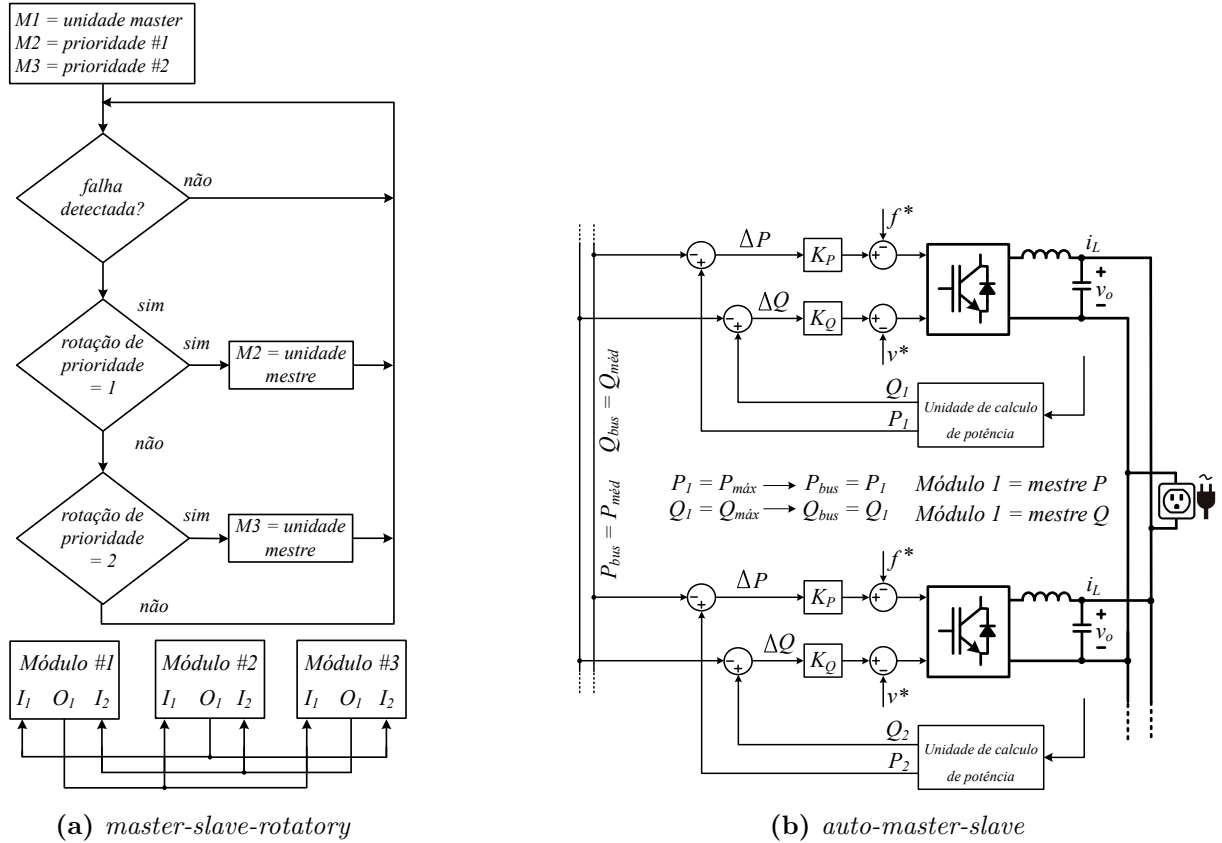
Algumas estratégias propostas na literatura apresentam como é definido o módulo *master*. Em [131] a seleção do *master* é por uma janela rotatória de prioridade, Figura 3.3a. Ocorrida uma falha do módulo *master*, a janela de prioridade rotaciona, passando para o próximo conversor na hierarquia. Pei *et al.* [132] utiliza o *auto-master-slave*, Figura 3.3b. Nessa estratégia o circuito de controle emprega duas informações: potências ativa e reativa. O conversor com maior capacidade se torna *master* e os valores de referência que são passados aos *slaves* são de potência ativa e reativa. A compensação de frequência é realizada pelo desvio de potência ativa,  $\Delta P = P^* - P_j$ , como o módulo *master*  $P^* = P_j$  e  $\Delta P = 0$ , logo ele opera na frequência de referência  $f^*$ . O desvio de potência reativa,  $\Delta Q = Q^* - Q_j$ , é responsável pela compensação da tensão de referência, para o módulo *master* essa compensação é zero, ou seja, opera na tensão de referência. Dessa forma o *master* é que define a frequência e magnitude da tensão.

### 3.2.3 Controle de partilhamento da corrente média (*Average Current Sharing - ACS*)

A estratégia com controle de partilhamento da corrente média é apresentada em [133, 134, 135] para o paralelismo de conversores em *UPS* e em [136], no paralelismo de GDs em  $\mu G$ . Diferentemente da estratégia *master-slave*, não se utiliza controle *master* e a



Figura 3.3: Técnicas para seleção do conversor *master*.



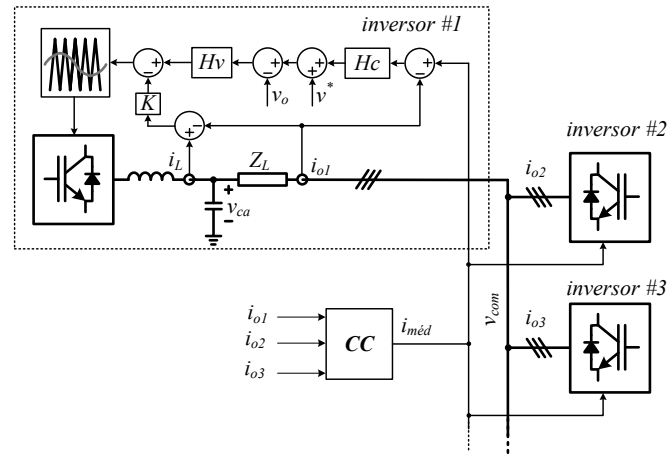
Fonte: Resultados da Pesquisa

divisão de corrente média é uma informação compartilhada na rede de comunicação com a referência de sincronização da tensão. O objetivo do compartilhamento dessas informações é determinar o desvio de corrente de cada conversor do valor desejado [133, 136].

A Figura 3.4 apresenta o diagrama de controle do ACS, onde cada conversor é conectado ao barramento através de uma impedância  $Z_L$ , que faz com que a tensão  $v_{com}$  no barramento não seja comum à tensão de saída ( $v_o$ ) de cada conversor. A tensão de referência ( $v^*$ ), igual em todos os conversores, faz com que as tensões de saída estejam em fase [118].

Em cada conversor além das malhas de controle da tensão ( $v_o$ ) e corrente ( $i_L$ ), há a malha de controle da corrente externa ( $i_{oj}$ ,  $j = 1, 2, \dots$ ) com realimentação direta, que é responsável por fazer com que os conversores contribuam igualmente para o barramento [133]. Cada conversor informa sua respectiva corrente de saída para o CC, onde é feita a divisão e gerada a referência da corrente externa. Essa referência pode ser a média das

Figura 3.4: Diagrama do controle ACS.



Fonte: Resultados da Pesquisa

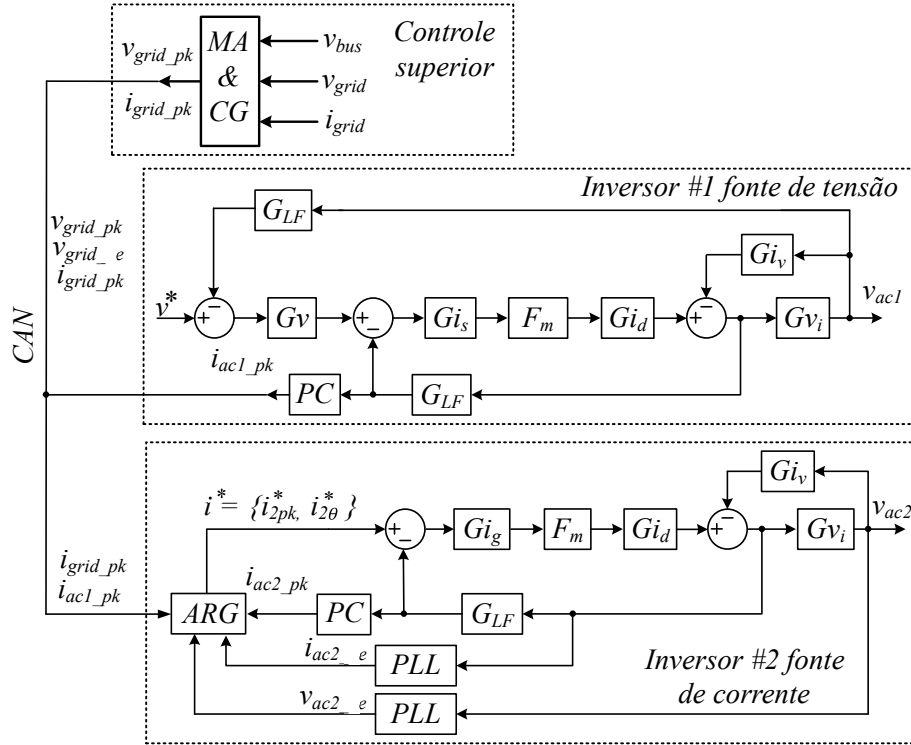
correntes, a maior corrente ou a corrente de saída do conversor com o *clock* de maior frequência [133]. O alto ganho da malha de  $i_{oj}$  força a corrente de saída a ser igual à corrente compartilhada entre os conversores, com isso, a divisão igualitária é alcançada [136].

### 3.2.4 Controle do partilhamento de corrente de pico (*Peak value Based Current Sharing - PBCS*)

A estratégia PBCS é utilizada em [137] para transição suave da  $\mu G_{ca}$  entre os modos conectado e ilhado. A Figura 3.5 apresenta o diagrama da estrutura de controle, onde o controle superior é implementado em uma chave estática. Esse controlador executa o monitoramento, o gerenciamento de potência e a seleção do conversor formador de rede através de uma rede de comunicação *CAN*. Com a  $\mu G$  operando em modo conectado, todos os conversores operam como seguidores de rede e na operação ilhada, apenas um conversor opera como formador de rede [137].

A corrente de pico de referência ( $i_{ac1pk}$ ) é obtida pelo calculador de valor de pico (*PC*) do controlador de tensão do conversor formador de rede e é repassada para os demais conversores. A fase e frequência são calculadas pelo *PLL* de cada conversor. O circuito de geração automática de referência (*Automatic Reference Generation - ARG*) calcula a referência do controlador de corrente ( $i^*$ ) que minimize as diferenças entre os picos da

Figura 3.5: Diagrama do controle PBCS.



Fonte: Resultados da Pesquisa

corrente e a fase [118, 137]. No barramento de comunicação só é transmitida a informação da magnitude e fase da corrente e com esses valores, o ARG ajusta a referência  $i_j^* = i_{jpk}^* i_{j\theta}^*$  como:

$$i_{2pk}^* = i_{ac1pk} + i_{offsetpk} \begin{cases} i_{offsetpk} & \text{se } |i_{ac1pk} - i_{ac2pk}| < i_{bandpk} \\ i_{offsetpk} \pm i_{steppk} & \text{se } |i_{ac1pk} - i_{ac2pk}| > i_{bandpk} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$i_{2\theta}^* = v_{ac2\theta} + i_{offset\theta} \begin{cases} i_{offset\theta} & \text{se } |v_{ac2\theta} - i_{ac2\theta}| < i_{band\theta} \\ i_{offset\theta} \pm i_{step\theta} & \text{se } |v_{ac2\theta} - i_{ac2\theta}| > i_{band\theta} \end{cases} \quad (3.2)$$

onde  $i_{bandpk}$  e  $i_{band\theta}$  são as condições limites da diferença de magnitude e fase,  $i_{steppk}$  e  $i_{step\theta}$  são os passos de cálculo da magnitude e fase utilizados para modificar  $i_{offsetpk}$  e  $i_{offset\theta}$ , respectivamente.

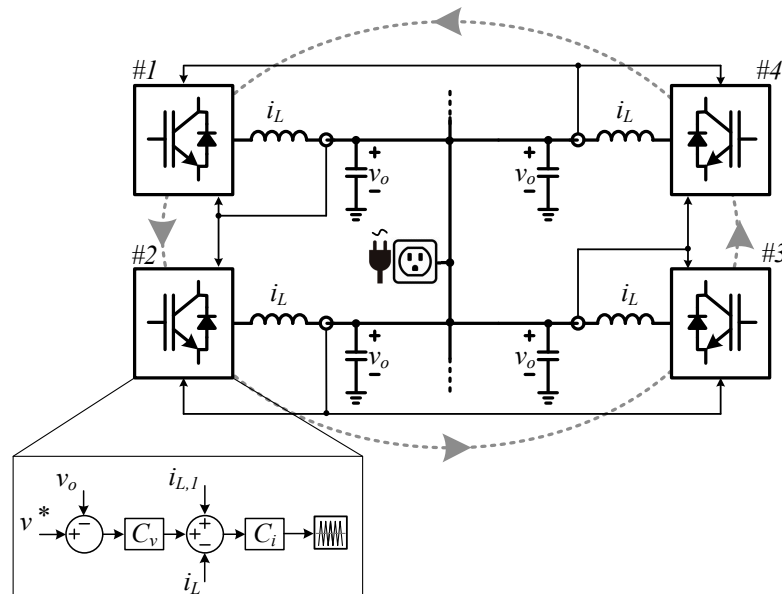
Quando o controle superior detecta uma falta na rede ( $v_{grid}$ ), extrai-se a informação da corrente ( $i_{grid}$ ) e repassa-se para todos os conversores, onde é comandada a alteração da saída do controlador de corrente de modo a minimizar  $i_{grid}$  na chave estática, evitando-se

assim transitórios. O conversor fonte de tensão informa o valor de sua corrente de saída para os demais conversores, tal que eles compartilhem essa corrente.

### 3.2.5 Controle em cadeia circular (*Circular Chain Control - 3C*)

A estratégia 3C é apresentada em [138, 139] e nessa técnica, todos os conversores têm o mesmo circuito de controle e cada módulo inclui uma malha de controle de corrente interna, e outra externa de tensão. Com a estratégia 3C, os módulos estão em conexão de cadeia em círculo, conforme apresentado na Figura 3.6. Cada controlador de corrente rastreia a corrente no indutor do módulo anterior, alcançado com isso uma distribuição igualitária. A malha externa de tensão controla  $v_o$  para o valor de referência  $v^*$  e o efeito da impedância equivalente de linha é negligenciado.

Figura 3.6: Diagrama do controle 3C.



Fonte: Resultados da Pesquisa

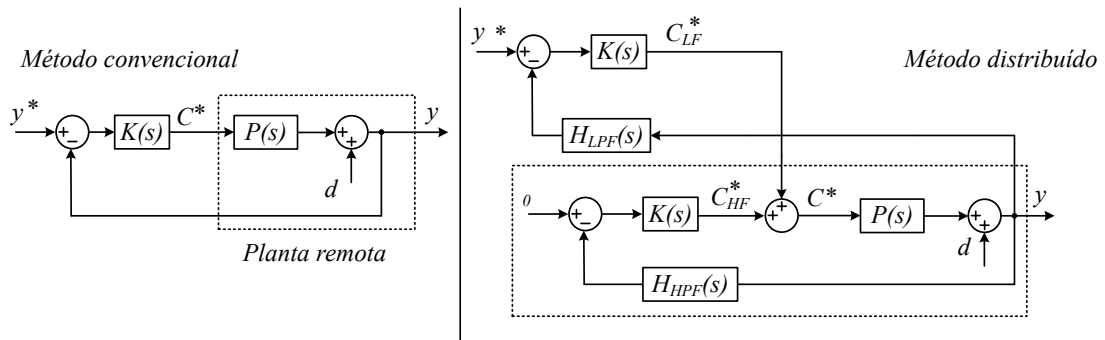
### 3.2.6 Controle distribuído

Essa estratégia de controle distribuído não necessita de uma unidade CC e sua característica é a redução do número de linhas de comunicação, facilitando a implementação e a segurança [120]. No barramento de comunicação circulam informações de, na maioria das topologias, referências de tensão, corrente e tensão média. Com isso, permite-se ao

sistema se manter operante mesmo com a falha de um módulo [118].

A característica do controle distribuído em relação às estratégias anteriores, que não usam o módulo central, é a largura de banda da rede de comunicação, a qual possui largura de banda menor. A Figura 3.7 apresenta essa diferença, onde  $d$  é uma perturbação e  $y$  a grandeza controlada. No controle convencional, a saída  $C^*$  do controlador não está sujeita a limitação da banda de comunicação. No controle distribuído, uma unidade externa à planta regula a componente de baixa frequência de  $y$ , determinando a saída  $C_{LF}^*$ , a qual é comunicada à planta através de um sinal de baixa frequência [118]. Para a componente de alta frequência ( $C_{HF}^*$ ), o controle é feito localmente. Isso implica que em barramentos c.a., o controle de compensação de harmônicos seja feito pelo próprio conversor. Segundo [118], o controle distribuído pode ser visto como uma variante do controle *master-slave*.

Figura 3.7: Diagrama do controle distribuído em relação ao controle convencional.

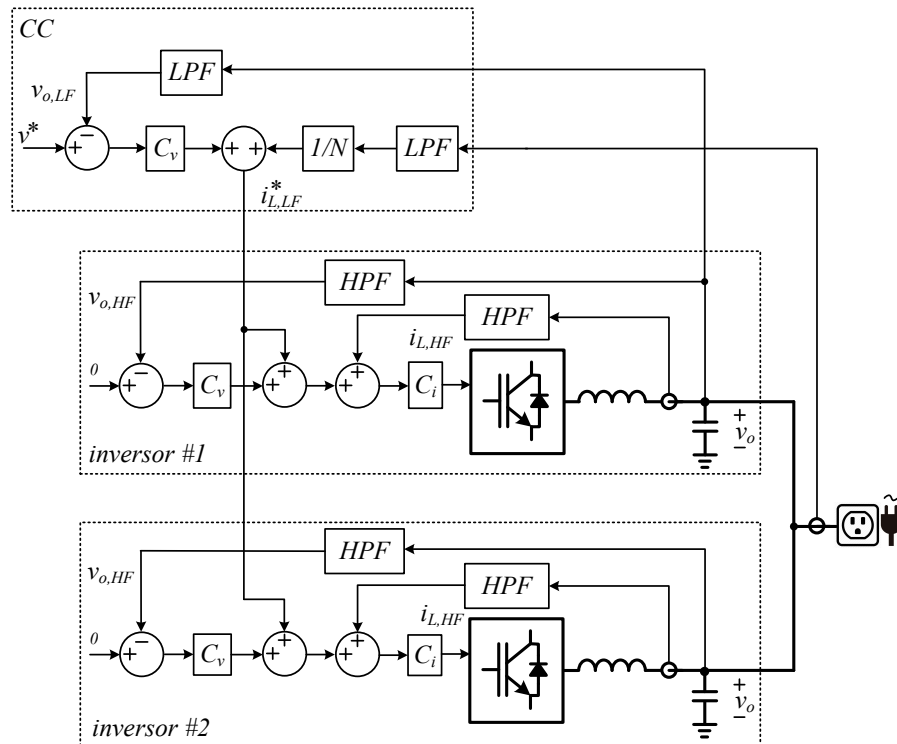


Fonte: Resultados da Pesquisa

Em [130, 140] o controle distribuído é utilizado em conjunto com um CC para atingir o partilhamento de potência e atender fatores de qualidade de energia. O partilhamento é calculado centralmente em uma malha de regulação de tensão do barramento. O resultado é enviado aos conversores através de uma rede de baixa largura de banda, a estrutura utilizada é apresentada na Figura 3.8. O princípio utilizado foi de se dividir as ações de controle entre o CC e os controladores locais através da banda de frequência: CC é responsável por assegurar as componentes de baixa frequência da tensão na carga para tensão de referência ( $v^*$ ) e corrente  $i_{L,LF}^*$ , transmitindo para os conversores. No controle local, os distúrbios de alta frequência, como supressão de harmônicos, são rejeitados [140].

A principal vantagem dessa técnica é usar uma rede de comunicação com largura de banda limitada para manter o partilhamento de potência. Pradhan *et al.* [141] utiliza o

Figura 3.8: Diagrama do controle distribuído.



Fonte: Resultados da Pesquisa

controle distribuído em uma rede de comunicação *SPI* (*Serial Peripheral Interface - SPI*) na  $\mu G_{cc}$ . O controle local amostra sinais de tensão e corrente enviando-os para o CC, que cacula a potência de cada conversor e retorna a referência da corrente de cada um. Em [142] o controle é empregado em uma  $\mu G_h$  com os conversores conectados em série, formando uma cadeia, e essas conectadas em paralelo. O controle local emprega a técnica *droop* para manter carga/geração, enquanto o ajuste de tensão e frequência é feito pelo CC.

### 3.3 Técnicas de controle primário descentralizadas

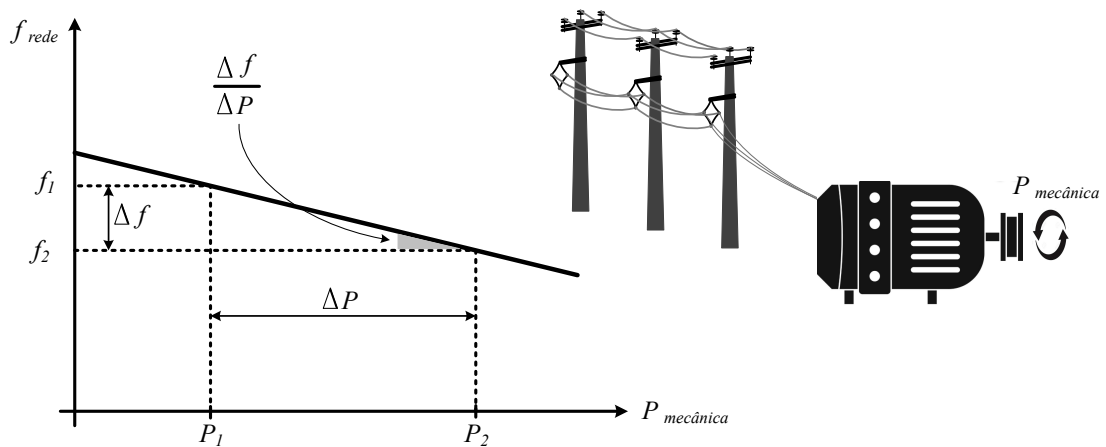
As estratégias que operam sem comunicação direta, de um conversor com outro no nível primário, são baseadas no conceito *droop* [118, 120, 143]. A ausência da rede de comunicação permite a integração de conversores remotos, evitando sistemas complexos e de custos elevados, aumenta a redundância do sistema e ainda permite a capacidade *plug-and-play*, facilitando a expansão.

### 3.3.1 Controle *droop* convencional: $P/f - Q/V$

A ideia básica desse controle é reproduzir o comportamento de geradores síncronos. Se a potência elétrica demandada do gerador é maior que a potência mecânica de entrada, tende-se a diminuir sua rotação por causa da inércia. Como consequência, a frequência da tensão nos seus terminais também diminui. Dessa maneira, o ângulo de fase diminui e por causa da característica da impedância da linha, a potência ativa também diminui. Com isso, consegue-se um sistema auto-regulado [144]. Como a velocidade está relacionada diretamente com a frequência, a inclinação negativa da curva  $P/f$  permite que cada gerador ajuste sua potência mecânica de entrada obtendo o partilhamento de potência entre geradores. Como a frequência é um parâmetro global (constante em todo barramento), não há a necessidade de comunicação o que possibilita a conexão de muitos geradores em paralelo, por isso o método *droop* tem sido empregado frequentemente [140, 145].

A curva  $P/f$  altera a potência  $P$  em função da frequência da rede, conforme a Figura 3.9, da mesma maneira que a inércia dos geradores síncronos ( $P(f)$ ). Uma redução da frequência, o que significa aumento da carga na rede, produz um aumento da potência mecânica do gerador. Com isto, um aumento da potência gerada provoca um aumento da frequência da rede, que por meio do controlador, causa uma redução da potência mecânica do gerador. Desta forma se estabelece a regulação da frequência da rede.

Figura 3.9: Curva *droop* do gerador síncrono.

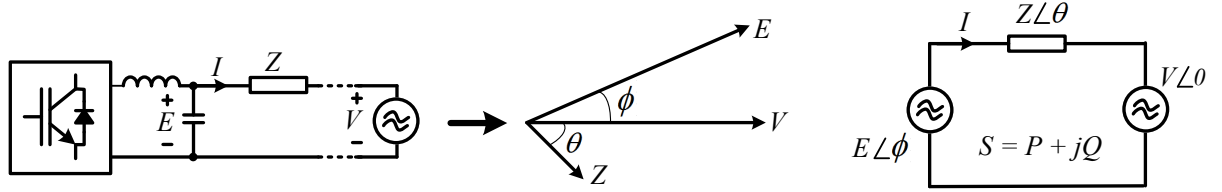


Fonte: Resultados da Pesquisa

O *droop*  $P/f - Q/V$  é baseado na característica da impedância de linha e no princípio que a fase e amplitude do conversor podem ser utilizados para controle de potência ativa

e reativa [145, 146, 147]. A Figura 3.10 apresenta o diagrama fasorial e o circuito simplificado de um conversor, com tensão de saída  $E$ , conectado a um barramento, com tensão  $V$ , através de uma impedância  $Z = R + jX$ , que representa um indutor de saída e/ou a linha de conexão do conversor. A corrente  $I$  que circula pela impedância  $Z$  é expressa por (3.3) e a potência que o conversor fornece ao barramento, por (3.4).

Figura 3.10: Circuito simplificado de um conversor conectado a um barramento c.a.



Fonte: Resultados da Pesquisa

$$I = \frac{V \angle 0 - E \angle \phi}{Z \angle \theta} \quad (3.3)$$

$$S_{E \rightarrow V} = VI^* \rightarrow P + jQ \quad (3.4)$$

Substituindo  $I$  em (3.4) e escrevendo na forma retangular, tem-se:

$$S_{E \rightarrow V} = \frac{V^2}{Z} (\cos \theta + j \operatorname{sen} \theta) + \frac{EV}{Z} [\cos(\theta - \phi) + j \operatorname{sen}(\theta - \phi)] \quad (3.5)$$

Separando as parcelas correspondente as potências ativa e reativa, tem-se:

$$\begin{aligned} P &= \frac{V}{Z} [E(\cos \theta \cos \phi + \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \phi) - V \cos \theta] \\ jQ &= \frac{V}{Z} [E(\operatorname{sen} \theta \cos \phi - \operatorname{sen} \phi \cos \theta) - V \operatorname{sen} \theta] \end{aligned} \quad (3.6)$$

Observando (3.6), nota-se que tanto  $P$ , quanto  $Q$  dependem das grandezas  $\phi$  e  $E$ . Entretanto, é importante destacar que o controle *droop* baseia-se em duas considerações [145, 146]:

1ª) A impedância  $Z$  tem um comportamento indutivo, ou seja,  $R \ll jX$ , portanto  $Z \approx jX$  e  $\theta \approx 90^\circ$ , com isso, (3.6) torna-se:

$$\begin{aligned} P &= \frac{V}{Z} E \operatorname{sen} \phi \\ jQ &= \frac{V}{Z} (E \cos \phi - V) \end{aligned} \quad (3.7)$$



2ª) O ângulo  $\phi$  possui valor pequeno, levando a  $\text{sen}\phi \approx \phi$  e  $\text{cos}\phi \approx 1$ , e por consequência:

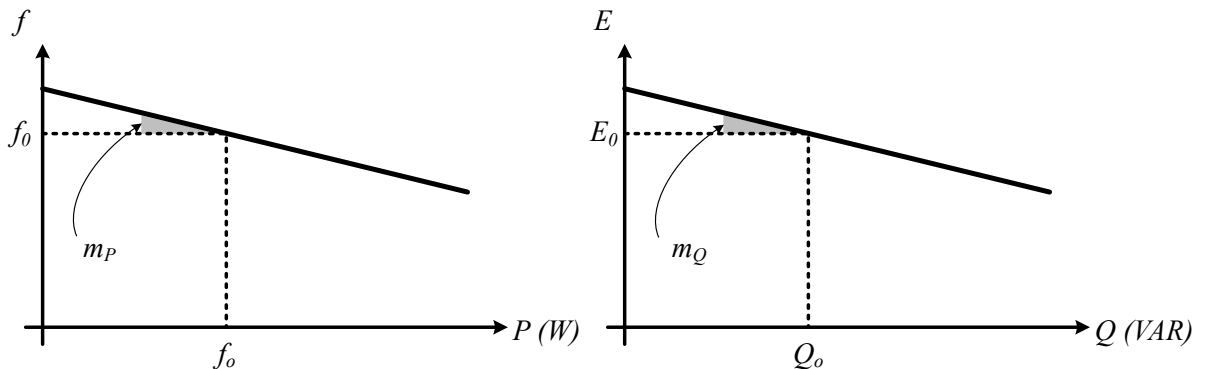
$$\begin{aligned} P &= \frac{VE}{Z}\phi \\ jQ &= \frac{V}{Z}(E - V) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Em uma  $\mu G_{ca}$  de baixa tensão, os barramentos possuem características resistivas e para fazer valer a afirmação 1ª), adiciona-se um indutor na saída do conversor, desde que essa indutância não provoque uma queda de tensão de considerável, resultando em um filtro *LCL* [145] ou modelar a impedância de saída do conversor de forma virtual, pois dependendo do valor da relação  $X/R$  do indutor de rede, o *droop* ainda pode ser resistivo. Em [146] é discutido as dependências de  $P$  e  $jQ$  com  $\phi$  e  $E$ , respectivamente, conforme a relação  $X/R$ . Pelas considerações,  $P$  e  $Q$  são lineares e dependentes de  $\phi$  e  $E$ , respectivamente. Para controle, a frequência  $f$  é usada no lugar do ângulo de fase  $\phi$ , uma vez que o ângulo de fase inicial é desconhecido entre os conversores [145]. Portanto, o controle *droop* em sistema c.a. regula as potências  $P$  e  $Q$  conforme:

$$\begin{aligned} f_j &= f_0 - m_P P_j \\ E_j &= E_0 - m_Q Q_j \end{aligned} \quad (3.9)$$

onde  $f_0$  e  $E_0$  são valores nominais de frequência e tensão do barramento c.a., respectivamente,  $P_j$  e  $Q_j$  são as potências médias ativa e reativa do conversor  $j$ ,  $m_P$  e  $m_Q$  os coeficientes *droop*. A Figura 3.11 apresenta as curvas *droops* do conversor  $j$ .

Figura 3.11: Curva *droop*  $P/f - Q/V$ .



Fonte: Resultados da Pesquisa

A escolha de  $m_P$  e  $m_Q$  impacta diretamente na estabilidade do barramento, necessi-

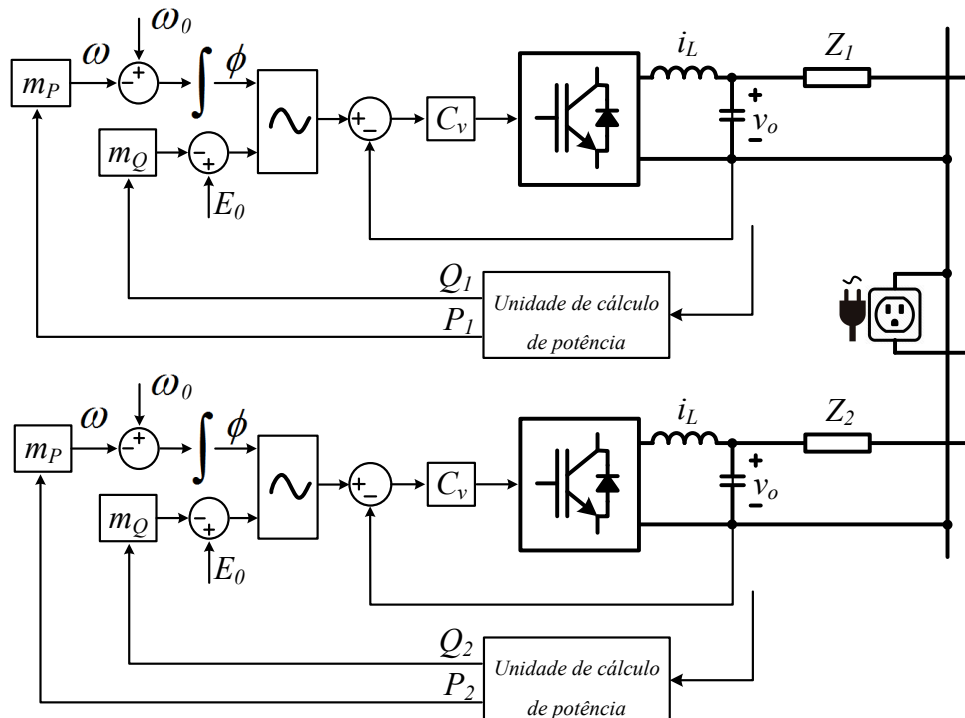
tando de uma análise bem cuidadosa [148]. Geralmente, os coeficientes *droops* são escolhidos, tal que, cada conversor forneça a potência proporcional à sua capacidade [149, 150]:

$$\begin{aligned} m_P &= \frac{f_{max} - f_{min}}{P_{min} - P_{max}} \\ m_Q &= \frac{E_{max} - E_{min}}{Q_{min} - Q_{max}} \end{aligned} \quad (3.10)$$

A Figura 3.12 ilustra uma estrutura de controle com o método *droop* convencional, sendo  $\omega$  a frequência em *rad/s*. Os conversores operam no modo formador de rede, com tensão e frequência determinadas pelo controle local ou pela própria rede (quando conectado). Considerando que o barramento esteja conectado à rede elétrica, os conversores tenham a mesma capacidade e  $Z_1 = Z_2$ , isso implica que os conversores partilharão igualmente as parcelas de  $P_1, P_2$ , e  $Q_1, Q_2$ :

$$\begin{aligned} P_j &= \frac{f_0 - f_{rede}}{m_P} \\ Q_j &= \frac{E_0 - E_{rede}}{m_Q} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Figura 3.12: Diagrama do controle *droop*  $P/f - Q/V$ .



Analisando a potência ativa em (3.8) e (3.9), no modelo de pequenos sinais, tem-se

$$\begin{aligned}\Delta P &= G\Delta\phi \\ \Delta f &= \Delta f_0 - \Delta P\end{aligned}\tag{3.12}$$

sendo, no ponto de operação,  $E_0$ ,  $V_0$  e  $\phi_0$  [115]:

$$\begin{aligned}G &= V_0 E_0 \text{sen}\phi_0 \\ \Delta\phi &= \int \Delta f_0 dt \rightarrow \frac{\Delta f}{s}\end{aligned}\tag{3.13}$$

onde  $s$  é a variável complexa de Laplace, portanto, obtém-se o modelo em pequenos sinais para o controle de potência ativa de (3.9) como:

$$\Delta P(s) = \frac{G}{s + m_P G} \Delta f_0(s)\tag{3.14}$$

Realizando a mesma análise, para potência reativa, de (3.8) e (3.9), no modelo de pequenos sinais, tem-se:

$$\begin{aligned}\Delta Q &= H\Delta E \\ \Delta E &= \Delta E_0 - m_Q \Delta Q\end{aligned}\tag{3.15}$$

sendo, no ponto de operação,  $V_0$  e  $\phi_0$  [115]:

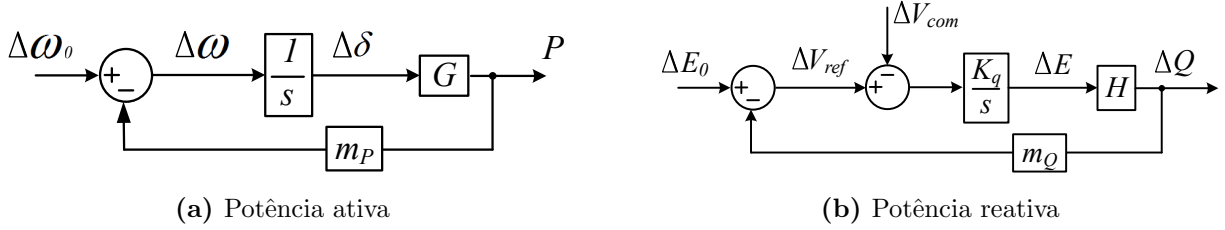
$$H = \frac{V_0 \text{cos}\phi}{Z}\tag{3.16}$$

Portanto, tem-se o modelo em pequenos sinais para o controle de potência reativa:

$$\Delta Q(s) = \frac{H}{1 + m_Q H} \Delta E_0(s)\tag{3.17}$$

As Figuras 3.14a e 3.14b apresentam os diagramas de blocos do modelo de pequenos sinais para o controle *droop* convencional, onde pode ser analisada a resposta dinâmica da técnica. Como pode ser observado em (3.14), a constante de tempo é ajustada somente pelo coeficiente  $m_P$  o qual afeta a frequência do conversor (3.9). Com isso, tem-se um paradoxo entre constante de tempo e regulação da frequência. No controle da potência reativa, como  $H$  é função de  $\phi_0$ , esse é afetado pela impedância da linha.

As vantagens no uso do controle *droop* convencional são: simplicidade, por não necessitar de comunicação entre conversores; modularidade; flexibilidade e redundância, uma vez que há mais conversores formadores de rede operando em paralelo. Como desvantagens: baixo desempenho na regulação de tensão e resposta a transientes; correntes harmônicas

Figura 3.13: Modelo de pequenos sinais do controle *droop* convencional.


Fonte: Resultados da Pesquisa

não são partilhadas devidamente [144]; apresenta um paradoxo entre controle de tensão e precisão no partilhamento de  $P$  e  $Q$  [116]; paradoxo na escolha dos coeficientes entre magnitude do *droop* e estabilidade, uma vez que coeficiente *droop* elevado permite o partilhamento mais rápido de potência, em contrapartida, compromete a estabilidade da  $\mu G$  [144]; desvios de frequência e tensão em virtude da dependência da carga [118]; incapacidade de rejeição de conteúdo harmônico na tensão [140] e desvios da medição de tensão, uma vez que a mesma é medida em pontos diferentes.

O efeito da impedância de linha sobre o partilhamento de potência entre os conversores pode ser visto em (3.8), sendo  $P$  e  $Q \propto 1/Z$ . Portanto, diferenças entre as impedâncias equivalentes de linha podem levar a desbalanços severos de potência entre conversores. A expressão (3.18) mostra a sensibilidade da potência de saída dos conversores em relação à impedância equivalente de linha.

$$\begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial Z} &= \frac{-VE}{Z^2} \phi \\ j \frac{\partial Q}{\partial Z} &= \frac{-V}{Z^2} (E - V) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Variações no controle *droop*  $P/f - Q/V$  são propostas na literatura para resolver alguns problemas como dependência da impedância de linha, partilhamento impreciso de  $P$  e/ou  $Q$  e resposta lenta a transientes. Em [151] são utilizados integradores no controle *droop*. Na parcela de potência ativa,  $K_P$  é um ganho integral aplicado em (3.13) resultando em:

$$\Delta \phi = K_P \int \Delta f_0 dt \quad (3.19)$$

com isso, (3.14) passa a ser (3.20) sendo  $G$  definido em (3.13).

$$\Delta P(s) = \frac{K_P G}{s + K_P m_P G} \Delta f_0(s) \quad (3.20)$$

Dessa forma a constante de tempo pode ser ajustada através de  $K_P$  mantendo  $m_P$  fixo, o que resulta em manter a frequência do conversor, em (3.9), sem alteração. Na parcela reativa, o integrador é utilizado para ajustar a tensão  $V$  no barramento, Figura 3.12, para a referência  $V_{ref}$ :

$$E = K_Q \int V_{ref} - V dt \quad (3.21)$$

sendo  $V_{ref} = E_0 - m_Q Q$ . O modelo de pequenos sinais (3.17) passa a ser

$$\Delta Q(s) = \frac{K_Q H}{1 + K_Q m_Q H} (\Delta E_0(s) - \Delta V(s)) \quad (3.22)$$

Portanto, nesse modelo de pequenos sinais de potência reativa, desde que se mantenha  $m_Q$  constante, pode-se alterar a resposta dinâmica através de  $K_Q$  sem degradar a tensão em (3.9).

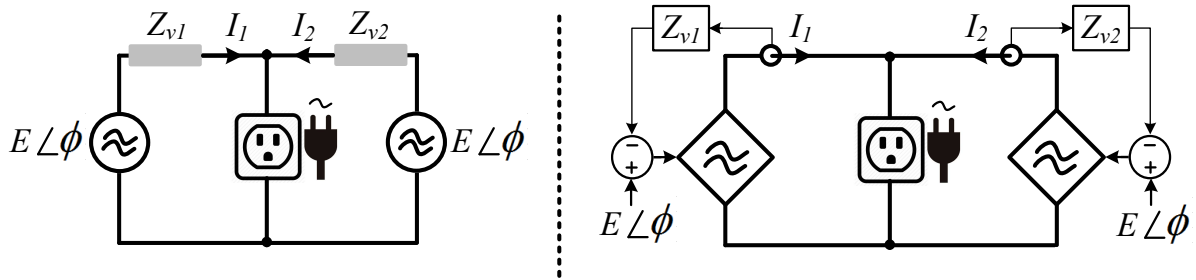
Mohamed e El-Saadany em [152] utilizam a variação instantânea tanto na frequência como na tensão (3.23) para amortecimento e evitar grandes transientes e circulações de corrente em transitórios de carga elevada, característico de  $\mu G$  em pequena escala.

$$\begin{aligned} f_j &= f_0 - m_P P_j + K_P \frac{dP_j}{dt} \\ E_j &= E_0 - m_Q Q_j + K_Q \frac{dQ_j}{dt} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Em [116, 145, 150, 153] é utilizado uma impedância virtual  $Z_v = R_v + jX_v$ , Figura 3.14, na saída do conversor, a qual pode ser controlada para evitar o acoplamento entre  $P$  e  $Q$ , produzindo um efeito predominantemente indutivo ou resistivo através do controle  $X_v/R_v$ , independente da impedância e frequência da linha. No entanto, a limitação da impedância virtual é a sua forte dependência da banda passante da malha de controle da tensão e que todos os conversores da  $\mu G$  precisam ter o mesmo valor de impedância virtual [153].

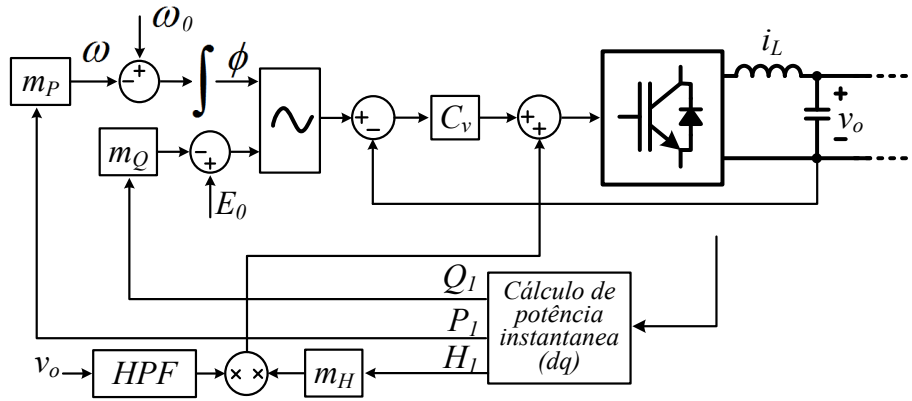
O partilhamento de potência harmônica através do *droop* de condutância harmônica  $G$  é realizado em [154], onde cálculo da potência harmônica é realizado conforme a teoria de potência instantânea [155] e o controle é implementado em coordenadas  $abc$ . Nessa estrutura de controle, Figura 3.15, o *droop*  $G/H$  compensam  $P/f$  e  $Q/V$  para componente fundamental.

Figura 3.14: Circuito equivalente do controle *droop* com impedância virtual.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Figura 3.15: Diagrama do controle *droop* com partilha de potência harmônica.



Fonte: Resultados da Pesquisa

### 3.3.2 Controle *droop* $P/V - Q/f$

Enquanto o método *droop*  $P/f - Q/V$  tem bom desempenho em  $\mu Gs$  onde a impedância da linha tem característica indutiva, as  $\mu Gs$  em baixa tensão não possuem essa característica e a resistência da linha não pode ser omitida [115, 150]. Considerando um barramento com característica resistiva, ou seja  $R \gg jX$  e  $Z \approx R$ , logo  $\theta \approx 0^\circ$  e  $sen\theta \approx \theta$ , substituindo em (3.6), tem-se:

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{V}{Z}(E - V) \\
 jQ &= \frac{-VE}{Z}\phi
 \end{aligned}
 \tag{3.24}$$

A potência ativa está relacionada diretamente com a amplitude da diferença de tensão, e a potência reativa está relacionada com o ângulo de fase, que é substituído pela frequência. Isso leva a um *droop*  $P/V - Q/f$ , oposto ao *droop* convencional  $P/f - Q/V$ . A estrutura de controle mantém-se semelhante a da Figura 3.12. As referências de tensão

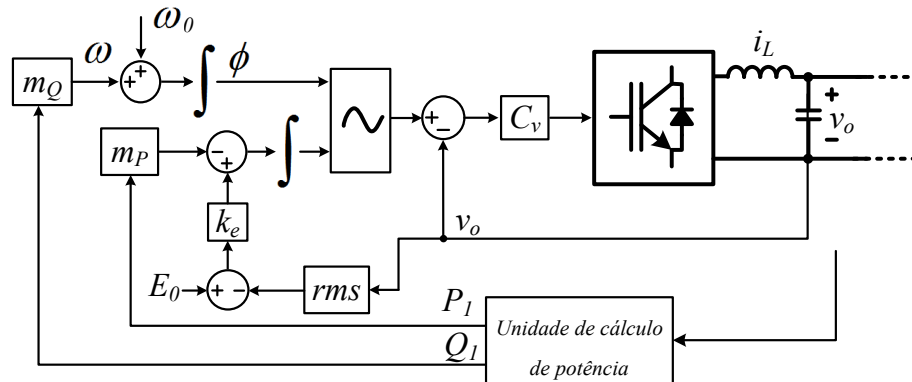
e frequência tornam-se:

$$\begin{aligned} E_j &= E_0 - n_P P_j \\ f_j &= f_0 + n_Q Q_j \end{aligned} \tag{3.25}$$

Essa estratégia melhora o desempenho das  $\mu G_{ca}$  em baixa tensão, todavia, o controle é altamente dependente dos parâmetros da rede, além disso a presença de cargas não lineares compromete a regulação de tensão no barramento. Esses pontos são fatores limitantes da aplicação dessa técnica [115].

Zhong em [156] propõe o controle *droop* robusto, Figura 3.16, para alcançar o compartilhamento de potência entre os conversores e reduzir a queda de tensão produzido pela carga e o próprio *droop*. A queda de tensão *droop* ( $E_0 - v_o$ ) é amplificada pela constante  $k_e$ , que produz uma tensão na carga  $E_0 - m_P P_1/k_e$  e um erro de compartilhamento de potência  $k_e E_0 \Delta v_o / m_P P_1$ . Entretanto, essa estratégia, mesmo com elevados valores de  $k_e$ , não é capaz de eliminar erro no partilhamento de potência e, além disso, imprecisões nos circuitos de medições degradam seu desempenho.

Figura 3.16: Diagrama do controle *droop* robusto.



Fonte: Resultados da Pesquisa

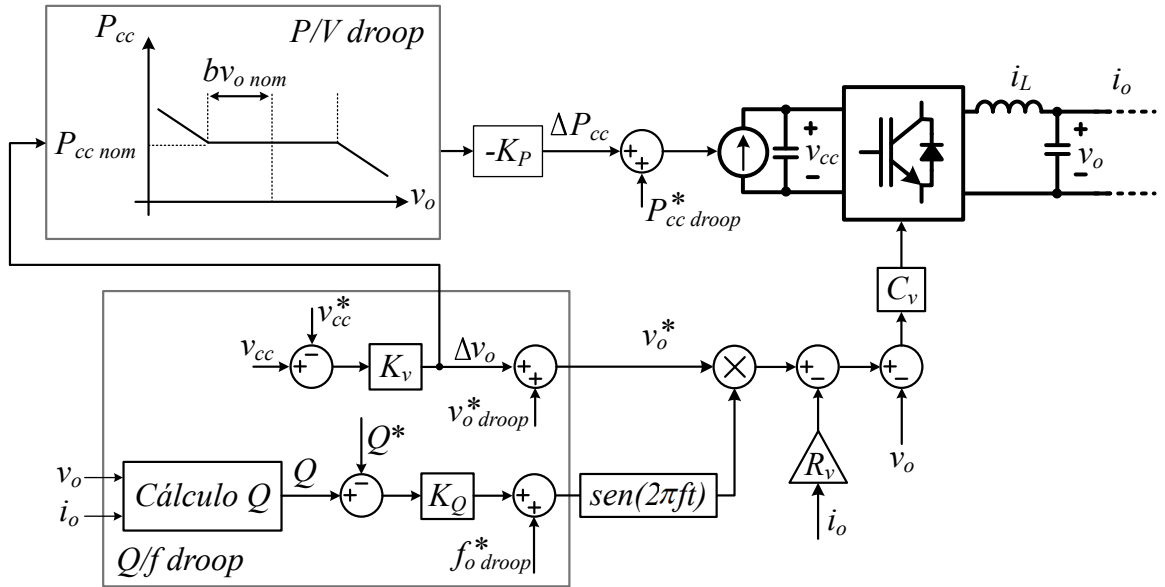
### 3.3.3 Controle *droop* baseado na tensão (variação do *droop* $P/V - Q/f$ )

Essa estratégia de controle consiste em dois controladores *droop* com uma banda de potência constante, Figura 3.17, onde  $v_{cc}$  é a tensão no barramento c.c. do conversor,  $v_o$  a tensão da rede c.a. O princípio do *droop*  $v_o/v_{cc}$  é balancear a potência entre o lado

c.a. e c.c. Uma alteração no balanço de potência gerada/consumida altera o nível  $v_{cc}$ , tornando-a em um indicador de variação de potência, conforme (3.26) [120], sendo  $v_{o\ nom}$  e  $v_{cc\ nom}$  valores nominais para as tensões dos barramentos c.a. e c.c., respectivamente.

$$v_o^* = v_{o\ nom} + m(v_{cc} - v_{cc\ nom}) \quad (3.26)$$

Figura 3.17: Diagrama do controle *droop*  $P/V - Q/f$  baseado em  $v$ .



Fonte: Resultados da Pesquisa

Para limitar significativos desvios em  $v_o^*$ , o controlador de *droop*  $p_{cc}/v_{cc}$  com banda de potência constante é empregado [157]:

$$P_{cc} = \begin{cases} P_{cc\ nom} - K_P[v_o - (1+b)v_{o\ nom}] & \text{se } v_o > (1+b)v_{o\ nom} \leq 5 \\ P_{cc\ nom} & \text{se } (1+b)v_{o\ nom} < v_o < (1-b)v_{o\ nom} \\ P_{cc\ nom} - K_P[v_o - (1-b)v_{o\ nom}] & \text{se } v_o < (1-b)v_{o\ nom} \end{cases} \quad (3.27)$$

onde  $P_{cc\ nom}$  é a potência nominal do conversor,  $K_P$  é o ganho *droop* de potência, e  $b$  é a largura da banda de potência. Essa estratégia permite a utilização de toda a faixa de tensão de saída sem extrapolar os limites. Nessa faixa, os GDs são ativamente despachados enquanto operam no ponto de máxima potência [120].



### 3.3.4 Controle pelo método de transformação de *frame virtual*

Em geral, na impedância da rede ( $Z$ ), deve ser considerada tanto a parcela resistiva quanto a reativa. Dessa forma, a transferência de potência, sem desconsiderar essas parcelas em (3.6) e assumindo o ângulo de fase  $\phi$  entre a tensão de saída do inversor  $E$  e o barramento  $V$ , bem pequeno, tal que  $\cos\phi \approx 1$  e  $\sen\phi \approx \phi$ , tem-se:

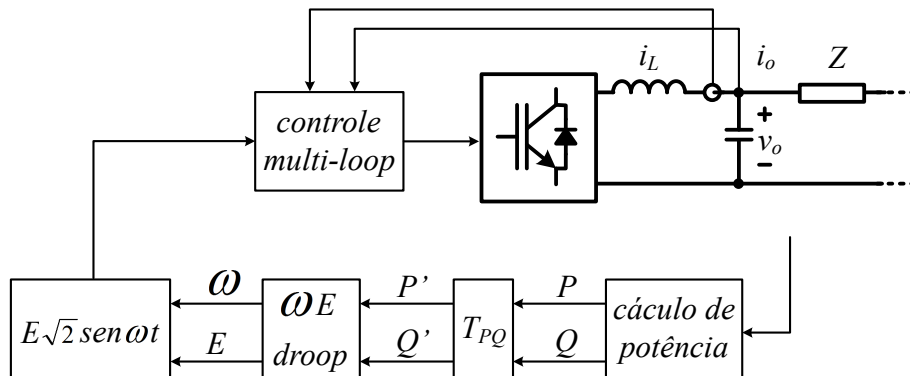
$$\begin{aligned} P &= \frac{V}{Z} [(E - V)\cos\theta + E\phi\sen\theta] \\ jQ &= \frac{V}{Z} [(E - V)(\sen\theta - E\phi\cos\theta)] \end{aligned} \quad (3.28)$$

Utilizando uma matriz de transformação rotacional linear ortogonal  $T_{PQ}$ , da potência  $P$  e  $Q$  para potência modificada  $P'$  e  $Q'$ , onde as potências são, efetivamente, independentes da impedância de linha, tem-se: [158, 159]:

$$\begin{bmatrix} P' \\ jQ' \end{bmatrix} = T_{PQ} \begin{bmatrix} P \\ jQ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sen\theta & -\cos\theta \\ \cos\theta & \sen\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} P' \\ jQ' \end{bmatrix} = \frac{V}{Z} \begin{bmatrix} E\phi \\ E - V \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

A Figura 3.18 apresenta o diagrama da estrutura utilizando o *frame virtual*, onde os valores de  $f_0$  e  $E_0$  são obtidos pelas substituições de  $P'$  e  $jQ'$  em (3.9). Em geral, a relação  $X/R$  na rede não é conhecida com precisão, mas uma estimativa é suficiente para o emprego do método [158].

Figura 3.18: Diagrama do controle *droop* com *frame virtual*.



Fonte: Resultados da Pesquisa

De maneira similar, em [160] é empregada a matriz  $T_{fE}$  para obter um *frame virtual*

de frequência/tensão:

$$\begin{bmatrix} f' \\ E' \end{bmatrix} = T_{fE} \begin{bmatrix} f \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}\theta & \text{cos}\theta \\ -\text{cos}\theta & \text{sen}\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f \\ E \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

onde  $f$  e  $E$  são calculados através do *droop* convencional em (3.9), e  $f'$  e  $E'$  são utilizados como referência para o controlador de tensão do conversor. Essa estratégia melhora a estabilidade do sistema durante transientes e desacopla os fluxos de potência ativo e reativo. Entretanto, o ângulo do *frame* de transformação não é o mesmo para todos os conversores da  $\mu G$ , o que leva a tensão e a frequência a convergirem para diferentes valores [120].

### 3.3.5 Controle *droop* adaptativo de tensão

Essa estratégia é empregada em  $\mu G$  operando em modo ilhado. Consiste na adição de dois termos ao controle de potência reativa  $Q/V$  convencional (3.9). O primeiro termo é usado para compensar desvios de amplitude da tensão nas redes que distribuem potência das fontes para cargas críticas [115]. O segundo termo é adicionado com a finalidade de manter a estabilidade do sistema e melhorar o partilhamento de potência reativa sob condições de carga elevada [120]. A Figura 3.19 apresenta um sistema composto por dois GDs, a tensão no barramento  $j$  pode ser expressa por:

$$V_j \angle \alpha_j = E_j \angle \delta_j - (r_j + jx_j) I_j \angle -\theta_j \quad (3.31)$$

onde  $I_j \angle -\theta_j$  é a corrente de saída de cada GD  $j$ . Utilizando (3.31) e reescrevendo  $V_j$ , obtém-se:

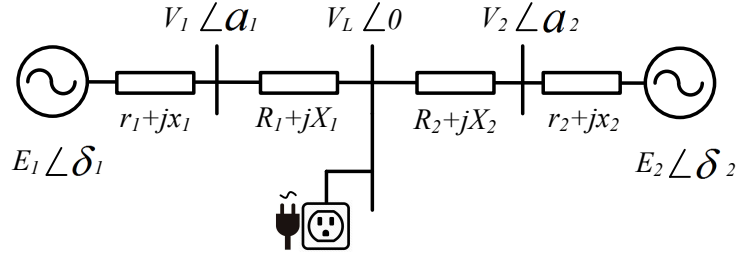
$$V_j = E_j^* - d_{Q_j} Q_j - r_j I_j \cos(\alpha_j + \theta_j) - x_j I_j \text{sen}(\alpha_j + \theta_j) \quad (3.32)$$

Reorganizando a tensão do barramento  $j$  em termos de potência ativa e reativa, tem-se:

$$V_j = E_j^* - d_{Q_j} Q_j - r_j P_j / E_j^* - x_j Q_j / E_j^* \quad (3.33)$$

Os termos  $r_j P_j / E_j^*$  e  $x_j Q_j / E_j^*$  representam a queda de tensão na impedância do barramento  $j$ . Esses termos são incorporados no controle *droop* convencional  $Q/V$  (3.9) compensando a queda de tensão no barramento [115]:

$$E_j = E_j^* - m_Q Q_j + \left( \frac{r_j P_j}{E_j^*} - \frac{x_j Q_j}{E_j^*} \right) \quad (3.34)$$

Figura 3.19:  $\mu G$  composta por dois GDs.


Fonte: Resultados da Pesquisa

Adicionalmente, para melhorar a estabilidade do sistema e adequar a cada condição de carga, em [161] é adicionado uma função *droop* não linear de potência ativa e reativa:

$$\begin{aligned} D_j(P_j, Q_j) &= d_{Q_j} + m_{Q_j} Q_j^2 + m_{P_j} P_j^2 \\ E_j &= E_j^* - D_j(P_j, Q_j) Q_j + \left( \frac{r_j P_j}{E_j^*} - \frac{x_j Q_j}{E_j^*} \right) \end{aligned} \quad (3.35)$$

onde  $d_{Q_j}$ ,  $m_{Q_j}$  e  $m_{P_j}$  são coeficientes de *droop* e os termos  $m_{Q_j} Q_j^2$  e  $m_{P_j} P_j^2$  eliminam o impacto negativo do controle de potência ativa e os parâmetros da  $\mu G$  no controle reativo [115, 120].

Embora o controle de *droop* adaptativo seja adequado em situações onde a regulação de tensão em barramento não é praticável, ele não é funcional na presença de cargas não lineares e apresentam uma dependência dos parâmetros de impedância do barramento [115].

### 3.3.6 Controle pela injeção de sinal

Nessa estratégia, cada GD injeta um pequeno sinal de tensão c.a. na  $\mu G$ , além da potência injetada. A frequência desse sinal de controle ( $\omega_q$ ) é determinado pela potência reativa ( $Q$ ) do respectivo GD conforme [115, 120]:

$$\omega_q = \omega_{qo} + m_Q Q \quad (3.36)$$

sendo  $\omega_{qo}$  a frequência nominal angular do sinal de tensão injetada, e  $m_Q$  o coeficiente de *droop* de potência reativa. Uma pequena parcela de potência,  $p_q$ , circulará através desse sinal, e o valor da tensão de saída ( $E$ ) do GD é ajustado conforme [115]:

$$E = E^* - m_D p_q \quad (3.37)$$

onde  $E^*$  corresponde ao valor de tensão de referência do conversor sem carga e  $m_D$  o coeficiente *droop* de potência ativa.

Esse processo é realizado em todos os conversores, que estão no modo formador de rede, de forma que sintetizem a mesma frequência  $\omega_q$ . Considerando uma situação onde duas fontes injetam os sinais de controle, sintetizando as seguintes frequências:

$$\begin{aligned}\omega_{q1} &= \omega_{q0} + m_Q Q_1 \\ \omega_{q2} &= \omega_{q0} + m_Q Q_2\end{aligned}\tag{3.38}$$

se  $Q_1 \neq Q_2$ , tem-se:

$$\Delta\omega = \omega_{q1} - \omega_{q2} \rightarrow m_Q(Q_1 - Q_2) = m_Q\Delta Q\tag{3.39}$$

A diferença de fase entre os sinais pode ser obtida integrando-se a diferença da frequência angular:

$$\delta = \int \Delta\omega dt \rightarrow m_Q\Delta Q t\tag{3.40}$$

Devido a essa diferença de fase, uma pequena parcela de potência circula do GD<sub>1</sub> para o GD<sub>2</sub>, assumindo que  $Z_{1,2}$  é a impedância entre as duas fontes, tem-se que a potência transmitida é [115]:

$$p_q = \frac{V_{q1} - V_{q2}}{Z_{1-2}} \text{sen}\delta\tag{3.41}$$

onde  $V_{q1}$  e  $V_{q2}$  são as amplitudes do sinal injetado pelas respectivas geradores. Portanto as tensões,  $E$ , são então ajustadas substituindo (3.41) em (3.37).

Com a componente de frequência  $\omega_q$  consegue-se chegar ao *droop*  $Q/V$ . Na presença de cargas não lineares, a distorção harmônica  $D$  pode ser partilhada entre as fontes em paralelo pelo ajuste da banda passante da tensão [120]. A frequência do sinal injetado, nessa situação, é baseada na distorção total:

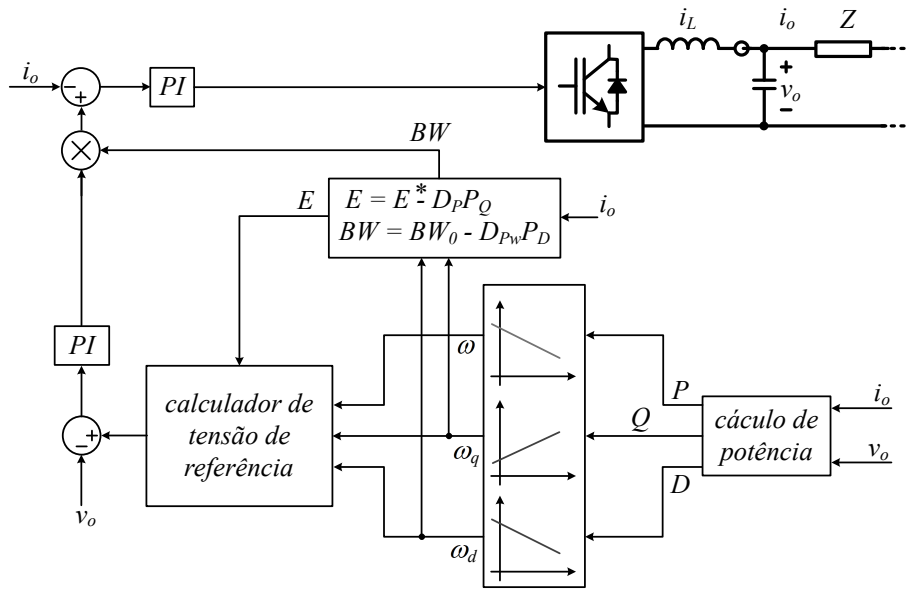
$$\begin{aligned}\omega_d &= \omega_{d0} - mD \\ D &= \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}\end{aligned}\tag{3.42}$$

onde  $\omega_{d0}$  é a frequência nominal do sinal de tensão injetado,  $m$  é o coeficiente *droop* e  $S$  é a potência aparente da fonte. A banda passante da malha de tensão é, portanto, definida por [120]:

$$BW = BW_0 - D_{bw} p_q\tag{3.43}$$

sendo  $BW_0$  a banda passante nominal da malha de tensão e  $D_{bw}$  o coeficiente *droop*,  $p_d$  é calculado conforme (3.41). A Figura 3.20 apresenta a estrutura de controle implementada com injeção de sinal. Esse método controla o partilhamento de potência e não é dependente de características da rede com impedância da conexão, opera sob a presença de cargas não lineares, entretanto não garante a regulação de tensão [115, 120].

Figura 3.20: Diagrama do controle *droop* com injeção de sinal.



Fonte: Resultados da Pesquisa

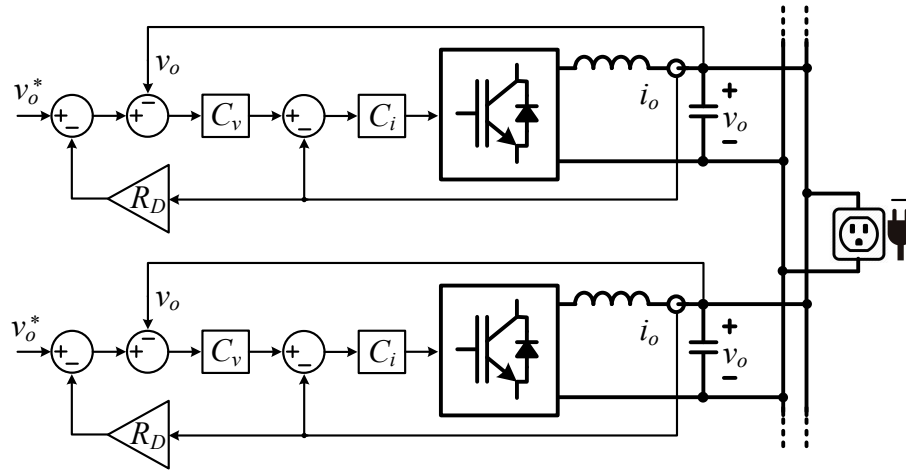
### 3.3.7 Controle *droop* c.c. convencional (V/I)

Em barramentos c.c., o controle *droop* convencional envolve a redução da referência de tensão do conversor com o aumento da corrente de saída (3.44), onde  $v_{oj}$  e  $i_{oj}$  são tensão e corrente de saída, respectivamente, do conversor  $j$ ,  $v_{ref}$  é a referência de tensão do barramento c.c. quando o conversor estiver operando sem carga e  $R_d$  é a resistência virtual de *droop*. Essa é responsável por realizar o partilhamento de potência entre os conversores, sendo calculada como (3.45)[2], onde  $\Delta V$  é a variação máxima de tensão permitida na saída, e  $P_{max}$  a máxima potência do conversor. A Figura 3.21 apresenta o diagrama de controle com *droop*.

$$v_{ref} = v_o^* - R_d i_j \quad (3.44)$$

$$R_d = \frac{\Delta V (v_o^* - \Delta V)}{P_{m\acute{a}x}} \quad (3.45)$$

Figura 3.21: Diagrama do controle *droop* c.c. convencional.



Fonte: Resultados da Pesquisa

A técnica *droop* fornece alta confiabilidade e flexibilidade à  $\mu G_{cc}$ , pois o compartilhamento adequado de potência e a operação estável de conversores em paralelo são garantidos sem a necessidade de uma rede de comunicação, que também introduz intrinsecamente a capacidade *plug-and-play*. Conseqüentemente, as  $\mu G_{cc}$ s controladas pelo *droop* são a maioria dos sistemas descritos na literatura atual. No entanto, a seleção do coeficiente *droop* introduz uma relação de compromisso entre compartilhamento de potência e regulação de tensão no barramento, que também é fortemente influenciada pelas impedâncias da linha [19, 162, 163].

Para corrigir incompatibilidades no partilhamento de potência e desvio de tensão do barramento c.c., o controle secundário reúne informações sobre as medições locais de cada conversor, através de um *link* de comunicação, e fornece meios para modificar os parâmetros do nível primário que levarão à distribuição proporcional de potência e a um valor de tensão restaurado no barramento.

### 3.3.8 Variações do *droop* c.c.

O *droop* c.c. convencional utiliza a corrente de saída do conversor como variável de entrada, em cite [164] é utilizado a potência de saída do conversor (3.46) tornando-se em um *droop*  $V/P$ . Essa variação do controle é comumente empregada em UAE's para balanceamento do estado de carga (*State of Charge - SoC*), pois a utilização de potência leva a uma dinâmica mais lenta do *droop* em relação ao  $V/I$ , que é necessário para o

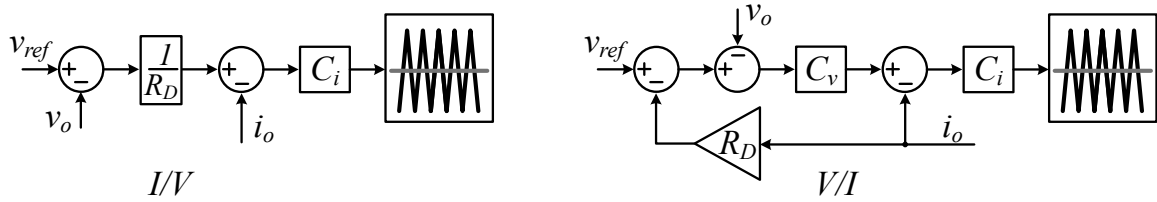
acompanhamento da evolução do  $SoC$ .

$$v_{ref} = v_o^* - m_d p_{oj} \quad (3.46)$$

Wang *et al.* em [165] propõe o *droop*  $I/V$  (3.47). Comparado ao *droop*  $V/I$ , Fig. 3.22, a ausência da malha de controle da tensão de saída, que é um controle lento em relação à corrente, não limita a largura de banda do sistema e diminui o tempo de resposta no partilhamento de corrente durante os transitórios [166].

$$i_{ref} = \frac{v_o^* - v_{oj}}{R_d} \quad (3.47)$$

Figura 3.22: Diagramas dos controles *droops*.



Fonte: Resultados da Pesquisa

### 3.3.9 Controle *droop* c.a.-c.c. ou híbrido

Essa técnica de controle consiste em um *droop* bidirecional baseado em uma faixa tensão c.c. e frequência da tensão c.a. para obter o partilhamento de potência entre barramentos c.a. e c.c. Esse esquema é empregado em *BIC* com a função autônoma, sendo apenas responsável pelo fluxo de potência. A Figura 3.23 apresenta o diagrama de controle empregado em [45, 167], onde a tensão do barramento c.c. e a frequência da tensão c.a. são normalizados conforme:

$$\begin{aligned} v_{pu} &= \frac{v_{o\ cc} - 0.5(V_{máx} + V_{mín})}{0.5(V_{máx} - V_{mín})} \\ f_{pu} &= \frac{f - 0.5(f_{máx} + f_{mín})}{0.5(f_{máx} - f_{mín})} \end{aligned} \quad (3.48)$$

onde  $V_{máx}$  e  $V_{mín}$  o nível máximo e mínimo de tensão no barramento c.c.,  $f_{máx}$  e  $f_{mín}$  a frequência máxima e mínima permitida para o barramento c.a. Desde que o barramento c.a. envolva controle de potência ativa pela frequência e no barramento c.c., controle de potência pela magnitude da tensão, a relação (3.48) permite o gerenciamento de fluxo

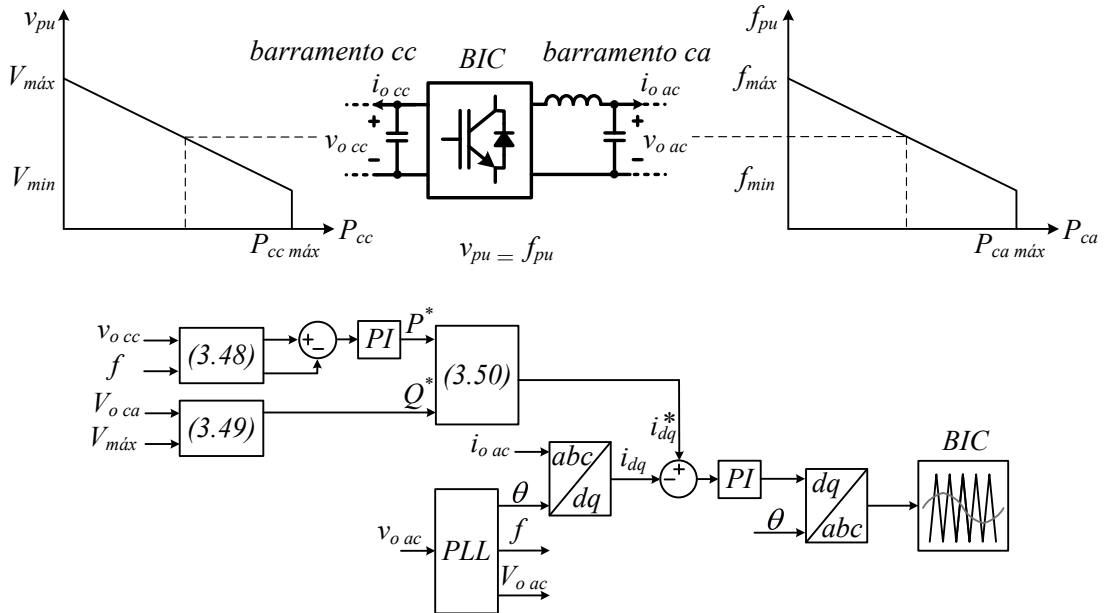
entre ambos barramentos e o objetivo do controle é  $v_{pu} = f_{pu}$ , que produz  $P^*$  e  $P^* > 0$  o fluxo de potência é  $c.c. \rightarrow c.a.$ , caso contrário,  $c.a. \rightarrow c.c.$  A referência de potência reativa, para o *droop* no barramento c.a., é calculada conforme:

$$Q^* = \begin{cases} \frac{V_{o\ ca} - V_{m\acute{a}x}}{m_Q} & P^* > 0 \\ 0 & P^* < 0 \end{cases} \quad (3.49)$$

Sendo  $V_{o\ ca}$  a amplitude da tensão no barramento c.a. e  $m_Q$  o coeficiente *droop* de potência reativa. Os valores de referência de  $P$  e  $Q$  sintetizam a corrente de referência síncrona ([45]). Em [36, 37] a estrutura de controle *droop* híbrido empregada é semelhante à Fig. 3.23 para a operação paralela de *BICs*.

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{2P}{3V_{o\ ca}} \\ i_q^* &= \frac{-2Q}{3V_{o\ ca}} \end{aligned} \quad (3.50)$$

Figura 3.23: Diagrama do controle *droops* c.a.-c.c.



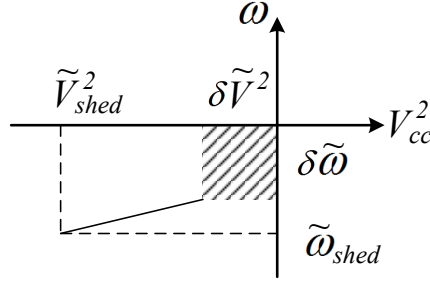
Fonte: Resultados da Pesquisa

Eghtedarpour e Farjah em [30] propõem o controle *droop* híbrido conforme a curva representada na Figura 3.24, sendo a frequência da tensão do barramento c.a. em  $rad/s$  ( $\omega$ ). A área hachurada do gráfico corresponde a condição onde ambos barramentos estão com carga “leve”, não necessitando de fluxo de potência entre barramentos. Havendo necessidade de fluxo de potência entre os barramento, carga maior que geração,  $\tilde{V}_{shed}^2$  e



$\tilde{\omega}_{shed}$  são os valores mínimos, respectivamente, da tensão no barramento c.c. e frequência da tensão c.a. que deve ocorrer para que haja o fluxo de potência.

Figura 3.24: Curvas *droops* c.a.-c.c.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Em [168] o *droop* híbrido é estabelecido através da relação direta entre a frequência da tensão do barramento c.a. ( $f_{ca}$ ) e a magnitude da tensão do barramento c.c. ( $v_{cc}$ ) conforme (3.51), onde  $k = f_{ca \text{ nominal}}/V_{cc \text{ nominal}}$ . Através dos desvios de tensão e frequência ( $x$ ) é estabelecido o compartilhamento de potência do GD  $i$  através de ( $x$ ), sendo  $k_i$  o coeficiente droop convencional é o sobrescrito se refere em qual barramento se encontra o GD.

$$f_{ca} = kv_{cc} \quad (3.51)$$

$$\Delta f = k\Delta v_{cc} \quad (3.52)$$

$$\Delta P_i^{ca} = -1/(k_i/k)\Delta v_{cc} \quad (3.53)$$

$$\Delta P_i^{cc} = -1/(k_i k)\Delta f$$

### 3.4 Técnicas de controle para transição de modos de operação

As técnicas de controle alocadas nessa classe são responsáveis por alterar, nos conversores do barramento c.a., o modo de operação de conectado para ilhado da rede e *vice-versa*. Comumente, as técnicas combinam o controle do conversor em modo formador de rede (operando ilhado) com seguidor de rede (operando conectado). Em  $\mu Gs$ , geralmente apenas os *BICs* utilizam os controles de transição, uma vez que esses são responsáveis por manter o barramento c.a. estável. No barramento c.c., os conversores não

participam ativamente da transição de modos. Entretanto, dependendo do balanço entre carga e geração, tanto em modo conectado, quanto ilhado, os conversores podem alterar o seu controle de fonte de tensão para fonte de corrente e *vice-versa*, para não violar em seus limites de tensão e potência. Uma técnica que permite essa transição é a sinalização de barramento c.c. ou *DBS (Dc Bus Signaling-based control)*

### 3.4.1 Técnicas de controle para transição entre modos conectado/ilhado

Uma vantagem técnico-econômica, das *nGs* ou  *$\muGs$*  sobre a rede convencional é o aumento da confiabilidade em sua capacidade de fornecer energia ininterrupta quando a rede elétrica está ausente. Para tanto, devem ser capazes de operar de forma ilhada, fazer a transição entre os modos conectado/ilhado sem distúrbios (*seamless transfer*) [169].

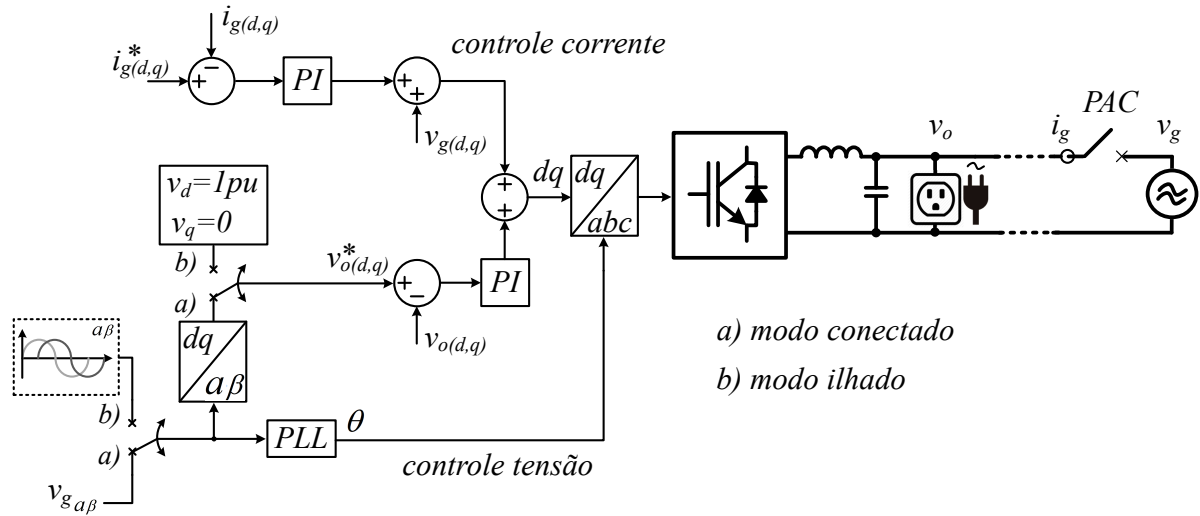
Durante as transições de conectado para ilhado e vice-versa, dois tipos de distúrbios são esperados: i) distúrbio na frequência relacionado a mudança repentina de referências geradas pelas camadas de controle; e ii) distúrbio na tensão/corrente associado a transição [169].

Thanh-Vu *et al.* em [170] propõe o controle *seamless transfer* baseado em *PLL*. Nessa proposta empregam-se duas malhas de controle, sendo a de corrente para operação conectada e a de tensão para operação ilhada, conforme Figura 3.25. As saídas *dq* de ambas as malhas são conectadas a fim de evitar mudanças bruscas na saída de ambos os controladores durante a transição. A referência *dq*, quando conectado, controla o fluxo de corrente no PAC e quando ilhado, controla a tensão no barramento c.a.

