

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ASSOCIADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RAFAELA DIZARÓ SILVEIRA

MODELAGEM E ANÁLISE DINÂMICA DE TOPOLOGIAS DE MICRORREDES
CC OPERANDO COM ESTRATÉGIA DE CONTROLE HIERÁRQUICO

TESE

CORNÉLIO PROCÓPIO

2023

RAFAELA DIZARÓ SILVEIRA

**MODELAGEM E ANÁLISE DINÂMICA DE TOPOLOGIAS DE MICRORREDES
CC OPERANDO COM ESTRATÉGIA DE CONTROLE HIERÁRQUICO**

**Modeling and dynamic analysis of DC microgrids topologies operating with
hierarchical control strategy**

Trabalho de Tese apresentada como requisito para a obtenção do título de Doutora em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação Associado em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva

Coorientador: Prof. Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio

CORNÉLIO PROCÓPIO

2023



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/)

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es). Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



RAFAELA DIZARO SILVEIRA

**MODELAGEM E ANÁLISE DINÂMICA DE TOPOLOGIAS DE MICRORREDES CC OPERANDO
COM
ESTRATÉGIA DE CONTROLE HIERÁRQUICO**

Trabalho de pesquisa de doutorado
apresentado como requisito para
obtenção do título de Doutor Em
Engenharia Elétrica da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).
Área de concentração: Sistemas
Eletrônicos.

Data de aprovação: 25 de Agosto de 2023

Dr. Sergio Augusto Oliveira Da Silva, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Danilo Iglesias Brandao, Doutorado - Universidade Federal de Minas Gerais (Ufmg)

Dr. Gustavo Medeiros De Souza Azevedo, Doutorado - Universidade Federal de Pernambuco (Ufpe)

Sebastian De Jesus Manrique Machado, - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Vitor Duarte Fernandes Monteiro, Doutorado - Universidade do Minho

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 25/08/2023.

Dedico este trabalho ao Rafael.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pelas bênçãos em minha vida.

Ao professor Sérgio Augusto Oliveira da Silva, pela orientação deste trabalho, pelos ensinamentos, esforços, tempo e paciência para me guiar durante toda a minha jornada acadêmica. Muito obrigada por todas as oportunidades!

Ao professor Leonardo Poltronieri Sampaio, coorientador do trabalho, pela supervisão, pelos ensinamentos, sugestões e colaboração.

Aos professores Danilo Iglesias Brandão, Gustavo Medeiros de Souza Azevedo e ao Vitor Duarte Fernandes Monteiro, membros da banca, agradeço a disposição em avaliar o trabalho.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação Associado em Engenharia Elétrica (PPGAEE) UTFPR Cornélio Procópio, pela capacitação.

A UTFPR câmpus Cornélio Procópio, por toda a estrutura disponibilizada no Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis (LEPQER).

Ao Sebastián de Jesús Manrique Machado, pelas discussões pertinentes ao tema, colaboração com o desenvolvimento do trabalho e amizade.

Aos colegas do grupo de pesquisa do LEPQER, Anderson Dionízio e Juliana Cunha, pela ajuda no desenvolvimento.

A CAPES pelo apoio financeiro.

Ao Rafael, pelo amor e apoio nos momentos mais difíceis da minha jornada.

A minha família, pelo apoio e torcida.

*“And now that you don’t need to be perfect,
you can be good.”*

John Steinbeck, East of Eden

RESUMO

As microrredes têm sido consideradas como uma alternativa promissora de estruturas para contribuir com a modernização do setor elétrico, propiciando um sistema que integra e viabiliza o funcionamento adequado de recursos energéticos distribuídos (REDs), sendo capaz de operar em modo interconectada à rede elétrica e ilhada. Microrredes alimentadas por corrente contínua (CC) têm se destacado pelas possibilidades de oferecerem benefícios de melhoria na eficiência energética, redução de custos e um controle mais simples. Para viabilizar a interface de conexão dos REDs em uma microrrede CC, conversores eletrônicos de potência são comumente utilizados e acoplados entre si por meio de uma rede elétrica, implicando na existência de interações dinâmicas entre os conversores e suas malhas de controle e demais elementos, tais como cargas, impedâncias de linha, bem como a rede elétrica CA. A compreensão das referidas interações se caracteriza como critério crucial para entender as características do sistema, implementar adequadamente as estratégias de controle e principalmente garantir a estabilidade da tensão do barramento CC da microrrede. Portanto, este trabalho apresenta o desenvolvimento de modelos matemáticos detalhados de topologias de microrredes CC, considerando as dinâmicas de cada subsistema na microrrede. Os estudos são conduzidos para diferentes configurações de redes, resultando em três topologias de microrredes CC diferentes, sendo elas, a topologia de barramento único, a topologia radial e a topologia anel. Para garantir as necessidades de regulação de tensão nos barramentos das microrredes, compartilhamento de carga e gerenciamento do fluxo de energia elétrica é adotado uma estratégia de controle hierárquico de dois níveis, onde o nível primário é baseado em controle descentralizado por *droop*, enquanto o nível secundário é baseado em controle distribuído cooperativo. Assim, a representação dinâmica e particularidades de cada topologia são evidenciados empregando o método de modelagem de pequenos sinais e a representação em espaço de estados. Na sequência, estudos dos parâmetros que podem afetar a estabilidade dos sistemas são apresentados por meio da identificação dos autovalores dos sistemas em estudo. Os desempenhos das microrredes CC são validados por meio do desenvolvimento de protótipos experimentais e uma análise comparativa envolvendo aspectos técnico-operacionais é fornecido.

Palavras Chave: Microrredes CC; Análise Dinâmica, Controle Hierárquico.

ABSTRACT

Microgrids have been considered a promising alternative for structures to contribute to the modernization of the electricity sector, providing a system that integrates and enables the proper functioning of distributed energy resources (REDs), capable of operating the electrical grid in an interconnected and islanded manner. Microgrids powered by direct current (DC) have stood out for the possibilities of offering benefits of improved energy efficiency, cost reduction and simpler control. To enable the connection interface of DERs in a DC microgrid, power electronic converters are commonly used, and coupled to each other through an electrical network, implying the existence of dynamic interactions between the converters and their control loops and other elements such as loads, line impedances, as well as the AC mains. Understanding these interactions is a crucial criterion for understanding the characteristics of the system, properly implementing control strategies, and above all, guaranteeing the stability of the microgrid's DC bus voltage. Therefore, this work presents the development of detailed mathematical models of dc microgrid topologies, considering the dynamics of each subsystem in the microgrid. The studies are conducted for different network configurations, resulting in three different DC microgrid topologies: the single-bus topology, the radial topology, and the ring topology. For ensuring voltage regulation needs on the microgrids, load sharing and energy flow management, a two-level hierarchical control strategy is adopted, where the primary level is based on decentralized control by droop, while the secondary level is based on cooperative distributed control. Thus, each dynamic's representation and particularities are evidenced using small-signal modeling method and state-space representation. Next, studies of the parameters that can affect the stability of the systems are presented through the identification of the eigenvalues of the studied systems. The performances of the DC microgrids are validated through the development of experimental prototypes, and a comparative analysis involving technical-operational aspects is provided.

Keywords: DC Microgrids; Dynamic Analysis; Hierarchical Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Topologias das microrredes CC em estudo: (a) Topologia barra única; (b) Topologia radial; (c) Topologia anel.....	33
Figura 2.1 – Arquitetura de uma microrrede CC.....	39
Figura 2.2 – Microrrede CC: topologia radial de barra única.....	41
Figura 2.3 – Microrrede CC: topologia radial múltipla.....	42
Figura 2.4 – Microrrede CC: topologia anel.....	42
Figura 2.5 – Microrrede CC: topologia em malha.....	43
Figura 2.6 – Microrrede CC: topologia em zona.....	44
Figura 2.7 – Sistema de distribuição CC unipolar a dois fios.....	45
Figura 2.8 – Sistema de distribuição CC bipolar a três fios.....	45
Figura 2.9 – Estrutura do controle hierárquico para microrredes CC.....	46
Figura 2.10 – Estrutura de controle em microrredes: (a) Centralizada; (b) Descentralizada e (c) Distribuída.....	47
Figura 2.11 – Diagrama da implementação do controle por droop em um conversor CC/CC.....	50
Figura 2.12 – Circuito equivalente.....	51
Figura 2.13 – Curvas de equilíbrio em relação às resistências de droop para $R_{l1} = R_{l2}$	53
Figura 2.14 – Curvas de equilíbrio em relação às resistências de droop $R_{l1} \neq R_{l2}$	54
Figura 2.15 – Diagrama da implementação do controle secundário centralizado <i>slope adjusting</i>	55
Figura 2.16 – Diagrama de implementação do controle secundário centralizado <i>voltage shifting</i>	56
Figura 2.17 – Diagrama de trocas de informações do controle secundário distribuído cooperativo.	58
Figura 2.18 – Classificação da ocorrência de fenômenos em microrredes CC de acordo com a faixa de tempo.	61
Figura 2.19 – Classificação da de categorias para modelagem de microrredes CC.....	62
Figura 3.1 – Diagrama esquemático genérico para as estruturas das topologias de microrredes CC em estudo.....	67
Figura 3.2 – Conversores estáticos empregados nas topologias de microrredes CC.....	67
Figura 3.3 – Circuito equivalente e diagrama de controle do VM-BC.....	68

Figura 3.4 – Diagrama da malha de tensão do conversor <i>VM-BC</i>	71
Figura 3.5 – Diagrama da malha de corrente do conversor <i>VM-BC</i>	72
Figura 3.6 – Circuito equivalente e diagrama de controle do <i>CM-BC</i>	75
Figura 3.7 – Diagrama da malha de tensão do <i>CM-BC</i>	76
Figura 3.8 – Diagrama da malha de corrente do <i>CM-BC</i>	76
Figura 3.9 – Circuito do conversor <i>G-IC</i> e seu diagrama de controle.....	79
Figura 3.10 – Circuito equivalente do <i>G-IC</i>	79
Figura 3.11 – Circuito equivalente do <i>G-IC</i> , utilizado para análise do barramento CC.....	80
Figura 3.12 – Diagrama em blocos do PLL.....	82
Figura 3.13 – Diagrama da malha interna de tensão do <i>G-IC</i>	83
Figura 3.14 – Diagrama da malha interna de corrente do <i>G-IC</i>	84
Figura 3.15 – Circuito equivalente da impedância de linha.....	86
Figura 3.16 – Circuito equivalente da rede barra única.....	88
Figura 3.17 – Circuito equivalente da rede radial.....	89
Figura 3.18 – Circuito equivalente da rede anel.....	91
Figura 3.19 – Carga resistiva.....	92
Figura 3.20 – Diagrama simplificado da relação dos modelos dos conversores.....	93
Figura 3.21 – Diagrama em blocos da relação entre os conversores e a rede em configuração barra única.....	95
Figura 3.22 – Diagrama em blocos da relação entre os conversores e a rede em configuração radial.....	96
Figura 3.23 – Diagrama em blocos da relação entre os conversores e a rede em configuração anel.	97
Figura 4.1 – Estrutura implementada em simulação para as topologias de microrredes CC.	100
Figura 4.2 – Validação dos modelos em malha fechada dos conversores: (a) Conversor <i>VM-BC</i> ; (b) Conversor <i>CM-BC</i> ; (c) Conversor <i>G-IC</i>	103
Figura 4.3 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle primário na topologia barra única.....	104
Figura 4.4 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle primário na topologia radial.....	104
Figura 4.5 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle primário na topologia anel.....	105

Figura 4.6 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle secundário na topologia barra única.....	105
Figura 4.7 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle secundário na topologia radial.....	106
Figura 4.8 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle secundário na topologia anel.....	106
Figura 4.9 – Polos de baixa e alta frequência das topologias de microrrede CC em estudo: (a) Topologia barra única; (b) Topologia radial; (c) Topologia anel.....	107
Figura 4.10 – Polos da microrrede CC na topologia barra única: (a) Variação dos coeficientes de <i>droop</i> R_{D1} e R_{D3} ; (b) Variação do coeficiente de <i>droop</i> R_{D3} ; (c) Variação do coeficiente de <i>droop</i>	110
Figura 4.11 – Polos da microrrede CC na topologia radial: (a) Variação dos coeficientes de <i>droop</i> R_{D1} e R_{D3} ; (b) Variação do coeficiente de <i>droop</i> R_{D3} ; (c) Variação do coeficiente de <i>droop</i> R_{D1}	110
Figura 4.12 – Polos da microrrede CC na topologia anel: (a) Variação dos coeficientes de <i>droop</i> R_{D1} e R_{D3} ; (b) Variação do coeficiente de <i>droop</i> R_{D3} ; (c) Variação do coeficiente de <i>droop</i> R_{D1}	111
Figura 4.13 – Polos da microrrede CC na topologia barra única: Variação da frequência de corte do FPB ω_{FPB}	112
Figura 4.14 – Polos da microrrede CC na topologia radial: Variação da frequência de corte do FPB ω_{FPB}	112
Figura 4.15 – Polos da microrrede CC na topologia anel: Variação da frequência de corte do FPB ω_{FPB}	112
Figura 4.16 – Polos da microrrede CC na topologia barra única: (a) Variação das resistências de linha R_{l10} , R_{l20} e R_{l30} ; (b) Variação das indutâncias de linha L_{l10} , L_{l20} e L_{l30}	113
Figura 4.17 – Polos da microrrede CC na topologia radial: (a) Variação das resistências de linha R_{l13} , R_{l23} ; (b) Variação das indutâncias de linha L_{l13} , L_{l23}	114
Figura 4.18 – Polos da microrrede CC na topologia anel: (a) Variação das resistências de linha R_{l21} , R_{l13} , R_{l23} ; (b) Variação das indutâncias de linha L_{l21} , L_{l13} , L_{l23}	114
Figura 4.19 – Polos da microrrede CC na topologia barra única: Variação das capacitâncias de saída dos conversores.....	115

Figura 4.20 – Polos da microrrede CC na topologia radial: Variação das capacitâncias de saída dos conversores.	115
Figura 4.21 – Polos da microrrede CC na topologia anel: Variação das capacitâncias de saída dos conversores.....	115
Figura 4.22– Polos da microrrede CC na topologia barra única: (a) Variação do ganho proporcional K_{pv1} ; (b) Variação do ganho proporcional K_{pv3}	116
Figura 4.23– Polos da microrrede CC na topologia radial: (a) Variação do ganho proporcional K_{pv1} ; (b) Variação do ganho proporcional K_{pv3}	116
Figura 4.22– Polos da microrrede CC na topologia anel: (a) Variação do ganho proporcional K_{pv1} ; (b) Variação do ganho proporcional K_{pv3}	117
Figura 5.1 – Foto do protótipo experimental da estrutura de potência das microrredes CC implementadas em laboratório.....	119
Figura 5.2 – Diagrama em blocos do sistema implementado para as microrredes CC.....	120
Figura 5.3 – Desempenho operacional topologia barra única com controle primário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1}, v_{o2}, v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1}, i_{o2}, i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1}, p_{o2}, p_{o3}) (30s/div).....	122
Figura 5.4 – Desempenho operacional topologia radial com controle primário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1}, v_{o2}, v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1}, i_{o2}, i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1}, p_{o2}, p_{o3}) (30s/div).....	124
Figura 5.5 – Desempenho operacional topologia anel com controle primário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1}, v_{o2}, v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1}, i_{o2}, i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1}, p_{o2}, p_{o3}) (30s/div).....	125
Figura 5.5 – Desempenho operacional topologia barra única com controle secundário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1}, v_{o2}, v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1}, i_{o2}, i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1}, p_{o2}, p_{o3}) (30s/div).....	
Figura 5.6 – Desempenho operacional topologia radial com controle secundário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1}, v_{o2}, v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1}, i_{o2}, i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1}, p_{o2}, p_{o3}) (30s/div).).....	128
Figura 5.7 – Desempenho operacional topologia anel com controle secundário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1}, v_{o2}, v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1}, i_{o2}, i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1}, p_{o2}, p_{o3}) (30s/div).....	132

LISTA DE SÍMBOLOS

α_j	Termo de proporcionalidade do controle secundário.
γ_{i1}	Termo integral do controlador de corrente G_{c1} do conversor <i>VM-BC</i> .
γ_{i2}	Termo integral do controlador de corrente G_{c2} do conversor <i>CM-BC</i> .
γ_{v1}	Termo integral do controlador de tensão G_{v1} do conversor <i>VM-BC</i> .
γ_{v2}	Termo integral do controlador de tensão G_{v2} do conversor <i>CM-BC</i> .
Δi_o	Variação/diferença das correntes de saída dos conversores 1 e 2.
$\Delta V_{cc_{m\acute{a}x}}$	Desvio máximo de tensão.
ΔV_{ccj}	Desvio de tensão do barramento CC.
δR_{d1}	Termo de compensação dos coeficientes de <i>droop</i> para o conversor <i>VM-BC</i> .
δR_{Dj}	Termo de compensação de resistência virtual de <i>droop</i> para o conversor j .
δV_{cc}	Termo de compensação de tensão nominal do barramento CC.
δV_{cc1}	Termo de compensação de tensão para o conversor <i>VM-BC</i> .
δV_{ccj}	Termo de compensação que considera o valor nominal da tensão no barramento da microrrede e a média das tensões de saída dos conversores.
δv_{oj}	Termo de compensação de tensão do conversor j .
ω	Frequência angular nominal da rede elétrica em relação ao conversor <i>G-IC</i> .
ω_{FPB}	Frequência de corte do filtro passa-baixa (FPB) no conversor <i>VM-BC</i> .
A	Matriz de estados do sistema.
A_1	Matriz de estados do conversor <i>VM-BC</i> .
A_2	Matriz de estados do conversor <i>CM-BC</i> .
$A_{\text{net_anel}}$	Matriz de estados para a rede em configuração anel.
$A_{\text{net_rm}}$	Matriz de estados para a rede em configuração radial múltipla.
$A_{\text{net_rs}}$	Matriz de estados para a rede em configuração radial simples.

B	Matriz de entradas do sistema.
$B_{1,b1}$	Matriz de entradas do conversor <i>VM-BC</i> .
$B_{1,b2}$	Matriz de entradas do conversor <i>CM-BC</i> .
$B_{2,b1}$	Matriz de entradas do conversor <i>VM-BC</i> .
$B_{2,b2}$	Matriz de entrada do conversor <i>CM-BC</i> .
B_{net_anel}	Matriz de entradas para a rede em configuração anel.
B_{net_rm}	Matriz de entradas para a rede em configuração radial múltipla.
B_{net_rs}	Matriz de entradas para a rede em configuração radial simples.
C	Matriz de saídas do sistema.
C_{net_anel}	Matriz de saídas para a rede em configuração anel.
C_{net_rm}	Matriz de saídas para a rede em configuração radial múltipla.
C_{net_rs}	Matriz de saídas para a rede em configuração radial simples.
C_{o1}	Capacitor de saída do conversor <i>VM-BC</i> .
C_{o2}	Capacitor de saída do conversor <i>CM-BC</i> .
C_{o3}	Capacitor de saída do conversor <i>G-IC</i> .
C_{pv}	Capacitor/filtro de tensão do conversor <i>CM-BC</i> .
D	Matriz de transmissão direta do sistema.
d_1	Razão cíclica do conversor <i>VM-BC</i> .
d_2	Razão cíclica do conversor <i>CM-BC</i> .
d_3	Razão cíclica do conversor <i>G-IC</i> .
G_{c1}	Controlador de corrente do conversor <i>VM-BC</i> .
G_{c2}	Controlador de corrente do conversor <i>CM-BC</i> .
G_{v1}	Controlador de tensão do conversor <i>VM-BC</i> .