Yao *et al.* em [171] realiza a transição de modos de operação apenas na mudança da referência de tensão, conforme a Figura 3.26, dessa forma, não existe a troca entre saídas do controlador de tensão e de corrente. No modo conectado, o controlador de tensão é utilizado para compensar a corrente do capacitor no filtro e o controlador de corrente, para regular a corrente injetada na rede. Em operação ilhada, o controlador de tensão regula a tensão de saída enquanto a saída do controlador de corrente é nula. O algoritmo é focado somente no controle escalar da tensão, não considera distúrbios na fase.

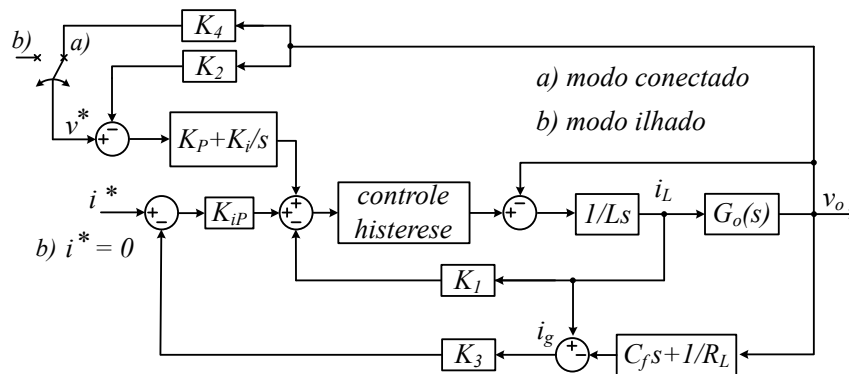
Kwon *et al.* [172] utiliza o controle indireto de corrente com o controle da tensão no capacitor do filtro de saída do conversor. Essa tensão é controlada tanto em modo

Figura 3.25: Diagramas do controle *seamless transfer* baseado em PLL.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Figura 3.26: Diagramas do controle *seamless transfer* com compensação de corrente do capacitor.



Fonte: Resultados da Pesquisa

conectado quanto ilhado, fornecendo estabilidade da tensão durante todo o período de transição. Em [173] é utilizado o controle *multi-loop* da tensão de saída, Figura 3.27a, sendo a tensão do capacitor realimentando a malha interna de tensão e na malha externa, alimenta a ação direta na condição de operação ilhada. Durante a transição é utilizado o controle de tensão e corrente para forçar que a corrente seja zero durante a abertura ou fechamento da chave de conexão ao PAC. O controle *multi-loop* de tensão para operação *seamless transfer* em conversores operando com controle baseado em *droop*, Figura 3.27b é empregado em [174]. Os conversores operam como fonte de tensão tanto em modo conectado quanto ilhado. Paralelamente ao controle *droop* é empregado o algoritmo de

modo *ride-through* com impedância virtual, que é ativado caso haja uma sobrecorrente durante a transição, nessa situação o conversor opera como fonte de corrente enquanto a mesma permanecer além dos limites.

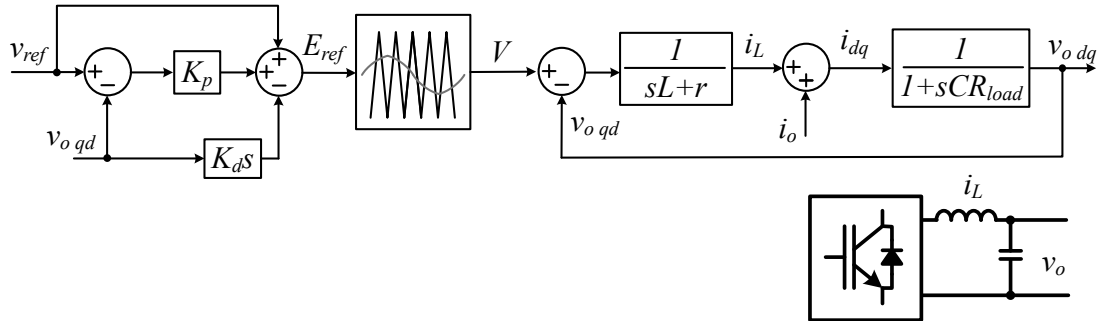
Em [175] é utilizado o controle de corrente com controle *feedforward* da tensão para minimizar as sobretensões durante a transição de modo. O controle *feedforward* é adicionado as correntes de eixo *dq* do controlador de corrente. Todavia, não é analisada a transição de modos na condição na qual a geração é menor que a carga, o que levaria a uma subtensão. Em [169] é utilizado o controle *multi-loop* utilizando a técnica do modelo inverso da planta, permitindo que a dinâmica do inversor e filtro *LC* sejam compensadas durante a transição. Nessa técnica, a inversão das funções de transferência de controle do conversor e do filtro *LC*, transformam-se em ganhos unitários, que segundo o autor, elimina distúrbios do sistema de controle. Com isso, a mesma estrutura de controle pode ser usada para operação conectada, ilhada e suporte à rede sem distúrbios durante a transição.

#### 3.4.1.1 Controle baseado em sinalização de barramento c.c. (Dc Bus Signaling-based control - DBS)

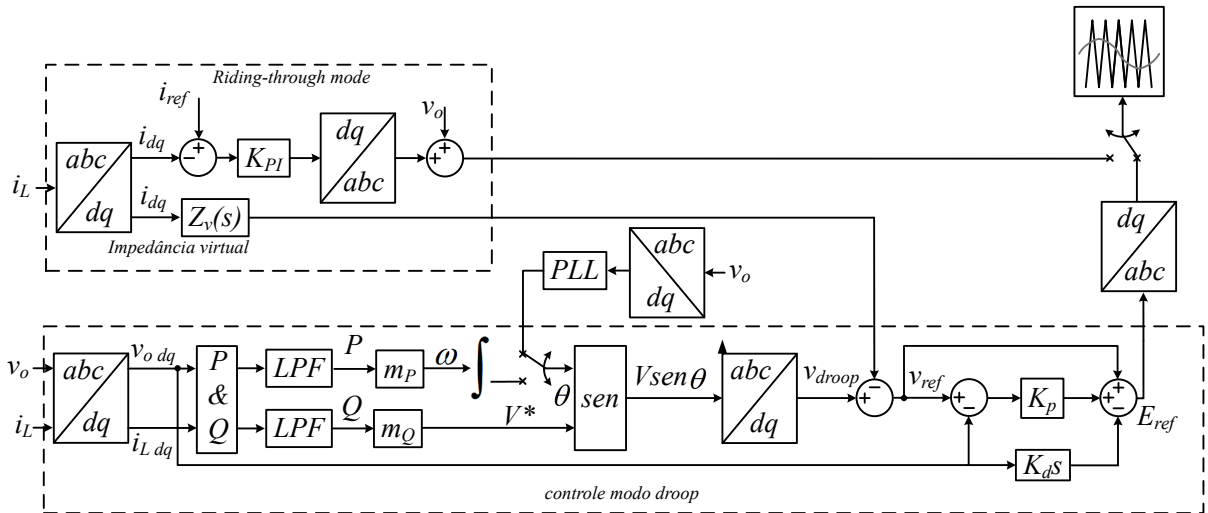
Essa técnica é empregada em controle primário distribuído em  $\mu G_{cc}$ . O *DBS* é uma extensão do conceito de limite de carga/descarga para programação de fontes de geração individuais de forma distribuída [176]. A programação das fontes é realizada por meio dos limites de operação carga/descarga dos conversores fonte/armazenamento em relação ao nível de tensão do barramento c.c. [177]. Uma característica importante para o barramento c.c. é que o balanço entre carga/geração é indicado pelo nível de tensão, geração maior que carga resulta em aumento do nível de tensão, caso contrário, há a diminuição da nível de tensão. Portanto, a própria tensão do barramento c.c. pode ser usada para indicar seu modo de operação.

A sinalização de barramento c.c. consiste em se determinar uma faixa de tensão, dentro da qual o mesmo pode variar livremente. Essa faixa é dividida em setores, os quais representam diferentes condições de operação para os elementos do barramento c.c. (operação como fonte de corrente ou potência e fonte de tensão), de forma que o fluxo de potência entre eles pode ser definido na etapa de projeto [2].

Figura 3.27: Diagrama do controle *seamless transfer* com *multi-loop*.



(a) Malha *multi-loop*



(b) *Multi-loop* com controle *droop* e *ride-through*

Fonte: Resultados da Pesquisa

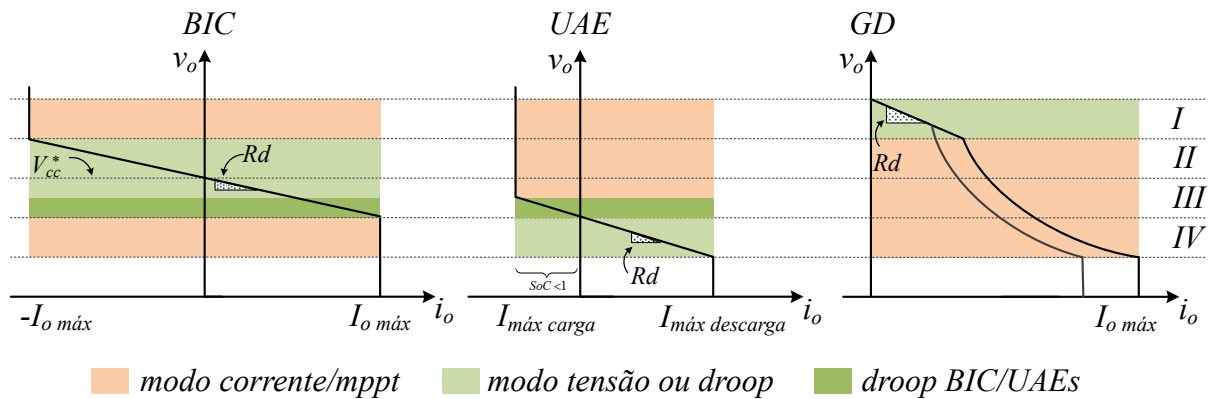
Em [2, 176] o *DBS* é empregado no estágio c.c. do *BIC*, nos *RRCs* e *ESCs* e o barramento c.c. é dividido em quatro seguimentos, sendo cada um com variação de  $\pm 5\%V_{cc}^*$  e  $V_{cc}^*$  a tensão nominal do barramento c.c.:

- I-  $1,05V_{cc}^* \leq V_{cc} < 1,025V_{cc}^*$ : geração maior que carga. O *RRC* atua no modo fonte de tensão, regulando o barramento e *ESC* e *BGIC* operam como fonte de potência, sendo que o *BGIC* exporta para a rede elétrica o máximo de potência permitida e o *ESC* carrega as baterias com a máxima corrente;
- II-  $1,025V_{cc}^* \leq V_{cc} < 0,975V_{cc}^*$ : geração maior que carga. O *RRC* passa a atuar como fonte de potência operando em *MPPT*. O *ESC* continua em modo carga. O *BGIC* opera em modo tensão, regulando o barramento principal e exportando o excedente de potência para rede elétrica;

- III-  $0,975V_{cc}^* \leq V_{cc} < 0,95V_{cc}^*$ : geração menor que carga. O *RRC* opera em modo *MPPT*, o *BGIC* em modo tensão, importando energia da rede elétrica. O *ESC* passa a operar em modo de tensão, ainda como carga, no entanto, a corrente de carga das baterias é reduzida;
- IV-  $0,95V_{cc}^* \leq V_{cc} < 0,925V_{cc}^*$ : geração menor que carga. O *RRC* opera em modo *MPPT* e *BGIC* em modo corrente, importando a máxima potência da rede elétrica. O *ESC* opera em modo tensão, como fonte, regulando o barramento c.c.

Uma vez determinados os setores de operação, a funcionalidade de cada conversor e a faixa de tensão, podem-se estabelecer as curvas de sinalização para descrever o comportamento de cada conversor [2] conforme apresentadas na Figura 3.28. Quando o modo fonte de tensão estiver ativo, utiliza-se neste caso um controle em *droop* para permitir o paralelismo de conversores que se encontrem no mesmo modo.

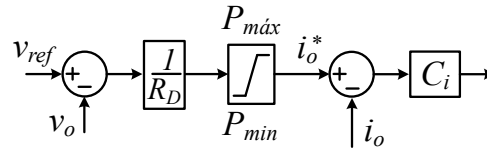
Figura 3.28: Curva *DBS*.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Yunjie *et al.* em [178] emprega a técnica *DBS* com o *droop I/V*, Figura 3.29, sendo o nível de tensão do barramento c.c. dividido em três segmentos, que corresponde as faixas de operação do *BICs*, *UAEs* e *GDs*. A vantagem desse método é estabelecer uma relação clara entre os modos de operação e as condições do balanço de potência na  $\mu G_{cc}$ , permitindo a *seamless transfer* entre modo de tensão e modo de corrente de acordo o nível de tensão no barramento [178]. Em [179] o *DBS* divide o nível de tensão do barramento c.c. em cinco segmentos para coordenar a operação do *BIC* e *GDs*, minimizando os efeitos do desbalanço de potência produzidos pelas impedâncias equivalentes de linha.

Figura 3.29: Controle *droop* com *DBS*.



Fonte: Resultados da Pesquisa

### 3.4.2 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou as principais técnicas de controle empregadas no nível primário do controle hierárquico. Essas técnicas podem ser divididas em duas categorias: com e sem uso de comunicação. As técnicas sem comunicação permitem a característica *plug-and-play* e facilidade de expansão da  $\mu G$  enquanto as técnicas com uso de comunicação permitem o controle mais preciso no partilhamento de carga, porém acrescenta um *SPoF* (a perda de comunicação) que pode comprometer o funcionamento da mesma. O controle *droop* apresenta mais simplicidade de implementação tanto no barramento c.a. quanto c.c. Uma desvantagem dessa técnica no barramento c.a. é o desconhecimento da característica da impedância de linha,  $Z$ , pois uma vez que não se conhece a relação  $X/R$ , a seleção entre *droop*  $P/f - Q/V$  e  $P/V - Q/f$  torna-se incerta bem como um possível acoplamento entre  $P$  e  $Q$ . Em ambientes de  $nG$ , a área física atendida é menor quando comparadas à  $\mu G$ s e o emprego de técnicas com comunicação por fios torna-se viável, pois os conversores estarão mais próximos e com isso, no barramento c.a. será adotado *single master* quando operando em modo ilhado. No barramento c.c, a técnica de controle *droop* é a mais viável, mesmo com suas limitações, pela ausência de questões relativas a circuitos em c.a. como frequência e potência reativa.

A transição de modo conectado para ilhado e *vice-versa* combina duas estruturas de controle que, comumente, uma responsável pelo controle no modo seguidor de rede e a outra em modo formador de rede. Com isso, a transição de uma técnica de controle para outra pode acarretar distúrbios, além dos oriundos da rede. O controle do *BIC* em função dependente, possuirá um controle mais complexo, pois deixará de operar como fonte de tensão do barramento c.c. passando a operar como fonte de tensão no barramento c.a. A utilização da técnica *DBS* no barramento c.c. permite coordenar a operação e transição entre os modos de operações dos conversores minimizando distúrbios.

# Capítulo 4

## Técnicas de controle em nível secundário

---

Neste capítulo serão apresentadas metodologias de controle empregados para corrigir desvios causados no nível primário pela técnica *droop*. As discussões sobre o efeito *droop*, influência da impedância equivalente de linha e as técnicas abordadas nesse capítulo são direcionadas a sistemas c.c. pelo fato de ser o foco deste trabalho. Contudo, algumas técnicas que serão apresentadas podem ser estendidas para sistemas c.a.

### 4.1 Introdução

O controle secundário é responsável por restaurar e compensar os desvios de tensão e frequência na  $\mu G_{ca}$  quando operando ilhada e restaurar o nível de tensão na  $\mu G_{cc}$ , tanto conectada quanto ilhada. Os desvios de tensão e frequência são causados pela ação do nível primário. No nível secundário, a resposta dinâmica deverá ser mais lenta do que no primário, permitindo o desacoplamento entre as malhas de controle desses níveis e facilitando o projeto individual.

A técnica *droop*, empregada no nível primário, fornece confiabilidade e operação autônoma às  $\mu Gs$ , pois permite alcançar compartilhamento de potência/carga (*ps/cs*) de forma descentralizada e facilidade na expansão pela característica *plug-and-play* intrínseca [19, 162, 163, 180, 181, 182]. Apesar de suas vantagens, o *droop* possui limitações



como o *trade-off* entre regulação de tensão e  $ps/cs^1$ , que é fortemente influenciado pelas impedâncias equivalentes de linha [19, 163, 182, 183].

Para compensar o desvio de tensão do barramento c.c. e corrigir o  $ps/cs$ , o controle secundário deve modificar os parâmetros do nível primário com base nas informações trocadas entre os componentes da  $\mu G$  através da rede de comunicação do sistema [184]. A implementação da estratégia de controle secundário pode ser centralizada [116, 180] ou distribuída [185, 186, 187].

O controle secundário centralizado consiste em uma unidade  $CC\mu G$  (Controlador Central da microrrede), que pode ser implementado em um supervisor ou em um conversor, onde as informações são recebidas e processadas. Nesse esquema, primeiramente, os valores medidos são enviados de todos os conversores para o  $CC\mu G$ , onde os valores de referência são calculados e enviados de volta para cada conversor ou a todos ao mesmo tempo (*broadcasting*). Isso permite que as informações, em qualquer momento, fluam apenas em uma direção (dos conversores para o  $CC\mu G$  ou *vice-versa*) e os canais de comunicação não operam sobrecarregados [89]. No controle distribuído, cada conversor possui, localmente, o controle secundário que pode sintetizar os valores de referência apropriados para o controle primário usando as medições de outros conversores e as falhas nos *links* de comunicação, geralmente, não comprometem todo o sistema [89].

No entanto, as técnicas centralizadas fornecem confiabilidade reduzida, já que o  $CC\mu G$  impõe um único ponto de falha (*Single Point of Failure - SPoF*), portanto, os métodos de controle distribuído se tornam uma opção mais atraente [116, 185, 188]. No entanto, mesmo em sistemas com controle secundário distribuído, o emprego de um  $CC\mu G$  ainda é interessante para acomodar o nível terciário, onde as tarefas de otimização dos recursos da  $\mu G$  e a negociação do fluxo de potência entre a  $\mu G$  e a rede elétrica da concessionária de energia ocorrem.

---

<sup>1</sup>Na correção do compartilhamento de potência ( $ps$ ) os conversores possuem potências de saída proporcionais às suas respectivas capacidades e na correção do compartilhamento de carga ( $cs$ ), as correntes de saída.

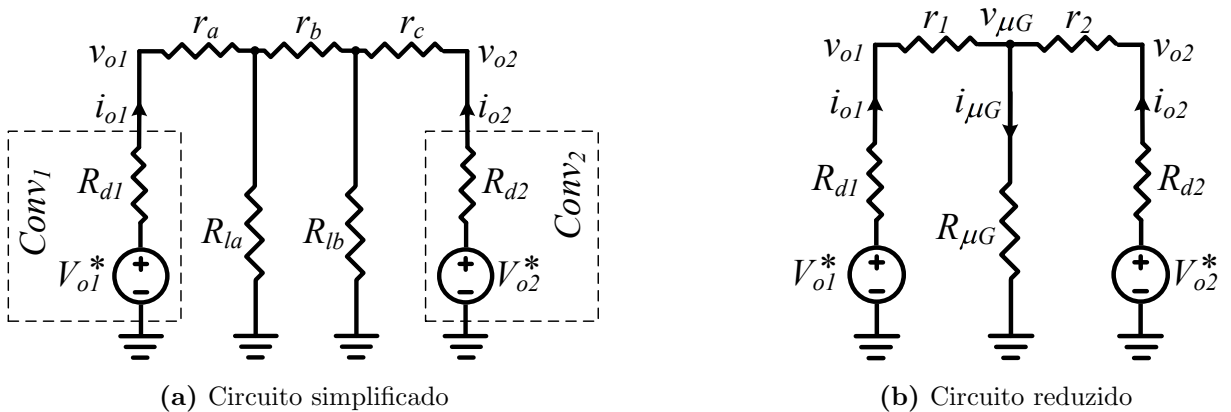
## 4.2 Compartilhamento de potência/carga e desvio de tensão no barramento c.c.

Nesta seção será discutido a relação paradoxal entre regulação de tensão e compartilhamento de potência/carga em controle baseado na técnica *droop* bem como os tipos de abordagens e as técnicas de controle adotadas para mitigar o desvio de tensão e desbalanço de potência/carga entre os conversores.

A Figura 4.1a representa o barramento c.c. simplificado da  $\mu G_h$ , em estado estacionário, composto por dois conversores (*Conv-1* e *Conv-2*) e duas cargas ( $R_{la}$  e  $R_{lb}$ ) através do seu circuito equivalente de Thevenin. As tensões nominais dos conversores são  $V_{o1}^*$  e  $V_{o2}^*$ , respectivamente,  $r_a$ ,  $r_b$  e  $r_c$  são as resistências de linha,  $R_{d1}$ ,  $R_{d2}$  são os coeficientes *droop*, e  $v_{o1}$ ,  $v_{o2}$ ,  $i_{o1}$ ,  $i_{o2}$  são as tensões e correntes de saída dos conversores, respectivamente. A Figura 4.1b representa a simplificação do circuito do barramento c.c., sendo  $v_{\mu G}$  a tensão do barramento,  $r_1$ ,  $r_2$  e  $R_{\mu G}$  as resistências equivalentes de linha e a carga total, respectivamente, e são expressas como:

$$\begin{aligned} r_1 &= r_a + \frac{r_b R_{la}}{R_{la} + R_{lb} + r_b} \\ r_2 &= r_c + \frac{r_b R_{lb}}{R_{la} + R_{lb} + r_b} \\ R_{\mu G} &= \frac{R_{la} R_{lb}}{R_{la} + R_{lb} + r_b} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Figura 4.1: Equivalente Thevenin do barramento c.c. da  $\mu G_h$ .



A partir da Figura 4.2b, as correntes de saída dos conversores podem ser expressas por

$$\begin{aligned} i_{o1} &= \frac{V_{o1}^*(R_{d2} + r_2) + R_{\mu G}(V_{o1}^* - V_{o2}^*)}{\alpha + \beta R_{\mu G}} \\ i_{o2} &= \frac{V_{o2}^*(R_{d1} + r_1) + R_{\mu G}(V_{o2}^* - V_{o1}^*)}{\alpha + \beta R_{\mu G}} \end{aligned} \quad (4.2)$$

onde

$$\begin{aligned} \alpha &= (R_{d1} + r_1)(R_{d2} + r_2) \\ \beta &= R_{d1} + R_{d2} + r_1 + r_2. \end{aligned} \quad (4.3)$$

A tensão e potência de saída são expressas por (4.4) e (4.5), respectivamente.

$$v_{o1} = V_{o1}^* - R_{d1}i_{o1} \quad (4.4)$$

$$v_{o2} = V_{o2}^* - R_{d2}i_{o2}$$

$$P_{o1} = v_{\mu G}i_{o1} + r_1i_{o1}^2 \quad (4.5)$$

$$P_{o2} = v_{\mu G}i_{o2} + r_2i_{o2}^2$$

Observando (4.2) e (4.5) conclui-se que se *Conv-1* e *Conv-2* são iguais, ou seja,  $V_{o1}^* = V_{o2}^* = V_o^*$  e  $R_{d1} = R_{d2} = R_d$ , os conversores só alcançarão compartilhamentos iguais de potência ( $P_{o1} = P_{o2}$ ) e corrente ( $i_{o1} = i_{o2}$ ) apenas se  $r_1 = r_2$ . Analisando (4.1),  $r_1$  e  $r_2$  são diretamente influenciados pelas cargas, de modo que a condição  $r_1 = r_2$  é pouco provável de acontecer, além disso, o aumento de  $R_{la}$  produzirá um incremento em  $r_1$  e decremento em  $r_2$  e *vice-versa*. O caso de  $r_1 \neq r_2$  levará os conversores a um desbalanço de potência e corrente.

A partir de (4.2) é possível obter (4.6) e (4.7) sob qualquer circunstância, enquanto que (4.5) pode ser rearranjado por (4.8), onde  $m_p$  é a razão de potência desejada entre os conversores.

$$\frac{i_{o1}}{i_{o2}} = \frac{R_{d2} + r_2}{R_{d1} + r_1} \quad (4.6)$$

$$\Delta i_o = i_{o1} - i_{o2} = \frac{2(V_{o1}^* - V_{o2}^*)R_{\mu G} + (R_{d2} + r_2)V_{o1}^* - (R_{d1} + r_1)V_{o2}^*}{\alpha + \beta R_{\mu G}} \quad (4.7)$$

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{i_{o1}}{i_{o2}} \left( \frac{v_{\mu G} + r_1i_{o1}}{v_{\mu G} + r_2i_{o2}} \right) = m_p \quad (4.8)$$

Como  $v_{\mu G} = R_{\mu G}(i_{o1} + i_{o2})$ , a razão de corrente, a partir (4.8), pode ser expressa por

$$\frac{i_{o1}}{i_{o2}} = -a + \sqrt{b} = m_i \quad (4.9)$$

sendo  $m_i$  a razão de corrente que possibilita  $m_p$ , tem-se:

$$a = \frac{(1 - m_p)}{2\left(1 + \frac{r_1}{R_{\mu G}}\right)}$$

$$b = m_p \left( \frac{1 + \frac{r_2}{R_{\mu G}}}{1 + \frac{r_1}{R_{\mu G}}} \right) + \left[ \frac{1 - m_p}{2\left(1 + \frac{r_1}{R_{\mu G}}\right)} \right]^2$$

Como pode ser observado, não é possível alcançar  $m_i = m_p$  enquanto  $r_1 \neq r_2$ . Portanto, no controle secundário deverá ser decidido se haverá correção do compartilhamento de corrente (*current sharing - cs*) ou potência (*power sharing - ps*).

Considerando (4.6) e (4.7), há duas possibilidades para correção de *ps* ou *cs*: 1ª) baseada em ajuste do coeficiente *droop* (*ad*), que pode ser feito pela adição de um termo  $\delta R_d$  (4.10) ou por um ganho  $g_{R_d}$  aplicado ao  $R_d$  (4.11); e 2ª) baseada no deslocamento da tensão (*voltage shifting - vs*) de referência  $V_{oj}^*$  do conversor  $j$  por um termo  $\delta v_{oj}$  conforme (4.12).

$$\frac{i_{o1}}{i_{o2}} = \frac{(R_{d2} + \delta R_{d2}) + r_2}{(R_{d1} + \delta R_{d1}) + r_1} \quad (4.10)$$

$$\frac{i_{o1}}{i_{o2}} = \frac{R_{d2}g_{d2} + r_2}{R_{d1}g_{d1} + r_1} \quad (4.11)$$

$$V_{oj}^* = V_o^* + \delta v_{oj} \quad (4.12)$$

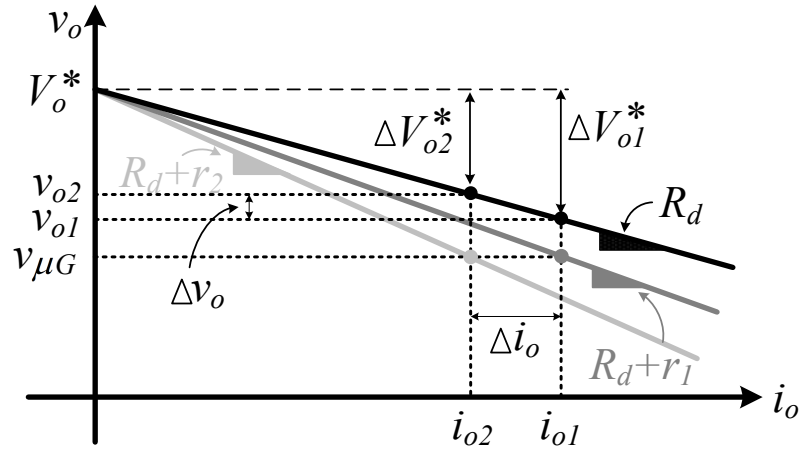
A Figura 4.2 apresenta a curva *droop* dos conversores sob a influência de  $r_1$  e  $r_2$ . Considerando-a juntamente com a expressão (4.4), o desvio de tensão provocado pela técnica *droop* é expresso por (4.13) e que não havendo carga no barramento c.c., o desvio de tensão é nulo. A fim de garantir que esse desvio não exceda os limites máximos ( $\Delta V_o \text{ máx}$ ) estabelecidos para a tensão do barramento c.c., o coeficiente *droop* é limitado conforme (4.14)[88], sendo  $i_{oj \text{ máx}}$  a corrente máxima de saída do conversor  $j$ .

$$\Delta V_{oj}^* = R_{dj} i_{oj} \quad (4.13)$$

$$R_{dj} \leq \frac{\Delta V_o^* \text{ máx}}{i_{oj \text{ máx}}} \quad (4.14)$$

As correções de desvio na tensão de saída dos conversores são realizadas, comumente, através do *voltage-shifting* ( $\delta v_{V_o}$ ) na tensão de referência  $V_{oj}^*$  tal que  $\delta v_{V_{oj}} \approx R_{dj} i_{oj}$  e a média das tensões entre os conversores seja  $v_{oavg} = V_o^*$ . As Figuras 4.3 apresentam as curvas *droop* com restauração da tensão c.c. considerando ajuste de *droop* e *voltage*

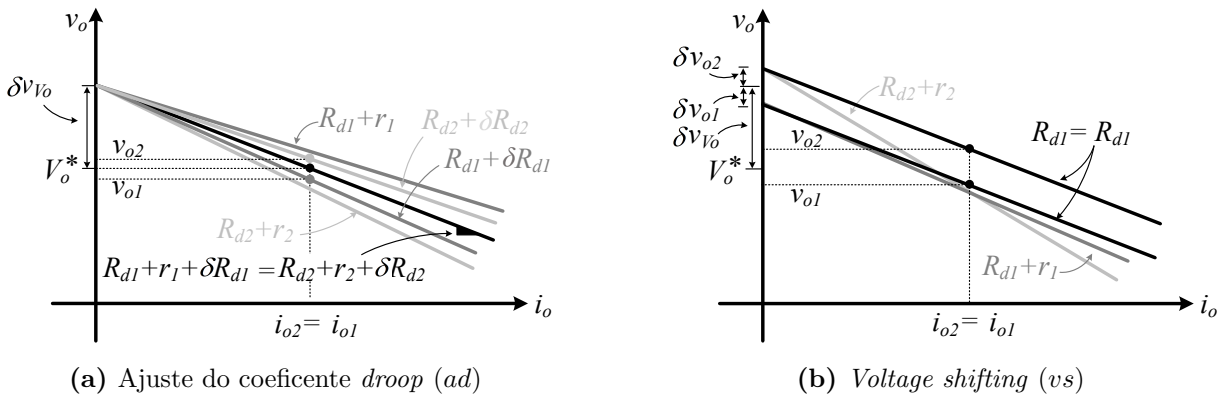
Figura 4.2: Curva *droop* com efeito da resistência de linha.



Fonte: Resultados da Pesquisa

*shifting* para correção do compartilhamento de carga. A Figura 4.4 apresenta de forma simplificada o diagrama de blocos da implementação das abordagens *ad* e *vs* no controle local, onde  $C_v$  é um compensador de tensão e  $G_i$  a função de transferência (FT) da malha de controle da corrente.

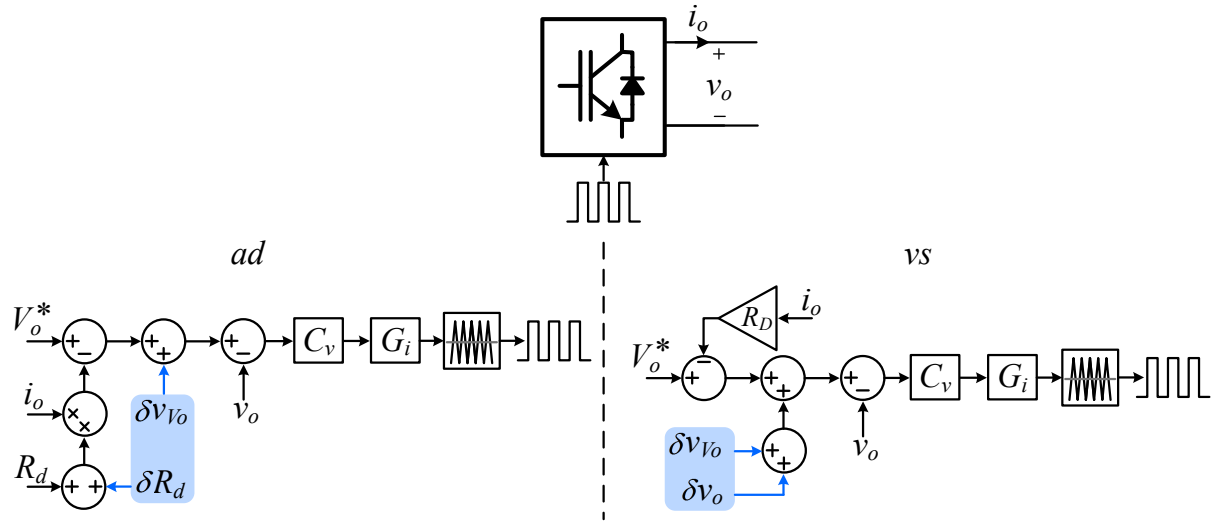
Figura 4.3: Abordagens para correção de *ps/cs* e desvio de tensão em barramento c.c.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Em termos de correção de *ps* ou *cs*, as abordagens baseadas em *vs* não são capazes de alterar a impedância equivalente de saída dos conversores. A fim de compensar as diferenças entre resistências equivalentes de linha, o termo *voltage-shifting* é constantemente atualizado, mesmo não havendo alteração na carga do barramento, pois o balanço de potência é alterado a cada ajuste do desvio de tensão. As abordagens baseadas em *ad*, uma vez corrigida as diferenças entre resistências equivalentes de linha, os erros de com-

Figura 4.4: Implementação do controle secundário no controle local.



Fonte: Resultados da Pesquisa

pensação de corrente ou potência serão quase nulos, mesmo ainda ocorrendo correção do desvio da tensão, entretanto, a dinâmica do sistema é afetada e os ajustes no coeficiente *droop* devem ser restritos de modo a prevenir instabilidades.

Para alcançar os objetivos de restaurar o nível de tensão e correção no *ps/cs*, as técnicas distribuídas dependem de trocas de no mínimo duas informações: tensão ( $v_o$ ) e a potência/corrente de saída ( $P_o/i_o$ ). Essas trocas de informações podem ocorrer entre todos ou apenas nos conversores vizinhos, essa última abordagem compreende técnicas baseadas em algoritmo consenso.

Lu *et al.*<sup>2</sup> em [19] utiliza *voltage-shifting* para ambos os objetivos, onde cada conversor envia  $v_{oj}$ ,  $i_{oj}$  e localmente é calculado os termos médios de ajuste  $\delta v_{V_{oj}}$  e  $\delta v_{oj}$  que serão adicionados na tensão de referência  $V_o^*$ , alcançando simultaneamente os objetivos. Em [187]<sup>2</sup> cada conversor envia o valor de  $i_{oj}$  e a corrente média ( $i_{oavg}$ ) é calculada localmente obtendo o termo  $\delta v_{oj}$ , o desvio de tensão é atenuado pelo projeto de coeficientes *droop* de valores reduzidos. Em [189]<sup>2</sup> é empregado o controle *droop*  $V/P$  em UAEs, onde o controle secundário agrega equalização de *SoCs*. Além dos termos *voltage-shifting*,  $\delta v_{V_o}$  para correção de desvio na tensão e  $\delta v_o$  para compartilhamento de potência, o ajuste do

<sup>2</sup>Com o objetivo de manter a padronização da nomenclatura utilizada neste trabalho com relação, principalmente, a tensão, corrente de saída e coeficiente *droop*, a simbologia foi alterada em relação ao apresentado na literatura citada

*droop* é realizado pelo desvio entre  $SoC$  e  $SoC_{avg}$  (*Average State of Charge*), dessa forma, o compartilhamento igual de potência ocorre após equalização dos  $SoCs$ .

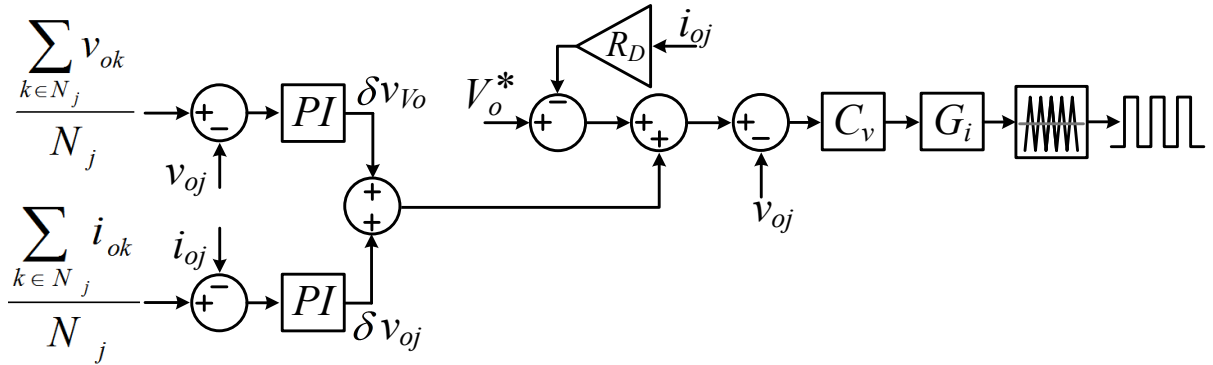
Wang *et al.*<sup>2</sup> em [182] emprega o controle secundário baseado em *ad*, o termo  $\delta v_{V_o}$  corresponde à compensação do erro entre a média e o valor da tensão de saída, o incremento  $\delta R_d$  é calculado baseado nas médias dos coeficientes *droop* e das correntes de saída de modo a adaptar a mesma impedância de saída em cada conversor. Em [190]<sup>2</sup> o controle é baseado em *ad* através de índice de qualidade  $\varrho$  (4.15), onde  $w_j$  é a constante de ponderação escolhida em função do limite de desvio de tensão permitido para o conversor  $j$ . Em [191] é proposto o índice de *droop* proporcional (*PDI*) que é em função da diferença entre as correntes normalizada e desvios das tensões, além da correção do compartilhamento de potência, o desvio do nível de tensão é reduzido com todos os conversores apresentando tensões iguais na saída.

$$\varrho = (i_{oavg} - i_{oj})^2 + w_j(i_{oj}R_{dj})^2 \quad (4.15)$$

Zaery<sup>2</sup> *et al.* em [192] emprega controle distribuído, baseado em algoritmo consenso dinâmico, em uma rede de comunicação esparsada para resolver problemas de despacho econômico entre os GDs. A correção do desvio de tensão é por *vs*, que restaura a tensão média do barramento com base nas medições locais de tensão dos conversores vizinhos. O incremento de *droop*  $\delta R_{dj}$  é calculado baseado na função de custo \$ realizada no nível terciário. Em [181, 193, 194, 195, 196, 197], o algoritmo consenso é empregado para alcançar a média dinâmica das tensões e correntes de saída entre conversores vizinhos através da abordagem *vs*. A estrutura de controle baseada nessas abordagens é semelhante à apresentada na Figura 4.5, sendo  $N_j$  o total de conversores conectados ao conversor  $j$ . Em [198] a abordagem no controle secundário é *ad*, com a estrutura semelhante à apresentada na Figura 4.5, sendo a diferença na saída do compensador *PI* de corrente média que ajusta o coeficiente *droop*  $R_d$ . Em [199] é proposto o *droop* adaptativo baseado nos valores médios de tensão e corrente entre os conversores vizinhos. Nessa técnica, cada controle de valor médio gera um incremento,  $\delta R_{dv}$  e  $\delta R_{di}$ , que somados compõem o ganho  $g_{R_d}$  para ajuste do *droop*, dessa forma, a correção no compartilhamento de corrente e estabilidade da tensão no barramento c.c. é alcançada.

Em [200, 201, 202] é proposto o controle *droop* adaptativo descentralizado baseado em função não linear, onde o ganho  $g_{R_d}$  é calculado apenas com medições locais de ten-

Figura 4.5: Implementação do controle secundário no controle local.



Fonte: Resultados da Pesquisa

são e corrente, em [202] apenas com a corrente. A abordagem nessas técnicas consiste em aumentar o ganho  $g_{R_d}$  com aumento de corrente tal que os valores de resistências equivalentes de linha sejam bem menores a  $R_d$ , atenuando o desvio de compartilhamento de corrente. Essas técnicas apresentam a vantagem de não dependerem de comunicação, contudo, as funções de ganhos são complexas para serem implementadas e os objetivos alcançados no controle secundário, embora apresente diminuição dos desvios, são variáveis para cada situação de carga. Peyghami *et al.* [203] propõe o controle *droop* adaptativo descentralizado baseado em injeção de sinal senoidal  $\tilde{v}$  em  $V_o^*$ , onde a frequência de  $\tilde{v}$  é proporcional à corrente de saída do conversor.

A Tabela 4.1 apresenta uma comparação entre as principais técnicas de controle secundário distribuído na literatura e os dois controles propostos neste trabalho (**Híbrido** e **v-s único**), os quais serão discutidos na seção seguinte. A comparação é realizada considerando: i) informação compartilhada, sendo 'v' tensão, 'i' corrente, 'o' informação que precisa ser calculada antes de ser enviada, onde 'p' é potência, 's' *SoC* e \$ custo; ii) se a comunicação deve ser realizada entre 'todos' ou apenas nos conversores 'vizinhos'; iii) se a técnica emprega *vs* ou *ad*, iv) se são realizadas correções de desvio de tensão  $\Delta V_o^*$  e v) *cs* ou *ps*. O comentário "redução de desvio deficiente" significa que o método reduz o desvio indiretamente, por exemplo, diminuição de  $\Delta V_o^*$  pela redução do coeficiente *droop*.



Tabela 4.1: Comparação entre as técnicas de controle secundário distribuído para barramento c.c.

Referência	Informação			Comunicação	Técnica		Correção		Comentário
	$v$	$i$	$o$		$vs$	$aj$	$\Delta V_o^*$	$ps/cs$	
[19]	✓	-	-	<i>todos</i>	✓	-	✓	-	auxílio do controle terciário para restauração de desvio
[116]	✓	-	-	<i>todos</i>	✓	-	✓	-	não considera impedância de linha
[166]	✓	-	$s, u$	<i>vizinho</i>	✓	-	✓	$cs$	utiliza controle terciário para $cs$
[181, 193, 194, 195, 204, 205, 196, 197, 206]	✓	✓	-	<i>vizinho</i>	✓	-	✓	$cs$	controle baseado em consenso
[182]	✓	✓	$\delta R_d$	<i>todos</i>	✓	✓	✓	$cs$	controle da média dos coeficientes <i>droop</i>
[183]	-	-	$f_{ml}$	<i>todos</i>	-	✓	-	$ps$	$ps$ alcançado pela seleção do máximo fator de carga ( $f_{ml}$ )
[187]	-	✓	-	<i>todos</i>	✓	-	-	$cs$	redução do desvio de tensão deficiente
[88]	✓	✓	-	<i>todos</i>	✓	-	✓	$cs$	regulação precisa
[189, 207]	✓	-	$p, s$	<i>todos</i>	✓	✓	✓	$ps$	controle <i>droop</i> $V/P$ com correção precisa
[190, 208]	-	✓	-	<i>todos</i>	-	✓	-	$cs$	redução do desvio de tensão deficiente
[191, 209]	✓	✓	-	<i>todos</i>	-	✓	-	$ps$	melhoria do desvio de tensão sem $vs$
[192]	✓	-	$\$$	<i>vizinho</i>	✓	✓	✓	-	resolve problema de despacho econômico
[198]	✓	✓	-	<i>vizinho</i>	✓	✓	✓	$cs$	controle baseado em consenso
[199]	✓	✓	-	<i>vizinho</i>	-	✓	-	$cs$	significante melhoria do desvio de tensão
[210]	✓	-	-	<i>todos</i>	✓	-	✓	-	redução do desvio de corrente deficiente
[211]	-	✓	-	<i>todos</i>	✓	-	✓	$cs$	controle do desvio de tensão pela corrente
[212]	✓	-	$\$$	<i>vizinho</i>	✓	-	✓	-	resolve problema de despacho econômico
[213]	-	✓	$\$$	<i>vizinho</i>	✓	-	-	$cs$	regulador econômico para $cs$
[214, 215]	✓	-	$dV/dt$	<i>vizinho</i>	✓	-	✓	$cs$	controle baseado em consenso
[216]	-	✓	-	<i>vizinho</i>	✓	-	-	$cs$	redução do desvio de tensão deficiente
[217]	-	-	-	<i>nenhuma</i>	✓	-	✓	-	não considera múltiplos conversores
<b>Híbrido</b>	-	-	$p$	<i>vizinho</i>	✓	✓	✓	$ps$	$\Delta V_o^*$ descentralizado
<b><math>v</math>-<math>s</math> único</b>	-	-	$\lambda$	<i>vizinho</i>	✓	-	✓	$ps$	alcança ambos objetivos com ação de um integrador

## 4.3 Técnicas propostas de controle secundário distribuído

Como pode ser observado na Tabela 4.1, as técnicas para alcançar a correção do desvio de tensão e compartilhamento de carga, concomitantemente, necessitam conhecer o valor de tensão e corrente/potência dos outros conversores para que se possa obter os valores médios de tensão e carga do sistema, respectivamente. Além disso, normalmente se deve sintonizar compensadores para cada objetivo de controle, o que demanda uma análise mais complexa da interação entre as malhas, para evitar problemas de estabilidade. Técnicas que utilizam apenas uma informação, geralmente corrigem o desvio do compartilhamento de corrente, o desvio de tensão é atenuado reduzindo o valor do coeficiente *droop*, conforme (4.13). Este trabalho propõe duas técnicas de controle distribuído para a correção de compartilhamento de potência e para a restauração da tensão média no barramento c.c., utilizando apenas uma informação trocada entre os conversores.

### 4.3.1 Controle secundário híbrido: distribuído e descentralizado

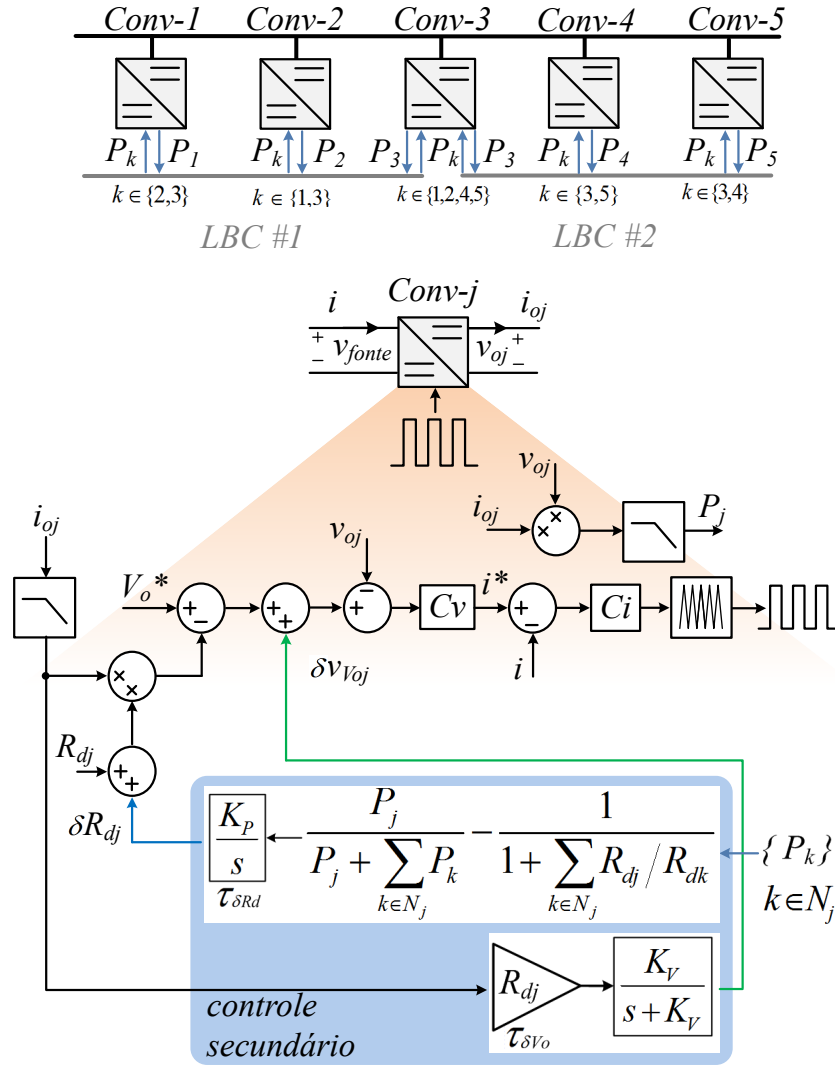
Essa estratégia usa o controle distribuído para promover o compartilhamento proporcional de potência ( $ps$ ) e uma ação descentralizada para restaurar a tensão no barramento c.c. Nesse método, uma rede de comunicação esparsa é empregada e cada conversor troca informações de potência apenas com seus vizinhos através de uma rede *LBC*. Com as informações recebidas, é realizado o cálculo para ajuste de coeficiente *droop*, compensando as resistências equivalentes de linha. Uma vez que a correção do  $ps$  é alcançada, cada conversor emprega apenas informações locais para gerar um termo  $\delta v_{V_o}$ , que mitiga o desvio de tensão do barramento c.c. introduzido pelo controle *droop*. Essa estratégia reduz o tráfego de informações e melhora a confiabilidade do sistema. Além disso, a restauração de tensão mostra-se mais robusta, sendo perturbada apenas por alterações nas resistências equivalentes de linha, ou seja, se as variações de carga não alterarem as resistências de linha vista pelos conversores, a regulação da tensão é garantida mesmo durante graves falhas de comunicação.

Considerando as equações (4.8), (4.9) e (4.10), tem-se (4.16), onde é possível alcançar

$ps$  com ajuste do coeficiente *droop* através de  $\delta R_d$ . A Figura 4.6 apresenta o diagrama do controle proposto.

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{(R_{d2} + \delta R_{d2}) + r_2}{(R_{d1} + \delta R_{d1}) + r_1} \quad (4.16)$$

Figura 4.6: Diagrama do controle secundário híbrido.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Assume-se que há  $N$  conversores compartilhando o barramento c.c., onde  $Conv-j$  ( $j = 1, 2, \dots, N$ ) se comunica com um conjunto de conversores vizinhos  $N_j$  através de um *link LBC*. Na inicialização do algoritmo de controle,  $Conv-j$  pesquisa cada  $Conv-k$  e registra seu coeficiente *droop* nominal  $R_{dk}$ , onde  $k \in N_j$ . Posteriormente, em cada ciclo de controle, que é determinado pelo tempo de amostragem da comunicação  $\tau_{com}$ , o *link* é usado para troca de informações de potência entre  $Conv-j$  e  $Conv-k$  de forma sincronizada

(ver Apêndice A), permitindo que o  $j$ -enésimo conversor calcule o termo de correção do coeficiente *droop* ( $\delta R_{dj}$ ) conforme descrito em (4.17), onde  $P_j$  e  $P_k$  são as potências de saída de *Conv-j* e *Conv-k*, respectivamente, e  $K_P$  é um ganho de ajuste do tempo de correção do compartilhamento de potência.

$$\delta R_{dj}(t) = K_P \int \frac{P_j}{P_j + \sum_{k \in N_j} P_k} - \frac{1}{1 + \sum_{k \in N_j} \frac{R_{dj}}{R_{dk}}} dt \quad (4.17)$$

A análise dinâmica da estratégia de controle será abordada na Seção 4.3.1.1, no entanto, assumindo que o algoritmo alcance a convergência, a partir de (4.17), o equilíbrio levará ao compartilhamento proporcional de potência conforme:

$$\frac{P_j}{P_j + \sum_{k \in N_j} P_k} = \frac{1}{1 + \sum_{k \in N_j} \frac{R_{dj}}{R_{dk}}} \quad (4.18)$$

A tensão de saída  $v_{oj}$  de *Conv-j*, considerando  $\delta R_{dj}$ , é expressa em (4.19). Supondo que a correção do *ps* tenha sido alcançada com  $\delta R_{dj}$ , o efeito *droop* na tensão ( $R_{dj}i_{oj}$ ) pode ser mitigado adicionando o termo *vs* ( $\delta v_{V_oj}$ ) conforme (4.20), onde  $K_V$  é o ganho de ajuste de tempo para correção do desvio de tensão.

$$v_{oj} = V_o^* - R_{dj}i_{oj} - \delta R_{dj}i_{oj} \quad (4.19)$$

$$\delta v_{V_oj}(t) = K_V \int R_{dj}i_{oj} - \delta v_{oj}(t) dt \quad (4.20)$$

Assumindo que a dinâmica da restauração de tensão é muito mais lenta do que a da correção *ps*, então as alterações em  $i_{oj}$  durante as amostragens de  $v_{oj}$  podem ser negligenciadas. Portanto, a solução de (4.20) torna-se (4.21) e acrescentando  $\delta v_{V_oj}$  em (4.19) tem-se (4.22), que indica um comportamento de primeira ordem para a correção da tensão de saída, com uma constante de tempo  $\tau = K_V^{-1}$ , depois de um período de  $5/K_V$  a partir da última perturbação de carga, a tensão média do barramento c.c. será restaurada para seu valor de referência.

$$\delta v_{V_oj}(t) = R_{dj}i_{oj}(1 + e^{-K_V t}) \quad (4.21)$$

$$\forall t > 5/K_V : v_{oj} = V_o^* - \delta R_{dj}i_{oj} \quad (4.22)$$

Os termos de correção  $\delta v_{V_oj}$  e  $\delta R_{dj}$  de *Conv-j* são calculados a cada intervalo de tempo  $\tau_{\delta V_o}$  e  $\tau_{\delta R_d}$ , respectivamente. Como ambas as ações influenciam a corrente de saída do

conversor, para desacoplar a dinâmica entre esses controles, os intervalos de tempo podem ser definidos em relação a  $\tau_{com}$ , conforme (4.23). Considerando que a dinâmica do  $ps$  deve ser mais rápida que a da restauração de tensão,  $\delta R_{dj}$  é calculado em todos os ciclos de comunicação; portanto,  $\tau_{\delta V_o}$  deve ser um múltiplo inteiro de  $\tau_{com}$  maior ou igual a dois. É importante mencionar que, como o termo  $\delta v_{V_oj}$  é incrementado de forma discreta como  $\Delta \delta v_{V_oj} = (R_{dj} i_{oj} - \delta v_{V_oj}) K_V \tau_{\delta V_o}$  e que o tempo de convergência da restauração de tensão é determinado por  $K_V$ , aumentando o valor de  $\tau_{\delta V_o}$  levará a incrementos maiores. O ganho de ajuste da constante do  $ps$  é definido como  $K_P = 1/\tau_{\delta R_d}$  e o ganho de ajuste da constante de tempo do  $vs$  é definido  $K_V = 1/5\tau_{\delta V_o}$ . No apêndice A é discutido o projeto do sistema de comunicação e a definição do intervalo de tempo  $\tau_{com}$ .

$$\begin{aligned}\tau_{\delta R_d} &= \tau_{com} \\ \tau_{\delta v_o} &= 2\tau_{com}\end{aligned}\tag{4.23}$$

#### 4.3.1.1 Análise da dinâmica e convergência da correção do compartilhamento de potência

Considerando (4.17) e o algoritmo dinâmico baseado em consenso na forma discreta (*Dynamic Consensus-based Algorithm Discrete Time - DCA-DT*), que pode ser representado como [218]:

$$x_j(t+1) = x_j(t) + \epsilon \sum_{k \in N_j} a_{jk} (x_k(t) - x_j(t))\tag{4.24}$$

onde  $x_j(t)$  e  $x_j(t+1)$  são estados do agente  $j$  no instante de tempo  $t$ ,  $\epsilon$  é a constante de ponderação para ajustar a dinâmica do *DCA-DT* e  $a_{jk}$  é definido de acordo com o status da comunicação entre os agentes  $j$  e  $k$ :  $a_{jk} \neq 0$  se  $j$  e  $k$  são agentes vizinhos, caso contrário,  $a_{jk} = 0$  [181]. Do ponto de vista de sistema, (4.24) pode ser expresso na forma de vetor [218, 219]:

$$X(t+1) = WX(t)\tag{4.25}$$

onde  $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$  e  $W$  é a matriz ponderada da rede de comunicação, definida por [181]:

$$W = I - \epsilon L\tag{4.26}$$

$$L = \begin{bmatrix} \sum_{k \in N_1} a_{1k} & \cdots & -a_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -a_{1N} & \cdots & \sum_{k \in N} a_{Nk} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

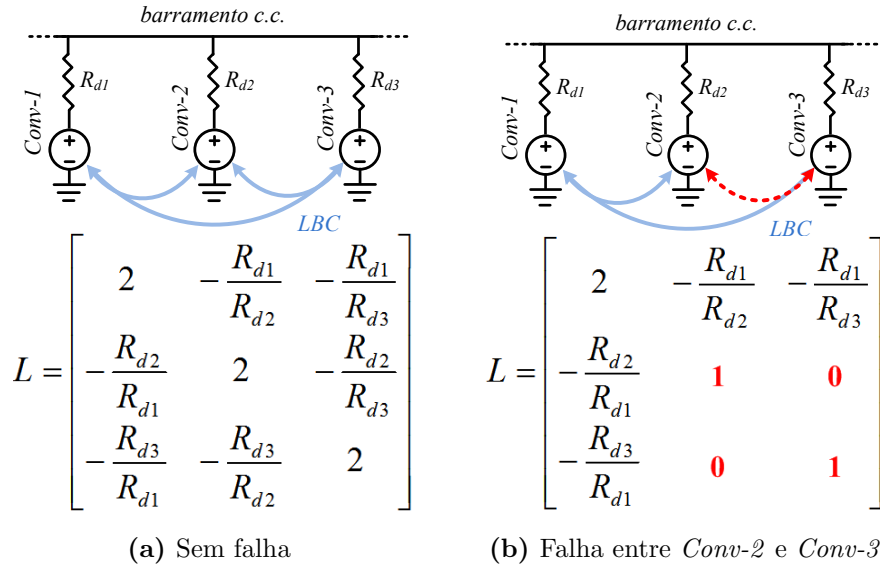
sendo  $I$  e  $L$  matrizes de identidade e Laplaciana da rede de comunicação, respectivamente. Portanto, os estados de todos os agentes irão convergir para o valor consenso [219]:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} X(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} W^t X(0) = \left( \frac{1}{N} \mathbf{1} \mathbf{1}^T \right) X(0) \quad (4.28)$$

onde  $\mathbf{1}$  é um vetor com todos os elementos iguais a um e  $X(0)$  são os estados iniciais.

Considerando (4.17) e a topologia da rede de comunicação, apresentada na Figura 4.7, a Figura 4.7a representa a matriz Laplaciana da topologia em anel, enquanto Figura 4.7b considera a situação onde há falha de um *link* de comunicação entre os conversores. A constante de ponderação foi adotada como  $\epsilon = \tau_{com}/[(N+1)\tau_{ps}]$ , sendo  $\tau_{ps}$  a constante de tempo desejada para a correção do *ps*, em [181, 219] apresenta uma discussão detalhada sobre  $\epsilon$ .

Figura 4.7: Topologia de rede em anel.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Considerando  $x_j(t) = R_{dj} + \delta R_{dj}(t) + r_j$ , assumindo  $\delta R_{dj}(0) = 0$  e usando as equações (4.25)-(4.28), obtém-se:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} X(t) = \frac{1}{\sum_{j=1}^N R_{dj}} \left( \begin{bmatrix} R_{d1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & R_{dN} \end{bmatrix} [\mathbf{1}]W \right) X(0) \quad (4.29)$$

onde  $[\mathbf{1}] = \mathbf{1}\mathbf{1}^T$ . Reescrevendo  $x_j(t)$  para  $\delta R_{dj}(t) = x_j(t) - R_{dj} - r_j$  e substituindo  $X(t)$  em (4.29), obtém-se:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \delta R_d(t) = \left( \frac{1}{\sum_{j=1}^N R_j} \begin{bmatrix} R_{d1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & R_{dN} \end{bmatrix} [\mathbf{1}]W - [I] \right) X(0) \quad (4.30)$$

e

$$\sum_{j=1}^N \delta R_{dj}(t) = 0 \quad (4.31)$$

Assumindo o modelo do barramento c.c. simplificado da Figura 4.2b, com os dois conversores iguais, portanto,  $R_{d1} = R_{d2}$  e  $r_1 \neq r_2$ , (4.30) e (4.31) resulta em:

$$\delta R_{d1} = -\delta R_{d2} = \frac{r_2 - r_1}{2} \quad (4.32)$$

A média das tensões de saída entre os conversores é expressa por (4.33). Substituindo (4.32) em (4.22) e o resultado em (4.33), pode-se obter (4.34). Levando em consideração que  $(r_2 - r_1)/4 \ll R_{\mu G}$ , então  $v_{oavg} \approx V_o^*$ .

$$v_{oavg} = \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} \quad (4.33)$$

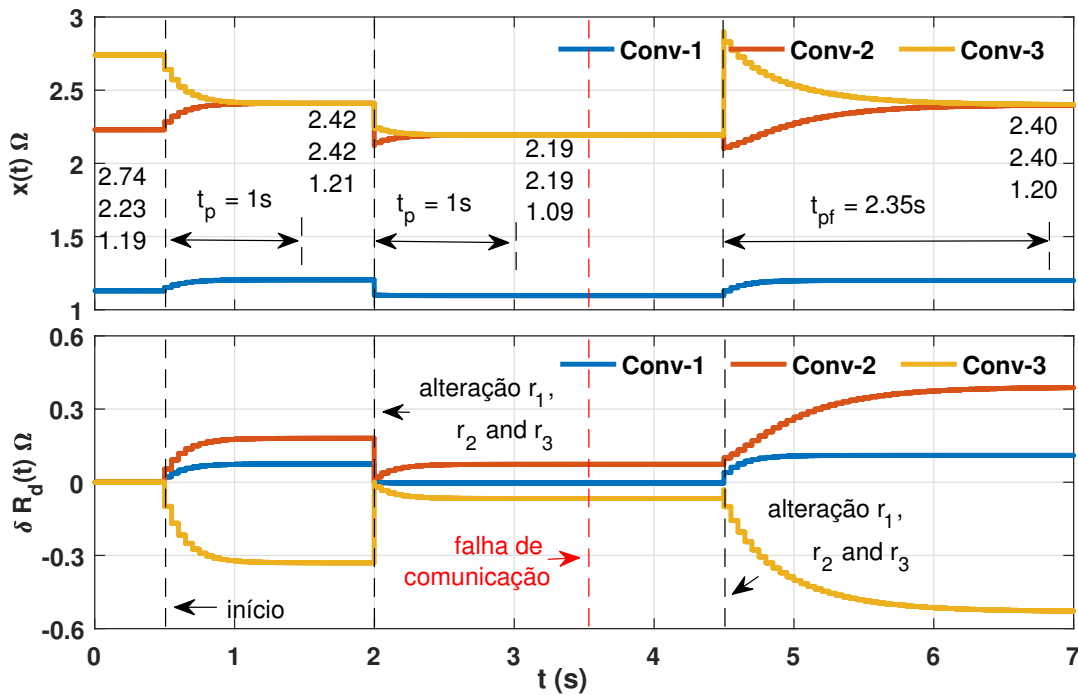
$$v_{oavg} = V_o^* - \frac{r_2 - r_1}{4} (i_{o1} - i_{o2}) \quad (4.34)$$

Como exemplo, considere um barramento c.c. com três conversores com a topologia de comunicação igual a da Figura 4.7a, os coeficientes *droop* são escolhidos tal que a relação de potência seja 0,5:1:1, portanto,  $R_{d3} = R_{d2} = 2R_{d1} = 2 \Omega$ , as resistências equivalentes de linha são  $r_1 = 0,19 \Omega$ ,  $r_2 = 0,23 \Omega$  e  $r_3 = 0,74 \Omega$  e  $\tau_{com} = 50$  ms,  $\tau_{ps} = 0,2$ . Observe que, como  $r_j \ll R_{dj}$ , a relação de potência e corrente são similares. A Figura 4.8 apresenta a convergência dinâmica de  $\delta R_d(t)$  e  $x(t)$ , sob diferentes condições do barramento c.c. A ação de compensação inicia em  $t = 0,5$  s e em  $t = 2$  s uma alteração de carga produz alterações nas resistências equivalentes de linha para  $r_1 = 0,1 \Omega$ ,  $r_2 = 0,12 \Omega$  e  $r_3 = 0,26 \Omega$ . Em ambas circunstâncias, pode-se observar que  $x(t)$  converge para a relação de potência especificada com o mesmo intervalo de tempo  $t_p$ . Em  $t = 3,5$  s ocorre uma falha na comunicação entre *Conv-2* e *Conv-3*, que não afeta a proporção de potência, já que nenhuma alteração nas resistências da linha ocorreu durante esse evento, em  $t = 4,5$  s ocorre outra alteração nas resistências equivalentes de linha, sendo  $r_1 = 0,1 \Omega$ ,  $r_2 = 0,1 \Omega$

e  $r_3 = 0,9 \Omega$  e novamente pode-se observar a convergência sendo alcançada mesmo sob falha de comunicação, entretanto, nota-se que se uma falha de comunicação ocorrer, o tempo para convergência será maior.

O erro em  $x(t)$  diminui exponencialmente com uma taxa que é relacionada aos autovalores ( $\lambda(\cdot)$ ) da matriz  $L$ , portanto,  $\lambda(\cdot)$  determina a dinâmica global do sistema [220, 221, 222]. Nesse sentido, a matriz Laplaciana considerando uma falha de comunicação, Figura 4.8b, apresenta um conjunto de autovalores que irão resultar em um tempo de convergência  $t_{pf} = 2,35t_p$ , por exemplo, 2,35 vezes maior do que na topologia de comunicação inicial.

Figura 4.8: Convergência de  $\delta R_d(t)$ .



Fonte: Resultados da Pesquisa

#### 4.3.1.2 Atrasos de comunicação em algoritmo baseado em consenso

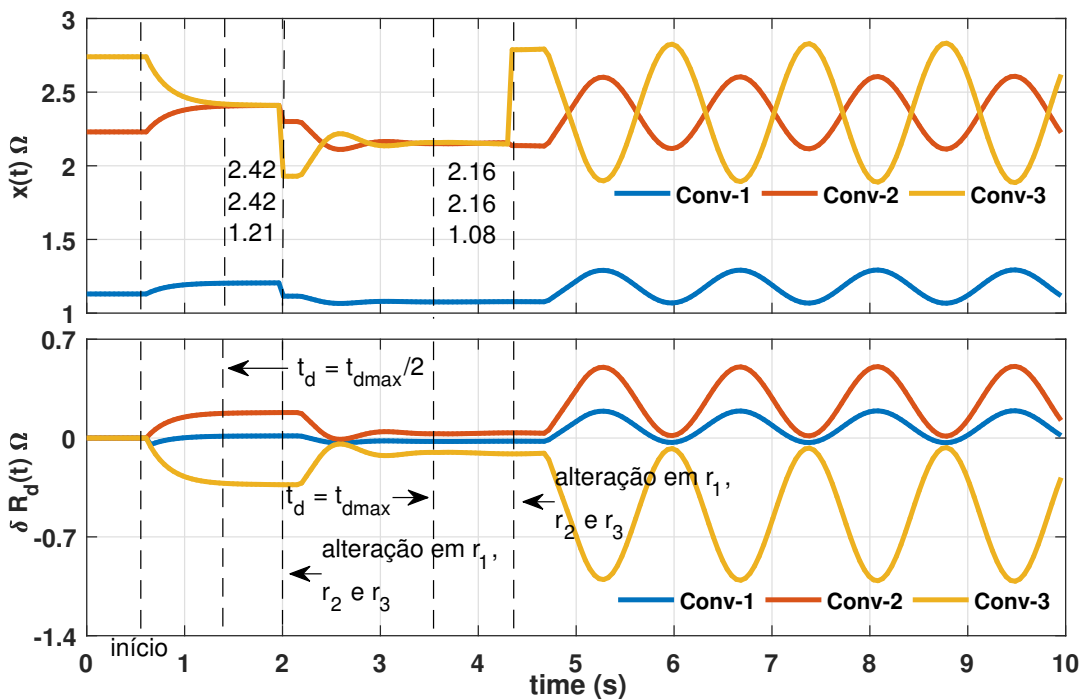
A estabilidade dinâmica do algoritmo baseado em consenso é sensível a atrasos de comunicação. Conforme [222, 223], considerando atrasos de comunicação uniforme nos *links*,  $\tau_{jk} = \tau_d$ , o algoritmo consenso converge se  $\tau_d < \pi/2\lambda_N$ , onde  $\lambda_N$  é o maior autovalor da matriz  $L$ . Uma vez que  $\tau_d$  é inversamente proporcional a  $\lambda_N$ , então, conservadoramente, pode-se assumir  $\tau_{dm\acute{a}x} < \pi/2N$  como limite de atraso na comunicação, porque o valor de



$\lambda_N$  será menor que a ordem da matrix  $L$ . Além disso, para  $\tau_d = \pi/2\lambda_N$  o sistema possui uma solução oscilatória estável com frequência  $\omega = \lambda_N$  [222]. Portanto, a comunicação em grandes redes deve ser cuidadosamente projetada para minimizar atrasos de comunicação ou aumentar o limite de atraso máximo tolerável, por exemplo, reduzindo o número de conexões por nó (diminuindo  $\lambda_N$ ).

Para ilustrar a influência que grandes atrasos de comunicação podem ter no comportamento da  $\mu G$ , o exemplo descrito na seção anterior foi refeito, assumindo um atraso de comunicação ( $t_d$ ) entre os conversores. A Figura 4.9 apresenta o  $\delta R_d(t)$  convergindo considerando os mesmos parâmetros de  $R_{d1,2,3}$  e  $r_{1,2,3}$  da Figura 4.8. Em  $t = 0,5$  s o controle é iniciado com  $t_d = 0$  e no instante  $t = 1,2$  s e  $t = 3,5$  s, os atrasos de comunicação são inseridos com valores  $t_{dmax}/2$  e  $t_{dmax}$ , respectivamente. Observa-se que, para  $t_d < t_{dmax}$ , o sistema converge assintoticamente, entretanto, o atraso diminui o amortecimento da resposta transitória. Todavia, quando  $t_d = t_{dmax}$ , a resposta transitória torna-se marginalmente estável, oscilando em torno do valor consenso.

Figura 4.9: Convergência de  $\delta R_d(t)$  sob atrasos de comunicação.



### 4.3.1.3 Análise de estabilidade da técnica proposta

A partir do modelo simplificado do barramento c.c. da Figura 4.2b, as correntes de saída são expressas como:

$$\begin{aligned} i_{o1} &= \gamma_1 v_{o1} - \kappa v_{o2} \\ i_{o2} &= \gamma_2 v_{o2} - \kappa v_{o1} \end{aligned} \quad (4.35)$$

onde

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{r_2 + R_{\mu G}}{r_1 r_2 + R_{\mu G}(r_1 + r_2)} \\ \gamma_2 &= \frac{r_1 + R_{\mu G}}{r_1 r_2 + R_{\mu G}(r_1 + r_2)} \\ \kappa &= \frac{R_{\mu G}}{r_1 r_2 + R_{\mu G}(r_1 + r_2)}. \end{aligned} \quad (4.36)$$

O diagrama de controle em malha fechada de *Conv-1* é apresentado na Figura 4.10. Considerando que  $\tau_{com}$  é muito maior do que o tempo de resposta do conversor,  $\delta v_{V_{o1}}$  e  $\delta R_{d1}$  podem ser vistos como perturbações na referência de tensão e no coeficiente *droop*, respectivamente. O atraso de comunicação é representado por  $e^{-\tau_{ds}}$  e a aproximação de Padé de segunda ordem é utilizada para modelar o atraso de tempo. A Função de Transferência (FT) de malha fechada é expressa por [164, 88]:

$$G_{vo} = \frac{C_v G_i}{1 + C_v G_i} \quad (4.37)$$

sendo  $C_v$  e  $G_i$  compensador de tensão e a FT da malha de corrente, respectivamente.  $G_i$  pode ser representada com um atraso unitário [88]. Portanto, a tensão de saída dos conversores podem ser expressas como:

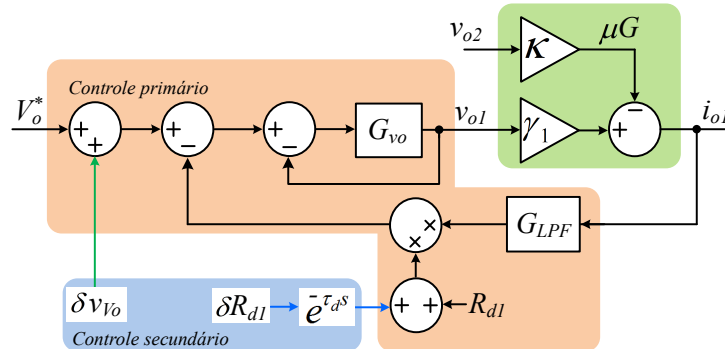
$$\begin{aligned} v_{o1} &= [V_o^* - i_{o1} G_{LPF}(R_{d1} + \delta R_{d1})] G_{vo} \\ v_{o2} &= [V_o^* - i_{o2} G_{LPF}(R_{d2} + \delta R_{d2})] G_{vo} \end{aligned} \quad (4.38)$$

onde

$$\begin{aligned} G_{LPF} &= \frac{2\pi f c}{s + 2\pi f c} \\ \delta R_{d1} &= \frac{r_2 - r_1}{2} \\ \delta R_{d2} &= \frac{r_1 - r_2}{2} \end{aligned} \quad (4.39)$$

A Figura 4.11 apresenta o resultado de simulação comparando o modelo completo da  $\mu G$  composta por dois conversores (*Conv-1* e *Conv-2*) com o modelo expresso na Figura 4.10 a fim de validação desse modelo. Os parâmetros utilizados são apresentados na Tabela

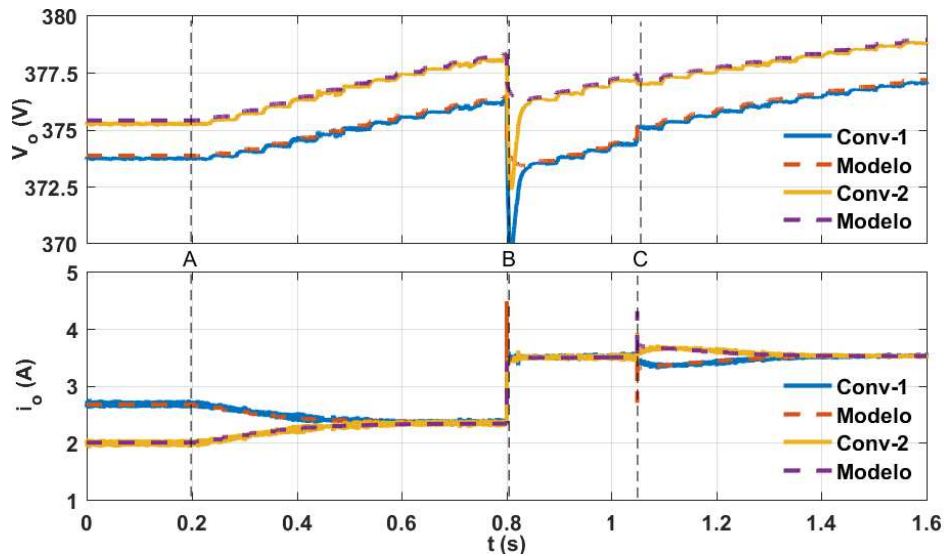
Figura 4.10: Diagrama do controle secundário em malha fechada.



Fonte: Resultados da Pesquisa

4.2. No instante  $t = 0,2$  s (A) a técnica de controle proposta é habilitada, em  $t = 0,8$  s (B) é realizado uma perturbação de carga de 50% e no instante  $t = 1,025$  s (C)  $r_1$  é alterado para  $r_1 = 0,4 \Omega$ .

Figura 4.11: Sinais de saída dos modelos completo da  $\mu G$  e da análise de estabilidade.



Fonte: Resultados da Pesquisa

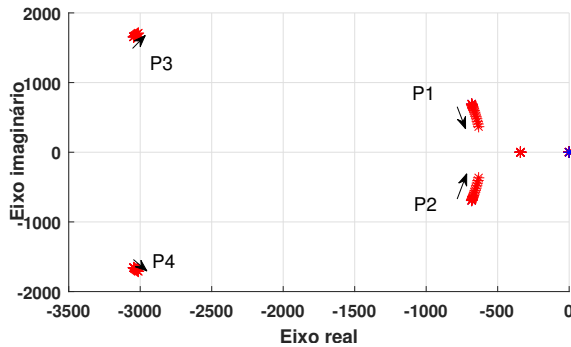
Combinando (4.35)-(4.39) produz (4.40), que permite avaliar a influência da variação dos parâmetros na estabilidade.

$$\begin{aligned} \frac{v_{o1}}{V_o^*} &= \frac{G_{vo}}{1 + [\alpha_1 G_{LPF}(R_{d1} + \frac{r_2 - r_1}{2}) + 1]G_{vo}} \\ \frac{v_{o2}}{V_o^*} &= \frac{G_{vo}}{1 + [\alpha_2 G_{LPF}(R_{d3} + \frac{r_1 - r_2}{2}) + 1]G_{vo}} \end{aligned} \quad (4.40)$$

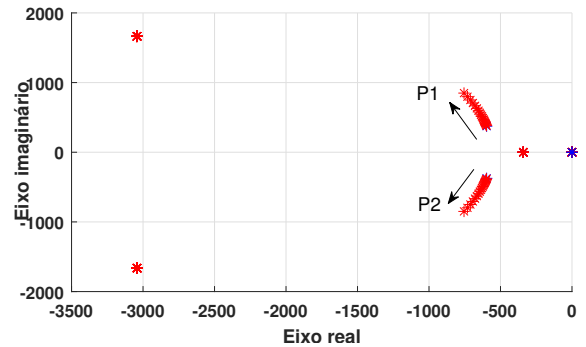
A Figura 4.12 apresenta o lugar da raízes (*root loci*) dos polos dominantes sob variações

dos parâmetros  $r_1$ ,  $R_{d1}$ ,  $\delta R_{d1}$  e  $t_d$ . A Tabela 4.2 descreve os parâmetros empregados na análise. A Figura 4.12a apresenta a influência da resistência de linha nos polos do sistema em malha fechada. O valor de  $r_2$  é mantido fixo e  $r_1$  foi variado de  $0,01 \Omega$  até  $R_{d1}$ , permitindo avaliar  $r_1 < r_2$  e  $r_1 > r_2$ . A Figura 4.12b apresenta os polos para variação em  $R_{d1}$ , onde  $R_{d1}$  variou de  $0,1R_{d1}$  até  $1,9R_{d1}$  e o valor de  $R_{d2}$  ficou inalterado. Na Figura 4.12c é demonstrado o lugar das raízes para variação em  $\delta R_{d1}$ , onde  $\delta R_{d1}$  foi variado de  $-3(r_1 - r_2)/2$  até  $3(r_1 - r_2)/2$  e finalmente, a Figura 4.12d apresenta a variação em  $\tau_d$  de 1 ms até 100 ms. Nas quatro situações, apenas os polos complexos de alta frequência foram afetados pela variação dos parâmetros, com trajetórias distintas. No entanto, em todos os casos, dentro das faixas de parâmetros consideradas, todos os polos dominantes permaneceram no semi-plano esquerdo do eixo imaginário, indicando assim que o sistema permanecerá estável. Pode-se observar que a resposta do atraso de tempo é a mais crítica, uma vez que à medida que o atraso se aproxima de  $t_{dmax}$ , o amortecimento da resposta transitória é reduzida com os polos se movendo em direção ao eixo imaginário.

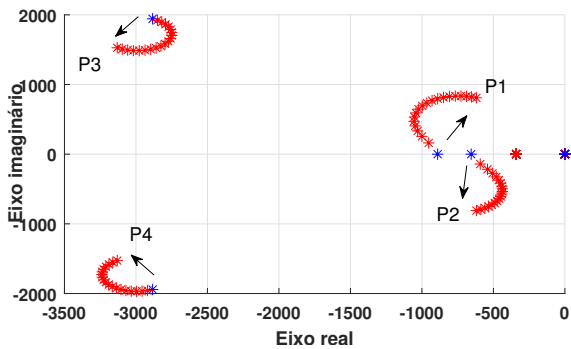
Figura 4.12: Lugar das raízes (*root loci*) da malha fechada sob variações de parâmetros.