G_{v2}	Controlador de tensão do conversor <i>CM-BC</i> .
i_{cc}	Corrente no barramento CC do conversor <i>G-IC</i> .
i_{L1}	Corrente de entrada do conversor <i>VM-BC</i> .
i_{L2}	Corrente no indutor L_{b2} do conversor <i>CM-BC</i> .
i_{Ld}	Componente contínua de corrente no eixo síncrono direto d do conversor <i>G-IC</i> .
i_{Lf}	Corrente que flui pelo indutor L_f do conversor <i>G-IC</i> .
i_{o1}	Corrente de saída do conversor <i>VM-BC</i>
i_{o2}	Corrente de saída do conversor <i>CM-BC</i>
i_{o3}	Corrente de entrada do conversor <i>G-IC</i> .
i_{ob}	Corrente de saída dos conversores conectados à barra 1.
i_{oi}	Corrente de saída dos conversores conectados à barra 3.
i_{oj}	Corrente de saída do conversor j .
$i_{ojm\acute{a}x}$	Corrente máxima de saída do conversor j .
i_{ojk}	Corrente que flui pela linha de distribuição entre os nós j e k .
i_{or}	Corrente de saída dos conversores conectados à barra 2.
i_{pv}	Corrente do arranjo fotovoltaico do conversor <i>CM-BC</i> .
k	Índice dos conversores vizinhos.
k_j	Proporcionalidade de participação do RED associado ao j -ésimo conversor.
K_{Ii1}	Ganho integral do controlador G_{c1} do conversor <i>VM-BC</i> .
K_{Ii2}	Ganho integral do controlador G_{c2} do conversor <i>CM-BC</i> .
K_{Iv1}	Ganho integral do controlador G_{v1} do conversor <i>VM-BC</i> .
K_{Iv2}	Ganho integral do controlador G_{v2} do conversor <i>CM-BC</i> .
K_{Pi1}	Ganho proporcional do controlador G_{c1} do conversor <i>VM-BC</i> .

K_{pi2}	Ganho proporcional do controlador G_{c2} do conversor <i>CM-BC</i> .
K_{pv1}	Ganho proporcional do controlador G_{v1} do conversor <i>VM-BC</i> .
K_{pv2}	Ganho proporcional do controlador G_{v2} do conversor <i>CM-BC</i> .
KI_{ii}	Ganho integral do controlador PI_i .
KI_{vi}	Ganho integral do controlador PI_v .
KP_{ii}	Ganho proporcional do controlador PI_i .
KP_{vi}	Ganho proporcional do controlador PI_v .
L_{b1}	Indutor do conversor <i>VM-BC</i> .
L_{b2}	Indutor do conversor <i>CM-BC</i> .
L_f	Indutor do conversor <i>G-IC</i> .
L_{ljk}	Indutor da linha distribuição entre os nós j e k .
N	Número total de conversores vizinhos.
n_k	Conjunto dos conversores vizinhos.
p_{cc}	Potência no barramento CC do conversor <i>G-IC</i> .
p_g	Potência ativa na rede elétrica em relação ao conversor <i>G-IC</i> .
P_{oj}	Potência nominal de saída do j -ésimo conversor.
P_{ok}	Potência de saída dos conversores vizinhos.
R_{b1}	Resistência série do indutor L_{b1} do conversor <i>VM-BC</i> .
R_{b2}	Resistência série do indutor L_{b2} do conversor <i>CM-BC</i> .
R_{D1}	Resistência de <i>droop</i> do conversor 1.
R_{D2}	Resistência de <i>droop</i> do conversor 2.
R_{Dj}	Resistência virtual de <i>droop</i> /coeficiente de <i>droop</i> do conversor j .
R_f	Resistência série do indutor de saída do conversor <i>G-IC</i> .

R_{l1}	Resistência de linha.
R_{l2}	Resistência de linha.
R_{ljk}	Resistência da linha distribuição entre os nós j e k .
R_{pv}	Resistência que representa o comportamento do arranjo FV na modelagem a pequenos sinais do conversor <i>CM-BC</i> .
$u(t)$	Vetor das variáveis de entrada.
u_{di}	Variável que representa parte integral dos controladores de corrente do conversor <i>G-IC</i> .
u_{qi}	Variável que representa parte integral dos controladores de corrente do conversor <i>G-IC</i> .
u_{vi}	Termo na saída do integrador do controlador de tensão do conversor <i>G-IC</i> .
v_b	Tensão no ponto comum de conexão.
V_{cc}^*	Tensão nominal do barramento CC.
V_{dc}	Nível de tensão de operação em sistemas CC.
v_g	Tensão sintetizada pelo conversor <i>G-IC</i> .
v_{gd}	Componente contínua de tensão no eixo síncrono direto d do conversor <i>G-IC</i> .
V_{o1}^*	Tensão nominal do conversor 1.
V_{o2}^*	Tensão nominal do conversor 2.
v_{o1}	Tensão de saída do conversor <i>VM-BC</i> .
v_{o2}	Tensão de saída do conversor <i>CM-BC</i> .
v_{o3}	Tensão no barramento CC do conversor <i>G-IC</i> .
v_{o0}	Tensão de saída dos conversores conectados à barra 1.
v_{oi}	Tensão de saída dos conversores conectados à barra 3.
v_{oj}	Tensão no nó j

v_{oj}^*	Referência de tensão para o controle local do conversor j da microrrede
v_{ok}	Tensão no nó k .
v_{or}	Tensão de saída dos conversores conectados à barra 2.
v_{pv}	Tensão do arranjo fotovoltaico do conversor $CM-BC$.
V_s	Tensão de entrada do conversor $VM-BC$.
$x(t)$	Vetor das variáveis de estado.
$y(t)$	Vetor das variáveis de saída.
$\hat{y}_B$	Vetor de saídas do conversor $VM-BC$.
$\hat{y}_I$	Vetor de saídas do conversor $G-IC$.
$\hat{y}_R$	Vetor de saídas do conversor $CM-BC$.

LISTA DE ABREVIações E SIGLAS

ABNT Associação Brasileira de Normas Técnicas

AT Alta Tensão

BT Baixa Tensão

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

CM-BC Conversor *Boost Current-Mode*

CPL *Constant Power Load*

EBT Extra-baixa Tensão

ELVDC *Extra-Low Voltage DC bus*

EPE Empresa de Pesquisa Energética

FER Fontes de Energia Renováveis

FPB Filtro passa-baixa

FV (Arranjo) Fotovoltaico

GD Geração Distribuída

G-IC *Grid-Interface*

HVDC *High Voltage DC bus*

IEC *International Electrotechnical Commission*

LVDC *Low Voltage DC bus*

MPPT *Maximum Power Point Tracking*

MT Média Tensão

MTDC *Muti-Terminal DC Bus*

PAC Ponto de Acoplamento Comum

PDE Plano Decenal de Energia

PI	Proporcional-Integral
PR	Proporcional-Ressonante
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RED	Recursos Energéticos Distribuídos
SAE	Sistemas de Armazenamento de Energia
SEG	<i>System Evaluation Group</i>
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SMA	Sistemas Multiagentes
SOC	<i>State of Charge</i>
VEs	Veículos Elétricos
VM-BC	Conversor <i>Boost Voltage-Mode</i>
VSC	<i>Voltage-Source-Converter</i>
VSI	<i>Voltage-Source-Inverter</i>

Sumário

1	INTRODUÇÃO GERAL	23
1.1	Contextualização e Motivação	23
1.2	Delimitação Do Tema De Pesquisa	25
1.3	Proposta Do Trabalho	29
1.4	Objetivos	30
1.5	Metodologia	31
1.6	Contribuições Do Trabalho	32
1.8	Organização Do Trabalho	33
2	MICRORREDES DE ENERGIA ELÉTRICA	34
2.1	Conceito De Microrredes	34
2.2	Microrredes CC	35
2.2.1	Topologias de microrredes CC	36
2.2.2.1	Topologias de barra única e radiais	37
2.2.1.2	Topologia anel	38
2.2.1.3	Topologia em malha ou mesh-type	40
2.2.1.4	Topologia em zona ou zonal-type	40
2.2.2	Configuração do sistema de distribuição em CC	41
2.3	Controle e Gerenciamento de Energia em Microrredes CC	43
2.3.1	Controle hierárquico em nível primário	45
2.3.2	Controle em nível secundário	51
2.3.3	Controle em nível terciário	57
2.4	Aspectos Relacionados a Análise e Modelagem Dinâmica em Microrredes	57
2.5	Considerações Do Capítulo	62
3	MODELAGEM MATEMÁTICA DE MICRORREDES CC ENVOLVENDO CONVERSORES ESTÁTICOS	63
3.1	Estrutura das Topologias das Microrredes CC em Estudo	63
3.2	Modelo dos Conversores Estáticos	65
3.2.1	Modelo do conversor CC/CC <i>boost voltage-mode</i> (VM-BC)	65
3.2.2	Modelo do conversor CC/CC <i>boost current-mode</i> (CM-BC)	71
3.2.3	Modelo do conversor <i>grid-interface</i> (G-IC)	75
3.3	Modelo da Rede: Impedâncias de Linha	83
3.3.1	Modelo da rede na configuração barra única	84
3.3.2	Modelo da rede na configuração radial	86
3.3.3	Modelo da rede na configuração anel	87

3.4 Modelo das Cargas Resistivas	89
3.5 Modelo Unificado dos Conversores	89
3.6 Modelo Completo das Topologias de Microrredes CC	91
3.6.1 Modelo completo da topologia barra única	91
3.6.2 Modelo completo da topologia radial.....	93
3.6.3 Modelo completo da topologia anel	94
3.7 Considerações do Capítulo	95
4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	96
4.1 Sistemas em Estudo.....	96
4.2 Comparação dos Modelos Matemáticos.....	99
4.2.1 Comparação dos modelos em malha fechada dos conversores estáticos	99
4.2.2 Validação dos modelos dinâmicos das topologias de microrredes CC	100
4.3 Análise da Estabilidade dos Modelos Desenvolvidos	103
4.4 Sensibilidade dos Polos	105
4.3.1 Variação paramétrica dos coeficientes de <i>droop</i>	105
4.3.2 Variação paramétrica da frequência de corte do FPB do controle por <i>droop</i>	109
4.3.3 Variação paramétrica das resistências e indutâncias das linhas de distribuição.....	110
4.3.4 Variação paramétrica das capacitâncias de saída dos conversores.....	111
4.3.5 Variação paramétrica do ganho P do controlador PI de tensão.....	112
4.5 Considerações do Capítulo	114
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	115
5.1 Descrição do Protótipo.....	115
5.2 Validação dos Modelos Matemáticos.....	117
5.3 Avaliação da Operação e do Comportamento do Nível Primário de Controle	119
5.4 Avaliação da Operação e do Comportamento do Controle Hierárquico (Níveis Primário e Secundário) das Microrredes em Estudo	124
5.5 Considerações do Capítulo	132
6 CONCLUSÕES FINAIS.....	133
6.1 Conclusões.....	133
6.2 Trabalhos Futuros e Propostas de Continuidade.....	135
REFERÊNCIAS	136
APÊNDICE 1 – MATRIZES DOS SISTEMAS	143
APÊNDICE 2 – SISTEMA DE SINCRONISMO PLL.....	144
APÊNDICE 3 – PROJETO DOS CONTROLADORES	145
APÊNDICE 4 – FOTOGRAFIAS DO PROTÓTIPO	154

1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 Contextualização e Motivação

O acesso à energia elétrica em condições adequadas de confiabilidade e qualidade tem-se caracterizado como um importante requisito para o desenvolvimento econômico e social de um país. Diante disso, a energia elétrica é considerada um recurso estratégico, de modo que a segurança energética, o balanço de oferta e demanda de garantia física e custos são elementos de pauta relevantes nos projetos atuais e planejamentos futuros do setor energético (EPE, 2022).

Vários aspectos devem ter sua influência analisada no planejamento energético de médio e longo prazos. É importante notar que nos últimos anos foram expostas diversas vulnerabilidades relacionadas às políticas energéticas. No contexto mundial, os conflitos geopolíticos da Rússia e a crise na Ucrânia impuseram preocupações sobre os sistemas dependentes de combustíveis fósseis, como o petróleo e gás natural, impactando as cadeias de suprimentos com a redução da oferta de combustíveis nos mercados internacionais e reverberações nos altos custos da energia (IRENA, 2022; Rosa *et al.*, 2022). Neste caso, a Europa foi a região mais afetada devido a sua maior dependência destes combustíveis. No Brasil, por outro lado, as matrizes energética e elétrica são compostas por 47% e 85% de fontes renováveis, respectivamente. Contudo, a predominância das hidrelétricas no parque gerador brasileiro, impõe desafios para a operação do sistema e atendimento à demanda, principalmente no ano de 2021, em decorrência da maior escassez de chuvas registradas nos últimos 90 anos, sendo necessário maior despacho das usinas termelétricas (EPE, 2022; ANEEL, 2022). Tais eventos necessitam de soluções de curto prazo, as quais impactam os custos das tarifas de energia e projetos de economia, e alertam aos riscos da segurança energética.

Na perspectiva estrutural, destaca-se a diversificação das matrizes energética e elétrica a partir da expansão das fontes de energia renováveis. Além da fonte de energia hídrica, a solar fotovoltaica, eólica, biomassa, complementada pela geração termelétrica, tendem a aumentar a confiabilidade no suprimento da demanda por energia (Gitelman, Kozhevnikov e Visotskaya, 2023). Além disso, questões atreladas ao desenvolvimento sustentável têm motivado a redução do uso de combustíveis fósseis, mais intensivos nas emissões de carbono, em favor de fontes de energia renováveis (IEA, 2022).

Neste cenário, inovações e tecnologias associadas à eletrônica de potência e a propagação de sistemas digitais são condicionantes que têm permitido o aproveitamento mais eficiente dos recursos energéticos e a eletrificação envolvendo processos de conversão de

energia. No setor elétrico, essas novas possibilidades têm surgido com perspectivas de descentralização, a qual incorre na diversidade e multiplicidade de agentes, liberalização dos mercados de energia e inserção de recursos energéticos distribuídos (REDs) ao sistema (Gitelman, Kozhevnikov e Visotskaya, 2023; Rosa *et al.*, 2022). Os REDs englobam geração distribuída (GD), armazenamento de energia elétrica e redução de consumo, normalmente junto do consumidor (EPE, 2022), possibilitando suprimento de eletricidade e serviços, economia financeira e ainda melhorias da resiliência e da segurança energética.

Adicionalmente, no caso do Brasil, estima-se que a contribuição elétrica de REDs, como fonte de suprimento, possa responder por 21% do consumo de eletricidade do país até 2031, de acordo com o Plano Decenal de Energia (PDE) 2031 realizado pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE), (EPE, 2022).

Diante do exposto, nota-se que o setor elétrico tem lidado com perspectivas para modernização por meio de tecnologias digitais e novas opções de serviços para o fornecimento e consumo de eletricidade. No aspecto técnico, surgem desafios quanto à complexidade e confiabilidade do controle, operação e gerenciamento da incorporação de REDs no Sistema Elétrico de Potência (SEP), uma vez que este foi primariamente concebido para operar de forma radial e centralizada, com longas linhas de transmissão, e distribuição baseada em fluxo de potência unidirecional (Antunes, 2018; Justo *et al.*, 2013; CGEE, 2012). Desta forma, é notória a necessidade de adaptação e reestruturação do SEP convencional para um sistema mais flexível.

Nesse sentido, as microrredes se apresentam como infraestruturas apropriadas para contribuir com esta modernização do setor elétrico, propiciando um sistema que integra e viabiliza o funcionamento adequado de REDs (Shahgholian, 2021; Hossain *et al.*, 2019; Guerrero *et al.*, 2013; Lasseter, 2007; Katiraei e Iravani, 2006). As microrredes se caracterizam por serem redes de energia elétrica que atuam como uma entidade controlada e coordenada em relação à rede elétrica principal, sendo capazes de operar em modo conectado e ilhado (autônomo) (Ton e Smith, 2012). Além disso, tais sistemas possibilitam a implantação de unidades de controle avançados e soluções operacionais para aumentar a eficiência energética do sistema e o estabelecimento de mercados bilaterais para participação mais ativa do consumidor no SEP (Oliveira, 2016).

Dessa maneira, as microrredes de energia podem ser consideradas uma iniciativa promissora para se atingir um equilíbrio entre ecossistema, ambiente e necessidades econômicas, ao permitir a inclusão de recursos energéticos mais eficientes e viabilizar novos

formatos de geração e consumo da energia elétrica, em alinhamento integral às políticas energéticas de descarbonização, descentralização e digitalização.

1.2 Delimitação Do Tema De Pesquisa

Com a concepção moderna das microrredes de energia, o SEP se depara com novas possibilidades para se planejar e utilizar os serviços de eletricidade. Neste sentido, surgem oportunidades para se considerar as estruturas de microrredes alimentadas por corrente contínua (CC). As vantagens associadas às redes de distribuição CC retomam preceitos preconizados no século XIX, quando os geradores de energia operavam próximos aos centros de consumo. Ganhos de eficiência, custos mais baixos, qualidade da energia e redução na complexidade do controle, dentro desta perspectiva, podem ser alcançados (Modu *et al.*, 2023; Peyghami *et al.*, 2019; Han *et al.*, 2019). As microrredes CC dispõem de uma infraestrutura compatível para integração dos REDs pois, muitos destes operam intrinsecamente em CC, como sistemas fotovoltaicos e células combustíveis, assim como armazenadores de energia, podendo estes serem conectados diretamente a barramentos de tensão em CC ou reduzindo estágios da conversão de energia (Pires, Pires e Cordeiro, 2023; Hossain *et al.*, 2019; Kumar, Zare e Ghosh, 2017). Além disso, na atualidade, consumidores residenciais, comerciais e industriais possuem muitas cargas alimentadas em CC ou que envolvem estágios em CC.

Em termos de aplicações, o desenvolvimento de sistemas de distribuição em CC pode se tornar uma opção estratégica em propostas de edifícios autossuficientes em energia, uma vez que estes buscam o equilíbrio entre consumo e geração de energia por fontes de energia renováveis (FER), enquanto que a eficiência energética é considerada critério fundamental para alcançar os objetivos de economia e sustentabilidade. Um estudo apresentado em (Gerber, 2018), o qual foi desenvolvido para prédios e edifícios comerciais, avalia entre 12% e 18% os ganhos de eficiência com a distribuição em CC em comparação com uma instalação em corrente alternada (CA) equivalente. Basicamente, as arquiteturas propostas no estudo são caracterizadas como microrredes ilhadas. Ainda neste contexto, outras pesquisas voltadas aos edifícios autossuficientes em *data centers* têm sido apresentadas (Mariam, Basu e Colon, 2016). Já o recente desenvolvimento das tecnologias de veículos elétricos (VE) tende a aumentar o uso de baterias nos próximos anos, o que causa preocupações relacionadas ao impacto que estes veículos podem causar quando conectados à estrutura em operação do SEP (RODRIGUEZ-Diaz, Vasquez e Guerrero, 2015). De fato, instalações em CC facilita o mecanismo plug-in para VE, bem como a construção de estações de recarga, podendo ajudar a promover a adesão a

essas tecnologias. Nos ambientes residenciais, arquiteturas de microrredes CC têm sido propostas e avaliadas (Rodriguez-Diaz, Vasquez e Guerrero, 2015; Oliveira, 2016; Patterson, 2012), evidenciando os aspectos preponderantes na melhoria do desempenho dos sistemas já existentes e as tendências para aplicações futuras em redes inteligentes.