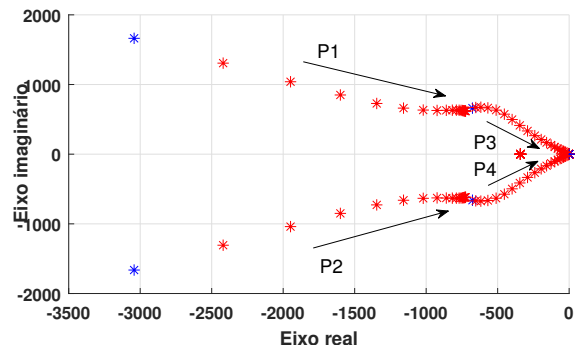
(a)  $r_1 \in (0, 01\Omega, R_{d1})$ .



(b)  $R_{d1} \in (0, 1R_{d1}, 1, 9R_{d1})$ .



(c)  $\delta R_{d1} \in (\pm 3(r_1 - r_2)/2)$ .



(d)  $\tau_d \in (1ms, 100ms)$ .

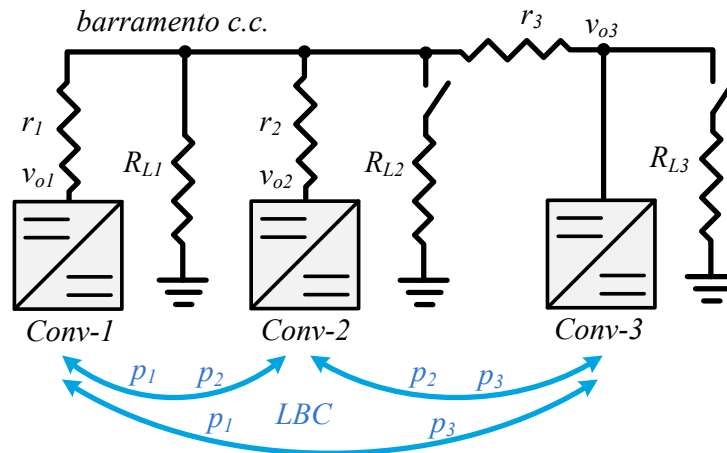
Tabela 4.2: Parâmetros para análise de estabilidade.

Item	Symbol	Value
Tensão nominal	$V_o^*$	380 V
Resistência equivalente de linha	$r_{1,2}$	0,1, 0,9 $\Omega$
Coefficiente <i>Droop</i>	$R_{d1,2}$	2,3, 2,3 $\Omega$
Resistência de carga	$R_{\mu G}$	32,9 $\Omega$
Amostragem de comunicação	$\tau_{com}$	50 ms
Atraso de comunicação	$\tau_d$	1 ms
Frequência de corte do filtro passa baixas	$f_c$	100 Hz
Ganho de correção do <i>ps</i>	$K_P$	20
Ganho de correção do <i>vs</i>	$K_V$	2

#### 4.3.1.4 Resultados de simulação do controle distribuído híbrido

A fim de avaliar o desempenho do controle proposto, o barramento c.c. composto por três conversores, conforme a Figura 4.13, foi simulado no PLECS v4.1. Os parâmetros utilizados para simulação são apresentados na Tabela 4.3. Foi utilizado o *BIC* de estágio duplo de conversão, Figura 2.9a, para representar o *Conv-1*, as UAEs com topologia *Dual Active Bridge (DAB)*, Figura 2.20a, para os *Conv-2* e *Conv-3*, mantendo a compatibilidade com a plataforma experimental.

Figura 4.13: Diagrama do barramento c.c. simulado.



Fonte: Resultados da Pesquisa

A Figura 4.14 apresenta o desempenho do controle, sendo que no início da simulação,  $t < 1$  s, somente o controle *droop* está ativo, levando a uma tensão média de 376,4 V

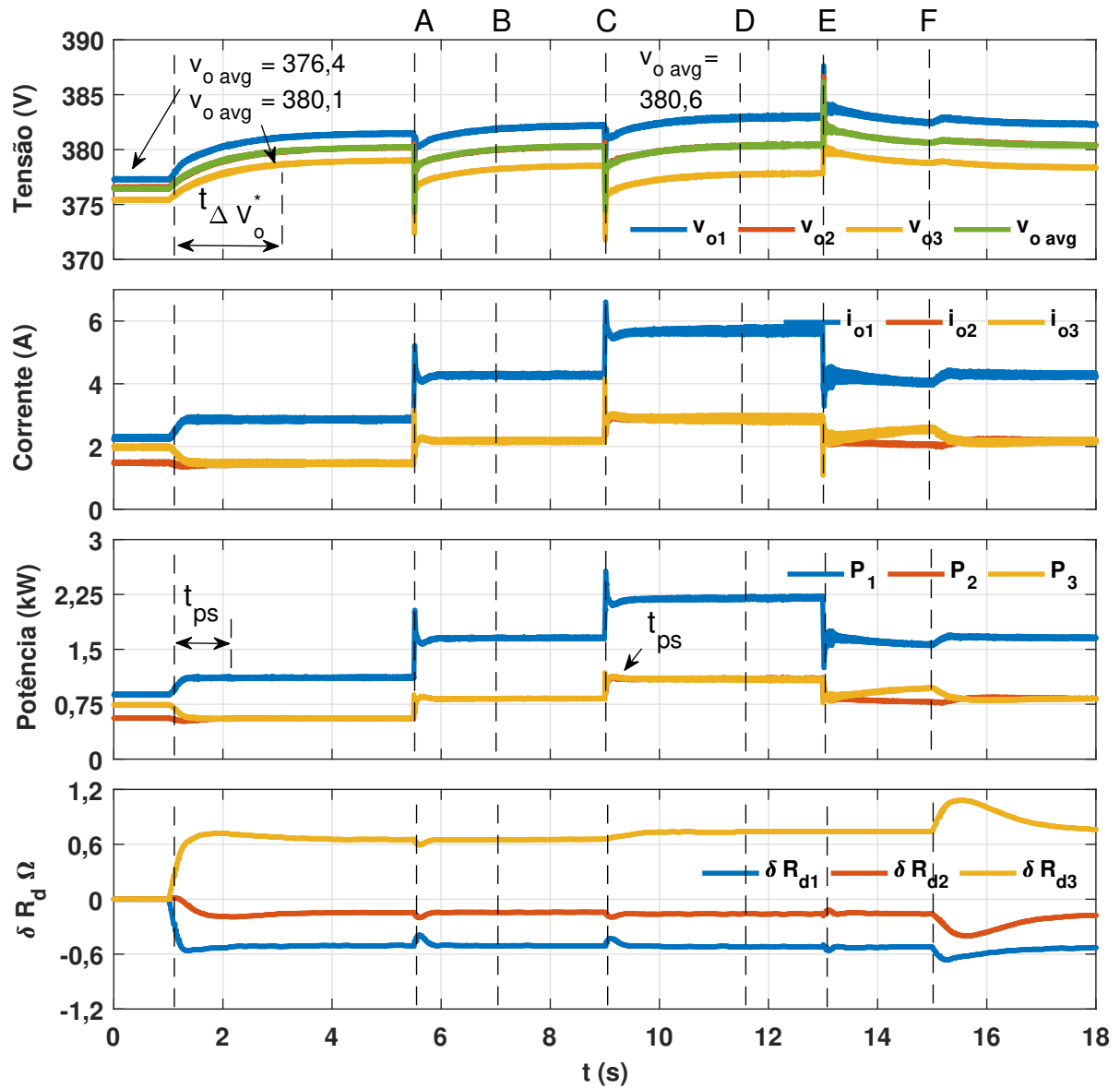
Tabela 4.3: Parâmetros utilizados na simulação do controle secundário distribuído híbrido.

Item	Symbol	Value
Tensão nominal	$V_o^*$	380 V
Resistência equivalente de linha	$r_{1,2,3}$	0,9, 0,9, 0,1 $\Omega$
Coefficiente <i>Droop</i>	$R_{d1,2,3}$	1,15, 2,3, 2,3 $\Omega$
Resistência de carga	$R_{\mu G}$	32,9 $\Omega$
Amostragem de comunicação	$\tau_{com}$	50 ms
Atraso de comunicação	$\tau_d$	1 ms
Frequência de corte do filtro passa baixas	$f_c$	100 Hz
Ganho de correção do <i>ps</i>	$K_P$	20
Ganho de correção do <i>vs</i>	$K_V$	2

e desbalanço de potência entre os conversores, onde  $P_1 = 0,88$  kW,  $P_2 = 0,56$  kW e  $P_3 = 0,74$  kW. Em  $t = 1$  s, o controle secundário é habilitado e na sequência, a correção do compartilhamento proporcional de potência é alcançado com intervalo de tempo  $t_{ps} = 1$  s e a tensão média do barramento c.c. converge para 380,1 V com  $t_{\Delta V_o^*} = 2,5$  s, conforme esperado. Os termos de correção de *droop* convergem para  $\delta R_{d1} = -0,512$   $\Omega$ ,  $\delta R_{d2} = -0,142$   $\Omega$  e  $\delta R_{d3} = 0,654$   $\Omega$ , assim,  $\delta R_{d1} + \delta R_{d2} + \delta R_{d3} = 0$ . Além disso, a potência de saída dos conversores converge para  $P_1 = 1,1$  kW,  $P_2 = 0,55$  kW e  $P_3 = 0,55$  kW, enquanto as correntes de saída são  $i_{o1} = 2,82$  A,  $i_{o2} = 1,46$  A e  $i_{o3} = 1,45$  A, mostrando um pequeno desequilíbrio entre as relações de corrente e potência, como também esperado.

No instante  $t = 5,5$  s (A), Figura 4.14, a carga  $R_{L2}$  é conectado ao barramento c.c., perturbando as tensões de saída dos conversores. No entanto, as resistências equivalentes de linha não são afetadas, o que não introduz novos desvios de *ps*. Portanto, todos os conversores aumentam proporcionalmente suas potências de saída, sem alterar o valor do estado estacionário dos termos de correção de *droop*, enquanto a correção de tensão descentralizada regula gradualmente a tensão do barramento c.c. Em  $t = 7,5$  s (B), ocorre uma falha de comunicação entre *Conv-1* e *Conv-3*, no entanto, como não houve alterações na resistência de carga, a correção do desvio de tensão e o *ps* foram preservados. Em  $t = 9$  s (C),  $R_{L3}$  é conectada ao barramento c.c., causando uma nova perturbação nas tensões de saída e uma alteração nas resistências equivalentes de linha, portanto, o controle secundário calcula novos valores de  $\delta R_d$  para assegurar o *ps*. Nessa situação, a convergência levou aproximadamente  $t_{ps} = 0,1$  s.

Figura 4.14: Resultado de simulação considerando perturbações de carga e falhas de comunicação.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Em  $t = 11,5$  s (D), ocorre uma nova falha de comunicação, agora entre *Conv-2* e *Conv-3*, o que deixa o *Conv-3* isolado dos outros conversores. Como ele não recebe dados dos conversores restantes, a correção do desvio de tensão é interrompida, mantendo os últimos valores de  $\delta v_{V_{o3}}$  e  $\delta R_{d3}$ . A correção do *ps* será mantida, desde que não haja alterações equivalentes na resistência de linha. Em  $t = 13$  s (E),  $R_{L2}$  é desconectado do barramento c.c., perturbando a tensão no mesmo e modificando as resistências equiva-

lentes de linha. Pode-se observar que a proporção de potência entre *Conv-1* e *Conv-2* é conservada, independentemente de *Conv-3*. A correção do desvio de tensão é mantida por *Conv-1* e *Conv-2*, o que reduz o erro de tensão do barramento c.c, mas aumenta a diferença entre as correntes de saída  $i_{o2}$  e  $i_{o3}$ . Os termos de correção *droop* convergem para  $\delta R_{d1} = -0,522 \Omega$ ,  $\delta R_{d2} = -0,154 \Omega$  e  $\delta R_{d3} = 0,735 \Omega$ . Finalmente, em  $t = 15$  s (F), a comunicação com *Conv-3* é restaurada e, como resultado, o *ps* é restabelecido entre os três conversores.

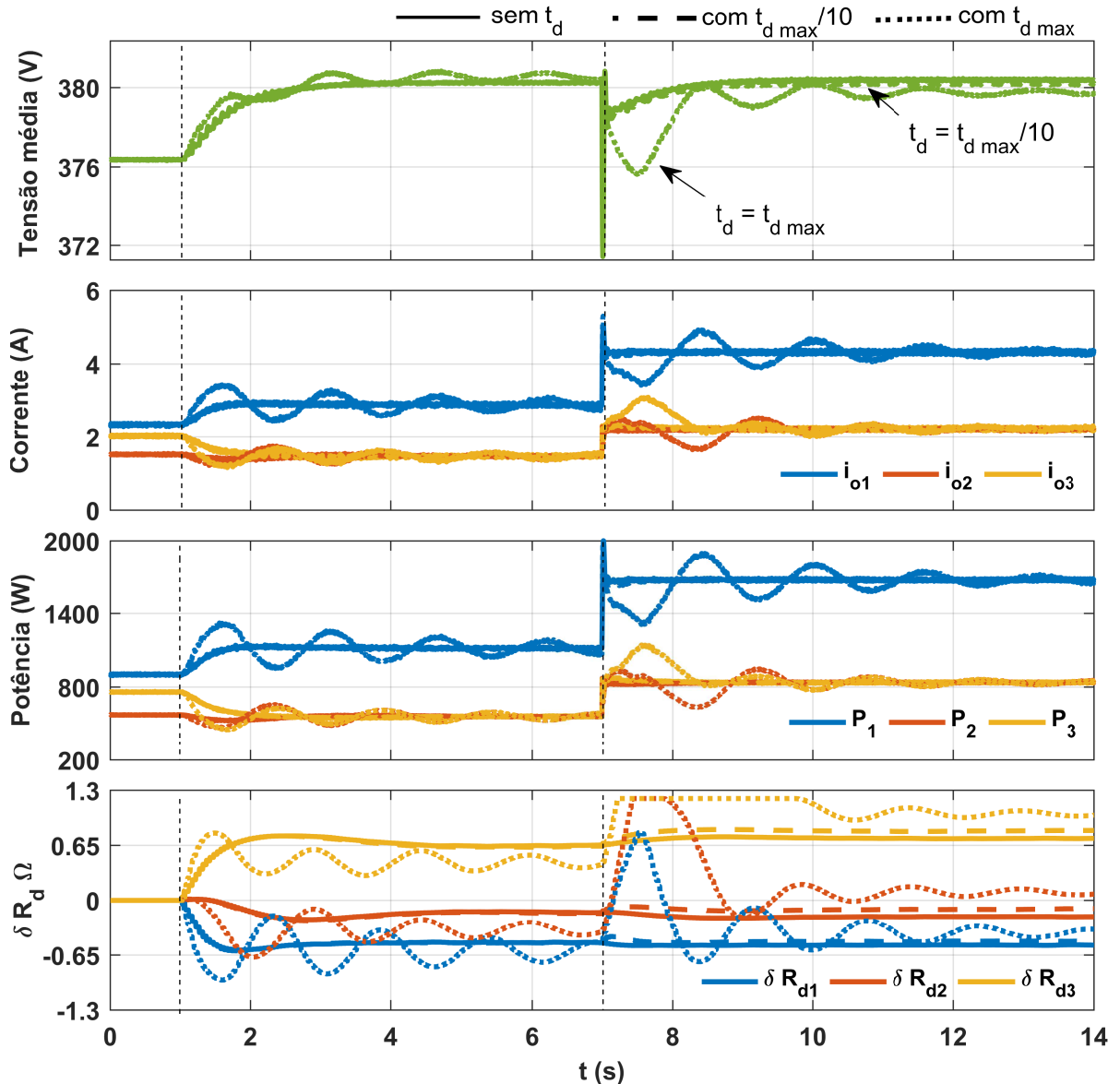
Para avaliar o desempenho da técnica proposta com diferentes tipos de carga e na presença de um atraso significativo na comunicação, a simulação foi alterada substituindo  $R_{L1}$  e  $R_{L3}$  por cargas de potência constante (cpl) de 2,2 kW e 1,1 kW, respectivamente, o valor  $\delta R_d$  foi limitado de  $-1,2 \Omega$  até  $1,2 \Omega$  e um atraso de comunicação  $t_d$  foi incluído em cada *link* de comunicação. As mesmas condições foram simulados por três atrasos:  $t_d = 0$ ,  $t_d = 53 \text{ ms} = \tau_{dmax}/10$  e  $t_d = 530 \text{ ms} \approx t_{dmax}$ .

Os resultados, considerando atrasos e cpl, são apresentados na Figura 4.15. No início, apenas  $R_{L1}$  está ligada e o sistema opera com  $v_{oavg} = 376$  V,  $P_1 = 0,9$  kW,  $P_2 = 0,76$  kW e  $P_3 = 0,57$  kW. Em  $t = 1$  s, o controle secundário é habilitado. Pode-se notar que, para  $t_d \leq t_{dmax}/10$ , não é observada diferença significativa no desempenho do sistema e os mesmos valores de potência e corrente de saída foram obtidos:  $P_1 = 1,1$  kW,  $P_2 = 0,55$  kW,  $P_3 = 0,55$  kW,  $i_{o1} = 2,9$  A,  $i_{o2} = 1,43$  A e  $i_{o3} = 1,42$  A. Por outro lado,  $t_d \approx t_{dmax}$  interfere no *ps* e os valores  $\delta R_d$  tornam-se mais oscilatórios, o que é refletido na tensão, potência e corrente de saída dos conversores. É importante mencionar que esse cenário é extremamente irrealista para um sistema de 3 nós, já que 530 ms excede o atraso de comunicação relatado encontrado na maioria das implementações. De qualquer forma, o sistema mostrou ser tolerante a moderados atrasos na comunicação ( $t_d < t_{dmax}$ ). A tensão média, mesmo sob severo atraso de comunicação, permaneceu próxima ao valor de referência (380 V) com pequena ondulação.

Em  $t = 7$  s, Figura 4.15,  $R_{L3}$  é conectada ao barramento c.c. Observa-se que com  $t_d = t_{dmax}$ ,  $\delta R_{d2}$  e  $\delta R_{d3}$  saturam por alguns segundos. No entanto, as potências de saída oscilam em torno de  $P_1 = 1,68$  kW,  $P_2 = 0,84$  kW e  $P_3 = 0,84$  kW alcançando o valor consenso, uma vez que o aumento na potência de carga desloca os polos da malha fechada, Figura 4.13c, afastando-os do semi-plano imaginário direito.



Figura 4.15: Resultado de simulação considerando cpl e atrasos de comunicação.



Fonte: Resultados da Pesquisa

#### 4.3.1.5 Resultados experimentais do controle distribuído híbrido

A estratégia de controle proposta foi validada experimentalmente através de uma configuração do barramento c.c. com o *BIC* de 3,2 kW e dois conversores *DAB* de 1,6 kW, os quais são descritos no Capítulo 5. Os controles foram implementados em DSPs TMS320F28335 da Texas Instruments, a comunicação entre os conversores foi implementada em rede *CAN* 2.0 de 500 kbps, sendo o Raspberry Pi 3 utilizado como *datalogger*.

Os parâmetros dos conversores são os mesmos descritos na Tabela 4.3.

A Figura 4.16 apresenta os resultados experimentais obtidos. Para  $t < 1$  s, a potência de saída de *Conv-1*, *Conv-2* e *Conv-3* é de 0,9 kW, 0,58 kW e 0,77 kW, respectivamente, e a tensão média  $v_{avg} = 376,1$  V. Em  $t = 1$  s, o controle secundário é habilitado e o tempo de convergência do *ps* observado é  $t_{ps} \approx 1,2$  s e a correção do desvio de tensão ocorreu em  $t_{\Delta V_o^*} = 2,5$  s. A potência de saída de *Conv-1*, *Conv-2* e *Conv-3* após a convergência é 1,16 kW, 0,58 kW e 0,58 kW, respectivamente. Pode-se observar que, com o controle secundário, o *ps* é proporcional às respectivas capacidades projetadas dos conversores. Os termos de correção de *droop* são  $\delta R_{d1} = -0,469 \Omega$ ,  $\delta R_{d2} = -0,172 \Omega$  e  $\delta R_{d3} = 0,55 \Omega$ , mas  $\delta R_{d1} + \delta R_{d2} + \delta R_{d3} = -0,09 \Omega$ , que pode ser explicado por imprecisões nas medições. As correntes de saída são  $i_{o1} = 2,98$  A,  $i_{o2} = 1,52$  A e  $i_{o3} = 1,51$  A.

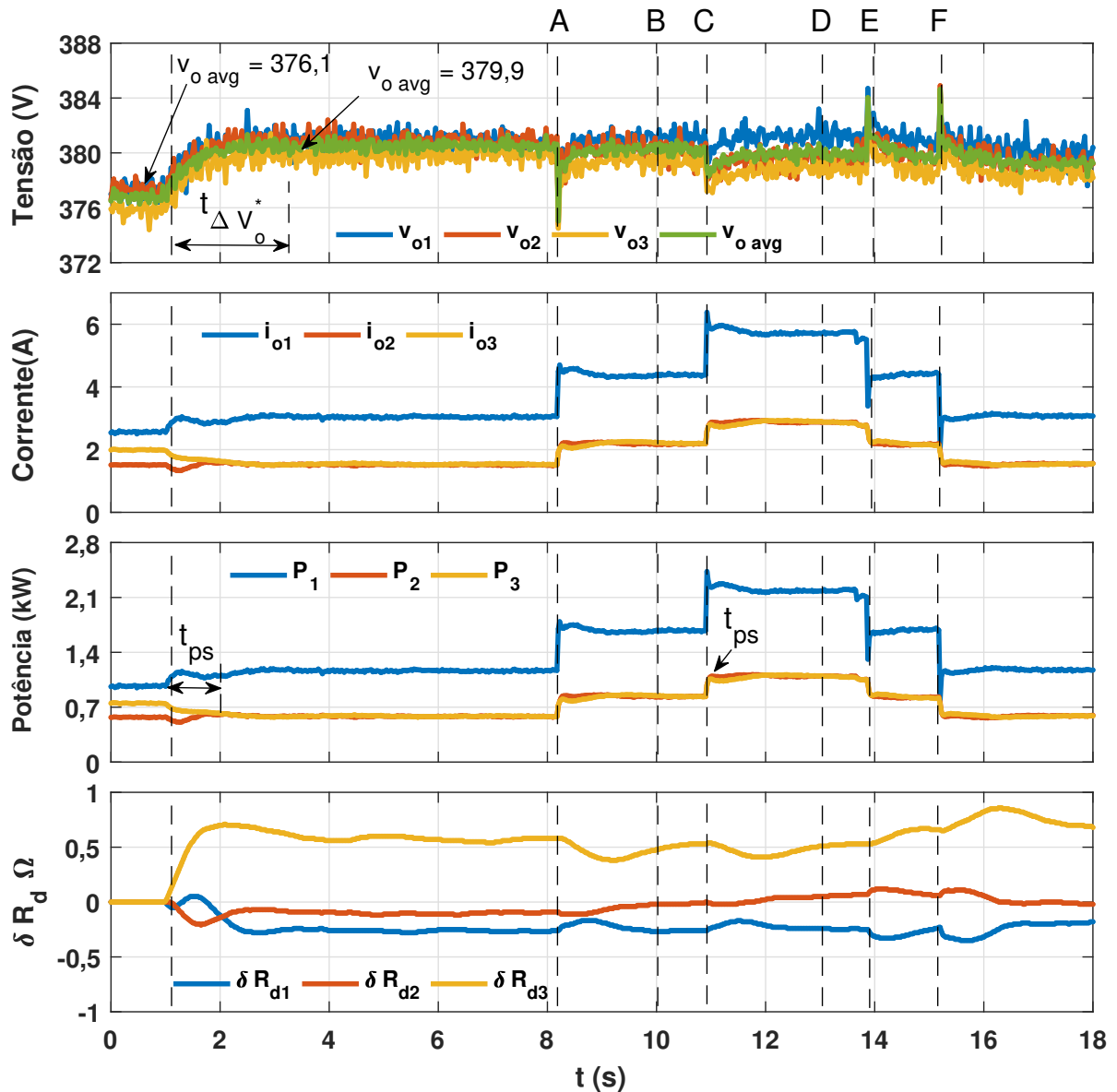
Após o sistema ter se estabilizado, iniciou-se uma série de perturbações. No instante  $t = 8,2$  s (A), Figura 4.16, a carga  $R_{L2}$  é conectada ao barramento c.c. A priori, essa carga não causaria alterações nas resistências equivalentes de linha; no entanto, existem resistências que não foram modeladas, por exemplo, conectores; portanto, essa perturbação na resistência de linha é sensível a *Conv-3*, que altera  $\delta R_{d3}$  de  $0,55 \Omega$  para  $0,38 \Omega$  com  $t_{ps} = 0,9$  s.

Uma falha de comunicação ocorre em  $t = 10$  s (B) entre *Conv-1* e *Conv-3*, o que não influencia o *ps* e a regulação de tensão. Em  $t = 11,4$  s (C), a carga  $R_{L3}$  é conectada ao barramento c.c. e a convergência de *ps* é alcançada em  $t_{ps} \approx 0,9$  s. Pode-se observar que esse evento não provocou alterações significativas nos valores dos termos de correção de *droop*. A comunicação entre *Conv-1* e *Conv-3* é restaurada em  $t = 13$  s (D) e em  $t = 13,9$  s (E) e em  $t = 15,3$  s (F) as cargas  $R_{L2}$  e  $R_{L3}$  são desconectadas, respectivamente. Observa-se que a técnica proposta garante o *ps* e correção do desvio de tensão com  $v_{avg} \approx V_o^*$ . Também é possível observar que o atraso intrínseco presente no *link* de comunicação CAN 2.0 não interferiu no comportamento do sistema.

### 4.3.2 Controle secundário baseado em *voltage-shifting* (*vs*)

Essa estratégia de controle permite alcançar o compartilhamento proporcional de potência (*ps*) preciso com a restauração do desvio de tensão do barramento c.c. com o deslocamento na tensão (*vs*) em  $V_o^*$ . Em contraste com abordagens semelhantes, Tabela

Figura 4.16: Resultado experimental com perturbações de carga e falhas de comunicação.



Fonte: Resultados da Pesquisa

4.1, apenas uma variável por conversor é transmitida no *link* de comunicação e com um integrador como controlador de nível secundário, ambos os objetivos são alcançados simultaneamente. O estado das informações compartilhadas entre os conversores é o fator  $\lambda$  que corresponde ao produto entre a tensão de saída do conversor e uma informação relativa à potência.

Periodicamente, cada conversor calcula o seu próprio  $\lambda$  e o transmite localmente, cada conversor com base nas informações recebidas, determinam o  $\lambda$  médio ( $\lambda_{avg}$ ) com o qual

permite realizar o  $vs$ . A técnica proposta reduz o tráfego de informações, permitindo o uso de redes ultra- $LBC$ , elimina a necessidade de projetar compensadores de  $vs$  e fornece capacidade e flexibilidade para *plug-and-play*.

Considerando o circuito simplificado do barramento c.c. da Figura 4.2b, a tensão média entre *Conv-1* e *Conv-2* pode ser expressa por (4.41). O desvio de tensão ( $\Delta V_o^*$ ) pode ser reduzido por um valor de  $vs$  ( $\delta v_{V_o}$ ), que é adicionado à referência de tensão ( $V_o^* + \delta v_{V_o}$ ) de cada conversor, de modo que  $v_{oavg} = V_o^*$ . Substituindo (4.2) e (4.4) em (4.41),  $\delta v_{V_o}$  pode ser definido por (4.42), sendo  $\alpha$  e  $\beta$  já definidos em (4.3).

$$v_{oavg} = \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} \quad (4.41)$$

$$\delta v_{V_o} = \frac{2R_{d1}R_{d2} + R_{d1}r_2 + R_{d2}r_1}{2(\beta R_{\mu G} + r_1r_2) + R_{d1}r_2 + R_{d2}r_1} V_o^*. \quad (4.42)$$

Considerando (4.7), o erro entre as correntes de saída dos conversores indica que se os termos apropriados de  $vs$  ( $\delta v_{o1}$  e  $\delta v_{o2}$ ) são usados para ajustar  $V_{o1}^*$  e  $V_{o2}^*$ , respectivamente, o erro de  $ps/cs$  pode ser mitigado, portanto:

$$V_{o1}^* = V_o^* + \delta v_{V_o} + \delta v_{o1} \quad (4.43)$$

$$V_{o2}^* = V_o^* + \delta v_{V_o} + \delta v_{o2}.$$

No entanto, de acordo com (4.7) e considerando  $r_1 < r_2$  implica em  $\delta v_{o1} < \delta v_{o2}$  com  $\delta v_{o2} > 0$  e  $\delta v_{o1} = -\delta v_{o2}$ , que resulta em  $v_{oavg} = V_o^*$ . O desequilíbrio de potência de saída entre os conversores pode ser expresso como:

$$\Delta p_o = p_{o1} - p_{o2} = v_{o1}i_{o1} - v_{o2}i_{o2}. \quad (4.44)$$

Supondo uma condição em que  $\delta v_{o1} = -\delta v_{o2} = \delta v_o$  e substituindo em (4.2), (4.4), (4.42) e (4.43) em (4.44), obtém-se  $\Delta p_o$  em função de  $\delta v_o$ :

$$\Delta p_o(\delta v_o) = a(\delta v_o)^2 + b(\delta v_o) + c \quad (4.45)$$

onde

$$\begin{aligned} a &= \frac{R_{d2}R_{t1}^2 - R_{d1}R_{t2}^2 + (\alpha + \beta R_{\mu G})(R_{d2} - R_{d1} + r_2 - r_1)}{(\alpha + \beta R_{\mu G})^2} \\ b &= V_o^* \left( \frac{(R_{d2} + r_2)(2R_{d1}R_{t2} - \alpha - \beta R_{\mu G}) - (R_{d1} + r_1)(\alpha + \beta R_{\mu G} - 2R_{d2}R_{t1}) - (\beta + 4R_{\mu G})(\alpha + \beta R_{\mu G})}{(\alpha + \beta R_{\mu G})^2} \right) \\ c &= V_o^{*2} \frac{(\alpha + \beta R_{\mu G})(R_{d2} - R_{d1} + r_2 - r_1) + R_{d2}(R_{d1} + r_1)^2 - R_{d1}(R_{d2} + r_2)^2}{(\alpha + \beta R_{\mu G})^2} \end{aligned} \quad (4.46)$$

e  $R_{tj} = R_{dj} + r_j + 2R_{\mu G}$  para  $j = 1, 2$ .

A potência de saída dos conversores são  $p_{o1} = v_{o1}i_{o1}$  e  $p_{o2} = v_{o2}i_{o2}$ , de modo que,  $\Delta i_o = 0$  resulta em  $p_{o1} < p_{o2}$ . Para a condição em que  $\delta v_{o1} = -\delta v_{o2} = \delta v_o$  e  $\Delta p_o(\delta v_o) = 0$ , implica em  $\Delta v_o i_{o2} = \Delta i_o v_{o1}$ , resultando em  $p_{o1} = p_{o2}$ , portanto, é possível alcançar simultaneamente  $ps$  e  $v_{oavg} = V_o^*$  utilizando o termo  $vs$  que corresponda a  $\delta v_{V_{ps}} = \delta v_{V_o} \pm \delta v_o$ .

#### 4.3.2.1 Princípio de funcionamento do controle proposto

A técnica proposta visa calcular um único termo de  $vs$  ( $\delta v_{V_{ps}}$ ), para cada conversor, que é calculado localmente baseado no fator  $\lambda$  (4.47) em que  $v_{oj}$  é a tensão de saída do  $j$ -enésimo conversor,  $\bar{P}_{oj}$  é uma informação relacionada com a potência sendo definida como (4.48), onde  $p_{oj}$  é a potência de saída do conversor e  $P_{jmax}$  é a sua potência nominal. O ganho  $1/2$  é necessário para evitar uma divisão por zero no controlador local quando  $p_{oj} = P_{jmax}$ . O diagrama do controle secundário proposto é apresentado na Figura 4.17.

$$\lambda_j = \bar{P}_{oj} v_{oj} \quad (4.47)$$

$$\bar{P}_{oj} = 1 - \frac{1}{2} \frac{p_{oj}}{P_{jmax}} \quad (4.48)$$

Durante um ciclo de controle, cada conversor envia seu fator  $\lambda$  para seus vizinhos  $N$  e recebe seus respectivos fatores  $\lambda$ , através da rede *LBC*. Posteriormente, calcula localmente termo  $vs$  conforme:

$$\delta v_{V_{psj}} = \int \left( V_o^* - \frac{\lambda_{avg}}{\bar{P}_{oj}} \right) dt \quad (4.49)$$

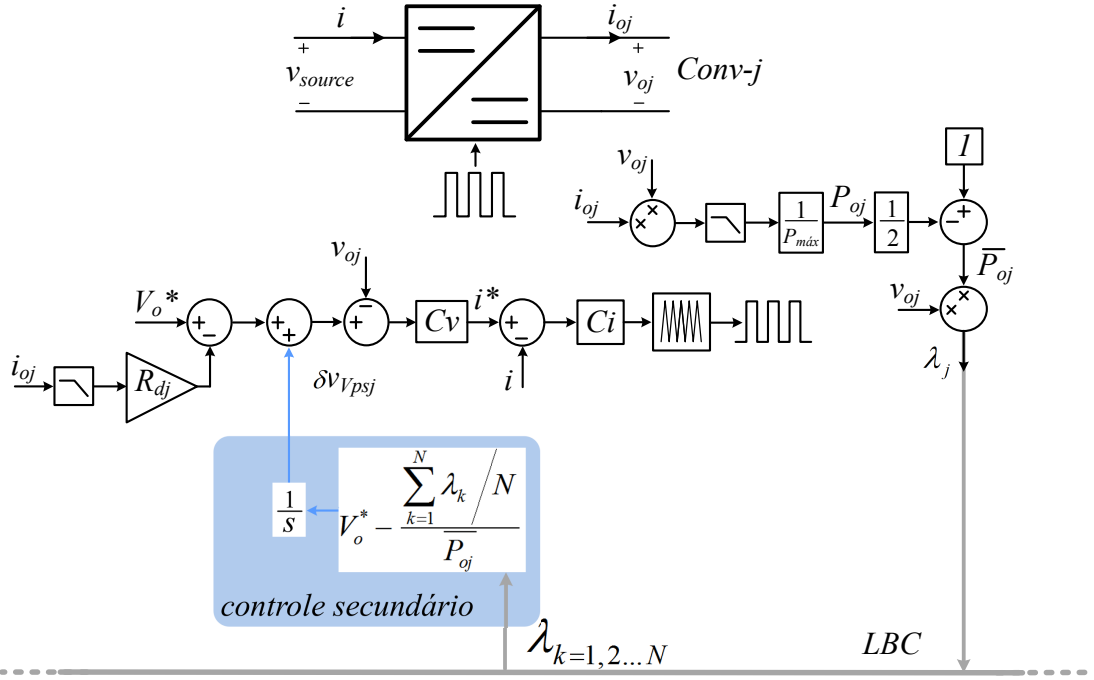
onde  $\lambda_{avg}$  é a média dos fatores  $\lambda$ , definida como:

$$\lambda_{avg} = \frac{\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_N}{N} \quad (4.50)$$

sendo que  $N$  é definido pelo próprio conversor com base na quantidade de informações  $\lambda$  recebidas alcançando dessa maneira a capacidade *plug-and-play*.

Assumindo, por uma questão de argumento, que a estratégia de controle secundário é capaz de convergir, então  $V_o^* = \frac{\lambda_{avg}}{\bar{P}_{o1}} = \frac{\lambda_{avg}}{\bar{P}_{oN}}$ , por meio de (4.47), (4.48) e (4.50), pode ser mostrado que uma convergência de  $\delta v_{V_{ps}}$  levará a

$$\begin{aligned} \frac{p_{o1}}{P_{1max}} &= \frac{p_{o2}}{P_{2max}} = \dots = \frac{p_{oN}}{P_{Nmax}} \\ V_o^* &= \frac{v_{o1} + v_{o2} + \dots + v_{oN}}{N}. \end{aligned} \quad (4.51)$$

Figura 4.17: Diagrama do controle proposto baseado em  $v_s$ .


Fonte: Resultados da Pesquisa

A fim de analisar o desempenho do método proposto, considerou-se o circuito da Figura 4.2b, onde  $V_o^* = 380$  V,  $R_{d1} = R_{d2} = 1,15$   $\Omega$ ,  $R_{\mu G} = 50$   $\Omega$ ,  $P_{m\acute{a}x} = 2,4$  kW,  $r_1 = 0,1$   $\Omega$  e  $r_2 = 0,9$   $\Omega$ . O termo  $\delta v_{V_{ps1}}$ , de *Conv-1*, será expresso como

$$\delta v_{V_{ps1}} = \int V_o^* - \frac{\bar{P}_{o1}v_{o1} + \bar{P}_{o2}v_{o2}}{2\bar{P}_{o1}} dt. \quad (4.52)$$

Combinando (4.45) e (4.52) e com o auxílio de ferramentas matemáticas de resolução,  $\Delta p_o$  é reescrito em função do tempo, conforme:

$$\Delta P_o(t) = \Delta P_o(0)e^{-\frac{t}{\tau_{ps}}} \quad (4.53)$$

onde  $\Delta P_o(0)$  é a constante  $c$  em (4.46) e  $\tau_{ps} \approx 62$  ms. Pode-se notar que o erro no  $ps$  será gradualmente reduzido, portanto, após  $5\tau_p$ ,  $P_{o1} = P_{o2} = P_o$ . Uma vez alcançado o balanceamento de potência, a realimentação do controle secundário será definida por:

$$\frac{\bar{P}_o v_{o1} + \bar{P}_o v_{o2}}{2\bar{P}_o}. \quad (4.54)$$

que é o valor médio das tensões de saída dos conversores. Conseqüentemente, o controle secundário poderá ser visto como

$$v_{oavg}(t) = \int V_o^* - v_{oavg}(t) dt \quad (4.55)$$

Substituindo (4.2),(4.4) e (4.41) em (4.55), resulta em:

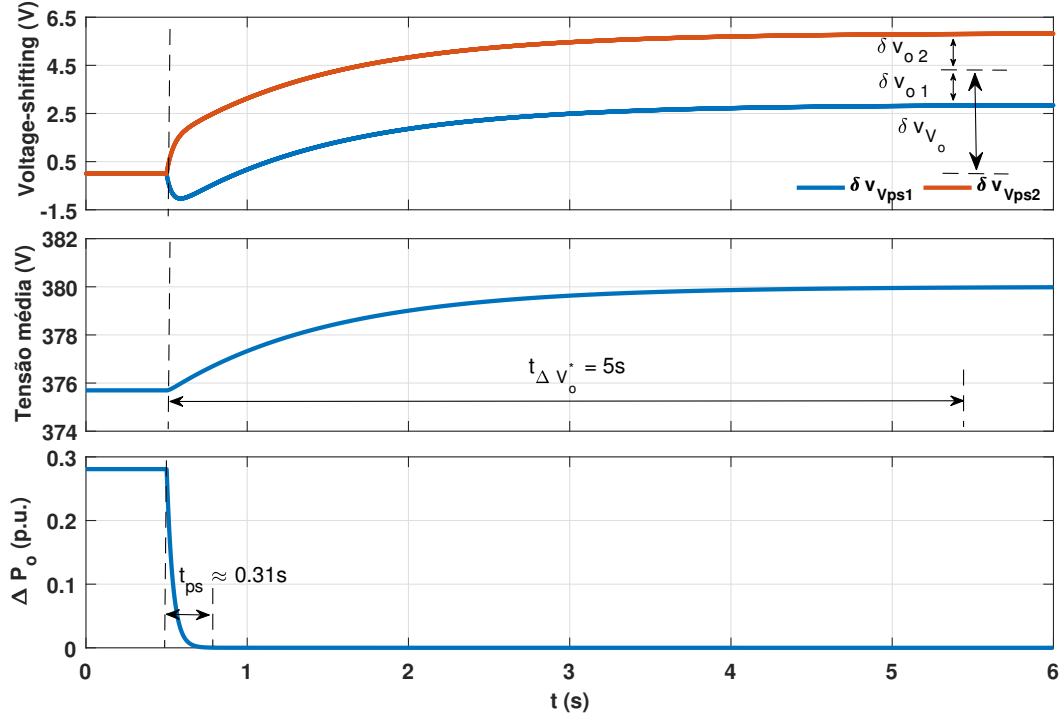
$$v_{oavg}(t) = V_o^* \left[ 1 - \frac{R_{d1}(R_{d2} + r_2) + R_{d2}(R_{d1} + r_1)}{2(\alpha + \beta R_{\mu G})} e^{-t} \right] \quad (4.56)$$

Portanto, após uma perturbação da carga,  $v_{oavg}$  será corrigido com uma resposta de primeira ordem com uma constante de tempo  $\tau_{\Delta V_o} = 1$  s. O comportamento do barramento c.c. simplificado é mostrado na Figura 4.18, onde são apresentadas a evolução de ambos os termos  $vs$ , a tensão média do barramento c.c. e o erro no  $ps$ . Pode-se observar que em  $t < 0,5$  s a tensão média do barramento c.c. é próxima de 376 V e um erro no  $ps$  de 0,28 p.u.. Em  $t = 0,5$  s o controle secundário é ativado, pode-se notar que, a princípio, os termos  $\delta v_{V_{ps1}}$  e  $\delta v_{V_{ps2}}$  são predominantemente definidos por  $\delta v_o$ , portanto divergem entre si, forçando o desequilíbrio de potência a ser mitigado em  $t_{ps} \approx 5\tau_p = 0,31$  s. Depois que  $P_{o1} = P_{o2}$ , o argumento da ação integral de controle secundário de ambos os conversores é o mesmo, ou seja (4.55), portanto, os termos  $\delta v_{V_{ps}}$  evoluem definindo um  $\delta v_o$  que ajusta a tensão do barramento c.c. a fim de convergir para  $V_o^* = 380$  V em  $t_{\Delta V_o^*} = 5\tau_{\Delta V_o} = 5$  s. No estado estacionário,  $\delta v_{o1} = -\delta v_{o2} = 1,47$  V,  $\delta v_{V_o} = 4,33$  V e  $v_{avg} = 380$  V.

Como os sistemas elétricos e de comunicação interagem entre si, eles são afetados pela taxa de transmissão e pela configuração da rede de comunicação [181]. Portanto, é importante considerar a natureza discreta da rede de comunicação; por isso, o controlador integral da camada secundária é implementado em tempo discreto, em que o intervalo de tempo entre os ciclos de controle secundário ( $t_{com}$ ) deve ser igual para todos os conversores e suficiente para todos enviarem e receberem os fatores  $\lambda$  e atualizarem  $\delta v_{V_{ps}}$ .

#### 4.3.2.2 Análise da convergência da potência

Utilizando o mesmo princípio de análise em algoritmo consenso, empregado na subseção 4.3.1.1, tem-se que o vetor de estados é  $X(t) = \lambda_{avg}[1/\bar{P}_{o1}(t), 1/\bar{P}_{o2}(t), \dots, 1/\bar{P}_{oj}(t)]$  e o vetor de estados iniciais é  $X(0) = \lambda_{avg}[1/\bar{P}_{o1}(0), 1/\bar{P}_{o2}(0), \dots, 1/\bar{P}_{oj}(0)]$ , como  $\lambda_{avg}$  é comum a todos os agentes, então é colocado em evidência. A matriz Laplaciana do sistema, considerando que todos os conversores comuniquem entre si, possui o formato representado por (4.57), onde cada elemento  $a_{jk} = -1$ , se  $j \neq k$ , caso contrário,  $a_{jk} = (N - 1)$ , sendo  $N$  o total de conversores. A constante de ponderação é definida como  $\epsilon = 2\tau_{ps}$ , sendo essa relação obtida através de ferramentas de resolução matemática. Substituindo esses termos em (4.28) tem-se (4.58), demonstrando que os estados dos conversores irão

Figura 4.18: Evolução de  $\delta v_{V_{ps}}$ .


Fonte: Resultados da Pesquisa

convergir para o valor médio, ou seja, todos  $1/\bar{P}_{oj}$  serão iguais e por consequência, as potências alcançarão o compartilhamento proporcional preciso, confirmando (4.54).

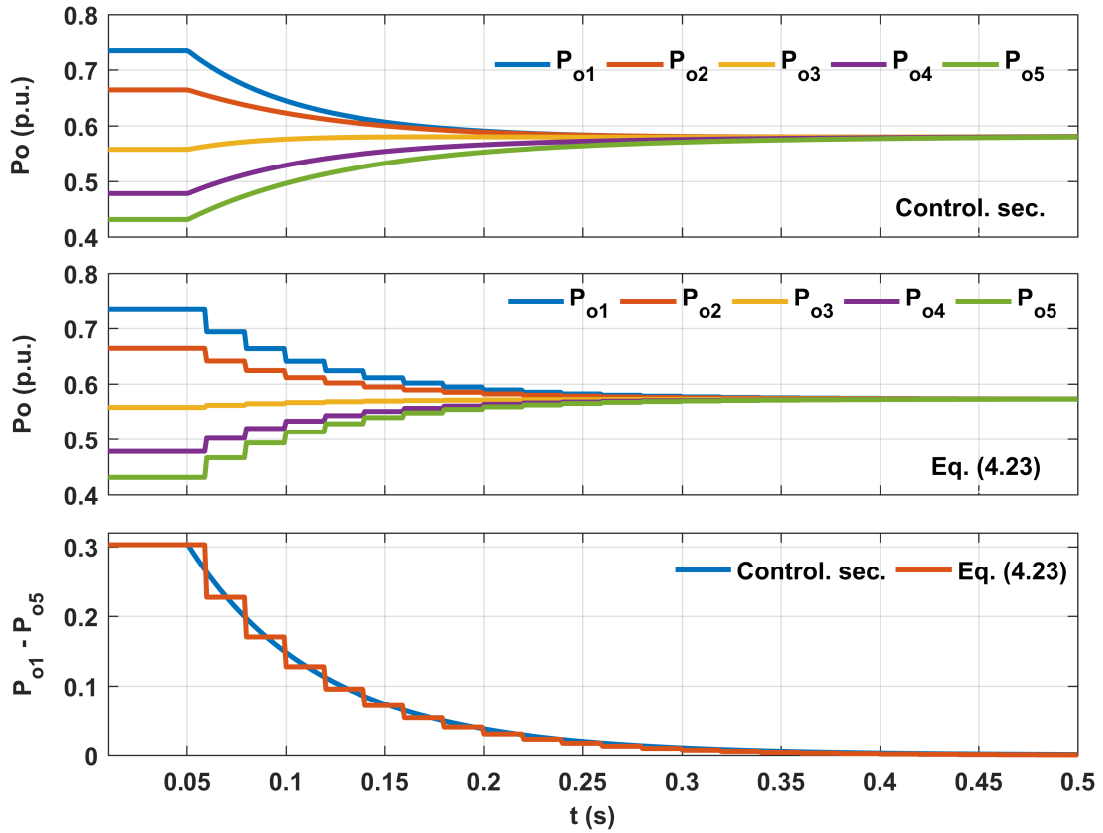
$$L = \begin{bmatrix} (N-1) & -1 & \dots & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -1 & -1 & \dots & (N-1) \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \lambda_{avg} X(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} W^t \lambda_{avg} X(0) = \left( \frac{\lambda_{avg}}{N} \mathbf{1} \mathbf{1}^T \right) X(0) \quad (4.58)$$

De modo a comparar as convergências das potências entre a técnica de controle e a expressão (4.24), foi realizada uma simulação com cinco conversores adotando os seguintes parâmetros:  $V_o^* = 380$  V, todos os coeficientes *droops*  $R_d = 1 \Omega$ , resistências equivalentes de linha  $r_1 = 0,11 \Omega$ ,  $r_2 = 0,23 \Omega$ ,  $r_3 = 0,47 \Omega$ ,  $r_4 = 0,72 \Omega$  e  $r_5 = 0,91 \Omega$ , resistência de carga  $R_{\mu G} = 10 \Omega$ . No algoritmo (*DCA-DT*) o intervalo de tempo para discretização foi de 20 ms. A Figura 4.19 apresenta a evolução das potências de saída dos cinco conversores considerados por meio da simulação (controle secundário) e da expressão (4.24). Tomando como base o maior erro de *ps*, que é entre  $P_{o1}$  e  $P_{o5}$  ( $\Delta P_{o15}$ ), para  $t < 0,05$  s o sistema apresenta desbalanço de potência  $\Delta P_{o15} = 0,3$  p.u.. Em  $t = 0,05$  s



Figura 4.19: Análise da evolução de  $P_o$ .



Fonte: Resultados da Pesquisa

é habilitado o controle secundário e pode-se observar pela evolução das potências que o método proposto converge para o valor consenso que, inicialmente, seria a média das potências em  $t < 0,05$  s, todavia o valor consenso do controle secundário será um pouco maior do que o inicial, pois a correção do desvio de tensão produzirá um deslocamento positivo em  $V_o^*$ , que por consequência, acarretará num incremento de potência em todos os conversores, pois a carga é resistiva. Todavia, pela evolução de  $\Delta P_{o15}$  pode-se observar que, o comportamento da correção do  $ps$  é igual ao descrito em (4.24) e uma vez atingido o balanço de potência, a correção do desvio de tensão não produz efeitos que poderiam levar a um novo desbalanço de potência.

### 4.3.2.3 Análise de estabilidade da técnica proposta

Substituindo  $\delta v_{V_o} + \delta v_o$  por  $\delta v_{V_{ps}}$  em (4.43), substituindo o resultado em (4.4) e reorganizando os termos, tem-se:

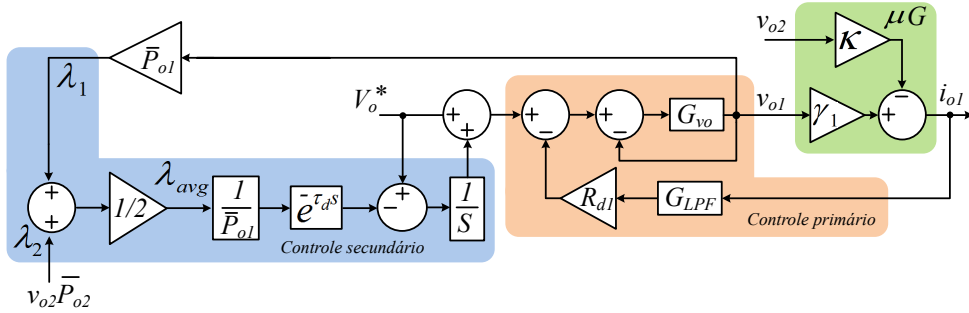
$$v_{o1} = V_o^* + \delta v_{V_{ps1}} - R_{d1} i_{o1} \tag{4.59}$$

Considerando (4.52), (4.35) e (4.59), o diagrama de controle da malha fechada de *Conv-1* é apresentado na Figura 4.20. Assumindo que  $t_{com}$  é muito maior que o tempo de resposta do controle local do conversor, as características de chaveamento dos conversores podem ser omitidas. A partir da Figura 4.20, as tensões de saída dos conversores, no domínio  $s$ , podem ser expressas como:

$$v_{o1} = \frac{[V_o^*(1 + 1/s) + v_{o2}(\kappa R_{d1} G_{LPF} - \frac{e^{-\tau_d s} \bar{P}_{o2}}{2\bar{P}_{o1} s})] G_{vo}}{1 + (\gamma_1 R_{d1} G_{LPF} + \frac{e^{-\tau_d s}}{2s}) G_{vo}} \quad (4.60)$$

onde as FTs  $G_{vo}$  e  $G_{LPF}$  são definidas em (4.37) e (4.39), respectivamente,  $e^{-\tau_d s}$  representa o atraso de tempo para o cálculo de  $\lambda_{avg}$ , sendo modelado pela aproximação de Padé de segunda ordem. A Figura 4.21 apresenta os sinais de saída do modelo completo da  $\mu G$  composta por dois conversores (*Conv-1* e *Conv-2*) com o modelo expresso na Figura 4.20. No instante  $t = 0,1$  s (A) a técnica de controle é habilitada, em  $t = 0,5$  s (B) é realizado uma perturbação de carga de 50% e no instante  $t = 0,8$  s (C)  $r_1$  é alterado de  $r_1 = 0,1\Omega$  para  $r_1 = 0,4\Omega$ .

Figura 4.20: Diagrama do controle secundário em malha fechada de *Conv-1*.

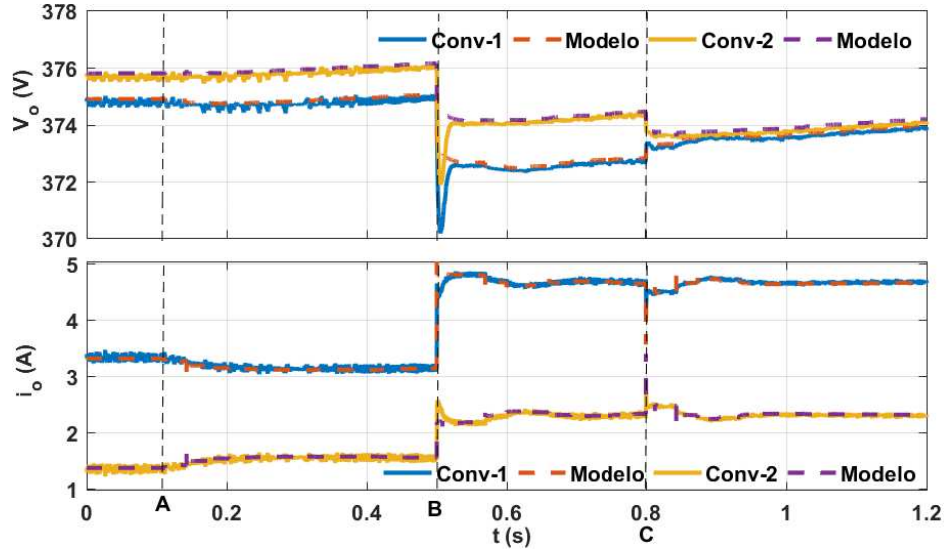


Fonte: Resultados da Pesquisa

Aplicando uma linearização de pequenos sinais nas variáveis em (4.60), o modelo de pequenos sinais pode ser representado como:

$$\left. \frac{\hat{v}_{o1}}{\hat{V}_o^*} \right|_{\hat{v}_{o2}=0} = \frac{V_o^*(1 + 1/s)G_{vo}}{1 + (\gamma_1 R_{d1} G_{LPF} + \frac{e^{-\tau_d s}}{2s})G_{vo}} \quad (4.61)$$

A localização dos polos dominantes *loci* sob variações em  $r_1$ ,  $R_{d1}$ ,  $R_{\mu G}$  e  $\tau_d$  são mostrados na Figura 4.22, sendo  $V_o^* = 380$  V,  $R_{\mu G} = 80 \Omega$ ,  $r_1 = 0,1 \Omega$ ,  $r_2 = 0,9 \Omega$ ,  $R_{d1} = 1,54 \Omega$  e  $R_{d2} = 3,08 \Omega$ . A Figura 4.22a mostra a influência da impedância de linha nos polos do sistema em malha fechada, enquanto  $r_1$  varia de  $0,05 \Omega$  a  $1,0 \Omega$  e  $r_2$  é mantido

Figura 4.21: Sinais de saída dos modelos completo da  $\mu G$  e da análise de estabilidade.


Fonte: Resultados da Pesquisa

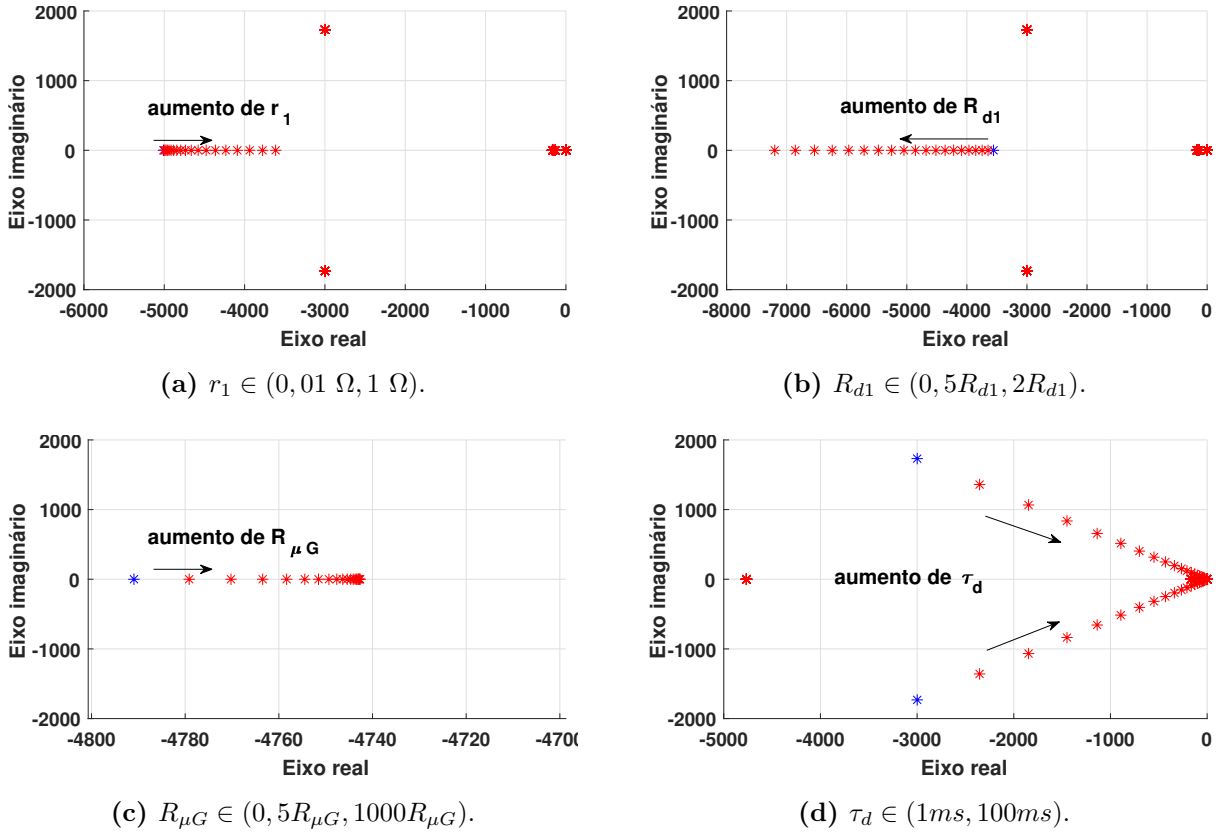
fixo. Na Figura 4.22b é apresentado o efeito nos polos dominantes quando  $R_{d1}$  varia de  $0,5R_{d1}$  a  $2R_{d1}$  com  $R_{d2}$  fixo. A Figura 4.22c apresenta a variação de  $R_{\mu G}$  de  $0,5R_{\mu G}$  a  $1000R_{\mu G}$ , que permite avaliar as condições do barramento c.c. submetido à carga “pesada” e “leve”. O efeito do atraso do cálculo  $\lambda_{avg}$  foi avaliado considerando o intervalo de tempo  $t_{com}$ , portanto,  $\tau_d$  variou de 1 ms até 30 ms e os resultados são apresentados na Figura 4.22d. Em todas essas quatro análises, os polos dominantes foram afetados, no entanto, na faixa de variação de parâmetros considerada, todos os polos permaneceram no semi-plano esquerdo do eixo imaginário, que garante estabilidade em pequenos sinais, além disso, apenas o aumento de  $R_{d1}$  resultou em uma dinâmica mais lenta.

Assumindo o barramento c.c. da  $\mu G$  composto por  $N$  conversores, conforme a Figura 4.23, tem-se que a corrente de saída em cada conversor pode ser calculada através da seguinte formulação matricial:

$$[R][i_o] = [v_o] \rightarrow \begin{bmatrix} R_{\mu G} + r_1 & R_{\mu G} & \dots & R_{\mu G} \\ R_{\mu G} & R_{\mu G} + r_2 & \dots & R_{\mu G} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_{\mu G} & R_{\mu G} & \dots & R_{\mu G} + r_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o1} \\ i_{o2} \\ \vdots \\ i_{oN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ \vdots \\ v_{oN} \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

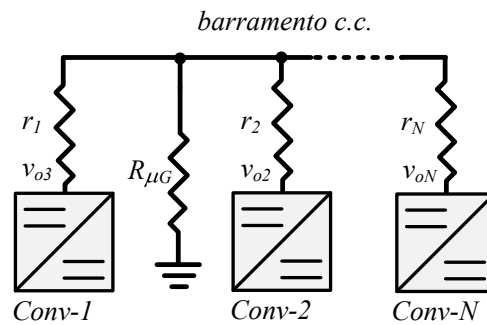
O diagrama de controle da malha fechada de *Conv-1* com  $N$  conversores é apresentado na Figura 4.24, onde  $\gamma_{j,k}$  é um elemento a matriz  $[\gamma]$  e  $[\gamma] = [R]^{-1}$ . Considerando (4.61),  $\gamma_1$  passa a ser  $\gamma_{1,1}$  e, portanto, conclui-se que o efeito da entrada/saída de conversores na

Figura 4.22: Lugar das raízes (*root loci*) da malha fechada sob variações de parâmetros.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Figura 4.23: Diagrama do barramento c.c. considerando  $N$  conversores.



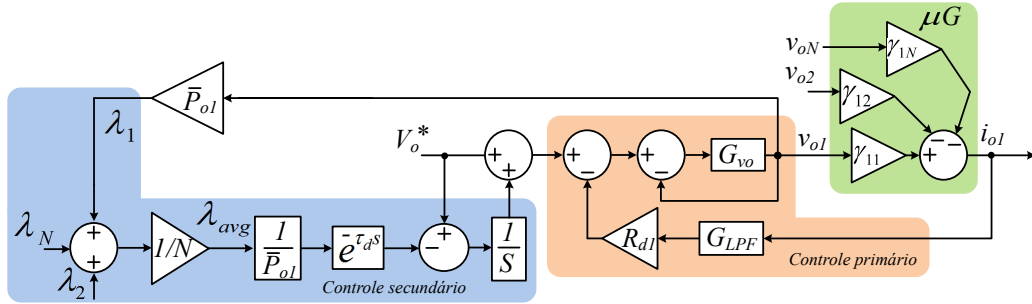
Fonte: Resultados da Pesquisa

estabilidade equivale ao mesmo efeito da variação de  $R_{d1}$ .

#### 4.3.2.4 Resultados de simulação do controle baseado em *voltage-shifting*

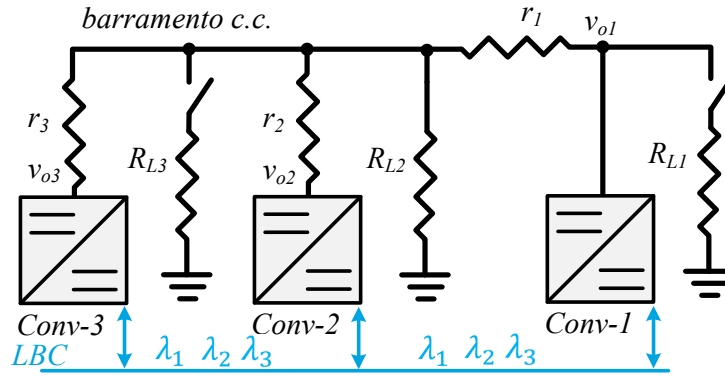
Para avaliar o controle proposto, foram realizadas simulações computacionais de um barramento c.c. com três conversores *DAB*, como apresentado na Figura 4.25, no *software* PLECS. Os parâmetros de simulação estão descritos na Tabela 4.4.

Figura 4.24: Diagrama do controle secundário em malha fechada de *Conv-1* para  $N$  conversores.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Figura 4.25: Diagrama do barramento c.c. simulado.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Tabela 4.4: Parâmetros utilizado na simulação do controle secundário baseado em  $vs$ .

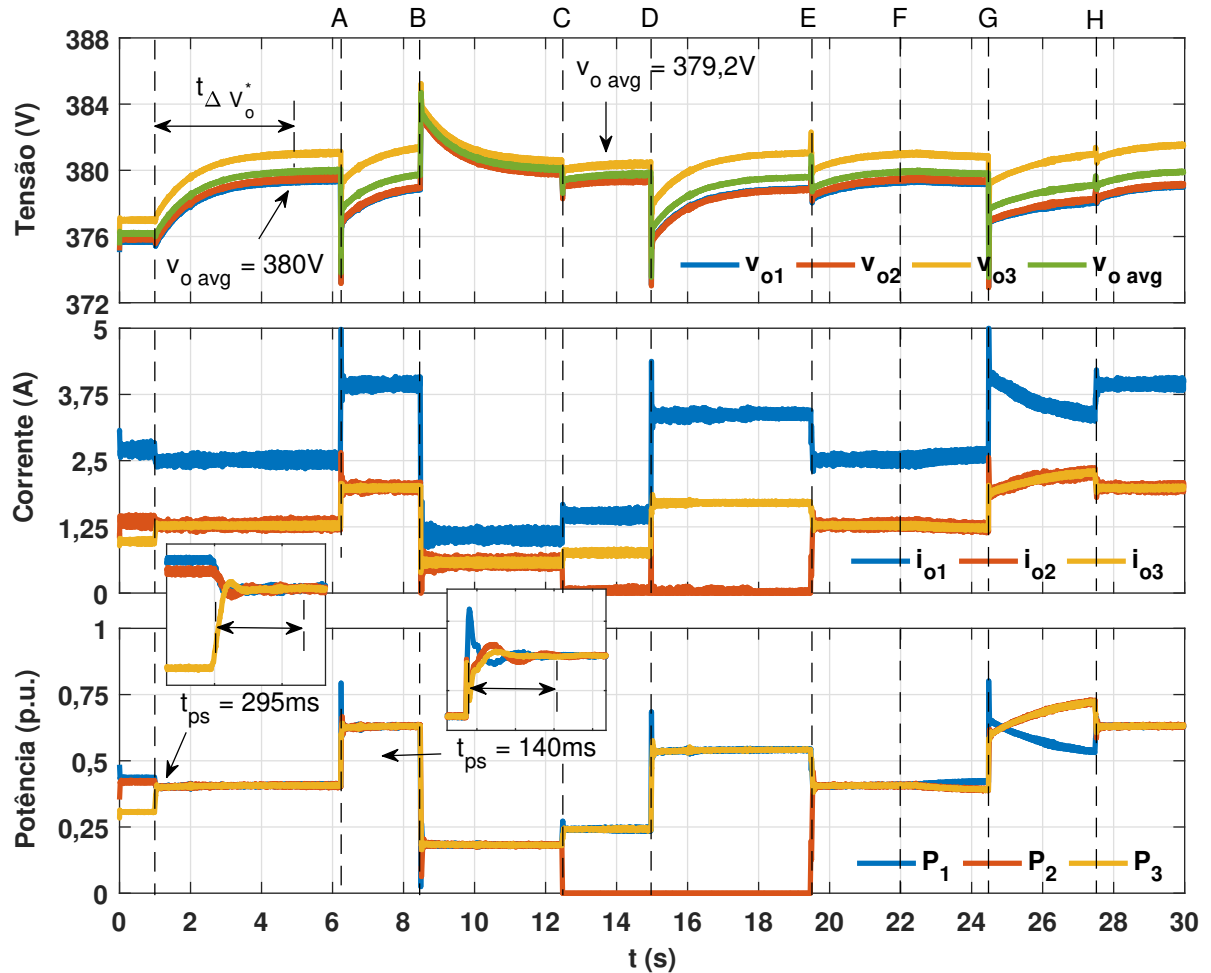
Item	Symbol	Value
Tensão nominal	$V_O^*$	380 V
Resistências de linha	$r_{1,2,3}$	0, 1, 0, 1, 0, 9 $\Omega$
Coefficientes <i>droop</i>	$R_{d1,2,3}$	1, 54, 3, 08, 3, 08 $\Omega$
Potência nominal	$P_{1,2,3}$	3.2, 1.6, 1.6 kW
Resistência de carga	$R_{L1,L2,L3}$	133, 170, 133 $\Omega$
Intervalo de tempo do integrador	$t_{\delta v_{ps}}$	30 ms
Frequência de comutação	$f_{sw}$	15 kHz
Transformador <i>DAB</i>	$n$	7.9 : 1
Compensador PI de tensão	<i>PI</i>	$k_p = 1, 8, k_i = 276$
Compensador PI de corrente	<i>PI</i>	$k_p = 0, 3, k_i = 20$
Ganho dos sensores de corrente e tensão	$H_{i,v}$	0, 1, 0, 01

A condição inicial do barramento c.c., na simulação, é  $v_{oavg} = 376,2$  V,  $P_{o1} = 0,43$  p.u.,  $P_{o2} = 0,41$  p.u.,  $P_{o3} = 0,31$  p.u. e a carga  $R_{L1}$  conectada ao barramento c.c.

O comportamento dinâmico do controle proposto para alcançar o  $ps$  e a correção do desvio de tensão sob variações de carga, perda de comunicação e a capacidade *plug-and-play* foi avaliada e os resultados são apresentados na Figura 4.26. Em  $t = 1$  s, o controle secundário é ativado, iniciando os processos de correções do  $ps$  e desvio de tensão. Pode-se observar que a correção proporcional do  $ps$  é alcançada após  $t_{ps} \approx 295$  ms, resultando em  $P_{o1} = P_{o2} = P_{o3} = 0,41$  p.u., levando a correntes de saída, em estado estacionário, de  $i_{o1} = 2,46$  A,  $i_{o2} = 1,25$  A e  $i_{o3} = 1,27$  A. Como mencionado na Seção 4.3.2, o compartilhamento proporcional de corrente não é alcançado, ou seja,  $0,5i_{o1} \neq i_{o2}$  e  $i_{o2} \neq i_{o3}$ , no entanto, o desvio é reduzido, sendo  $\Delta i_{o23}$  diminui de 0,49 A (condição inicial  $t < 1$  s) para 0,02 A. A tensão média do barramento c.c. converge para 380 V após  $t_{\Delta V_o^*} = 5$  s, conforme (4.56). Em  $t = 6,2$  s (A), a resistência de carga  $R_{L3}$  é conectada ao barramento c.c. provocando uma queda na tensão média de cerca de 2 V e um desequilíbrio de potência entre os conversores. O controle secundário atua restabelecendo o  $ps$  com  $t_{ps} = 140$  ms, convergindo para  $P_{o1} = P_{o2} = P_{o3} = 0,63$  p.u. e a tensão média do barramento c.c. regulada. Em  $t = 8,5$  s (B), as cargas  $R_{L1}$  e  $R_{L3}$  são desconectadas simultaneamente do barramento c.c., elevando a tensão média em cerca de 3 V. Pode-se observar que, após  $t_{ps} = 135$  ms, o  $ps$  é alcançado com  $P_{o1} = P_{o2} = P_{o3} = 0,18$  p.u.. Nota-se que as correções do  $ps$  em (A) e (B) levam menos tempo que no início do controle ( $t = 1$  s) porque o argumento do integrador, ou seja, o erro de controle secundário apresenta uma magnitude menor do que na inicialização.

A sequência de eventos que ocorrerem na simulação após  $t > 10$  s têm o objetivo de analisar a capacidade *plug and play* e a robustez contra falhas de comunicação. Em  $t = 12,5$  s (C), Figura 4.26, *Conv-2* é desconectado do barramento c.c. e como resultado, a tensão média do barramento diminui em cerca de 1 V e uma nova configuração de  $ps$  é alcançada, onde *Conv-1* e *Conv-3* assumem a parcela de carga que era de *Conv-2*, sendo  $P_{o1} = P_{o3} = 0,245$  p.u.. Em  $t = 15$  s (D),  $R_{L1}$  é reconectada ao barramento c.c., provocando perturbações no barramento e como resultado, a estratégia corrige o novo balanço de potência e mantém a tensão média regulada. Em  $t = 19,5$  s (E), *Conv-2* é reconectado ao barramento c.c. e pode-se observar que, logo após a reconexão, a estratégia atinge uma nova configuração de  $ps$  e que, durante a desconexão e reconexão de um conversor, o controle do secundário é capaz de manter a estabilidade com a tensão

Figura 4.26: Desempenho do controle secundário baseado em  $v_s$  em simulação.



Fonte: Resultados da Pesquisa

média e o  $ps$  corrigidos.

Uma falha de comunicação em *Conv-1* ocorre em  $t = 22$  s (F), Figura 4.26, deixando-o operar isolado dos outros conversores. O controle secundário ainda regula a tensão média do barramento e impõe o  $ps$  entre *Conv-2* e *Conv-3*, levando a  $P_{o2} = P_{o3} = 0,39$  p.u. com um  $\Delta i_{o23} = 0,03$  A, no entanto, como o *Conv-1* opera apenas com controle *droop*, a tensão média do barramento c.c. entre todos os três conversores se torna  $v_{o\text{ avg}} = 379,7$  V. Em  $t = 24,5$  s,  $R_{L3}$  é conectado ao barramento perturbando a tensão do sistema e o  $ps$ . Como a ação de controle tende a regular a tensão média entre *Conv-2* e *Conv-3*, esses conversores assumem uma parcela maior da potência de carga, enquanto *Conv-1* detecta um aumento de tensão e reduz sua potência de saída, portanto, o  $ps$  não é mais proporcional entre todos os três conversores. É interessante notar que, embora o isolamento de um conversor

impeça a precisão do  $ps$  e da restauração de tensão, isso não impede que o barramento c.c. mantenha a operação. Em  $t = 27,5$  s (H), a comunicação com *Conv-1* é restabelecida e o  $ps$  é alcançado.

#### 4.3.2.5 Resultado experimental do controle baseado em *voltage-shifting*

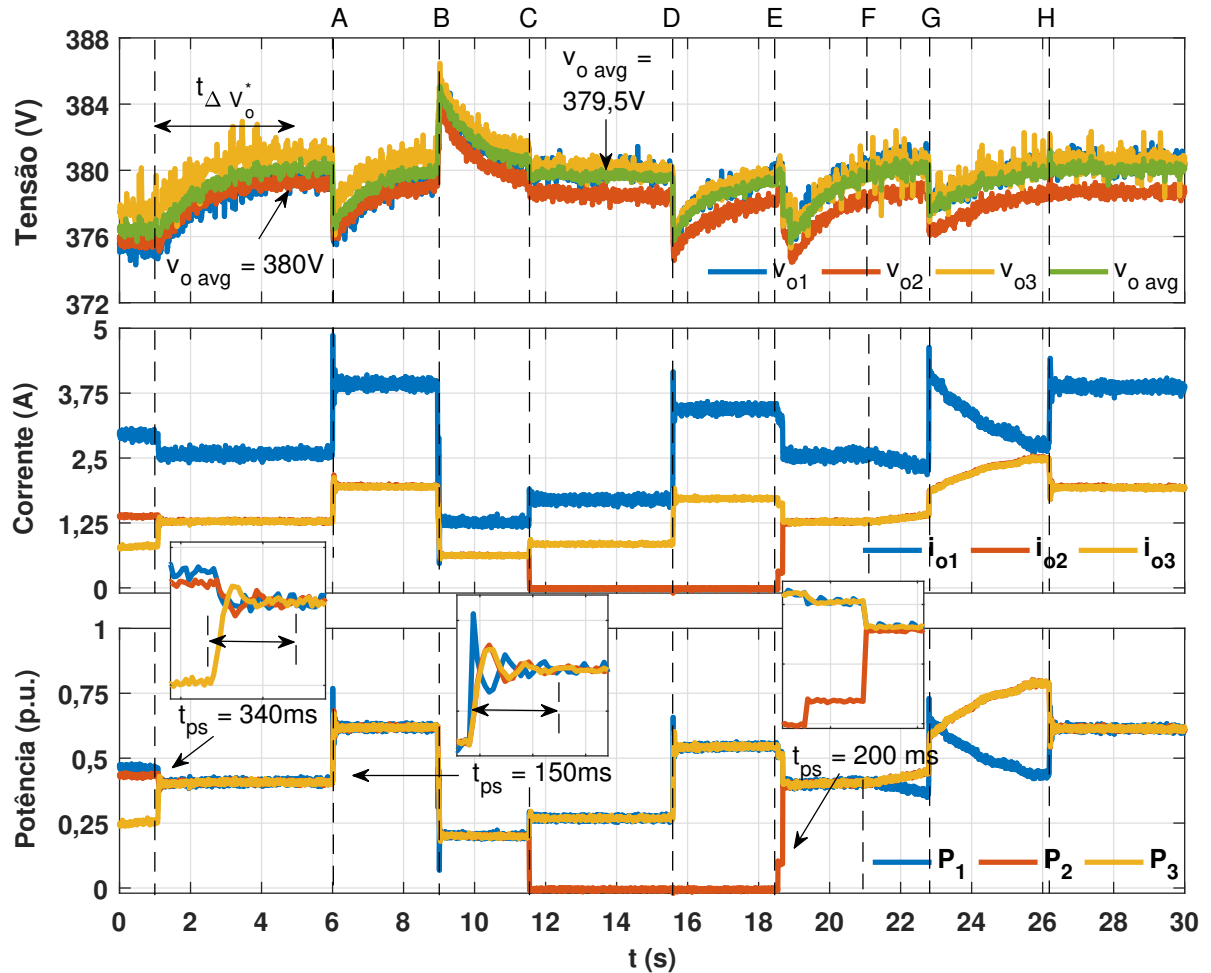
A técnica de controle proposta foi implementada experimentalmente como o barramento c.c. configurado conforme a Figura 4.25, onde *Conv-1* corresponde ao *BIC* de  $3,2$  kW, *Conv-2* e *Conv-3* corresponde aos conversores *DAB* de  $1,6$  kW. Esses conversores e seus respectivos projetos são descritos nas Seções 5.2 e 5.3, respectivamente. Os controles foram implementados em DSPs TMS320F28335 da Texas Instruments, a comunicação entre os conversores foi implementada em rede *CAN* 2.0 de  $125$  kbps. Os parâmetros dos conversores são os descritos na Tabela 4.4.

A Figura 4.27 apresenta o desempenho do controle proposto para algumas condições de carga. O barramento c.c. inicialmente,  $t < 1$  s, opera com  $v_{avg} = 375,4$  V,  $P_{o1} = 0,47$ ,  $P_{o2} = 0,44$  e  $P_{o3} = 0,26$  p.u.,  $\Delta i_{o23} = 0,61$  A e com  $R_{L1}$  conectado ao barramento. Em  $t = 1$  s o controle secundário é ativado, observa-se que a correção do  $ps$  leva  $t_{ps} = 340$  ms e as potências convergem para  $0,40$  p.u.. A tensão média do barramento converge para  $380$  V em  $t_{\Delta V^*} \approx 5$  s. Em  $t = 6$  s (A),  $R_{L3}$  é conectado ao barramento produzindo um desvio de  $3,6$  V na tensão média e perturbando o  $ps$ , que leva cerca de  $t_{ps} = 150$  ms para correção. Em  $t = 9$  s (B),  $R_{L1}$  e  $R_{L3}$  são simultaneamente desconectados, produzindo um desvio na tensão média de  $4$  V.

Os resultados descritos posteriores ao evento (B) da Figura 4.27 correspondem a análise da capacidade *plug and play* e a resiliência durante a falhas de comunicação. Em  $t = 11,5$  s (C), *Conv-2* é desconectado do barramento c.c. provocando um desvio na tensão média menor que  $1$  V, *Conv-1* e *Conv-3* garantem o fornecimento proporcional de potência relativo à parcela de *Conv-2*. Em  $t = 15,5$  s (D),  $R_{L1}$  é conectado ao barramento e as potências de saída dos conversores são corrigidas para  $0,56$  p.u. com as correntes de saída  $i_{o1} = 3,46$  A e  $i_{o3} = 1,69$  A. Em  $t = 18,4$  s (E), *Conv-2* é reconectado ao barramento, imediatamente o  $ps$  entre os três conversores é corrigido levando cerca de  $t_{ps} = 200$  ms. Em  $t = 21$  s (F), ocorre uma falha de comunicação, deixando *Conv-1* isolado dos outros conversores. Como a correção do desvio de tensão média ainda está sendo executada, a



Figura 4.27: Desempenho experimental do controle secundário baseado em  $vs$ .



Fonte: Resultados da Pesquisa

potência de saída de *Conv-2* e *Conv-3* aumenta, enquanto a de *Conv-1*, devido ao efeito *droop*, é reduzida. A carga  $R_{L3}$  é reconectada em  $t = 22,7$  s (G), acentuando o desvio de balanço de potência de *Conv-1* em relação a *Conv-2* e *Conv-3*. Finalmente, em  $t = 26,1$  s (H), a comunicação com *Conv-1* é restabelecida e a tensão média e o *ps* entre os três conversores é corrigido, sendo  $v_{o\text{ avg}} = 380$  V com  $P_{o1} = P_{o2} = P_{o3} = 0,61$  p.u..