Para além do aspecto de eficiência, as microrredes CC não apresentam problemas relacionados a fluxo de potência reativa, harmônicos e desbalanços de tensão, e dispensam a necessidade de regulação de frequência e ângulo de fase presentes em redes CA (Han *et al.*, 2019; Dragičević *et al.*, 2014). Contudo, ainda existem lacunas de âmbitos técnico e regulatório associadas à implementação de microrredes CC. Desafios quanto à padronização de estruturas, bem como arquiteturas de controle, operação e proteção desses sistemas têm sido frequentemente apontados na literatura (Oliveira, 2016; Patterson, 2012).

Para uma determinada aplicação, a escolha de uma estrutura de microrrede CC apropriada é crítica, pois afeta a flexibilidade, custos, robustez, resiliência e controle do sistema (Modu *et al.*, 2023). Além disso, a estrutura de potência influencia o desempenho em termos de perdas de energia, quedas de tensão nos barramentos CC e estabilidade (Muralidhar, Rajasekar, 2021). Geralmente, uma estrutura de microrrede CC incorpora múltiplos REDs conectados em paralelos pela interface de conversores eletrônicos de potência. Sendo assim, estratégias de controle e gerenciamento de energia envolvendo regulação de tensão, compartilhamento de carga adequado e coordenação entre tais conversores, devem ser empregadas para garantir uma operação estável e confiável para qualquer estrutura (NADERI *et al.*, 2023; Jithin *et al.*, 2022; Shahgholian, 2021). Na literatura científica, estratégias baseadas em níveis hierárquicos de controle, onde o controle por *droop* (decaimento) é implementado no nível primário, têm sido amplamente adotadas (Li e Shahidehpour, 2017; Sahoo, Sinha e Kishore, 2017; Ferreira, 2015; Shafiee *et al.*, 2014; Guerrero *et al.*, 2011). Dessa forma, por meio do controle por *droop*, a regulação da tensão do barramento CC da microrrede e o compartilhamento da potência de carga são estabelecidos a partir da inserção de resistências virtuais, via controle, nas saídas dos conversores controlados em tensão (Guerrero *et al.*, 2011).

Por outro lado, as formas como os conversores são acoplados e controlados, implicam na existência de interações dinâmicas entre eles e suas malhas de controle, bem como com os demais elementos da microrrede, tais como cargas, impedâncias de linhas e a rede elétrica CA, caso a microrrede funcione conectada à rede de uma determinada concessionária de energia elétrica. Tais interações envolvem múltiplas escalas de tempo, cuja compreensão se caracteriza como critério crucial para entender as características dinâmicas do sistema, implementar

adequadamente as estratégias de controle e principalmente garantir a estabilidade da tensão da microrrede.

Modelagem, metodologias analíticas e estudos de caso podem ser realizados como abordagens para fornecer análises dinâmicas e de desempenho de microrredes CC. Assim, por meio do desenvolvimento de modelos matemáticos apropriados, é possível representar o sistema físico de uma determinada configuração de microrrede de forma a estabelecer as relações entre os seus elementos, a influência de certos parâmetros na estabilidade, assim como possíveis restrições de operação. Na literatura, diversos trabalhos têm abordado as modelagens e análises de estabilidade de microrredes (Machado *et al.*, 2020; Rashidirad *et al.*, 2017; GAO *et al.*, 2017; Guo *et al.*, 2016; Tahim *et al.*, 2015; Anand e Fernandes, 2013), e para facilitar os resultados analíticos, modelos de ordem reduzida têm sido adotados como uma alternativa para representar as dinâmicas dominantes de uma determinada estrutura em estudo. No entanto, a maioria destas representações ainda são baseadas em simplificações.

Os modelos de ordem reduzida para microrredes CC desenvolvidos em (Tahim *et al.*, 2015; Yang *et al.*, 2016; Anand e Fernandes, 2013) desprezam os efeitos dinâmicos das malhas internas de controle dos conversores ao considerá-los fontes ideais de tensão, assumindo-as iguais às referências fornecidas pelo controle por *droop*. Os argumentos que sustentam tal simplificação são baseados na redução da complexidade do sistema, ao assumir que os controladores locais de tensão dos conversores apresentam uma dinâmica muito rápida. Por outro lado, mesmo que os conversores eletrônicos sejam controlados de forma rápida e flexível, a dinâmica na escala de tempo induzida pelo controle destes conversores pode interagir tanto com a dinâmica da impedância da linha como com a dinâmica da rede elétrica principal, resultando em problemas de instabilidade. Tais instabilidades estão associadas aos modos de oscilação de baixa frequência, como evidenciado em (Rashidirad *et al.*, 2017; Amin *et al.*, 2015). Além disso, o grau de influência das malhas internas de controle na dinâmica da microrrede pode depender da abordagem escolhida para implementação do controle por *droop*. Em (Gao *et al.*, 2017), foi apresentada uma análise comparativa de estabilidade considerando diferentes abordagens do controle por *droop* para conversores do tipo *voltage-source-converter* (VSC) em microrredes CC. Neste estudo, concluiu-se que, ao implementar o controle por *droop* em modo corrente, a dinâmica da tensão da microrrede é afetada pela malha de controle de corrente e pelo ganho de *droop*. Por outro lado, ao se utilizar o controle por *droop* baseado em modo tensão, a estabilidade de tensão da microrrede pode ser influenciada principalmente pelo controlador de tensão ao invés do ganho de *droop*. Logo, a fidelidade na modelagem dos

aspectos de controle com informações detalhadas é necessária para estabelecer uma avaliação dinâmica mais precisa para microrredes CC.

Outras considerações frequentemente adotadas em modelos simplificados presumem que todos os conversores da microrrede apresentam características semelhantes, tais como parâmetros elétricos e/ou topologias iguais dos conversores, e que estes operam no mesmo modo de controle, como apresentado em (Su *et al.*, 2016; Anand e Fernandes, 2013). Em outras palavras, diferente da abordagem apresentada em (Yang *et al.*, 2016), onde é considerado o estudo de uma microrrede CC ilhada, os estudos realizados em (Su *et al.*, 2016; Anand e Fernandes, 2013) não condizem com a maioria das aplicações práticas reais e resultam na incapacidade de prever certos pontos de instabilidade devido aos comportamentos dinâmicos de conversores atuando em diferentes escalas de tempo e/ou frequência. Ou seja, modelos simplificados e de ordem reduzidas podem ser computacionalmente vantajosos. No entanto, estes modelos aumentam o risco de não capturar aspectos importantes da dinâmica da microrrede, apresentando *trade-offs* entre precisão e complexidade (Naderi, *et al.*, 2023).

Os modelos e as análises de microrredes CC mais abordados na literatura consideram apenas o modo ilhado de operação, discutindo as faixas de operação estáveis sob variações de potência de carga (Naderi, *et al.*, 2023). No entanto, em aplicações práticas, espera-se que as microrredes CC sejam capazes de controlar o fluxo de energia com redes elétricas CA. Poucos trabalhos apresentam suas respostas dinâmicas referentes à integração de barras CC com sistemas CA. Em (Guo *et al.*, 2016), o conversor de interface rede elétrica/microrrede CC é projetado para operar em modo de despacho de energia constante e a rede CA é desacoplada da microrrede CC no estudo da estabilidade. Em (Ahmadi e Ferdowsi, 2014), o conversor de interface é modelado como uma fonte ideal CC. Já em (Rashidirad *et al.*, 2017) é evidenciado a influência do modo de operação dos conversores de interface na dinâmica dominante de uma microrrede CC com múltiplos terminais. Além disso, conforme mencionado anteriormente, conversores do tipo VSC, comumente utilizados como interface entre microrrede CC e rede CA, se controlados por *droop*, influenciam na estabilidade do sistema. Nesse contexto, os estudos existentes na literatura envolvendo as dinâmicas associadas aos parâmetros da rede CA, distúrbios e a influência do controle do conversor de interface CA/CC são limitados e têm deficiências em determinar explicitamente o desempenho dinâmico do sistema.

Apesar de alguns esforços serem dedicados à análise dinâmica de microrredes CC, a maioria dos trabalhos existentes é focada em estruturas de barra única, os quais consideram que todos os elementos da microrrede são conectados a um barramento de tensão comum (Dragičević *et al.*, 2016). Entretanto, em aplicações práticas reais e considerando critérios de

confiabilidade diante de falhas e modularidade para uma futura expansão dos sistemas de distribuição em CC, as microrredes com múltiplos barramentos de tensão representam objetos importantes de estudo. Outro ponto a ser ressaltado é que a complexidade na modelagem de ordem completa para vários tipos de estruturas e como resultado, os muitos casos a serem estudados, uma avaliação detalhada do desempenho dinâmico de forma comparativa é um grande desafio, que ainda não tem sido abordado de forma apropriada.

1.3 Proposta Do Trabalho

Tendo em vista as considerações supracitadas, neste trabalho é proposto um avanço no estudo de microrredes CC interconectadas à rede elétrica CA, uma vez que essa se classifica como uma estrutura flexível, podendo ser conectada a um sistema de distribuição de energia atual. O estudo busca preencher as lacunas presentes na modelagem e compreensão do comportamento dinâmico de microrredes CC com foco nos seguintes aspectos:

- Influências associadas ao acoplamento dos elementos da microrrede e interações dinâmicas existentes em múltiplas escalas de tempo, considerando diferentes topologias de conversores em modos de controle distintos, e malhas internas de controle dos conversores, que ainda não têm sido bem explorados.
- Condições dinâmicas associadas ao conversor de interface entre microrredes CC com sistemas CA, as quais têm sido muito simplificadas.
- Análises comparativas da modelagem de alta fidelidade e comportamento dinâmico entre três topologias de microrredes CC.

Os modelos são desenvolvidos empregando técnicas de modelagem de pequenos sinais com representação em espaço de estados. Já a avaliação da estabilidade é realizada por meio da análise dos autovalores dos sistemas e estudos de sensibilidade.

A Figura 1.1 apresenta os diagramas esquemáticos das três topologias de microrredes CC estudadas neste trabalho, sendo elas, a topologia barra única, a topologia radial e a topologia anel. Tais topologias são as mais adequadas para sistemas de baixa tensão e aplicações de pequena escala que constituem potenciais sistemas de energia CC em futuras redes inteligentes. Todas as topologias representadas na Figura 1.1 contêm fontes de energia locais, impedâncias de linha e cargas CC. As fontes de energia requerem um conversor adequado para a sua interface nos barramentos CC. Assim, cada topologia é composta por um conversor *boost voltage-mode*

(*VM-BC*), o qual é alimentado por uma fonte CC; um conversor *boost current-mode* (*CM-BC*), o qual é conectado a um arranjo fotovoltaico (FV); e um conversor de interface de rede, *grid-interface* (*G-IC*), empregado para exportar ou importar energia da rede CA. As cargas CC são do tipo resistiva, e as impedâncias de linha são incorporadas de acordo com a característica estrutural de cada topologia.

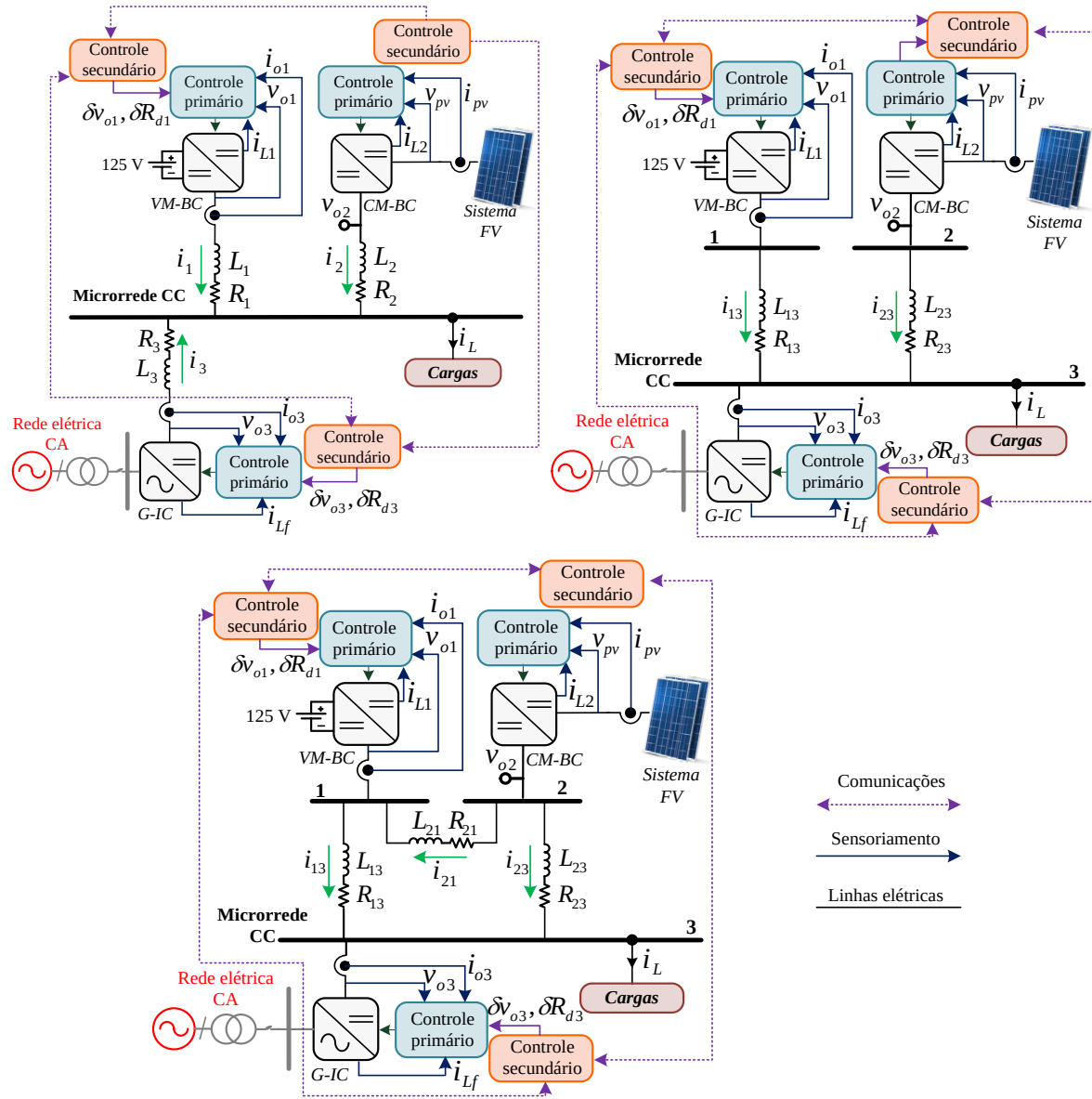
Do ponto de vista do controle, em cada conversor é empregado um gerenciador de energia baseado em dois níveis hierárquicos de controle, ou seja, um primário e outro secundário. No nível primário, encontra-se o controle local, o qual compreende as malhas internas de controle de corrente e tensão dos conversores. Além disso, no controle primário adotado por *VM-BC* e *G-IC*, o controle por *droop* é implementado para obter o compartilhamento de carga e regular as tensões do barramento CC em 250 V; enquanto isso, o *CM-BC*, no nível primário, opera no modo de rastreamento de ponto de potência máxima (MPPT), para extrair a potência máxima do arranjo FV. Já o nível secundário de controle é encarregado de corrigir desvios de tensão no barramento CC e o compartilhamento de potência. Nesta segunda camada, as ações de controle são definidas para serem executadas no nível primário, ou seja, de forma hierárquica.

Neste trabalho, no nível primário, é implementado uma estratégia de controle descentralizada, enquanto no nível secundário é adotado uma abordagem de controle distribuído. Neste caso, as informações locais de cada conversor e as dos conversores adjacentes são utilizadas para avaliar a situação operacional dos conversores e então definir as ações de controle através de uma estratégia de cálculos. No controle secundário apresentado na Figura 1.1, uma rede de comunicação com fio é utilizada para a troca de informações entre as unidades de controle dos conversores da microrrede.

1.4 Objetivos

Propor e validar modelagens de alta fidelidade para três topologias de microrredes CC, sendo elas, barra única, radial e anel, de forma que ampliem a compreensão do comportamento dinâmico destes sistemas.

Figura 1.1 – Topologias das microrredes CC em estudo: (a) Topologia barra única; (b) Topologia radial; (c) Topologia anel.



Fonte: Autoria própria (2023).

1.5 Metodologia

Para alcançar os objetivos estabelecidos para este trabalho, a metodologia empregada compreende:

- Estudo e revisão das topologias de microrredes CC existentes e suas implementações;
- Estudo e revisão dos impactos das simplificações adotadas nos desenvolvimentos de modelos de microrredes CC;

- Modelagens matemáticas das topologias de microrredes em estudo empregando a técnica de pequenos sinais;
- Estudo e implementação das topologias de microrredes utilizando a ferramenta computacional Matlab/Simulink para validação dos modelos desenvolvidos e análises de estabilidade;
- Estudo e desenvolvimento dos protótipos das microrredes para operar com capacidade de potência de 3 kW.

1.6 Contribuições Do Trabalho

As contribuições principais do trabalho podem ser listadas conforme descrito a seguir:

- Desenvolvimento detalhado de modelos matemáticos baseados em pequenos sinais, considerando três topologias distintas de microrredes CC;
- Análise da estabilidade das três topologias de microrredes CC, avaliação do impacto das simplificações adotadas e definição dos parâmetros que regem o comportamento dinâmico destes sistemas. As análises permitem compreender os acoplamentos existentes entre múltiplos conversores e suas malhas de controle, bem como a integração de microrredes CC em sistemas CA;
- Realização de análise comparativa entre as topologias de microrredes CC em estudo, avaliando os impactos referentes aos comportamentos dinâmicos dos modelos que representam as configurações das linhas de distribuição, bem como os seus desempenhos operacionais;

Já as contribuições ao laboratório LEPQER, podem ser elencadas conforme a seguir:

- Desenvolvimento de um protótipo experimental das microrredes com capacidade para operar de forma conectada e ilhada da rede elétrica principal, podendo ser utilizado para validações experimentais de estudos relacionados à microrredes.

Algumas dessas contribuições resultaram em um trabalho técnico-científico publicado em congresso conforme a seguir:

SILVEIRA, R. D; DA SILVA, S. A. O; SAMPAIO, L. P. Dynamic Modeling and Stability Analysis of Radial and Ring DC Microgrid Topologies. 2021 IEEE Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). IEEE, 2021. p. 1-8

1.8 Organização Do Trabalho

Este trabalho está dividido em seis capítulos. O primeiro capítulo é dedicado à introdução do contexto no qual o tema do trabalho está inserido, evidenciando sua relevância e motivação. Além disso, a aproximação ao tema de pesquisa e a proposta do trabalho são discutidos, seguido dos objetivos do projeto. O segundo capítulo detalha o estado da arte no contexto de microrredes de energia, com foco nas microrredes CC, sendo apresentadas as topologias, estratégias de controle, métodos para modelagem e estudo de estabilidade. No terceiro capítulo é realizado o desenvolvimento matemático dos conversores e cargas presentes nas três topologias de microrredes CC em estudo, obtendo-se os modelos de alta fidelidade propostos. O quarto capítulo apresenta o projeto da estrutura de controle implementada em cada conversor das microrredes, bem como as simulações de validação dos modelos desenvolvidos. São apresentados também os estudos de estabilidade e avaliação dos parâmetros dos elementos no comportamento dinâmico das microrredes. No capítulo cinco são mostrados os resultados experimentais da operação das microrredes. Por fim, as conclusões e propostas de continuidade do trabalho são apresentadas no capítulo seis.