#### 4.3.2.6 Expansão do controle para operação em $nG_h$

O controle baseado em  $vs$ , aqui proposto, pode ser expandido aos conversores que operem no lado c.a. da  $nG_h$ , tornando o *ps* híbrido. Assumindo que os conversores do lado c.a. estejam operando em modo seguidor de rede, esses podem compartilhar proporcionalmente a potência com os conversores do lado c.c. Essa característica é interessante em

condições que tenham UAEs em ambos os lados. Nessa situação, para manter o balanço de *SoC* entre as UAEs, é desejável que elas forneçam ou absorvam parcelas proporcionalmente iguais.

Considerando (4.47),  $v_{oj}$  passa a ser em *p.u.* ( $V_{oj}$ ), todavia, como no barramento c.a. não será feita a correção do desvio de tensão, então  $V_{oj} = 1$  e  $\lambda = 1\bar{P}_{oj}$  para os conversores do lado c.a. e  $\lambda = V_{oj}\bar{P}_{oj}$  para os conversores do lado c.c., como consequência, o  $\lambda_{avg}$  (4.50) torna-se (4.63) e substituindo em (4.49) tem-se (4.64), sendo  $N$  o total de conversores.

$$\lambda_{avg} = \frac{\overbrace{V_{o1}\bar{P}_{o1} + V_{o2}\bar{P}_{o2} + \dots}^{\text{c.c.}} + \overbrace{\dots + 1\bar{P}_{oN-1} + 1\bar{P}_{oN}}^{\text{c.a.}}}{N} \quad (4.63)$$

$$\delta v_{V_{psj}} = \int 1 - \frac{V_{o1}\bar{P}_{o1} + V_{o2}\bar{P}_{o2} + \dots + 1\bar{P}_{oN-1} + 1\bar{P}_{oN}}{N\bar{P}_{oj}} dt. \quad (4.64)$$

Novamente, assumindo que a estratégia de controle secundário é capaz de convergir, então  $1 = \frac{\lambda_{avg}}{\bar{P}_{o1}} = \frac{\lambda_{avg}}{\bar{P}_{oN}}$  e por consequência,  $\bar{P}_{o1} = \bar{P}_{o2} = \dots = \bar{P}_{oN} = \bar{P}_o$ . Substituindo  $\bar{P}_o$  em (4.64), tem-se:

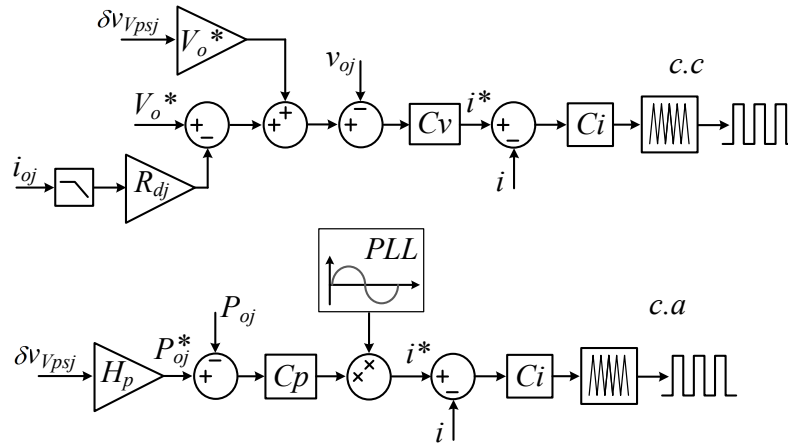
$$\delta v_{V_{psj}} = \int 1 - \frac{(V_{o1} + V_{o2} + \dots + 1 + 1)\bar{P}_o}{N\bar{P}_o} dt. \quad (4.65)$$

Se há  $X$  conversores no lado c.c., então há  $N - X$  conversores no lado c.a. e substituindo em (4.65) e rearranjando os termos tem-se (4.66), que representa a correção do desvio de tensão no barramento c.c. Para os conversores no lado c.c.,  $\delta v_{V_{psj}}$  continua corrigindo o *ps* e o desvio de tensão, sendo necessário um ganho  $V_o^*$  enquanto que, para os conversores do barramento c.a.,  $\delta v_{V_{psj}}$  torna-se uma variável para referência de potência como  $P_{oj}^* = \delta v_{V_{psj}} H_p$  e  $H_p$  é um ganho de potência. A Figura 4.28 apresenta os diagramas de controle para conversores *c.c.* e *c.a.* considerando essa técnica, sendo  $C_p$  um compensador de potência ativa do tipo *PI*.

$$\delta v_{V_{psj}} = \frac{X}{N} \int 1 - \frac{V_{o1} + V_{o2} + \dots + V_{oX}}{X} dt. \quad (4.66)$$

A fim de analisar o desempenho do controle proposto em uma operação híbrida, considerou-se uma  $nG_h$  composta por quatro conversores com potências nominais iguais, sendo *Conv-1* e *Conv-2* no lado c.c., *Conv-3* e *Conv-4* no lado c.a., conforme Figura 4.29. Os parâmetros utilizados foram:  $R_{d1} = R_{d2} = 2 \Omega$ ,  $r_1 = 0,11 \Omega$  e  $r_2 = 0,47 \Omega$ ,  $H_{p3} = 100$  e  $H_{p4} = 500$ , resistência de carga  $R_L = 20 \Omega$ , tensão nominal do barramento

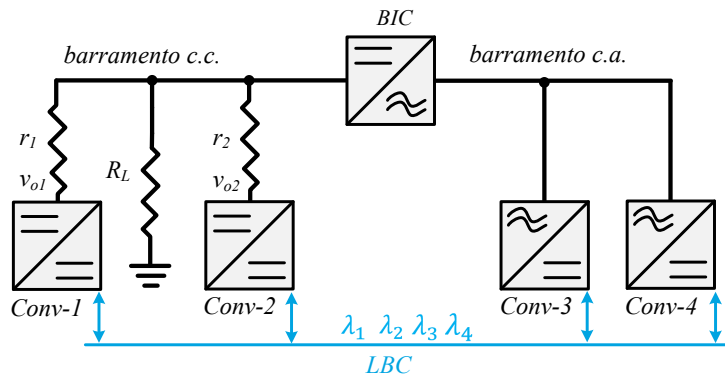
Figura 4.28: Diagrama de controle secundário baseado em  $v_s$  para operação híbrida.



Fonte: Resultados da Pesquisa

c.c.  $V_{occ}^* = 380$  V e do barramento c.a.  $V_{oca}^* = 220 V_{rms}$ . A  $nG_h$  encontra-se operando ilhada com o *BIC* sendo o formador de rede no lado c.a., *Conv-3* e *Conv-4* operam no modo seguidor de rede. No lado c.c., *Conv-1* e *Conv-2* operam no modo formador de rede e o *BIC* opera como seguidor de rede.

Figura 4.29: Configuração da  $nG_h$  simulada com controle secundário baseado em  $v_s$ .

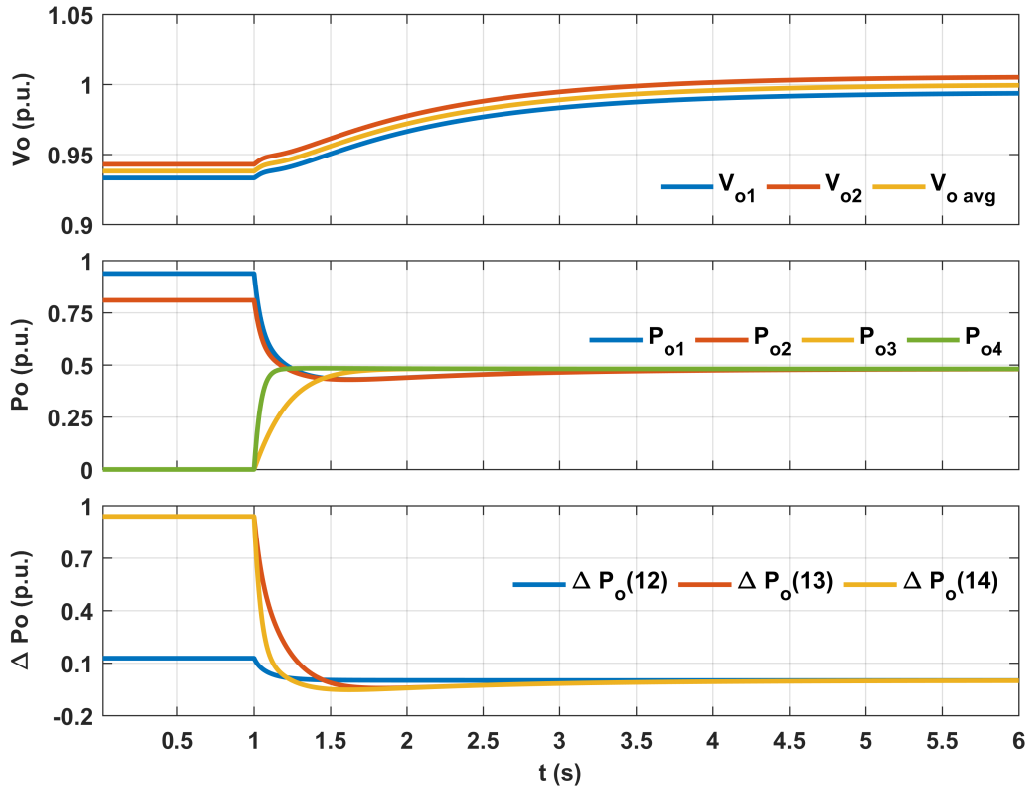


Fonte: Resultados da Pesquisa

A Figura 4.30 apresenta o resultado da simulação da  $nG_h$ , onde o circuito simulado consistiu do equivalente Thevenin da Figura 4.29. Em  $t < 1$  s apenas *Conv-1* e *Conv-2* fornecem potência para carga  $R_L$ , sendo  $P_{o1} = 0,94$  e  $P_{o2} = 0,81$  p.u., a tensão média no barramento c.c. é  $v_{oavg} = 0,93$  p.u., como não há carga no lado c.a.,  $P_{o3} = P_{o4} = 0$  p.u.. Em  $t = 1$  s o controle secundário é habilitado, observa-se que *Conv-3* e *Conv-4* começam a fornecer potência e a correção do  $ps$  entre os quatro conversores ocorre por volta de  $t = 4$  s com  $P_{o1} = P_{o2} = P_{o3} = P_{o4} = 0,48$  p.u., conforme se observa pela evolução do erro

entre as potências de saída ( $\Delta P_o(x)$ ), tendo como referência *Conv-1*. A diferença entre os ganhos  $H_p$  de *Conv-3* e *Conv-4* produz dinâmicas diferentes no controle de potência dos respectivos conversores, e como pode-se observar, o controle secundário é capaz de alcançar o  $p_s$  sob diferentes projetos de controle de potência.

Figura 4.30: Análise de simulação do controle baseado em  $v_s$  em operação híbrida.

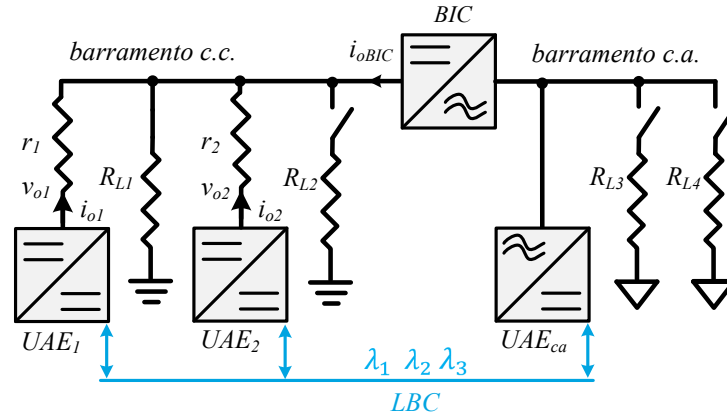


Fonte: Resultados da Pesquisa

A técnica de controle proposta para  $nG_h$ , com UAEs nos lados c.c. e c.a., foi implementada experimentalmente considerando o modo de operação ilhado. A configuração da  $nG_h$  é apresentada na Figura 4.31, sendo as UAE<sub>1</sub> e UAE<sub>2</sub> conversores *DAB* de 1,6 kW, o *BIC* é 3,2 kW e a UAE<sub>ca</sub> com potência de 0,8 kW e sua configuração é descrita na Seção 5.3. Os parâmetros utilizados foram:  $R_{d1} = R_{d2} = 2,3 \Omega$ ,  $r_1 = 0,1 \Omega$  e  $r_2 = 0,8 \Omega$ ,  $H_{p_{ca}} = 220$ , resistências de carga  $R_{L1} = 300 \Omega$ ,  $R_{L2} = 266 \Omega$  e  $R_{L3} = R_{L4} = 76 \Omega$ , tensão nominal do barramento c.c.  $V_{occ}^* = 380$  V e do barramento c.a.  $V_{oca}^* = 220$  V<sub>rms</sub>.

A Figura 4.32 apresenta o resultado do controle proposto para algumas condições de carga. O lado c.c. inicialmente,  $t < 2$  s, opera com  $v_{oavg} = 377,5$  V,  $P_{UAE_1} = 0,19$ ,  $P_{UAE_2} = 0,11$  e  $P_{UAE_{ca}} = 0$  p.u.,  $\Delta i_{12} = 0,4$  A. Em  $t = 2$  s é habilitado o controle

Figura 4.31: Configuração experimental da  $nG_h$  em modo ilhado.



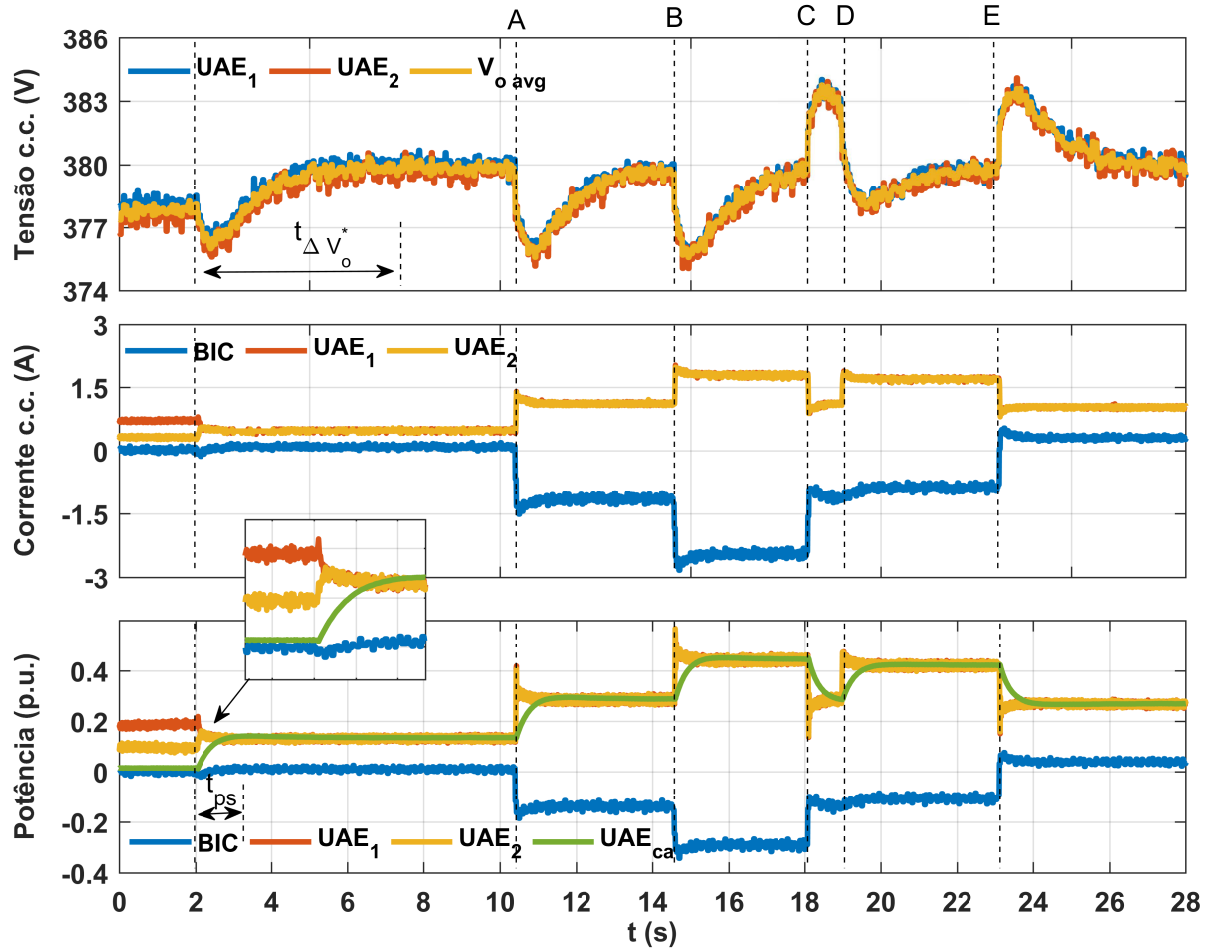
Fonte: Resultados da Pesquisa

secundário, observa-se que a correção do  $ps$  leva  $t_{ps} \approx 0,8$  s e as potências entre as UAEs convergem para 0,14 p.u.. A tensão média do barramento c.c. converge para 380 V em  $t_{\Delta V_o^*} \approx 7,5$  s. Em  $t = 10,4$  s (A),  $R_{L3}$  é conectado ao barramento c.a. produzindo um desvio de 4,4 V na tensão média do barramento e perturbando o  $ps$ , que leva cerca de  $t_{ps} = 0,7$  s para correção. Com o aumento da carga no lado c.a., o BIC inverte o fluxo de potência, drenando 0,12 p.u. do lado c.c. para o c.a. Em  $t = 14,5$  s (B),  $R_{L4}$  é conectado ao barramento c.a. o que aumentando a potência drenada pelo BIC para 0,3 p.u.. No instante  $t = 18$  s (C), a carga  $R_{L4}$  é desconectada e em  $t = 19$  s (D)  $R_{L2}$  é conectada ao barramento c.c. Como o intervalo de tempo entre as transições de carga é menor que o tempo para correção do desvio de tensão, a perturbação de pico-a-pico na tensão média do barramento c.c. foi de 5,4 V. As cargas  $R_{L4}$  e  $R_{L2}$  possuem potências aproximadas, durante a desconexão de uma e conexão da outra, verifica-se que a potência fornecida entre as UAEs permanecem próximas, sendo 0,44 p.u. em  $14,5 < t < 18$  s e 0,422 p.u. em  $14,5 < t < 23$  s, contudo, o BIC diminui a potência drenada para o lado c.a. para 0,11 p.u.. Por último, em  $t = 23$  s (D),  $R_{L3}$  é desconectada do barramento c.a. e, como toda a carga agora está localizada no lado c.c., o BIC transfere a potência injeta por  $UAE_{ca}$  para o lado c.c., sendo que cada UAE fornece 0,27 p.u..

### 4.3.3 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou as principais técnicas de controle empregadas no nível secundário para sistemas c.c. Essas técnicas visam corrigir o desvio de tensão provocado pela

Figura 4.32: Análise experimental do controle secundário baseado em  $vs$  aplicado em  $nG_h$ .



Fonte: Resultados da Pesquisa

técnica *droop*, empregada no nível primário, e a correção do desvio de compartilhamento proporcional de potência/carga, que é provocado pelas impedâncias equivalentes de linha. O efeito dessas impedâncias sobre a potência/corrente de saída dos conversores foram apresentados e discutidos. As técnicas empregadas permitem tanto a correção do desvio do compartilhamento de potência quanto da corrente de saída, ficando a critério do projetista definir qual será a abordagem. Em aplicações com UAEs, a escolha da correção do compartilhamento de potência ao invés da corrente pode ser mais adequada, pois elimina uma das possíveis fontes de desbalanço de *SoC* entre as UAEs.

As abordagens empregadas para a correção do compartilhamento de potência/carga baseia-se no deslocamento da tensão de referência (*voltage-shifting*) ou no ajuste do coeficiente *droop*, que em algumas literaturas é apresentado com *droop* adaptativo. Abordagens

baseadas em *voltage-shifting* não são capazes de alterar a impedância de saída dos conversores e, para compensar as diferenças entre resistências equivalentes de linha, o termo  $vs$  é constantemente atualizado, mesmo não havendo alteração de carga do barramento. Nas abordagens baseadas em ajuste do coeficiente *droop*, uma vez corrigida as diferenças entre resistências equivalentes de linha, os erros de compensação de corrente ou potência serão quase nulos, todavia, a dinâmica do sistema é afetada e os ajustes no coeficiente devem ser restritos a fim de prevenir instabilidades.

As técnicas propostas neste capítulo baseou-se, cada uma, em uma abordagem diferente no que se refere a correção de compartilhamento de potência. O emprego do algoritmo consenso permitiu verificar a convergência do compartilhamento de potência para ambas técnicas. Dentre as contribuições das técnicas proposta nesse capítulo, quando comparadas as técnicas descritas na literatura, destaca-se a capacidade de alcançar a correção do desvio de tensão e compartilhamento de potência/carga de forma simultânea e com apenas uma informação por conversor numa rede de comunicação esparsada. Os resultados apresentados permitiram comprovar o desempenho dos métodos propostos bem como a característica *plung-and-play* e a robustez sob falhas de comunicação, que são requisitos desejáveis em  $\mu G$ .

# Capítulo 5

## Nível zero e primário do controle da nanorrede híbrida

---

Neste capítulo é apresentado o desenvolvimento dos níveis zero e primário, que compõe a estrutura hierárquica de controle da nanorrede híbrida ( $nG_h$ ). O controle de cada conversor é realizado considerando os modo de operação conectado e ilhado. O nível zero, primário e parte do controle secundário são implementados localmente enquanto o nível terciário é desenvolvido no controlador central da  $nG_h$  ( $CCnG$ ), entretanto esse nível de controle não é abordado neste trabalho. Alguns resultados experimentais de formas de onda da tensão e corrente dos conversores são apresentados de forma a validar o projeto dos controladores e técnicas de controle secundário propostas.

### 5.1 Introdução

Nesta capítulo, as estruturas de controle propostas são aplicadas aos conversores *BIC*, *ESC* que compõe as UAEs e o *RRC* no barramento c.c.. O controle *RCC* que compõe o barramento c.a. não será discutido por ser um equipamento comercial (PHB 3000-NS [224]).

O diagrama geral da  $nG_h$  é apresentado na Figura 2.19 da Seção 2.9, onde o *BIC* possui a função dependente (discutido na Seção 2.1) sendo responsável por operar como fonte de tensão no lado c.c. e fonte de corrente no lado c.a. quando a  $nG_h$  estiver operando conectada à rede elétrica. Em modo de operação ilhada, o *BIC* é responsável por formar a rede no lado c.a., deixando de regular a tensão no lado c.c. Além dessas funções, o *BIC*



monitora as condições de operação do PAC, sendo responsável por executar o processo de desconexão da rede, quando for o caso, e a resincronização e reconexão.

As UAEs e os GDs conectados ao barramento c.a. operam como fontes de corrente, sendo o *CCnG* responsável pela referência de potência para as UAE(s), e nos GDs é o algoritmo *mppt* que é implementado localmente. Em condições onde a  $nG_h$  estiver operando ilhada e não for capaz de absorver toda a potência gerada pelas GDs do lado c.a., o *CCnG* envia comando para que haja diminuição da potência gerada, fazendo com que os GDs opere fora da região de *mppt*.

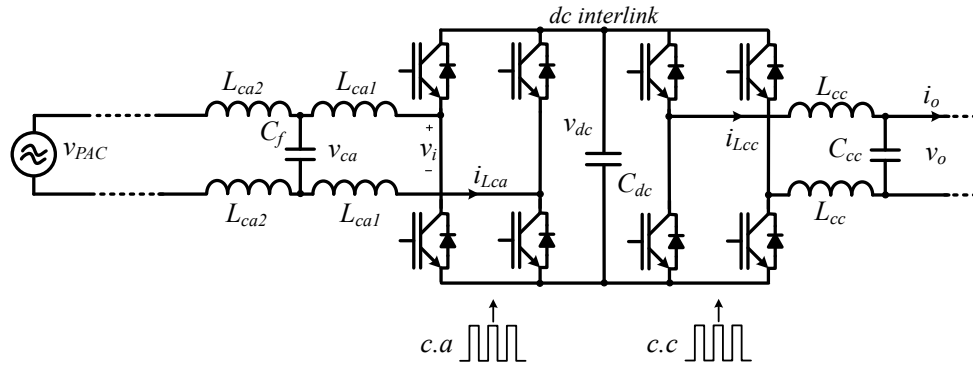
Considerando o barramento c.c., os modos de operação de cada conversor são designados conforme a técnica *DBS*, discutida na Seção 3.4.1.1. O *CCnG* pode requisitar, quando necessário, que as UAEs do lado c.c. alterem seu modo de operação, passando de fonte de tensão controlada para fonte de potência controlada, de modo a fornecer ou absorver uma quantidade de potência requisitada pelo controle terciário. Dessa forma, a sua região de operação na técnica *DBS* pode ser alterada. Essas requisições de alteração da curva *DBS* ocorrerão quando a  $nG_h$  estiver operando conectada à rede e o controle terciário identificar que, para atender uma operação econômica, o fluxo de potência no PAC deverá ser alterado.

## 5.2 Controle do *Bidirectional Interface Converter - BIC*

Conforme apresentado na Seção 2.3 e comentado na Seção 2.9, a topologia utilizada nessa função é apresentada em detalhes na Figura 5.1. A natureza não senoidal da tensão  $v_i$  na saída desse conversor, faz-se necessária uma filtragem adequada com o objetivo de limitar as correntes harmônicas injetadas na rede [55]. Existem diversos tipos de filtros que podem ser utilizados na atenuação das componentes harmônicas na corrente do inversor, sendo que os três mais utilizados são: *L*, *LC* e o *LCL*.

O filtro *L* é o mais simples de ser implementado e controlado, pois se trata de um sistema de primeira ordem, sendo o valor da indutância *L*, escolhido para limitar o *ripple* de corrente de saída do conversor. O agravante de se utilizar esse tipo de filtro é que, para se ter uma maior atenuação nos harmônicos é necessário que o valor de indutância

Figura 5.1: Diagrama do conversor *BIC*.



Fonte: Resultados da Pesquisa

seja elevado [78]. Dependendo o nível de conteúdo harmônico, faz-se necessário um filtro de segunda ordem, que é obtido com uma impedância em paralelo com a indutância  $L$ , essa impedância é conseguida com a utilização de capacitor, fazendo o filtro  $LC$ . Quanto maior o valor da capacitância, menor é o volume do indutor, todavia, a utilização do capacitor, em paralelo com a rede, gera transitórios de conexão, além da ressonância que pode desestabilizar o controle. O filtro  $LCL$  é uma solução para os filtros  $L$  e  $LC$ , por apresentar melhor atenuação para dimensões idênticas e, por outro lado, apresenta uma saída indutiva para a rede elétrica. Isso permite diminuir a contribuição do conteúdo harmônico da corrente injetada pelo capacitor na rede elétrica no PAC, corrigindo o problema dos transitórios de conexão e apresenta melhor desacoplamento entre o filtro e a impedância da rede elétrica [55, 78, 225].

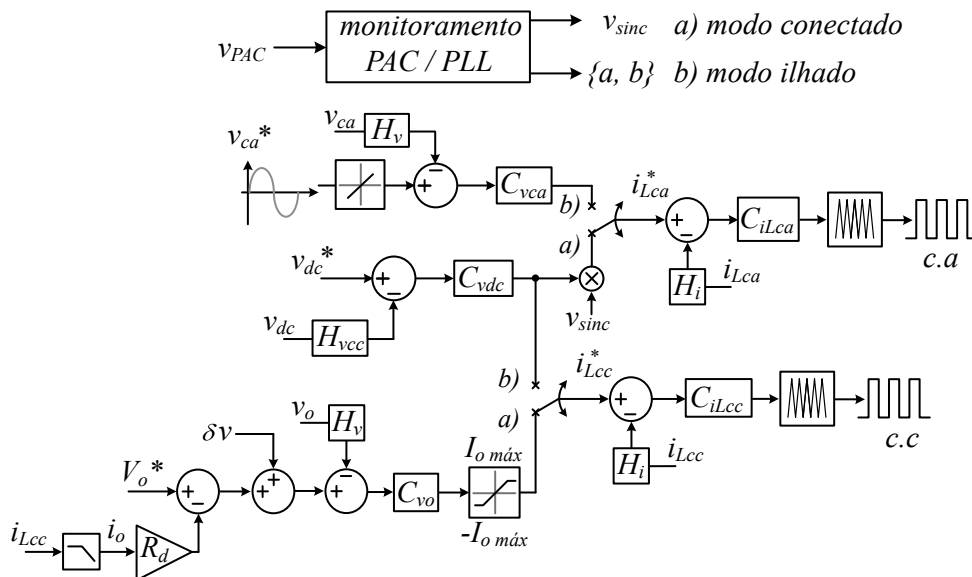
A Tabela 5.1 apresenta os componentes e parâmetros utilizados na implementação experimental do conversor *BGIC* e no apêndice B.1 são apresentadas imagens do protótipo. Para o projeto do filtro  $LCL$  e capacitor  $C_{dc}$  do *dc interlink* seguiu-se a metodologia descrita em [2, 226].

A Figura 5.2 apresenta o diagrama de blocos da estrutura de controle para o *BIC* e as seleções de modo de operação (conectado ou ilhado). Em ambos os modos, cada estágio do conversor (c.c. ou c.a.) possui um diagrama de controle independente. Esse é composto por duas malhas em cascata: sendo a malha interna responsável pelo controle da corrente ( $C_{i_{Lcc}}$  e  $C_{i_{Lca}}$ ) do indutor e a malha externa ao controle da tensão ( $C_{v_o}$  e  $C_{v_{dc}}$ ). A entrada do controle secundário corresponde a  $\delta v$ , que é utilizado para correção de desvio de tensão e, em algumas situações, ajuste de fluxo de potência.

Tabela 5.1: Parâmetros do BIC.

Item	Valor	Item	Valor
Tensão c.a. nominal	220 V <sub>rms</sub>	$L_{ca1}$	220 $\mu$ H
Tensão do <i>dc interlink</i> ( $v_{dc}$ )	600 V	$L_{ca2}$	105 $\mu$ H
Tensão c.c. de saída	380 V	$C_f$	10 $\mu$ F
Frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ )	15,36 kHz	$R_f$	4,8 $\Omega$
Potência nominal	4,2 kVA	$C_{dc}$	3,1 mF
Módulo da ponte H	SPCIM	$L_{cc}$	610 $\mu$ H
	450-60-20	$C_{cc}$	470 $\mu$ F

Figura 5.2: Diagrama da estrutura de controle do BIC.



Fonte: Resultados da Pesquisa

A unidade de monitoramento do BIC é responsável por gerar o sinal de sincronização com rede elétrica através do algoritmo PLL (*Phase Locked Loop*). Esse algoritmo, por meio da medição da tensão no PAC, sintetiza um sinal senoidal com amplitude unitária e em fase com a componente fundamental da rede elétrica. Esse sinal é repassado para malha de corrente do estágio c.a. O algoritmo também extrai informações de amplitude e frequência da tensão, que comparados com a Tabela 5.2, determina ou não o ilhamento e a condição para reconectar, conforme especificações da IEEE-1547 [227].

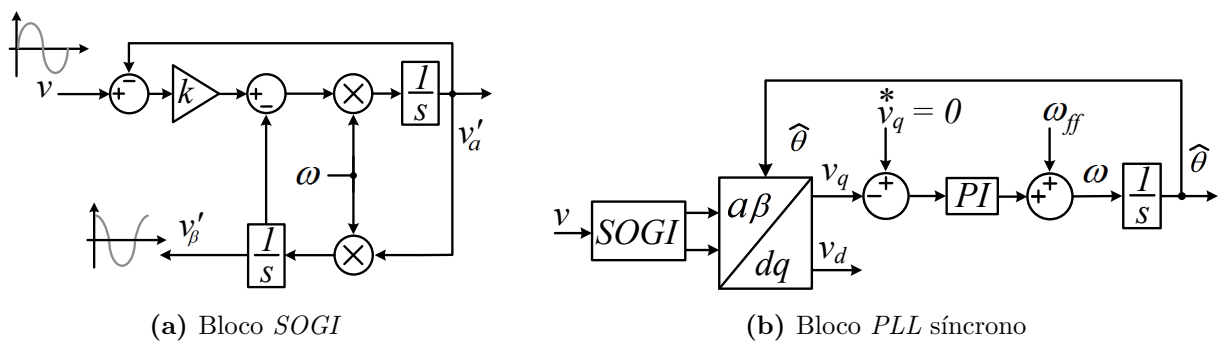
O algoritmo PLL utilizado nesse trabalho é o SOGI-PLL (*Second Order Generalized Integrator PLL*) proposto em [228]. Nessa estrutura, o bloco SOGI, Figura 5.4a, é respon-

Tabela 5.2: Condições de ilhamento conforme IEEE-1547.

Faixa de tensão (p.u.)	Tempo de desligamento (s)
$V < 0,5$	0,16 s
$0,5 \leq V \leq 0,88$	2,0
$1,1 \leq V \leq 1,2$	1,0
$V > 1,2$	0,16 s
Capacidade $\leq 30$ kW	
Faixa de frequência (Hz)	Tempo de desligamento (s)
$f > 60,5$	0,16
$f < 59,3$	0,16
Capacidade $> 30$ kW	
$f > 60,5$	0,16
$57,0 < f < 59,8$	0,16 – 300
$f < 57,0$	0,16

sável por gerar um sinal ortogonal ( $v'_\beta$ ) e outro em fase ( $v'_\alpha$ ) ao sinal de entrada  $v$ . Esses sinais, sintetizados pelo *SOGI*, são enviados para o bloco *PLL* baseado em eixo síncrono, Figura 5.4b, onde é extraída a informação de fase do sinal de entrada ( $\theta$ ), a frequência  $\hat{f}$  e amplitude  $v_d$ . A implementação do *PLL* segue a metodologia em [229].

Figura 5.3: Diagrama de blocos do algoritmo *SOGI-PLL*.

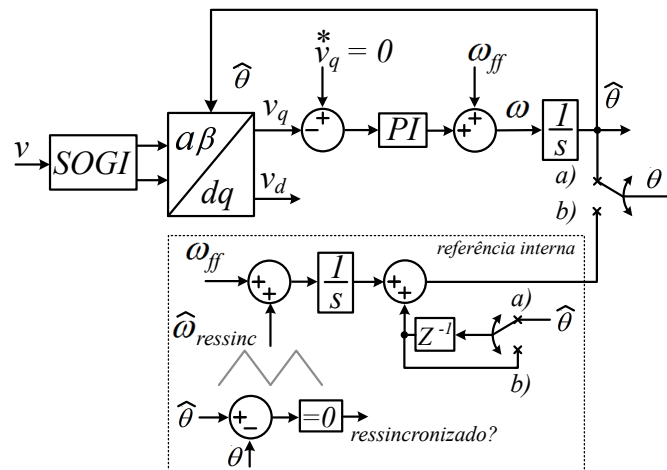


Fonte: Resultados da Pesquisa

Em condição ilhada, o algoritmo *PLL* gera um sinal senoidal que será a referência da tensão c.a. sintetizada ( $v_{ca}$ ) através do circuito de ‘referência interna’, conforme apresentado na Figura 5.4, e mantém o monitoramento das condições do PAC (amplitude e frequência da tensão) para determinar a resincronização e reconexão com a rede. Conforme [227], a reconexão será permitida caso a tensão no PAC esteja dentro dos limites

normais, apresentados na Tabela 5.2, por um período superior a cinco minutos. No bloco ‘referência interna’ da Figura 5.4, o  $\hat{\theta}$  é apenas para garantir que não haja salto de fase na transição de modo. Em operação ilhada, a chave que seleciona a origem de  $\theta$  estará na posição b), uma vez que a rede voltou e o monitoramento detectou que a mesma apresenta condições de reconexão, então será gerado um sinal  $\hat{\omega}_{ressinc}$ . Esse sinal gera pequenas perturbações na frequência a fim de fazer com que a diferença entre  $\hat{\theta}$  e  $\theta$  seja zero, ocorrendo essa situação um sinal de comando ‘ressincronizado’ é enviado e a chave volta para posição a). Com isso, a tensão sintetizada  $v_{ca}$  estará em fase com a rede podendo ocorrer a reconexão.

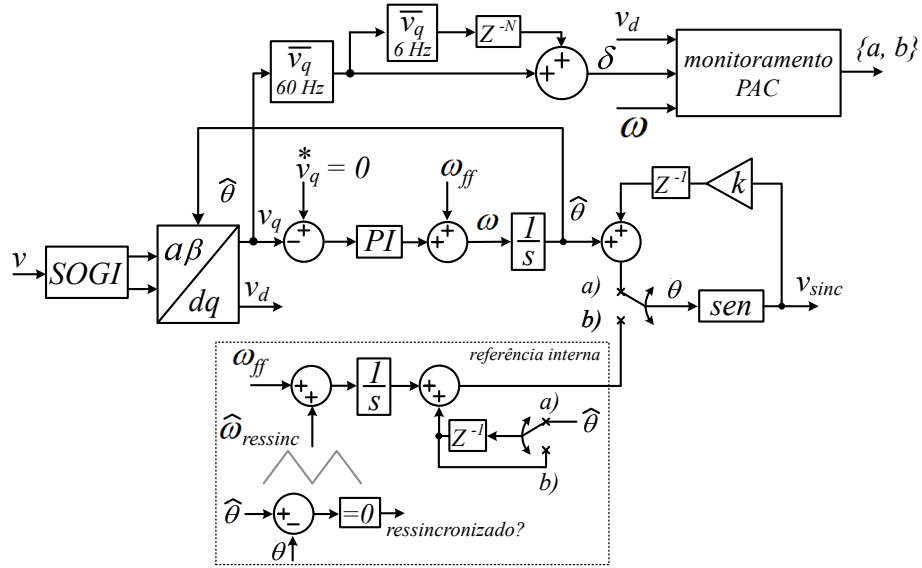
Figura 5.4: Diagrama da estrutura SOGI modificada para operação em modo ilhado.



Fonte: Resultados da Pesquisa

A técnica selecionada para detecção de ilhamento não intencional é a mesma apresentada em [230] e seu diagrama é apresentado na Figura 5.5. Essa técnica consiste na adição de um 2º harmônico de amplitude  $k/2$  na referência  $v_{sinc}$  que é enviada para a malha de corrente no lado c.a. Em condição ilhada, essa perturbação é detectada na componente  $v_q$ , da transformada de Park da tensão no PAC, com a frequência da fundamental. O sinal  $v_q$  passará por dois filtros de média móvel e depois de somados, resultando no sinal  $\delta$ , caso seu valor ultrapasse um limite determinado é comandado o ilhamento. Conforme Tabela 5.3[227], o valor de  $k$  será de 2%, respeitando o limite de componente harmônica par na corrente.

Figura 5.5: Diagrama da estrutura SOGI com detecção de ilhamento.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Tabela 5.3: Limites de injeção de corrente harmônica conforme IEEE-1547.

Harmônica ímpares de ordem h	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	Distorção total (TDD)
%	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0

Harmônica pares são limitadas a 25% das correspondentes ímpares

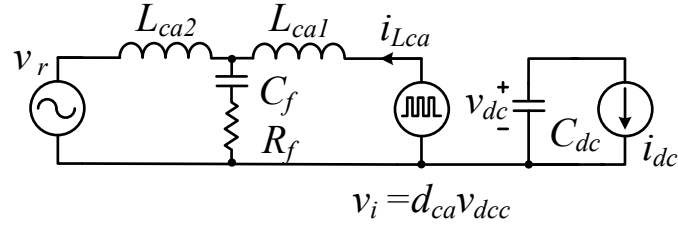
### 5.2.1 Modo conectado

Quando o BIC opera no modo seguidor de rede, deve controlar a corrente  $i_{Lca}$  e a tensão  $v_{dc}$  do *dc interlink*, Figura 5.1. Para o projeto dos compensadores do estágio c.a. no modo seguidor de rede, considerou o circuito equivalente apresentado na Figura 5.6. A partir desse circuito pode-se obter (5.1), que relaciona  $i_{Lca}$  com o razão cíclica  $d_{ca}$  e a tensão na rede elétrica  $v_r$ .

$$i_{Lca}(s) = v_{dc}d_{ca}(s) \frac{s^2L_{ca2}C_f + sC_fR_f + 1}{s^3L_{ca1}L_{ca2}C_f + s^2C_fR_f(L_{ca1} + L_{ca2}) + s(L_{ca1} + L_{ca2})} \dots \quad (5.1)$$

$$-v_r(s) \frac{sC_fR_f}{s^3L_{ca1}L_{ca2}C_f + s^2C_fR_f(L_{ca1} + L_{ca2}) + s(L_{ca1} + L_{ca2})}$$

Por meio de (5.1) define-se (5.2), que é a função de transferência entre a razão cíclica

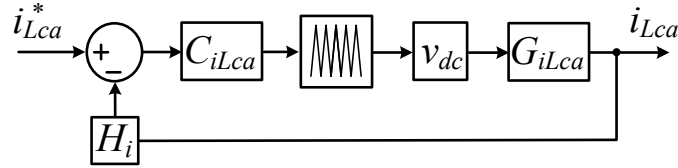
Figura 5.6: Circuito equivalente do lado c.a. do *BIC* em modo seguidor de rede.


Fonte: Resultados da Pesquisa

$d_{ca}$  a corrente  $i_{Lca}$  no modelo de pequenos sinais.

$$G_{i_{Lca}}(s) = \left. \frac{\partial i_{Lca}(s)}{\partial d_{ca}(s)} \right|_{\hat{d}_{ca}} = v_{dc} \frac{s^2 L_{ca2} C_f + s C_f R_f + 1}{s^3 L_{ca1} L_{ca2} C_f + s^2 C_f R_f (L_{ca1} + L_{ca2}) + s (L_{ca1} + L_{ca2})} \quad (5.2)$$

A Figura 5.7 apresenta o diagrama de blocos da malha de corrente c.a. compensada, onde  $H_i$  representa o ganho do sensor de corrente e  $C_{i_{Lca}}$  o compensador de corrente.

 Figura 5.7: Diagrama de blocos da malha de corrente  $i_{Lca}$ .


Fonte: Resultados da Pesquisa

A FT de  $G_{i_{Lca}}$  em malha aberta e compensada é expressa em (5.3), sendo  $H_i = 0,1$  e o ganho do *PWM* =  $1/3$ . O compensador  $C_{i_{Lca}}$  a ser utilizado será o Proporcional Integral (*PI*), onde o seu projeto é baseado na margem de fase e frequência de corte. Os parâmetros desejados são: frequência de corte  $1/5$  da frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ ), que corresponde a  $3,07$  kHz, e margem de fase entre  $60^\circ$  e  $70^\circ$ . Portanto, os ganhos calculados foram:  $K_P = 1,1247$  e  $K_I = 16198$ .

$$G_{i_{Lca}}^c = C_{i_{Lca}} \frac{1}{3} v_{dc} G_{i_{Lca}}(s) H_i \quad (5.3)$$

Os compensadores baseados em *PI* apresentam ganho infinito para frequência zero (quantidade contínua) e quando aplicado em variáveis senoidais, seu grau de efetividade é reduzido. Uma solução conveniente é o uso de controladores ressonantes, que apresentam ganho infinito para as frequências de sintonia [84]. Com isso, a estrutura adotada para o malha  $G_{i_{Lca}}^c$  será o compensador Proporcional Integral Ressonante (*PIR*), que possui a FT expressa em (5.4), onde o  $K_P$  é o ganho proporcional do *PI*,  $K_{IR}$  o ganho ressonante,

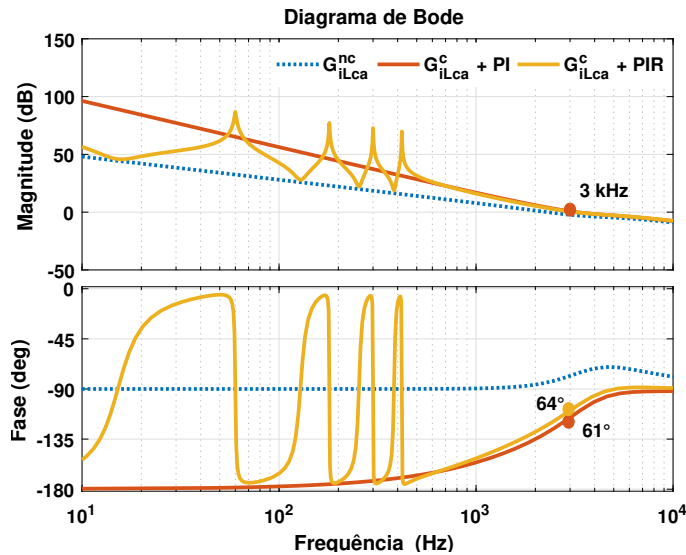
$\omega_b$  a banda passante da parte ressonante e  $\omega_h$  é a frequência angular da fundamental ou harmônica selecionada.

$$C_{PIR}(s) = \frac{K_P s + K_{IR}}{s} + K_{IR} \sum_h \frac{2\omega_b s}{s^2 + 2\omega_b s + \omega_h^2} \quad (5.4)$$

Para a malha  $G_{iLca}^c$  foi considerada uma banda passante  $\omega_b = 2\pi$  e as frequências selecionadas foram:  $\omega_1 = 2\pi 60$ ,  $\omega_3 = 2\pi 180$ ,  $\omega_5 = 2\pi 300$  e  $\omega_7 = 2\pi 4200$ , que correspondem à fundamental e aos harmônicos mais significativos presentes na rede elétrica local. O  $K_{IR}$  é calculado em função do ganho  $K_I$  do  $PI$  projetado anteriormente e da quantidade  $n_h$  de harmônicos a serem compensados conforme (5.5). Substituindo os valores tem-se que  $K_{IR} = 257,8$ . A Figura 5.8 apresenta no diagrama de Bode a comparação da função  $G_{iLca}$  não compensada e compensada com  $PI$  e  $PIR$ . Nota-se um ganho aproximado de 40 dB para as harmônicas desejadas mantendo-se a frequência de corte e margem de fase do projeto.

$$K_{IR} = \frac{K_I}{2\omega_b(n_h + 1)} \quad (5.5)$$

Figura 5.8: Comparação de  $G_{iLca}$  não compensada e compensada com  $PI$  e  $PIR$ .



Fonte: Resultados da Pesquisa

Continuando com o circuito da Figura 5.6, a tensão  $v_{dc}$ , do  $dc$  interlink, é expressa por

$$v_{dc}(s) = -\frac{i_{dc}(s)}{sC_{dc}} \quad (5.6)$$

onde  $i_{dc}(s)$  representa a corrente de carga no  $dc$  interlink, que é referente à troca de potência entre conversor e a rede elétrica. Considerando que não há perdas, assume-se



que a potência processada no *dc interlink* é igual à potência processada no lado c.a., tem-se:

$$\begin{aligned} v_{dc}i_{dc} &= i_{Lca_{rms}}v_{r_{rms}} \\ i_{dc} &= i_{Lca} \frac{v_{r_{rms}}}{\sqrt{2}v_{dc}} \end{aligned} \quad (5.7)$$

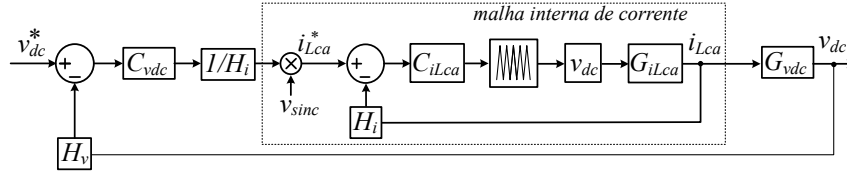
Considerando pequenas perturbações no ponto de operação e substituindo (5.7) em (5.6), tem-se:

$$v_{dc}(s) = -i_{Lca} \frac{v_{r_{rms}}}{s\sqrt{2}v_{dc}C_{dc}} \quad (5.8)$$

Com (5.8) pode-se obter a FT que relaciona  $i_{Lca}$  e  $v_{dc}$  através de (5.9). A Figura 5.9 apresenta o diagrama de blocos para a malha de tensão do *dc interlink*, onde  $H_v$  representa o ganho do sensor de tensão.

$$G_{v_{dc}}(s) = \left. \frac{\partial v_{dc}(s)}{\partial i_{Lca}(s)} \right|_{\hat{i}_{Lca}} = -\frac{v_{r_{rms}}}{s\sqrt{2}v_{dc}C_{dc}} \quad (5.9)$$

Figura 5.9: Diagrama de blocos da malha de tensão do *dc interlink*.



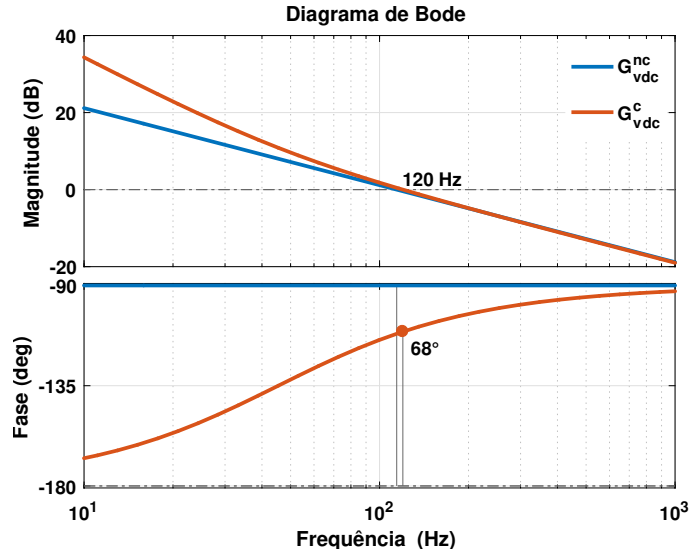
Fonte: Resultados da Pesquisa

A FT de malha aberta compensada de  $v_{dc}$  é expressa em (5.10), sendo  $C_{v_{dc}}$  um compensador *PI* e os parâmetros desejáveis para o projeto de controle são: frequência de corte 120 Hz e margem de fase entre  $60^\circ$  e  $90^\circ$ . Portanto, os ganhos calculados foram:  $K_P = 0,981$  e  $K_I = 270$ , com  $H_i = 0,1$  e  $H_v = 0,01$ . A Figura 5.10 apresenta a comparação entre a FT compensada e não compensada de  $G_{v_{dc}}$  destacando os parâmetros desejados.

$$G_{v_{dc}}^c = C_{v_{dc}} G_{v_{dc}(s)} \frac{H_v}{H_i} \quad (5.10)$$

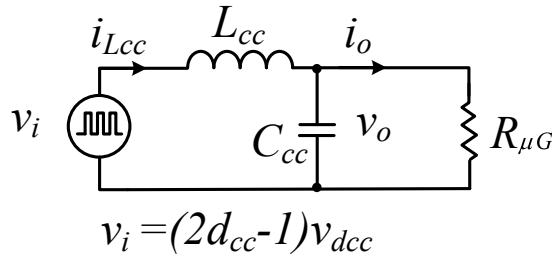
Para o projeto do estágio c.c./c.c. utilizou a metodologia descrita em [2]. A partir do circuito equivalente apresentado na Figura 5.10, obtêm-se as FTs  $G_{i_{Lcc}}$  (5.11) e  $G_{v_o}$  (5.12), sendo  $R_{\mu G}$  um resistor que representa a carga do barramento c.c.

$$G_{i_{Lcc}}(s) = \frac{v_{dc}(sC_{cc}R_{\mu G} + 1)}{s^2L_{cc}C_{cc}R_{\mu G} + sL_{cc} + R_{\mu G}} \quad (5.11)$$

Figura 5.10: Diagrama de Bode de  $G_{v_{dc}}$  compensada (c) e não compensada (nc).


Fonte: Resultados da Pesquisa

Figura 5.11: Circuito equivalente do lado c.c. do BIC.



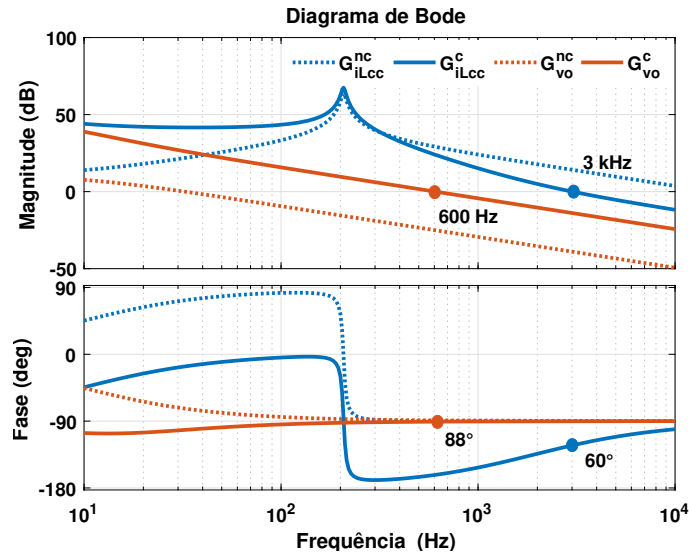
Fonte: Resultados da Pesquisa

$$G_{v_o}(s) = \frac{v_o(s)}{i_{L_{cc}}(s)} = \frac{R_{\mu G}}{sC_{cc}R_{\mu G} + 1} \quad (5.12)$$

A FT da malha de corrente compensada é apresentada em (5.13), sendo  $C_{i_{L_{cc}}}$  um compensador  $PI$ , a frequência de corte desejada  $1/5f_{sw}$  e margem de fase entre  $50^\circ$  e  $70^\circ$ . A malha de tensão compensada é apresentada em (5.14), onde  $C_{v_o}$  um compensador  $PI$  e os parâmetros desejados: frequência de corte 600 Hz e margem de fase entre  $60^\circ$  e  $90^\circ$ . Os ganhos calculados para a malha de corrente foram:  $K_P = 0,165$  e  $K_I = 200$  com  $H_i = 0,1$ . Para a malha de tensão:  $K_P = 17,9$  e  $K_I = 2000$  com  $H_v = 0,01$ . A Figura 5.12 apresenta o diagrama de Bode das malhas compensadas e não compensadas de corrente e tensão, destacando os pontos projetados.

$$G_{i_{L_{cc}}}^c = C_{i_{L_{cc}}} G_{i_{L_{cc}}}(s) H_i \quad (5.13)$$

$$G_{v_o}^c = C_{v_o} G_{v_o}(s) H_v \quad (5.14)$$

Figura 5.12: Diagrama de Bode de  $G_{i_{Lcc}}$  e  $G_{v_o}$  compensada e não compensada.


Fonte: Resultados da Pesquisa

Os parâmetros referentes ao controle primário são:

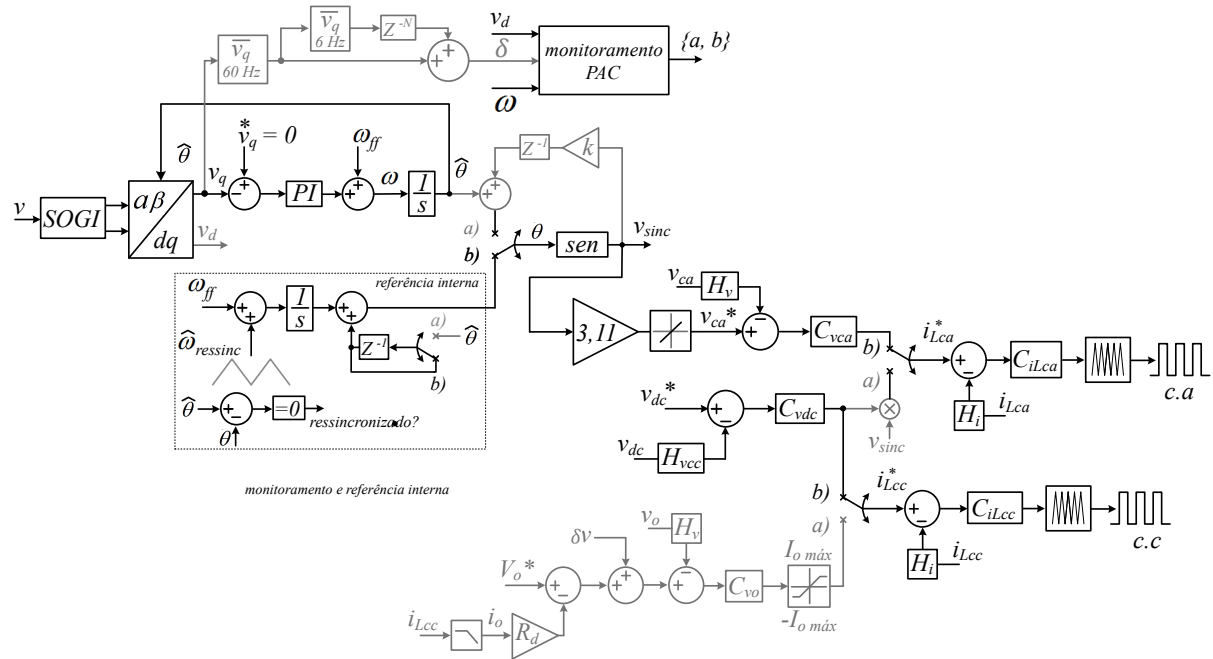
- Coeficiente de *droop*:  $R_d = 0,89 \Omega$ ;
- Corrente máxima de saída:  $I_{omáx} = 11,0 \text{ A}$ ;
- Corrente mínima de saída:  $-I_{omáx} = -11,0 \text{ A}$ ;
- Segmento da curva *DBS* para operação como fonte de tensão:  $v_o \in [370, 390] \text{ V}$ ;
- Segmento da curva *DBS* para operação como fonte de corrente:  $v_o \in [390, 400] \cup [360, 370] \text{ V}$ .

### 5.2.2 Modo ilhado

Quando ocorrer o ilhamento, o *BIC* trocará o modo de operação, passando de seguidor de rede para formador de rede. Durante a transição, o *BIC* comandará a corrente de saída  $i_{Lca}$  para zero. A partir desse momento entra o controle de tensão  $v_{ca}$  no lado c.a. A referência de amplitude seguirá em rampa, sendo seu valor inicial o mesmo antes de a chave de seccionamento ser aberta. A Figura 5.13 apresenta o diagrama das estruturas de controle do *BIC* que ficam ativas na operação ilhada.

Para o projeto de controle do estágio c.a. considerou-se o diagrama da Figura 5.14. A malha de tensão será responsável por sintetizar uma forma de onda senoidal sob o

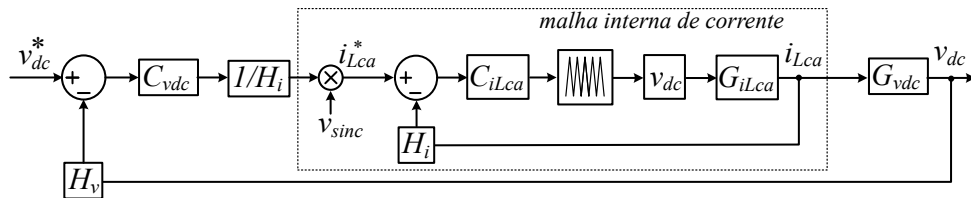
Figura 5.13: Diagrama de controle do BIC para operação ilhado.



Fonte: Resultados da Pesquisa

capacitor  $C_f$  do filtro, a malha de corrente possuirá apenas a função de proteção, para monitorar sobrecorrente e curto-circuito. A FT  $C_{v_{ca}}$  corresponde ao compensador de tensão e o compensador  $C_{i_{Lca}}$  será apenas um ganho proporcional para a corrente do indutor.

Figura 5.14: Diagrama de blocos da malha de tensão  $v_{ca}$ .



Fonte: Resultados da Pesquisa

A FT  $G_{v_{ca}}$  em (5.15) consiste na impedância do filtro  $LC$ , derivado do filtro  $LCL$ , do ponto de vista do conversor, onde  $\omega_{LC}$  é a frequência de ressonância e  $\zeta$  o coeficiente de amortecimento. A malha de corrente possui a frequência de corte cinco vezes maior do que  $G_{v_{ca}}$ , portanto, será representada como o ganho estático unitário. Para o projeto de controle de  $v_{ca}$ , inicialmente será projetado um compensador  $PI$  ( $C_{v_{ca}}$ ), conforme (5.16),

onde a frequência de corte adotada foi 600 Hz e margem de fase entre 60° e 90°.

$$G_{v_{ca}}(s) = \frac{\omega_{LC}^2}{s^2 + s2\zeta\omega_{LC} + \omega_{LC}^2} \quad (5.15)$$

$$\omega_{LC} = \frac{1}{\sqrt{L_{ca1}C_F}} \quad \zeta = \frac{1}{R_f C_f} \sqrt{\frac{L_{ca1}}{C_f}}$$

$$G_{v_{ca}}^c = C_{v_{ca}} G_{v_{ca}}(s) \frac{H_v}{H_i} \quad (5.16)$$

Os ganhos calculados do compensador *PI* foram:  $K_P = 9,3$  e  $K_I = 2000$ . O projeto do compensador Proporcional-Integral + Ressonante (*PI+R*) é realizado a partir do *PI*, conforme (5.17). A diferença entre esse projeto e ao que foi realizado para  $G_{i_{Lca}}^c$  no modo conectado é que o  $K_I$  do projeto inicial do *PI* teve que ser mantido para preservar os requisitos do projeto. O ganho ressonante  $K_{IR}$ , a banda passante  $\omega_b$  e as frequências ressonantes  $h$  seguem a mesma discussão em (5.4).

$$G_{v_{ca}}^c = \left( \frac{K_p s + K_i}{s} + K_{ir} \sum_h \frac{2\omega_b s}{s^2 + 2\omega_b s + \omega_h^2} \right) G_{v_{ca}}(s) \frac{H_v}{H_i} \quad (5.17)$$

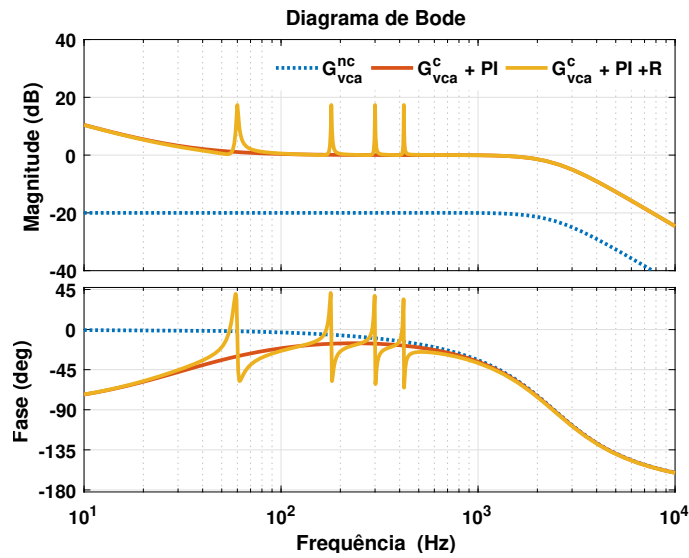
A Figura 5.15 apresenta o diagrama de Bode comparando  $G_{v_{ca}}^c$  não compensada e compensada com o *PI* e *PI + R*. Observa-se a necessidade da parcela ressonante para aumentar o ganho na frequência fundamental, o que não seria suficiente apenas com o *PI*. Para o estágio c.c./c.c. não serão alteradas as malhas de controle e a saída da malha de tensão  $v_{dc}$  será a nova referência da corrente  $i_{Lcc}$ . O controle de tensão no barramento c.c. passa a ser realizados pelas UAEs.

### 5.3 Controle do *Energy Storage Converter - ESC*

Nesta seção, inicialmente é apresentado o desenvolvimento do controle do *ESC* (*Energy Storage Converter*) que compõe as UAEs do lado c.c. com a topologia *DAB*, posteriormente, os emuladores de UAE dos lados c.c. e c.a., respectivamente. A Tabela 5.4 apresenta os componentes e parâmetros utilizados no desenvolvimento experimental do *DAB* seguindo a metodologia conforme [77], no apêndice B.2 são apresentadas imagens do protótipo.

O projeto do controle do *DAB* baseou-se em [77], sendo o conversor representado por uma fonte de corrente média conforme apresentado na Figura 5.16, o resistor  $R_{\mu G}$  representa as cargas e  $i_n$  a soma de todas as correntes dos GDs do lado c.c.

Figura 5.15: Diagrama de Bode de  $G_{v_{ca}}$  compensada com PI e PI+R e não compensada.

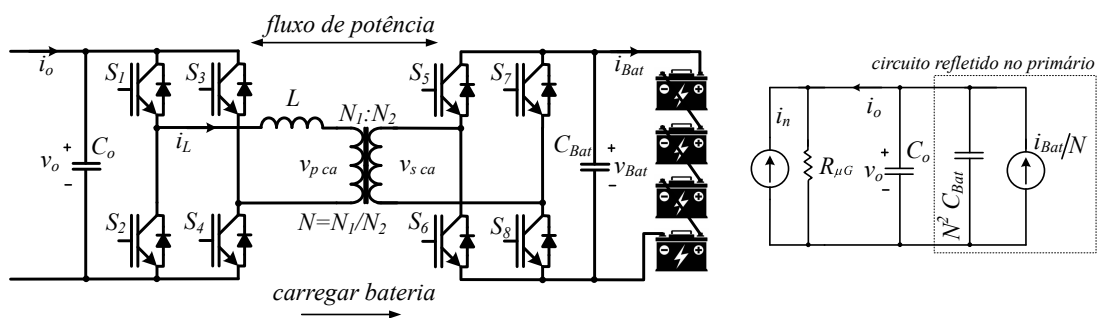


Fonte: Resultados da Pesquisa

Tabela 5.4: Parâmetros do DAB.

Item	Valor	Item	Valor
Tensão c.c. entrada	380 V	Tensão c.c. de saída	48 V
Frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ )	15 kHz	$C_{Bat}$	4,8 $\mu$ F
Relação de espiras (N)	79 : 10	$C_o$	200 $\mu$ F
Potência nominal	1,6 kW	$L$	590 $\mu$ H
Módulo da ponte H de entrada	SPCIM 450-60-20		
Módulo da ponte H de saída	SSKM150MLI066T		
Núcleo do transformador	NEE-76/50/25		
Núcleo do indutor	NEE-55/28/21		

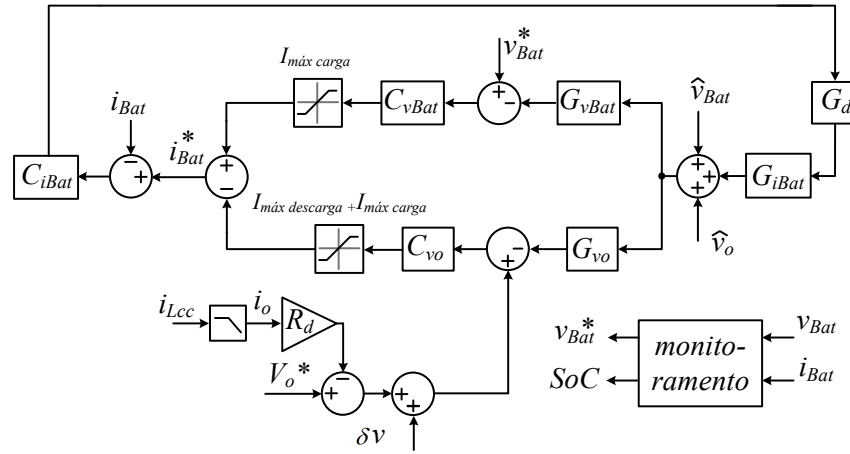
Figura 5.16: Diagrama do conversor DAB.



Fonte: Resultados da Pesquisa

O controle, representado pelo seu diagrama na Figura 5.17, permite a regulação do nível de tensão do barramento c.c. e o carregamento do sistema de baterias. O termo  $\delta v$  corresponde à entrada do controle secundário para ajuste de potência e correção do desvio de tensão. A partir do diagrama de blocos e desconsiderando a dinâmica da bateria, obtêm-se as FTs representadas em (5.18), sendo  $d$  o *phase-shifting* que corresponde ao deslocamento de fase entre  $v_{pca}$  e  $v_{sca}$ , conforme Figura 5.16, e  $G_d$  sua FT,  $C_{v_o}$ ,  $C_{i_{Bat}}$  e  $C_{v_{Bat}}$  são compensadores do tipo *PI*.

Figura 5.17: Diagrama em blocos do controle do DAB.



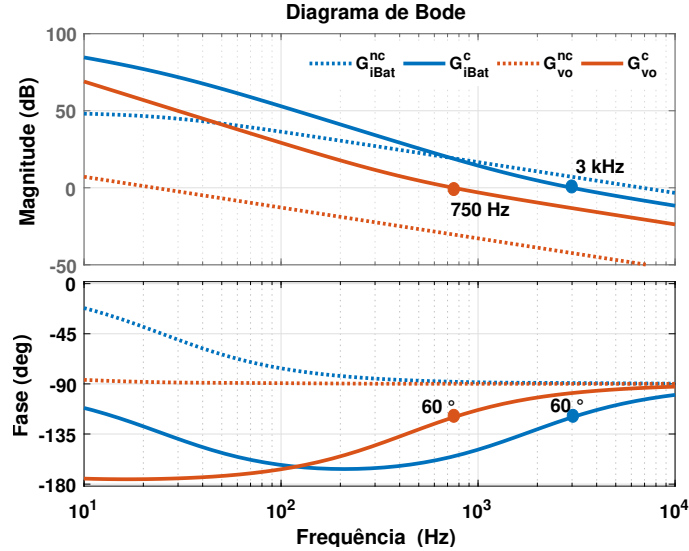
Fonte: Resultados da Pesquisa

Para o projeto de  $C_{i_{Bat}}$  considerou-se a FT de malha aberta compensada (5.19), sendo adotado a frequência de corte  $1/5f_{sw}$  e margem de fase entre  $60^\circ$  e  $70^\circ$ . A FT da malha aberta compensada da tensão é apresentada em (5.20), onde os requisitos do projeto são: frequência de corte  $1/20f_{sw}$  e margem de fase entre  $60^\circ$  e  $70^\circ$ . Os ganhos calculados para a malha de corrente foram  $K_P = 0,37$  e  $K_I = 4210$  e para o compensador de tensão foram  $K_P = 28,42$  e  $K_I = 7749$ . A Figura 5.18 apresenta o diagrama de Bode das malhas compensadas e não compensadas de corrente e tensão destacando os pontos projetados.

$$\begin{aligned}
 G_{v_o}(s) &= \frac{R_{\mu G}}{sN R_{\mu G} C_o + 1} \\
 G_{i_{Bat}}(s) &= \frac{1}{sC_{Bat} + 1} \frac{N^2 v_{Bat}(1 - 2d)}{2L f_{sw}} \\
 G_{i_o}(s) &= G_{i_{Bat}}(s) / N \\
 G_{v_{Bat}}(s) &= \frac{2L f_{sw}}{N^2(1 - 2d)} \\
 G_d &= 4
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

$$G_{i_{Bat}}^c = C_{i_{Bat}} G_d G_{i_{Bat}}(s) \quad (5.19)$$

$$G_{v_o}^c = C_{v_o} G_{v_o}(s) \quad (5.20)$$

 Figura 5.18: Diagrama de Bode de  $G_{i_{Bat}}$  e  $G_{v_o}$  compensada e não compensada.


Fonte: Resultados da Pesquisa

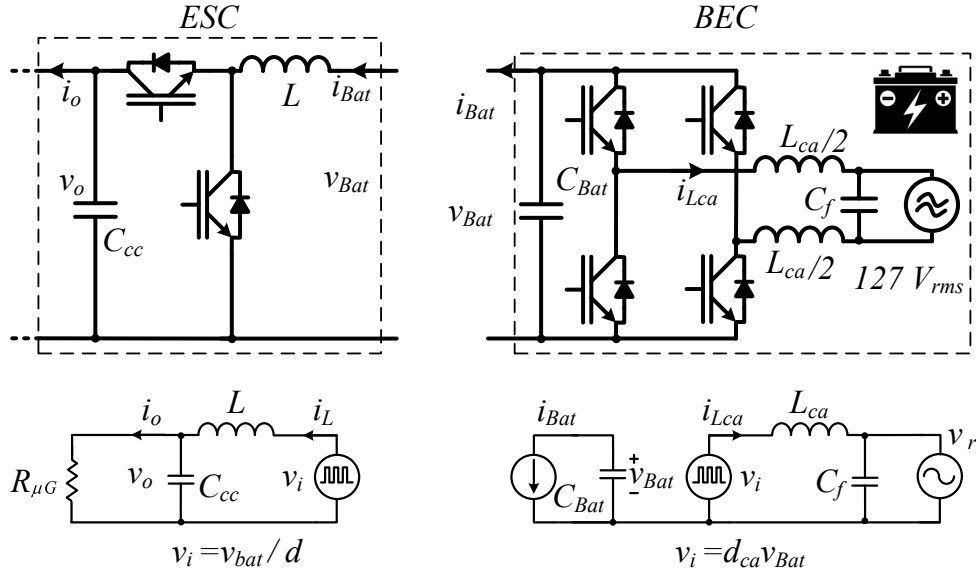
O emulador de UAE do lado c.c. consiste em dois conversores, conforme apresentado na Figura 5.19, onde o *ESC* faz a conexão entre o barramento c.c. e a bateria, e essa é emulada pelo *Battery Emulator Converter (BEC)*. O projeto do *ESC*, que consiste em um conversor com topologia *buck & boost derived* [71], baseou em [231] e para o projeto do *BEC* adotou-se o mesmo procedimento para o *BIC* (Seção 5.2) com relação ao filtro *LC* e do capacitor  $C_{Bat}$  do *dc interlink*. A Tabela 5.5 apresenta os valores dos itens projetados e no apêndice B.3 são apresentadas imagens do protótipo do conversor.

Considerando o circuito equivalente do estágio c.c./c.a. do *BEC*, Figura 5.19, é possível obter a FT (5.21), que relaciona a razão cíclica  $d_{ca}$  com a corrente  $i_{Lca}$  no modelo de pequenos sinais. A parcela  $r_{Lca}$  representa a resistência equivalente do indutor  $L_{ca}$ . A FT que relaciona  $i_{Lca}$  e  $v_{Bat}$  é igual à (5.9). Com isso, é possível obter o diagrama de controle de  $v_{Bat}$  e  $i_{Lca}$  representado na Figura 5.20, onde  $H_v$  e  $H_i$  são ganhos dos sensores de tensão e corrente, respectivamente,  $C_{v_{Bat}}$  e  $C_{i_{Lca}}$  são compensadores tipo *PI*. Portanto, as FTs de malha aberta compensada para a tensão  $v_{Bat}$  e corrente  $i_{Lca}$  do BEC são expressas por (5.22) e (5.23), respectivamente, sendo  $H_v = 0,01$ ,  $H_i = 0,1$  e  $PWM = 1$ .

$$G_{i_{Lca}}(s) = \frac{1}{sL_{ca} + r_{Lca}} \quad (5.21)$$



Figura 5.19: Diagrama do emulador de UAE do barramento c.c.

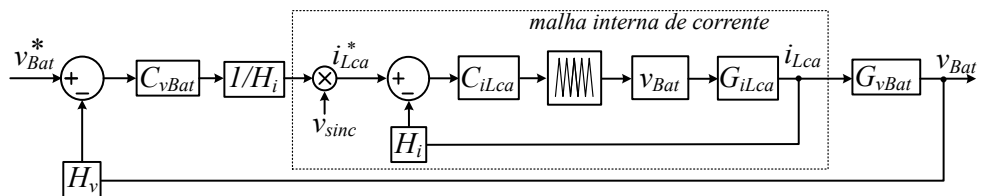


Fonte: Resultados da Pesquisa

Tabela 5.5: Parâmetros do emulador da UAE<sub>cc</sub>.

Item	Valor	Item	Valor
Tensão c.a.	127 V <sub>rms</sub>	$L_{ca}$	1,8 mH
Tensão do dc interlink ( $v_{Bat}$ )	220 V	$C_f$	9 $\mu$ F
Tensão c.c. de saída ( $v_o$ )	380 V	$L$	2,4 mH
Potência nominal	2,2 kW	$C_{Bat}$	6,2 mF
Módulo da ponte H	SSKM150MLI066T	$C_{cc}$	1000 $\mu$ F
Módulo da meia ponte H	SKM 40GB 123D		
Frequência de chaveamento estágio c.a. ( $f_{sw}$ )	12 kHz		
Frequência de chaveamento estágio c.c. ( $f_{sw}$ )	24 kHz		

Figura 5.20: Diagrama de controle de  $v_{Bat}$  e  $i_{Lca}$ .



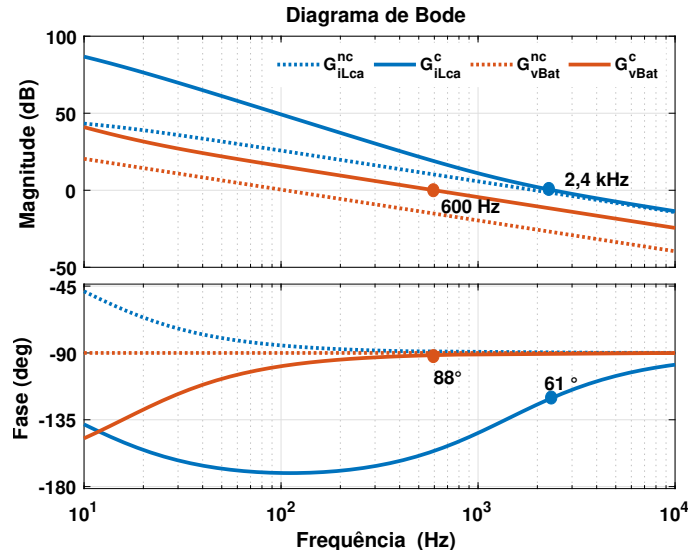
Fonte: Resultados da Pesquisa

$$G_{vBat}^c = \frac{H_v}{H_i} \frac{v_{rms}}{v_{Bat} \sqrt{2}} \frac{1}{s C_{vBat}} C_{vBat} \quad (5.22)$$

$$G_{iLca}^c = PWM \frac{v_{Bat} H_i}{s L_{ca} + r_{Lca}} C_{iLca} \quad (5.23)$$

Para o projeto do compensador  $C_{i_{Lca}}$  considerou-se a frequência de corte  $1/5f_{sw}$  e margem de fase entre  $50^\circ$  e  $70^\circ$ , portanto, os ganhos calculados foram  $K_P = 1,06$  e  $K_I = 9360$ . No projeto do compensador  $C_{v_{Bat}}$  considerou-se a frequência de corte  $1/20f_{sw}$  e margem de fase entre  $60^\circ$  e  $90^\circ$ , para se adequar ao modelo, a malha de corrente teve que ser representada com um ganho 100, portanto, os ganhos calculados foram  $K_P = 5,7$  e  $K_I = 565$ . A Figura 5.21 apresenta a resposta em frequência de  $G_{i_{Lca}}$  e  $G_{v_{Bat}}$  compensadas e não compensadas, destacando os valores obtidos no projeto dos compensadores.

Figura 5.21: Diagrama de Bode de  $G_{i_{Lca}}$  e  $G_{v_{Bat}}$  compensada e não compensada.