2 MICRORREDES DE ENERGIA ELÉTRICA

Neste capítulo, apresenta-se uma revisão geral das microrredes de energia elétrica, com ênfase nas microrredes CC. Primeiramente, são abordados os conceitos e definições correlatos às microrredes. Em seguida são destacadas as características de implementação das estruturas de potência de microrredes CC. Posteriormente, são apresentadas as principais estratégias de controle e gerenciamento de energia aplicadas em microrredes CC. Por fim, os principais métodos de modelagem e análise de estabilidade no âmbito de microrredes são abordados.

2.1 Conceito De Microrredes

Embora existam algumas variações de definições para microrrede, tais definições convergem nos seguintes pontos:

- i) São sistemas elétricos constituídos por fontes de geração distribuída, cargas e armazenadores de energia;
- ii) Operam conectados à rede elétrica principal, mas podem se desconectar e operar de forma isolada;
- iii) É vista pela rede elétrica como uma entidade única e controlável.

Atualmente, o conceito moderno de microrrede envolve sua integração ao SEP, em particular ao sistema de distribuição ao nível da baixa tensão (BT) e da média tensão (MT), e incorpora de forma extensiva tecnologias de controle digitais e comunicações para integração de diversos ativos, atribuindo flexibilidade e inovação para o setor.

Desde a evolução das microrredes, as arquiteturas que adotam redes de distribuição em CA têm sido majoritárias nas pesquisas com diversas abordagens relatadas na literatura (Reis *et al.*, 2022; Sahoo, Sinha e Kishore; 2017; Guerero *et al.*, 2013). Uma das vantagens das microrredes CA consiste no fato de que a maioria dos atuais sistemas de transmissão e distribuição do SEP operam em CA, onde as tecnologias envolvidas no controle e proteção desses sistemas possuem padrões consolidados (Hossain *et al.*, 2019).

Por outro lado, os sistemas de distribuição em CC vêm ganhando relevância nos últimos anos por possibilitarem simplificação da infraestrutura, ganhos de eficiência e diminuição de custos (Gerber *et al.*, 2018; Rodriguez-Diaz, Vasquez e Guerrero, 2015). Neste contexto, esse trabalho busca contribuir com discussões acerca da implementação de microrredes CC conectadas à rede CA, como forma de aprofundar nos aspectos de implantação das microrredes CC e aproveitar a estrutura elétrica atual.

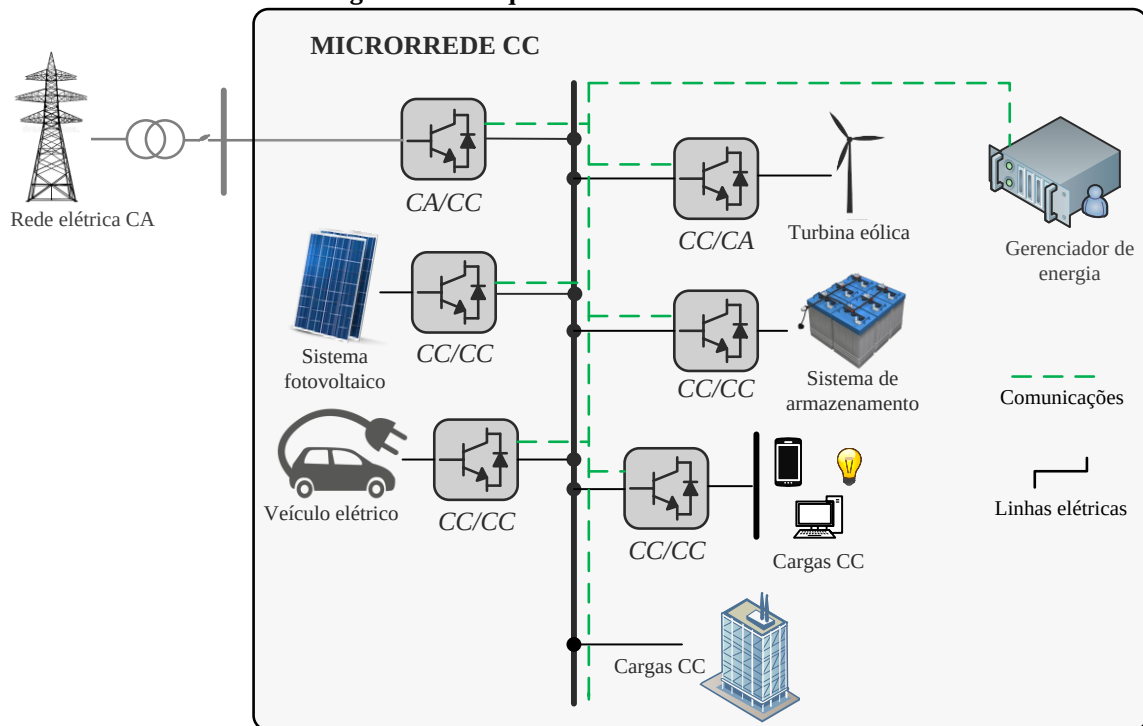
2.2 Microrredes CC

A concepção das microrredes CC surgiu inicialmente com as perspectivas de aumento da eficiência energética na integração de REDs em sistemas descentralizados, redução da complexidade no controle e diminuição de custos, quando comparado com as microrredes CA. Adicionalmente, as tendências da utilização de equipamentos eletrônicos modernos e do desenvolvimento das infraestruturas de carregamento para veículos elétricos (VEs) também têm contribuído com as premissas das microrredes CC estabelecendo-as firmemente como um campo de pesquisa (Dragičević *et al.*, 2016). A Figura 2.1 apresenta uma arquitetura genérica de microrrede CC.

Considerando os segmentos comercial e residencial, equipamentos como computadores, celulares, carregadores a bateria, TVs, aquecedores e sistemas de iluminação mais eficientes, utilizam internamente energia em CC e requerem estágio de conversão CA/CC para conexão à rede CA convencional (Gerber *et al.*, 2018). Similarmente, nos setores industriais são utilizados muitos inversores de frequência de velocidade variável, que também exigem conversão CA/CC e CC/CA (Kumar, Zare e Ghosh, 2017). Esses múltiplos estágios de conversão, que podem implicar em perdas de energia, podem ser eliminados ou substituídos por um único conversor CC/CC se os equipamentos forem conectados diretamente a um sistema com barramento em CC. Estima-se que as perdas decorrentes desses processos de conversão de energia, embora possam variar de acordo com o tipo de equipamento e aplicação, situam-se entre 10-25% (Elsayed, Mohamed e Mohammed, 2015).

Além das cargas, a possibilidade de redução dos estágios de conversão de energia CA também se aplica aos REDs (Guerrero *et al.*, 2013). Sistemas de armazenamento de energia (SAE), podem ser conectados diretamente a um barramento CC ou via conversor CC/CC. No caso das baterias, onde a tensão de saída não é constante e depende das suas condições de operação como a corrente de saída e estado de carga, a conexão direta ao barramento CC pode resultar em flutuações de tensão nesse barramento e consequentemente causar problemas de estabilidade. Por isso, o uso de conversores CC/CC para a conexão de baterias ao barramento CC é uma alternativa que permite um controle mais flexível, além de melhorar a confiabilidade do sistema (Dragičević *et al.*, 2016; Elsayed, Mohamed e Mohammed, 2015).

Figura 2.1 – Arquitetura de uma microrrede CC.



Fonte: Autoria própria (2023).

Existem muitos desafios associados às infraestruturas de microrredes CC que devem ser superados. Um aspecto importante é a definição e padronização das topologias das redes. Por outro lado, são muitos os aspetos que devem ser analisados nos âmbitos de sistemas de gerenciamento de energia e controle, modelagem e análise de estabilidade de tais sistemas.

2.2.1 Topologias de microrredes CC

Do ponto de vista da estrutura física, as arquiteturas de microrrede CC influenciam em determinados fatores como confiabilidade, flexibilidade, redundância e escalabilidade, os quais podem ser resumidos conforme apresentado a seguir (Hossain *et al.*, 2019):

- Confiabilidade: possibilidade de manter o suprimento de energia às cargas mesmo em condições de falhas;
- Flexibilidade: possibilidade de reconfigurar o sistema durante falhas ou para integrar grupos de microrredes;
- Redundância: fonte de alimentação redundante para suprimento das cargas com dependência mínima de sistemas de comunicação;
- Escalabilidade: possibilidade de adicionar ou remover unidades sem causar problemas dentro de microrrede, funcionalidade *plug-and-play*.

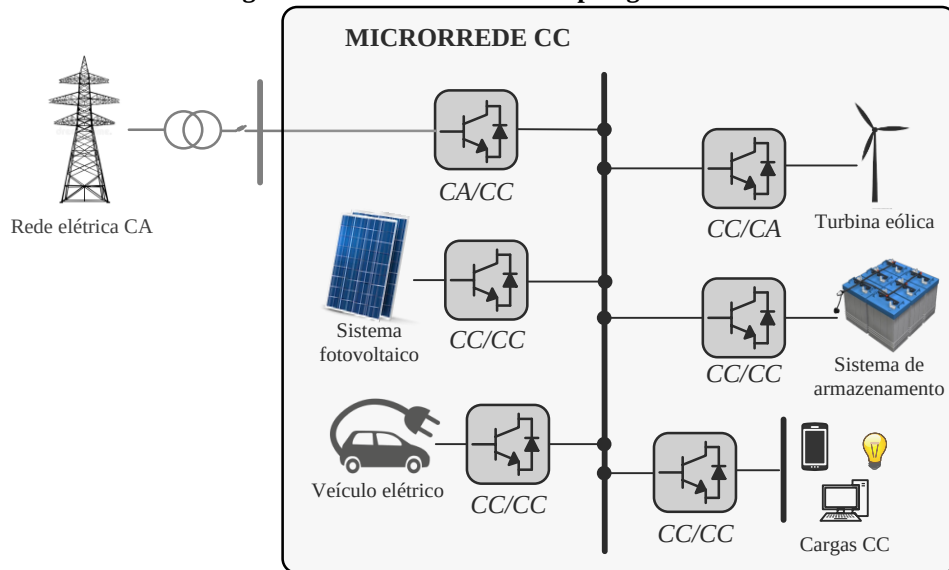
Além disso, a estrutura física da microrrede pode influenciar aspectos associados ao desempenho da microrrede em termos de perdas de energia, quedas de tensão nos barramentos de tensão e estabilidade.

Em geral, as arquiteturas de microrredes CC podem ser classificadas de acordo com seus barramentos de tensão, sendo categorizadas em topologias de barramento único, topologias de múltiplos barramentos e topologias reconfiguráveis (Dragičević *et al.*, 2016). Por outro lado, as microrredes CC conectadas têm sido particularmente classificadas, por alguns autores, segundo a forma de integração com a rede elétrica CA (Pires, Pires e Cordeiro, 2023; Kumar, Agarwal e Agarwal, 2019; Prabhala *et al.*, 2018; Kumar, Zare e Ghosh, 2017). Neste caso, as principais são as topologias de barra única, radiais, anel, em malha ou *mesh-type* e em zona ou *zonal-type*. A seguir, as principais topologias de microrredes CC relatadas na literatura são descritas em consonância com as classificações mencionados acima.

2.2.2.1 Topologias de barra única e radiais

As configurações de barramento único e as radiais são as mais simples e econômicas em termos de implementação (Prabhala *et al.*, 2018). A topologia de barra única é a arquitetura mais popular na literatura e comumente utilizada para estabelecer o despacho de energia em microrredes CC (Pires, Pires e Cordeiro, 2023; Kumar, Agarwal e Agarwal, 2019). Neste caso, os REDs e as cargas são conectadas diretamente a um barramento de tensão comum ou por interface de conversores, conforme o esquemático mostrado na Figura 2.2. A vantagem desta estrutura consiste na simplicidade do controle do fluxo de energia. Cargas e conversores de interface com a rede elétrica, podem ser instalados próximos uns dos outros para reduzir perdas de energia. Por outro lado, a ocorrência de falhas no barramento de tensão afetará todo o sistema podendo resultar em interrupção no suprimento de energia de todas as cargas, o que compromete a confiabilidade da microrrede (Prabhala *et al.*, 2018). Esta estrutura é frequentemente adotada em estudos para testes de esquemas de controle (Muralidhar e Rajasekar, 2021), e recomendada para aplicações residências e edifícios comerciais em baixa tensão.

Figura 2.2 – Microrrede CC: topologia de barra única.



Fonte: Autoria própria (2023).

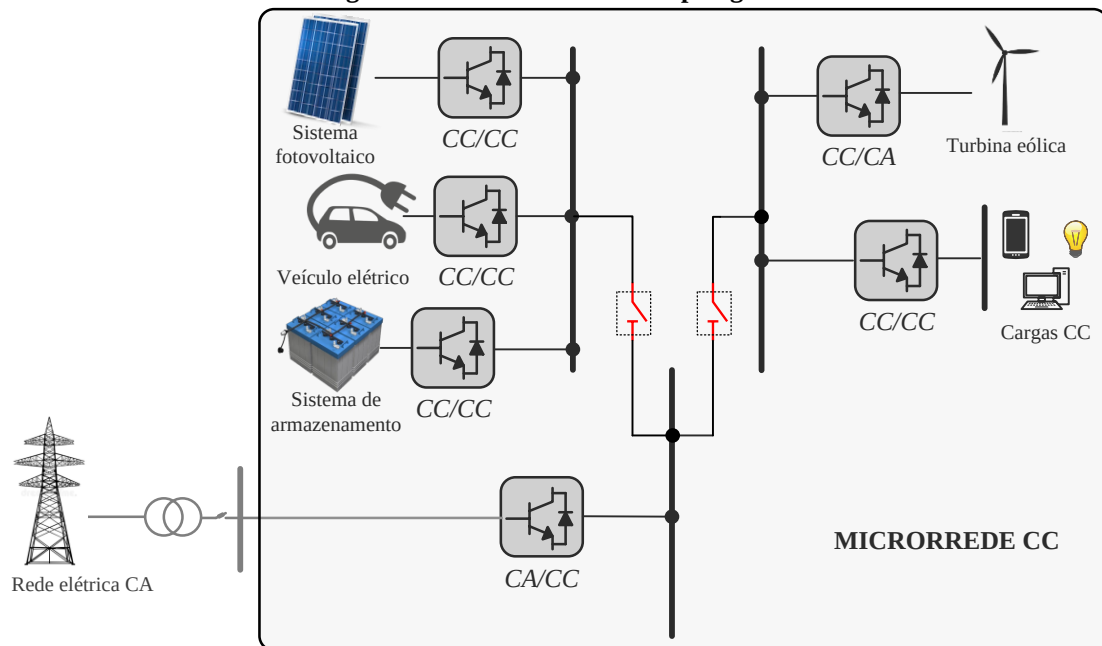
Já a topologia radial baseia-se em múltiplos barramentos, fornecendo mais de um barramento CC, sem formar *loops*, conforme o exemplo apresentado no esquemático da Figura 2.3. Esta estrutura apresenta maior confiabilidade, flexibilidade para conexão dos elementos da microrrede e melhor condição de escalabilidade quando comparada à topologia de barra única (Kumar, Agarwal e Agarwal, 2019). Devido a presença de mais de um barramento de tensão, a energia pode ser compartilhada entre os barramentos vizinhos e uma falha em um dos barramentos não resulta necessariamente em perda de serviço de todo o sistema, logo, a confiabilidade é aumentada (Kumar, Zare e Ghosh, 2017). Em aspectos de controle, quedas de tensão podem surgir entre os barramentos múltiplos, portanto, estratégias de compensação de tensão pode se tornar mandatório. Esta topologia constitui uma solução simples para sistemas de baixa e alta tensão, desde edifícios inteligentes até ao nível distrital.

2.2.1.2 Topologia anel

A Figura 2.4 apresenta uma microrrede CC de topologia anel. Esta topologia é também classificada como uma arquitetura reconfigurável onde cada nó e cada conexão entre elementos vizinhos podem ser controlados por um dispositivo de proteção. As vantagens dessa estrutura são alta confiabilidade e operação redundante (Pires, Pires e Cordeiro, 2023; Dragičević *et al.*, 2016). Apresenta maior flexibilidade para conexão das fontes e cargas e facilita que uma possível falha seja isolada e a energia seja fornecida por um caminho alternativo, garantido assim continuidade no serviço e operação do sistema. Esta estrutura tende a ter um custo maior

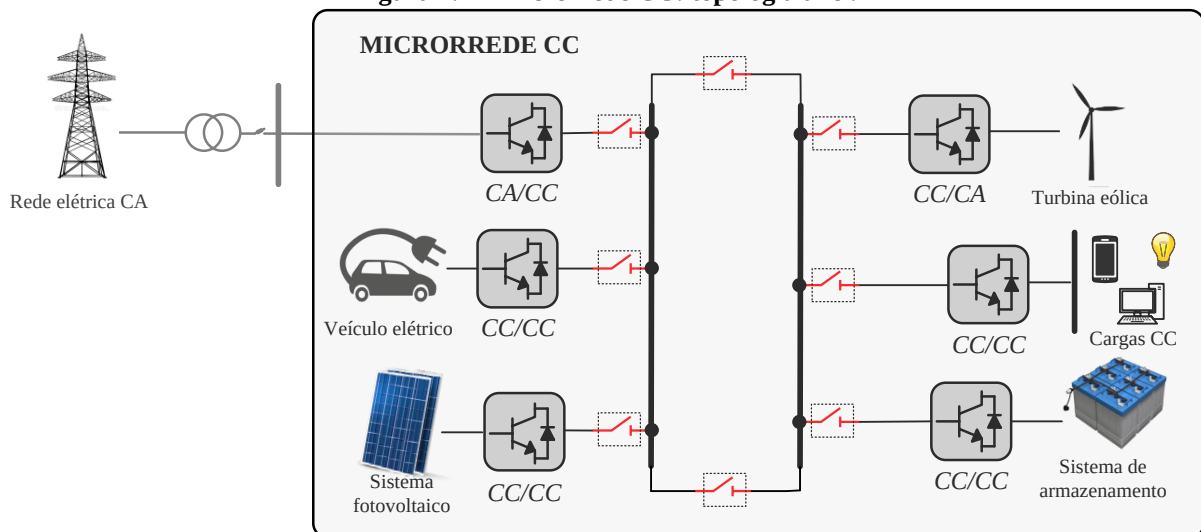
em termos de cabos de energia e dispositivos de proteção (Prabhala *et al.*, 2018). Além disso, as estratégias para o controle da tensão na microrrede e do fluxo de energia podem ser mais complexas quando comparado às topologias radiais (Dou, Zheng e Guerrero, 2017). Em termos de aplicações, pode ser usada em baixa e alta tensões.