Fonte: Resultados da Pesquisa

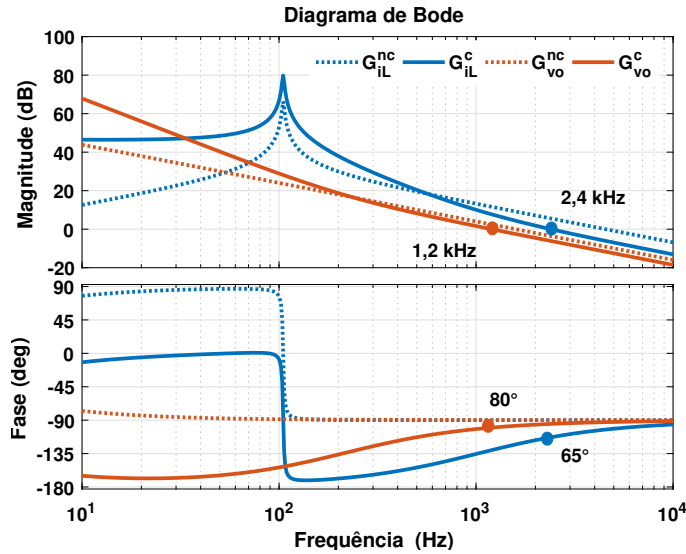
Analisando o circuito equivalente do *ESC*, que compõe o estágio c.c./c.c. da UAE apresentada na Figura 5.19, é possível obter a FT (5.24), que relaciona a corrente  $i_L$  com o ciclo de trabalho  $d$ , onde  $R_{\mu G}$  é um resistor que representa a carga do barramento c.c. e  $D$  o ponto quiescente de operação do conversor e calculado como  $v_o/v_{Bat}$ . Portanto, (5.25) representa a FT de malha aberta compensada da corrente  $i_L$ , onde  $C_{i_L}$  é um compensador *PI*. A FT da tensão  $v_o$  é expressa em (5.12), que representa  $G_{v_o}$  do estágio c.c./c.c. do *BIC*. O diagrama de controle do *ESC* é semelhante ao empregado para o estágio c.c./c.c. do *BIC*, que é representado na Figura 5.2.

$$G_{i_L}(s) = \left. \frac{\partial i_{Lcc}(s)}{\partial d(s)} \right|_{\hat{d}} = \frac{v_{Bat}}{D^2} \frac{sC_{cc}R_{\mu G} + 1}{s^2LC_{cc}R_{\mu G} + sL + R_{\mu G}} \quad (5.24)$$

$$G_{i_L}^c = C_{i_L} G_{i_L}(s) H_i \quad (5.25)$$

Para projeto do compensador  $C_{i_L}$  considerou-se a frequência de corte  $1/10f_{sw}$  e margem de fase entre  $60^\circ$  e  $70^\circ$ , enquanto que, para o compensador  $C_{v_o}$  a frequência de corte adotada foi  $1/20f_{sw}$  e margem de fase entre  $60^\circ$  e  $90^\circ$ . Portanto, os valores obtidos para  $C_{i_L}$  foram  $K_P = 0,48$  e  $K_I = 2990$ , para  $C_{v_o}$  foram  $K_P = 0,742$  e  $K_I = 997,4$ . A Figura 5.22 apresenta a resposta em frequência para  $G_{i_L}$  e  $G_{v_o}$  compensadas e não compensadas.

Figura 5.22: Diagrama de Bode de  $G_{i_L}$  e  $G_{v_o}$  do estágio c.c./c.c. da UAE.



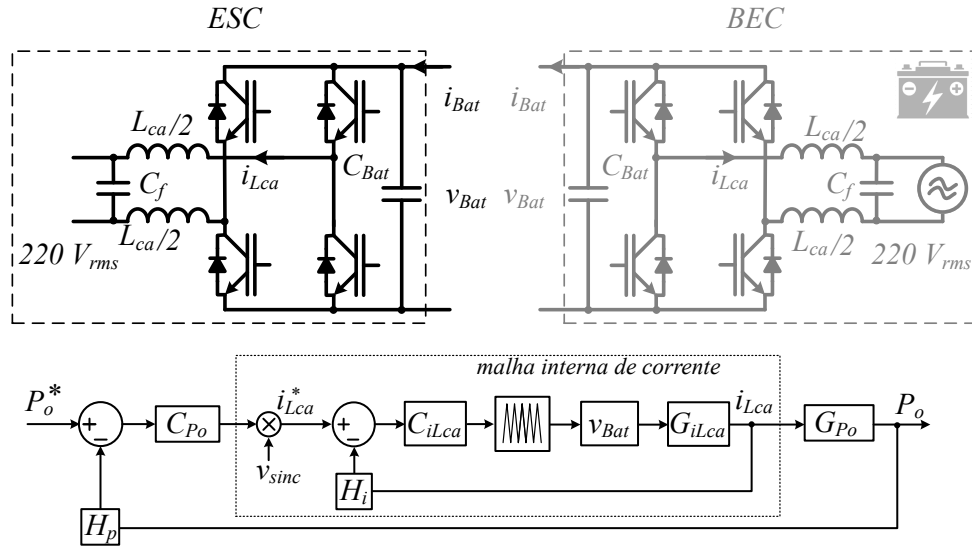
Fonte: Resultados da Pesquisa

O emulador de  $UAE_{ca}$  consiste no arranjo de dois conversores monofásicos interconectados pelos seus barramentos c.c. (configuração *back-to-back*), Figura 5.23, onde o *ESC* é controlado como fonte de potência e o *BEC*, que emula a bateria, regula o barramento c.c. A Tabela 5.6 apresenta os parâmetros dos conversores e no apêndice B.4 são apresentadas imagens do protótipo. O projeto do controle de tensão do barramento c.c. e da corrente  $i_{Lca}$  são os mesmos adotados para o *BEC* do emulador de  $UAE_{cc}$ . A FT da potência de saída em malha aberta compensada é expressa em (5.26), onde  $\omega_{mv}$  corresponde a frequência de corte do filtro média móvel e  $\omega_{mv} = 2\pi 60$ ,  $H_p$  corresponde ao ganho de potência,  $C_{P_o}$  é um compensador *PI*. Para o projeto do compensador considerou-se a frequência de corte  $1/10\omega_{mv}$  e margem de fase entre  $60^\circ$  e  $90^\circ$ , portanto, os ganhos obtidos foram  $K_P = 0,95$  e  $K_I = 405,6$  com  $H_p = 0,001$ .

$$G_{i_L}^c = C_{P_o} \frac{v_{rms}}{\sqrt{2}} \frac{\omega_{mv}}{s + \omega_{mv}} H_p \quad (5.26)$$

Os parâmetros referentes ao controle primário das UAEs do barramento c.c.:

Figura 5.23: Diagrama do emulador  $UAE_{ca}$ .



Fonte: Resultados da Pesquisa

Tabela 5.6: Parâmetros do emulador de  $UAE_{ca}$ .

Item	Valor	Item	Valor
Tensão c.a.	$220 V_{rms}$	$L_{ca}$	1,3 mH
Tensão do <i>dc interlink</i> ( $v_{Bat}$ )	410 V	$C_f$	6,6 $\mu$ F
Potência nominal	3kW	$C_{Bat}$	1560 $\mu$ F
Frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ )	15,36 kHz		
Modelo do inversor	PHB 3000-NS		

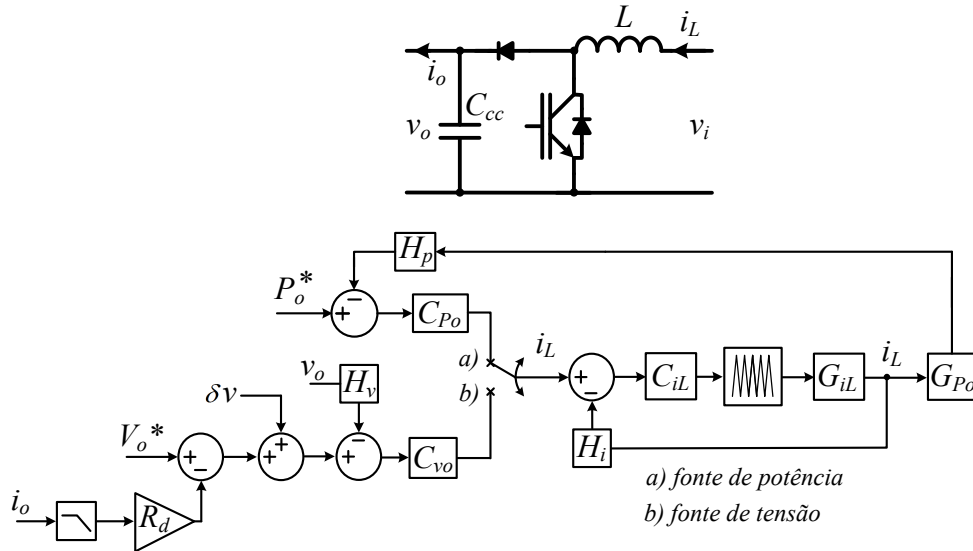
- Coeficiente de *droop*:  $R_d = 2,3 \Omega$ ;
- Corrente máxima de descarga:  $I_{omáx} = 4,0$  A;
- Corrente máxima de carga:  $-I_{omáx} = -1,5$  A;
- Segmento da curva *DBS* para operação como fonte de tensão:  $v_o \in [375, 365]$  V;
- Segmento da curva *DBS* para operação como fonte de corrente:  $v_o \in [375, 400]$  V.

## 5.4 Controle do *Renewable Resource Converter -RRC*

A topologia do conversor utilizado para emular o GD no lado c.c. e seu diagrama de controle são apresentados na Figura 5.24. Para o projeto do conversor, foi utilizada a

metodologia em [231], a Tabela 5.7 apresentada os parâmetros e no apêndice B.3 contém imagens do protótipo.

Figura 5.24: Diagrama do emulador de geração fotovoltaica.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Tabela 5.7: Parâmetros do emulador de geração fotovoltaica.

Item	Valor	Item	Valor
Tensão c.c. de entrada ( $v_i$ )	180 $V_{rms}$	$L$	1,3 mH
Tensão c.c. de saída ( $v_o$ )	380 V	$C_{cc}$	940 $\mu$ F
Potência nominal	2,4 kW		
Frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ )	15,8 kHz		
Chave estática	SKM 50GB 123D		

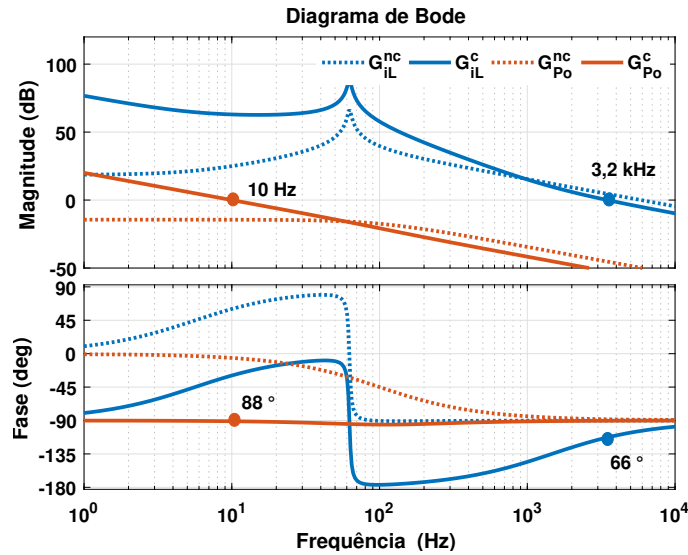
O projeto do controle do *Renewable Resource DC Converter* ( $RRC_{cc}$ ) foi realizado conforme [78]. Na maior parte da operação da  $nG_h$ , o  $RCC$  estará operando em modo de potência. Com isso, no projeto dos compensadores serão utilizadas as FTs  $G_{i_L}$  (5.27) e  $G_{P_o}$  (5.28), que relacionam a corrente  $i_L$  com a razão cíclica  $d$  e a potência de saída  $P_o$  com a corrente  $i_L$ , respectivamente, onde  $R_\mu$  é uma resistência que representa a carga do barramento c.c. e  $\omega_{lpf}$  a frequência de corte do filtro passa baixa de potência. Para o projeto do compensador  $C_{i_L}$  considerou-se a frequência de corte  $1/5f_{sw}$  e margem de fase entre  $50^\circ$  e  $70^\circ$ , para o compensador  $C_{P_o}$ , a frequência de corte  $1/10\omega_{lpf}$  e  $\omega_{lpf} = 2\pi 100$ . Os ganhos obtidos de  $C_{i_L}$  foram  $K_P = 0,545$  e  $K_I = 4990$  com  $H_i = 0,1$ , para  $C_{P_o}$

foram  $K_P = 0,43$  e  $K_I = 331,2$  com  $H_p = 0,001$ . A Figura 5.25 apresenta a resposta em frequência de  $G_{iL}$  e  $G_{Po}$  compensadas e não compensadas destacando os parâmetros de projeto.

$$G_{iL}(s) = v_i \frac{s + 2/R_\mu C}{(1 - D)L[s^2 + s/R_\mu C + (1 - D)^2/LC]} \quad (5.27)$$

$$G_{Po}(s) = v_i \frac{\omega_{lpf}}{s + \omega_{lpf}} \quad (5.28)$$

Figura 5.25: Diagrama de Bode de  $G_{iL}$  e  $G_{Po}$  do  $RRC_{cc}$ .



Fonte: Resultados da Pesquisa

## 5.5 Resultados de simulação

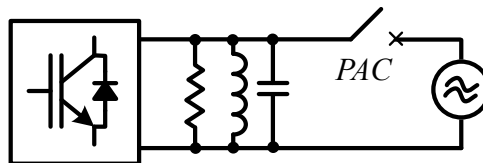
Esta seção apresenta resultados de simulações da  $nG_h$  sob a condição de teste de detecção de ilhamento, transições entre modos conectado e ilhado e o procedimento de resincronização e reconexão à rede elétrica. Durante a operação em modo ilhado, o desempenho da  $nG_h$  é analisado sob variações de carga em ambos barramentos. As simulações foram realizadas no software PLECS v 4.1.

### 5.5.1 Detecção de ilhamento

Conforme recomendações da IEEE 1547 [227], a formação de uma ilha não intencional ocorre quando um conversor energiza uma porção de um SEP através do PAC. Nesse caso,

o conversor deve detectar o ilhamento e parar de energizar o sistema no tempo máximo de dois segundos, depois de formada a ilha. A recomendação da IEEE 1547 estabelece um procedimento de teste para verificar o desempenho do sistema anti-ilhamento, o qual se baseia em avaliar a capacidade do sistema de identificar a ocorrência do ilhamento quando uma carga  $RLC$  paralela sintonizada na frequência de rede e com potência ativa igual àquela fornecida pelo conversor de interface, de modo que a rede não entregue ao barramento c.a. potência ativa e reativa. A Figura 5.26 ilustra a carga  $RLC$  utilizada para o estudo de detecção de ilhamento. Os valores foram calculados conforme procedimento definido em [227], sendo que a potência ativa consumida será de 4 kW, portanto  $R = 12,2 \Omega$ ,  $C = 219,2 \mu\text{F}$  e  $L = 32,1 \text{ mH}$ . Na Seção 5.2 é descrito o método de detecção de ilhamento.

Figura 5.26: Carga para teste de ilhamento conforme IEEE 1547.

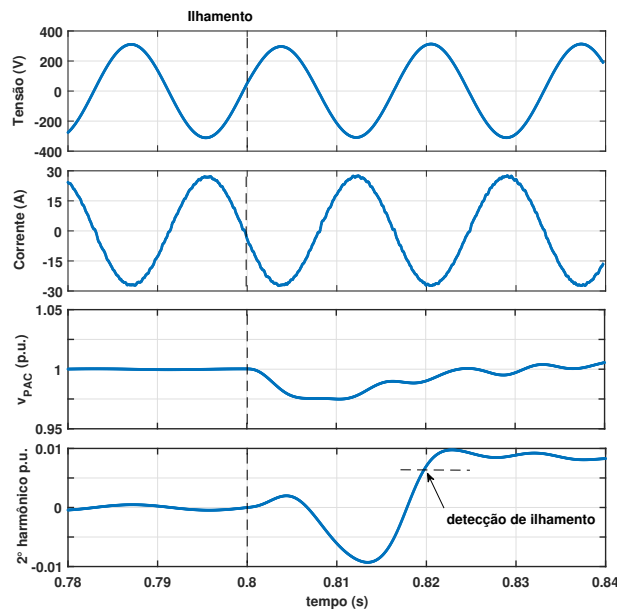


Fonte: Resultados da Pesquisa

A Figura 5.27 apresenta as formas de onda da tensão e corrente no PAC antes e depois do ilhamento, que ocorre em 0,8s. Como observar-se, durante o ilhamento, com a carga  $RLC$  paralela não ocorre distúrbios na tensão e nem na corrente, o que dificulta a detecção de ilhamento nessa situação. Através da informação dos valores de magnitudes da fundamental e do segundo harmônico da tensão no PAC, obtidas pelo  $SOGI-PLL$ , nota-se que apesar do ilhamento, a magnitude da componente fundamental da tensão se mantém dentro da faixa de operação normal. Entretanto, no modo ilhado, a amplitude do segundo harmônico sofre uma perturbação, apresentando uma magnitude próxima de 1% (ver Tabela 5.3 para limites de componentes harmônicas). Dessa forma, adotou-se como critério de detecção de ilhamento o instante em que a magnitude do segundo harmônico ultrapassar 0,8%. Ocorrido o ilhamento, observa-se que o 2º harmônico da corrente é refletido na tensão com presença de 1%, cerca de dez vezes maior da condição de pré-ilhamento. Com isso, pode-se verificar a eficácia da detecção de ilhamento com o método selecionado, todavia em barramentos onde há predominância de cargas não-lineares pode

haver presença de componente de 2º harmônico na tensão além dos estabelecidos na Tabela 5.3. Nessa situação é necessário o ajuste do limite de sensibilidade na técnica.

Figura 5.27: Formas de onda da tensão e corrente durante o teste de detecção de ilhamento.



Fonte: Resultados da Pesquisa

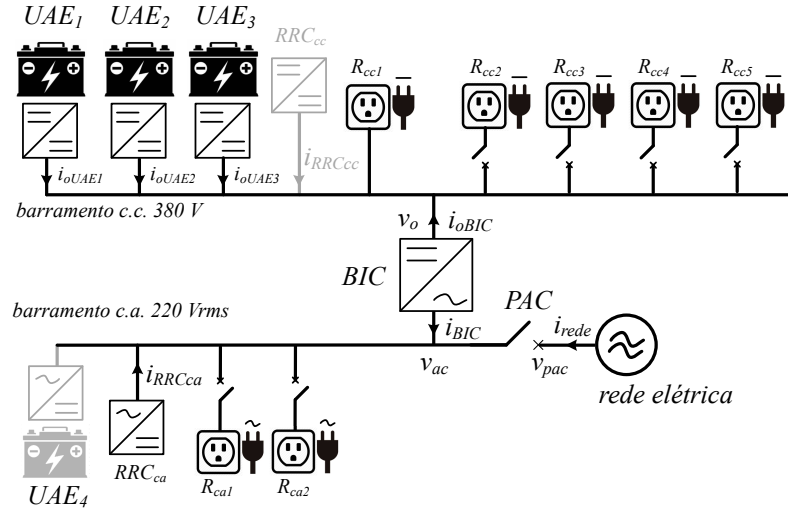
### 5.5.2 Transição entre os modos de operação: conectado e ilhado

A operação da  $nG_h$  simulada nessa subseção demonstra o seu desempenho durante as transições de conectada para ilhada e *vice-versa*. Para a transição de conectada para ilhada foram consideradas duas situações: a primeira com geração e sem carga no lado c.a., a segunda situação, lado c.a. com carga e sem geração. Essas duas situações têm o objetivo de analisar o desempenho do *BIC* em absorver e suprir potência ao lado c.a. durante as transições. A Figura 5.28 apresenta o diagrama da  $nG_h$  considerada na simulação e validação experimentalmente, a  $UAE_4$  e o  $RRC_{cc}$  não foram considerados durante as simulações para efeito de simplificação. Na Tabela 5.8 são apresentados os valores de resistência de carga e os ganhos de tensões, correntes e potências ( $H_i$ ,  $H_v$  e  $H_p$ ) empregados para a conversão em *p.u.* a fim de se ajustar as escalas verticais para uma visualização mais adequada dos resultados.

A Figura 5.29 apresenta as formas de onda da tensão e correntes do *BIC* e da rede no lado c.a., as tensões de saída no lado c.c. e do *dc interlink*, as correntes de saída das *UAEs*



Figura 5.28: Diagrama da  $nG_h$  simulada.



Fonte: Resultados da Pesquisa

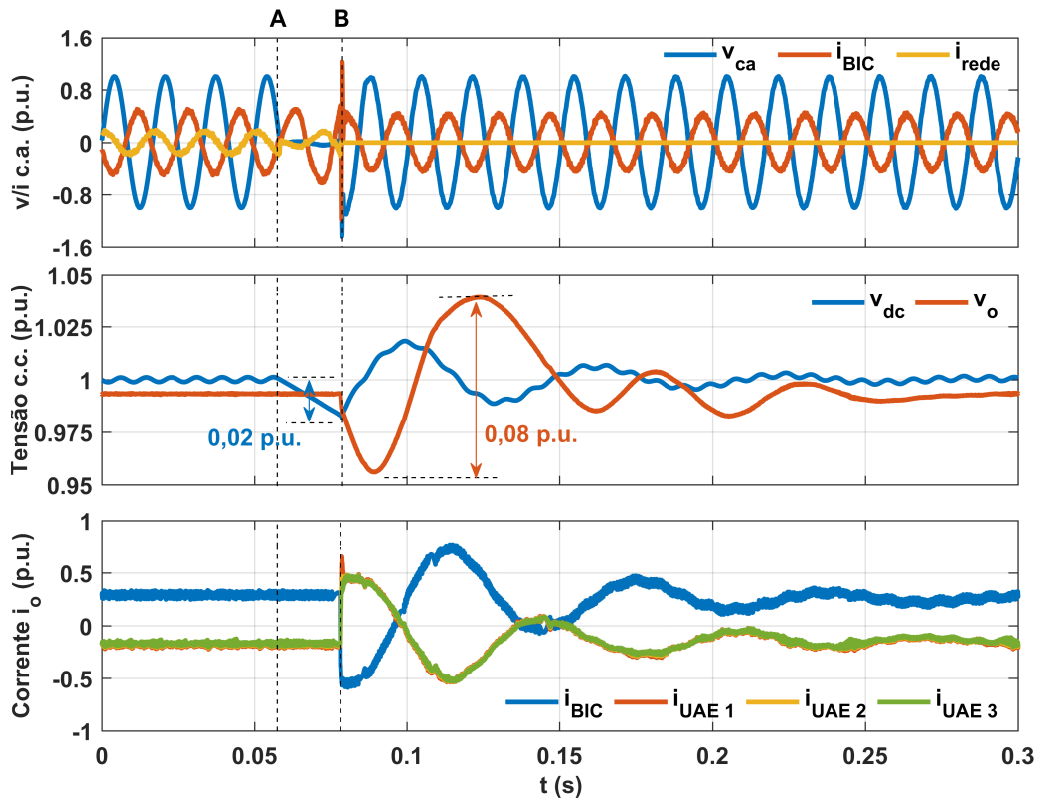
1,2 e 3. Nessa condição de operação da  $nG_h$  há apenas a carga  $R_{cc1}$  conectada no lado c.c. e o  $RRC_{ca}$  injetando 1 kW. Em  $t = 0,055$  s (A) ocorre um curto-circuito no PAC e em  $t = 0,074$  s (B), após detectada a anomalia na rede, é comandado simultânea a desconexão do PAC e a troca de operação do BIC, passando de seguidor de rede para formador de rede no lado c.a. Entre os instantes (A) e (B) o *dc interlink* sofre um afundamento de tensão em torno de 0,02 p.u.. Em  $t < 0,05$  s, as UAEs encontram-se em modo de carga drenando uma corrente de 0,155 p.u. cada uma e o BIC transferindo potência do lado c.a. para o lado c.c. Imediatamente após o instante (B), pode-se observar que a perturbação no *dc interlink*, causada pela troca de controle, é refletida na tensão do barramento c.c. com uma oscilação máxima de 0,08 p.u., que leva as UAEs a operarem em modo de descarga. Após  $t > 0,25$  s, as tensões no barramento c.c. e no *dc interlink* encontram-se e como há geração sem carga no lado c.a., a potência é transferida para o lado c.c., o que leva as UAEs a operarem no modo carga com 0,12 p.u. de corrente cada uma.

O resultado da transição entre o modo conectado e ilhado, havendo apenas carga no lado c.a., é apresentado na Figura 5.30. Na condição inicial da  $nG_h$ ,  $t < 0,05$  s, as cargas  $R_{ca1}$  e  $R_{ca2}$  estão conectadas ao barramento c.a. e as UAEs encontram-se em modo de carga, drenando uma corrente de 0,155 p.u. cada uma. A rede elétrica fornece toda a potência para a  $nG_h$ , sendo 1,25 kW para alimentar as cargas  $R_{ca1}$  e  $R_{ca2}$  e o restante é transferido ao lado c.c. alimentando as UAEs e a carga  $R_{cc1}$ . Em  $t = 0,055$  s (A) ocorre um curto-circuito no PAC e em  $t = 0,073$  s (B) é realizada a desconexão, momento em

Tabela 5.8: Resistores de carga e ganhos de tensão/corrente/potência para conversão em p.u.

Item	Valor	Item	Valor
$R_{cc1}$	500 $\Omega$	$R_{ca1}$	76 $\Omega$
$R_{cc2}$	266 $\Omega$	$R_{ca2}$	76 $\Omega$
$R_{cc3,4,5}$	133 $\Omega$	$H_{i_oRRC_{cc}}$	1/5 A
$H_{i_{ca} BIC rede}$	1/15 A	$H_{v_{ca}}$	1/311 V
$H_{i_o BIC}$	1/10 A	$H_{v_o}$	1/380 V
$H_{i_o UAE_{1,2,3}}$	1/4 A	$H_{v_{dc}}$	1/600 V
$H_{pBIC}$	1/4000 W	$H_{pcargas}$	1/4000 W
$H_{pUAE_{1,2,3}}$	1/1600 W	$H_{pUAE_4}$	1/800 W
$H_{pRCC_{cc}}$	1/2000 W		

Figura 5.29: Transição da  $nG_h$  de conectada para ilhada sem carga no barramento c.a.

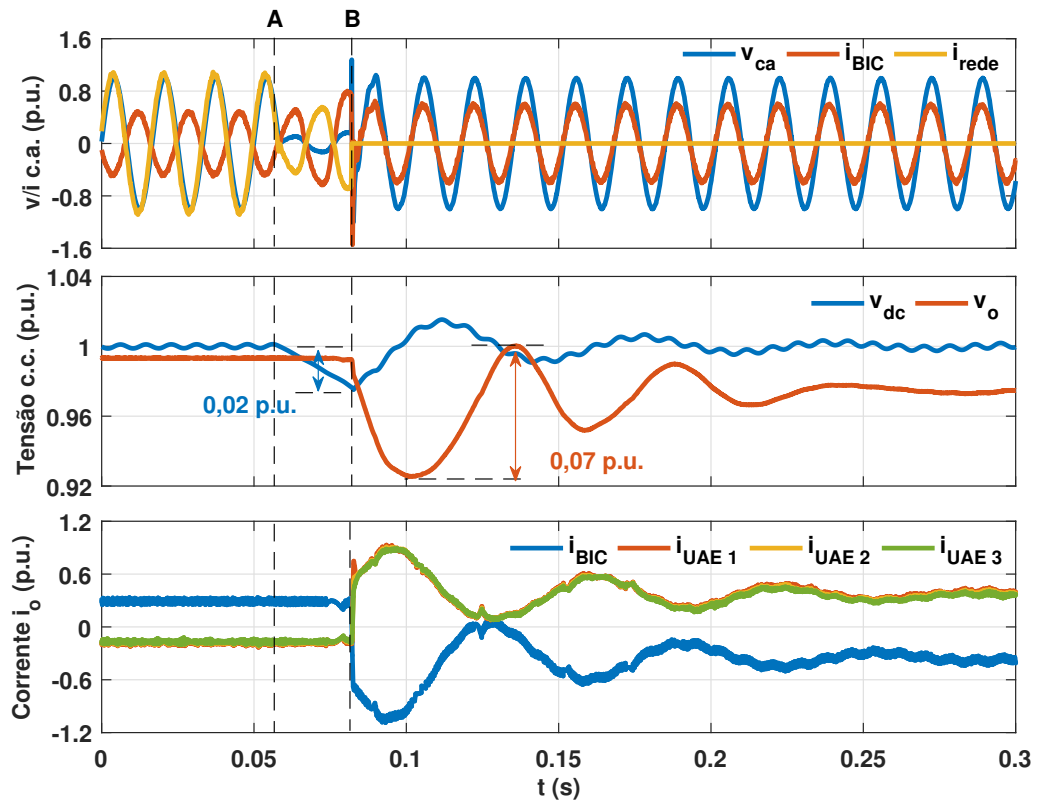


Fonte: Resultados da Pesquisa

que o *BIC* começa a operar em modo formador de rede no lado c.a. Entre os instantes (A) e (B), o *dc interlink* sofre um afundamento de tensão de 0,02 p.u.. A perturbação causada na tensão do barramento c.c. apresenta uma oscilação máxima de 0,07 p.u. e, em comparação com a oscilação do da Figura 5.29, no barramento c.c. não teve sobretensão.

Após  $t > 0,25$  s, o sistema entra em regime estacionário e as UAEs operaram no modo descarga, suprindo as cargas  $R_{ca1}$  e  $R_{ca2}$  no lado c.a. através do  $BIC$  e  $R_{cc1}$  no lado c.c.

Figura 5.30: Transição da  $nG_h$  de conectada para ilhada com carga no barramento c.a.

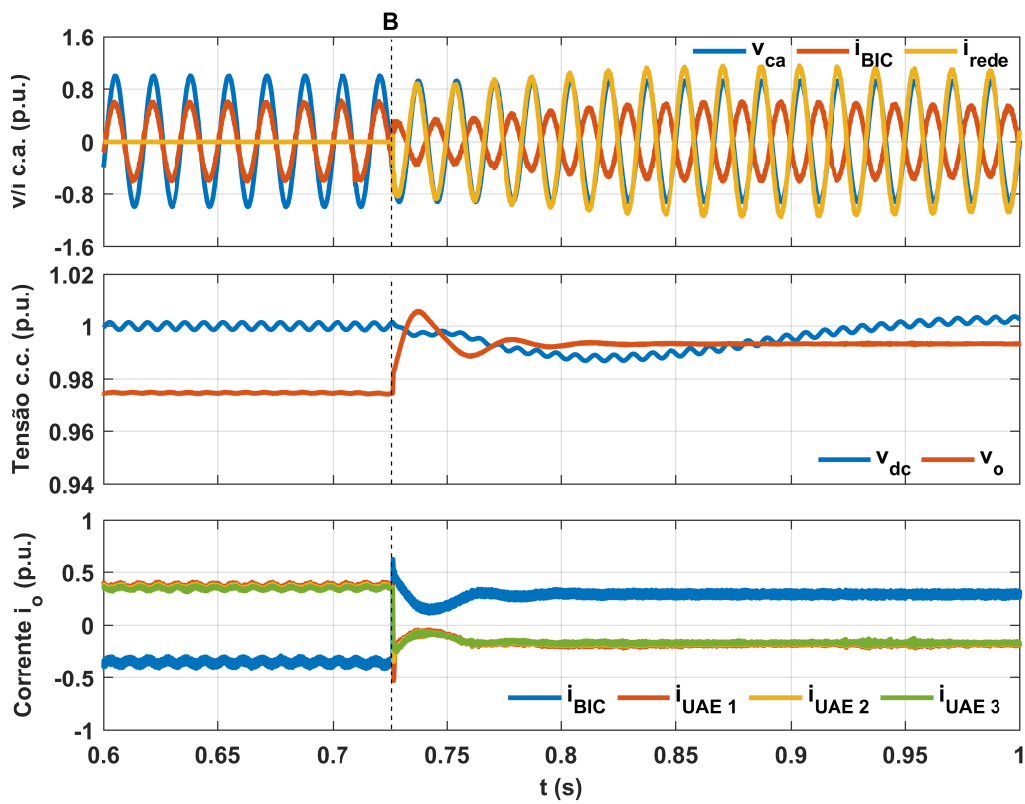


Fonte: Resultados da Pesquisa

A Figura 5.31 apresenta as formas de onda da tensão e corrente dos conversores da  $nG_h$  durante a reconexão, que ocorre no instante  $t = 0,73$  s (B). A condição inicial da  $nG_h$ ,  $t < 0,6$  s, corresponde ao instante  $t = 0,3$  s na Figura 5.30. A tensão no PAC ( $v_{pac}$ ) é restabelecida em  $t = 0,5$  s com amplitude de 0,92 p.u. e uma diferença de fase em relação à tensão no barramento c.a. ( $v_{ca}$ ) de  $\Delta\theta = 22^\circ$ , conforme apresentado na Figura 5.32. Detectada as condições de normalidade pelo bloco de monitoramento do PAC no circuito  $PLL$ , Figura 5.5, o bloco ‘referência interna’ inicia o processo de resincronização através de uma perturbação lenta ( $\hat{\omega}_{ressinc}$ ) na frequência da tensão  $v_{ca}$ . Observa-se na Figura 5.32 que em  $t = 0,71$  s (A) a diferença entre fases é  $\Delta\theta \approx 0$ , momento em que ocorre o envio da informação ‘ressincronizado’ para que a referência (fase e frequência) da tensão  $v_{ca}$  seja trocada para a da tensão  $v_{pac}$  e, na sequência, o ajuste da amplitude da tensão  $v_{ca}$ , que é reduzida gradualmente até 0,92 p.u.. Em  $t = 0,73$  s (B), a tensão  $v_{ca}$  possui amplitude

igual à  $v_{pac}$ , então é realizada a conexão com o PAC e a troca do modo de operação do *BIC*. Durante o processo de resincronização e reconexão é necessário aguardar em torno de 4 min, após o retorno do PAC às condições nominais, para a reconexão. Nessa simulação, o processo foi reduzido para que fosse possível a visualização do procedimento. Observa-se na Fig. 5.31 que as condições na  $nG_h$  retornam para as condições antes do ilhamento, que ocorreu em  $t = 0,55$  s (A) na Fig. 5.30, com exceção da amplitude da tensão no PAC.

Figura 5.31: Reconexão da  $nG_h$  à rede elétrica.

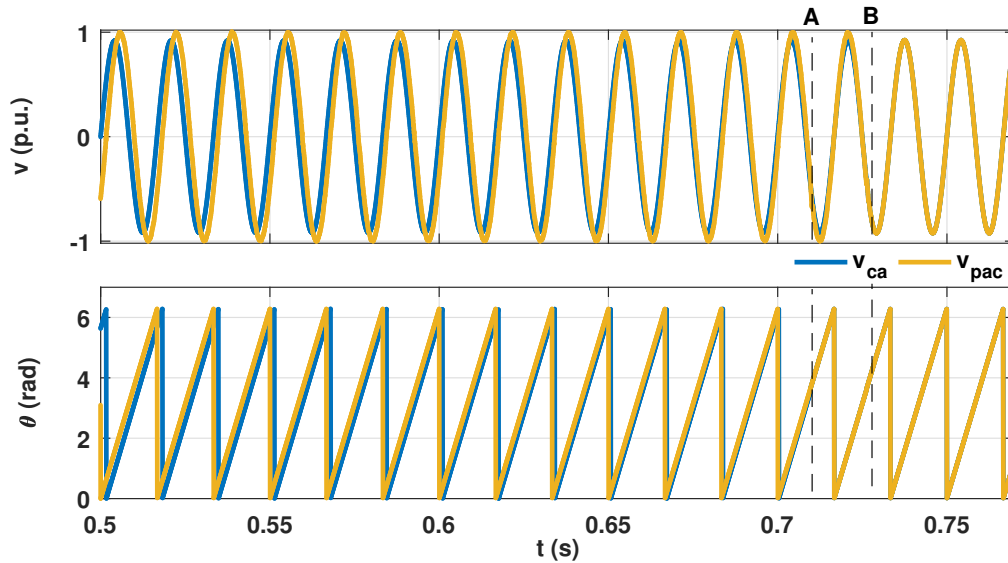


Fonte: Resultados da Pesquisa

### 5.5.3 Operação e ilhada

A fim de analisar o desempenho do  $nG_h$  operando ilhada e sob perturbações de carga tanto no lado c.a. quanto no c.c., foram realizadas conexões e desconexões de resistores de carga nos barramentos. A Figura 5.33 apresenta as formas da tensão e correntes do *BIC* e as correntes da rede e UAEs 1,2 e 3. A condição inicial da  $nG_h$ ,  $t < 1$  s, é com as cargas  $R_{cc1}$ ,  $R_{ca1}$  e  $R_{ca2}$  conectadas aos seus respectivos barramentos e sendo alimentadas pelas UAEs, que possuem a mesma corrente de saída sendo 0,34 p.u.. Em  $t = 1$  s (A),  $R_{cc2}$  é conectado ao barramento, aumentando a corrente de saída das UAEs para 0,48 p.u. e nos

Figura 5.32: Ressincronização da  $nG_h$  com a rede elétrica.



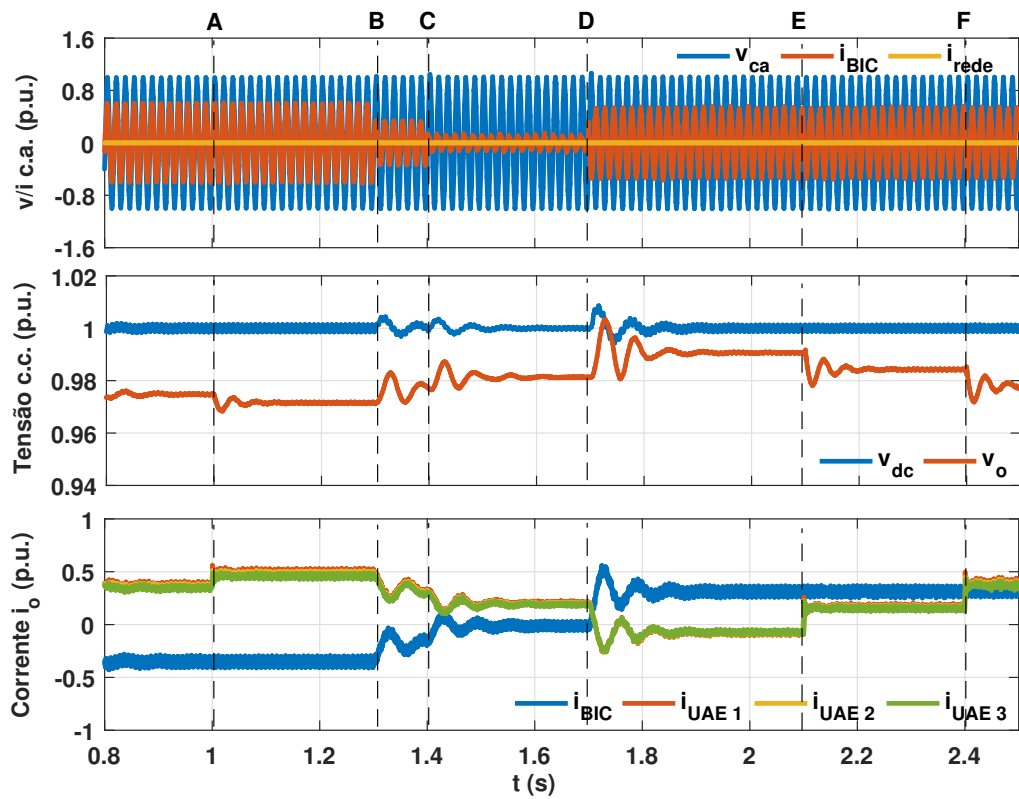
Fonte: Resultados da Pesquisa

instantes  $t = 1,3$  s (B)  $t = 1,4$  s (C) são desconectadas  $R_{cca1}$  e  $R_{cca2}$ , respectivamente. Nessa condição o lado c.a. encontra-se sem carga e a corrente de saída do *BIC* no lado c.c. é nula e sua corrente de saída no lado c.a. possui apenas componente reativa para a síntese da tensão  $v_{ca}$  sobre o capacitor  $C_f$  do filtro *LC*.

No instante  $t = 1,7$  s,  $RCC_{ca}$  passa a injetar 1,2 kW no lado c.a., que é refletido com um aumento de tensão no lado c.c., fazendo com que as UAEs entrem no modo de carga a fim de regular o nível de tensão do barramento. As UAEs são recarregadas com uma corrente de 0,05 p.u., cada uma, e como consequência, a queda de tensão do barramento c.c. devido ao efeito *droop* é atenuada em  $0,01p.u.$ . No instante  $t = 2,1$  s  $R_{cc3}$  é conectada ao barramento levando as UAEs a operarem no modo descarga. Em  $t = 2,4$  s  $R_{cc4}$  é conectado ao barramento c.c. aumentando a corrente de descarga das UAEs para 0,4 p.u. produzindo um afundamento de tensão no barramento c.c. para 0,98 p.u.

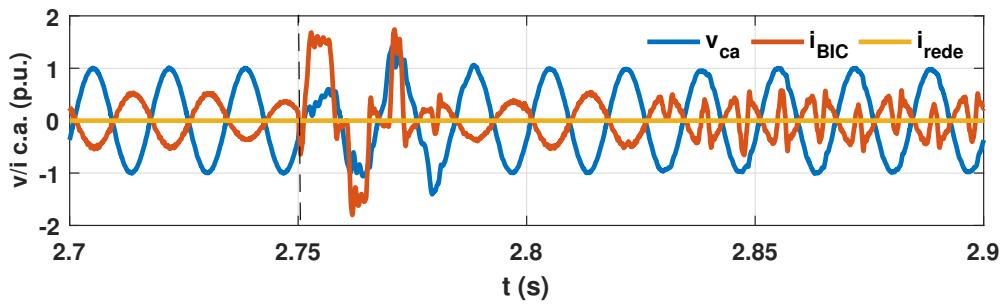
A Figura 5.34 apresenta as formas de onda da tensão e corrente do *BIC* no lado c.a. durante a conexão de carga não linear, cujo circuito é apresentado na Figura 5.35. Inicialmente há apenas o  $RRC_{ca}$  injetando 1,2 kW no lado c.a. e em  $t = 2,75$  s, a carga não linear é conectada ao barramento. A pré-carga no capacitor da carga produz picos de corrente no *BIC* de 1,18 p.u. que gera distúrbios na tensão  $v_{ca}$  e após  $t > 2,8$  s a estabilidade é retornada.

Figura 5.33: Formas de onda de tensão e corrente na  $nG_h$  operando em modo ilhado.



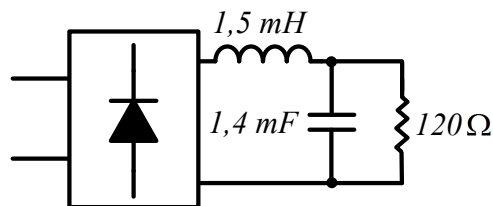
Fonte: Resultados da Pesquisa

Figura 5.34:  $nG_h$  operando ilhada com carga não linear no barramento c.a.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Figura 5.35: Carga não linear.



Fonte: Resultados da Pesquisa

## 5.6 Resultados experimentais

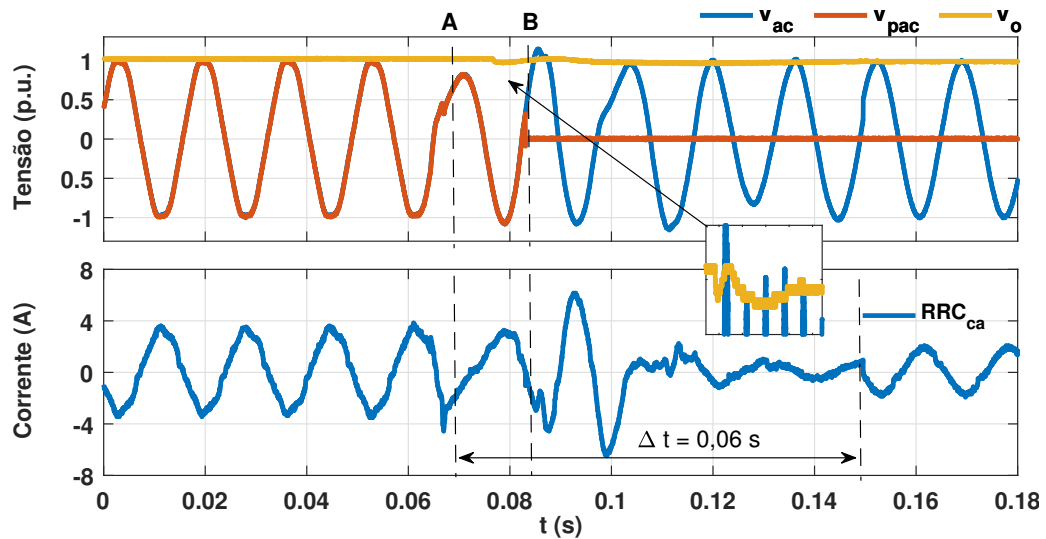
Nesta seção são apresentados resultados experimentais da  $nG_h$  operando conectada e ilhada da rede elétrica sob perturbações de cargas, além disso, é apresentado o desempenho da  $nG_h$  durante as transições de conectada para ilhada. A configuração da  $nG_h$  experimental é apresentado na Figura 5.28, os valores dos resistores que representam as cargas e ganhos utilizados para conversão em *p.u.* são apresentados na Tabela 5.8.

### 5.6.1 Transição entre modo conectado para ilhado

Para a análise da transição de conectada para ilhada, foram monitoradas as tensões no PAC ( $v_{pac}$ ), nos barramentos c.a. ( $v_{ca}$ ) e c.c. ( $v_o$ ) e a corrente de saída do  $RRC_{ca}$ . Foi arbitrado como critério para indicar se a transição foi bem sucedida o funcionamento do  $RRC_{ca}$ , se permanecer ligado durante e depois da transição, indica que o  $BIC$  foi eficiente em isolar a falta e estabelecer a tensão do barramento c.a. Para emular uma falta de rede, o procedimento adotado foi seccionar o disjuntor localizado entre a rede elétrica e o PAC. A configuração inicial do lado c.c. da  $nG_h$  consistiu nas cargas  $R_{cc1}$  e  $R_{cc2}$  conectadas ao barramento e as UAEs 1,2 e 3 em modo de carga, o que leva o  $BIC$  a drenar cerca de 1,4 *kW* do lado c.a. para alimentar o lado c.c.

A Figura 5.36 apresenta as formas de onda das tensões e corrente durante o ilhamento, onde no lado c.a. da  $nG_h$  há apenas o  $RRC_{ca}$  injetando 0,47 *kW*. No instante  $t \approx 0,06$  s ocorre o seccionamento do disjuntor e em  $t = 0,073$  s (A) o  $BIC$  detecta a anomalia e comanda a desconexão do PAC, que só ocorre em  $t = 0,084$  s (B) devido ao tempo de resposta do dispositivo eletromecânico, e a troca do modo de operação, iniciando o modo formador de rede do lado c.a. Durante a transição, a oscilação observada em  $v_o$  foi de 0,04 *p.u.* e o intervalo de tempo para estabilizar a tensão  $v_{ca}$  foi  $\Delta t \approx 0,06$  s e que, nesse período, o  $RRC_{ca}$  reduz a corrente injetada de forma a não contribuir com a anomalia da rede e, após a estabilização da tensão  $v_{ca}$ , volta a injetar uma potência menor até que seu algoritmo de monitoramento detecte condições de normalidade para retorno da condição antes do ilhamento.

O resultado da transição de modo conectado para ilhado considerando carga no lado c.a. é apresentado na Figura 5.37. Nessa condição, as cargas  $R_{ca1}$  e  $R_{ca2}$  estão conectadas

Figura 5.36: Transição da  $nG_h$  de conectada para ilhada sem carga no barramento c.a.

Fonte: Resultados da Pesquisa

ao barramento e consomem juntas cerca de 1,2 kW, o  $RRC_{ca}$  opera injetando 0,47 kW. O seccionamento do disjuntor ocorre em  $t \approx 0,055$  s e a anomalia é detectada em  $t = 0,06$  s (A), onde é comandada a troca de operação do  $BIC$  e a desconexão do PAC, sendo concluída a abertura da chave somente em  $t = 0,077$  s (B). Observa-se uma perturbação de 0,04 p.u. na tensão  $v_o$  durante a transição do modo de operação e um intervalo de tempo  $\Delta t \approx 0,08$  s para a estabilização da tensão  $v_{ca}$ . A forma de onda da corrente  $R_{ca}$  durante a transição com carga no barramento c.a. apresentou-se mais distorcida quando comparada à condição sem carga no lado c.a., Figura 5.36, entretanto, em ambas as condições a tensão no barramento c.a. foi mantida.

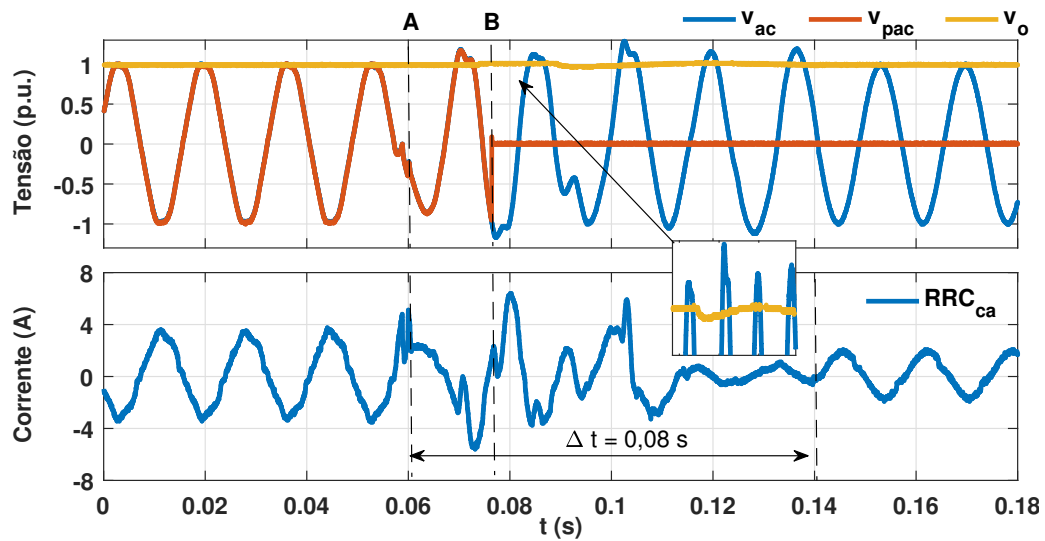
### 5.6.2 Operação em modo conectado e ilhado

Para análise da operação da  $nG_h$ , o  $RRC_{cc}$  e a  $UAE_4$  operaram com controle de potência, sendo suas referências arbitradas para efeito de simplificação. Em condições reais, a referência de potência do  $RRC_{cc}$  seria proveniente de um algoritmo de emulação de GD ou  $mppt$  e a referência da  $UAE_4$  originaria do  $CCnG$ . Entre os conversores no lado c.c. empregou-se o controle da correção do desvio da tensão média e entre as UAEs utilizou-se a correção do partilhamento de potência baseado em ajuste de coeficiente *droop* (apresentado na Seção 4.3.1).

A Figura 5.38 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de saída dos conversores



Figura 5.37:  $nG_h$  operando ilhada com carga não linear no barramento c.a.

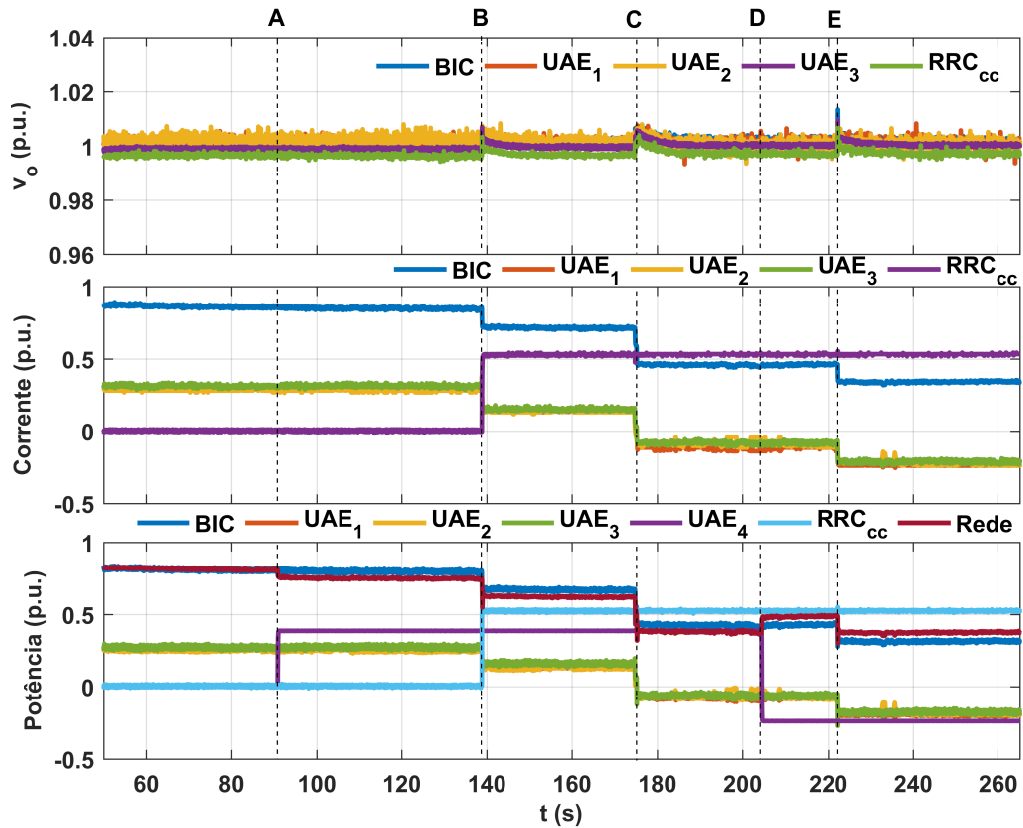


Fonte: Resultados da Pesquisa

conectados ao barramento c.c. e suas respectivas potências de saída, incluindo a potência injetada pela rede e a  $UAE_4$ . Em  $t < 90$  s todas as cargas do lado c.c. estão conectadas, totalizando cerca de 4,2 kW (incluindo as perdas do  $BIC$ ). Como isso, as  $UAEs$  1,2 e 3 operam em descarga fornecendo 0,27 p.u. de potência ao barramento c.c. e o  $BIC$ , 0,8 p.u. Como não há cargas no lado c.a., a potência fornecida pela rede é igual à do  $BIC$ . No instante  $t = 90$  s (A), a  $UAE_4$  recebe a referência para injetar 0,37 p.u., diminuindo dessa forma a parcela de potência entregue pela rede em cerca de 0,08 p.u. (com relação à sua base). Em  $t = 138$  s (B), o  $RRC_{cc}$  recebe uma referência de 0,5 p.u. de potência, o que reduz as parcelas de potência fornecidas tanto pelo  $BIC$  quanto pelas  $UAEs$  do lado c.c.

A desconexão simultânea das cargas  $R_{cc4}$  e  $R_{cc5}$  ocorre em  $t = 175$  s (C), produzindo uma redução da carga total do lado c.c. em aproximadamente 2 kW. Essa parcela corresponderia a uma redução 0,5 p.u. na potência do  $BIC$ , todavia, a sua redução foi de 0,22 p.u.. Isso se deve a alteração do ponto de operação das  $UAEs$ , passando de descarga para carga, dessa maneira, parte da potência que alimentava as cargas  $R_{cc4}$  e  $R_{cc5}$  agora recarrega as  $UAEs$ . Embora a potência de recarga das  $UAEs$  sejam iguais, nota-se uma diferença mais acentuada entre as correntes de saída da  $UAE_1$  e  $UAE_3$ , cerca de 0,04 p.u., causada pelo aumento da resistência equivalente de linha para essa dada situação de carga. Em  $t = 205$  s (D), a  $UAE_4$  recebe uma referência de  $-0,25$  p.u. de potência, resultando

Figura 5.38:  $nG_h$  operando em modo conectado à rede elétrica.



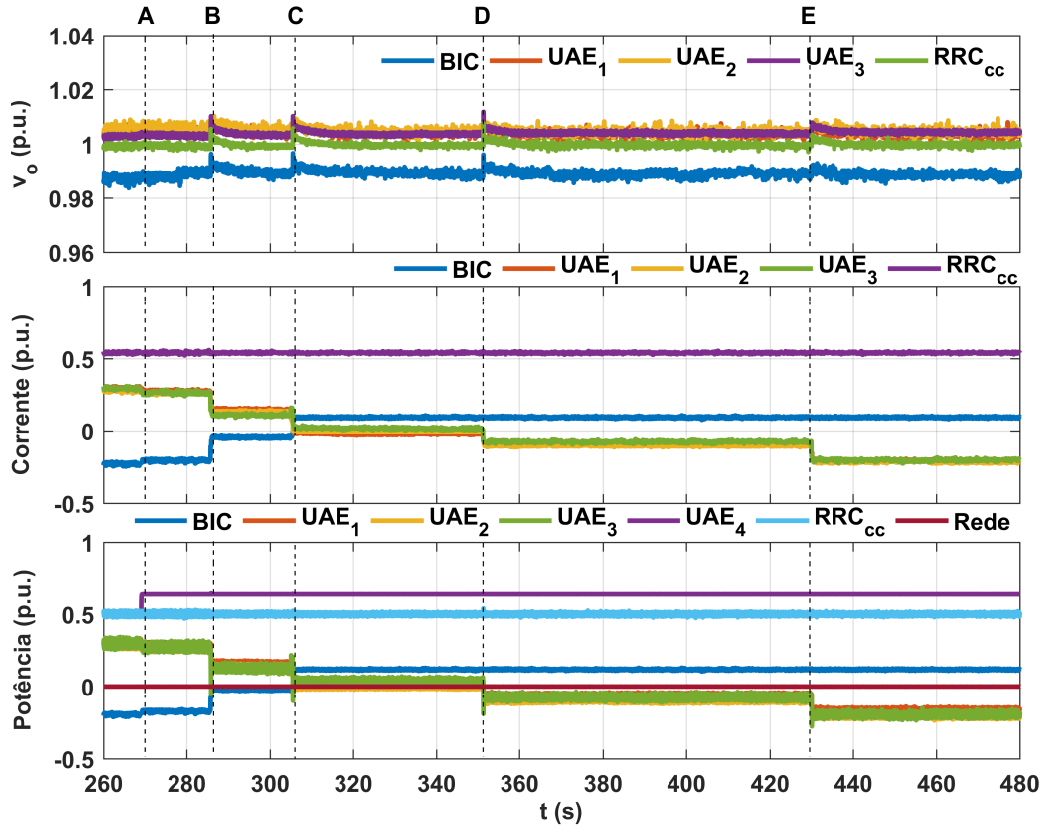
Fonte: Resultados da Pesquisa

em um aumento da potência fornecida pela rede em 0,12 p.u.. Finalmente, em  $t = 222$  s (E), a carga  $R_{c3}$  é desconectada do barramento c.c. e parte da potência que a alimentava agora é consumida pelas UAEs do lado c.c., sendo essas recarregadas com  $-0,15$  p.u., cada uma. As tensões  $v_o$  dos conversores no lado c.c. se mantiveram próxima do valor nominal durante toda a operação, conforme apresentado na Figura. 5.38, demonstrando a eficiência da correção do desvio de tensão.

O resultado da operação da  $nG_h$  operando de forma ilhada e sob perturbações de carga é apresentado na Figura 5.39. Em  $t < 270$  s as cargas  $R_{cc1}$ ,  $R_{cc3}$ ,  $R_{ca1}$  e  $R_{ca2}$  estão conectadas, o  $RRC_{cc}$  opera fornecendo 0,5 p.u. de potência e o  $RRC_{ca}$  fornece 0,23 p.u. Nessa condição, as UAEs do lado c.c. fornecem 0,33 p.u. de potência, cada uma, e o BIC transfere 0,2 p.u. para alimentar o barramento c.a.

No instante  $t = 270$  s (A), o  $RRC_{ca}$  para de operar e a UAE<sub>4</sub> recebe uma referência de 0,63 p.u. de potência para compensar a falta do  $RRC_{ca}$ . Em  $t = 287$  s (B) ocorre a desconexão de  $R_{ca1}$ , isso leva o BIC a diminuir a potência fornecida para 0,03 p.u. a

Figura 5.39:  $nG_h$  operando em modo ilhado à rele elétrica.



Fonte: Resultados da Pesquisa

fim de complementar a parcela de carga que a  $UAE_4$  não consegue fornecer. No instante  $t = 305$  s (C)  $R_{cc2}$  é desconectada e a potência fornecida pela  $UAE_4$  é transferida ao lado c.c. pelo  $BIC$ , que com o  $RRC_{cc}$  possuem potência suficiente para alimentar todas as cargas do lado c.c., levando as UAEs 1, 2 e 3 a operarem a vazio, conforme pode ser observado pelas suas respectivas correntes de saída. Em  $t = 350$  s,  $R_{cc3}$  é desconectada e  $R_{cc2}$  é ligada. Como  $R_{cc2} > R_{cc3}$ , as UAEs entram em recarga e, por último, no instante  $t = 430$  s (E)  $R_{cc2}$  é desconectada, o que aumenta a potência de recarga das UAEs para 0,2 p.u. A tensão  $v_o$  do  $BIC$  apresentou maior desvio, cerca de 0,01 p.u., pois na operação ilhada não atua na regulagem do barramento c.c., que fica a cargo das UAEs.

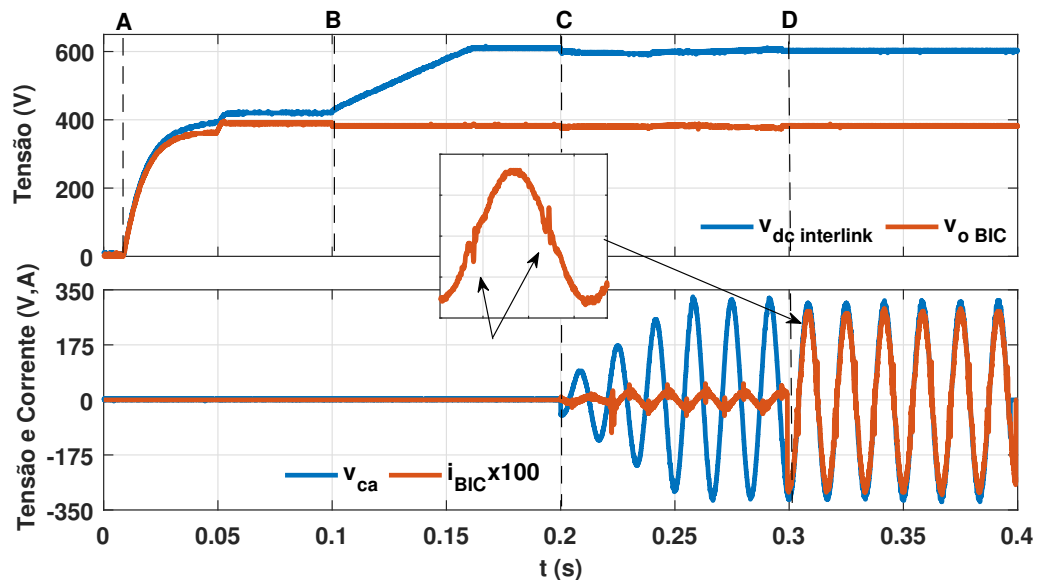
### 5.6.3 Operação *black start*

Essa operação consiste em energizar os barramentos c.c. e c.a. sem a rede elétrica conforme apresentado na Figura 5.40. O início do processo, que ocorre em  $t = 0,01$  s (A), é realizado pelo conversor  $DAB$ , que energiza o barramento c.c. regulando-o em 380 V.

Uma vez energizado o barramento c.c., o *BIC* entra em operação no instante  $t = 0,1$  s (B) e o estágio c.c. do conversor inicia o carregamento do *dc interlink*.

Uma vez que a tensão no *dc interlink* esteja no seu valor de referência, o estágio c.a. do *BIC* inicia a síntese de tensão no barramento c.a. ( $v_{ca}$ ), que ocorre em  $t = 0,2$  s (C). Conforme demonstrado na Figura 5.40, a tensão  $v_{ca}$  cresce em rampa, evitando surtos de corrente e permitindo diagnosticar se há alguma falha, por exemplo, curto-circuito no barramento. Com a tensão  $v_{ca}$  estabilizada, o *RRC<sub>ca</sub>* entra em operação no instante  $t = 0,3$  s (D), como não há carga no lado c.a., o *BIC* absorve toda a potência injetada. Para fins de visualização, a corrente do *BIC* no lado c.a. ( $i_{BIC}$ ) foi multiplicada por 100. Durante a passagem de  $i_{BIC}$  pelo zero, observa-se uns *spikes* em sua forma de onda. Essas perturbações correspondem ao método empregado para detecção de ilhamento do *RRC<sub>ca</sub>*, que é descrito em [224]. Como a rede c.a. da  $nG_h$ , no modo ilhado, é “fraca”, essas perturbações são mais visíveis.

Figura 5.40: Energização dos barramentos da  $nG_h$  em modo ilhado.



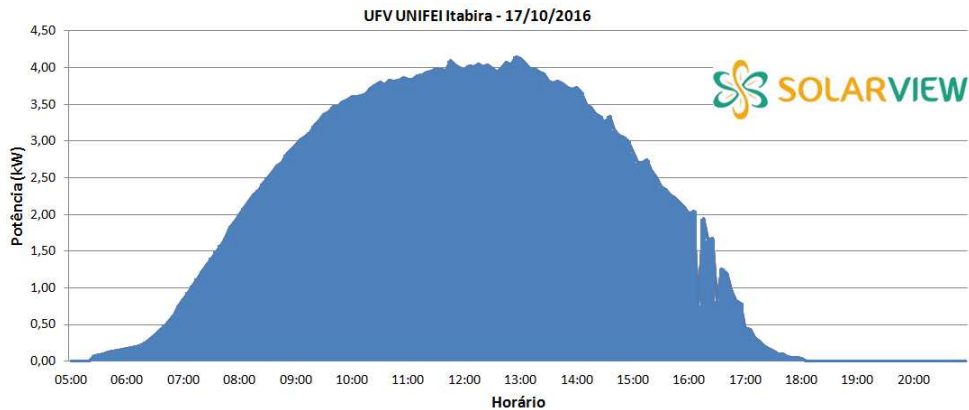
Fonte: Resultados da Pesquisa

### 5.6.4 Gerador distribuído - GD

De modo a analisar o sistema de emulação da GD que compõe o barramento c.c., o conversor *boost* que compõe o *RRC<sub>cc</sub>* é controlado como fonte de potência, sendo sua referência fornecida pelo *CCnG* através da rede de comunicação *CAN*. No *CCnG* há um vetor de 240 pontos de referência de potência, que compreende um dia de geração

fotovoltaica obtido através do sistema de monitoramento da empresa SolarView, conforme apresentado na Figura 5.41.

**Figura 5.41: Geração fotovoltaica monitorada através do sistema SolarView.**



Fonte: Resultados da Pesquisa

Através de uma rotina de programação no *CCnG*, é configurado o intervalo de tempo entre os envios dos valores de referência da potência, com isso consegue emular um dia de geração através de (5.29), onde  $t_s$  é o tempo em segundos para envio das referências e  $t_{1dia}$  será o tempo real em horas que equivalem a um dia.

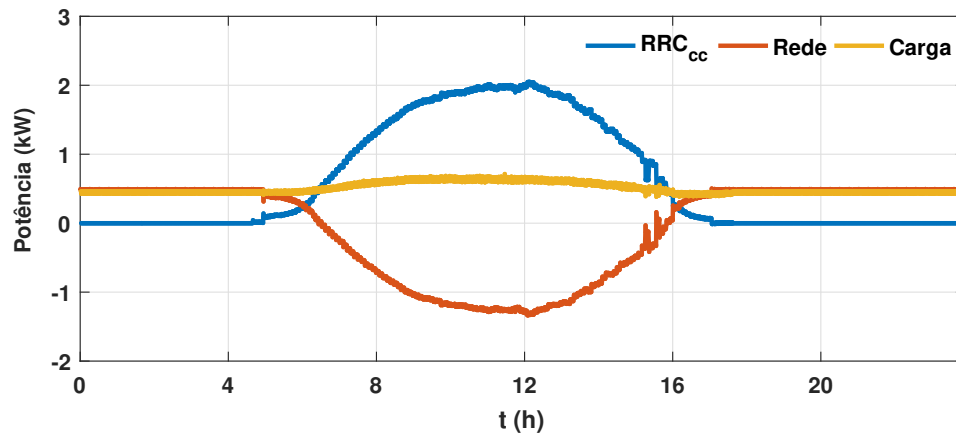
$$t_{1dia} = \frac{240t_s}{3600} \quad (5.29)$$

A Figura 5.42 apresenta as curvas de potência da  $nG_h$  com o GD emulado, sendo  $t_s = 30$  s e uma carga constante de 0,5 kW. Pode-se observar que, próximo das 7 h, a geração começa a ficar maior que a carga e o excedente de potência é enviado para a rede. Entre o intervalo de tempo em que a geração é maior que a carga, observou-se um aumento de carga com um perfil do formato da curva de geração que é devido às perdas no estágio de conversão do *BIC*. Como a potência da rede é medida no PAC, as perdas no conversor é contabilizada como carga.

## 5.7 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou o desenvolvimento dos controles dos níveis zero e primário de cada componente da  $nG_h$ . A estrutura de controle primária utilizada no *BIC*, que permite a transição entre modos de operação, consistiu no emprego de duas malhas de tensão externas à malha de controle da corrente no indutor de saída do lado c.a. Em cada

Figura 5.42: Geração fotovoltaica emulada.



Fonte: Resultados da Pesquisa

modo de operação há apenas uma malha de tensão ativa, sendo a que controla a tensão do *dc interlink* fica ativa no modo de operação conectado e no modo ilhada, a malha de controle da tensão sobre o capacitor do filtro *LCL*. Para as UAEs do lado c.c. da  $nG_h$ , a estrutura de controle utilizada baseia-se na técnica *DBS* para realizar a transição entre os modos de controle: fonte de tensão e fonte de corrente. A UAE do lado c.a. é operada como fonte de potência, fazendo necessário o emprego de um controle centralizado que defina a sua referência de potência.

Os resultados de simulações e experimentais do protótipo da  $nG_h$  foram apresentados e discutidos. O método utilizado para detecção de ilhamento não intencional mostrou-se eficiente. O resultado apresentado demonstra que o sistema atende ao critério de teste estabelecido na recomendação IEEE 1547.

Os distúrbios da transição entre os modos de operação conectado para ilhado e vice-versa, foram reduzidos. Os resultados experimentais demonstraram que o *BIC* foi eficaz na detecção e na síntese da tensão do barramento c.a., garantido que o  $RRC_{ca}$  permanecesse ligado durante o transitório. O distúrbio na tensão do barramento c.c. durante a transição e os tempos de respostas das UAEs no lado c.c. manteve-se dentro de limites toleráveis, garantido que não houvesse atuação de proteção relacionada a tensão.

A completa operação da  $nG_h$ , com fluxo de potência entre os lados c.c. e c.a., o processo de carga e descarga das UAEs a fim de garantir o balanço de carga/geração pode ser observado tanto no modo conectado quanto ilhado. O controle do  $RRC_{cc}$  para emular um GD pode ser comprovado através da comparação com uma curva de potência real.

# Capítulo 6

## Equalização do *State of Charge* - *SoC*

---

Neste capítulo são apresentadas as principais abordagens utilizadas para se alcançar a equalização dos *SoCs* entre as baterias das UAEs. Devido à sua dinâmica ser lenta, em  $\mu G$  com controle hierárquico, a equalização de *SoCs* é comumente realizada no nível terciário, onde as escalas de tempo vão de dezenas de segundos até minutos. Além disso, neste capítulo são apresentadas contribuições ao método de equalização baseado em *voltage-shifting*.

### 6.1 Introdução

O nível terciário é o controle de mais alto nível onde se define os ajustes dos valores de tensão e corrente em regime permanente, que gerenciam o fluxo de potência entre a  $\mu G$  e a rede elétrica, promovendo uma operação econômica e otimizada [115, 116]. Em [232] é empregado o controle terciário para controlar o fluxo de potência no PAC e distribuir de forma proporcional a potência e o desbalanço entre fases para cada conversor compensar. A técnica utilizada é baseada no controle de potência (*Power Based Control*), onde o controle central gera uma referência global de potência. Em [166] o controle terciário é empregado para melhoria da eficiência global do sistema, utilizando os valores de referência para correção de desvio de tensão, geradas no nível secundário.

Nas  $\mu G$ s com UAEs distribuídas, o *SoC* de cada unidade deve ser balanceado para prolongar a vida-útil da bateria e evitar o sobreuso de uma certa unidade [166]. Para tanto, o sistema de gerenciamento de *SoCs* das UAEs deve ser considerado no nível terciário, onde é realizado as referências de potência para a  $\mu G$ , conforme apresentado anteriormente.

Em [233] o balanço de *SoC* é realizado no nível terciário através do controle direto da corrente de saída dos conversores, mantendo-o dentro dos limites superior e inferior (para prevenir sobrecarga ou subcarga). Se o *SoC* atinge seu limite superior, a corrente de referência para o controle local será a corrente de descarga; se o limite inferior é alcançado, a corrente de referência será a corrente de recarga das baterias. Em [234] o controle terciário é empregado em uma  $nG_h$  com *Power Based Control* a fim de promover, simultaneamente, compartilhamento proporcional e a equalização de *SoCs* entre as UAEs localizadas tanto no barramento c.c. quanto c.a. A técnica empregada garante a operação da  $nG_h$  tanto em modo conectado quanto ilhado, além disso, não depende do conhecimento prévio do modelo elétrico da rede.

## 6.2 Tipos de abordagens para alcançar a equalização de *SoC*

O emprego de UAEs distribuídas permite a implementação de diversas estratégias de gerenciamento de energia, que em grande parte abordam o partilhamento proporcional de potência durante a carga/descarga exigida na operação da  $\mu G$ . Uma desvantagem dessa abordagem é que não são consideradas as incompatibilidades entre as unidades, por exemplo, diferenças na eficiência dos conversores, *SoC* inicial, estado de saúde e a tecnologia das baterias. Nessa abordagem é considerada apenas a potência de saída dos *ESC*, o que pode resultar em desequilíbrio de *SoC* e a uma sobrecarga da bateria [235, 236]. Portanto, no controle da  $\mu G$  deve incorporar meios para equilibrar o *SoC* entre as UAEs que vão além do que apenas a potência de saída dos conversores.

As estratégias presentes na literatura sobre equalização de *SoC* podem ser categorizadas como i) com base em comunicação [164, 166, 180, 186, 235] ou ii) métodos descentralizados [66, 236, 237, 238]. Grande parte das técnicas empregadas para equalização de *SoC* em  $\mu G_{cc}$  são baseadas no ajuste do coeficiente *droop* em cada UAE com relação ao seu valor de *SoC*. Nos métodos baseados em comunicação, cada UAE informa seu *SoC* a fim de se obter o estado de carga médio ( $SoC_{avg}$ ) do sistema, que pode ser de forma centralizada ou distribuída, e a partir da diferença entre o *SoC* e  $SoC_{avg}$ , o coeficiente *droop* da UAE é ajustado [164, 235, 180] ou é definido a corrente de referência da saída da UAE [166].



Nos métodos descentralizados, as UAEs dependem apenas da informação do seu próprio *SoC*. Em [66, 236], o coeficiente *droop* de cada UAE ( $R_{dj}$ ) é modificado de maneira que  $R_{dj} \propto SoC_j^n$  durante a carga e  $R_{dj} \propto SoC_j^{-n}$  durante a descarga, onde  $n$  é um fator para ajuste de convergência. Quanto mais alto o  $n$ , mais rápida será a equalização, no entanto, o desvio de tensão do barramento c.c. será reduzido drasticamente. Em [237], um sistema de inferência *fuzzy* é usado para ajustar o coeficiente *droop*, o balanço do *SoC* é alcançado com o desvio de tensão reduzido, todavia há uma complexidade no projeto do controlador *fuzzy*. Em [238] a técnica de equalização consiste em produzir um termo que realize um deslocamento na tensão de referência  $V_o^*$  e que seja proporcional ao *SoC*. Esse termo é definido como  $\alpha_j SoC_j$ , todavia a definição do  $\alpha_j$  é baseada nos limites operacionais da  $\mu G$  e no conhecimento prévio da carga no barramento e das diferenças iniciais entre os *SoCs*.

Considerando as  $\mu G_{cc}$ , as abordagens adotadas para equalização de *SoC* utilizam os mesmos princípios empregados para corrigir o partilhamento proporcional de potência/carga apresentados na Seção 4.2. Em  $\mu G_h$  com UAEs distribuídas de forma heterogênea, a equalização de *SoC* é alcançada através de um controle terciário, que é realizado de forma centralizada. O método proposto, que será apresentado a seguir é empregado em  $\mu G_{cc}$  e baseado em *voltage-shifting*, tendo como característica a previsibilidade do tempo de equalização e não depender de parâmetros da  $\mu G$ , como a carga total e modo de operação para alcançar a equalização.

### 6.3 Método proposto para equalização de *SoC* baseado em *voltage-shifting*

A referência de tensão do controle *droop* é definida como (6.1), onde  $V_o^*$  é a tensão de circuito aberto,  $R_d$  é o coeficiente *droop* e  $\delta v_{SoC}$  é o termo de deslocamento da tensão, que depende da estimativa do *SoC* da UAE,  $i_o$  é a corrente de saída do conversor medida no lado do barramento c.c.

$$v_o^* = V_o^* - R_d i_o + \delta v_{SoC} \quad (6.1)$$

O estimador de *SoC* utilizado é baseado no contador de *coulomb* (6.2), onde  $SoC_j(t)$  e  $SoC_j(0)$  são os estados de carga atual e inicial da UAE  $j$ , respectivamente,  $C_{Aj} = 3600C_{Ah}$

é a capacidade, em Joules, da bateria que compõe a UAE, sendo  $C_{Ah}$  a capacidade em Ampère-hora.

$$SoC_j(t) = SoC_j(0) - \frac{1}{C_{Aj}} \int i_{batj}(t) dt \quad (6.2)$$

Assumindo que  $v_{bat}i_{bat} \approx v_o i_o$ , o estimador de *SoC* pode ser reescrito considerando a corrente de saída do conversor como:

$$SoC_j(t) = SoC_j(0) - \frac{n}{C_{Aj}} \int i_{oj}(t) dt \quad (6.3)$$

onde  $n = v_{bat}/v_o$ .

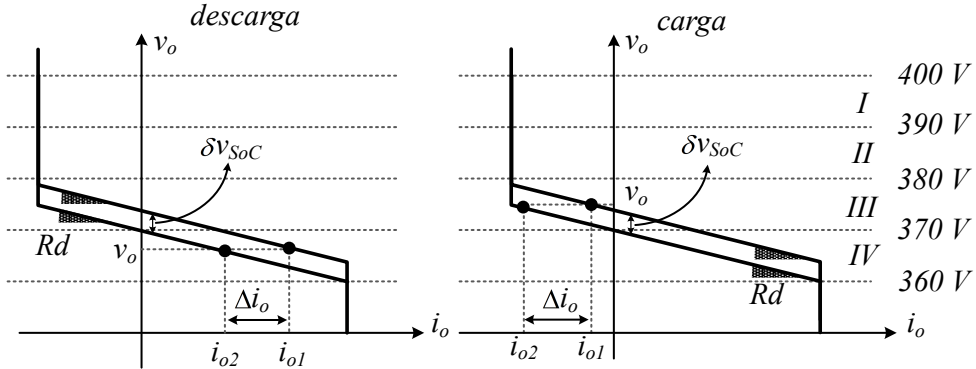
Para visualizar como uma mudança na referência de tensão pode contribuir para a equalização do *SoC*, considere duas UAEs idênticas, mas com  $SoC_1 > SoC_2$ , e que  $v_{o1}^* = v_{o2}^* + \delta v_{SoC}$ , para  $\delta v_{SoC} > 0$ . A Figura 6.1 ilustra o efeito do *voltage-shifting* no comportamento estático da UAE para os modos de carga e descarga. Pode-se observar que durante a descarga,  $i_{o1} = i_{o2} + \Delta i_o$ , onde  $\delta i_o = \delta v_{SoC}/R_d$ , portanto, a UAE com o *SoC* maior irá assumir, também, uma parcela maior de corrente de saída. Dessa maneira,  $SoC_1$  irá reduzir mais rápido que o  $SoC_2$ , de acordo com (6.3), diminuindo o desequilíbrio entre *SoCs*. Durante o modo de carga, a mesma situação irá impor  $i_{o1} = i_{o2} - \Delta i_o$ , portanto, a UAE com *SoC* mais baixo absorverá uma parte maior da corrente de carga, levando a um crescimento mais rápido do  $SoC_2$  em relação ao  $SoC_1$  e como consequência, a redução do desequilíbrio de *SoC*. Portanto, se  $\delta v_{SoC} \propto SoC$ , então a equalização de *SoC* é alcançada de maneira descentralizada. Entretanto, o *voltage-shifting* irá afetar o comportamento estático da UAE nos setores III e IV, da curva *DBS*, portanto,  $\delta v_{SoC}$  deve ser limitado tal que não afete a coordenação da  $\mu G$ . Com isso,  $\delta v_{SoC}$  é definido em (6.4) limitando o *voltage-shifting* da tensão de referência em  $\pm k_{DBS}$ , que é uma fração do setor *DBS*.

$$\delta v_{SoC_j} = k_{DBS} (2SoC_j(t) - 1) \quad (6.4)$$

### 6.3.1 Balanceamento de *SoC* com UAEs iguais

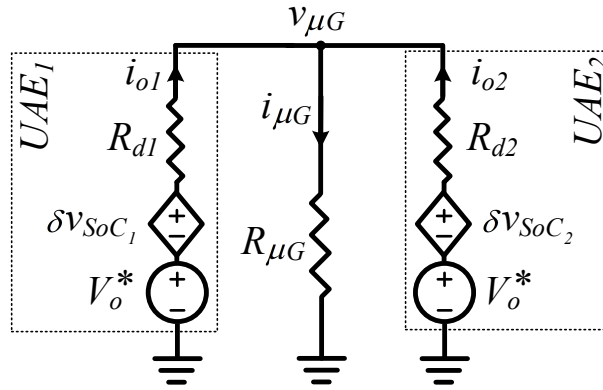
Considerando a representação simplificada do barramento c.c. pelo seu equivalente Thevenin, apresentado na Figura 6.2, composto por duas UAEs iguais ( $C_{Ah1} = C_{Ah2} = C_{Ah}$  e  $R_{d1} = R_{d2} = R_d$ ), a corrente de saída da UAE  $j$  pode ser definida como:

$$i_{oj}(t) = [V_o^* + \delta v_{SoC_j}(t) - v_{\mu G}(t)]/R_d \quad (6.5)$$

Figura 6.1: Efeito do *voltage-shifting* no comportamento da UAE na curva DBS.