Figura 2.3 – Microrrede CC: topologia radial.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 2.4 – Microrrede CC: topologia anel.

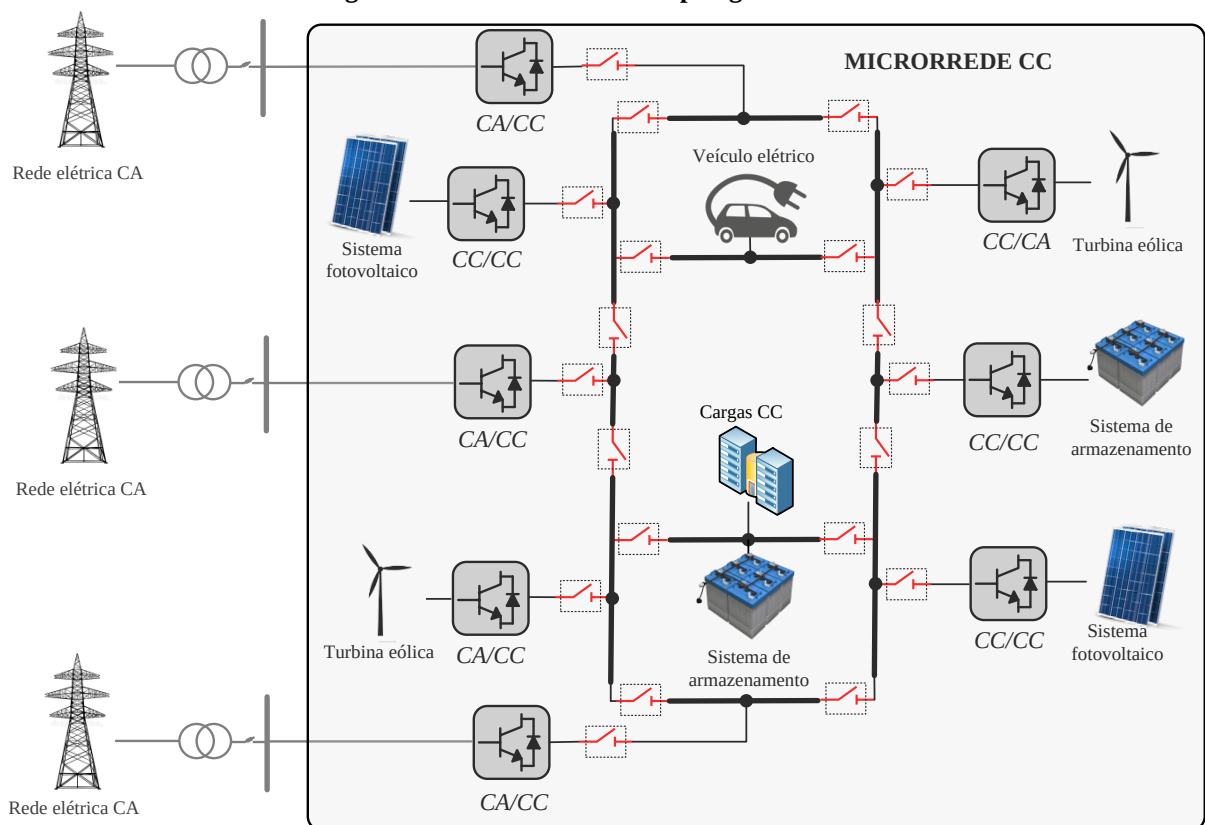


Fonte: Autoria própria (2023).

2.2.1.3 Topologia em malha ou mesh-type

A topologia em malha ou *mesh-type* é também classificada como topologia multi-terminal (MTDC – *Muti-Terminal DC Bus*), onde há mais de uma interface com redes CA conforme a estrutura mostrada na Figura 2.5. Esta estrutura garante mais flexibilidade e confiabilidade quando comparada com as topologias radiais e anel, devido a disponibilidade de mais alimentadores para suprimento de energia das várias partes do sistema. Métodos de detecção de falhas podem ser empregados para isolar um determinado barramento de tensão sem comprometer o fornecimento de energia em todo o sistema. Por outro lado, o controle do fluxo de energia tende a ser mais complexo. Arquiteturas semelhantes são bastante utilizadas em aplicações de sistemas HVDC (Kumar, Zare e Ghosh, 2017).

Figura 2.5 – Microrrede CC: topologia em malha.



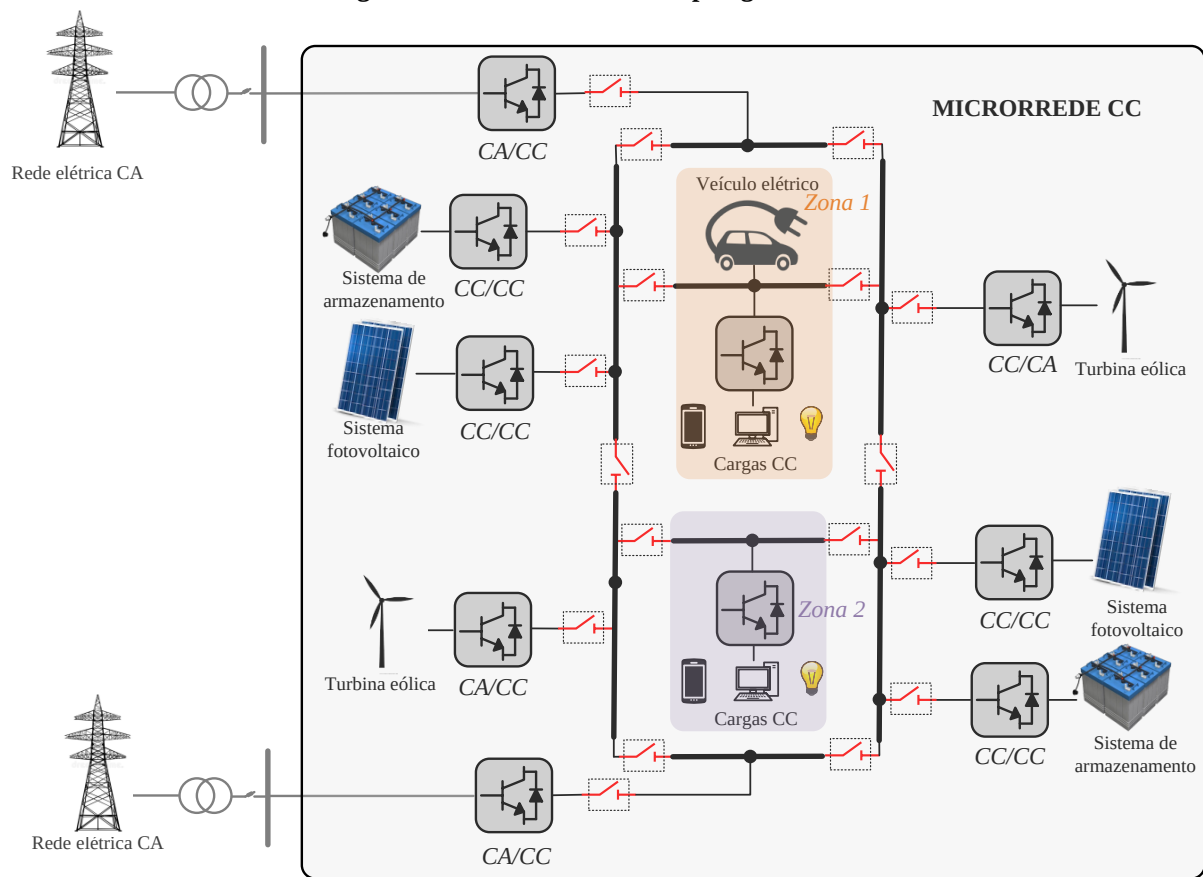
Fonte: Autoria própria (2023).

2.2.1.4 Topologia em zona ou zonal-type

A topologia em zona ou *zonal type*, é uma proposta para aumentar ainda mais a confiabilidade do sistema de distribuição onde há uma subdivisão em zonas e cada zona possui

dois barramentos CC redundantes conectados à uma rede CA de acordo com o exemplo mostrado na Figura 2.6. Esta estrutura também pode ser classificada como topologia MTDC (Dragičević *et al.*, 2016), e possibilita a conexão de várias microrredes CC em cascata. Além disso, esta estrutura apresenta flexibilidade e modularidade com opções variadas para o fornecimento de energia às cargas, as quais podem ser alimentadas pelos barramentos de tensão de forma simultânea, sequencial ou por um barramento exclusivo (Kumar, Zare e Ghosh, 2017). Sendo assim, a operação e o controle tendem a ser mais complexos e são necessários muitos dispositivos de proteção. É uma opção interessante para complexos prediais, condomínios ou onde um agrupamento de microrredes se torna vantajoso.

Figura 2.6 – Microrrede CC: topologia em zona.



Fonte: Autoria própria (2023).

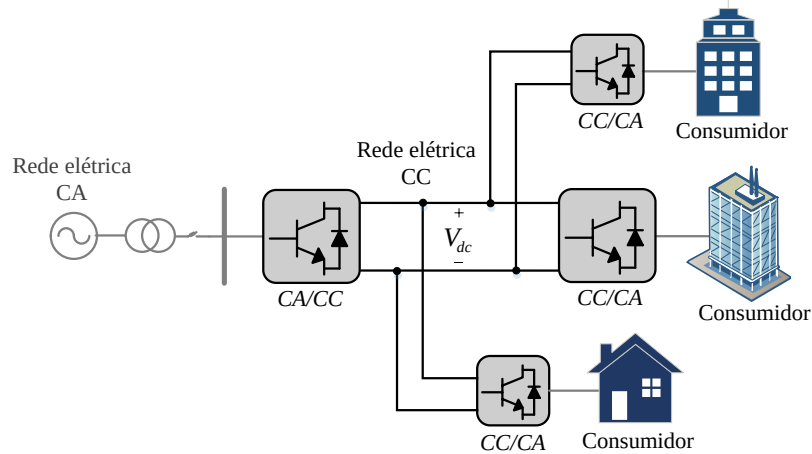
2.2.2 Configuração do sistema de distribuição em CC

Tipicamente, a energia elétrica nos sistemas em CC pode ser transmitida e distribuída de duas formas sendo elas, unipolar a dois fios e bipolar a três fios.

A configuração unipolar, como mostrada na Figura 2.7, faz uso de dois condutores e define apenas um nível de tensão de operação, V_{dc} . Os elementos do sistema são conectados

entre os polos positivo e negativo. Em geral, neste tipo de configuração, a operação e o controle são mais simples e não há desbalanços de tensão entre os polos (Moussa, Ghorbal e Slama-Belkhodja, 2019).

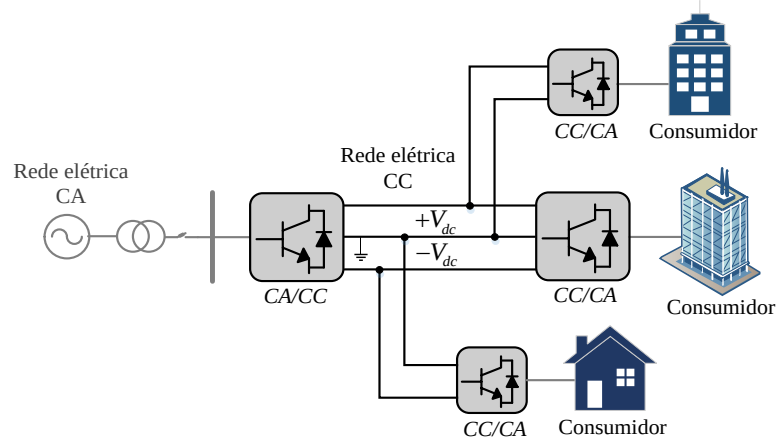
Figura 2.7 – Sistema de distribuição CC unipolar a dois fios.



Fonte: Autoria própria (2023).

Já a configuração bipolar, como apresentada na Figura 2.8, consiste em três condutores sendo eles, positivo, negativo e neutro. Dessa forma, três níveis de tensão são admitidos, $+V_{dc}$, $-V_{dc}$ e $2V_{dc}$, o que garante maior flexibilidade para conexão dos elementos ao barramento CC. (Kumar, Zare e Ghosh, 2017). Em condições de falhas em um dos polos, a energia ainda pode ser fornecida pelos outros dois condutores. Por outro lado, neste tipo de configuração, desequilíbrios de carga podem resultar em desbalanços de tensão afetando a estabilidade e a qualidade da energia do sistema. Dessa forma, estratégias de controle mais complexas para a regulação de tensão podem ser necessárias (Moussa, Ghorbal e Slama-Belkhodja, 2019).

Figura 2.8 – Sistema de distribuição CC bipolar a três fios.



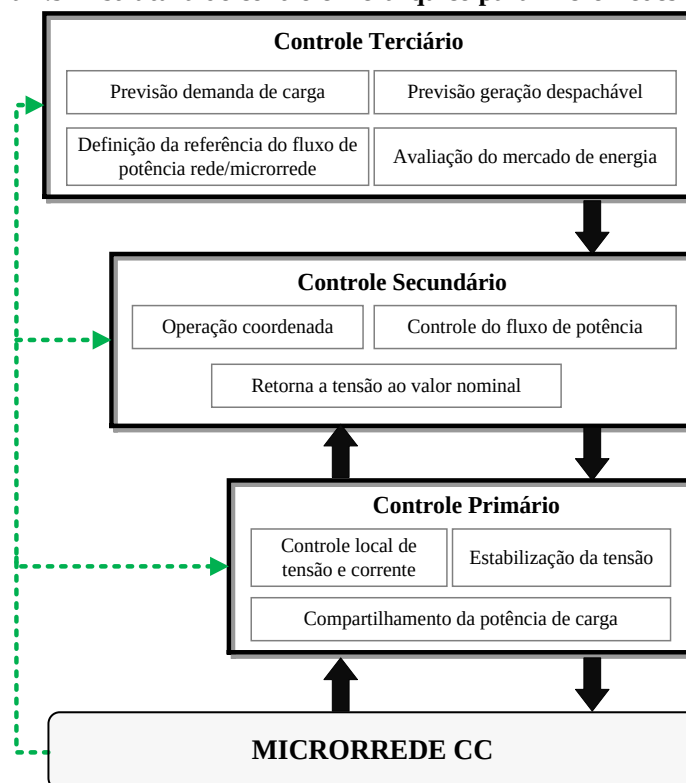
Fonte: Autoria própria (2023).

2.3 Controle e Gerenciamento de Energia em Microrredes CC

Estratégias de controle e gerenciamento de energia são desenvolvidas e implementadas em microrredes CC a fim de garantir a operação estável e eficiente de todo o sistema. Em geral, os principais objetivos de controle consistem na regulação da tensão do barramento da microrrede e o compartilhamento de potência entre os recursos energéticos disponíveis no sistema.

Frequentemente adotado na literatura (Han *et al.*, 2019; Meng *et al.*, 2017), o controle hierárquico divide as atribuições a serem executadas no sistema em níveis de controle que atuam em escalas de tempos diferentes dependendo da sua ordem de prioridade. A Figura 2.9 apresenta uma estrutura de controle hierárquico dividido em três principais níveis, sendo eles, os controles primário, secundário e terciário.

Figura 2.9– Estrutura do controle hierárquico para microrredes CC.



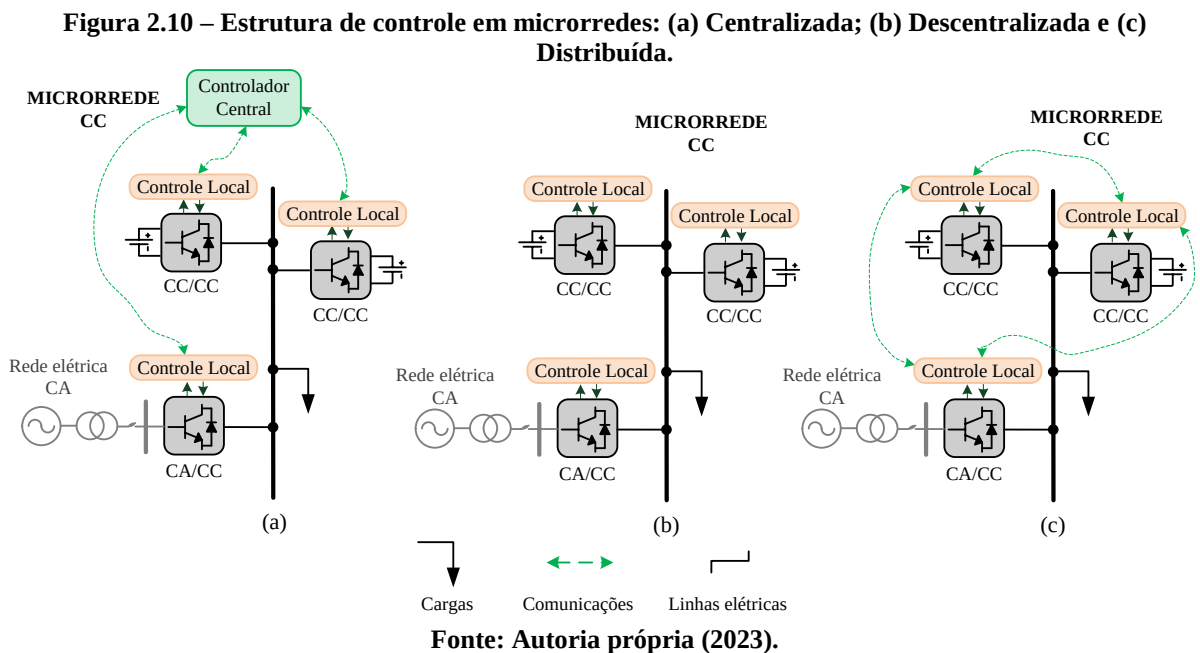
Fonte: Adaptado de Meng *et al.*, 2017.

O controle primário é responsável pelo controle local dos conversores, pelas estratégias de compartilhamento da potência de carga entre os conversores e pela regulação da tensão do barramento CC da microrrede (Dragičević *et al.*, 2016). Já o controle secundário atua na correção de possíveis erros provocados pelo nível primário e na melhoria do compartilhamento

de potência entre as cargas. Por fim, o controle terciário é responsável pelos serviços de otimização e gerenciamento do fluxo de potência entre a microrrede CC e as redes externas, como a rede elétrica CA. Além disso, o controle terciário também pode ser encarregado de avaliar as tarifas no mercado de energia e previsões de geração de energia e demanda de carga (Elsayed, Mohamed e Mohammed, 2015; LU *et al.*, 2013).

Baseado ainda no diagrama da Figura 2.9, as atribuições de cada nível de controle, ou seja, primário, secundário e terciário, podem ser executadas por meio de abordagem centralizada, descentralizada ou distribuída a depender de suas atribuições.

Na abordagem centralizada de controle, conforme exemplo na Figura 2.10 (a), há um elemento central que, por meio de um canal de comunicação, coleta periodicamente todas as informações relevantes de diferentes partes da microrrede, executa os procedimentos necessários e retorna as referências de controle para as unidades conectadas. Nota-se que, neste caso, essas unidades são compostas por um conversor eletrônico integrado a uma fonte de energia, seja ela renovável (FER) ou não, bem como de armazenamento (SAE). As vantagens dessa abordagem incluem controlabilidade e observabilidade de todo o sistema (Meng *et al.*, 2017). No entanto, a dependência do canal de comunicação torna o sistema suscetível a um único ponto de falha. Outro problema é a limitação da flexibilidade para expansão do sistema.