Fonte: Resultados da Pesquisa

Figura 6.2: Equivalente Thevenin do barramento c.c. com duas UAE.



Fonte: Resultados da Pesquisa

Desde que  $\delta v_{SoC_1} \neq \delta v_{SoC_2}$ , então haverá um desbalanço de corrente entre as UAEs

$$\Delta i_o(t) = i_{o1}(t) - i_{o2}(t). \quad (6.6)$$

Substituindo (6.4) e (6.5) em (6.6), o desbalanço de corrente é reescrito como:

$$\Delta i_o(t) = \frac{2k_{DBS}}{R_d} \Delta SoC(t) \quad (6.7)$$

onde  $\Delta SoC(t) = SoC_1(t) - SoC_1(2)$ , que substituindo (6.3) em (6.7) e diferenciando ambos os lados da equação, tem-se a equação diferencial ordinária de primeira ordem:

$$\frac{d\Delta i_o(t)}{dt} + \frac{2nk_{DBS}}{R_d C_A} \Delta i_o(t) = 0 \quad (6.8)$$

Conseqüentemente, a solução dessa equação resulta em:

$$\Delta i_o(t) = \Delta i_o(0) e^{-\frac{2nk_{DBS}}{R_d C_A} t} \quad (6.9)$$

$$\Delta SoC(t) = \Delta SoC(0)e^{-\frac{2nk_{DBS}t}{R_d C_A}} \quad (6.10)$$

O desequilíbrio de *SoC* será reduzido de acordo com uma resposta de tempo de primeira ordem; portanto, o tempo de convergência pode ser calculado em aproximadamente  $5\tau_{SoC}$ , onde  $\tau_{SoC}$  é a constante de tempo de equalização e definida como

$$\tau_{SoC} = \frac{R_d C_A}{2nk_{DBS}} \quad (6.11)$$

Como  $R_d$ ,  $C_A$  e  $n$  são parâmetros de projeto da UAE,  $k_{DBS}$  pode ser utilizado como fator de ajuste para convergência.

### 6.3.1.1 Influência na estabilidade da tensão

Considerando que a tensão  $v_{\mu G}$  do barramento c.c. pode ser definida como  $v_{\mu G}(t) = R_{\mu G}(i_{o1}(t) + i_{o2}(t))$ , substituindo (6.5), (6.4) e (6.3) em  $v_{\mu G}(t)$ , tem-se

$$v_{\mu G}(s) = \left( \frac{sC_A R_d R_{\mu G}}{sC_A (R_d + 2R_{\mu G}) + 2nk_{DBS} R_d} \right) u \quad (6.12)$$

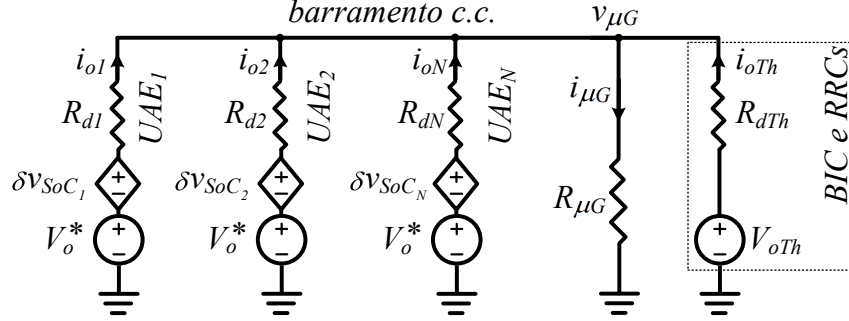
onde  $u = 2V_o^* + 2k_{DBS}(SoC_1(0) + SoC_2(0) - 1)$ . Pode-se observar que a técnica de balanceamento de *SoC* não levará o sistema à instabilidade, pois exibe um pólo que sempre estará no lado esquerdo da plano complexo. No entanto, como  $C_A \gg 1$ , a função de transferência pode ser aproximada de

$$\frac{v_{\mu G}(s)}{u} \approx \frac{R_d R_{\mu G}}{R_d + 2R_{\mu G}} \quad (6.13)$$

o que indica que a técnica proposta terá influência imperceptível na dinâmica e estabilidade da tensão do barramento c.c.

### 6.3.1.2 Impacto na tensão do barramento c.c.

Como o método proposto altera a tensão de referência da UAE na curva *DBS*, a equalização do *SoC* afetará o perfil da tensão do barramento c.c. Para quantificar essa influência, considerou-se uma  $\mu G_{cc}$  com  $N$  UAES iguais, como apresentado na Figura 6.3. Por uma questão de simplicidade, o *BIC* e os GDs do barramento c.c. (*RRCs*) foram agregados em uma fonte equivalente de Thevenin, representada pela fonte de tensão  $V_{oTh}$  e pelo coeficiente *droop*  $R_{dTh}$ .

Figura 6.3: Equivalente Thevenin do barramento c.c. com  $N$  UAEs iguais.


Fonte: Resultados da Pesquisa

A corrente de carga  $i_{\mu G}$  pode ser calculada como (6.14), que leva a uma tensão no barramento c.c. expressa em (6.15).

$$i_{\mu G}(t) = i_{oTh}(t) + i_{o1}(t) + i_{o2}(t) + \dots + i_{oN}(t) \quad (6.14)$$

$$v_{\mu G}(t) = R_{\mu G} \left( i_{oTh}(t) + \sum_{j=1}^N i_{oj}(t) \right) \quad (6.15)$$

Substituindo (6.5) em (6.15), a tensão  $v_{\mu G}(t)$  pode ser expressa como

$$v_{\mu G}(t) = a + b \quad (6.16)$$

onde  $a$  é definido em (6.17), representando o regime estacionário da tensão do barramento c.c., que é determinada pelo controle *droop* e a carga da  $\mu G$ ,  $b$  é expresso em (6.18), representando o desvio de tensão provocado pelo método de equalização de *SoC*.

$$a = \frac{R_{\mu G}(R_{dTh}NV_o^* + R_dV_{oTh})}{NR_{\mu G}R_{dTh} + R_{\mu G}R_d + R_{dTh}R_d} \quad (6.17)$$

$$b = \frac{R_{\mu G}R_{dTh} \sum_{j=1}^N \delta v_{SoC_j}}{NR_{\mu G}R_{dTh} + R_{\mu G}R_d + R_{dTh}R_d} \quad (6.18)$$

Assumindo que  $R_d \ll R_{\mu G}$  e  $R_d \approx R_{dTh}$ ,  $b$  pode ser redefinido como

$$b \approx \frac{\sum_{j=1}^N \delta v_{SoC_j}}{N + R_d/R_{\mu G}} \rightarrow \frac{\sum_{j=1}^N \delta v_{SoC_j}}{N} \quad (6.19)$$

Portanto, o desvio total de tensão do barramento c.c. produzido pela equalização de *SoC* será aproximadamente o valor médio dos desvios de tensão  $\delta v_{SoC_j}$  das UAEs, que é limitado a  $\pm k_{DBS}$ .

### 6.3.2 Balanceamento de *SoC* com UAEs diferentes

As desigualdades entre a UAEs impedem que o método de balanceamento do *SoC* atinja o partilhamento proporcional de potência e o equalize ao mesmo tempo. O sistema ainda exibirá uma resposta transitória de primeira ordem com uma constante de tempo  $\tau \in [\frac{R_{d1}C_{A1}}{2nk_{DBS}}, \frac{R_{d2}C_{A2}}{2nk_{DBS}}]$ , no entanto, são esperados pequenos desequilíbrios nas correntes de saída e/ou entre os *SoCs* em estado estacionário. Portanto, é importante avaliar o comportamento da  $\mu G$  com UAEs desiguais e estimar os erros no estado estacionário.

Considerando o circuito da Figura 6.2 e que  $R_{d1} \neq R_{d2}$ <sup>1</sup> e  $C_{A1} \neq C_{A2}$ , o desbalanço entre *SoCs* de cada UAE pode ser expresso como:

$$\Delta SoC(t) = \Delta SoC(0) - n \int \left( \frac{i_{o1}}{C_{A1}} - \frac{i_{o2}}{C_{A2}} \right) dt \quad (6.20)$$

Diferenciando ambos os lados de (6.20) produz

$$\frac{d\Delta SoC(t)}{dt} = -n \left( \frac{i_{o1}}{C_{A1}} - \frac{i_{o2}}{C_{A2}} \right) \quad (6.21)$$

Pode-se observar que quando  $\frac{d\Delta SoC(t)}{dt} = 0$ ,  $i_{o1} = \frac{C_{A1}}{C_{A2}} i_{o2}$ , por exemplo, se as UAEs possuem baterias de capacidades diferentes, em regime estacionário haverá uma diferença entre suas respectivas correntes de saída. Como  $i_{o1}(t) + i_{o2}(t) = i_{\mu G}(t)$ , a diferença entre as correntes de saída em regime permanente ( $\Delta i_{ss}$ ) pode ser definida como:

$$\Delta i_{ss} = \frac{C_{A1} - C_{A2}}{C_{A1} + C_{A2}} i_{\mu G} \quad (6.22)$$

Além disso, conforme (6.5), pode-se obter a seguinte relação

$$R_{d1} i_{o1}(t) - R_{d2} i_{o2}(t) = 2k_{DBS} \Delta SoC(t) \quad (6.23)$$

Portanto, em regime permanente, o desbalanço de *SoC* pode ser expresso por

$$\Delta SoC_{ss} = \frac{R_{d1}C_{A1} - R_{d2}C_{A2}}{2k_{DBS}(C_{A1} + C_{A2})} i_{\mu G} \quad (6.24)$$

É interessante observar que, de acordo com (6.22) e (6.24), a diferença entre as correntes de saída em regime estacionário será alcançada apenas se  $C_{A1} = C_{A2}$ , entretanto os *SoCs* ainda apresentarão um pequeno desvio, que só é corrigido se  $R_{d1}C_{A1} = R_{d2}C_{A2}$ , isso pode ser empregado como requisito de projeto para sistemas que empregam UAEs com diferentes capacidades.

<sup>1</sup>Essa situação também engloba o efeito da resistência equivalente de linha, que conforme apresentado na Seção 4.2 produz  $R_{d1} \neq R_{d2}$

### 6.3.3 Resultados de simulação

O desempenho do método proposto para equalização de *SoC* foi avaliado no *software* MATLAB/Simulink considerando um sistema com três UAEs. Como a equalização do *SoC* é um processo muito lento e que não influencia a estabilidade do sistema, a simulação foi implementada considerando modelos de fonte de tensão para os conversores. O período considerado foi de 48 h e os parâmetros utilizados são apresentados na Tabela 6.1.

**Tabela 6.1: Parâmetros utilizados na simulação do controle para equalização de *SoC*.**

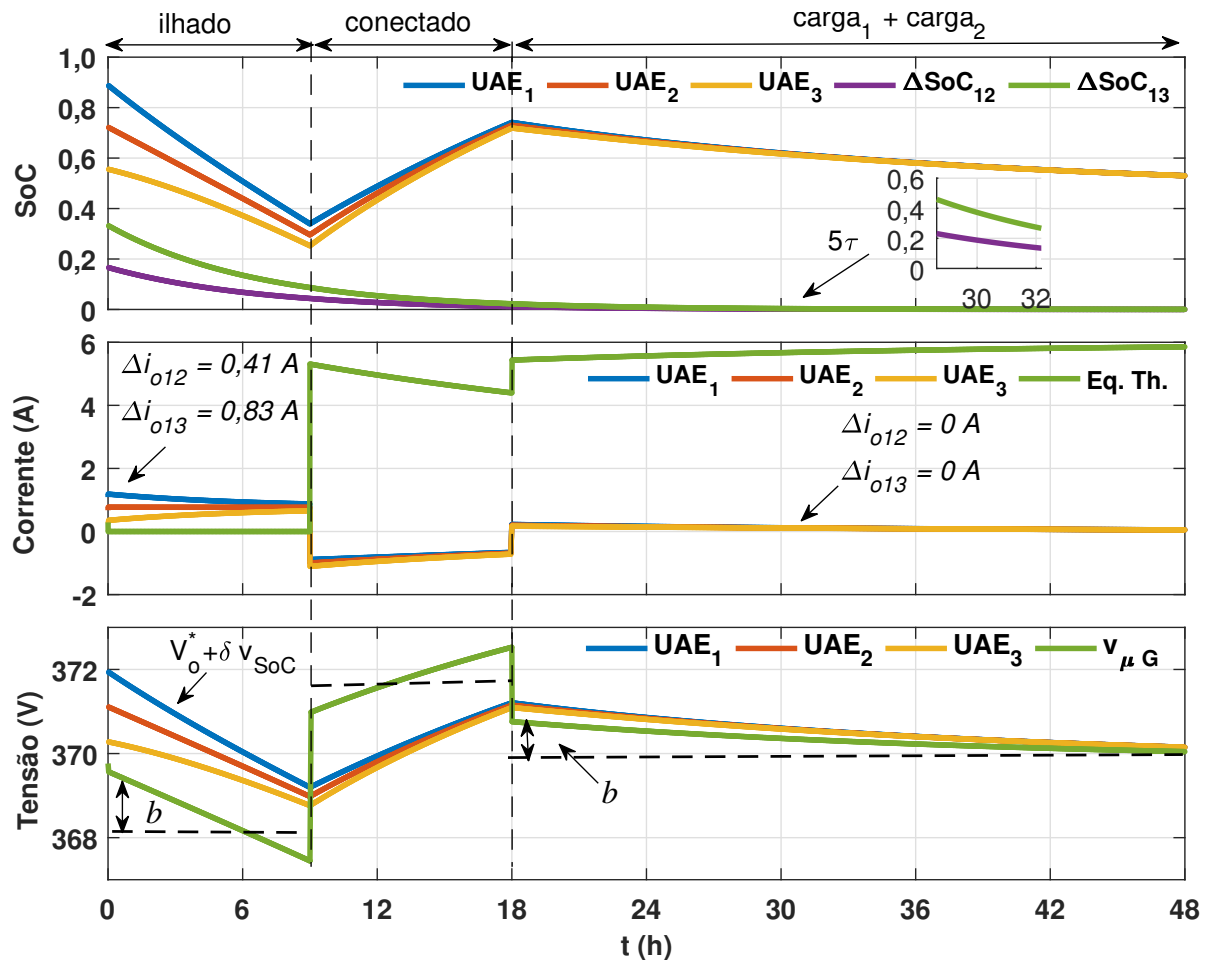
Item	Símbolo	Valor
Tensão nominal das UAEs	$V_O^*$	370 V
Coefficiente <i>droop</i>	$R_d$	2 $\Omega$
Potência nominal das UAEs	$P$	1,8 kW
Capacidade das baterias	$C_{Ah}$	110 Ah
Tensão nominal das baterias	$V_{bat}$	52 V
Resistências de carga	$R_{L1,L2}$	160, 80 $\Omega$
Eq. Thevenin	$V_{oTh}, R_{dTh}, P_{omáx}$	380 V, 1,7 $\Omega$ , 2,5 kW
Tensão do setor <i>DBS</i>	$V_{DBS}$	10 V
Limite do <i>voltage-shifting</i>	$k_{DBS}$	2,5 V
Constante de tempo de equalização do <i>SoC</i>	$\tau_{SoC}$	6,1 h

No início da simulação, Figura 6.4, as UAEs possuem *SoCs*:  $SoC_1(0) = 0,9$ ,  $SoC_2(0) = 0,75$  e  $SoC_3(0) = 0,60$ . Durante o intervalo  $0 \leq t < 7$  h, a  $\mu G_{cc}$  opera ilhada à rede elétrica, portanto, as três UAEs fornecem potência para carga de 80  $\Omega$ . Posteriormente, o *BIC* é conectado ao sistema, assumindo a regulação da tensão do barramento c.c. e as UAEs entram no modo carga. Em  $t > 18$  h, a carga de 160  $\Omega$  é conectada ao barramento e, como consequência, as UAEs passam a operar em modo de descarga, auxiliando a regulação do barramento c.c.

Como o *SoC* inicial é desequilibrado, espera-se um partilhamento desigual de potência entre as UAEs. Durante a operação ilhada, a demanda de carga é de aproximadamente 0,86 kW, dos quais as UAE 1, 2 e 3 fornecem inicialmente 52%, 33% e 15%, respectivamente. Esse desequilíbrio também induz diferenças na corrente de saída entre as UAEs, que em  $t = 0$  são 0,41 A, entre UAE 1 e 2 ( $\Delta i_{o12}$ ) e 0,83 A, entre UAE 1 e 3 ( $\Delta i_{o13}$ ). Observa-se que a UAE com *SoC* mais alto também é a que fornece a maior parcela da potência de carga, portanto, as diferenças de *SoC* são gradualmente reduzidas ao longo do

tempo. Também é possível notar que, à medida que os *SoC* se equalizam, as referências de tensão do controle *droop*, bem como as correntes de saída das UAEs, tendem a convergir.

Figura 6.4: Equalização de *SoC* considerando UAEs iguais.



Fonte: Resultados da Pesquisa

No modo conectado, as UAEs começam a recarga e a mudança no modo de operação e a conexão da carga  $R_{L1}$ , em  $t = 18$  h, não alteram a dinâmica de equalização do *SoC*. De acordo com os parâmetros listados na Tabela 6.1, a constante de tempo de equalização é  $\tau_{SoC} = 6,1$  h e, como esperado, em  $t = 31$  h ( $5\tau_{SoC}$ ) a diferença máxima de *SoC* é inferior a 0,005. Através da Figura 6.4 é possível observar que o método proposto influencia a tensão de estado estacionário do barramento c.c., introduzindo um pequeno desvio ( $b$ ) em relação a uma condição sem equalização de *SoC*, representada pela linha tracejada no gráfico. O desvio máximo de tensão observado durante o período de 48 h é de 1,04 V, que como previsto em (6.19), é menor que o desvio máximo de tensão  $k_{DBS}$ .

A Figura 6.5 apresenta o resultado da simulação considerando as três UAEs desiguais,



onde os parâmetros alterados em relação à Tabela 6.1 foram:  $C_{Ah2} = 165$  Ah,  $R_{d2} = 1,33 \Omega$  e  $C_{Ah3} = 330$  Ah,  $R_{d3} = 0,67\Omega$ . Nota-se que  $R_{d1}C_{Ah1} = R_{d2}C_{Ah2} = R_{d3}C_{Ah3}$ .

Como as condições de simulação não foram alteradas, a potência de carga no início é basicamente a mesma de antes, no entanto, o partilhamento de potência entre as UAEs são 42%, 37% e 21%, para UAE 1, 2 e 3, respectivamente. Comparando com a simulação anterior, pode-se notar que a redução em  $R_{d3}$  levou UAE<sub>3</sub> a aumentar sua participação no partilhamento de potência. Também é possível observar que diferentes coeficientes *droop* induzem maiores diferenças entre as correntes de saída e convergem para um desequilíbrio mínimo de 0,13 A entre a UAE 1 e 3. Como todas as UAEs empregam o mesmo valor de  $R_{dj}C_{Ahj}$ , a dinâmica do método de equalização é a mesma observada na simulação anterior. O desvio máximo de tensão observado foi de 0,55 V ocorrendo em  $t = 18$  h. É interessante observar que, como previsto, a técnica foi capaz de fornecer equalização de *SoC* com um pequeno desequilíbrio de corrente em estado estacionário.

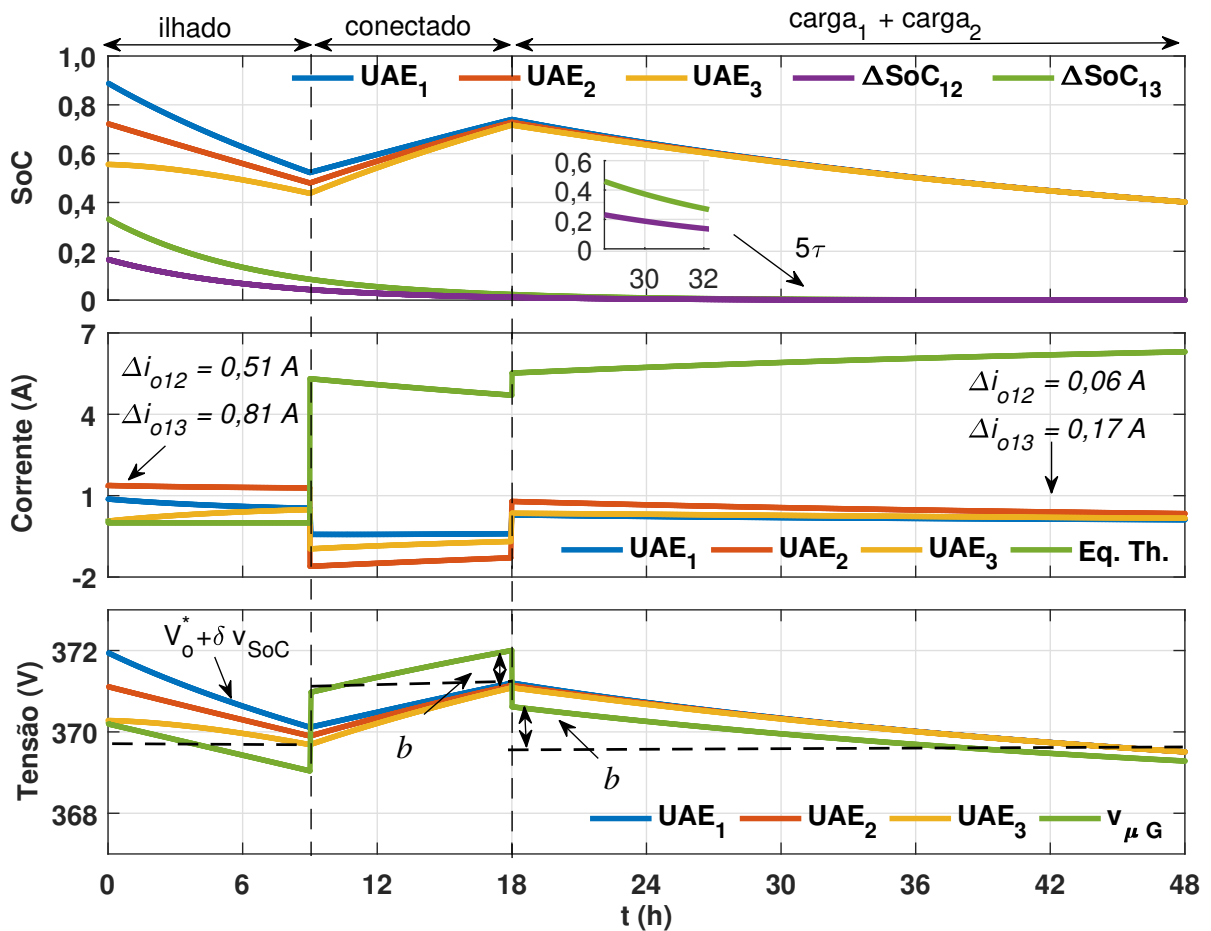
### 6.3.4 Resultados experimentais

Para validar o método proposto e os resultados das simulações apresentados anteriormente, foram empregadas duas UAEs com a topologia *DAB* no *ESC*, que são descritos na Seção 5.3. Os parâmetros empregados estão descritos na Tabela 6.2, cada UAE se comunica, através da rede CAN, com um sistema supervisor implementado no *Raspberry Pi*, que armazena dados medidos pelos conversores a uma taxa de amostragem de 20 s.

A condição inicial dos *SoCs* das UAEs é  $SoC_1(0) = 0,95$  e  $SoC_2(0) = 0,8$  e ambas as cargas ( $R_{L1}$  e  $R_{L2}$ ) estão conectadas ao barramento c.c., demandando uma potência total de 2,7 kW, o *BIC* foi limitado a fornecer um potência de 1,65 kW, forçando as UAEs operarem em modo de descarga para alimentar a parcela de carga restante. A Figura 6.6 apresenta o resultado experimental, onde inicialmente as UAEs fornecem 0,62 kW e 0,43 kW, respectivamente.

O desbalanço de corrente entre os bancos de baterias ( $\Delta i_{bat}$ ) inicialmente é de 5,2 A, portanto,  $SoC_1$  decairá mais rápido que  $SoC_2$ . Em  $t = 5h45min$ , a carga  $R_{L2}$  é desconectada, reduzindo a potência de carga para 0,74 kW o que levam as UAEs a operarem no modo carga e o desbalanço de *SoC* nesse instante é 0,017. As potências drenadas pelas UAEs durante a carga são 0,41 kW e 0,45 kW, respectivamente, isso demonstra que a

Figura 6.5: Equalização de *SoC* considerando UAEs com diferentes capacidades.



Fonte: Resultados da Pesquisa

UAE com menor *SoC* absorver maior parcela de potência durante a carga. Através da Figura 6.6 pode-se observar que a evolução de  $\Delta SoC$  segue uma resposta de um sistema de primeira ordem, conforme deduzido na análise teórica, e que a equalização de *SoC* é alcançada em  $5\tau = 13h13min$ , entretanto, existe um pequeno desvio entre a curva teórica e a medida experimentalmente. Esse desvio se deve à influência de parâmetros não ideais, como a precisão da medição de corrente, eficiência dos conversores, resistências equivalentes de linha, etc., todavia, os erros tendem a convergir para valores muito pequenos,  $\Delta Soc \approx 0,001$ . O desvio máximo de tensão no barramento c.c. foi 1,8 V, que ocorreu no fim da descarga das UAEs. Os resultados corroboram os resultados de simulação, mostrando que  $\Delta SoC$  seguirá uma resposta de primeira ordem independentemente da condição de operação da  $\mu G$ .

A fim de avaliar se o método proposto é capaz de manter o equilíbrio do *SoC*, as duas

Tabela 6.2: Parâmetros utilizado para validação experimental do método para equalização de *SoC*.

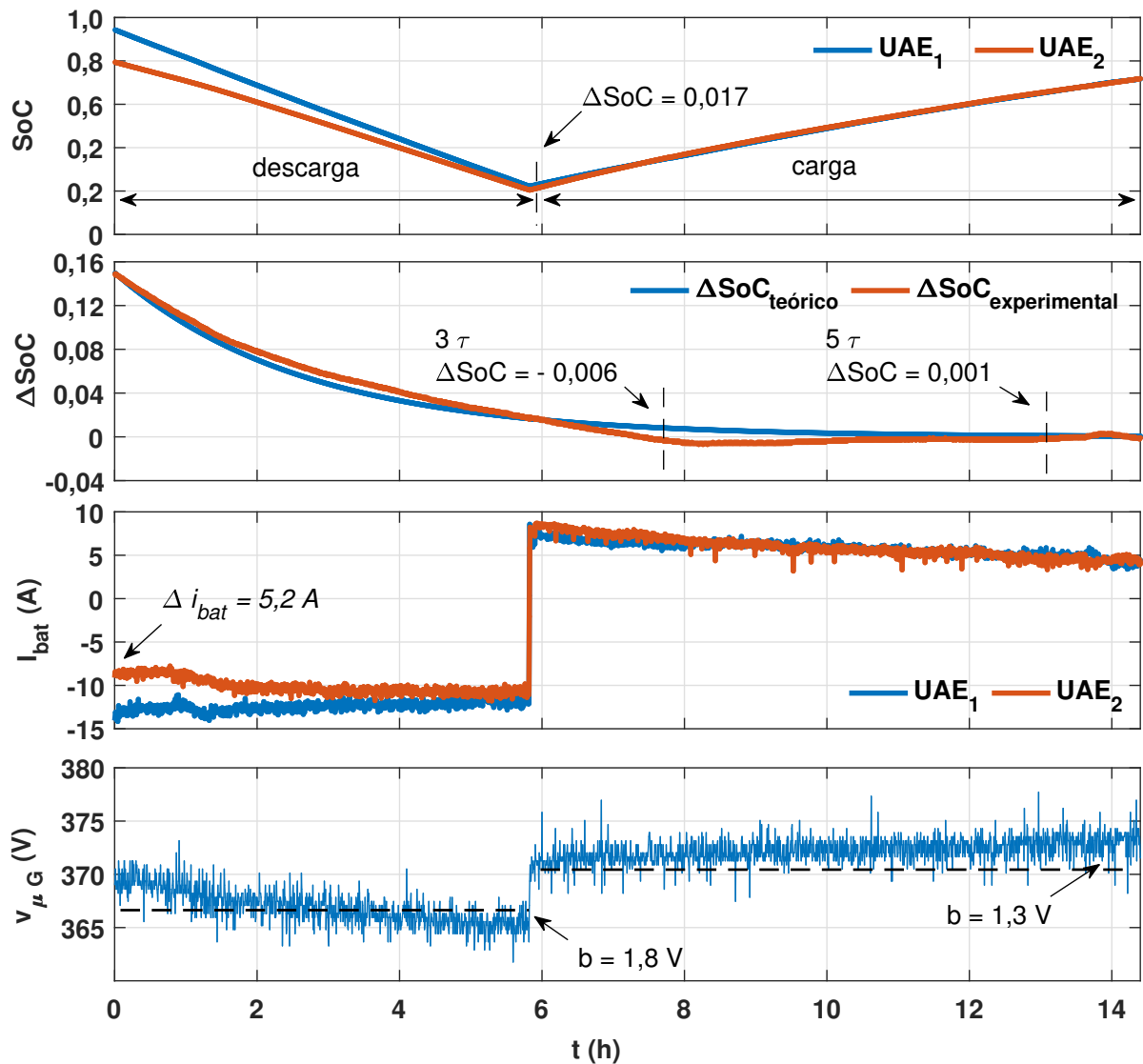
Item	Símbolo	Valor
Tensão nominal das UAEs	$V_O^*$	370 V
Coefficiente <i>droop</i>	$R_d$	1,1 $\Omega$
Ganho do conversor	$n$	7,9
Potência nominal das UAEs	$P$	1,8 kW
Capacidade das baterias	$C_{Ah}$	95 Ah
Tensão nominal das baterias	$V_{bat}$	48 V
Resistências de carga	$R_{L1,L2}$	173, 75 $\Omega$
Eq. Thevenin	$V_{oTh}, R_{dTh}, P_{omáx}$	380 V, 1,7 $\Omega$ , 2,5 kW
Tensão do setor <i>DBS</i>	$V_{DBS}$	10 V
Limite do <i>voltage-shifting</i>	$k_{DBS}$	2,5 V
Constante de tempo de equalização do <i>SoC</i>	$\tau_{SoC}$	2,64 h

UAEs iniciaram o experimento com  $SoC = 0,95$  e as cargas  $R_{L1}$  e  $R_{L2}$  conectadas ao barramento c.c. O *textitBIC* foi limitado a fornecer uma potência de 1,28 kW, portanto as UAEs fornecem 1,4 kW de potência, partilhadas igualmente, às cargas. Em  $t = 4h15min$ , a carga 1 é desconectada, reduzindo a potência do barramento para 0,795 kW e o limite de potência do *BIC* é aumentado para 1,5 kW, permitindo que as UAEs entrem no modo carga consumindo 0,35 kW cada uma. Os resultados experimentais são apresentados na Figura 6.7. Observa-se que, durante todo o processo, o partilhamento de potência é alcançado e nenhuma divergência significativa de *SoC* é apresentada. Embora os parâmetros não ideais, já mencionados anteriormente, levem a um pequeno desequilíbrio de *SoC* de aproximadamente 0,005, pode-se dizer que a técnica proposta garante que, uma vez que as UAEs estejam equalizadas, o balanço de *SoC* é mantido sob qualquer condição de operação.

## 6.4 Conclusões parciais

Neste capítulo foram apresentadas as abordagens empregadas para alcançar a equalização de *SoC*, principalmente, em sistema de distribuição c.c. Essas abordagens baseiam-se nos mesmos princípios empregados para se alcançar o partilhamento proporcional e preciso de potência entre conversores. Enquanto que os erros no partilhamento de potência

Figura 6.6: Resultado experimental do método proposto para equalização de *SoC*.

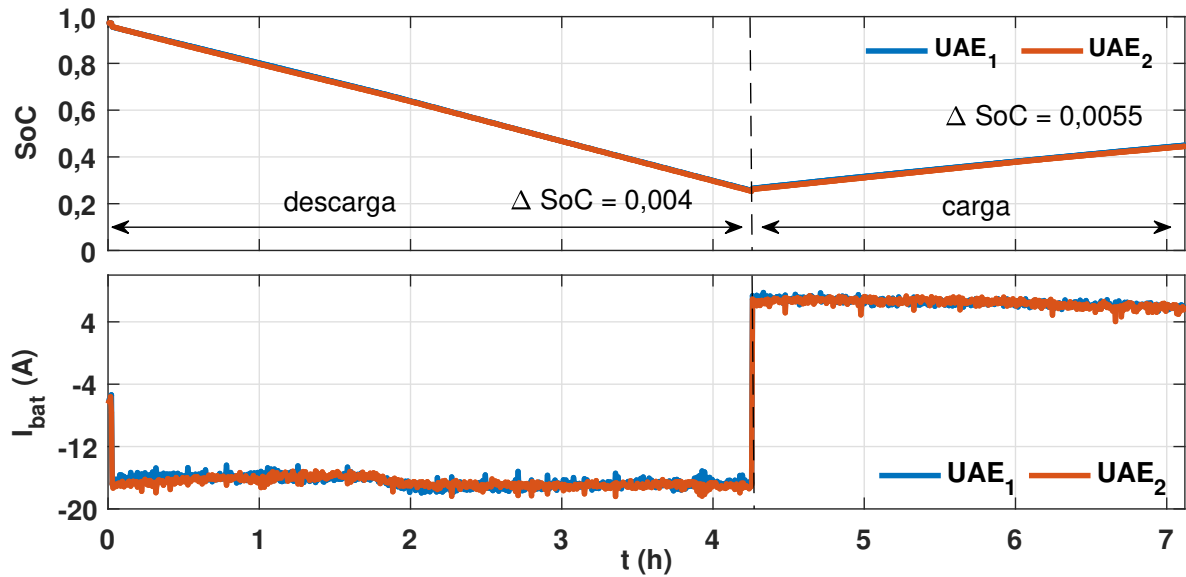


Fonte: Resultados da Pesquisa

são utilizados para alterar o coeficiente *droop* ou realizar o *voltage-shifting*, no processo de equalização de *SoC*, o próprio valor do *SoC* e, em algumas vezes, o  $SoC_{avg}$  são empregados para alterar esses parâmetros.

Um método para balanceamento de *SoC* entre UAEs no barramento c.c., de forma descentralizada, baseado em *voltage-shifting* foi proposto. Diferente dos métodos já propostos baseados nesse tipo de abordagem, a técnica empregada considera a operação de outros conversores, como o *BIC* e *RRC*, e a utilização de *DBS* para designar a região de operação do controle *droop* para cada um deles. Além disso, o impacto na tensão do barramento c.c., o tempo de equalização e a existência de UAEs desiguais foram abordados

Figura 6.7: Evolução do *SoC* sem desequilíbrio inicial.



Fonte: Resultados da Pesquisa

e seus respectivos impactos sobre a  $\mu G_{cc}$  foram discutidos e quantificados. Os resultados de simulações e experimentais demonstram que a previsibilidade da convergência do *SoC* independem da condição de operação  $\mu G_{cc}$ .

# Capítulo 7

## Conclusões

---

Um panorama sobre o contexto de energia elétrica demonstra a necessidade de se aumentar a oferta e a qualidade da energia. Essa necessidade vem trazendo mudanças no sistema elétrico de potência, que dentre essas destaca-se o emprego cada vez mais de tecnologia de informação na rede elétrica. Outra transformação é a forte penetração de microgeração com a chamada Geração Distribuída. A combinação dos conceitos de *Smart Grid* com Geração Distribuída faz surgir o conceito de microrredes/nanorredes. Essas apresentam-se como uma solução promissora no setor elétrico para problemas relacionados a qualidade, oferta e gerenciamento de energia. Outra característica forte das microrredes é a compensação da intermitência de geração renovável, por conta de suas unidades de armazenamento. Além dessas características, permitem também a integração do usuário final como uma agente ativo através da capacidade de gerenciamento de sua carga.

A criação de uma microrrede em uma linha de distribuição convencional com Geração Distribuída, envolve basicamente custo relacionado ao controle e comunicação a serem implementados. Com isso, os sistemas de distribuição em c.a. em microrredes são amplamente utilizados. Todavia, o aumento de cargas eletrônicas e a necessidade de redução de etapas de conversão, para melhoria da eficiência do sistema, geram o interesse de utilização de sistemas de distribuição em c.c. As microrredes híbridas são uma solução à necessidade dos dois tipos de sistema de distribuição, pois combinam as vantagens de cada sistemas numa mesma entidade gerenciável do ponto de vista de conexão à rede elétrica. Dentro desse mesmo contexto há as nanorredes, que a princípio apresentam estrutura semelhante à microrredes. O que distingue uma nanorrede é a sua área de abrangência e a capacidade de potência, que são menores em relação às microrredes. Uma definição mais recente é

quanto ao propósito, sendo que as nanorredes são projetadas para atender um objetivo específico dentro da microrrede.

Esta tese de doutorado apresentou o desenvolvimento de um protótipo de nanorrede híbrida a nível residencial/comercial com estrutura heterogênea e função dependente. A implementação da nanorrede híbrida evolve, sobre tudo, o gerenciamento do fluxo de potência entre barramentos c.c. e c.a. por meio do conversor bidirecional de interface. As diversas propostas de microrrede/nanorrede híbridas apresentadas na literatura podem ser agrupadas conforme a função principal do conversor de interface, sendo autônomas as microrredes/nanorredes que têm capacidade de operar com os lados c.a. e c.c. independentemente do outro e as dependentes, que são microrredes/nanorredes nas quais um dos lados depende do outro para poder operar. Nesse tipo de microrrede/nanorrede o controle do conversor de interface torna-se mais complexo, pois além de ser responsável por formar a rede no barramento, também é responsável pela transição de modo de operação entre conectado e ilhado e *vice-versa* com pouco ou sem nenhum distúrbio.

As unidades de armazenamento de energia permitem mitigar o efeito estocástico das gerações distribuídas, baseadas em fontes renováveis, através da sua capacidade de operar como carga/fonte. Além disso, promovem oportunidades para operação econômica e parcialmente independente da rede elétrica. Quando a nanorrede possui a modalidade de tarifação de energia horosazonal, as UAEs podem ser empregadas para suprir parte da carga no período de tarifação mais alta, mesmo que o nível de tensão do barramento indique que as mesmas devam operar no modo de carga. O emprego de UAEs tanto no lado c.c. quanto c.a., formando estruturas heterôneas, permite minimizar o fluxo de potência através do conversor de interface, pois, parte do desbalanço entre carga e geração pode ser compensado no mesmo barramento.

Foram apresentadas técnicas de controle para operação paralela de conversores, sendo essas divididas em duas categorias: com ou sem comunicação. Nas técnicas baseadas em comunicação, os conversores podem operar com controle distribuído ou centralizado. As técnicas baseadas em estruturas centralizadas apresentam confiabilidade reduzida, uma vez que são dependentes do elemento central e do sistema de comunicação, o que impõe dois pontos críticos de falha que podem comprometer toda operação da microrrede. Estruturas de controle distribuídas, apresentam um nível de confiabilidade maior já que

não dependem de um elemento central, todavia, a dependência da comunicação ainda apresenta um ponto de falha crítica. As técnicas que não dependem de comunicação são baseadas no conceito *droop*, que permite uma alta confiabilidade, redundância do sistema, operação flexível através do partilhamento de potência/carga de forma descentralizada e facilidade na expansão pela característica *plug-and-play* intrínseca.

O controle baseado em *droop* apresenta limitações como o *trade-off* entre regulação de tensão e partilhamento de potência/carga, que é fortemente influenciado pelas impedâncias equivalentes de linha. Além disso, produz desvios significativos no nível e na frequência da tensão do barramento. Algumas técnicas apresentadas conseguem reduzir esses desvios de forma descentralizada pela modificação do coeficiente *droop* em função da corrente de saída. Outras técnicas que, através de medições locais por outros conversores, conseguem corrigir de maneira efetiva esses desvios. Essas técnicas se sobrepõem ao controle local de corrente e tensão, produzindo uma estrutura integrada que é definida como controle hierárquico. Essa estrutura permite que em cada camada se tenha objetivos e dinâmicas diferentes. Dessa maneira, as técnicas de controle no nível secundário têm o objetivo de restaurar o nível e a frequência da tensão e o partilhamento proporcional de potência por meio da alteração de parâmetros do controle primário.

Considerando as técnicas de controle secundário empregadas em sistemas de distribuição c.c., a restauração de tensão é alcançada por meio do deslocamento da tensão de referência do controle primário. A correção do partilhamento de potência pode ser alcançada de duas maneiras: i) pelo deslocamento da tensão de referência ou ii) ajuste do coeficiente *droop*. Por meio da troca de informações entre conversores é possível que cada conversor compare seu nível de tensão e a corrente de saída com valores médios, produzindo referências para o ajuste de coeficiente *droop* e/ou deslocamento de tensão. Neste trabalho duas técnicas foram propostas, sendo uma para cada abordagem, e diferente das técnicas existentes na literatura, os objetivos são alcançados com a troca de apenas uma informação entre os conversores. A técnica baseada em ajuste de coeficiente *droop*, através de resultados de simulações e experimentais, demonstraram que corrigido os erros iniciais de partilhamento de potência, os ajustes subsequentes no coeficiente *droop* serão muito pequenos ou quase nulos, todavia tem a desvantagem do . A técnica de controle secundário proposta baseada em *voltage-shifting* permitiu alcançar o partilhamento de



potência entre conversores do barramento c.c. e c.a. de forma distribuída. Entretanto, sua capacidade de atender outros objetivos de controle não foi explorada, estudos preliminares demonstraram que a técnica também possui capacidade de equalizar estado de carga entre as UAEs e controle de fluxo de potência no PAC.

Para implementação da estrutura hierárquica, faz-se necessário a utilização de comunicação entre conversores. A rede *CAN* foi apresentada e discutida, sendo adequada a sua escolha para a implementação na  $nG_h$  devido ao seu processo de arbitragem de mensagens, simplicidade de implementação, grau de imunidade a ruídos irradiados e conduzidos, que são característicos nesse tipo de aplicação. Além disso, grande parte dos microcontroladores empregados no controle digital de conversores vêm com o módulo de comunicação *CAN* embarcado. O projeto do protocolo de comunicação foi desenvolvido e apresentado considerando a taxa de transferência de *bits*, número de conversores conectados ao nó, taxa de erro esperada e o processo de sincronização para envio de informações. Além disso, a metodologia empregada, para a amostragem e envio de informações, garante que atrasos de comunicação e de processamento das informações não afetem o desempenho do controle.

O nível de controle zero e primário na  $nG_h$  foi desenvolvido e apresentado, sendo empregado a técnica *DBS* e o controle *droop* nos conversores do lado c.c. Os resultados de simulações e experimentais apresentados permitiram comprovar o funcionamento da nanorrede híbrida em modo conectado e ilhado. Foi possível observar a operação paralela dos conversores, no barramento c.c., mantendo-se a magnitude da tensão no valor de referência. A transição entre modo conectado para ilhado e *vice-versa* foi demonstrada, onde se verificou que o barramento c.a. manteve-se estável. No barramento c.c., algumas perturbações foram observadas, mas manteve-se dentro de níveis desejados. Durante a operação ilhada, foram realizadas perturbações de carga de modo a verificar a capacidade de o conversor bidirecional manter regulada a tensão no barramento c.a.

Por fim, o trabalho apresenta como contribuição o desenvolvimento da plataforma experimental da nanorrede híbrida, que possui flexibilidade para implementação e validação de técnicas de controles centralizados, descentralizados e distribuídos. A utilização do *Raspberry Pi* no sistema de comunicação, além da funcionalidade de ser elemento central de controle, permite operar como *datalogger*, facilitando o procedimento de aquisição de

dados como tensão, potência e corrente de saída dos conversores.

## 7.1 Proposta de continuidade

Como propostas de continuidade deste trabalho de tese define-se:

- Implementação da técnica *droop* nos conversores do lado c.a.;
- Agregar na técnica de controle secundário baseado em *voltage-shifting* a equalização de *SoCs* entre as UAEs;
- Propor e validar uma técnica de controle terciário para gerenciar o fluxo de potência entre na nanorede e a rede baseada em custo e vida útil das baterias.
- Analisar os atrasos de comunicação e de processamento da informações e seus impactos em diferentes topologias de rede;
- Expandir o protótipo da nanorede para sistema trifásico e a utilização de mais de um conversor bidirecional de interface;
- Expandir o protótipo da nanorede para arquitetura multi-rede, acrescentando barramentos c.c. com outros níveis de tensão.

# Referências Bibliográficas

---

- [1] A. N. de Energia Elétrica ANEEL, *Atlas de energia elétrica do Brasil*. Brasília - DF, Brasil: Agência Nacional de Energia Elétrica, 3 ed., 2008.
- [2] T. Ribeiro de Oliveira, *Distribuição Local de Energia em Corrente Contínua: Estudo, Desenvolvimento e Implementação de um Protótipo de Nanorrede c.c. Dedicado aos Setores Residencial e Comercial*. PhD thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gérias, PPGEE-UFMG, Abril 2016.
- [3] Eletrobras, “Eletrobras aponta três desafios para setor elétrico,” Outubro 2014.
- [4] A. N. de Energia Elétrica ANEEL, “Big - banco de informações de geração.” ANEEL, 2017.
- [5] M. Moura, “Epóca negócios - até 2030, fontes de energia limpa devem substituir as fósseis.” Online, 2019.
- [6] R. P. S. Chandrasena, F. Shahnia, S. Rajakaruna, and A. Ghosh, “Dynamic operation and control of a hybrid nanogrid system for future community houses,” *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 9, no. 11, pp. 1168–1178, 2015.
- [7] ANEEL, “Resolução normativa ANEEL nº 482/201,” RN 482/2012, Agência Nacional de Energia Elétrica, Brasília, DF, 2012.
- [8] S. de Imprensa Agência Nacional de Energia Elétrica ANEEL, “Geração distribuída ultrapassa 20 mil conexões.” ANEEL, 2018.
- [9] G. de Trabalho de Redes Elétricas Inteligentes, “Smart grid,” report online, Ministério de Minas e Energia, Brasil, 2010. Reporter.

- [10] F. Freire, “Como os microgrids irão afetar o setor elétrico brasileiro?,” Outubro 2017.
- [11] N. Yang, D. Paire, F. Gao, A. Miraoui, and W. Liu, “Compensation of droop control using common load condition in dc microgrids to improve voltage regulation and load sharing,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 64, pp. 752 – 760, 2015.
- [12] N. Hatziargyriou, *Microgrids: architectures and control*. Wiley-IEEE, 1 ed., 2014.
- [13] D. T. NREL, “Microgrid controls and management systems.” Online, Jul 2015.
- [14] R. Guttromson, S. Glover, J. Stamp, and et. al., “The advanced microgrid integration and interoperability,” report, Sandia National Laboratories, Albuquerque, New Mexico 87185 and Livermore, California 94550, 2014.
- [15] S. M. and F. Locment, *URBAN DC MICROGRID Intelligent Control and Power Flow Optimization*. Elsevier, 1 ed., 2016.
- [16] R. et al., “The certs microgrid concept: white paper on integration of distributed energy resources,” tech. rep., U.S. Department of Energy, United State, April 2002. Reporter.
- [17] R. H. Lasseter, “Microgrids,” in *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)*, vol. 1, pp. 305–308 vol.1, Jan 2002.
- [18] B. Lasseter, “Microgrids [distributed power generation],” in *2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.01CH37194)*, vol. 1, pp. 146–149 vol.1, Jan 2001.
- [19] X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, J. C. Vasquez, R. Teodorescu, and L. Huang, “Hierarchical control of parallel ac-dc converter interfaces for hybrid microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, pp. 683–692, March 2014.
- [20] E. Unamuno and J. A. Barrena, “Hybrid ac/dc microgrids—part i: Review and classification of topologies,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 52, pp. 1251 – 1259, 2015.

- [21] A. Gupta, S. Doolla, and K. Chatterjee, “Hybrid ac-dc microgrid: Systematic evaluation of control strategies,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, pp. 3830–3843, July 2018.
- [22] A. Karabiber, C. Keles, A. Kaygusuz, and B. B. Alagoz, “An approach for the integration of renewable distributed generation in hybrid dc/ac microgrids,” *Renewable Energy*, vol. 52, pp. 251 – 259, 2013.
- [23] F. Nejabatkhah and Y. W. Li, “Overview of power management strategies of hybrid ac/dc microgrid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 7072–7089, Dec 2015.
- [24] I. Cvetkovic, “Modeling, analysis and design of renewable energy nanogrid systems,” 2010.
- [25] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, D. Dong, R. Burgos, F. Wang, and F. Lee, “Future electronic power distribution systems a contemplative view,” in *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, pp. 1369–1380, May 2010.
- [26] J. Bryan, R. Duke, and S. Round, “Decentralized generator scheduling in a nanogrid using dc bus signaling,” in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004.*, pp. 977–982 Vol.1, June 2004.
- [27] M. Shahidehpour, Z. Li, W. Gong, S. Bahramirad, and M. Lopata, “A hybrid acdc nanogrid: The keating hall installation at the illinois institute of technology,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, pp. 36–46, June 2017.
- [28] P. Gordon, “Germany: 2019 a record year for residential energy storage installations,” 2020.
- [29] X. Liu, P. Wang, and P. C. Loh, “A hybrid ac-dc microgrid and its coordination control,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 2, pp. 278–286, June 2011.
- [30] N. Eghtedarpour and E. Farjah, “Power control and management in a hybrid ac/dc microgrid,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, pp. 1494–1505, May 2014.

- [31] P. T. Baboli, M. Shahparasti, M. P. Moghaddam, M. R. Haghifam, and M. Mohamadian, “Energy management and operation modelling of hybrid ac–dc microgrid,” *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 8, pp. 1700–1711, October 2014.
- [32] P. C. Loh, D. Li, Y. K. Chai, and F. Blaabjerg, “Autonomous control of interlinking converter with energy storage in hybrid ac–dc microgrid,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, pp. 1374–1382, May 2013.
- [33] L. Zhan, D. Ma, X. Zhou, and X. Pan, “Modeling of adaptive integrated hybrid ac/dc microgrid module in iec 61850,” in *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1–7, Oct 2017.
- [34] M. Baharizadeh, H. R. Karshenas, and J. M. Guerrero, “Control strategy of interlinking converters as the key segment of hybrid ac–dc microgrids,” *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 10, no. 7, pp. 1671–1681, 2016.
- [35] A. A. Hamad, M. A. Azzouz, and E. F. El Saadany, “A sequential power flow algorithm for islanded hybrid ac/dc microgrids,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, pp. 3961–3970, Sep. 2016.
- [36] M. Abuhilaleh, L. Li, M. Begum, and J. Zhu, “Power management and control strategy for hybrid ac/dc microgrids in autonomous operation mode,” in *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1–6, Aug 2017.
- [37] S. Peyghami, H. Mokhtari, and F. Blaabjerg, “Autonomous operation of a hybrid ac/dc microgrid with multiple interlinking converters,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, pp. 6480–6488, Nov 2018.
- [38] P. Lin, C. Jin, J. Xiao, X. Li, D. Shi, Y. Tang, and P. Wang, “A distributed control architecture for global system economic operation in autonomous hybrid ac/dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, pp. 2603–2617, May 2019.
- [39] A. Bracale, P. Caramia, and F. Mottola, “A cost minimization strategy for the control of hybrid ac–dc microgrids in industrial systems,” in *2015 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, pp. 40–47, June 2015.

- [40] Y. Xia, Y. Peng, P. Yang, M. Yu, and W. Wei, “Distributed coordination control for multiple bidirectional power converters in a hybrid ac/dc microgrid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 4949–4959, June 2017.
- [41] X. Li, L. Guo, Y. Li, Z. Guo, C. Hong, Y. Zhang, and C. Wang, “A unified control for the dc–ac interlinking converters in hybrid ac/dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, pp. 6540–6553, Nov 2018.
- [42] M. N. Ambia, A. Al-Durra, and S. M. Muyeen, “Centralized power control strategy for ac-dc hybrid micro-grid system using multi-converter scheme,” in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 843–848, Nov 2011.
- [43] Y. Liu, X. Hou, X. Wang, C. Lin, and J. M. Guerrero, “A coordinated control for photovoltaic generators and energy storages in low-voltage ac/dc hybrid microgrids under islanded mode,” *Energies*, vol. 9, no. 8, 2016.
- [44] P. Wang, C. Jin, D. Zhu, Y. Tang, P. C. Loh, and F. H. Choo, “Distributed control for autonomous operation of a three-port ac/dc/ds hybrid microgrid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 1279–1290, Feb 2015.
- [45] P. C. Loh, D. Li, Y. K. Chai, and F. Blaabjerg, “Autonomous operation of hybrid microgrid with ac and dc subgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2214–2223, May 2013.
- [46] L. Che, M. Shahidehpour, A. Alabdulwahab, and Y. Al-Turki, “Hierarchical coordination of a community microgrid with ac and dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, pp. 3042–3051, Nov 2015.
- [47] Y. Xia, W. Wei, M. Yu, X. Wang, and Y. Peng, “Power management for a hybrid ac/dc microgrid with multiple subgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 3520–3533, April 2018.
- [48] Junliu Zhang, Diankui Guo, Fengping Wang, Yuechang Zuo, and Haiyan Zhang, “Control strategy of interlinking converter in hybrid ac/dc microgrid,” in *2013 In-*

- ternational Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pp. 97–102, Oct 2013.
- [49] W. Hu, H. Chen, X. Yang, K. Xu, and P. Hu, “Control strategy of the bi-directional converter for hybrid ac/dc microgrid,” in *2015 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, pp. 1–5, Nov 2015.
- [50] T. Ma, M. H. Cintuglu, and O. A. Mohammed, “Control of a hybrid ac/dc microgrid involving energy storage and pulsed loads,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, pp. 567–575, Jan 2017.
- [51] P. J. Hart, R. H. Lasseter, and T. M. Jahns, “Symmetric droop control for improved hybrid ac/dc microgrid transient performance,” in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–8, Sep. 2016.
- [52] A. A. A. Radwan and Y. A. I. Mohamed, “Assessment and mitigation of interaction dynamics in hybrid ac/dc distribution generation systems,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, pp. 1382–1393, Sep. 2012.
- [53] Z. Jiang and X. Yu, “Hybrid dc- and ac-linked microgrids: Towards integration of distributed energy resources,” in *2008 IEEE Energy 2030 Conference*, pp. 1–8, Nov 2008.
- [54] Z. Jiang and Xunwei Yu, “Power electronics interfaces for hybrid dc and ac-linked microgrids,” in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 730–736, May 2009.
- [55] A. d. S. Bolzon, “Estudo e implementação de um conversor bidirecional c.c.-c.a. monofásico de dois estágios como interface entre uma nanorrede e a rede elétrica,” Master’s thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gerias, PPGEE-UFMG, Junho 2014.
- [56] A. R. Gautam, K. Gourav, J. M. Guerrero, and D. M. Fulwani, “Ripple mitigation with improved line-load transients response in a two-stage dc–dc–ac converter: Adaptive smc approach,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, pp. 3125–3135, April 2018.



- [57] P. V. Subramanyam and C. Vyjayanthi, “Integration of pv and battery system to the grid with power quality improvement features using bidirectional ac-dc converter,” in *2016 International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*, pp. 127–132, Dec 2016.
- [58] R. Majumder, “A hybrid microgrid with dc connection at back to back converters,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, pp. 251–259, Jan 2014.
- [59] D. Dong, *Ac-dc Bus-interface Bi-directional Converters in Renewable Energy Systems*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute, Julho 2012.
- [60] H. Wu, L. Zhu, F. Yang, T. Mu, and H. Ge, “Dual-dc-port asymmetrical multilevel inverters with reduced conversion stages and enhanced conversion efficiency,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, pp. 2081–2091, March 2017.
- [61] F. Chen, R. Burgos, and D. Boroyevich, “A bidirectional high-efficiency transformerless converter with common-mode decoupling for the interconnection of ac and dc grids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 1317–1333, Feb 2019.
- [62] J. Wang, H. Wu, T. Yang, L. Zhang, and Y. Xing, “Bidirectional three-phase dc–ac converter with embedded dc–dc converter and carrier-based pwm strategy for wide voltage range applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 4144–4155, June 2019.
- [63] H. Wu, J. Wang, T. Liu, Y. Xing, and P. Xu, “Performance evaluation of a bidirectional three-phase dc-ac converter with embedded dc-dc converter and carrier-based pwm strategy,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6765–6771, Sep. 2018.
- [64] D. Varajão, R. E. Araújo, L. M. Miranda, and J. A. P. Lopes, “Modulation strategy for a single-stage bidirectional and isolated ac–dc matrix converter for energy storage systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 4, pp. 3458–3468, 2018.
- [65] Brasil (ANEEL). Agência Nacional de Energia Elétrica., Brasília, *Prodist*, 2008.

- [66] 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 Transactions on Smart Grid*, vol. 6, pp. 147–157, Jan 2015.
- [67] F. L. F. M. Marcelino, “Paralelismo de unidades de armazenamento de energia conectadas em uma microrrede c.c.,” Master’s thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gérias, PPGEE-UFMG, Junho 2017.
- [68] J. C. de Souza Guedes, “Manual de tarifação da energia elétrica,” tech. rep., Eletrobras, Brasil, Agosto 2011.
- [69] B. Nordman and K. Christensen, “Dc local power distribution with microgrids and nanogrids,” in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, pp. 199–204, June 2015.
- [70] M. B. Ketzer, A. M. N. Lima, A. C. Oliveira, and C. B. Jacobina, “Evaluating circuit topologies for battery charge equalization,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 743–748, Nov 2013.
- [71] S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi, and A. B. Rad, “Topologies and control schemes of bidirectional dc–dc power converters: An overview,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 117997–118019, 2019.
- [72] K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskyi, and R. Yershov, “A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems,” in *2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)*, pp. 22–28, Oct 2016.
- [73] J. Laeuffer, “Automotive requirements for power electronic converters in traction advanced control systems,” in *43rd International Power Electronics Conference (PCIM 2001)*, pp. 207–215, June 2001.

- [74] F. Krismer, *Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC converter topologies*. PhD thesis, Eidgenössische Technische Hochschule ETH Zürich, Zürich, 2010.
- [75] A. Affanni, A. Bellini, G. Franceschini, P. Guglielmi, and C. Tassoni, “Battery choice and management for new-generation electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, pp. 1343–1349, Oct 2005.
- [76] I. Instituto Nacional de Eficiência Energética, “O que é geração distribuída.”
- [77] 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,” Master’s thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gérias, PPGEE-UFMG, 2013.
- [78] G. L. d. Reis, “Projeto e construção de um conversor monofásico em ponte h multicelular entrelaçado para geração fotovoltaica e eólica de pequeno porte,” Master’s thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gérias, PPGEE-UFMG, Fev 2017.
- [79] H. D. Paulino, P. J. M. Menegáz, and D. S. L. Simonetti, “A review of the main inverter topologies applied on the integration of renewable energy resources to the grid,” in *XI Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 963–969, Sep. 2011.
- [80] R. Sekar, D. S. Suresh, and H. Naganagouda, “A review on power electronic converters suitable for renewable energy sources,” in *2017 International Conference on Electrical, Electronics, Communication, Computer, and Optimization Techniques (ICEECCOT)*, pp. 501–506, Dec 2017.
- [81] V. R. Vanajaa and C. Kathirvel, “Dc-dc converter topology with maximum power point tracking strategies for renewable energy systems — a survey,” in *2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, pp. 1–5, April 2017.

- [82] N. D. Marks, T. J. Summers, and R. E. Betz, "Photovoltaic power systems: A review of topologies, converters and controls," in *2012 22nd Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, pp. 1–6, Sep. 2012.
- [83] INEE, "Contribuição do inee à audiência pública nº 010/2006 para alterar a resolução normativa nº 265/03 da aneel sobre os serviços ancilares," tech. rep., Instituto Nacional de Eficiência Energética, Brasil, April 2006.
- [84] D. I. Brandão, "Sistema de geração fotovoltaico multifuncional," Master's thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Estadual de São Paulo, PPGEE-UNESP, 2013.
- [85] M. Rasheduzzaman, S. N. Bhaskara, and B. H. Chowdhury, "Implementation of a microgrid central controller in a laboratory microgrid network," in *2012 North American Power Symposium (NAPS)*, pp. 1–6, Sep. 2012.
- [86] F. Pilo, G. Pisano, and G. G. Soma, "Neural implementation of microgrid central controllers," in *2007 5th IEEE International Conference on Industrial Informatics*, vol. 2, pp. 1177–1182, June 2007.
- [87] A. G. Tsikalakis and N. D. Hatziargyriou, "Centralized control for optimizing microgrids operation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, pp. 241–248, March 2008.
- [88] X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, and J. C. Vasquez, "An improved droop control method for dc microgrids based on low bandwidth communication with dc bus voltage restoration and enhanced current sharing accuracy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 1800–1812, April 2014.
- [89] T. L. Vandoorn, J. C. Vasquez, J. De Kooning, J. M. Guerrero, and L. Vandeveld, "Microgrids: Hierarchical control and an overview of the control and reserve management strategies," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, pp. 42–55, Dec 2013.

- [90] Zaheeruddin and M. Manas, “Renewable energy management through microgrid central controller design: An approach to integrate solar, wind and biomass with battery,” *Energy Reports*, vol. 1, pp. 156 – 163, 2015.
- [91] L. Meng, M. Savaghebi, F. Andrade, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, and M. Graells, “Microgrid central controller development and hierarchical control implementation in the intelligent microgrid lab of aalborg university,” in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2585–2592, March 2015.
- [92] Y. Chen, Y. Wu, C. Song, and Y. Chen, “Design and implementation of energy management system with fuzzy control for dc microgrid systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1563–1570, April 2013.
- [93] A. Jahangir, V. Nougain, and S. Mishra, “Control topology of hybrid energy storage system for ac-dc microgrid,” in *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1–5, Dec 2018.
- [94] R. K. Sharma and S. Mishra, “Dynamic power management and control of a pv pem fuel-cell-based standalone ac/dc microgrid using hybrid energy storage,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 526–538, Jan 2018.
- [95] G. Agundis-Tinajero, N. L. D. Aldana, A. C. Luna, J. Segundo-Ramírez, N. Visairo-Cruz, J. M. Guerrero, and J. C. Vazquez, “Extended-optimal-power-flow-based hierarchical control for islanded ac microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 840–848, Jan 2019.
- [96] T. Sarkar, A. Bhattacharjee, H. Samanta, K. Bhattacharya, and H. Saha, “Optimal design and implementation of solar pv-wind-biogas-vrfb storage integrated smart hybrid microgrid for ensuring zero loss of power supply probability,” *Energy Conversion and Management*, vol. 191, pp. 102 – 118, 2019.
- [97] M. Elkazaz, M. Sumner, and D. Thomas, “Energy management system for hybrid pv-wind-battery microgrid using convex programming, model predictive and rolling horizon predictive control with experimental validation,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 115, p. 105483, 2020.

- [98] J. Baek, W. Choi, and S. Chae, “Distributed control strategy for autonomous operation of hybrid ac/dc microgrid,” *Energies*, vol. 10, no. 3, 2017.
- [99] A. AbouArkoub, M. Soliman, Z. Gao, S. Suh, and V. D. Perera, “An online smart microgrid energy monitoring and management system,” in *2018 IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*, pp. 58–61, Aug 2018.
- [100] M. Habib, A. A. Ladjici, and E. Bollin, “Practical implemetation of energy management algorithm on a microgrid system,” in *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, pp. 1–6, Oct 2018.
- [101] N. Instruments, “Escolha a sua edição do labview,” 2019, Acessado em 10-09-2019. <https://www.ni.com/pt-br/shop/labview/select-edition.html>.
- [102] MathWorks, “Pricing and licensing,” 2019, Acessado em 10-09-2019. <https://www.mathworks.com/pricing-licensing.html?prodcode=ML>.
- [103] S. Labs, “Strato - sfera labs,” 2019, Acessado em 10-09-2019. <https://www.sferalabs.cc/strato/>.
- [104] Kunbus, “Revolution pi - the industrial raspberry pi,” 2019, Acessado em 10-09-2019. <https://https://revolution.kunbus.com/>.
- [105] Compulab, “Iot-gate-rpi - industrial raspberry pi iot computer,” 2019, Acessado em 10-09-2019. <https://www.compulab.com/products/iot-gateways/iot-gate-rpi-industrial-raspberry-pi-iot-gateway/>.
- [106] E. M. Technology, “Mypi - industrial raspberry pi iot edge gateway,” 2019, Acessado em 10-09-2019. <http://www.embeddedpi.com/>.
- [107] M. A. Setiawan, F. Shahnia, S. Rajakaruna, and A. Ghosh, “Zigbee-based communication system for data transfer within future microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, pp. 2343–2355, Sep. 2015.
- [108] A. Alfergani, A. Khalil, Z. Rajab, M. Zuheir, A. Asheibi, S. Khan, E. H. E. Aboadla, K. A. B. Azna, and M. Tohtayong, “Control of master-slave microgrid based on can bus,” in *2017 IEEE Jordan Conference on Applied Electrical Engineering and Computing Technologies (AEECT)*, pp. 1–6, Oct 2017.

- [109] Wei Yongqing, Zhang Xiaofeng, Qiao Mingzhong, and Kang Jun, “Control of parallel inverters based on can bus in large-capacity motor drives,” in *2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, pp. 1375–1379, April 2008.
- [110] Z. Chunjiang, C. Guitao, G. Zhongnan, and W. Weiyang, “An alternating-master-slave parallel control research for single phase paralleled inverters based on can bus,” in *2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 1, pp. 1–5, Aug 2006.
- [111] M. Santos, *Redes de Comunicação Automotiva: Características, Tecnologias e Aplicações*. Erica, 2010.
- [112] E. Ferreira, “Automação residencial utilizando protocolo can,” 2009. Monografia (Bacharel em Engenharia Elétrica), UFPR (Universidade Federal do Paraná), Curitiba, Brazil.
- [113] A. Vieira, S. P.J.A., P. Caldeira, and R. Fernandes, “Projecto de desenvolvimento de software de aplicação para uma rede can,” tech. rep., Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, May 2002.
- [114] S. Corrigan, “Introduction to the controller area network (can),” tech. rep., Texas Instruments, TI, May 2016.
- [115] A. Bidram and A. Davoudi, “Hierarchical structure of microgrids control system,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, pp. 1963–1976, Dec 2012.
- [116] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna, and M. Castilla, “Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids - a general approach toward standardization,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 158–172, Jan 2011.
- [117] Y. V. P. Kumar and R. Bhimasingu, “Review and retrofitted architectures to form reliable smart microgrid networks for urban buildings,” *IET Networks*, vol. 4, no. 6, pp. 338–349, 2015.

- [118] T. Vandoorn, J. D. Kooning, B. Meersman, and L. Vandeveldel, “Review of primary control strategies for islanded microgrids with power-electronic interfaces,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 19, pp. 613 – 628, 2013.
- [119] J. A. Pecas Lopes, C. L. Moreira, and A. G. Madureira, “Defining control strategies for analysing microgrids islanded operation,” in *2005 IEEE Russia Power Tech*, pp. 1–7, June 2005.
- [120] H. Han, X. Hou, J. Yang, J. Wu, M. Su, and J. M. Guerrero, “Review of power sharing control strategies for islanding operation of ac microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, pp. 200–215, Jan 2016.
- [121] A. Mortezaei, M. G. Simões, and F. P. Marafão, “Cooperative operation based master-slave in islanded microgrid with cpt current decomposition,” in *2015 IEEE Power Energy Society General Meeting*, pp. 1–5, July 2015.
- [122] D. E. Olivares, A. Mehrizi-Sani, A. H. Etemadi, C. A. Cañizares, R. Iravani, M. Kazerani, A. H. Hajimiragha, O. Gomis-Bellmunt, M. Saeedifard, R. Palma-Behnke, G. A. Jiménez-Estévez, and N. D. Hatziargyriou, “Trends in microgrid control,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, pp. 1905–1919, July 2014.
- [123] S. K. Sahoo, A. K. Sinha, and N. K. Kishore, “Control techniques in ac, dc, and hybrid ac-dc microgrid: A review,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [124] E. A., O. O, B. M., J. N., and A. A., “Db1 local micro source controller strategies and algorithms,” 2004.
- [125] J. Banda and K. Siri, “Improved central-limit control for parallel-operation of dc-dc power converters,” in *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1104–1110 vol.2, Jun 1995.
- [126] T. F. Wu, K. Siri, and J. Banda, “The central-limit control and impact of cable resistance in current distribution for parallel-connected dc-dc converters,” in *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE*, pp. 694–702 vol.1, Jun 1994.



- [127] K. Siri, C. Q. Lee, and T. F. Wu, "Current distribution control for parallel connected converters. ii," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 28, pp. 841–851, Jul 1992.
- [128] K. Siri and J. Banda, "Analysis and evaluation of current-sharing control for parallel-connected dc-dc converters taking into account cable resistance," in *1995 IEEE Aerospace Applications Conference. Proceedings*, pp. 29–48 vol.2, Feb 1995.
- [129] J. M. Guerrero, L. Hang, and J. Uceda, "Control of distributed uninterruptible power supply systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2845–2859, 2008.
- [130] M. Prodanovic, *Power quality and control aspects of parallel connected inverters in distributed generation*. PhD thesis, University of London, Imperial College, London - UK, 2004.
- [131] F. Petruzzello, P. D. Ziogas, and G. Joos, "A novel approach to paralleling of power converter units with true redundancy," in *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists*, pp. 808–813, 1990.
- [132] Y. Pei, G. Jiang, X. Yang, and Z. Wang, "Auto-master-slave control technique of parallel inverters in distributed ac power systems and ups," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 3, pp. 2050–2053 Vol.3, June 2004.
- [133] X. Sun, Y.-S. Lee, and D. Xu, "Modeling, analysis, and implementation of parallel multi-inverter systems with instantaneous average-current-sharing scheme," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 844–856, May 2003.
- [134] S. Tolani and P. Sensarma, "Extended bandwidth instantaneous current sharing scheme for parallel ups systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 4960–4969, June 2017.
- [135] P. Liu, C. Chen, J. Cai, and S. Duan, "Stability analysis of instantaneous average current sharing control strategy for parallel operation of ups modules," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1238–1242, Sept 2015.

- [136] A. M. Roslan, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, “Improved instantaneous average current-sharing control scheme for parallel-connected inverter considering line impedance impact in microgrid networks,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 702–716, March 2011.
- [137] C. L. Chen, Y. Wang, J. S. Lai, Y. S. Lee, and D. Martin, “Design of parallel inverters for smooth mode transfer microgrid applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 6–15, Jan 2010.
- [138] T.-F. Wu, Y.-K. Chen, and Y.-H. Huang, “3c strategy for inverters in parallel operation achieving an equal current distribution,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, pp. 273–281, Apr 2000.
- [139] T. F. Wu, Y. H. Huang, Y. K. Chen, and Z. R. Liu, “A 3c strategy for multi-module inverters in parallel operation to achieve an equal current distribution,” in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, vol. 1, pp. 186–192 vol.1, May 1998.
- [140] M. Prodanovic and T. C. Green, “High-quality power generation through distributed control of a power park microgrid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 1471–1482, Oct 2006.
- [141] R. Pradhan, M. Chirayath, and S. Thale, “Coordinated control strategy for a dc microgrid with low bandwidth communication,” in *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1–6, Dec 2016.
- [142] M. S. Golsorkhi, D. J. Hill, and H. R. Karshenas, “Distributed voltage control and power management of networked microgrids,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 4, pp. 1892–1902, 2018.
- [143] J. Hu, J. Zhu, D. G. Dorrell, and J. M. Guerrero, “Virtual flux droop method - a new control strategy of inverters in microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 4704–4711, Sept 2014.

- [144] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, and K. Mauch, "Control of parallel inverters in distributed ac power systems with consideration of line impedance effect," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, pp. 131–138, Jan 2000.
- [145] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, and L. G. de Vicuna, "Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive ups systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 726–736, March 2009.
- [146] R. M. d. S. Filho, *Contribuição ao Controle Digital do Paralelismo Sem Comunicação de Sistemas de Energia Ininterrupta*. PhD thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gérias, PPGEE-UFMG, Setembro 2009.
- [147] E. A. A. Coelho, *Técnicas de Controle Aplicadas Ao Paralelismo de Inversores*. PhD thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gérias, PPGEE-UFMG, Dezembro 2000.
- [148] E. A. A. Coelho, P. C. Cortizo, and P. F. D. Garcia, "Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone ac supply systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, pp. 533–542, Mar 2002.
- [149] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, and R. Adapa, "Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, pp. 136–143, Jan 1993.
- [150] Y. W. Li and C. N. Kao, "An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2977–2988, Dec 2009.
- [151] C. K. Sao and P. W. Lehn, "Autonomous load sharing of voltage source converters," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, pp. 1009–1016, April 2005.
- [152] Y. A. R. I. Mohamed and E. F. El-Saadany, "Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2806–2816, Nov 2008.

- [153] J. Kim, J. M. Guerrero, P. Rodriguez, R. Teodorescu, and K. Nam, "Mode adaptive droop control with virtual output impedances for an inverter-based flexible ac microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 689–701, March 2011.
- [154] T. L. Lee and P. T. Cheng, "Design of a new cooperative harmonic filtering strategy for distributed generation interface converters in an islanding network," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 1919–1927, Sept 2007.
- [155] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, pp. 625–630, May 1984.
- [156] Q. Zhong, "Robust droop controller for accurate proportional load sharing among inverters operated in parallel," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 1281–1290, April 2013.
- [157] T. L. Vandoorn, B. Meersman, L. Degroote, B. Renders, and L. Vandeveldel, "A control strategy for islanded microgrids with dc-link voltage control," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, pp. 703–713, April 2011.
- [158] K. D. Brabandere, B. Bolsens, J. V. den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, and R. Belmans, "A voltage and frequency droop control method for parallel inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 1107–1115, July 2007.
- [159] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, A. Luna, P. Rodriguez, and R. Teodorescu, "Adaptive droop control applied to voltage-source inverters operating in grid-connected and islanded modes," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 4088–4096, Oct 2009.
- [160] Y. Li and Y. W. Li, "Virtual frequency-voltage frame control of inverter based low voltage microgrid," in *2009 IEEE Electrical Power Energy Conference (EPEC)*, pp. 1–6, Oct 2009.

- [161] E. Rokrok and M. E. H. Golshan, “Adaptive voltage droop scheme for voltage source converters in an islanded multibus microgrid,” *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 4, pp. 562–578, May 2010.
- [162] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, J. L. Sosa, and L. G. de Vicuna, “Parallel operation of uninterruptible power supply systems in microgrids,” in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–9, Sept 2007.
- [163] C. Jin, J. Wang, and P. Wang, “Coordinated secondary control for autonomous hybrid three-port ac/dc/ds microgrid,” *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 4, pp. 1–10, March 2018.
- [164] K. D. Hoang and H. Lee, “Accurate power sharing with balanced battery state of charge in distributed dc microgrid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 1883–1893, March 2019.
- [165] H. Wang, M. Han, R. Han, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “A decentralized current-sharing controller endows fast transient response to parallel dc–dc converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 4362–4372, May 2018.
- [166] H. Wang, M. Han, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and B. G. Teshager, “Distributed secondary and tertiary controls for i–v droop-controlled-paralleled dc–dc converters,” *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 12, no. 7, pp. 1538–1546, 2018.
- [167] A. A. Eajal, M. A. Abdelwahed, E. F. El-Saadany, and K. Ponnambalam, “A unified approach to the power flow analysis of ac/dc hybrid microgrids,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, no. 3, pp. 1145–1158, 2016.
- [168] V. Maryama, V. Zeni, C. Q. Pica, M. S. Ortmann, and M. L. Heldwein, “Unified hybrid (ac/dc) active distribution networks droop-based load-sharing strategy,” in *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies, Europe*, pp. 1–6, 2014.
- [169] J. Wang, N. C. P. Chang, X. Feng, and A. Monti, “Design of a generalized control algorithm for parallel inverters for smooth microgrid transition operation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 4900–4914, Aug 2015.

- [170] T. V. Tran, T. W. Chun, H. H. Lee, H. G. Kim, and E. C. Nho, "Pll-based seamless transfer control between grid-connected and islanding modes in grid-connected inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 5218–5228, Oct 2014.
- [171] Z. Yao, L. Xiao, and Y. Yan, "Seamless transfer of single-phase grid-interactive inverters between grid-connected and stand-alone modes," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1597–1603, June 2010.
- [172] J. Kwon, S. Yoon, and S. Choi, "Indirect current control for seamless transfer of three-phase utility interactive inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 773–781, Feb 2012.
- [173] Q. Lei, S. Yang, and F. Z. Peng, "Multi-loop control algorithms for seamless transition of grid-connected inverter," in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 844–848, Feb 2010.
- [174] S. H. Hu, C. Y. Kuo, T. L. Lee, and J. M. Guerrero, "Droop-controlled inverters with seamless transition between islanding and grid-connected operations," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2196–2201, Sept 2011.
- [175] T. S. Hwang and S. Y. Park, "A seamless control strategy of a distributed generation inverter for the critical load safety under strict grid disturbances," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 4780–4790, Oct 2013.
- [176] 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, pp. 3032–3045, Oct 2011.
- [177] J. Schonbergerschonberger, R. Duke, and S. D. Round, "Dc-bus signaling: A distributed control strategy for a hybrid renewable nanogrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 1453–1460, Oct 2006.

- [178] Y. Gu, X. Xiang, W. Li, and X. He, “Mode-adaptive decentralized control for renewable dc microgrid with enhanced reliability and flexibility,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 5072–5080, Sep. 2014.
- [179] J. Mohammadi and F. Badrkhani Ajaei, “Versatile decentralised control of the dc microgrid,” *IET Smart Grid*, vol. 2, no. 1, pp. 77–88, 2019.
- [180] T. Dragičević, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and D. Škrlec, “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.
- [181] L. Meng, T. Dragicevic, J. Roldán-Pérez, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Modeling and sensitivity study of consensus algorithm-based distributed hierarchical control for dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, pp. 1504–1515, May 2016.
- [182] P. Wang, X. Lu, X. Yang, W. Wang, and D. Xu, “An improved distributed secondary control method for dc microgrids with enhanced dynamic current sharing performance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 6658–6673, Sep. 2016.
- [183] J. Fang, Z. Shuai, X. Zhang, X. Shen, and Z. J. Shen, “Secondary power sharing regulation strategy for a dc microgrid via maximum loading factor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2019.
- [184] G. Lee, B. Ko, J. Cho, and R. Kim, “A distributed control method based on a voltage sensitivity matrix in dc microgrids with low-speed communication,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, pp. 1–1, 2018.
- [185] V. Nasirian, S. Moayedi, A. Davoudi, and F. L. Lewis, “Distributed cooperative control of dc microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 2288–2303, April 2015.
- [186] T. Dragičević, 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.