Já na abordagem descentralizada, conforme mostrada na Figura 2.10 (b), o controle é realizado utilizando apenas as informações localmente disponíveis em cada unidade conectada, ou seja, não requer informações de outras partes do sistema (Guerrero, 2011). Esta abordagem

tem como vantagem a não exigência de um canal de comunicação operando em tempo real, garantindo mais confiabilidade e maior flexibilidade de expansão ao sistema, facilitando a funcionalidade *plug-and-play*. Contudo, uma falta de coordenação entre os controladores locais pode limitar o alcance de objetivos globais na microrrede.

Por último, a abordagem de controle distribuído, conforme apresentado na Figura 2.10 (c), se baseia no compartilhamento de informações entre as unidades conectadas, via canal de comunicação, e o controle é realizado localmente a fim de promover a operação coordenada das unidades conectadas (Sahoo, Sinha e Kishore, 2017). O principal desafio dos esquemas de controle distribuídos é a coordenação das unidades para cumprir os objetivos de controle, pois exigem sistemas adequados de comunicação para a troca constante de informações.

2.3.1 Controle hierárquico em nível primário

O controle primário consiste na implementação do controle local, o qual compreende as malhas internas de controle de tensão e corrente dos conversores, implementação da estratégia que estabelece o compartilhamento da corrente/potência de carga entre tais conversores e regulação da tensão do barramento CC. O controle primário desempenha as funções básicas da microrrede e apresenta resposta de atuação mais rápida em comparação aos demais níveis do controle hierárquico.

O controle local pode ser implementado de diferentes formas dependendo do tipo do conversor e do seu respectivo recurso energético utilizado, das funções a serem executadas pelo conversor, do modo de operação da microrrede (conectada à rede ou ilhada) e da condição da demanda de carga. De forma geral, conversores CC/CC e CA/CC são empregados podendo ser controlados em modo tensão ou em modo corrente/potência. Os conversores em modo tensão operam como uma fonte de tensão controlável e participam da regulação da tensão do barramento CC da microrrede (Gao *et al.*, 2019). Alternativamente, os conversores em modo corrente/potência atuam como uma fonte de corrente controlável, injetando potência na microrrede. Os conversores associados às FERs, sempre que possível, devem operar por meio de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*), ou seja, fornecendo ao sistema a máxima potência disponível. Quanto aos tipos de controladores, estes podem ser variados dependendo da natureza das grandezas elétricas (CA ou CC) e do sistema de referência empregado no controle dos conversores (coordenadas estacionárias abc , coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ ou coordenadas síncronas dq). Em conversores CC/CC ou conversores que utilizam referências em coordenadas dq , o controlador Proporcional-Integral (PI) é comumente utilizado nas malhas internas do

controle local pois apresentam erro nulo em estado estacionário, são robustos e fáceis de serem projetados (Dragičević *et al.*, 2016). No referencial $\alpha\beta$, o controlador Proporcional-Ressonante (PR) é comumente empregado, enquanto no referencial abc , são utilizados os controladores PI, PR ou por histerese (Silva, 2020).

Já a regulação da tensão do barramento CC da microrrede é estabelecida a partir da implementação de estratégias de compartilhamento da potência de carga entre os conversores que integram a microrrede, gerando as referências para o controle local. Para esta finalidade, três estratégias se destacam: o controle central, o controle mestre-escravo e o controle por *droop* de tensão.

O uso de um controle central caracteriza-se como uma abordagem centralizada para coordenar os conversores da microrrede mantendo a estabilidade da tensão no barramento e o balanço de potência. Neste caso, o controle central divide a potência total demandada pela carga entre os conversores da microrrede e transfere por meio do canal de comunicação as referências de controle para as malhas internas de cada conversor. As vantagens dessa estratégia consistem na divisão da corrente, a qual é mantida na proporção durante a operação, e o controle central pode ser implementado mediante um controle supervisor e não por meio de um conversor (Silva, 2020). Contudo, utilizar um único controlador dependente de um elo de comunicação torna o sistema vulnerável.

Já o controle mestre-escravo, também baseado em abordagem centralizada, define um conversor como unidade mestre, o qual opera controlado em modo tensão para regular a tensão do barramento da microrrede, enquanto os demais conversores são controlados em modo corrente/potência e definidos como unidades escravas. Dessa forma, a unidade mestre é responsável por fornecer as referências de controle para as unidades escravas de forma que o compartilhamento da corrente de carga seja alcançado. Do ponto de vista de robustez, esse controle se mostra frágil pois, eventuais indisponibilidades da unidade mestre pode levar a situações indesejadas da operação como sobrecarga e subaproveitamento das demais unidades (Maryama, 2016).

Por outro lado, as estratégias que partem do controle por *droop* se caracterizam como soluções descentralizadas para coordenar o compartilhamento das variações de carga entre as unidades do sistema (Guerrero *et al.*, 2011). Neste caso, dois ou mais conversores operam como fontes de tensão em paralelo e participam da regulação da tensão do barramento da microrrede. O *droop* é também conhecido por decaimento pelo fato de sua aplicação resultar em uma reta, cuja inclinação mostra o quanto uma variável decai em relação à outra (Yang *et al.*, 2016). A maioria dos trabalhos na literatura atual que relatam a aplicação de microrredes CC, adotam o

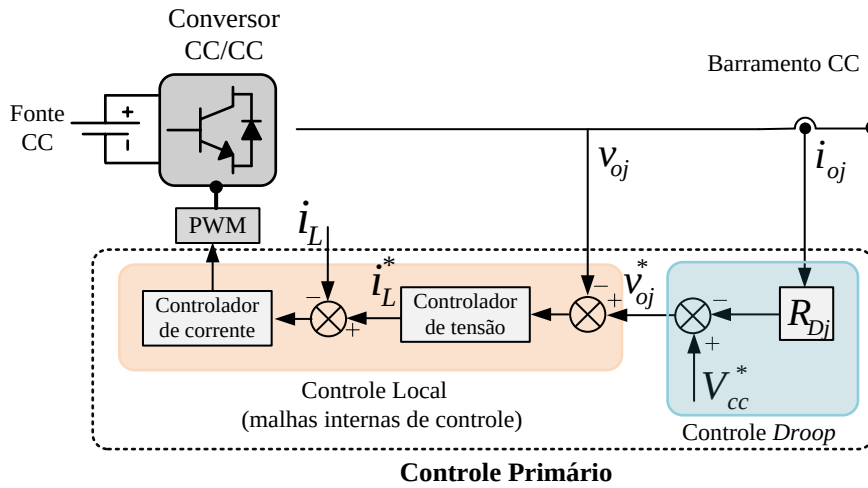
controle por *droop* no nível primário de controle (Li e Shahidehpour, 2017; Sahoo, Sinha e Kishore, 2017; Dragičević *et al.*, 2016; Shafiee *et al.*, 2014; Guerrero *et al.*, 2011), o qual também será adotado neste trabalho.

O conceito do controle por *droop* convencional, ou seja, o controle *droop* em modo tensão, consiste em inserir resistências virtuais na saída dos conversores controlados em modo tensão, cujos valores são ajustados para se obter distribuição proporcional de corrente entre cada conversor conectado (Dragičević *et al.*, 2016). Dessa forma, por meio do *droop*, a referência de tensão a ser utilizada no controle local do conversor é fornecida por:

$$v_{oj}^* = V_{cc}^* - R_{Dj} i_{oj} \quad (2.1)$$

onde v_{oj}^* é a referência de tensão para o controle local do conversor j da microrrede, R_{Dj} é a resistência virtual de *droop*, neste caso conhecida também como coeficiente de *droop*, i_{oj} é a corrente de saída do conversor j e V_{cc}^* é a tensão nominal do barramento CC. O diagrama da Figura 2.11 representa um exemplo de implementação do controle por *droop* em um conversor que compõe uma microrrede CC, onde i_L é a corrente que flui pelo indutor do conversor CC/CC e i_L^* é a corrente de referência para a malha de controle de corrente.

Figura 2.11 – Diagrama da implementação do controle por *droop* em um conversor CC/CC.

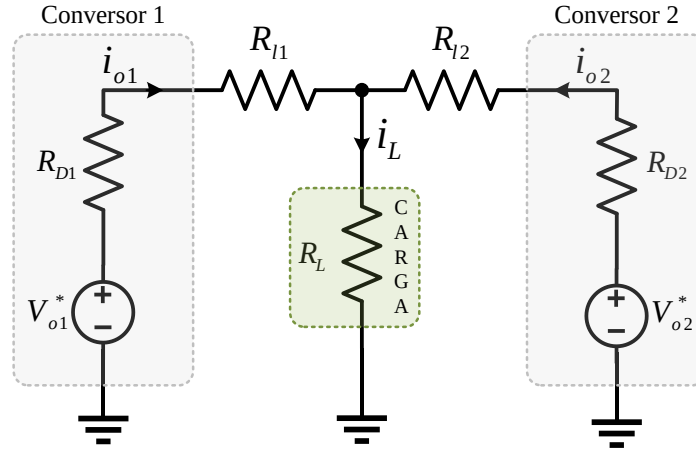


Fonte: Autoria própria (2023).

Para entender o compartilhamento de corrente via *droop* e seus efeitos, a Figura 2.12 ilustra o circuito equivalente de Thèvenin que representa o caso de dois conversores operando em paralelo compartilhando uma carga R_L onde, V_{o1}^* e V_{o2}^* são as tensões nominais dos

conversores 1 e 2, respectivamente, R_{D1} e R_{D2} são as resistências (coeficientes) de *droop*, i_{o1} e i_{o2} são as correntes de saída dos conversores e R_{l1} e R_{l2} representam as resistências de linha.

Figura 2.12 – Circuito equivalente.



Fonte: Autoria própria (2023).

Realizando a análise do circuito equivalente da Figura 2.12, a corrente i_L demandada pela carga pode ser expressa como segue:

$$i_L = i_{o1} + i_{o2} \quad (2.2)$$

onde i_{o1} e i_{o2} podem ser respectivamente determinadas por:

$$i_{o1} = \frac{(V_{o1}^* - V_{o2}^*)}{(R_{D1} + R_{D2} + R_{l1} + R_{l2})} + \frac{(R_{D2} + R_{l2})}{(R_{D1} + R_{D2} + R_{l1} + R_{l2})} i_L \quad (2.3)$$

$$i_{o2} = \frac{(V_{o2}^* - V_{o1}^*)}{(R_{D1} + R_{D2} + R_{l1} + R_{l2})} + \frac{(R_{D1} + R_{l1})}{(R_{D1} + R_{D2} + R_{l1} + R_{l2})} i_L \quad (2.4)$$

A partir de (2.3) e (2.4) é possível obter as seguintes expressões:

$$\frac{i_{o1}}{i_{o2}} = \frac{(R_{D2} + R_{l2})}{(R_{D1} + R_{l1})} \quad (2.5)$$

$$\Delta i_o = i_{o1} - i_{o2} = \frac{2(V_{o1}^* - V_{o2}^*)}{(R_{D1} + R_{D2} + R_{l1} + R_{l2})} + \frac{(R_{D1} - R_{D2}) + (R_{l1} - R_{l2})}{(R_{D1} + R_{D2} + R_{l1} + R_{l2})} i_L \quad (2.6)$$

Constata-se em (2.6) que Δi_o é diretamente proporcional à diferença de tensão entre as fontes, bem como às diferenças das resistências inseridas na saída de cada fonte e das

resistências de linha correspondentes. Além disso, por meio de (2.6) é possível deduzir que valores elevados das respectivas resistências tendem a reduzir a variação de corrente Δi_o , o que implica no favorecimento do compartilhamento da corrente de carga entre conversores com parâmetros semelhantes. Por outro lado, aumentando os valores das resistências de *droop* o desvio de tensão do barramento (ΔV_{ccj}) se torna maior, como pode ser comprovado por:

$$\Delta V_{ccj} = V_{cc}^* - V_{oj} = R_{Dj} i_{oj} \quad (2.7)$$

Sendo assim, existe um compromisso entre a precisão do compartilhamento de corrente e a qualidade da tensão no barramento CC. Em (Lu *et al.*, 2013) relata-se que os coeficientes de *droop* podem ser projetados considerando um desvio de tensão máximo permitido, buscando manter a proporcionalidade de acordo com a capacidade de cada conversor, como segue:

$$R_{Dj} = \frac{\Delta V_{cc\text{máx}} (V_{cc}^* - \Delta V_{cc\text{máx}})}{P_{oj}}, \quad (2.8)$$

$$R_{Dj} \leq \frac{\Delta V_{cc\text{máx}}}{i_{oj\text{máx}}},$$

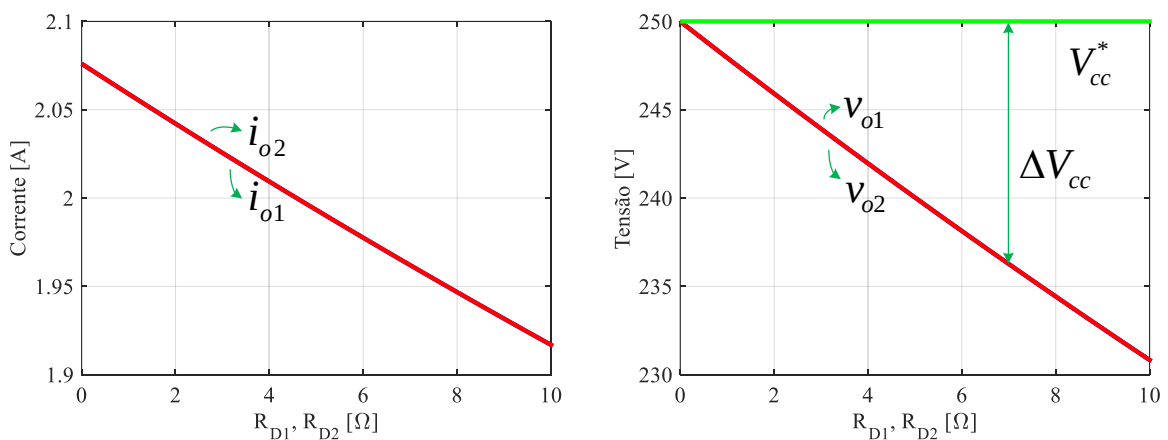
onde $\Delta V_{cc\text{máx}}$ é o desvio máximo de tensão, P_{oj} é a potência nominal de saída e $i_{oj\text{máx}}$ é a corrente máxima de saída do conversor j .

Desse modo, mesmo que as características e parâmetros de controle dos conversores sejam semelhantes, o compartilhamento de corrente que resulta em $i_{o1} = i_{o2}$ só será atingido se as resistências de linha R_{l1} e R_{l2} forem iguais, o que dificilmente ocorre. Para melhor exemplificar a influência das resistências de linha no compartilhamento de corrente via *droop*, duas situações distintas foram simuladas com base no exemplo da Figura 2.12, onde adotou-se $R_L = 60 \, \Omega$, $V_{cc}^* = 250 \, \text{V}$ e $R_{D1} = R_{D2}$.

Na primeira situação, considera-se que $R_{l1} = R_{l2} = 0,42 \, \Omega$. A Figura 2.13 apresenta as curvas de equilíbrio para as correntes e tensões de saída de cada conversor, em função das resistências de *droop*. Observa-se que, uma vez que os parâmetros elétricos foram igualmente projetados para os conversores 1 e 2, o compartilhamento da corrente de carga é estabelecido igualmente entre as fontes. Por outro lado, embora as tensões de saída das fontes sejam iguais entre si, existe um desvio de tensão em relação ao valor de referência V_{cc}^* .

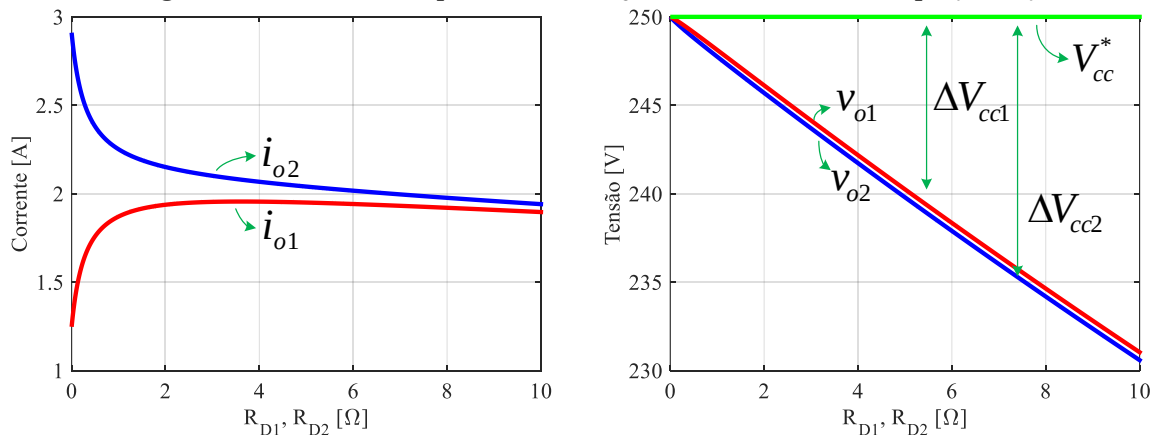
Já na segunda situação, considera-se que as resistências de linha do sistema são diferentes, ou seja, $R_{l1} = 0,42 \, \Omega$ e $R_{l2} = 0,18 \, \Omega$. Para este caso, as curvas de equilíbrio para as correntes e tensões de saída de cada conversor, em função das resistências de *droop*, estão mostradas na Figura 2.14. Nota-se agora a existência de um desequilíbrio entre as correntes e tensões de saída dos conversores. Além disso, comprova-se que conforme os valores de R_{D1} e R_{D2} aumentam, o desequilíbrio entre as correntes é reduzido, enquanto os desvios de tensão do valor de referência V_{cc}^* se tornam maiores.

Figura 2.13 – Curvas de equilíbrio em relação às resistências de *droop* para $R_{l1} = R_{l2}$.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 2.14 – Curvas de equilíbrio em relação às resistências de *droop* $R_{l1} \neq R_{l2}$.



Fonte: Autoria própria (2023).

Diante desta constatação, para solucionar os problemas causados pelo controle por *droop* convencional, um nível secundário de controle pode ser implementado de modo que, ao receber informações do nível de controle primário, este possa realizar procedimentos de ajustes

necessários para melhorar o processo de compartilhamento de corrente, bem como da compensação dos desvios de tensão.

2.3.2 Controle em nível secundário

O controle secundário em microrredes CC pode executar atribuições variadas a depender das estratégias utilizadas no controle primário e do seu desempenho correspondente.

Geralmente, os sistemas que implementam o controle por *droop* no nível primário atribuem ao nível secundário funções como restauração da tensão do barramento CC, melhoria do compartilhamento de corrente entre os conversores e gerenciamento de energia em SAEs (Meng *et al.*, 2016). Sendo assim, normalmente, o controle de nível secundário atua alterando as referências do controle primário. A implementação da estratégia do controle secundário pode ser baseada em abordagem centralizada ou distribuída e deve ser projetada para operar em uma escala de tempo mais lenta que o controle primário.

Para corrigir desvios de tensão, um controle secundário centralizado implementado com comunicação de baixa velocidade é proposto em (Guerrero *et al.*, 2011). Neste caso, a tensão do barramento da microrrede é medida e comparada com seu valor de referência. O erro obtido é processado e um termo de compensação é transferido para o controle primário de todos os conversores. Com um termo de compensação δV_{cc} , a referência da malha de controle de tensão do controle local de cada conversor, estabelecida pelo *droop*, pode ser alterada como mostrado a seguir:

$$v_{oj}^* = V_{cc}^* + \delta V_{cc} - R_{Dj} i_{oj} \quad (2.9)$$

Assim, as curvas de *droop* são deslocadas, regulando a tensão do barramento CC para o um valor próximo ao nominal. Por outro lado, a correção dos referidos desvios de tensão pode não implicar na eliminação completa dos erros do compartilhamento de corrente/potência de carga pois, o termo de compensação de tensão é o mesmo para todos os conversores (Yang *et al.*, 2016).

Portanto, com base em (2.5) e em (2.6), há duas as possibilidades para aprimorar o compartilhamento de corrente. A primeira é a chamada de *slope adjusting*, a qual consiste em diminuir o efeito da resistência de linha, ajustando de forma mais adequada os coeficientes de *droop* (Menget *et al.*, 2016; Wang *et al.*, 2015). Neste caso, um termo δR_{Dj} , gerado pelo controlador secundário, pode ser adicionado à R_{Dj} e, neste caso, (2.9) pode ser reescrita por:

$$v_{oj}^* = V_{cc}^* + \delta V_{cc} - (R_{Dj} + \delta R_{Dj}) i_{oj} \quad (2.10)$$

A segunda possibilidade de aprimorar o compartilhamento de corrente é a chamada *voltage shifting*, a qual é baseada na adição de um termo de correção de tensão δv_{oj} , a fim de deslocar a referência de tensão do conversor j (Meng *et al.*, 2016). Nesta abordagem, (2.9) torna-se:

$$v_{oj}^* = V_{cc}^* + \delta V_{cc} + \delta v_{oj} - R_{Dj} i_{oj} \quad (2.11)$$

Os diagramas apresentados nas Figuras 2.15 e 2.16 mostram, de maneira simplificada, a implementação do controle secundário adotando as abordagens baseadas em *slope adjusting*, e *voltage shifting*, respectivamente.

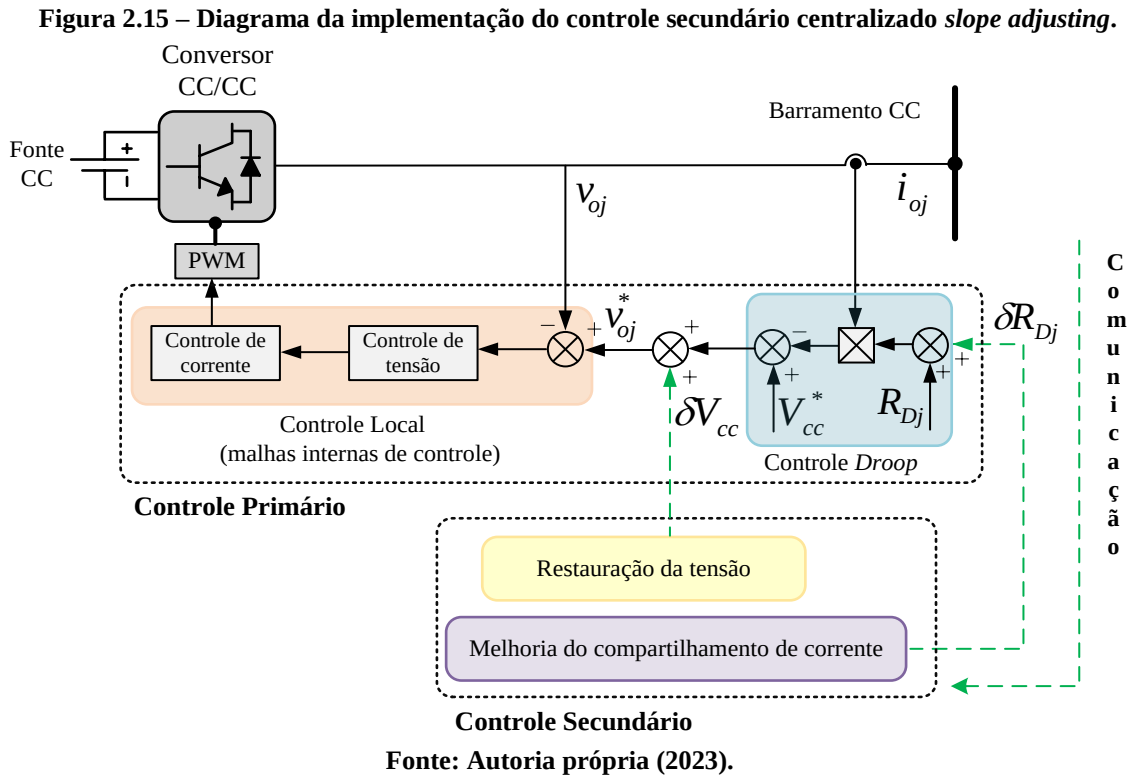
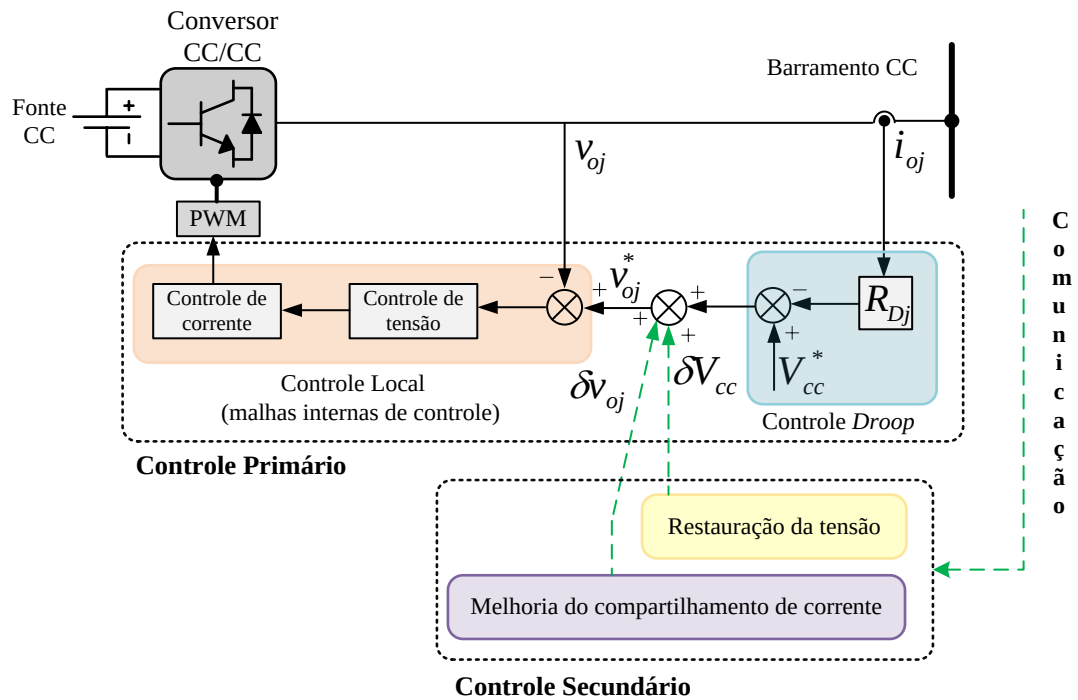


Figura 2.16 – Diagrama de implementação do controle secundário centralizado *voltage shifting*.



Fonte: Autoria própria (2023).

Com relação à correção do compartilhamento de corrente, as abordagens baseadas na adição do termo δv_{oj} não altera as resistências de saída dos conversores (Wang *et al.*, 2015). Isso pode ser comprovado por (2.6) onde, mesmo que os desequilíbrios entre V_{o1}^* e V_{o2}^* sejam compensados, a parcela relacionada às diferenças das resistências permanece inalterada. Portanto, para compensar tais diferenças, o termo δv_{oj} deve ser continuamente ajustado mesmo se não houver variações de carga no barramento da microrrede (Silva, 2020). Em contrapartida, uma vez que os coeficientes de *droop* são parâmetros que afetam a estabilidade da microrrede (Rashidirad *et al.*, 2017; Guo *et al.*, 2016), a implementação adaptativa desses coeficientes, por meio da abordagem baseada na adição do termo δR_{Dj} , pode se tornar um desafio.

Embora o controle em nível secundário seja comumente implementado de forma centralizada (Dragičević *et al.*, 2016; Guerrero *et al.*, 2011), estas abordagens podem apresentar limitações de escalabilidade e comprometer a confiabilidade do sistema na ocorrência de falhas no controlador central da microrrede. Sendo assim, uma alternativa para evitar um controlador central são as abordagens de controle distribuído.

Em (Anand, Fernandes e Guerrero, 2012), para se atingir a melhoria do compartilhamento de corrente por meio da abordagem *voltage shifting*, o controlador de cada conversor troca informações com todos os demais, a fim de determinar um valor médio das correntes fornecidas pelos conversores e calcular o termo de correção de tensão. Já em (Wang

et al., 2015) propõe-se que todos os conversores troquem informações sobre as grandezas de corrente e tensão de saída bem como de coeficiente de *droop*. Com isso, os valores médios desses parâmetros são determinados de forma que a restauração da tensão, bem como o compartilhamento de corrente, esta via *slope adjusting*, sejam simultaneamente conseguidos. Em (Dan e Lee, 2018), além dos termos para restauração da tensão e para o compartilhamento de potência, o controle secundário atua na equalização de SOC (*State of Charge*) entre SAEs. É importante mencionar que estas estratégias mencionadas são baseadas na troca de informações entre todos os conversores do sistema e, eventualmente, podem congestionar os canais de comunicação e aumentar a quantidade de cálculos computacionais.

Por outro lado, diversos autores vêm destacando as vantagens das estratégias baseadas em sistemas multiagentes (SMA) para o controle distribuído em microrredes (Gao *et al.*, 2019; Sahoo e Mishra, 2017; Wang *et al.*, 2018; Nasirian *et al.*, 2014). Segundo (Dimeas e Hatziargyriou, 2005), sistemas multiagentes são aqueles que incluem múltiplas entidades autônomas com informações ou interesses divergentes, ou ambos. Nesta abordagem, as aplicações são modeladas a partir da interação entre elementos chamados “agentes”, os quais são caracterizados principalmente pela autonomia, proatividade, flexibilidade e capacidade para se comunicar, cooperar e competir com outros agentes (Santos, 2018).

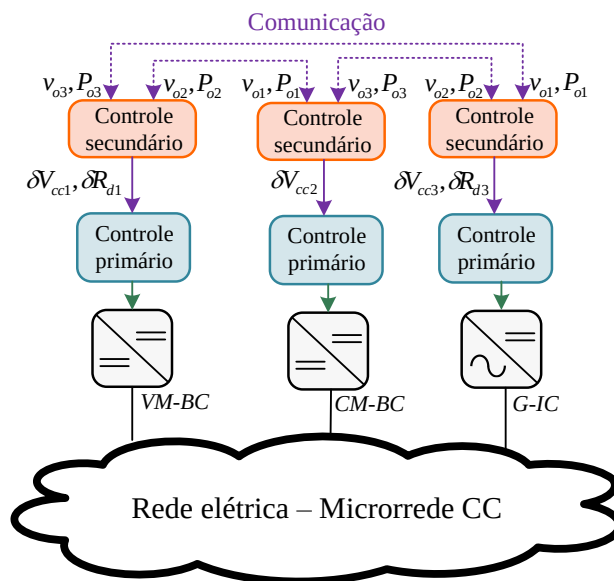
Particularmente, as estratégias baseadas em algoritmos de consenso têm sido consideradas como SMA, onde as interações ocorrem de forma unicamente cooperativa (Santos, 2018). Desta forma, consenso significa que as informações de estado de todos os agentes do sistema podem, eventualmente, convergir para o mesmo valor. Além disso, empregando algoritmo de consenso em microrredes, os controladores locais, na condição de agentes, podem se comunicar apenas com os seus vizinhos de forma que as demandas pelos canais de comunicação são reduzidas, enquanto a confiabilidade do sistema ainda é garantida.

Em (Nasirian *et al.*, 2014) é proposto o controle por *dropp* adaptativo distribuído, baseado na troca de informações entre conversores vizinhos por meio de uma rede esparsa de comunicação. Neste controle secundário, um regulador de tensão utiliza um observador para processar dados dos conversores, estimar a tensão média de operação, onde esta estimativa é usada para gerar o termo de restauração da tensão local de cada conversor. Enquanto isso, um regulador de corrente compara a corrente de saída de cada conversor com a de seus vizinhos, a fim de fornecer um termo para o ajuste dos coeficientes de *droop* em diferentes condições de carga da microrrede. Em (Sahoo e Mishra, 2018; Meng *et al.*, 2015), protocolos baseados em algoritmo de consenso dinâmico são implementados para obter os valores médios das correntes e tensões de saída dos conversores e determinar os termos de correção de desvio de tensão, a

fim de restaurar a tensão do barramento CC da microrrede e alcançar o compartilhamento proporcional da corrente via *voltage shifting*. Uma revisão das principais abordagens propostas na literatura para o controle secundário distribuído em microrredes CC é apresentado em (Gao *et al.*, 2019), onde são destacadas as características com as quais as informações são trocadas entre os conversores, número de controladores utilizados e o método de validação de cada abordagem proposta.

Neste trabalho, o controle secundário adotado nas microrredes descritas é baseado em controle distribuído cooperativo empregando um canal de comunicação. Nesta estratégia, o controlador de cada conversor troca informações com conversores adjacentes sobre as condições operacionais no nível primário, e a partir disso é determinado o termo de correção dos desvios de tensão existentes no sistema. Adicionalmente, por alteração dos parâmetros do controle *droop*, o nível secundário pode estabelecer um termo para melhoria do compartilhamento de carga, ou uma nova estratégia do gerenciamento do fluxo de energia na microrrede. A Figura 2.17 apresenta o diagrama das trocas de informações entre conversores adjacentes a partir da implementação do controle distribuído cooperativo. Este controle secundário é baseado em regras de controle local onde são levadas em consideração as informações de conversores adjacentes para determinar os sinais de referência para o controle primário de cada conversor.

Figura 2.17 – Diagrama de trocas de informações do controle secundário distribuído cooperativo.



Fonte: Autoria própria (2023).

Para a ação de correção dos desvios de tensão, a informação trocada entre os conversores corresponde ao valor da tensão de saída v_{oj} medido no seu respectivo barramento. Ao receber as informações, cada conversor determina um termo de compensação δV_{ccj} , que considera o valor nominal da tensão no barramento da microrrede e a média das tensões de saída dos conversores, sendo calculado como segue:

$$\delta V_{ccj} = V_{cc}^* - \frac{v_{oj} + \sum_{k \in n_k} v_{ok}}{1 + N} \quad (2.12)$$

onde k corresponde ao índice dos conversores vizinhos, n_k é o conjunto dos conversores vizinhos; e N é o número de total de conversores vizinhos.

Por outro lado, um controle adaptativo é implementado para realizar a melhoria do compartilhamento de corrente carga. Para isso, as informações trocadas entre os conversores, corresponde à potência de saída de cada um deles. Ao receber as informações, cada conversor determina um termo δR_{Dj} para o ajuste dos coeficientes de *droop* conforme:

$$\delta R_{Dj} = \frac{P_{oj}}{P_{oj} + \sum_{k \in n_k} P_{ok}} - \alpha_j, \quad (2.13)$$

onde P_{oj} é a potência de saída do j -ésimo conversor, P_{ok} corresponde a potência de saída dos conversores vizinhos, onde $k \in n_k$ e α_j é um termo de proporcionalidade dado por:

$$\alpha_j = \frac{1}{1 + N} \quad (2.14)$$

O termo α_j definido em (2.14) ainda pode ser reescrito para que objetivos do controle secundário seja estabelecer uma nova estratégia de gerenciamento do fluxo de energia na microrrede, como por exemplo, a priorização de seus recursos energéticos internos, possibilitando uma operação economicamente vantajosa. Dessa forma, α_j se torna:

$$\alpha_j = \frac{k_j}{k_j + 1} \quad (2.14)$$

onde k_j estabelece a proporcionalidade de participação do RED associado ao j -ésimo conversor, sendo que $k_j \in [0, 1]$.

É importante ressaltar que nesta estratégia de controle adaptativo, apenas conversores que implementam o *droop* no controle primário, participa do ajuste de coeficientes de *droop*. Isto é, conversores que operam em modo MPPT, participam do controle secundário apenas na correção dos desvios de tensão nos barramentos da microrrede.

2.3.3 Controle em nível terciário

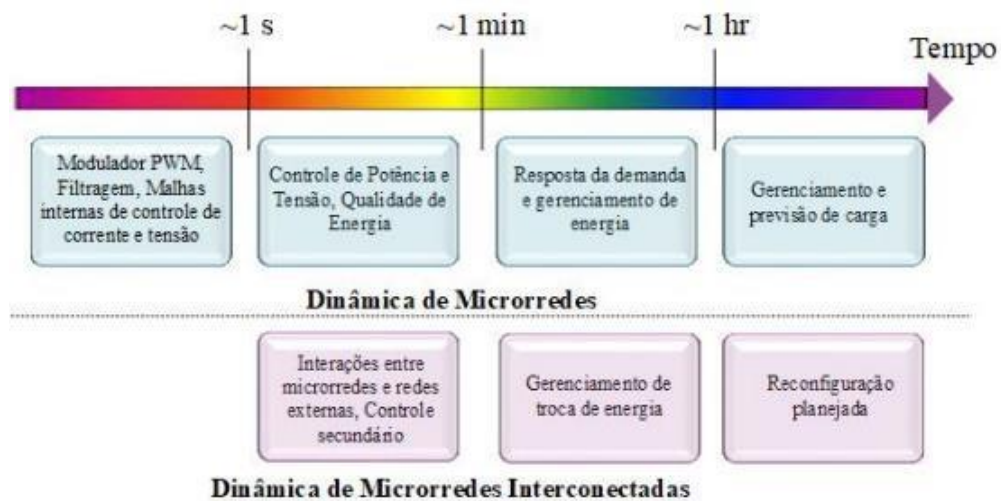
O controle terciário é também denominado de gerenciador energético e se caracteriza como um controle supervisor projetado para realizar operações econômicas e ótimas na microrrede (Che e Shahidehpour, 2014). Geralmente, o controle do fluxo de energia no PAC (Ponto de Acoplamento Comum) entre a microrrede e redes externas, como a rede elétrica CA, é realizado sob aspectos de despacho econômico a fim de determinar, em tempo real, o melhor aproveitamento dos recursos energéticos disponíveis no sistema. Para isso, as características e restrições de operação de cada FER, SAE, carga e outros componentes, além de restrições como requisitos de reserva, de demanda e de fluxo de energia com a rede elétrica podem ser consideradas (Maryama, 2016). Adicionalmente, o gerenciador de energia pode definir ações de correção de qualidade de energia e estabilização da rede no PAC e ainda considerar restrições ambientais. Para atender um ou mais desses objetivos na microrrede, o controle terciário é então implementado com base na formulação de problemas de otimização. Em (Kumar *et al.*, 2019), é apresentada uma revisão da literatura dos diversos objetivos e métodos de solução para serem implementados no controle terciário de microrredes CC.