- [187] S. Anand, B. G. Fernandes, and J. Guerrero, “Distributed control to ensure proportional load sharing and improve voltage regulation in low-voltage dc microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1900–1913, April 2013.
- [188] J. Xiao, P. Wang, and L. Setyawan, “Hierarchical control of hybrid energy storage system in dc microgrids,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 4915–4924, Aug 2015.
- [189] D. Dam and H. Lee, “A power distributed control method for proportional load power sharing and bus voltage restoration in a dc microgrid,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 3616–3625, July 2018.
- [190] A. Ingle, A. B. Shyam, S. R. Sahoo, and S. Anand, “Quality-index based distributed secondary controller for a low-voltage dc microgrid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, pp. 7004–7014, Sep. 2018.
- [191] S. Augustine, N. Lakshminarasamma, and M. K. Mishra, “Control of photovoltaic-based low-voltage dc microgrid system for power sharing with modified droop algorithm,” *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 6, pp. 1132–1143, 2016.
- [192] M. Zaery, E. M. Ahmed, M. Orabi, and M. Youssef, “Operational cost reduction based on distributed adaptive droop control technique in dc microgrids,” in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2638–2644, Oct 2017.
- [193] L. Guo, Z. Guo, X. Li, C. Wang, C. Hong, and Y. Zhang, “Consensus-based distributed coordinated control for islanded dc microgrids,” in *2017 IEEE Power Energy Society General Meeting*, pp. 1–5, July 2017.
- [194] V. Nasirian, S. Moayedi, A. Davoudi, and F. L. Lewis, “Distributed cooperative control of dc microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 2288–2303, April 2015.
- [195] X. Zhang, M. Dong, and J. Ou, “A distributed cooperative control strategy based on consensus algorithm in dc microgrid,” in *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 243–248, May 2018.



- [196] S. Sahoo and S. Mishra, “An adaptive event-triggered communication-based distributed secondary control for dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, pp. 6674–6683, Nov 2018.
- [197] D. Pullaguram, S. Mishra, and N. Senroy, “Event-triggered communication based distributed control scheme for dc microgrid,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 33, pp. 5583–5593, Sep. 2018.
- [198] V. Nasirian, A. Davoudi, F. L. Lewis, and J. M. Guerrero, “Distributed adaptive droop control for dc distribution systems,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, pp. 944–956, Dec 2014.
- [199] T. V. Vu, D. Perkins, F. Diaz, D. Gonsoulin, C. S. Edrington, and T. El-Mezyani, “Robust adaptive droop control for dc microgrids,” *Electric Power Systems Research*, vol. 146, pp. 95 – 106, 2017.
- [200] P. Prabhakaran, Y. Goyal, and V. Agarwal, “Novel nonlinear droop control techniques to overcome the load sharing and voltage regulation issues in dc microgrid,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 4477–4487, May 2018.
- [201] A. Khorsandi, M. Ashourloo, H. Mokhtari, and R. Iravani, “Automatic droop control for a low voltage dc microgrid,” *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 10, no. 1, pp. 41–47, 2016.
- [202] F. Chen, R. Burgos, D. Boroyevich, and W. Zhang, “A nonlinear droop method to improve voltage regulation and load sharing in dc systems,” in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, pp. 45–50, June 2015.
- [203] S. Peyghami, H. Mokhtari, and F. Blaabjerg, “Decentralized load sharing in a low-voltage direct current microgrid with an adaptive droop approach based on a superimposed frequency,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, pp. 1205–1215, Sep. 2017.
- [204] F. Chen, R. Burgos, D. Boroyevich, E. Rodriguez-Diaz, L. Meng, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Analysis and distributed control of power flow in dc microgrids to

- improve system efficiency,” in *2016 4th International Symposium on Environmental Friendly Energies and Applications (EFEA)*, pp. 1–6, Sep. 2016.
- [205] M. A. Mumtaz, M. M. Khan, F. Xianghong, A. Karni, and M. T. Faiz, “An improved cooperative control method of dc microgrids based on finite gain controller,” in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.9, Sep. 2018.
- [206] Y. Yang, M. M. Khan, and J. Yu, “An improved cooperative control method of dc microgrid based on nearest neighbors communication,” in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 792–797, Oct 2017.
- [207] D. Dam and H. Lee, “An adaptive power distributed control method to ensure proportional load power sharing in dc microgrid considering equivalent line impedances,” in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–6, Sep. 2016.
- [208] P. Ghalebani and M. Niasati, “A distributed control strategy based on droop control and low-bandwidth communication in dc microgrids with increased accuracy of load sharing,” *Sustainable Cities and Society*, vol. 40, pp. 155 – 164, 2018.
- [209] S. Augustine, M. K. Mishra, and N. Lakshminarasamma, “Adaptive droop control strategy for load sharing and circulating current minimization in low-voltage standalone dc microgrid,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 6, pp. 132–141, Jan 2015.
- [210] P. Huang, P. Liu, W. Xiao, and M. S. El Moursi, “A novel droop-based average voltage sharing control strategy for dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, pp. 1096–1106, May 2015.
- [211] F. Gao, S. Bozhko, G. Asher, P. Wheeler, and C. Patel, “An improved voltage compensation approach in a droop-controlled dc power system for the more electric aircraft,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 7369–7383, Oct 2016.

- [212] S. Moayedi and A. Davoudi, “Unifying distributed dynamic optimization and control of islanded dc microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 2329–2346, March 2017.
- [213] J. Hu, J. Duan, H. Ma, and M. Chow, “Distributed adaptive droop control for optimal power dispatch in dc microgrid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, pp. 778–789, Jan 2018.
- [214] S. Sahoo and S. Mishra, “A distributed finite-time secondary average voltage regulation and current sharing controller for dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, pp. 282–292, Jan 2019.
- [215] S. Sahoo, S. Mishra, S. M. Fezeli, F. Li, and T. Dragičević, “A distributed fixed-time secondary controller for dc microgrid clusters,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 1–1, 2019.
- [216] S. Moayedi, V. Nasirian, F. L. Lewis, and A. Davoudi, “Team-oriented load sharing in parallel dc–dc converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, pp. 479–490, Jan 2015.
- [217] Q. Xu, J. Xiao, X. Hu, P. Wang, and M. Y. Lee, “A decentralized power management strategy for hybrid energy storage system with autonomous bus voltage restoration and state-of-charge recovery,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, pp. 7098–7108, Sep. 2017.
- [218] R. Olfati-Saber, J. A. Fax, and R. M. Murray, “Consensus and cooperation in networked multi-agent systems,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 215–233, Jan 2007.
- [219] L. Meng, T. Dragicevic, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “Dynamic consensus algorithm based distributed global efficiency optimization of a droop controlled dc microgrid,” in *2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, pp. 1276–1283, May 2014.

- [220] B. Van Scoy, R. A. Freeman, and K. M. Lynch, “Exploiting memory in dynamic average consensus,” in *2015 53rd Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton)*, pp. 258–265, Sep. 2015.
- [221] S. S. Kia, B. V. Scoy, J. Cortés, R. A. Freeman, K. M. Lynch, and S. Martínez, “Tutorial on dynamic average consensus: the problem, its applications, and the algorithms,” *CoRR*, vol. abs/1803.04628, 2018.
- [222] R. Olfati-Saber and R. M. Murray, “Consensus problems in networks of agents with switching topology and time-delays,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, pp. 1520–1533, Sep. 2004.
- [223] T. Morstyn, B. Hredzak, G. D. Demetriades, and V. G. Agelidis, “Unified distributed control for dc microgrid operating modes,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, pp. 802–812, Jan 2016.
- [224] P. E. LTDA, “Inversor solar fotovoltaico monofásico phb,” report online, Brasil.
- [225] R. D. Araújo, “Projeto e simulação de filtros l e lcl para interconexão de inversor npc trifásico à rede,” Master’s thesis, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, UFCE - Centro de Tecnologia, Fortaleza - CE, Brasil, 2012.
- [226] 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, pp. 4281–4291, Oct 2012.
- [227] IEEE, “Ieee standard for interconnecting distributed resources with electric power systems,” *IEEE Std 1547-2003*, pp. 1–28, July 2003.
- [228] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator,” in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–6, June 2006.
- [229] M. Bhardwaj, “Software phase locked loop design using c2000? microcontrollers for single phase grid connected inverter,” tech. rep., Texas Instruments Incorporated, 07 2013.

- [230] M. Ciobotaru, V. Agelidis, and R. Teodorescu, “Accurate and less-disturbing active anti-islanding method based on pll for grid-connected pv inverters,” in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4569–4576, June 2008.
- [231] D. W. Hart, *Eletronica De Potencia: ANALISE E PROJETOS DE CIRCUITOS*. MCGRAW HILL - ARTMED, 2012.
- [232] D. I. Brandao, L. S. Araujo, A. M. S. Alonso, G. L. dos Reis, E. V. Liberado, and F. P. Marafão, “Coordinated control of distributed three-and single-phase inverters connected to three-phase three-wire microgrids,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1–1, 2019.
- [233] Xunwei Yu, Xu She, and Alex Huang, “Hierarchical power management for dc microgrid in islanding mode and solid state transformer enabled mode,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1656–1661, Nov 2013.
- [234] R. P. d. Santos, “Gerenciamento de potência de uma microrrede híbrida ca/cc utilizando controle baseado em potência,” Master’s thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gérias, PPGEE-UFMG, Agosto 2019.
- [235] T. R. Oliveira, W. W. A. G. Silva, and P. F. Donoso-Garcia, “Distributed secondary level control for energy storage management in dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, pp. 2597–2607, Nov 2017.
- [236] 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 Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 2804–2815, June 2014.
- [237] N. L. Diaz, T. Dragičević, 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.

- 
- [238] Rui Hu and W. W. Weaver, “Dc microgrid droop control based on battery state of charge balancing,” in *2016 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, pp. 1–8, Feb 2016.

# Apêndice A

## Sistema de comunicação

---

Os sistemas elétricos e de comunicação interagem entre si e são afetados pela taxa de transmissão e pela configuração da rede de comunicação [181]. Portanto, é importante considerar a natureza discreta da rede de comunicação. Dessa forma, o sistema de comunicação empregado nesse trabalho é baseado no *sample and hold* ( $S\mathcal{E}H$ ), onde no instante  $t_0$  todos os conversores realizam a amostragem do sinal (tensão, corrente ou potência) e durante o intervalo de tempo  $\Delta t_{s\&h}$  é realizado o envio e recebimento das informações. Além disso, é reservado um intervalo de tempo  $\Delta t_{c\&u}$  para que cada conversor processe as informações recebidas, calcule e aplique as novas referências de controle antes que seja realizado uma nova amostragem em  $nt_0, n \in \mathbb{Z}^*$ . Com isso, o intervalo de tempo  $t_{com}$  entre envios de informações é definido por:

$$t_{com} = \Delta t_{s\&h} + \Delta t_{c\&u} \quad (\text{A.1})$$

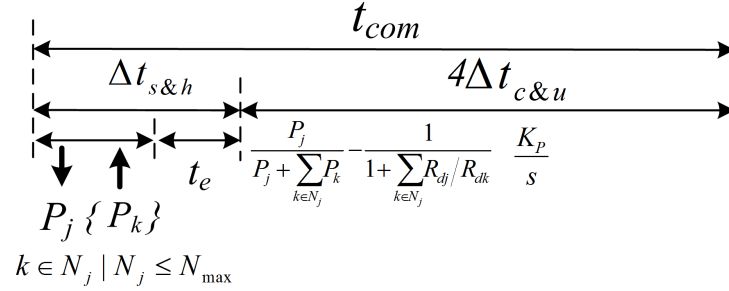
Supondo que em um nó de comunicação possa ter até  $N_{m\acute{a}x}$  conversores, o tempo para um conversor realizar a amostragem, enviar e receber as informações ( $\Delta t_{s\&h}$ ) pode ser estimado com base no *frame* de mensagens *LBC*. Tomando o CAN 2.0A como exemplo, onde o *frame* de dados consiste em 51 *bits* de controle e até 64 *bits* de dados [114], pode-se definir:

$$\Delta t_{s\&h} = \frac{51 + 64 + 3}{bps} (1 + t_e) N_{m\acute{a}x} \quad (\text{A.2})$$

onde *bps* é a taxa de *bits* por segundo, 3 representa os *bits* de *idle* entre as mensagens e  $t_e$  é a taxa aceitável de mensagens perdidas. Portanto,  $\Delta t_{c\&u}$  é arbitrado como  $\Delta t_{c\&u} \geq 4\Delta t_{s\&h}$ , que por consequência  $t_{com} \geq 5\Delta t_{s\&h}$ . Dessa maneira, garante-se tempo suficiente para realizar cálculos relativos ao controle secundário, atualizar os parâmetros do controle

primário e deixar o barramento de comunicação inativo para executar outras funções do controle secundário e/ou terciário. O diagrama do ciclo de controle secundário da técnica proposta na Seção 4.3.1 é apresentado na Figura A.1.

Figura A.1: Diagrama do ciclo de controle secundário.



Fonte: Resultados da Pesquisa

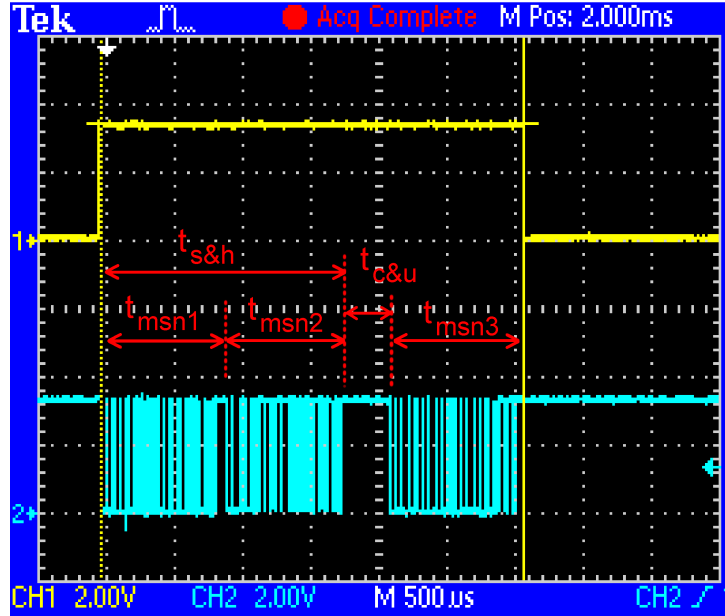
De modo a verificar os intervalos de tempos, durante um ciclo de comunicação, foi realizado um experimento com dois microcontroladores ( $\mu C_1$  e  $\mu C_2$ ) TMS320F28335 conectados por uma rede CAN de 125 kbps. Cada microcontrolador envia sua respectiva mensagem ( $msn_1$  e  $msn_2$ ) utilizando os 64 bits de dados. Ao receber  $msn_2$ ,  $\mu C_1$  calcula a média entre os valores contidos em  $msn_1$  e  $msn_2$  e retorna uma mensagem ( $msn_3$ ) para o  $\mu C_2$ .

Considerando (A.2) e adotando  $t_e = 0$ , então  $\Delta t_{s\&h} = 1,9 \text{ ms}$ . A Figura A.2 apresenta os intervalos de tempos medidos experimentalmente, onde CH1 é o nível lógico de um pino do  $\mu C_1$ , que muda para 1 quando inicia o envio de  $msn_1$  e retorna para 0 ao término do envio de  $msn_3$ , CH2 apresenta o nível de tensão do barramento CAN. Os intervalos de tempo  $t_{msn1}$ ,  $t_{msn2}$  e  $t_{msn3}$  medidos foram iguais a  $944 \mu s$ ,  $t_{c\&u} = 360 \mu s$  e o tempo total  $t_{msn1} + t_{msn2} + t_{msn3} + t_{c\&u} = 3,1 \text{ ms}$ . Portanto, na prática  $t_{c\&u} < t_{s\&h}$  e a consideração  $t_{com} = 5\Delta t_{s\&h}$  garante tempo suficiente para que em um ciclo de controle seja realizada a amostragem, envio, recebimento e processamento das informações recebidas.

Uma vez definido  $t_{com}$ , o sincronismo e a fase entre os temporizadores dos microcontroladores ( $\mu C$ s) devem ser realizados para que todas as amostragens/envio ocorram no mesmo instante  $t_0$ . Esse sincronismo já é alcançado naturalmente ao programar todos os microcontroladores a enviarem mensagens a cada  $t_{com}$  s e restando apenas o ajuste de fase, que pode ser realizado através de uma mensagem enviada por um conversor designado para tal função e os demais conversores ao receberem essa mensagem zera seus respectivos



Figura A.2: Análise experimental de um ciclo de comunicação.



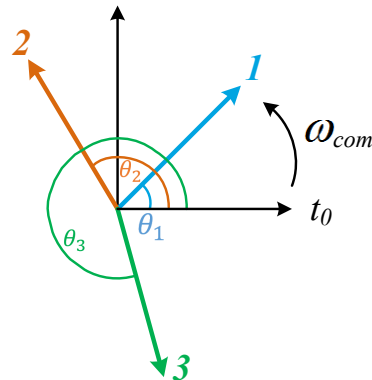
Fonte: Resultados da Pesquisa

temporizadores. A técnica utilizada nesse trabalho consiste em auto-sincronização baseada em prioridade, onde todos os conversores alcançam a mesma fase nos temporizadores sem a necessidade de envio de uma mensagem para esse propósito.

Como cada  $\mu C$  é programado para enviar mensagens a cada  $t_{com}$  s, então o envio de mensagem pode ser representado na forma fasorial conforme a Figura A.3, onde a frequência angular é  $\omega_{com} = 2\pi/t_{com}$ ,  $\theta_j$  representa a defasagem do temporizador do  $\mu C_j$  e o eixo  $t_0$  representa o momento onde é realizada a amostragem/envio. Fazendo com que  $\theta_1 = \theta_2 = \theta_N$ , todos os temporizadores estarão na mesma fase e a amostragem/envio será realizada no mesmo instante. Na técnica de auto-sincronização baseada em prioridade, considerando a representação fasorial, quando um vetor  $j$  passa pelo eixo  $t_0$ , cada  $\mu C_k$  verifica o valor do campo ID (código único que identifica cada  $\mu C$ ) da mensagem recebida, se o valor do ID for menor do que o seu, então o  $\mu C_k$  zera seu temporizador, que na forma fasorial corresponde a  $\theta_k = \theta_j$ . Considerando a ilustração da Figura A.3, quando o fasor 2 passar pelo eixo  $t_0$ , a fase do temporizador 3 será  $\theta_3 = \theta_2$  e quando o fasor 1 passar pelo eixo,  $\theta_3 = \theta_2 = \theta_1$ . Portanto, após um intervalo de tempo igual  $t_{com}$ , todos os  $\mu C$ s estarão com seus temporizadores em fase.

A Figura A.4 apresenta o processo de sincronização dos temporizadores de três micro-

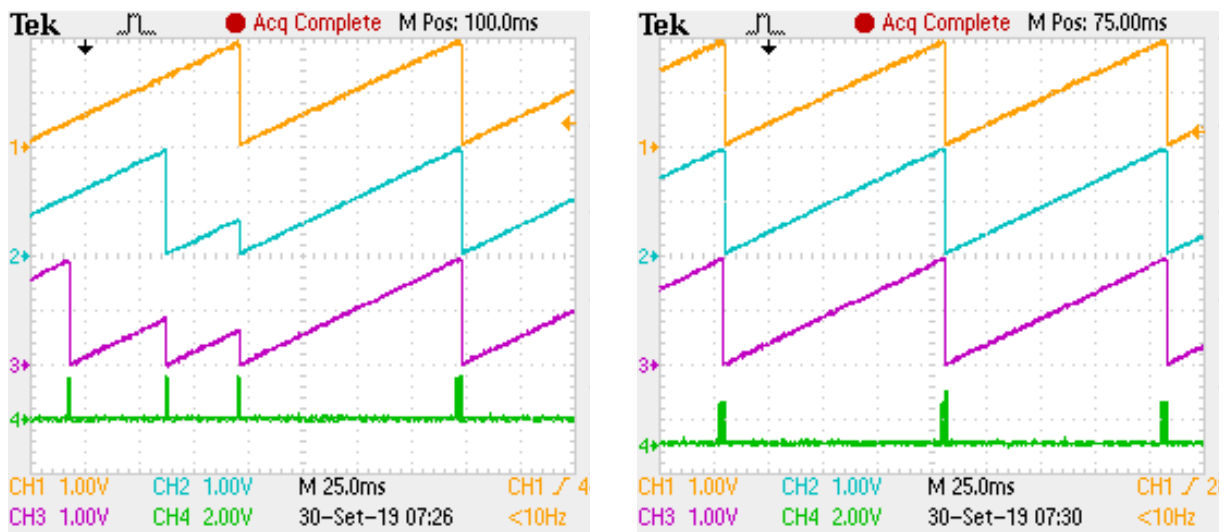
Figura A.3: Representação fasorial dos envios de informações pelos conversores CAN.



Fonte: Resultados da Pesquisa

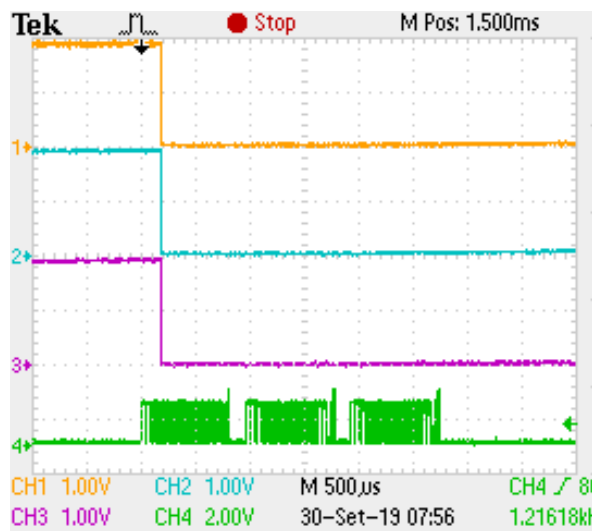
controladores ( $\mu C_1$ ,  $\mu C_2$  e  $\mu C_3$ ), sendo o  $CH1$  a saída do temporizador de  $\mu C_1$ ,  $CH2$  do  $\mu C_2$ ,  $CH3$  do  $\mu C_3$  e  $CH4$  o nível de tensão do barramento CAN. O intervalo de tempo para envios de informações foi definido  $t_{com} = 100 \text{ ms}$  e entre os temporizadores 1 e 2, 2 e 3 há uma defasagem de  $33 \text{ ms}$ . Pela Figura A.5a,  $\mu C_3$  é o primeiro a amostrar e enviar mensagem, como seu ID é maior que os outros IDs, não há mudanças nos temporizadores. Depois de  $33 \text{ ms}$  do envio da mensagem de  $\mu C_1$ ,  $\mu C_2$  envia sua mensagem e o  $\mu C_3$ , ao recebê-la, verifica que o ID é menor que o seu e zera o temporizador. Por último, o  $\mu C_1$  envia sua mensagem e  $\mu C_2$  e  $\mu C_3$  ao recebê-la, detectam que seus IDs é maior e zeram seus respectivos temporizadores, com isso, os temporizadores 3 e 2 alcançam a mesma fase de 1 com um intervalo de tempo menor ou igual a  $t_{com}$ , conforme apresentado na Figura A.5a. Na Figura A.5b é apresentado os três temporizadores sincronizados e na Figura A.5c apresenta em detalhes as três mensagens no barramento CAN, apesar delas terem sido comandadas para envio ao mesmo tempo, o processo de arbitragem define qual mensagem será enviada primeiro.

Figura A.4: Auto-sincronização de temporizadores.



(a) Temporizadores não sincronizados

(b) Temporizadores sincronizados



(c) Envio de mensagens sincronizadas

Fonte: Resultados da Pesquisa

# Apêndice B

## Protótipo dos conversores

---

### B.1 *Bidirectional Interface Converter - BIC*

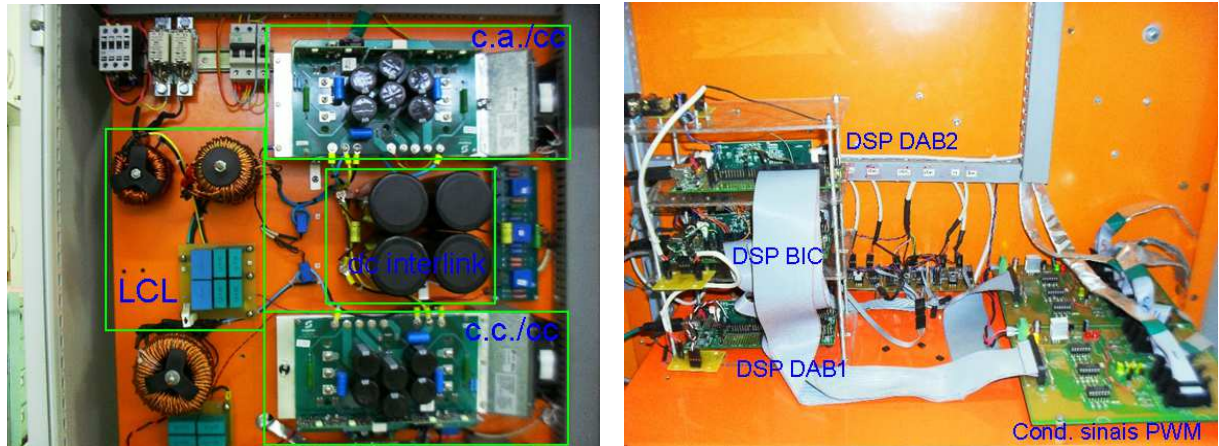
O protótipo do *BIC* é apresentado nas Figuras B.2a e B.2b, que corresponde ao módulo de potência, destacando os estágios de conversão e o filtro *LCL*, e circuito de controle e condicionamento de sinais, respectivamente.

As Figuras B.2c e B.2d apresentam as formas de onda da tensão no barramento c.a. (*CH1*) e barramento c.c. (*CH3*), as corrente de saída ( $i_{Lca}$ ,  $i_o$ ) no lado c.a. (*CH2*) e ( $i_o$ ) c.c. (*CH4*) do *BIC* durante transições de fluxo de potência. Na Figura B.2c, inicialmente o *BIC* fornece 0,9 kW ao lado c.c. e posteriormente é realizado um degrau de potência no *RCC<sub>cc</sub>* tal que o *BIC* passe a fornecer 0,9 kW ao lado c.a. Na Figura B.2d, o *BIC*, inicialmente, fornece 1,2 kW ao lado c.a. e posteriormente, é realizado um aumento de carga no lado c.c. tal que o *BIC* passa a absorver 1,2 kW do lado c.a.

### B.2 *Dual Active Bridge - DAB*

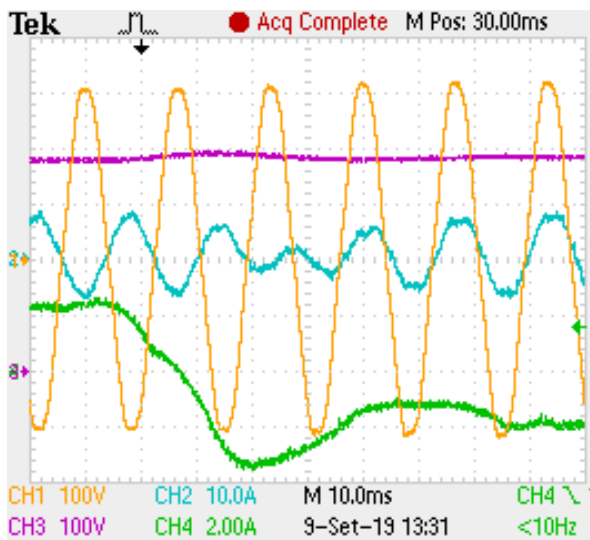
A Figura B.3a apresenta o módulo de potência dos DAB1, DAB2 e o barramento c.c. da nanorrede e na Figura B.3b apresenta o banco de baterias dos respectivos DABs. A Figura B.3c apresenta as formas de onda da tensão no primário (*CH1*) e no secundário (*CH2*) do transformador do *DAB*, as correntes de carga da bateria (*CH3*) e no secundário do transformador (*CH4*), sendo o defasamento angular entre as tensões do primário e secundário de 45°. A Figura B.3d apresenta as forma de onda da tensão no barramento c.c. (*CH1*), as corrente de saída ( $i_o$ ) do *BIC* (*CH2*) e do *DAB* (*CH3*) durante a transição

Figura B.1: Protótipo do *BIC*.

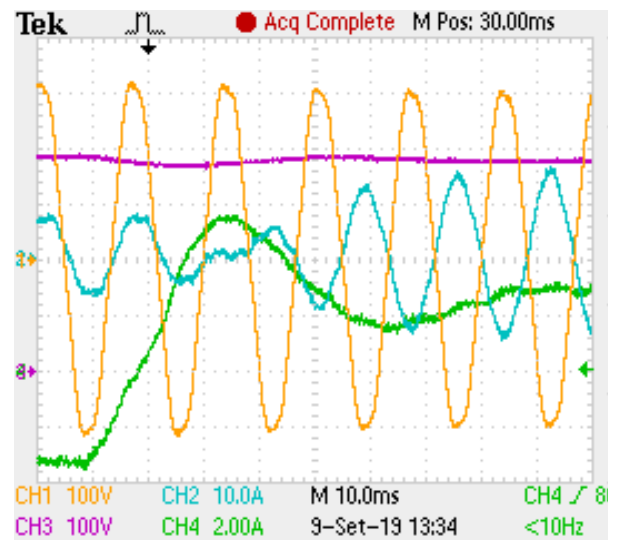


(a) Módulo de potência.

(b) Circuito de controle e condicionamento.



(c) Formas de onda da tensão e corrente.



(d) Formas de onda da tensão e corrente.

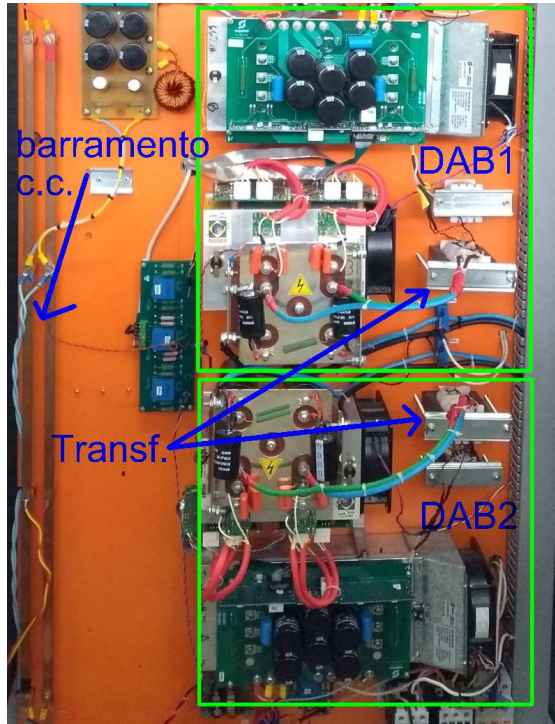
Fonte: Resultados da Pesquisa

de descarga para carga do *DAB*. Inicialmente o *DAB* fornece  $0,9\text{ kW}$  ao barramento c.c. e, posteriormente é aumentado a corrente de saída do *BIC* para que o *DAB* passe ao modo de carga, absorvendo  $0,55\text{ kW}$ .

### B.3 Emuladores de UAE e GD do barramento c.c.

A Figura B.3 apresenta o gabinete contendo os módulos de potência do emulador de UAE, destacando a parte do *ESC* e *BEC*, e o gerador distribuído (*RRC<sub>cc</sub>*). As Figuras B.4

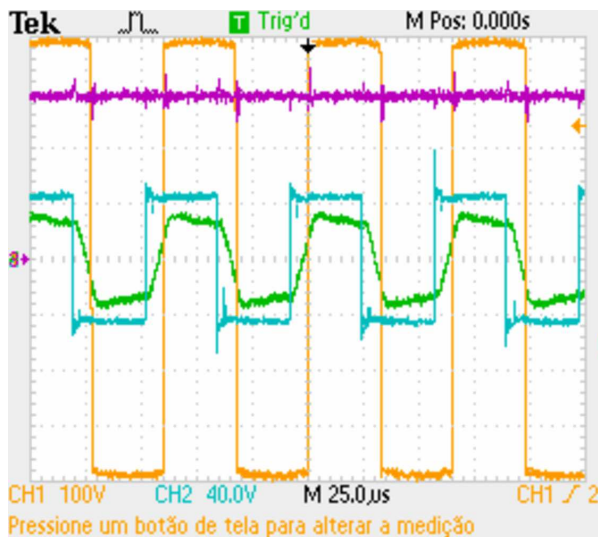
Figura B.2: Conversores *DAB*.



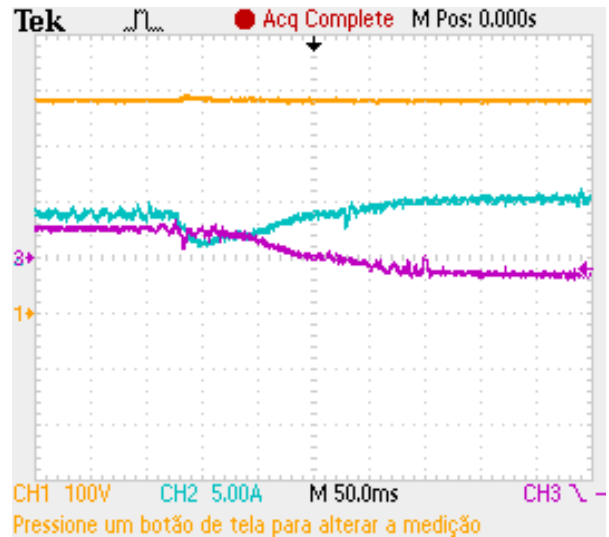
(a) Módulos de potência.



(b) Banco de baterias.



(c) Tensão e corrente no transformador.



(d) Transição entre descarga e carga.

Fonte: Resultados da Pesquisa

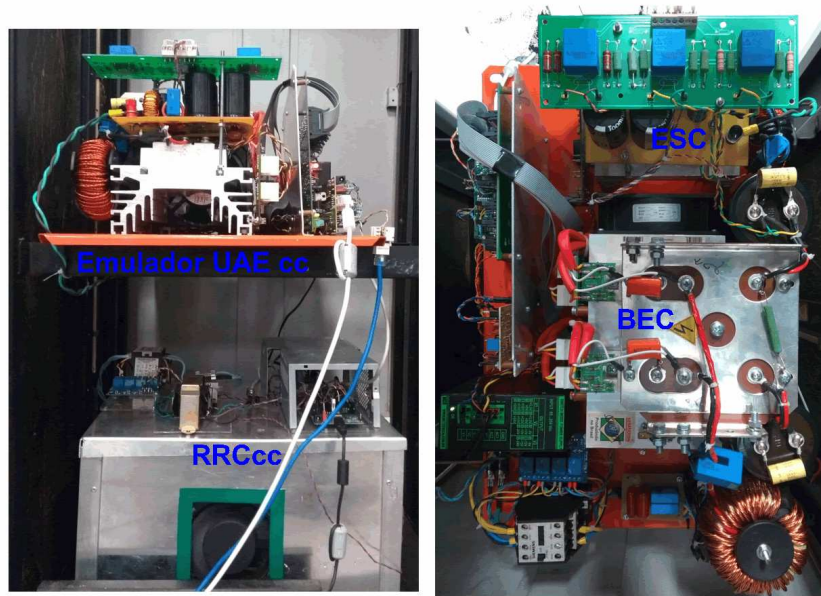
apresentam as formas de onda da tensão no barramento c.c. (*CH1*), as corrente de saída ( $i_o$ ) (*CH2*) e no indutor  $L$  ( $i_L$ ) (*CH3*) do *ESC* durante transições de fluxo de potência. Na Figura B.5a, inicialmente o *ESC* encontra-se no modo carga, absorvendo 0,9 kW e,



posteriormente é realizado um degrau de carga no barramento c.c. tal que o *ESC* passe a fornecer  $0,9\text{ kW}$ . Na Figura B.5b, o *BIC*, inicialmente, fornece  $0,9\text{ kW}$  ao barramento c.c. e, posteriormente é reduzida a carga do barramento tal que o *ESC* entra em modo carga absorvendo  $0,9\text{ kW}$ .

A Figura B.5 apresenta as forma de onda das correntes de saída ( $i_o$ ) (*CH1*), no indutor ( $i_L$ ) e o sinal de comando do transistor (*CH3*). Nessa condição, o *RRC<sub>cc</sub>* está injetando  $1,9\text{ kW}$  no barramento c.c. sendo o *ripple* de corrente em  $i_L$  é de  $4,3\text{ A}$ .

Figura B.3: Emulador de UAE e GD.

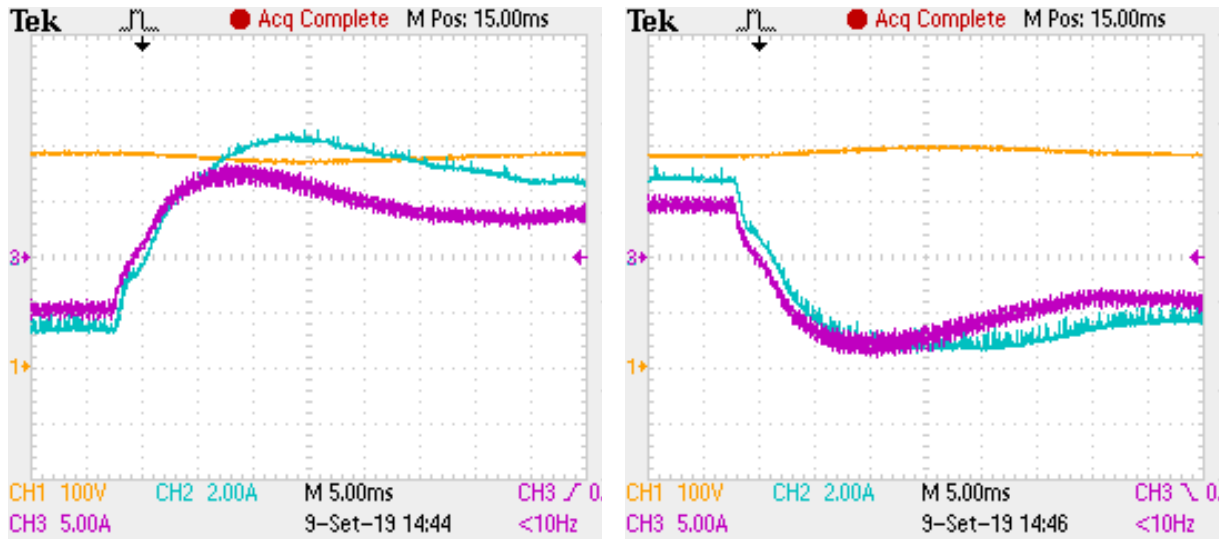


Fonte: Resultados da Pesquisa

## B.4 Emulador de UAE para barramento c.a.

A Figura B.6 apresenta as forma de onda da tensão no barramento c.a. (*CH1*) e a corrente de saída (*CH2*) do *ESC* durante transições de fluxo de potência, sendo que inicialmente a UAE absorve  $0,7\text{ kW}$  do lado c.a. e depois é alterado a referência de potência para que seja fornecido  $0,9\text{ kW}$ .

Figura B.4: Formas de onda da tensão e corrente do conversor emulador de  $UAE_{cc}$ .

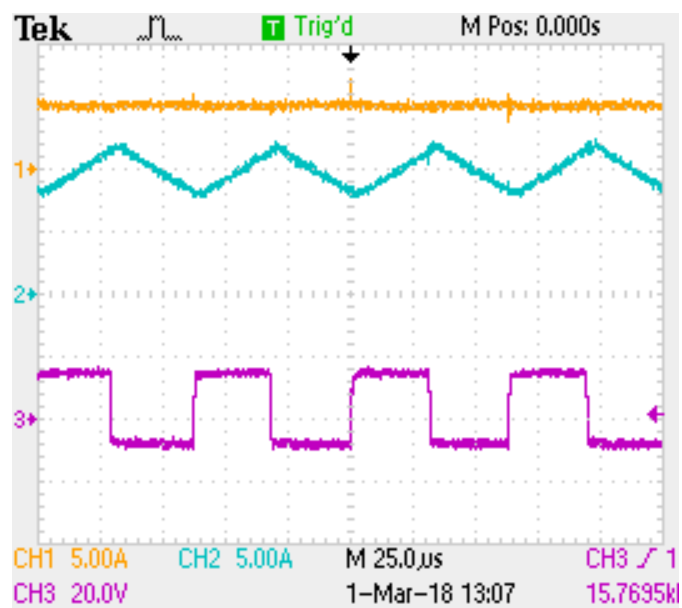


(a) Fornecendo potência para rede.

(b) Absorvendo potência da rede.

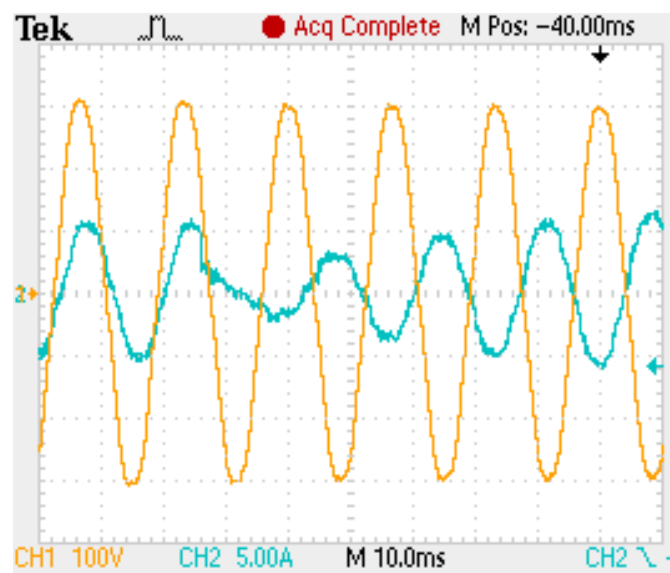
Fonte: Resultados da Pesquisa

Figura B.5: Formas de onda do conversor *boost*.



Fonte: Resultados da Pesquisa



Figura B.6: Formas de onda da tensão e corrente do conversor emulador de  $UAE_{ca}$ .

Fonte: Resultados da Pesquisa

# Anexos

---

Artigos originais publicados e/ou aceitos em periódico indexado.

1. T. R. Oliveira, **W. W. A. G. Silva**, S. I. Seleme and P. F. Donoso-Garcia, “PLL-Based Feed-Forward Control to Attenuate Low-Frequency Common-Mode Voltages in Transformerless LVDC Systems,” in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 3, pp. 3151-3159, May-June 2019.
2. **W. W. Silva**, T. R. Oliveira and P. F. Donoso-Garcia, “Hybrid distributed & decentralized secondary control strategy to attain accurate power sharing and improved voltage restoration in dc microgrids,” in IEEE Transactions on Power Electronics.  
*Aceito para publicação*

# PLL-based feed-forward control to attenuate low frequency common-mode voltages in transformerless LVDC systems

Thiago R. Oliveira, *Member, IEEE*, Waner Wodson A. G. Silva, *Student Member, IEEE*, Seleme I. Seleme Jr., and Pedro F. Donoso-Garcia

**Abstract**—Low voltage DC distribution systems have gained significant attention over the last years, since they provide simpler and more efficient integration of distributed generators and storage devices, establishing a pathway to net zero energy buildings. In low power units, transformerless utility interface is preferred to reduce footprint and losses. However, the lack of galvanic isolation introduces a common-mode (CM) path between the DC distribution bus and the utility service grounding, leading to the presence of high common-mode voltages at the DC bus feeders. The attenuation of the common-mode voltage reduces the touch voltage amplitude and leakage current, contributing to a safer environment. In this paper, a feed-forward active compensation of the common-mode voltage is proposed. It relies on utility voltage parameters, estimated by a PLL, to generate a counter common-mode voltage, hence, it does not require previous knowledge of the system common-mode path model or the addition of voltage sensors. Experimental results show that this technique can attenuate the CM voltage to non-dangerous magnitudes without interfering with the microgrid differential mode behavior.

**Index Terms**—Active Control, Common-mode voltage, DC power distribution, Microgrids, Safety.

## I. INTRODUCTION

LOW Voltage DC (LVDC) power distribution is regarded as a promising alternative to enable the development of net zero energy commercial buildings, since it promotes simpler coordination and power management of multiple distributed energy resources as well as a more efficient interface with renewables, storage and electronic devices [1]–[5]. A LVDC microgrid is a power electronics based system, as it is shown in the basic architecture depicted in Fig. 1. The backbone of the LVDC system is a 380 V DC bus which integrates local power generation, storage system, loads and secondary buses. The bidirectional interface with the utility grid is performed by a bidirectional grid interface converter (BGIC), an AC/DC converter responsible for managing the power exchange between microgrid and utility, decoupling the main DC bus from utility disturbances and ensuring grid code compliance at the point of common coupling (PCC).

In terms of safety, the behavior of the LVDC system during faults and electric shocks is highly influenced by the grounding

Thiago R. Oliveira, Seleme I. Seleme Jr. and Pedro F. Donoso-Garcia are with the Electronic Engineering Department, Federal University of Minas Gerais (UFMG), Belo Horizonte, Brazil, e-mail: troliveira@cpdee.ufmg.br, seleme@cpdee.ufmg.br, pedro@cpdee.ufmg.br

Waner Wodson A. G. da Silva is with the Federal University of Itajuba (UNIFEI), Itabira, Brazil, e-mail: waner@unifei.edu.br.

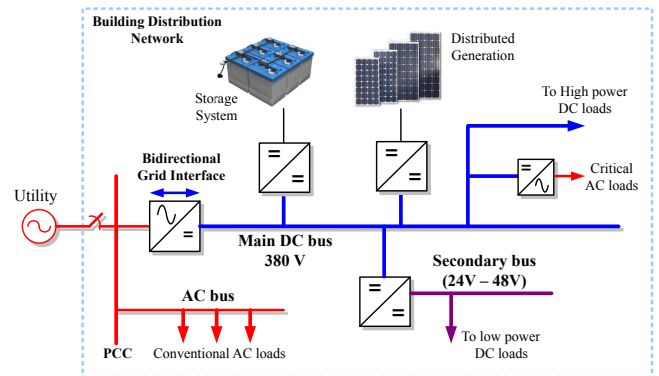


Fig. 1. Architecture of a LVDC power distribution system.

schemes employed at the PCC and at the DC bus as well as the structure of the utility interface [6]–[8]. Commercial and residential consumers supplied by low voltage utility distribution networks usually employ solid grounding at the building service entrance. Due to the lack of standards, the DC bus can resort to a variety of grounding methods. Fig. 2 illustrates possible solid and indirect grounding configurations for the LVDC network. As both AC and DC grids are grounded, the interaction between them, in terms of leakage current, will be determined by the utility interface topology. Several proposals consider that the BGIC is endowed with an isolation transformer, which decouples both grids and enables the deployment of any grounding method at the DC side. As discussed in [9], [10], solidly grounded microgrids will exhibit high touch voltages and low impedance fault paths, leading to high fault and body current amplitudes. Indirect High Resistance Grounding (HRG), on the other hand, can limit both fault and body currents providing both continuous system operation and protection against electric shock, hence, it is the preferred choice for datacenters and other mission critical systems [11]–[13].

In low power applications, there is no obligatory need for the employment of an isolated system, therefore transformerless LVDC distribution becomes more appealing, since it can reduce footprint and enhance efficiency [14], [15]. The lack of isolation, however, introduces a common-mode (CM) path between the AC and DC buses. In such systems, solid grounding will lead to maximum leakage current and minimum CM voltage, whilst HRG can substantially decrease the leakage

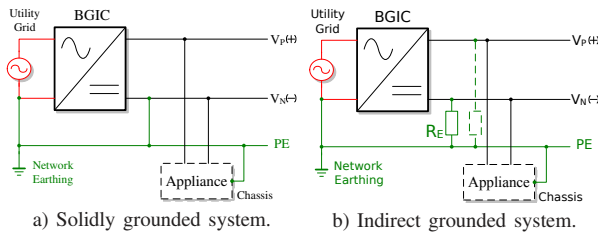


Fig. 2. LVDC grounding schemes.

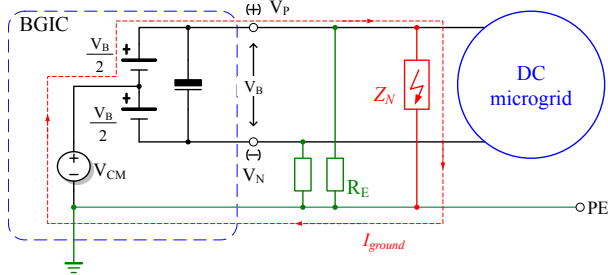


Fig. 3. Steady state equivalent circuit of the DC bus.

current, whereas a maximum CM voltage is expected [6], [7].

Fig. 3 presents a steady state equivalent circuit of the DC bus, where the DC bus voltage, regulated by the BGIC, is decomposed in its differential mode (DM) and CM terms, referred as  $V_B$  and  $V_{CM}$ , respectively, and  $Z_N$  represents a ground fault impedance or the body impedance of an electric shock victim. It can be noticed that, even though HRG is employed, during ground faults or electric shocks, the current will find a path which does not encompass  $R_E$ , indicating that during grid-connected operation HRG will not be effective in reducing ground current amplitudes. Since the pole voltages can be defined as  $V_{P,N} = V_{CM} \pm V_B/2$ , the CM voltage will influence the magnitude of body currents during electric shocks and leakage currents induced in parasitic elements of the DC bus. Therefore, in order to provide a safer environment, the CM voltage must be eliminated.

As discussed in [6], [16], the CM voltage in transformerless LVDC distribution systems is composed of low frequency components, related to the utility distribution system and the BGIC DC link voltage, and high frequency elements introduced by the converter switching pattern. In order to mitigate  $V_{CM}$ , the low and high frequency quantities of the CM spectrum are dealt with separately. In literature, the elimination of the high frequency CM components can be achieved mostly by two approaches: in the first one, additional switches can be incorporated to the BGIC topology, in order to decouple the AC and DC buses during free-wheeling stages, which are known to generate CM switching noise [17]–[19]. However, the effectiveness of the CM mitigation is not guaranteed in bidirectional operation. Another proposal, as covered in [7], [15], [16], employs a floating filter to contain the switching noise, eliminating it from the CM spectrum of the DC bus. Such approach is not tied to a specific converter topology, control scheme or modulation pattern, enabling a more flexible solution to leakage current mitigation.

The elimination of the low frequency components is attained

through active control, where an intentional common-mode signal is introduced in the BGIC control loop in order to counter the DC bus CM voltage. In [7], an additional control loop is incorporated to a two stage BGIC converter control diagram, which measures the DC bus negative rail voltage and regulates it to -190 V through a PI + Resonant compensator. The compensator output generates a CM control action that is added to the duty cycle of the converter AC/DC stage, relying on available control margin to attain CM compensation. In [15], a similar approach is presented, however, the BGIC exhibits a back-to-back topology, which enables direct elimination of the DC level of the CM voltage and allows the CM compensation to be performed by the DC/DC stage. Both proposals depend on the accurate knowledge of the microgrid common-mode path and parasitic elements in order to design the CM loop compensator. In [20], a feed-forward compensation is proposed, which relies only on the utility voltage measurement in order to generate a counter  $V_{CM}$  signal, dismissing the need for CM path modeling. However, the paper fails to present the impact of the proposed technique in the converter differential mode voltage and current waveforms, as well as its behavior in different operating conditions.

In this paper, a PLL-based feed-forward active compensation of low frequency CM voltage is proposed, which does not require previous knowledge of the LVDC system common-mode path transfer function or any additional voltage sensor. The remainder of the paper is organized as follows: section II presents the utility interface architecture considered in this paper and discusses the influence of the utility network and the BGIC control on the CM voltage spectrum. Section III introduces the proposed CM active compensation technique. Section IV shows the experimental results and section V provides the paper conclusions.

## II. UTILITY INTERFACE ARCHITECTURE

As previously discussed, the composition of the CM spectrum is dependent on the available utility distribution configuration, the BGIC topology and the grounding scheme employed at the PCC and at the DC bus. Therefore, it is important to establish an utility interface architecture upon which the discussions proposed in this paper can be based. Fig. 4 illustrates the proposed utility interface. It is assumed that the utility entrance is solidly grounded at the PCC and that the DC bus uses HRG in order to reduce leakage currents. A two wire unipolar LVDC distribution is considered, instead of a bipolar three wire system, since it does not require the employment of voltage balancers to deal with uneven load distribution between the feeders. A two stage back-to-back topology is considered for the BGIC, which, although less efficient than a single stage converter, enables current limiting at both AC and DC terminals, second harmonic ripple decoupling and DC link capacitance reduction [21]. Moreover, it provides sufficient DC link voltage margin to incorporate CM active control strategies without compromising the utility current and DC bus voltage controls [15]. A floating filter, composed by the coupled inductors  $L_{CM1}$  and  $L_{CM2}$ , the capacitors  $C_{fs}$  and damping resistor  $R_C$ , is used to eliminate the CM voltage switching noise.

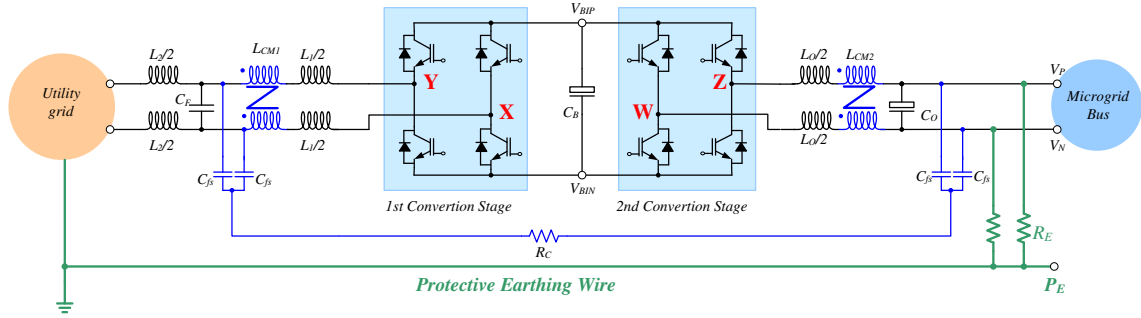


Fig. 4. Bidirectional grid interface converter topology.

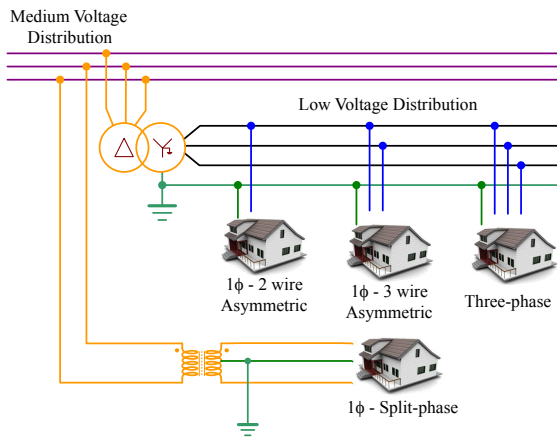


Fig. 5. Low voltage distribution systems topologies.

The utility distribution service can be available in mostly four structures, as illustrated in Fig. 5. Three-phase systems are normally associated with high power consumers, whereas, low power residential and commercial facilities will be connected to single-phase distribution. In North America, the most common single-phase utility distribution is the split-phase system, in which a single-phase transformer with grounded secondary central tap services consumers with an 110V/220V three wire system. In countries as Brazil and China, two or more phases of a three-phase transformer are derived to supply consumers, producing asymmetric single-phase systems with two or three wires. In Brazil, for instance, a two wire single-phase system is dedicated to consumers with installed capacity of 10kW or lower, three wire systems are employed to consumers with installed capacities between 10kW and 15kW and three-phase systems are associated with consumers with capacities above 15kW. Voltage levels can be either 127V/220V or 220V/380V, depending on the region. As this paper focuses in transformerless low power LVDC systems, only single-phase distribution will be considered henceforward.

#### A. Common-mode Voltage Composition

In order to quantify the CM quantities of the LVDC system described above, a voltage source representation of the BGIC and the utility distribution system, as shown in Fig. 6, was considered. It decomposes the utility grid voltage in its differential mode ( $V_{Sdm}$ ) and common-mode ( $V_{Scm}$ ) terms

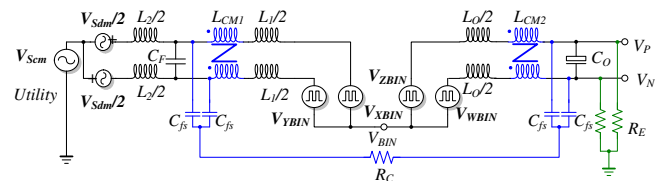


Fig. 6. Voltage source representation of the utility interface

TABLE I  
DM AND CM TERMS OF THE UTILITY VOLTAGE

Distribution	DM	CM
Split-phase	$V_m \cos(\omega t)$	0
2 wire asymmetric	$V_m \cos(\omega t)$	$\frac{1}{2} V_m \cos(\omega t)$
3 wire asymmetric	$\sqrt{3} V_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{6})$	$\frac{1}{2} V_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{3})$

and replaces the BGIC switching legs with voltage sources  $V_{XBIN}$ ,  $V_{YBIN}$ ,  $V_{ZBIN}$  and  $V_{WBIN}$ .

The utility DM and CM voltages will be influenced by the available utility distribution service. Assuming that the phase-to-neutral voltages can be expressed as  $V_{phase} = V_m \cos(\omega t + \theta)$ , where  $V_m$  is the phase peak voltage,  $\omega$  is the grid angular frequency and  $\theta$  is the angular displacement, the DM and CM terms of the utility voltage will be as described in Table I.

It can be observed that the symmetry of a split-phase distribution leads to approximately zero CM voltage contribution. In a real situation a small CM voltage is expected due to mismatches between the distribution transformer secondary windings. In two or three wire asymmetric distribution, a CM voltage with half the phase voltage amplitude will appear at the DC bus.

Regarding the BGIC switching pattern, unipolar PWM is widely employed in full-bridge converters, since it allows filter size reduction, when compared to bipolar modulation. Assuming that unipolar PWM is used in both stages, each switching leg voltage can be described as:

$$V_{jBIN} = D_j v_{BI} + H_{Fpwm,j}, \quad (1)$$

where  $j = [X, Y, W, Z]$ ,  $v_{BI} = V_{BI} + \Delta v_{BI}$  is the DC link voltage with a 120 Hz ripple,  $D_j$  is the switching leg duty cycle and  $H_{Fpwm,j}$  are the switching frequency harmonics and inter-harmonics. The duty cycle can be defined as:

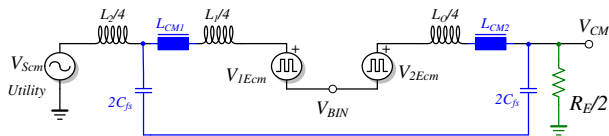


Fig. 7. Common-mode model of the DC bus.

$$D_j = \frac{1}{2} (1 + d_j/V_{tri}), \quad (2)$$

where,  $d_j$  is the  $j$ -th leg control action and  $V_{tri}$  is the triangular carrier peak voltage. The voltage sources can be combined to extract the DM and CM contributions of each stage, where  $V_{1Edm} = V_{XBIN} - V_{YBIN}$  and  $V_{2Edm} = V_{ZBIN} - V_{WBIN}$  are the DM terms of the first and second stage, respectively, and  $V_{1Ecm} = 0.5(V_{YBIN} + V_{XBIN})$  and  $V_{2Ecm} = 0.5(V_{ZBIN} + V_{WBIN})$ , are the CM terms. As the unipolar PWM establishes that  $d_x = -d_y$  and  $d_z = -d_w$ , the common-mode contributions of each stage will become:

$$V_{1Ecm} = \frac{1}{2} \cdot v_{BI} + H_{Fpwm1} \quad (3)$$

$$V_{2Ecm} = \frac{1}{2} \cdot v_{BI} + H_{Fpwm2} \quad (4)$$

where  $H_{Fpwm1}$  is a combination of the high frequency components of leg  $X$  and  $Y$ , and  $H_{Fpwm2}$  is the same for legs  $W$  and  $Z$ . Since the utility grid and BGIC contributions to the LVDC system common-mode voltage are known, a CM model of the DC bus can be defined, as shown in Fig. 7.

Through the CM model, the DC bus common-mode voltage ( $V_{CM}$ ) can be expressed as:

$$V_{CM} = \frac{R_E}{sL_2/2 + R_E} (V_{Scm} + V_{Icm}(s)), \quad (5)$$

where  $V_{Icm}(s)$  is the BGIC equivalent CM voltage, which is defined as:

$$V_{Icm}(s) = \frac{(2sC_{fs}R_C + 1) \cdot (V_{1Ecm} - V_{2Ecm})}{2s^2C_{fs}L_{eq} + 2sC_{fs}R_C + 1}, \quad (6)$$

where  $L_{eq} = L_{CM1} + L_{CM2} + L_1/4 + L_0/4$ . It is important to highlight that as  $V_{1Ecm} - V_{2Ecm} = H_{Fpwm1} - H_{Fpwm2}$ , the BGIC switching legs will only contribute with high frequency noise to the system common-mode voltage, *i.e.*, the DC component is naturally eliminated by the unipolar PWM. As the floating filter has a low-pass behavior, its elements can be designed to attenuate the switching noise to desired levels. In [16], a design procedure for floating filters is described, which advises the use of small  $C_{fs}$  capacitances, leaving the responsibility of suppressing the CM switching voltage to the coupled inductors, hence a very small current will flow through the capacitive loop, requiring small damping resistance. Assuming that  $R_C$  is quite small, the filter cut-off frequency can be defined as:

$$\omega_c \approx \sqrt{\frac{1}{(\frac{L_1}{4} + \frac{L_0}{4} + L_{CM1} + L_{CM2}) 2C_{fs}}}, \quad (7)$$

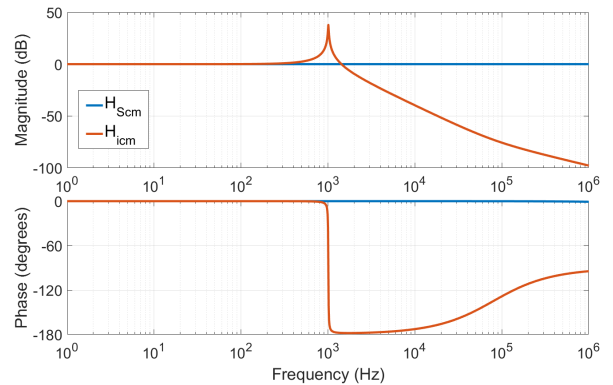


Fig. 8. Common-mode transfer functions.

which promotes an attenuation of  $20 \log_{10} |1 - (\omega/\omega_c)^2|$ . This relationship can be used to impose the desired attenuation to the BGIC switching noise.

The system CM transfer functions can be defined, through (5) and (6), as:

$$H_{Scm} = \frac{R_E}{sL_2/2 + R_E} \quad (8)$$

$$H_{icm} = \frac{R_E(2sC_{fs}R_C + 1)}{(2s^2C_{fs}L_{eq} + 2sC_{fs}R_C + 1)(sL_2/2 + R_E)} \quad (9)$$

where  $H_{scm}(s) = V_{CM}/V_{Scm}$  and  $H_{icm} = V_{CM}/(V_{1Ecm} - V_{2Ecm})$ . In order to generate neglectful leakage current, the grounding resistance  $R_E$  is usually very high, a few 10's of  $k\Omega$ , which allocates the pole of  $H_{Scm}$  near the MHz range. Since the grid voltage spectrum lies in the low frequency region, the transfer function can be approximated as  $H_{Scm} \approx 1$ , *i.e.*, the low frequency components of the CM voltage will be exactly  $V_{Scm}$ . Therefore,  $V_{CM}$  can be simplified as:

$$V_{cm}(s) \approx V_{Scm} + \frac{(2sC_{fs}R_C + 1)(V_{1Ecm} - V_{2Ecm})}{2s^2C_{fs}L_{eq} + 2sC_{fs}R_C + 1} \quad (10)$$

As an example, Fig. 8 presents the CM transfer functions for a LVDC system employing a 5 kW BGIC, which interfaces an asymmetric utility distribution with 127 V phase voltage and a 380 V DC bus, grounded through 22  $k\Omega$  resistances. The floating filter was designed to attenuate 50 dB at the switching frequency, which is set as 15.36 kHz. The system parameters were the same used in the experimental platform and will be fully described in Section IV.

It can be noticed that, for the region of interest,  $H_{Scm}$  equals 0 dB.  $H_{icm}$  presents a second order low-pass filter behavior, with a resonance frequency at 1kHz, providing the designed attenuation at 15.36 kHz. Fig. 9 shows the simulated CM voltage waveform and FFT for the BGIC described above. The line frequency component is half the grid phase voltage, *i.e.*, 63.5 Vrms (90V peak - 39dB) and the CM spectrum also presents attenuated components at the filter resonance frequency and at the switching frequency.

Since  $H_{icm} = 1\angle 0^\circ$  for the line frequency range, this example indicates that if a CM control action is incorporated



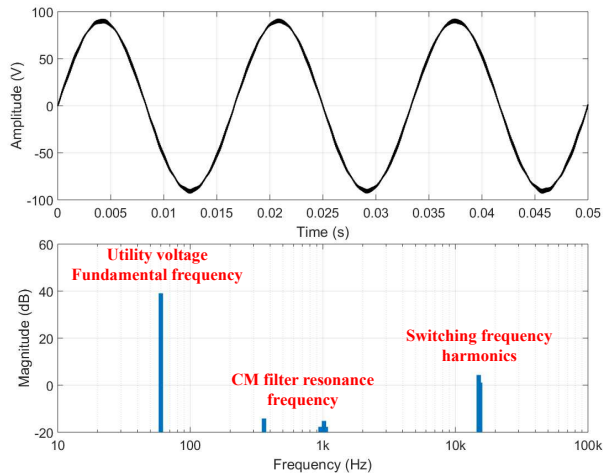


Fig. 9. Simulated Common-mode voltage waveform and spectrum.

at the BGIC duty cycle,  $V_{1Ecm}$  or  $V_{2Ecm}$  can be used to compensate  $V_{Scm}$  and attenuate the line frequency component of  $V_{CM}$ .

### III. LOW FREQUENCY COMMON-MODE VOLTAGE COMPENSATION

The proposed BGIC with floating filter is able to attenuate high frequency noise present in the CM voltage spectrum, however, the CM transfer function for the utility grid voltage has a unitary gain in the line frequency range, meaning that the grid CM voltage will directly appear at the DC bus. The elimination of the low frequency CM components can be performed through active control of the BGIC, adding a counter CM component in the  $V_{icm}$  term, which will compensate the existence of the grid CM voltage. In this paper, the CM compensation will be introduced in the second stage (DC/DC) control loop, in order to not interfere with the utility grid current control, which is performed by the first stage (AC/DC).

The proposed technique assumes that the LVDC system has insignificant influence on the utility voltage, therefore, the utility CM component will only depend on the utility conditions, hence, if the PCC characteristics are monitored,  $V_{Scm}$  can be estimated by the BGIC. As most utility interface converters employ a phase locked loop (PLL) to synchronize the converter output AC current with the utility voltage, achieving unity power factor, this structure can be used to gather information concerning the PCC voltage and frequency conditions. Therefore, as long as the PLL algorithm is able to estimate the PCC amplitude and frequency, a proper CM compensation signal can be generated and added to the converter control loop. Thus, a synchronous reference frame PLL, as described in [22], was employed in this paper. The PLL diagram is depicted in Fig. 10, where PD is the phase detector block,  $V_S$  is the normalized utility voltage,  $\hat{\theta}$  is the estimated phase and  $\hat{\omega}_o$  is the estimated utility frequency.

The PLL performs a park transformation, using the utility voltage as the input  $\alpha$ -axis and generating the  $\beta$ -axis. When the phase is locked, the internal  $d$ -axis will be regulated to

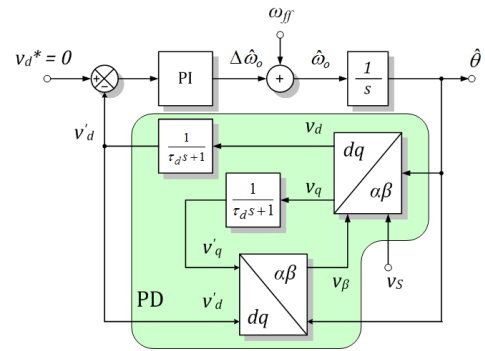


Fig. 10. Synchronous Reference Frame PLL.

TABLE II  
COMMON-MODE COMPENSATION PARAMETERS

Distribution	$k_{cm}$	$\varphi$
Split-phase	0	0
2 wire asym.	$180V \cdot V_{tri}$	0
3 wire asym.	$180V \cdot V_{tri}$	$-\pi/2$

zero and  $V_\beta$  will be orthogonal to  $V_S$ . In this moment the  $q$ -axis will be equal to the utility peak voltage. Since  $V_S$  is normalized,  $V'_q$  will be in p.u.

The proposed CM compensation diagram is shown in Fig. 11, where a CM control action ( $d_{cm}$ ) is fed-forward to the second stage PWM modulator. The DM control diagram employs conventional cascaded voltage and current control loops to track the grid current waveform and regulate the DC link and DC bus voltages, therefore, it is not detailed in the figure.

The CM control action  $d_{cm}$  is defined as:

$$d_{cm} = \frac{k_{cm} v_{qu}}{v_{BI}} \cos(\omega t + \varphi) \quad (11)$$

where,  $v_{qu}$  and  $\omega t$  are PLL outputs representing the utility normalized peak voltage and its angular displacement respectively,  $\varphi$  is a pre-defined phase angle and  $k_{cm}$  is a gain. The resulting common-mode signal can be calculated as:

$$V_{Icm}^* = \frac{d_{cm}}{2V_{tri}} v_{BI} \quad (12)$$

Assuming an 127V rms phase-to-neutral voltage and forcing  $V_{Icm}^* = V_{scm}$ , through equation (12) and the grid CM term described in Table I, the parameters  $k_{cm}$  and  $\varphi$  for all three single-phase distribution systems can be calculated, which is presented in Table II. It is important to mention that the displacement  $\varphi$  shown for a 3 wire asymmetric system, was calculated assuming a phase-to-phase grid voltage measurement, which adds a  $\pi/6$  displacement to the one shown in Table I.

#### A. Proposed technique limitations

Since the CM compensation signal is added to the BGIC DM control signals of each second stage switching leg, the

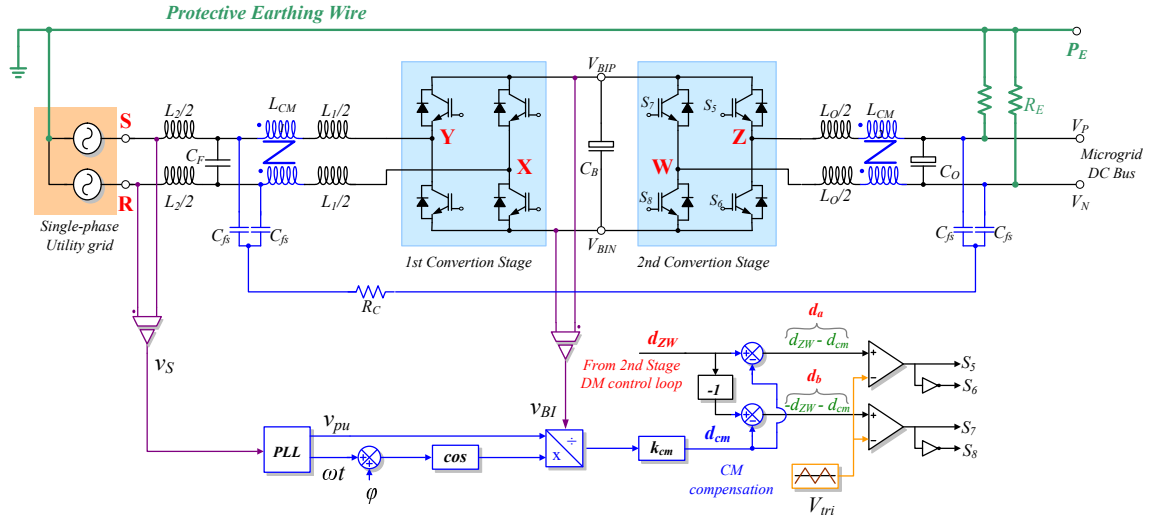


Fig. 11. Low frequency common mode voltage compensation.

resulting leg duty cycle must be designed to prevent the saturation of the DC/DC stage. According to equation (2), taking leg Z as an example, the average voltage  $V_{ZBIN}$  can be calculated as (13).

$$V_{ZBIN} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{d_{zw} - d_{cm}}{V_{tri}} \right) V_{BI}, \quad (13)$$

where,  $d_{zw}$  is the differential control signal for the BGIC second stage. Since the DM mode imposes that  $d_{zw}V_{BI}/V_{tri} = V_B$ , the switching leg voltage can be redefined as

$$V_{ZBIN} = \frac{V_{BI}}{2} + \frac{V_B}{2} - V_{Icm}. \quad (14)$$

The maximum voltage that a switching leg can impose is equal to the DC link voltage ( $V_{BI}$ ), hence, from (14) it can be established that:

$$V_{BImin} > V_{Bmax} + V_m \quad (15)$$

where  $V_{Bmax}$  is the microgrid DC bus maximum allowed voltage and  $V_{BImin}$  is the minimum allowed DC link voltage. If relationship (15) is satisfied, the grid converter will be able to perform the common-mode voltage compensation and the DC bus voltage control without PWM overmodulation.

Moreover, since the proposed technique is an open-loop method, the elimination of the CM voltage relies on the BGIC ability to reproduce the utility CM contribution waveform. Therefore, in order to achieve complete mitigation of the CM low frequency components, the PLL algorithm must be able to precisely estimate the amplitude and phase of all relevant harmonics of the utility voltage and the DC/DC stage must be able to accurately synthesize them as well. Those conditions, in practice, are impossible due to the precision of voltage sensors, errors introduced by any digital implementation of the PLL algorithm, errors introduced by dead time in the power converter, etc. Thus, another limitation of the proposed technique is that it can attenuate the magnitude of the CM

TABLE III  
BGIC CONVERTER FILTER VALUES

Elements	Value	Elements	Value
$L_1$	360 $\mu$ H	$C_O$	470 $\mu$ F
$L_2$	100 $\mu$ H	$L_{CM1}$	9mH
$L_O$	1.3mH	$L_{CM2}$	3mH
$C_f$	20 $\mu$ F	$C_{fs}$	1 $\mu$ F
$R_E$	22k $\Omega$	$R_C$	1 $\Omega$

voltage, however, it is unable to attain complete CM voltage mitigation.

#### IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The behavior of the proposed CM compensation was assessed through a 5 kW experimental setup, shown in Fig. 12. The converter is connected to a three wire asymmetric utility distribution, with 127V/220V voltage levels, as indicated in Fig. 11. The DC bus nominal voltage is 380 V, hence, in order to satisfy (15), the minimum DC link voltage should be 560 V. A 600 V  $\pm$  2% DC link was chosen for this prototype. The switching frequency was set as 15.36 kHz. The DM and floating CM filter values are shown in Table III, where the cut-off frequency of the floating filter was calculated to provide a 50 dB attenuation at the switching frequency. The system transfer functions are the same as the ones previously depicted in Fig. 8.

Fig. 13 shows the measured utility line voltage and the CM voltage at the DC bus. The CM voltage amplitude is 65.4Vrms, about half the utility phase voltage, and a 90° displacement can be seen between it and the grid line voltage. As previously discussed, the CM voltage should exhibit a  $\pi/3$  displacement in relation to the grid phase voltage in a three wire asymmetric system, therefore, in relation to the line voltage an extra  $\pi/6$  displacement is introduced, resulting in a  $\pi/2$  total displacement as observed.



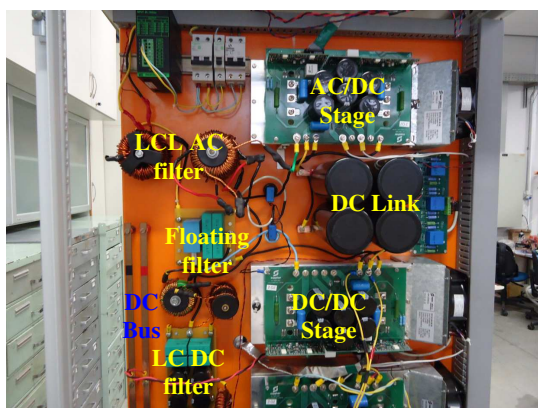


Fig. 12. Experimental Setup.

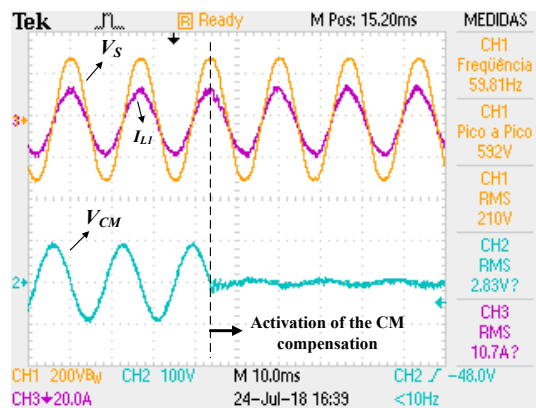


Fig. 14. Grid voltage and current response to CM compensation.

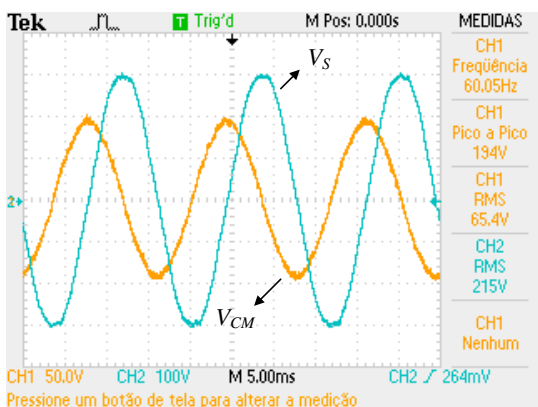


Fig. 13. Grid line voltage and CM voltage waveforms.

### A. Response to the activation of CM compensation

Fig. 14 shows the behavior of the PCC quantities when the CM compensation is activated. The BGIC imports 2.4kW from the utility with unity power factor. It can be observed that the CM compensation substantially reduces the CM voltage magnitude instantly after the beginning of the active CM control. However, its impact on the grid variables in steady state is unnoticeable. The spectra of the grid current and CM voltage, before and after the activation of the CM compensation strategy are presented in Fig. 15 and Fig. 16, respectively.

It can be observed that CM compensation has some influence over the grid current harmonic spectrum. The odd harmonics are either unaltered or are slightly decreased after the CM compensation has been activated, whereas the even harmonics are mostly increased, which raises the current THD from 3.03% to 3.63%. However, the individual harmonics and total harmonic distortion lie below IEEE 1547 requirements, thus compliance with grid connection standards is not compromised. The reason for this increase is that a small 60Hz current is supplied by the BGIC DC side to the DC bus CM circuit, introducing 60Hz ripple in the DC link. The interaction of first and second harmonic ripples in the DC link with the DM grid current control loop generates residual even harmonics in the current spectrum. Regarding the CM voltage spectrum, the

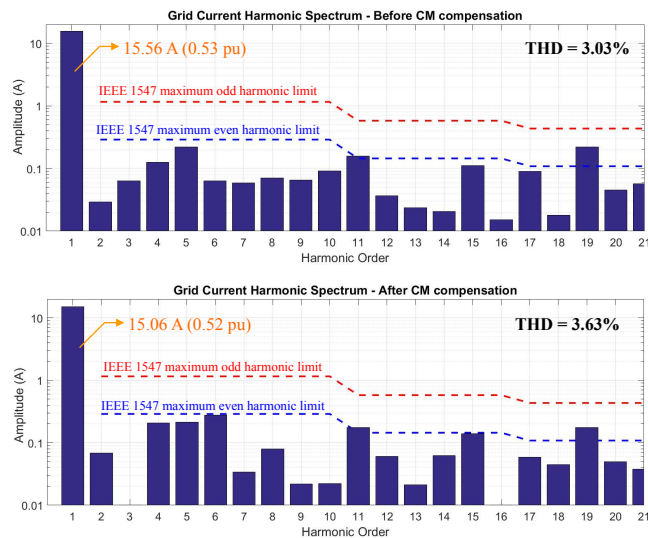


Fig. 15. Harmonic spectrum of the grid current.

original signal exhibits relatively high 3rd and 7th harmonics, which are related to the available grid voltage in the laboratory. After the activation of the CM compensation, the CM voltage fundamental component amplitude was attenuated 23.8dB, from 92.24 V to 5.94 V. However, the technique had a mild effect on the CM voltage harmonic content. This is due to the fact that the CM control action is derived from the PLL output signals, which, in this paper, only accounts for the grid voltage fundamental component. A greater attenuation of the CM voltage is hampered by voltage measurement accuracy and errors in the PLL estimation of the grid voltage amplitude. The CM compensation impact on the DC bus is shown in Fig. 17, for the same load scenario. It indicates that the DC bus voltage and current are also not significantly influenced by the CM active control.

### B. System response to a load step

Fig. 18 shows the behavior of the system during a load step increase from 50% to 80%. It can be observed that the DM control was able to regulate the DC bus voltage accordingly and manage the power exchange between the BGIC and the

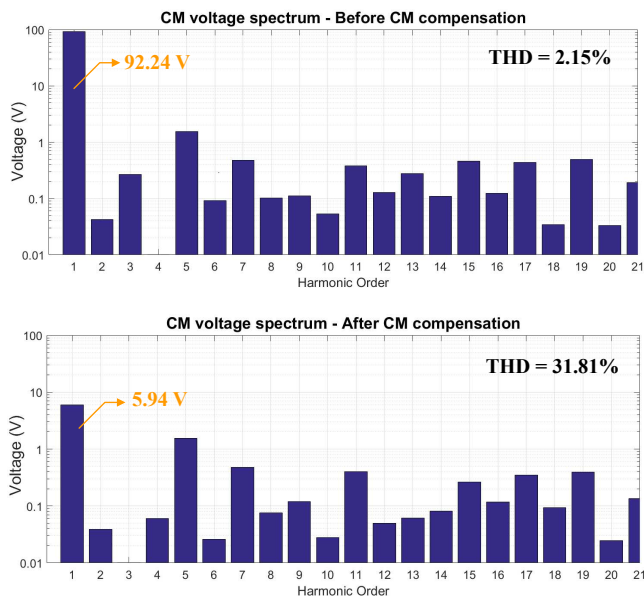


Fig. 16. CM voltage spectrum before and after compensation.

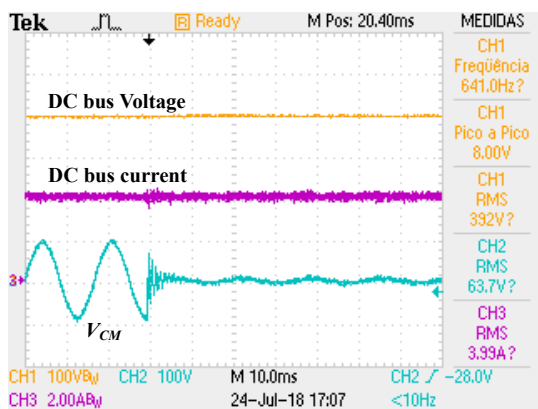


Fig. 17. CM compensation impact on the DC bus.

utility grid, therefore, the feed-forward CM compensation did not compromise the BGIC operation. On the other hand, the output power increase and the variation of the grid current and DC bus voltage were transparent to the compensated CM voltage, showing that the proposed feed-forward compensation is effective in attenuating the LVDC system CM low frequency components, independently on the system operation.

## V. CONCLUSION

This paper proposed a PLL-based feed-forward active compensation of common-mode low frequency components in LVDC systems. The technique is not model based, i.e., it does not require previous knowledge of the LVDC common-mode path to promote CM voltage attenuation, and no additional voltage sensor is needed. It relies on utility voltage and frequency estimations, provided by the interface converter PLL, to generate a common-mode control action at the converter DC bus side that will be able to attenuate the system common-mode voltage. Experimental results show that the proposed

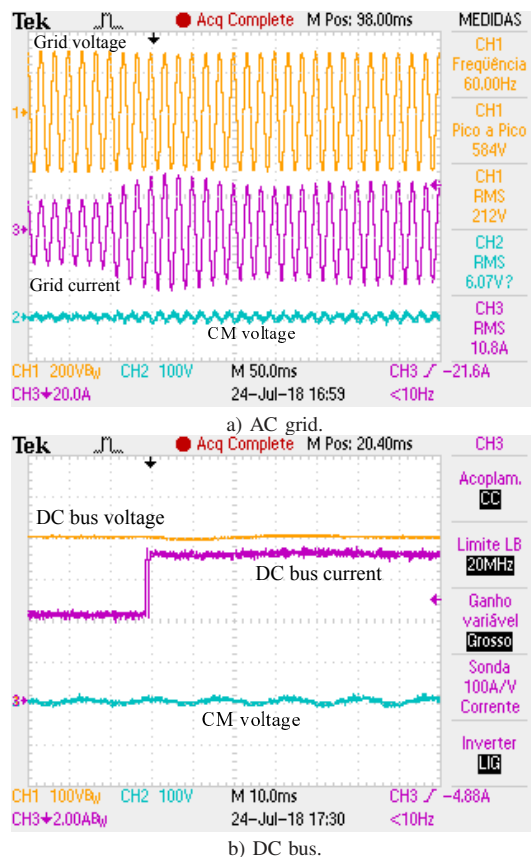


Fig. 18. System response to load step.

technique is able to attenuate the CM voltage in 23 dB with deadbeat response. The compensation has also shown little interference with the utility interface converter differential mode control objectives, i.e., grid current control and DC bus regulation. Moreover, the CM compensation is robust to shifts in the operation point of the converter.

## ACKNOWLEDGEMENT

The authors would like to thank PRPq/UFGM by the financial support given to this project through the *Programa Institucional de Auxílio à Pesquisa de Docentes Recém-Contratados-ADRC 01/2017*.

## REFERENCES

- [1] D. J. Becker and B. J. Sonnenberg, "Dc microgrids in buildings and data centers," in *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2011, pp. 1–7.
- [2] 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*, June 2015, pp. 154–158.
- [3] M. Ton, B. Fortenbery, and W. Tschudi, "Dc power for improved data center efficiency," Lawrence Berkeley National Laboratory, CA, USA, Tech. Rep., 2007, [Online]. Available: [http://energy.lbl.gov/ea/mills/HT/documents/data\\_centers/DCDemoFinalReportJan17-07.pdf](http://energy.lbl.gov/ea/mills/HT/documents/data_centers/DCDemoFinalReportJan17-07.pdf).
- [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] 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.

- [6] 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)*, Oct 2014, pp. 5526–5532.
- [7] F. Chen, R. Burgos, D. Boroyevich, and X. Zhang, "Low-frequency common-mode voltage control for systems interconnected with power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 873–882, Jan 2017.
- [8] 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, no. 5, pp. 3528–3549, May 2016.
- [9] D. Kumar, F. Zare, and A. Ghosh, "Dc microgrid technology: System architectures, ac grid interfaces, grounding schemes, power quality, communication networks, applications, and standardizations aspects," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 12 230–12 256, 2017.
- [10] N. Bayati, A. Hajizadeh, and M. Soltani, "Protection in dc microgrids: a comparative review," *IET Smart Grid*, 2018.
- [11] 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)*, 2011, pp. 1–8.
- [12] 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)*, 2009, pp. 1–8.
- [13] S. Beheshtaein, M. Savaghebi, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Protection of ac and dc microgrids: Challenges, solutions and future trends," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2015, pp. 005 253–005 260.
- [14] M. Mobarez, D. Fregosi, S. Bhattacharya, and M. A. Bahmani, "Grounding architectures for enabling ground fault ride-through capability in dc microgrids," in *2017 IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, June 2017, pp. 81–87.
- [15] F. Chen, R. Burgos, and D. Boroyevich, "A bidirectional high-efficiency transformerless converter with common-mode decoupling for the interconnection of ac and dc grids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2018.
- [16] 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, pp. 4281–4291, 2012.
- [17] S. V. Araujo, 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.
- [18] 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.
- [19] R. Gonzalez, J. Lopez, 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.
- [20] T. R. Oliveira, S. I. Seleme, and P. F. Donoso-Garcia, "Feed-forward active attenuation of low frequency common-mode voltages in dc microgrids," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Nov 2017, pp. 1–6.
- [21] 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, pp. 1655–1666, 2013.
- [22] 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.



**Thiago R. Oliveira (M'12)** was born in Belo Horizonte, Minas Gerais, Brazil, received his BSc and MSc degrees in electrical engineering from the Federal University of Minas Gerais (UFMG) in 2008 and 2011, respectively. Currently he is an Assistant Professor at the Federal University of Minas Gerais. His main research interests include DC power distribution, Hybrid microgrids and high efficient converter design.



**Waner Wodson A. G. Silva (SM'18)** was born in Montes Claros, Minas Gerais, Brazil, he graduated in electrical engineering from the *Faculdades Santo Agostinho* in 2011 and received his MSc from the Federal University of Minas Gerais (UFMG) in 2013. Currently he is an Assistant Professor at the Federal University of Itajuba (UNIFEI), *Campus Itabira*, lecturing classes of Power Electronics and Embedded Systems. His research interests include power electronic applications in renewable energy, energy storage and embedded systems.



**Seleme Isaac Seleme Jr.** received the B.S. degree in electrical engineering from Escola Politecnica (USP), Sao Paulo, Brazil, in 1977, the M.S. degree in electrical engineering from Federal University of Santa Catarina, Florianopolis, Brazil, in 1985, and the Ph.D. degree in control and automation from the Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France, in 1994. He spent a sabbatical leave in the Power Electronics Group, University of California, Berkeley, CA, USA, in 2002. In 2015, he spent a sabbatical leave with the Institut National Polytechnique de Toulouse, INP, France, where he developed research about decentralized control and capacitor voltage estimation techniques for modular multilevel converters. He is currently an Associate Professor in the Department of Electronic Engineering, Federal University of Minas Gerais, Belo Horizonte, Brazil. His main research interests include renewable energy systems, modular multilevel converters, and nonlinear control applied to power converters



**Pedro F. Donoso-Garcia** was born in Lima, Peru, he graduated in electrical engineering from the Federal University of Rio Grande do Sul - UFRGS in 1981, he received his MSc from the Federal University of Minas Gerais - UFMG and his PhD from the Federal University of Santa Catarina - UFSC in 1986 and 1991 respectively. Currently he is a Full Professor at the Electronic Engineering Department in UFMG, Brazil. His research interests include: high efficiency power supplies, electronic ballasts, distributed energy-storage systems and microgrids.



# Hybrid distributed & decentralized secondary control strategy to attain accurate power sharing and improved voltage restoration in dc microgrids

Waner Wodson A. G. Silva, *Student Member, IEEE*, Thiago R. Oliveira, *Member, IEEE*, and Pedro F. Donoso-Garcia

**Abstract**—This paper proposes a secondary level control technique for dc microgrids, which achieves accurate power sharing through a distributed strategy whilst performing dc bus voltage restoration in a decentralized fashion. In order to attain proper power sharing, each power converter exchanges its output power information with neighboring converters through a low-bandwidth network at defined time intervals. A consensus-based algorithm is employed to process this information and modify the converter's droop coefficient, compensating droop mismatches and cable resistances and enabling power sharing. Restoration of the average dc bus voltage is realized locally with each converter compensating its own output voltage drop through an integrator. A comprehensive design procedure and performance and stability analysis, including communication loss and substantial time delays are also provided. The strategy has shown to be robust to some communication failure scenarios and moderate communication delays. The proposed method is evaluated through PLECS simulation and it is experimentally validated in a 4.5 kW dc microgrid setup.

**Index Terms**—Dc microgrids, accurate power sharing, voltage restoration, consensus-based algorithm, droop-control.

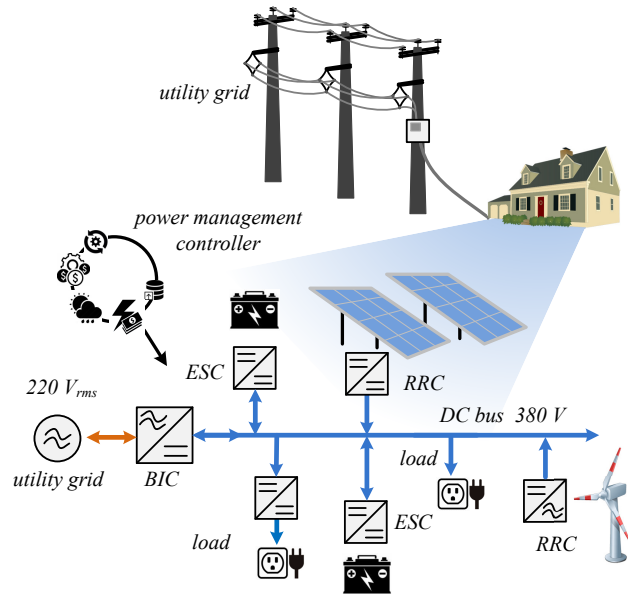


Fig. 1. Residential dc microgrid

## I. INTRODUCTION

THE microgrid concept was introduced as a solution for the integration of multiple power sources and storage systems into the grid, where those resources are conjugated in a local power system, enabling optimal usage of distributed generation, power dispatch and autonomous operation [1], [2]. DC microgrids are a growing subject in this field, since they provide simplified power control, due to the lack of reactive power flow, phase synchronization and ac power quality issues [3], as well as a more efficient integration with distributed generation and storage, due to the elimination of unnecessary power conversion stages [4], [5]. Fig. 1 presents a typical residential level dc microgrid and its main elements: a Bidirectional Interface Converter (BIC), responsible for interconnecting the microgrid and the utility grid at the point of common coupling (PCC), a Renewable Resource Interface Converter (RRC), which interconnects the distributed generation to the microgrid main dc bus and an Energy Storage Interface Converter (ESC). ESC is responsible for ensuring the power balance either in on-grid or in island operation. The backbone of the dc microgrid is a 380V dc bus, which interlinks all converters and supplies local dc loads.

Waner Wodson A. G. da Silva is with the Federal University of Itajuba (UNIFEI), Itabira, Brazil, e-mail: waner@unifei.edu.br.

Thiago R. Oliveira is with Electronic Engineering Department, Federal University of Minas Gerais (UFMG), Belo Horizonte, Brazil, e-mail: troliveira@cpdee.ufmg.br

Pedro F. Donoso-Garcia is with the Electronic Engineering Department, Federal University of Minas Gerais (UFMG), Belo Horizonte, Brazil, e-mail: pedro@cpdee.ufmg.br

The power management of dc microgrids is usually based on a hierarchical structure, adapted from ISA-95 standards, which considers three control layers:

- Primary control: this level refers to the local control of the power converters. It is responsible to ensure power sharing and dc bus voltage regulation and stability [2], [4], [5]. The control techniques employed in this layer mostly consist of i) centralized control, based on high or low bandwidth links, in which a central element determines the operation mode of all microgrid converters, either by defining one to be in voltage mode and regulate the dc bus voltage whereas the others operate as current sources, or by defining the current references of each converter in a master-slave approach [6], [7], [8], [9]; ii) droop-control, a decentralized approach in which each converter voltage reference is dependent on its output power [10]–[12];
- Secondary control: this layer is responsible for compensating the errors introduced by the primary control [2];
- Tertiary control: this layer manages the power flow between the microgrid and the utility network. It can establish voltage and current references at the PCC and modify primary control parameters depending on economic and environmental data, in order to achieve optimized operation of the microgrid [2], [13].

Droop control in the primary level provides high reliability and flexibility to the microgrid, since proper power sharing

and stable operation of paralleled converters are guaranteed without the need for a communication network, which also intrinsically introduces plug-and-play capability to it. Consequently, droop controlled microgrids are the majority of the systems described in the current literature. However, the selection of droop coefficients introduces a trade-off between power sharing and voltage regulation, which is also strongly influenced by line impedances [10]–[12]. In order to correct power sharing mismatches and dc bus voltage deviation, the secondary control level gathers information concerning local measurements of each converter, through a communication link, and provides means to modify primary level parameters that will lead to proportional power distribution and a regulated bus voltage. The secondary layer implementation can be either centralized or distributed. The centralized approach presents reduced reliability due to the existence of a single point of failure (SPoF), hence, the employment of distributed control schemes becomes a better solution [13]–[15].

Voltage deviation and power sharing corrections are mainly performed by adding a voltage shifting term to the droop controller of the power converters. In [13], a centralized controller senses the dc bus voltage and determines a voltage correction term that is broadcasted to all converters, in order to compensate the voltage deviation. In [5], [11], [16], [17], distributed control is employed, however, each converter needs to exchange information with every other converter in the microgrid, in order to be able to calculate the average values of the dc bus voltage and load current and then determine the appropriate voltage shifting quantity. Sparse communication network and consensus-based algorithm are described in [18]–[29], which only require information exchange between neighboring converters to converge to proper voltage regulation and power sharing, thus, improving the robustness of the microgrid control to communication failures and enabling the use of low bandwidth communication (LBC).

In terms of power sharing correction, voltage shifting approaches cannot change the output impedance of the power converters, hence, in order to compensate line impedance mismatches, the voltage shifting term must be constantly updated. Another possibility is to adjust the droop slope, aiming at mitigating the line impedance influence. Hybrid control strategies, which uses voltage shifting for dc bus voltage restoration and droop slope adjustment for power sharing correction, have been proposed in [30]–[32]. In [30], the converters exchange their droop resistance, output current and output voltage information and each of them computes the average value of these three parameters, using it to feed three separate compensators that will generate the voltage shifting action and adapt the converter droop resistance. The need for one converter to establish a communication with all the others is a drawback of this approach, since large microgrids can demand costly high bandwidth communication links and large data processing. In [31], [32], the hybrid structure is achieved through sparse communication and cooperative control, which improves the expandability of the system and resiliency against communication failures. However, the dc bus voltage deviation correction is dependent on a voltage observer structure, which estimates the dc bus average voltage that will be compensated.

In [33] a decentralized voltage restoration strategy is proposed for a hybrid energy storage system composed of one battery unit and one supercapacitor unit, both connected by

interfacing converters. In this strategy, the supercapacitor unit only responds to load variations, while the battery deals with the load power demand in steady state, therefore the dc link voltage is regulated by the battery alone, which allows a voltage shifting compensation to be added to the unit's voltage droop control reference and ensures a regulated dc voltage in steady state. However, the behavior of the proposed strategy in a scenario with multiple converters and under the influence of non negligible line impedances is not fully explored or validated. In deed, the simple expansion of this strategy to multiple paralleled converters will lead to high circulating currents between them, hence a coordinated current sharing strategy is mandatory, however, no discussions concerning the criteria to integrate the decentralized voltage restoration action with current sharing techniques are provided.

This paper proposes a secondary level strategy which uses distributed control to promote proportional power sharing and a decentralized voltage shifting action to restore the dc bus voltage. The existence of the power sharing action prevents high circulating currents to build up between converters in steady state and also compensates the average dc bus voltage errors introduced by the line impedances. A comprehensive design procedure and performance analysis is also provided. In the proposed method, a sparse communication network is employed where each converter exchanges its output power information with its neighbors through a LBC and uses the received data to tune its droop coefficient, compensating line impedance mismatches and leading to proportional power sharing. Once the power sharing correction is achieved, each converter employs only local information to generate a voltage shifting term, which mitigates the dc bus voltage deviation introduced by the droop control. This strategy reduces the information traffic and improves system reliability. Moreover, voltage restoration has shown to be more robust, being disturbed only by changes in the equivalent line impedances, i.e., if load variations do not alter the line impedances seen by the converters, voltage regulation is ensured even during severe communication failures. It also has shown to provide small voltage oscillations under fairly high communication delays, as confirmed by simulation results. Table I offers a comparison between features of secondary control structures found in literature and the proposed strategy.

This work is outlined as follows: Section II analyzes power and current sharing problems in dc microgrids. Section III presents the proposed secondary level control technique. Section IV analyzes the influence of the proposed technique on the system voltage stability. Section V and VI present the simulation and experimental results, respectively, and Section VII shows the paper conclusions.

## II. DISCUSSION ON CURRENT AND POWER SHARING PROBLEMS IN DC MICROGRIDS

The following discussion will consider the simplified model of a dc microgrid presented in Fig. 2, which is composed by two converters (*Conv-1* and *Conv-2*), represented by their steady state Thevenin equivalent circuit, line resistances ( $r_1$  and  $r_2$ ) and a resistive load  $R_{\mu G}$ .  $V_{o1}^*$  and  $V_{o2}^*$  refer to the nominal reference voltage of *Conv-1* and *Conv-2*,  $R_{d1}$  and  $R_{d2}$  are the droop coefficients and  $v_{\mu G}$  is the dc bus voltage

TABLE I  
COMPARISON OF SECONDARY CONTROLLERS FOR A DC MICROGRID

Literature proposal	Shared information	Communication among converters	Power/current sharing correction	Voltage restoration
Lu <i>et al.</i> [4]	Voltage, Current	All	Voltage shifting	Distributed
Dam and Lee [16]	Voltage, Power	All	Voltage shifting	Distributed
Anand <i>et al.</i> [17]	Current	All	Voltage shifting	None
Xu <i>et al.</i> [33]	None	None	None	Decentralized
Meng <i>et al.</i> [18], Zhang <i>et al.</i> [21], Chen <i>et al.</i> [22], Mumtaz <i>et al.</i> [25], Pullaguram <i>et al.</i> [26]	Voltage, Current	Neighbors	Voltage shifting	Distributed
Wang <i>et al.</i> [19]	Voltage, Compensating term	Neighbors	Voltage shifting	Distributed
Moayedi and Davoudi [24]	Voltage, Incremental cost	Neighbors	Voltage shifting	Distributed
Sahoo and Mishra [28]	Voltage, Voltage dynamic averaging, Current	Neighbors	Voltage shifting	Distributed
Wang <i>et al.</i> [30]	Voltage, Droop coefficient, Current	All	droop-adjustment	Distributed
Nasirian <i>et al.</i> [31], Zaery <i>et al.</i> [32]	Voltage, Current	Neighbors	droop-adjustment	Distributed
<b>Proposed technique</b>	Power	Neighbors	droop-adjustment	Decentralized

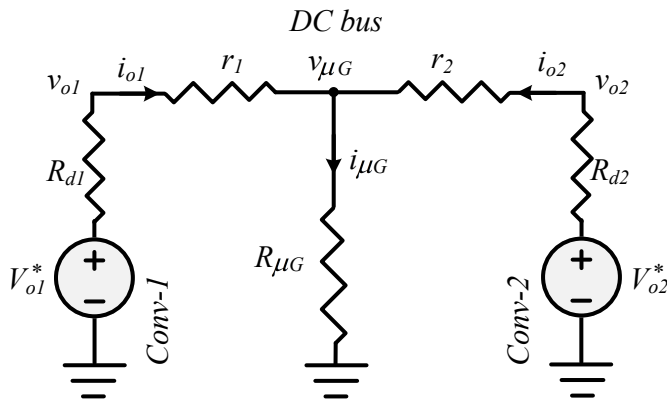


Fig. 2. Simplified model of a dc microgrid

The output current and power of the converters are expressed in (1) and (2), respectively.

$$i_{o1} = \frac{V_{o1}^* - v_{\mu G}}{R_{d1} + r_1} \quad (1)$$

$$i_{o2} = \frac{V_{o2}^* - v_{\mu G}}{R_{d2} + r_2}$$

$$P_1 = v_{\mu G} i_{o1} + r_1 i_{o1}^2 \quad (2)$$

$$P_2 = v_{\mu G} i_{o2} + r_2 i_{o2}^2$$

It can be noticed that if *Conv-1* and *Conv-2* are equal, i.e.,  $V_{o1}^* = V_{o2}^*$  and  $R_{d1} = R_{d2}$ , current ( $i_{o1} = i_{o2}$ ) and power sharing ( $P_1 = P_2$ ) can be achieved only if  $r_1 = r_2$ . In case of  $r_1 \neq r_2$ , converter equality will lead to unbalanced output current and power. In this case, current sharing can be achieved if  $R_{d1} \neq R_{d2}$  and/or  $V_{o1}^* \neq V_{o2}^*$ , but concomitant power sharing would not be possible. Output power imbalance between converters can be an important issue in some applications, e.g., ESC in island mode operating, where power sharing mismatch leads to unequalized State-of-Charge (SoC). Therefore, considering that unequal line resistances will certainly be present in a real microgrid, ensuring power sharing over current sharing seems to be the right alternative.

From (1), it can be shown that in any circumstance

$$\frac{i_{o1}}{i_{o2}} = \frac{R_{d2} + r_2}{R_{d1} + r_1}, \quad (3)$$

whereas (2) can be manipulated into

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{i_{o1}}{i_{o2}} \left( \frac{v_{\mu G} + r_1 i_{o1}}{v_{\mu G} + r_2 i_{o2}} \right) = m_p, \quad (4)$$

where  $m_p$  is a desired power ratio between the two converters. Since  $v_{\mu G} = R_{\mu G}(i_{o1} + i_{o2})$ , the current ratio can also be defined, from (4), as

$$\frac{i_{o1}}{i_{o2}} = -a + \sqrt{b} = m_i \quad (5)$$

where  $m_i$  is the current ratio that enables  $m_p$ , and

$$a = \frac{(1 - m_p)}{2(1 + \frac{r_1}{R_{\mu G}})}$$

$$b = m_p \left( \frac{1 + \frac{r_2}{R_{\mu G}}}{1 + \frac{r_1}{R_{\mu G}}} \right) + \left[ \frac{1 - m_p}{2(1 + \frac{r_1}{R_{\mu G}})} \right]^2$$

If a droop slope correction term ( $\delta R_{dj}$ ,  $j = 1, 2$ ) is added to the droop coefficient of each converter, it can be shown from (3) that

$$\frac{i_{o1}}{i_{o2}} = \frac{(R_{d2} + \delta R_{d2}) + r_2}{(R_{d1} + \delta R_{d1}) + r_1} \quad (6)$$

Therefore, there is a combination of  $\delta R_{d1}$  and  $\delta R_{d2}$  that enforces  $i_{o1}/i_{o2} = m_i$ , hence compensating the line impedance mismatch and ensuring proportional power sharing. It is noteworthy that an adequate  $m_i$  can also be found for generic loads, although in some cases, e.g., Constant Power Loads (CPL), an analytical solution as the one described in (5), which does not rely on converter parameters, might not exist.

### III. PROPOSED HYBRID CONTROL METHOD

Fig. 3 shows the proposed control diagram. It is assumed that the microgrid comprises  $N$  converters sharing the main dc bus, where *Conv- $j$*  ( $j = 1, 2, \dots, N$ ) communicates with a set of neighboring converters  $N_j$  through a LBC link. At initialization of the control algorithm, *Conv- $j$*  polls each *Conv- $k$*  and registers its nominal droop coefficient  $R_{dk}$ , where  $k \in N_j$ . Afterwards, in each control cycle, determined by the communication sampling time  $\tau_{LBC}$ , the communication

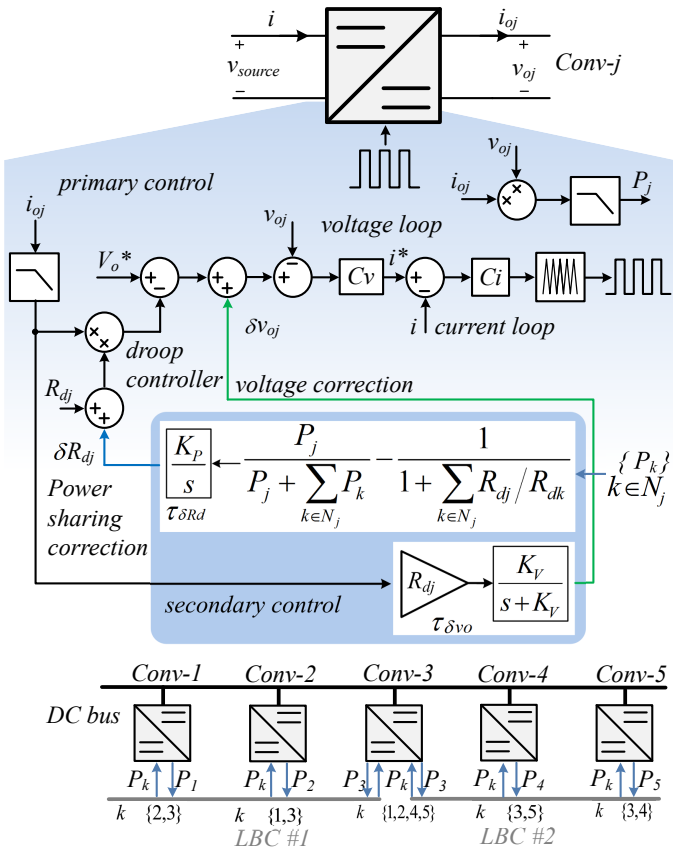


Fig. 3. Diagram of the proposed control

link is used to exchange output power information between *Conv-j* and *Conv-k* allowing the *j*-th converter to compute a droop coefficient correction term ( $\delta R_{dj}$ ) as described in (7), where  $P_j$  and  $P_k$ , are the output power of *Conv-j* and *Conv-k*, respectively, and  $K_P$  is a gain that affects the power sharing correction speed.

$$\delta R_{dj}(t) = K_P \int \frac{P_j}{P_j + \sum_{k \in N_j} P_k} - \frac{1}{1 + \sum_{k \in N_j} \frac{R_{dj}}{R_{dk}}} dt \quad (7)$$

The dynamic analysis of the power sharing strategy will be addressed later in this section, however, assuming that it reaches convergence, from (7) it can be shown that equilibrium will lead to proportional power sharing.

The output voltage  $v_{oj}$  of *Conv-j*, incorporating the droop correction, is expressed as (8). Assuming that the power ratio was adjusted through  $\delta R_{dj}$ , the droop voltage ( $R_{dj}i_{oj}$ ) can be cancelled by adding a shifting term ( $\delta v_{oj}$ ) as expressed in (9), where  $K_V$  is the voltage speed correction gain.

$$v_{oj} = V_o^* - R_{dj}i_{oj} - \delta R_{dj}i_{oj} \quad (8)$$

$$\delta v_{oj}(t) = K_V \int R_{dj}i_{oj} - \delta v_{oj}(t) dt \quad (9)$$

Considering that the dynamic of voltage restoration is much slower than that of droop correction, for simplification purposes, it is assumed that changes in  $i_{oj}$  during samples can be neglected, thus, the solution of (9) becomes (10). Substituting it in (8) produces (11), which indicates a first order behavior for the output voltage correction, with a time constant  $\tau = K_V^{-1}$ , hence after a period of  $5/K_V$  from the

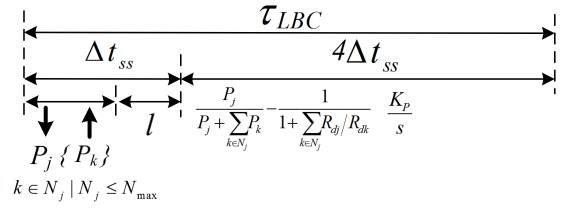


Fig. 4. Control cycle diagram

last load perturbation the average dc bus voltage will converge to its reference value.

$$\delta v_{oj}(t) = R_{dj}i_{oj}(1 + e^{-K_V t}) \quad (10)$$

$$\forall t > 5/K_V : v_{oj} = V_o^* - \delta R_{dj}i_{oj} \quad (11)$$

The correction terms  $\delta v_{oj}$  and  $\delta R_{dj}$  of *Conv-j* are calculated within the intervals  $\tau_{\delta v_o}$  and  $\tau_{\delta R_d}$ , respectively. Since both actions have an influence on the converter output current, in order to decouple the dynamics between the two correction loops, those intervals can be defined in relation to  $\tau_{LBC}$  as suggested in (12). Considering that the power sharing dynamic must be faster than that of voltage restoration,  $\delta R_{dj}$  is computed in every communication cycle, hence,  $\tau_{\delta v_o}$  must be an integer multiple of  $\tau_{LBC}$  greater than or equal to two. It is important to mention that, since the voltage-shifting term is incremented by discrete steps defined as  $\Delta \delta v_o = (R_{dj}i_{oj} - \delta v_{oj})K_V\tau_{\delta v_o}$  and that the voltage restoration convergence time is determined by  $K_V$ , increasing  $\tau_{\delta v_o}$  value will lead to higher increments in the voltage-shifting term. Given that, the output power sharing speed correction gain is assumed to be  $K_P = 1/\tau_{\delta R_d}$  and it is also assumed  $K_V = 1/5\tau_{\delta v_o}$ .

$$\begin{aligned} \tau_{\delta R_d} &= \tau_{LBC} \\ \tau_{\delta v_o} &= 2\tau_{LBC} \end{aligned} \quad (12)$$

Assuming that a communication node can have up to  $N_{max}$  converters, the time for a converter to sample, send and receive information ( $\Delta t_{ss}$ ) can be estimated based on the LBC message frame. Taking CAN 2.0A as an example, whose frame consists of 51 control bits and up to 64 bits of data [34], one can write:

$$\Delta t_{ss} = \frac{51 + 64 + 3}{bps}(1 + l)N_{max} \quad (13)$$

where  $bps$  is bits per second, 3 are the idle bits between messages and  $l$  is the expected lost message rate.  $\tau_{LBC}$  is arbitrated as  $\tau_{LBC} > 5\Delta t_{ss}$  to ensure sufficient time for computing  $R_{dj}$  and leave the LBC idle to execute other secondary and/or tertiary control functions. The control cycle diagram is shown in Fig 4.

#### A. Dynamic analysis of the proposed power sharing strategy

Considering (7) and the dynamic consensus-based algorithm in discrete-time (DCA-DT), which can be represented as [35]:

$$x_j(t+1) = x_j(t) + \epsilon \sum_{k \in N_j} a_{jk}(x_k(t) - x_j(t)) \quad (14)$$

where  $x_j(t)$  and  $x_j(t+1)$  are the state of agent  $j$  at time  $t$ ,  $\epsilon$  is the weighting constant for adjusting the DCA-DT dynamics and  $a_{jk}$  is defined according to the communication status between nodes  $j$  and  $k$ :  $a_{jk} \neq 0$  if the node  $j$  and  $k$  are

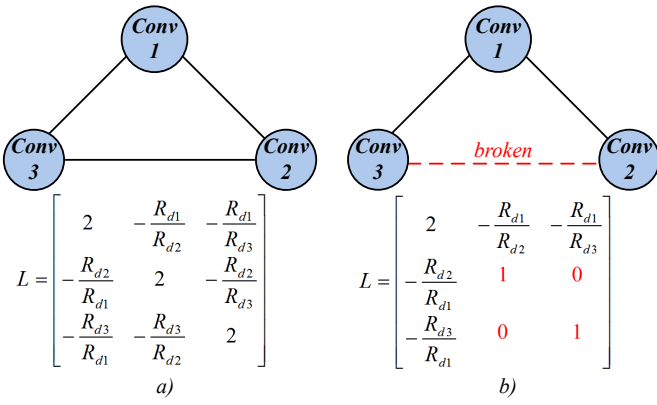


Fig. 5. Network topology

neighbors, otherwise  $a_{jk} = 0$  [18]. From a system point of view, (14) can be expressed in vector form [35], [36]:

$$X(t+1) = WX(t) \quad (15)$$

where  $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$  and  $W$  is the communication network weighting matrix, defined by [18]:

$$W = I - \epsilon L \quad (16)$$

$$L = \begin{bmatrix} \sum_{k \in N_1} a_{1k} & \dots & -a_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -a_{1N} & \dots & \sum_{k \in N} a_{Nk} \end{bmatrix} \quad (17)$$

where  $I$  and  $L$  are the Identity and Laplacian matrices of the communication network, respectively. Hence, the states of all agents will converge to a consensus value [36]:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} X(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} W^t X(0) = \left( \frac{1}{N} \mathbf{1} \mathbf{1}^T \right) X(0) \quad (18)$$

where  $\mathbf{1}$  is a vector with all the components equal to one and  $X(0)$  are the initials states.

Considering (7) and the communication network topologies shown in Fig. 5, Fig. 5-a) presents the Laplacian matrix for a daisy chain topology, whereas Fig. 5-b) considers a situation where one link is broken. A constant weighting value  $\epsilon = \tau_{LBC} / [(N+1)\tau_p]$  was adopted, corresponding to power time constant and following the  $\epsilon$  definition methods discussed in [18], [36].

Considering  $x_j(t) = R_{dj} + \delta R_{dj}(t) + r_j$ , assuming  $\delta R_{dj}(0) = 0$  and using the equations (15)-(18), it is obtained:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} X(t) = \frac{1}{\sum_{j=1}^N R_j} \left( \begin{bmatrix} R_{d1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & R_{dN} \end{bmatrix} [\mathbf{1}W] \right) X(0) \quad (19)$$

where  $[\mathbf{1}] = \mathbf{1} \mathbf{1}^T$ . Rewriting  $x_j(t)$  to  $\delta R_{dj}(t) = x_j(t) - R_{dj} - r_j$  and replacing it in  $X(t)$  in (19), one obtains:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \delta R_d(t) = \left( \frac{1}{\sum_{j=1}^N R_j} \begin{bmatrix} R_{d1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & R_{dN} \end{bmatrix} [\mathbf{1}W - [I]] \right) X(0) \quad (20)$$

and

$$\sum_{j=1}^N \delta R_{dj}(t) = 0 \quad (21)$$

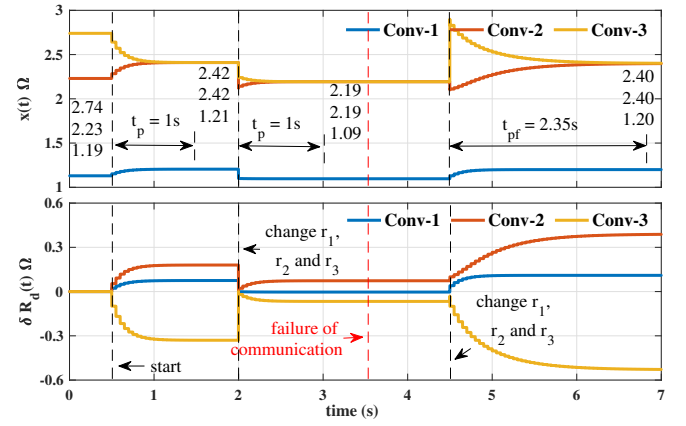


Fig. 6. Convergence of  $\delta R_d(t)$

Assuming the simplified dc bus model of Fig. 2, with two equal converters, hence,  $R_{d1} = R_{d2}$  and  $r_1 \neq r_2$ , (20) and (21) results in:

$$\delta R_{d1} = -\delta R_{d2} = \frac{r_2 - r_1}{2} \quad (22)$$

The average output voltage of the converters is expressed as (23). Substituting (22) in (11) and the result in (23), one can obtain (24). Since  $(r_2 - r_1)/4 \ll 1$ , then  $v_{oavg} \approx V_o^*$ .

$$v_{oavg} = \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} \quad (23)$$

$$v_{oavg} = V_o^* - \frac{r_2 - r_1}{4} (i_{o1} - i_{o2}) \quad (24)$$

As an example, consider a dc microgrid with three converters in a daisy chain structure, as depicted in Fig. 5-a), where the droop coefficients are chosen so that the power ratio is 0.5:1:1, hence,  $R_{d2} = R_{d3} = 2R_{d1} = 2\Omega$ , the line resistances are  $r_1 = 0.19\Omega$ ,  $r_2 = 0.23\Omega$  and  $r_3 = 0.74\Omega$  and  $\tau_{LBC} = 50ms$ ,  $\tau_p = 0.2$ . Note that, since  $r_j \ll R_{dj}$ , power and current ratios are similar. Fig. 6 shows the convergence dynamic of  $\delta R_d(t)$  and  $x(t)$ , under different conditions of the microgrid. The compensation action starts at  $t = 0.5s$  and at  $t = 2s$  a load modification changes the values of the equivalent line resistances to  $r_1 = 0.1\Omega$ ,  $r_2 = 0.12\Omega$  and  $r_3 = 0.26$ . In both circumstances, it can be observed that  $x(t)$  converges to the specified power ratio with the same time interval  $t_p$ . In  $t = 3.5s$  occurs a communication failure between Conv-2 and Conv-3, which does not affect the power ratio, since no alteration in line resistances took place during that event. Finally, at  $t = 4.5s$  the line impedances change to  $r_1 = 0.1\Omega$ ,  $r_2 = 0.1\Omega$  and  $r_3 = 0.9$  and once again convergence is achieved, however, it can be observed that if a communication failure occurs, the convergence time will be longer. The error in  $x(t)$  decreases exponentially with a rate that is related to the eigenvalues ( $\lambda(\cdot)$ ) of matrix  $L$ , thus,  $\lambda(\cdot)$  determine the global dynamics [37]–[39]. In this sense, the broken link Laplacian, shown in Fig.5.b, presents a set of eigenvalues that will result in a convergence time  $t_{pf} = 2.35t_p$ , i.e., 2.35 times longer than the daisy chain communication structure.

### B. Time delay on consensus-based algorithm

Dynamic consensus-based algorithm stability can be sensitive to time delays. According to [39], [40], considering uniform communication link delays  $\tau_{jk} = \tau_d$ , the consensus



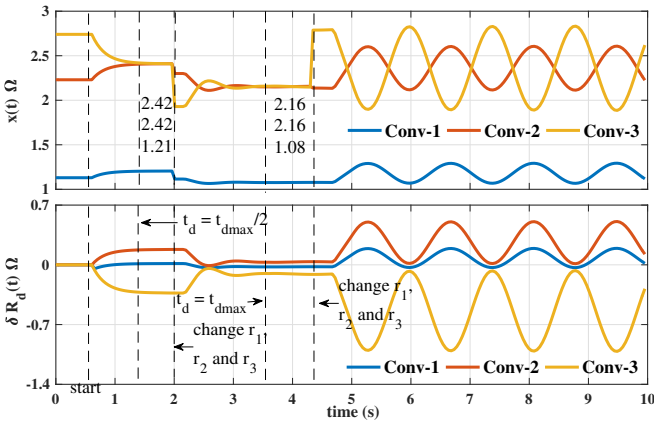


Fig. 7. Convergence of  $\delta R_d(t)$  with time delay

algorithm converges if  $\tau_d < \pi/2\lambda_N$ , where  $\lambda_N$  is the largest eigenvalue of the matrix  $L$ . Since  $\tau_d$  is inversely proportional to  $\lambda_N$ , then, conservatively, one can assume  $\tau_{dmax} < \pi/2N$  as time delay limit, because  $\lambda_N$  will be lower than the order of matrix  $L$ . Moreover, for  $\tau_d = \pi/2\lambda_N$  the system has a stable oscillatory solution with frequency  $\omega = \lambda_N$  [39]. Therefore, the communication on large networks should be carefully designed to minimize time delays or to increase the maximum tolerable delay time, e.g., reducing the number of connections per node.

In order to illustrate the influence that large time delays can have on the microgrid behavior, the example described in the previous section was revisited, assuming a time delay ( $t_d$ ) between the nodes. Fig. 7 shows the  $\delta R_d(t)$  convergence considering the same parameters of  $R_{d1,2,3}$  and  $r_{1,2,3}$  in Fig. 6. At  $t = 0.5s$  the control is enabled with  $t_d = 0$  and at instants  $t = 1.2s$  and  $t = 3.5s$ , the time delays are increased to  $t_{dmax}/2$  and  $t_{dmax}$ , respectively. Notice that, for  $t_d < t_{dmax}$ , the system converges asymptotically, however, the time delay lowers the transient response damping. However, when  $t_d = t_{dmax}$ , the transient response becomes marginally stable, oscillating around the consensus values.

#### IV. STABILITY ANALYSIS

From the dc microgrid model in Fig. 2, the output current of the converters can be expressed as:

$$\begin{aligned} i_{o1} &= \alpha_1 v_{o1} - \beta v_{o2} \\ i_{o2} &= \alpha_2 v_{o2} - \beta v_{o1} \end{aligned} \quad (25)$$

where

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{r_2 + R_{\mu G}}{r_1 r_2 + R_{\mu G}(r_1 + r_2)} \\ \alpha_2 &= \frac{r_1 + R_{\mu G}}{r_1 r_2 + R_{\mu G}(r_1 + r_2)} \\ \beta &= \frac{R_{\mu G}}{r_1 r_2 + R_{\mu G}(r_1 + r_2)}. \end{aligned} \quad (26)$$

The closed-loop control diagram of *Conv-1* is shown in Fig. 8. Assuming that  $\tau_{LBC}$  is much greater than the converter response time,  $\delta v_{o1}$  and  $\delta R_{d1}$  can be seen as perturbations on the voltage reference and the droop coefficient, respectively. The communication delay is represented by  $e^{-\tau_d s}$  and a second-order Padé approximation is used to model the time

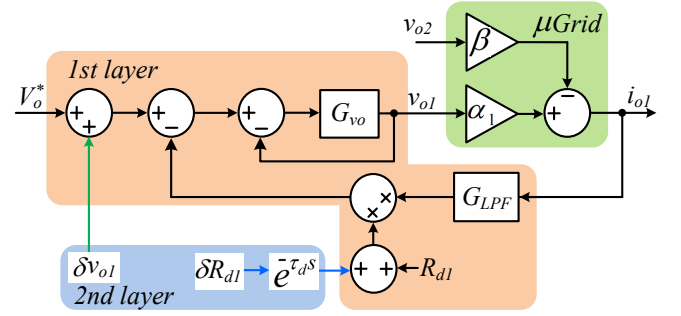


Fig. 8. Control diagram for stability analysis

TABLE II  
STABILITY ANALYSIS PARAMETERS

Item	Symbol	Value
Nominal voltage	$V_o^*$	380V
Line impedance	$r_{1,2}$	0.1, 0.9Ω
Droop Coefficient	$R_{d1,2}$	2.3, 2.3Ω
Load resistance	$R_{\mu G}$	32.9Ω
Communication sampling	$\tau_{LBC}$	50ms
Communication delay	$\tau_d$	1ms
LPF cut-off frequency	$f_c$	100Hz
Power sharing speed correction gain	$K_P$	20
Voltage speed correction gain	$K_V$	2

delay. The closed-loop transfer function is expressed as [3], [4]:

$$G_{vo} = \frac{G_{PI} G_C}{1 + G_{PI} G_C} \quad (27)$$

where  $G_{PI}$  and  $G_C$  are the voltage loop PI compensator and the current loop transfer function, respectively.  $G_C$  can be represented as a delay unit [11]. Therefore, the output voltages of the converters can be defined as:

$$\begin{aligned} v_{o1} &= [V_o^* - i_{o1} G_{LPF}(R_{d1} + \delta R_{d1})] G_{vo} \\ v_{o2} &= [V_o^* - i_{o2} G_{LPF}(R_{d2} + \delta R_{d2})] G_{vo} \end{aligned} \quad (28)$$

where

$$\begin{aligned} G_{LPF} &= \frac{2\pi f_c}{s + 2\pi f_c} \\ \delta R_{d1} &= \frac{r_2 - r_1}{2} \\ \delta R_{d2} &= \frac{r_1 - r_2}{2} \end{aligned} \quad (29)$$

Combining (25)-(29) yields (30), which enables the assessment of the influence of parameter variation on stability.

$$\begin{aligned} \frac{v_{o1}}{V_o^*} &= \frac{G_{vo}}{1 + [\alpha_1 G_{LPF}(R_{d1} + \frac{r_2 - r_1}{2}) + 1] G_{vo}} \\ \frac{v_{o2}}{V_o^*} &= \frac{G_{vo}}{1 + [\alpha_2 G_{LPF}(R_{d2} + \frac{r_1 - r_2}{2}) + 1] G_{vo}} \end{aligned} \quad (30)$$

Fig. 9 presents the root loci of the dominant poles under variations on  $r_1$ ,  $R_{d1}$ ,  $\delta R_{d1}$  and  $t_d$ . Table II describes the parameters employed in this analysis. Fig 9a shows the influence of the line impedance on the system closed-loop poles. The value of  $r_2$  is fixed and  $r_1$  was altered from 0.01Ω to  $R_{d1}$ , allowing the evaluation of  $r_1 < r_2$  and  $r_1 > r_2$ . Fig. 9b shows the root locus for variations in  $R_{d1}$ , where  $R_{d1}$  vary from  $0.1R_{d1}$  to  $1.9R_{d1}$  whereas the value of  $R_{d2}$  is fixed. Fig.

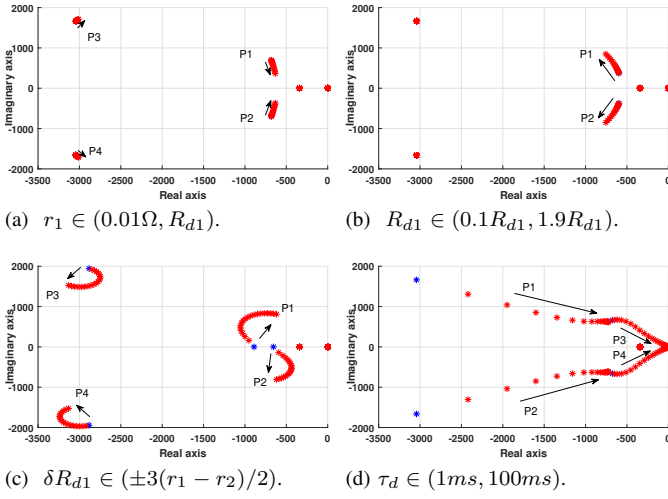


Fig. 9: Root loci of the closed-loop poles under parameter variation.

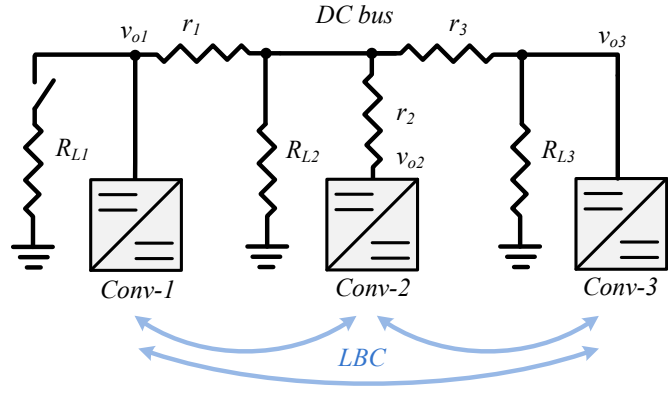


Fig. 10. DC microgrid in simulation

9c presents the root locus for variations in  $\delta R_{d1}$ , where  $\delta R_{d1}$  was varied from  $-3(r_1 - r_2)/2$  to  $-3(r_1 - r_2)/2$  and finally, Fig. 9d shows the variation in  $\tau_d$  from  $1ms$  to  $100ms$ . In all four situations only the higher frequency complex poles were affected by the parameter variation, with distinct trajectories. However, in all cases, in the considered parameter variation ranges, all dominant poles stayed in the LHS of the complex plan, thus, indicating that the system will remain stable. It is noteworthy that the time delay response is the more critical, since as the time delay approaches  $t_{dmax}$ , transient response damping is dramatically reduced with poles moving toward the imaginary axis.

## V. SIMULATION RESULTS

In order to evaluate the performance of the proposed control, a microgrid with three converters, as illustrated in Fig. 10, was simulated in PLECS 4.1. Table III presents the parameters considered in this simulation study. A Dual Active Bridge (DAB) topology was considered for each converter, in order to hold compatibility with the available experimental setup.

Fig. 11 shows the control performance without load perturbation. At the beginning of the simulation, only droop control is active, leading to a  $376.4V$  average dc bus voltage and unbalanced power between converters, where  $P_1 = 0.88kW$ ,  $P_2 = 0.56kW$  and  $P_3 = 0.74kW$ . In  $t = 1s$  the secondary control is enabled. Afterwards, accurate proportional power sharing is achieved in  $t_p = 1s$ , whereas the average dc bus

TABLE III  
SIMULATION PARAMETERS

Item	Symbol	Value
Nominal Voltage	$V_O^*$	380V
Line impedance	$r_{1,2,3}$	0.9, 0.9, 0.1 $\Omega$
Droop Coefficient	$R_{d1,2,3}$	1.15, 2.3, 2.3 $\Omega$
Rated power of the converters	$P_{1,2,3}$	3.2, 1.6, 1.6kW
Loads	$R_{L1,L2,L3}$	65.4, 133, 133 $\Omega$
Communication sampling time	$\tau_{LBC}$	50ms
Power sharing speed correction gain	$K_P$	20
Voltage speed correction gain	$K_V$	2
Switching frequency	$f_{sw}$	15kHz
DAB transformer turns ratio	$n$	7.9 : 1
PI voltage controller	PI	$k_p = 1.8, k_i = 276$
PI current controller	PI	$k_p = 0.3, k_i = 20$
Current and voltage sensor gains	$H_{i,v}$	0.1, 0.01

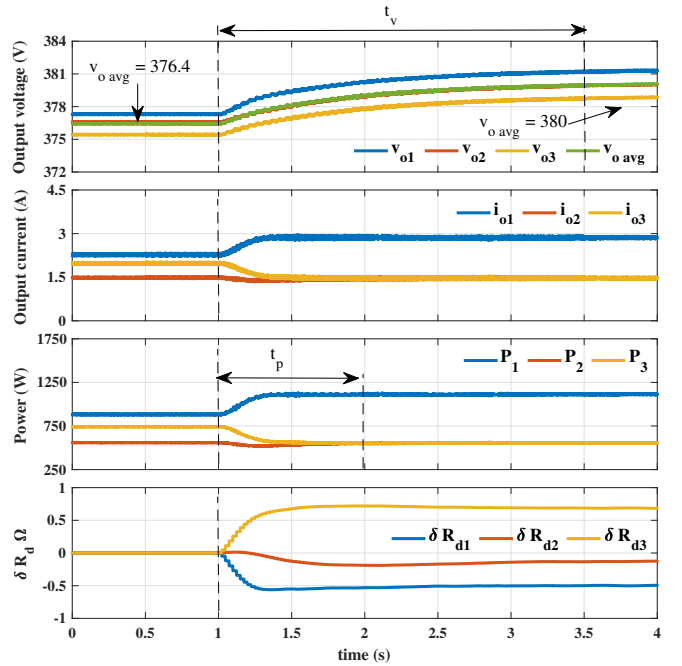


Fig. 11. System behavior up to complete dc bus voltage restoration

voltage converges to  $380V$  in  $t_v = 2.5s$ , confirming that the simplification adopted to solve (9) is plausible. The droop correction terms converge to  $\delta R_{d1} = -0.512\Omega$ ,  $\delta R_{d2} = -0.142\Omega$  and  $\delta R_{d3} = 0.654\Omega$ , thus,  $\delta R_{d1} + \delta R_{d2} + \delta R_{d3} = 0$ . Moreover the output power of the converters converge to  $P_1 = 1.1kW$ ,  $P_2 = 0.55kW$  and  $P_3 = 0.55kW$ , whereas the output currents are  $i_{o1} = 2.82A$ ,  $i_{o2} = 1.46A$  and  $i_{o3} = 1.45A$ , showing a small imbalance between current and power ratios, as also expected.

Fig. 12 shows system behavior against load perturbation and communication failures. The system initial condition is equal to the final values of Fig. 11. In  $t = 5.5s$  (event A), load  $R_{L2}$  is connected to the dc bus, disturbing the output voltages of the power converters. However, the equivalent line resistances are not affected, which does not introduces new power sharing mismatches. Therefore, all converters proportionally increase their output power not altering the steady state value of the droop correction terms, while the decentralized voltage correction gradually regulates the dc bus voltage. In  $t = 7.5s$

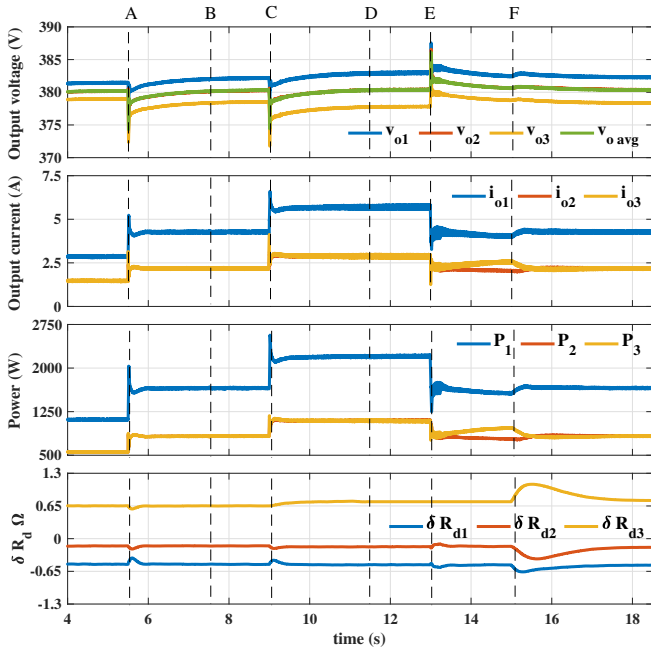


Fig. 12. System behavior under load perturbation and communication failures

(B), there is a communication failure between *Conv-1* and *Conv-3*, however, since there was no load and line resistance alterations, the correction of voltage deviation and power sharing were preserved. In  $t = 9s$  (C),  $R_{L3}$  is connected to the dc bus, causing a new disturbance on the output voltages and an alteration on equivalent line impedances, hence, the secondary control calculates new values of  $\delta R_d$  for ensuring power sharing. In this case, convergence occurred in  $t_p = 0.1s$ .

At  $t = 11.5s$  (D), a new communication failure occurs, now between *Conv-2* and *Conv-3*, which leaves *Conv-3* isolated from the other converters. Since it receives no data from the remainder converters, voltage deviation correction is halted, holding the last  $\delta v_{o3}$  and  $\delta R_{d3}$  values. Accurate power sharing will be ensured, as long as there are no equivalent line impedance changes. In  $t = 13s$  (E),  $R_{L2}$  is disconnected from the dc bus, perturbing the dc bus voltage and modifying the equivalent line impedance. It can be observed that the power ratio between *Conv-1* and *Conv-2* is conserved, regardless of *Conv-3*. The voltage deviation correction performed by converters 1 and 2 is still active, which reduces the dc bus voltage error, but increases the difference between the output currents  $i_{o2}$  and  $i_{o3}$ . The droop correction terms converged to  $\delta R_{d1} = -0.522\Omega$ ,  $\delta R_{d2} = -0.154\Omega$  and  $\delta R_{d3} = 0.735\Omega$ . Finally, at  $t = 15s$  (F), the communication with *Conv-3* is restored and as a result the accurate power sharing among the three converters is restored as well.

In order to assess the performance of the proposed technique with different load types and in the presence of significant communication delay, a simulation was assembled where  $R_{L1}$  and  $R_{L3}$  were supplanted by CPLs of 2.2kW and 1.1kW, respectively, the  $\delta R_d$  value was limited from  $-1.2\Omega$  up to  $1.2\Omega$  and a fixed time delay was included in each communication link. The same scenario was simulated for three time delays:  $t_d = 0$ ,  $t_d = 53ms = \tau_{dmax}/10$  and  $\tau_d = 530ms \approx t_{dmax}$  and the results are presented in Fig. 13. At the beginning only  $R_{L1}$  is supplied and the system operates with  $\hat{V}_O = 376V$

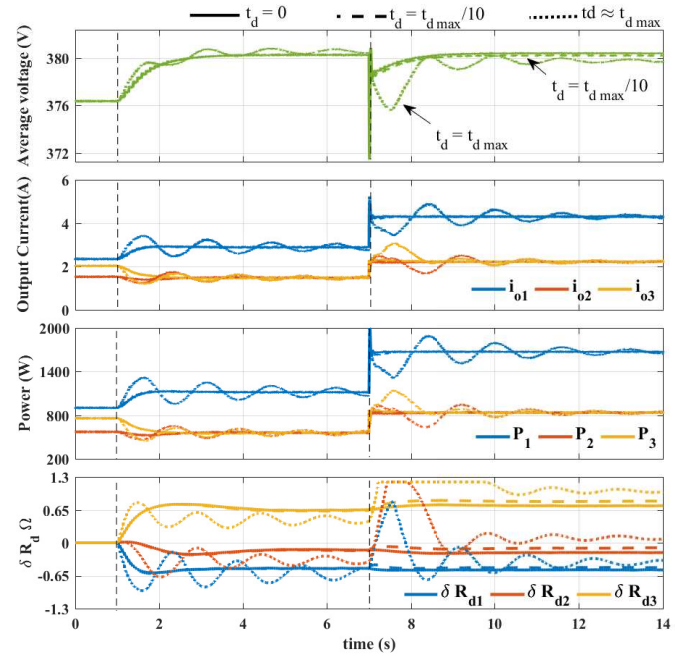


Fig. 13. DC bus with CPL and considering time delays

$P_1 = 0.9kW$ ,  $P_2 = 0.76kW$  and  $P_3 = 0.57kW$ . At  $t = 1s$ , the secondary control is enabled. It can be noticed that for  $t_d \leq t_{dmax}/10$  no significant difference in the system performance is observed and the same power and output current values were obtained:  $P_1 = 1.1kW$ ,  $P_2 = 0.55kW$ ,  $P_3 = 0.55kW$ ,  $i_{o1} = 2.9A$ ,  $i_{o2} = 1.43A$  and  $i_{o3} = 1.42A$ . On the other hand,  $t_d \approx t_{dmax}$  interferes with power sharing and  $\delta R_d$  values become more oscillatory what is reflected to the converters' output power, current and voltage. It is important to mention that this scenario is extremely unrealistic for a 3 node system, since 530ms exceeds the reported communication delay found in most implementations. Anyhow, the system has show to be tolerant to moderate communication delays ( $t_d < t_{dmax}$ ). The average voltage, even under severe time delay, remained close to the reference value (380V) with small ripple. In  $t = 7s$ ,  $R_{L3}$  is connected to the dc bus. Notice that with  $t_d = t_{dmax}$ ,  $\delta R_{d2}$  and  $\delta R_{d3}$  saturate for a few seconds. Nonetheless, the output powers oscillate around the  $P_1 = 1.68kW$ ,  $P_2 = 0.84kW$  and  $P_3 = 0.84kW$  and achieve consensus, since the increase in the load power shifts the close loop poles away from the imaginary axis.

At last, Fig. 14 shows the behavior of the output voltage  $v_o$ , power  $P$  and  $\delta R_d$  of *Conv-1*, assuming different values for  $K_P$  in all three converters. The secondary control is enabled at  $t = 0.5s$  and it can be observed that the convergence of the voltage deviation correction is not affected by  $K_P$ . For  $K_P > 1/\tau_{LBC}$  the system response damping is reduced leading to oscillations on the output voltage as well as in  $\delta R_d$ . The system does not become unstable, nevertheless.

## VI. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed control strategy was experimentally validated through a dc microgrid setup with a 3.2 kW BIC and 2x 1.6 kW DAB converters, as depicted in Fig 15. *Conv-1* is a bidirectional utility interface converter, implemented by two full-bridge stages in which the dc/dc stage performs the droop control as proposed in this paper and the ac/dc stage controls



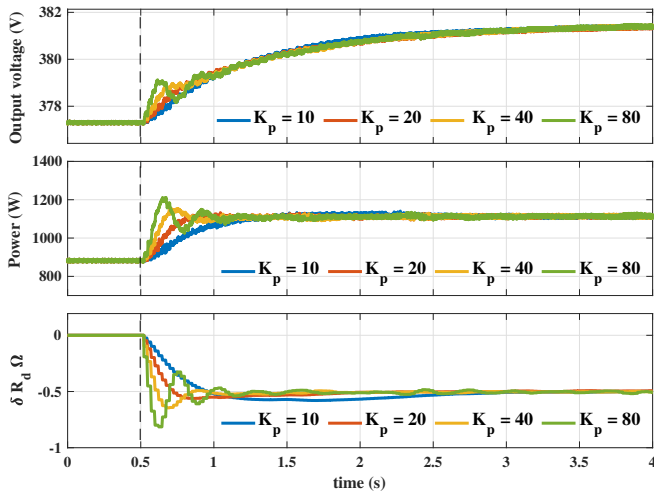


Fig. 14. Results of *Conv-1* to different values of  $K_p$

the injected utility current in order to regulate the inner dc link at 550V. The dc link capacitance is designed so the dynamics of both stages are decoupled, therefore, the ac/dc control diagram will be omitted here. *Conv-2* and *Conv-3* are DAB converters that interface the dc bus to two battery banks. The control system, in each converter, was implemented on a TMS320F28335 Texas Instruments DSP and a 500 kbps CAN 2.0 communication network was employed to exchange information among converters. A Raspberry Pi 3 is also attached to the CAN network and was used as a datalogger. The converter parameters are the ones described in Table III.

The results without load perturbation are shown in Fig. 16. For  $t < 1s$ , the output power of *Conv-1*, *Conv-2* and *Conv-3* are  $0.9kW$ ,  $0.58kW$  and  $0.77kW$ , respectively, and the average voltage  $v_{oavg} = 376.1V$ . In  $t = 1s$  the secondary control is enabled. The power sharing convergence time is observed to be  $t_p \approx 1.2s$  and the voltage deviation correction occurred in  $t_v = 2.5s$ , once again the simplification adopted in (9) is confirmed. The output power of *Conv-1*, *Conv-2* and *Conv-3* converged to  $1.16kW$ ,  $0.58kW$  and  $0.58kW$ , respectively. It can be observed that with the secondary control the power sharing is proportional the respective designed capacities of the converters. The droop correction terms are  $\delta R_{d1} = -0.469\Omega$ ,  $\delta R_{d2} = -0.172\Omega$  and  $\delta R_{d3} = 0.499\Omega$ , but  $\delta R_{d1} + \delta R_{d2} + \delta R_{d3} = -0.142\Omega$ , this can be explained by measurement inaccuracies. The output currents are  $i_{o1} = 2.98A$ ,  $i_{o2} = 1.52A$  and  $i_{o3} = 1.51A$

Fig. 17 shows the results for a series of load perturbations occurring right after the previous experiment. Load  $R_{L2}$  is connect to the dc bus at  $t = 5.5s$  (A). A priori, this load would not cause changes in the equivalent line impedances, however, there are resistances that were not modelled, e.g., connectors, thus a perturbation in the line impedance is sensed by *Conv-3*, which changes  $\delta R_{d3}$  from  $0.478\Omega$  to  $0.243\Omega$  in  $t_p = 0.9s$ .

A loss of communication occurs at  $t = 7.4s$  (B) between *Conv-1* and *Conv-3*, which does not influence the power sharing and voltage regulation. At  $t = 9s$  (C), load  $R_{L3}$  is connected to the dc bus. Power sharing convergence is achieved in  $t_p = 0.9s$ . It can be observed that this event did not provoke significant alterations in the values of the droop correction terms. The communication between *Conv-1* and *Conv-3* is restored at  $t = 11.4s$  (D) and in  $t = 13s$

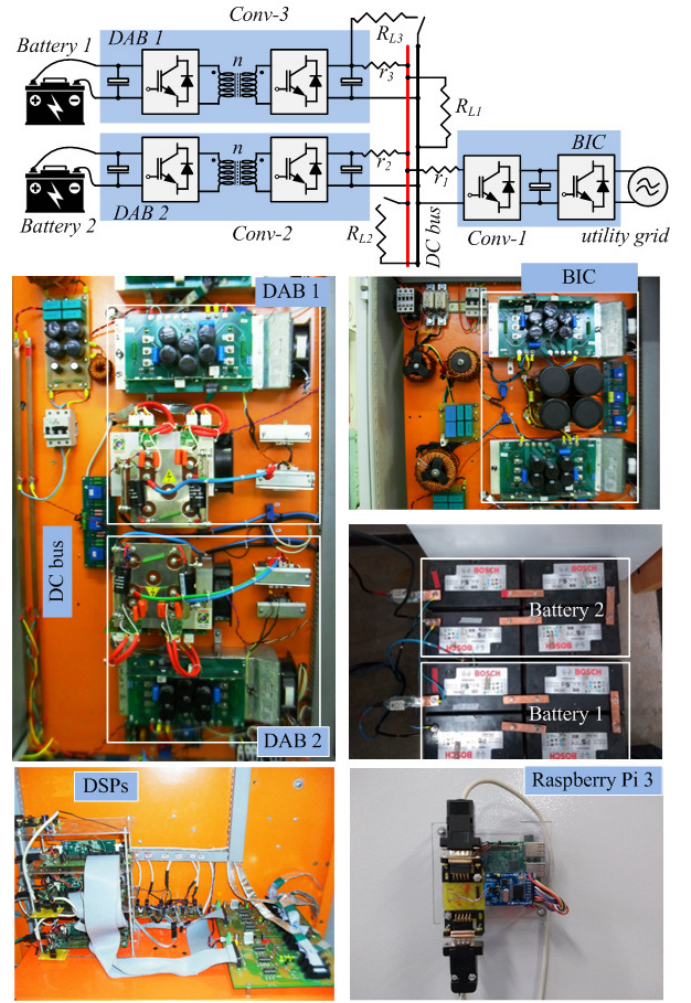


Fig. 15. DC microgrid experimental

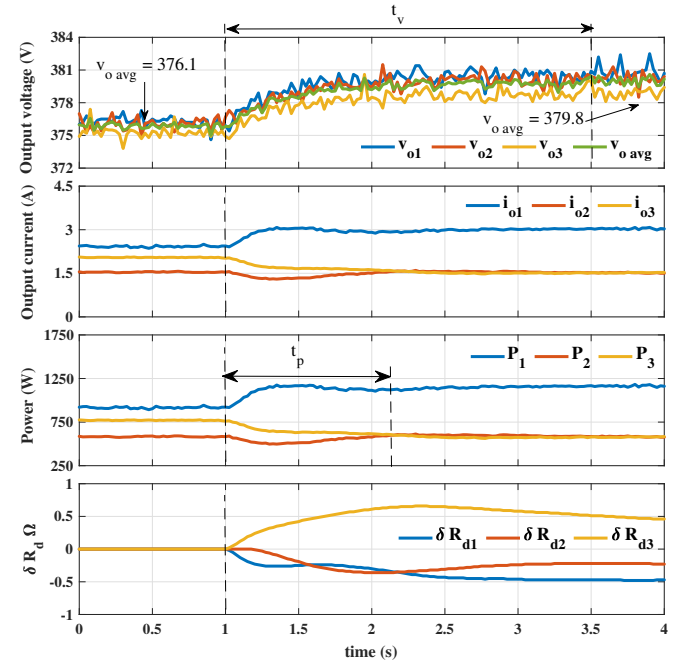


Fig. 16. Experimental results up to complete dc bus voltage restoration

(E) the load  $R_{L2}$  is disconnected from the dc bus. Once again, it can be observed that the proposed technique ensures proportional power sharing and that the voltage deviation

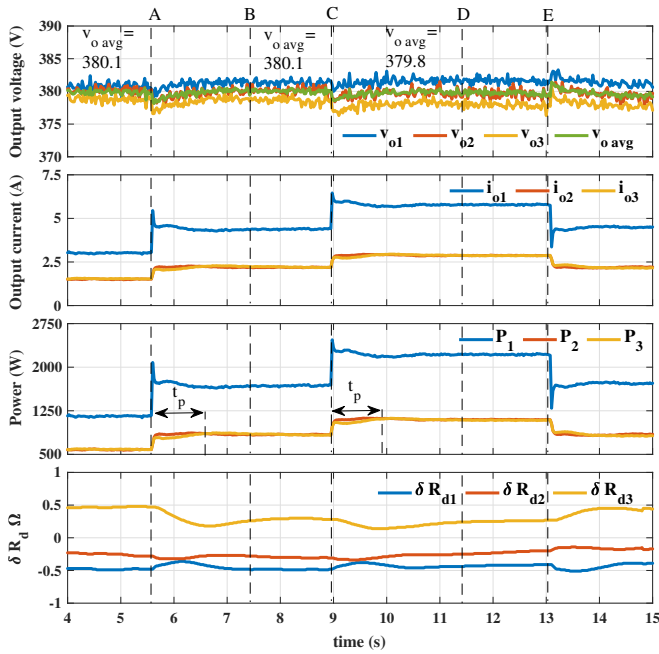


Fig. 17. Experimental results considering load perturbations and communication failure

correction was successful in regulating the dc bus average voltage to  $v_{oavg} \approx V^*$ . It can also be observed that the intrinsic time delay present in the CAN 2.0 communication link did not interfere with the system behavior.

## VII. CONCLUSION

In this paper, a secondary level control strategy was proposed for achieving accurate power sharing and dc bus voltage restoration for dc microgrids. The proposed technique uses a distributed consensus-based algorithm to define a proper droop coefficient adjustment term that will be added to the droop controller of the power converters connected to the main dc bus of a microgrid, in order to compensate the influence of line impedance mismatches and promote accurate proportional power sharing. The algorithm relies solely on output power information exchanged between neighboring converters through a low bandwidth communication network. If the communications fails, but one neighbor is still communicating, power sharing is ensured. Voltage deviation correction is achieved by a decentralized action, which generates a voltage shifting term to be added to the converter voltage reference through an accumulator that compensates the voltage drop introduced by the converter droop coefficient. The strategy has shown to be stable under different parameter variations and robust to some communication failure events and moderate time delays. The performance of the proposed method was validated experimentally, showing a robust strategy able to reach proportional power sharing and dc bus regulation with low communication traffic, resiliency to communication failures and simplicity.

## REFERENCES

[1] R. H. Lasseter, A. A. Akhil, C. Marnay, J. Stephens, J. E. Dagle, R. T. Guttromson, A. S. Meliopoulos, R. J. Yinger, and J. H. Eto, "Integration of distributed energy resources: The certs microgrid concept," CERTS, Tech. Rep., 10/2003 2003.

[2] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, and L. G. de Vicuna, "Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive ups systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 726–736, March 2009.

[3] K. D. Hoang and H. Lee, "Accurate power sharing with balanced battery state of charge in distributed dc microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 1883–1893, March 2019.

[4] X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, and J. C. Vasquez, "An improved droop control method for dc microgrids based on low bandwidth communication with dc bus voltage restoration and enhanced current sharing accuracy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 1800–1812, April 2014.

[5] P. Huang, P. Liu, W. Xiao, and M. S. E. Moursi, "A novel droop-based average voltage sharing control strategy for dc microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 3, pp. 1096–1106, May 2015.

[6] J. Banda and K. Siri, "Improved central-limit control for parallel-operation of dc-dc power converters," in *Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference*, vol. 2, June 1995, pp. 1104–1110 vol.2.

[7] J. Rajagopalan, K. Xing, Y. Guo, F. C. Lee, and B. Manners, "Modeling and dynamic analysis of paralleled dc/dc converters with master-slave current sharing control," in *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*, vol. 2, March 1996, pp. 678–684 vol.2.

[8] X. Sun, Y.-S. Lee, and D. Xu, "Modeling, analysis, and implementation of parallel multi-inverter systems with instantaneous average-current-sharing scheme," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 844–856, May 2003.

[9] R. Pradhan, M. Chirayath, and S. Thale, "Coordinated control strategy for a dc microgrid with low bandwidth communication," in *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Dec 2016, pp. 1–6.

[10] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, J. L. Sosa, and L. G. de Vicuna, "Parallel operation of uninterruptible power supply systems in microgrids," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Sept 2007, pp. 1–9.

[11] X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, J. C. Vasquez, R. Teodorescu, and L. Huang, "Hierarchical control of parallel ac-dc converter interfaces for hybrid microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 683–692, March 2014.

[12] C. Jin, J. Wang, and P. Wang, "Coordinated secondary control for autonomous hybrid three-port ac/dc/ds microgrid," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 4, no. 1, pp. 1–10, March 2018.

[13] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna, 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, Jan 2011.

[14] T. Dragičević, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and D. Škrlec, "Supervisory control of an adaptive-droop regulated dc microgrid with battery management capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 695–706, Feb 2014.

[15] J. Xiao, P. Wang, and L. Setyawan, "Hierarchical control of hybrid energy storage system in dc microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 4915–4924, Aug 2015.

[16] D. Dam and H. Lee, "A power distributed control method for proportional load power sharing and bus voltage restoration in a dc microgrid," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp. 3616–3625, July 2018.

[17] S. Anand, B. G. Fernandes, and J. Guerrero, "Distributed control to ensure proportional load sharing and improve voltage regulation in low-voltage dc microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1900–1913, April 2013.

[18] L. Meng, T. Dragicevic, J. Roldán-Pérez, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Modeling and sensitivity study of consensus algorithm-based distributed hierarchical control for dc microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, no. 3, pp. 1504–1515, May 2016.

[19] H. Wang, M. Han, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and B. G. Teshager, "Distributed secondary and tertiary controls for vdroop-controlled-paralleled dc-dc converters," *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 12, no. 7, pp. 1538–1546, 2018.

[20] L. Guo, Z. Guo, X. Li, C. Wang, C. Hong, and Y. Zhang, "Consensus-based distributed coordinated control for islanded dc microgrids," in *2017 IEEE Power Energy Society General Meeting*, July 2017, pp. 1–5.

[21] X. Zhang, M. Dong, and J. Ou, "A distributed cooperative control strategy based on consensus algorithm in dc microgrid," in *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, May 2018, pp. 243–248.

[22] F. Chen, R. Burgos, D. Boroyevich, E. Rodríguez-Díaz, L. Meng, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Analysis and distributed control of power flow in dc microgrids to improve system efficiency," in *2016 4th International Symposium on Environmental Friendly Energies and Applications (EFEA)*, Sep. 2016, pp. 1–6.

- [23] D. O’Keeffe, S. Rivero, L. Albiol-Tendillo, and G. Lightbody, “Distributed hierarchical droop control of boost converters in dc microgrids,” in *2017 28th Irish Signals and Systems Conference (ISSC)*, June 2017, pp. 1–6.
- [24] S. Moayedi and A. Davoudi, “Unifying distributed dynamic optimization and control of islanded dc microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2329–2346, March 2017.
- [25] M. A. Mumtaz, M. M. Khan, F. Xianghong, A. Karni, and M. T. Faiz, “An improved cooperative control method of dc microgrids based on finite gain controller,” in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’18 ECCE Europe)*, Sep. 2018, pp. P.1–P.9.
- [26] D. Pullaguram, S. Mishra, and N. Senroy, “Event-triggered communication based distributed control scheme for dc microgrid,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 33, no. 5, pp. 5583–5593, Sep. 2018.
- [27] M. Cucuzzella, S. Trip, C. De Persis, X. Cheng, A. Ferrara, and A. van der Schaft, “A robust consensus algorithm for current sharing and voltage regulation in dc microgrids,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, pp. 1–13, 2018.
- [28] S. Sahoo and S. Mishra, “A distributed finite-time secondary average voltage regulation and current sharing controller for dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 1, pp. 282–292, Jan 2019.
- [29] J. Hu, J. Duan, H. Ma, and M. Chow, “Distributed adaptive droop control for optimal power dispatch in dc microgrid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 778–789, Jan 2018.
- [30] P. Wang, X. Lu, X. Yang, W. Wang, and D. Xu, “An improved distributed secondary control method for dc microgrids with enhanced dynamic current sharing performance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 9, pp. 6658–6673, Sept 2016.
- [31] V. Nasirian, A. Davoudi, F. L. Lewis, and J. M. Guerrero, “Distributed adaptive droop control for dc distribution systems,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 4, pp. 944–956, Dec 2014.
- [32] M. Zaery, E. M. Ahmed, M. Orabi, and M. Youssef, “Operational cost reduction based on distributed adaptive droop control technique in dc microgrids,” in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Oct 2017, pp. 2638–2644.
- [33] Q. Xu, J. Xiao, X. Hu, P. Wang, and M. Y. Lee, “A decentralized power management strategy for hybrid energy storage system with autonomous bus voltage restoration and state-of-charge recovery,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 7098–7108, Sep. 2017.
- [34] *Introduction to the Controller Area Network (CAN)*, Texas Instruments, 8 2002, revised May 2016.
- [35] R. Olfati-Saber, J. A. Fax, and R. M. Murray, “Consensus and cooperation in networked multi-agent systems,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 1, pp. 215–233, Jan 2007.
- [36] L. Meng, T. Dragicevic, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “Dynamic consensus algorithm based distributed global efficiency optimization of a droop controlled dc microgrid,” in *2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, May 2014, pp. 1276–1283.
- [37] B. Van Scoy, R. A. Freeman, and K. M. Lynch, “Exploiting memory in dynamic average consensus,” in *2015 53rd Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton)*, Sep. 2015, pp. 258–265.
- [38] S. S. Kia, B. V. Scoy, J. Cortés, R. A. Freeman, K. M. Lynch, and S. Martínez, “Tutorial on dynamic average consensus: the problem, its applications, and the algorithms,” *CoRR*, vol. abs/1803.04628, 2018.
- [39] R. Olfati-Saber and R. M. Murray, “Consensus problems in networks of agents with switching topology and time-delays,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, no. 9, pp. 1520–1533, Sep. 2004.
- [40] T. Morstyn, B. Hredzak, G. D. Demetriades, and V. G. Agelidis, “Unified distributed control for dc microgrid operating modes,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 802–812, Jan 2016.