2.4 Aspectos Relacionados a Análise e Modelagem Dinâmica em Microrredes

Análises dinâmicas e estudos de estabilidade compreendem um requisito de relevância para validação do desempenho de um sistema de energia e retrata a habilidade deste sistema, para uma determinada condição de operação, de atingir seu ponto de equilíbrio após ser submetido a alguma perturbação. Sendo assim, a utilização de métodos para análises dinâmicas em microrredes baseia-se na necessidade de capturar e prever certos comportamentos dinâmicos do sistema, definir as condições que determinam os limites de estabilidade e possíveis restrições de operação que possam auxiliar no projeto dos elementos a serem conectados ao sistema ou nas soluções que o ajude a se estabilizar.

Para realizar as análises dinâmicas de uma microrrede CC, o modelo matemático dos conversores eletrônicos e suas malhas de controle, cargas, sistemas de comunicação, cabos, e rede elétrica que compõem o sistema é crucial, pois a equivalência matemática permite estudar a dinâmica de um fenômeno específico ou de um grupo de fenômenos que podem ocorrer em múltiplas escalas de tempo como as mostradas na Figura 2.18.

Figura 2.18 – Classificação da ocorrência de fenômenos em microrredes CC de acordo com a faixa de tempo.



Fonte: Autoria própria (2023).

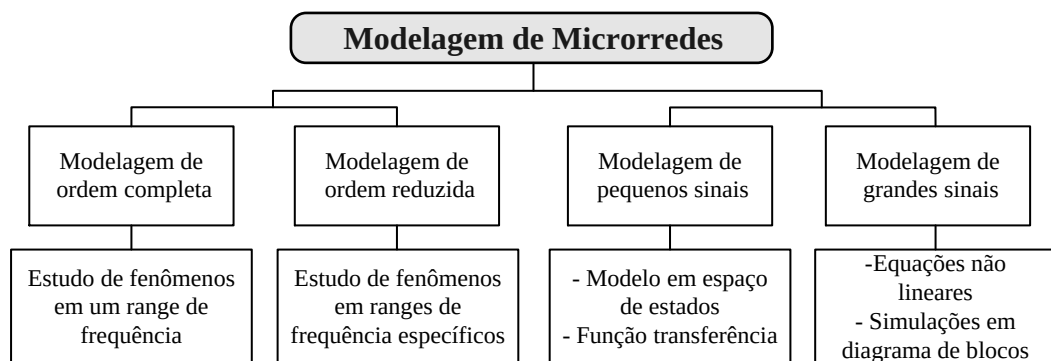
De forma geral, as dinâmicas mais lentas têm sido associadas a fenômenos de longo prazo, de aproximadamente mais de 1 hora (h). Alguns exemplos de fenômenos de longo prazo são o gerenciamento de energia e previsões de carga em nível terciário do controle da microrrede, e programação de reconfiguração de microrredes interconectadas. Já algumas dinâmicas são equivalentes aos fenômenos de longa duração e que podem durar entre 1 minuto (min) e 1 h. Serviços ancilares como o de resposta da demanda, gerenciamento de energia elétrica dentro das microrredes e gerenciamento de fluxo de energia com redes elétricas externas se encaixam nesta categoria. Dinâmicas rápidas e médias com frequências em torno de 1 Hz e 0,017 Hz, e tempo de ocorrência de 1 segundo (s) até 1 minuto (min), podem estar associadas aos fenômenos como controle de potência e de tensão, redução de carga, controle de qualidade de energia, controles secundários de potência e interações entre microrredes e redes externas. Por fim, os fenômenos que apresentam dinâmicas muito rápidas que ocorrem em escalas de tempo de menos de 1 s, estão associados a dinâmica de comutação do conversor de potência, filtragem, controle de harmônicos, bem como parte dos modos dinâmicos das malhas de controle de corrente e tensão (Naderi *et al.*, 2023). No entanto, as interações das microrredes

interconectadas e suas malhas de controle não incluem dinâmicas muito rápidas devido à largura de banda considerada no projeto das malhas de controle.

De acordo com a escala de tempo ou faixa de frequência, diferentes métodos de modelagem dinâmica podem ser necessários, os quais têm sido classificados na literatura seguindo diferentes critérios. Os métodos podem ser categorizados em modelos de ordem completa/detalhada e em modelos de ordem reduzida/simplificados. Um método de modelagem de ordem completa considera uma ampla faixa de frequências nas análises, enquanto que os modelos de ordem reduzida se concentram em faixas de frequências específicas ou fenômenos específicos. Os modelos simplificados reduzem a complexidade computacional. Por outro lado, para estudar fenômenos em múltiplas escalas de tempo, é indicado uma modelagem detalhada do sistema (Meng *et al.*, 2023).

Outra classificação é baseada no comportamento linear/não linear da dinâmica da microrrede. Para sistemas dinâmicos com características lineares, a modelagem de pequenos sinais é um método comumente utilizada. Por outro lado, sistemas não lineares podem ser representados a partir da modelagem de pequenos ou de grandes sinais, de acordo com os requisitos da aplicação. Dentre as abordagens empregadas e relatadas na literatura, destacam-se as análises de pequenos sinais baseadas no modelo linearizado em torno de um ponto de operação e identificação dos autovalores para análise da estabilidade (GUO *et al.*, 2016; LI *et al.*, 2017); análises por função transferência (Bajracharya *et al.*, 2008); o método baseado em impedância (Rashidirad *et al.*, 2017; Wang, Saha e Zane, 2017), métodos por equações não lineares (Tahim *et al.*, 2015; Sanchez e Molinas, 2014), e métodos de modelagem baseadas em blocos via softwares de simulação, como por exemplo, MATLAB e PSCAD (Naderi *et al.*, 2023). Na Figura 2.19 é apresentada uma classificação de categorias existentes para modelagem de microrredes CC.

Figura 2.19 – Classificação da de categorias para modelagem de microrredes CC.



Fonte: Autoria própria (2023).

O método de análise de estabilidade por função transferência pode ser mais conveniente para sistemas lineares, invariantes no tempo e de entrada e saída únicas (Ogata, 2011), sendo assim, no contexto de microrredes, esse método permite descrever o comportamento dinâmico de cada conversor do sistema, porém é difícil incluir os comportamentos associados às impedâncias das linhas de distribuição (Amin e Molinas, 2017). Já os métodos não lineares podem ser significativamente complexos, principalmente para analisar sistemas com múltiplos conversores e malhas de controle (Oliveira, 2016). Por outro lado, a análise baseada em impedância e a análise por autovalores permitem a inclusão do modelo das linhas de distribuição e demais elementos, enquanto o esforço computacional não é considerado alto. Desta forma, esses dois métodos têm sido considerados adequados para o estudo de estabilidade em sistemas elétricos que envolvem dispositivos eletrônicos e são amplamente adotados em microrredes CC (Amin e Molinas, 2017).

Análises baseadas em impedância têm sido consideradas adequadas para o estudo de estabilidade em sistemas elétricos que envolvem dispositivos eletrônicos e são amplamente adotados em microrredes CC (Amin e Molinas, 2017). Neste método, o sistema é decomposto pela associação entre um subsistema fonte e um subsistema carga que compartilham o mesmo barramento de tensão (Vesti *et al.*, 2012). A estabilidade é então avaliada com base em uma relação entre as impedâncias fonte-carga, relação esta conhecida como *minor loop gain*, a partir da análise gráfica do critério de estabilidade de Nyquist, o qual indicará as regiões de estabilidade e se é possível o sistema sustentar uma determinada perturbação (Yang, 2014; Vesti *et al.*, 2012). As vantagens desse método consistem em não exigir o conhecimento analítico das equações dinâmicas dos elementos da microrrede e a possibilidade de aplicar a análise em tempo real, por meio de medições em simulações ou experimentais. Por outro lado, o estudo em (Amin e Molinas, 2017) indica que a abordagem baseada em impedância é um método de análise de estabilidade local, uma vez que não é possível prever a instabilidade de todo o sistema a partir de um ponto de interconexão fonte-carga específico, sendo necessário investigar a estabilidade em diferentes pontos de interconexões ou casos (Rashidirad *et al.*, 2017; WANG; Saha e Zane, 2017).

Já o método baseado em autovalores, derivado a partir da modelagem em espaço de estados, pode ser classificado como uma abordagem de análise de estabilidade global que determina a estabilidade do sistema independentemente da localização do ponto de instabilidade (Amin e Molinas, 2017). No entanto, é necessário conhecer as equações analíticas que representam o sistema, o que dificulta prever a estabilidade em tempo real.

Um sistema dinâmico descrito na forma de equações de estados (Ogata, 2011), pode ser representado por:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= \mathbf{A} x(t) + \mathbf{B} u(t) \\ y(t) &= \mathbf{C} x(t) + \mathbf{D} u(t)\end{aligned}\tag{2.12}$$

onde $x(t)$ é o chamado vetor das variáveis de estado, $u(t)$ é o vetor das variáveis de entrada, $y(t)$ representa o vetor das variáveis de saída e $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ e $\mathbf{D}$ são chamadas, respectivamente, de matriz de estados do sistema, matriz de entradas, matriz de saídas e matriz de transmissão direta, onde a estabilidade pode ser analisada a partir dos traços dos autovalores da matriz de estados $\mathbf{A}$. Quando todos os autovalores estiverem localizados no semiplano esquerdo do plano complexo s , o sistema será estável em torno de um ponto de operação.

Para microrredes CC, as análises de sensibilidade das resistências e indutâncias das linhas são investigadas em (Anand e Fernandes, 2013), por meio dos autovalores da matriz do sistema em um modelo de ordem reduzida. O efeito dos parâmetros de cargas de potência constante (*Constant Power Load* - CPL), as quais podem resultar em condições instáveis críticas, é explorado em (Rashidirad *et al.*, 2017). Para a estrutura de controle hierárquico, a influência dos atrasos de comunicação nos níveis de controle secundário e terciário na estabilidade do sistema, é analisada por autovalores em (Lu *et al.*, 2013), enquanto que em (Meng *et al.*, 2016) é mostrado a influência dos atrasos de comunicação especificamente em uma estrutura de controle distribuído empregando algoritmo de consenso. Nota-se que o método baseado na análise dos autovalores apresenta maior versatilidade, uma vez que pode ser aplicado para diferentes considerações no sistema com o intuito de observar a influência de diversos parâmetros no seu comportamento. Contudo, embora muitos desses estudos tenham colaborado para o entendimento do comportamento de sistemas como as microrredes CC, a maioria das análises têm sido desenvolvidas considerando representações por modelos simplificados, ou seja, certas propriedades físicas relacionadas a um ou mais elementos do sistema são ignorados.

Neste trabalho, são derivados os modelos detalhados das microrredes, onde os subsistemas são modelados separadamente, bem como suas interconexões, incluindo impedâncias de linha e os sinais de controle. O estudo de estabilidade é baseado na avaliação dos autovalores da matriz de estados obtida com a representação em espaço de estados da modelagem matemática do sistema. Esta abordagem é baseada em método analítico estabelecendo equações que representam o sistema físico das microrredes estudadas. Assim, é

possível identificar as características resultantes da interação entre vários elementos com dinâmicas distintas, como as dos conversores que atuam em escalas de tempo diferentes, fornecendo uma análise global.

2.5 Considerações Do Capítulo

Neste capítulo foi apresentado as principais características relacionadas às microrredes CC. Primeiramente, foram contextualizados os cenários atuais das microrredes de energia elétrica, bem como suas definições. Foram destacadas as características e vantagens da implementação de microrredes CC e discutidas as arquiteturas e principais topologias de microrredes CC evidenciando as suas particularidades. Além disso, a arquitetura de controle hierárquico empregada em microrredes CC foi descrita, juntamente com as principais abordagens de controle mais comumente utilizadas. Por fim, os aspectos relacionados aos métodos de modelagem e estudos de estabilidade foram discutidos, apresentando suas classificações e abordagens existentes na literatura. Para o desenvolvimento deste trabalho, foram determinadas as topologias de barra única, radial e anel para os estudos de modelagem e análises dinâmicas, uma vez que são as topologias mais adequadas para aplicações de baixa tensão, foco deste estudo. Do ponto de vista do controle, em cada conversor é empregado um gerenciador de energia baseado em dois níveis hierárquicos de controle, ou seja, um primário e outro secundário. No nível primário, é implementado uma estratégia de controle descentralizada empregando *droop* de tensão, enquanto no nível secundário é adotado uma abordagem de controle distribuído utilizando uma rede de comunicação com fio para a troca de informações entre as unidades de controle dos conversores da microrrede. A técnica de modelagem por perturbações de pequenos sinais será aplicada na derivação dos modelos matemáticos e a análise de estabilidade será baseado na avaliação dos autovalores da matriz de estados obtida com a representação em espaço de estados da modelagem matemática dos sistemas.

3 MODELAGEM MATEMÁTICA DE MICRORREDES CC ENVOLVENDO CONVERSORES ESTÁTICOS

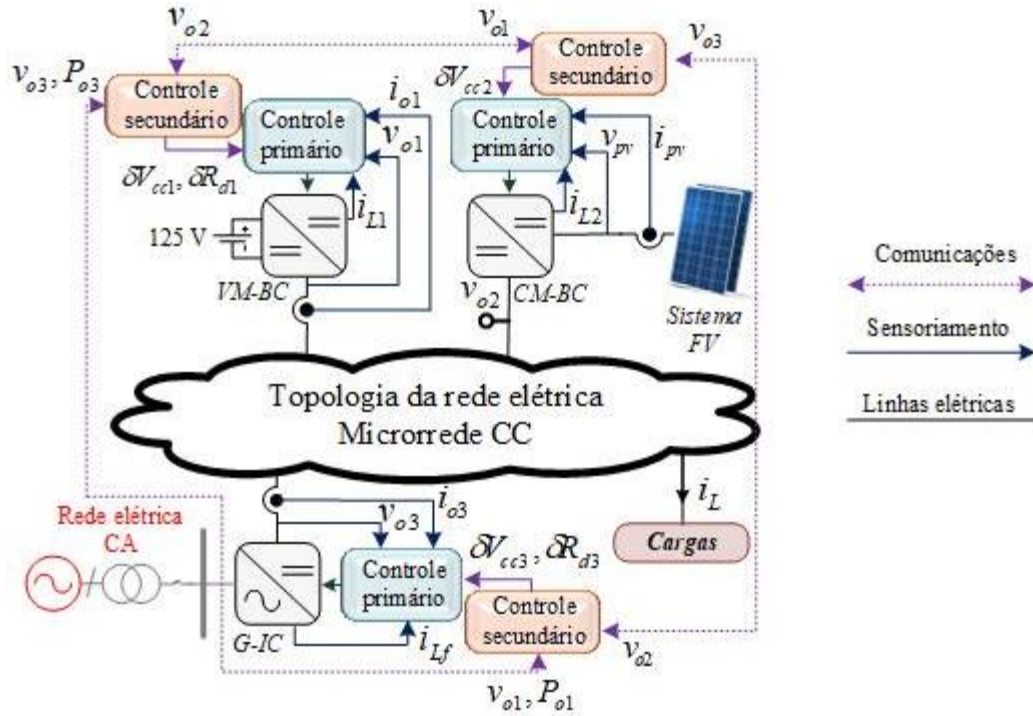
Neste capítulo são apresentadas as modelagens matemáticas das três topologias das microrredes CC em estudo, levando em consideração as dinâmicas associadas aos conversores estáticos empregados e suas respectivas malhas de controle, implementadas em ambos os níveis de controle, primário e secundário. Além disso, são consideradas as dinâmicas das cargas conectadas aos barramentos da microrrede e as configurações topológicas das impedâncias de linha envolvidas. Desta maneira, são derivados os modelos detalhados de pequenos sinais que descrevem os comportamentos dinâmicos considerando as topologias de rede barra única, radial e em anel, a fim de possibilitar a busca das condições que delimitam a estabilidade para cada uma delas.

3.1 Estrutura das Topologias das Microrredes CC em Estudo

Uma grande variedade de conversores estáticos pode ser considerada para integrar os REDs previstos em microrredes. A Figura 3.1 apresenta um diagrama esquemático para as microrredes CC em estudo, explicitando os componentes que as compõem, onde a topologia da rede elétrica corresponde às diferentes configurações das impedâncias de linha consideradas neste trabalho. Já na Figura 3.2 são ilustradas as topologias dos conversores empregados. Um conversor CC/CC do tipo *boost* é empregado para compor a estrutura *VM-BC*, a qual é alimentada por uma fonte de tensão fixa. Para o *CM-BC*, também se utiliza um conversor CC/CC do tipo *boost*, mas neste caso, uma geração local baseada em energia fotovoltaica é conectada nos terminais de entrada deste conversor. Por fim, para viabilizar a interconexão entre a microrrede CC e a rede elétrica CA da concessionária, o *G-IC* é implementado por meio de um conversor CA/CC bidirecional baseado na topologia VSC. São consideradas cargas resistivas nos modelos e a partir da configuração de rede das impedâncias de linha, são estabelecidas as topologias de barra única, radial e anel.

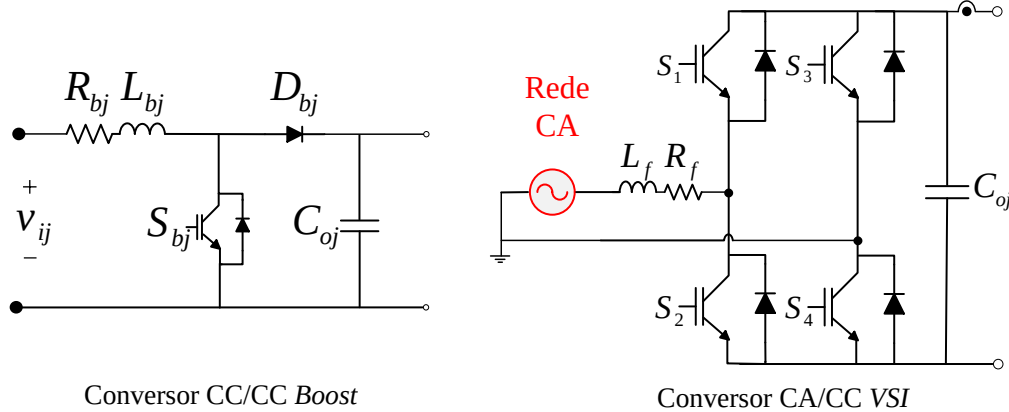
A tensão na microrrede CC é regulada pelas unidades *VM-BC* e *G-IC*, os quais são controlados em modo tensão operando com estratégia de compartilhamento de carga via *droop*, enquanto o *CM-BC* opera em MPPT, controlado em modo corrente.

Figura 3.1 – Diagrama esquemático genérico para as estruturas das topologias de microrredes CC em estudo.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 3.2 – Conversores estáticos empregados nas topologias de microrredes CC.



Fonte: Autoria própria (2023).

A modelagem matemática das microrredes é realizada partindo da técnica de modelagem de pequenos sinais, a qual permite estabelecer uma representação invariante no tempo das variáveis médias dos sistemas, desprezando as influências da frequência de chaveamento dos conversores. Logo, as ondulações de altas frequências de tensão e corrente dos elementos passivos não são consideradas (Erickson e Maksimovic, 2001). Sendo assim, os valores das variáveis de estado $x(t)$ são definidos como seus valores médios ($\bar{x}(t)$) em seu período de comutação (T_s), como segue:

$$\bar{x}(t)_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (3.1)$$

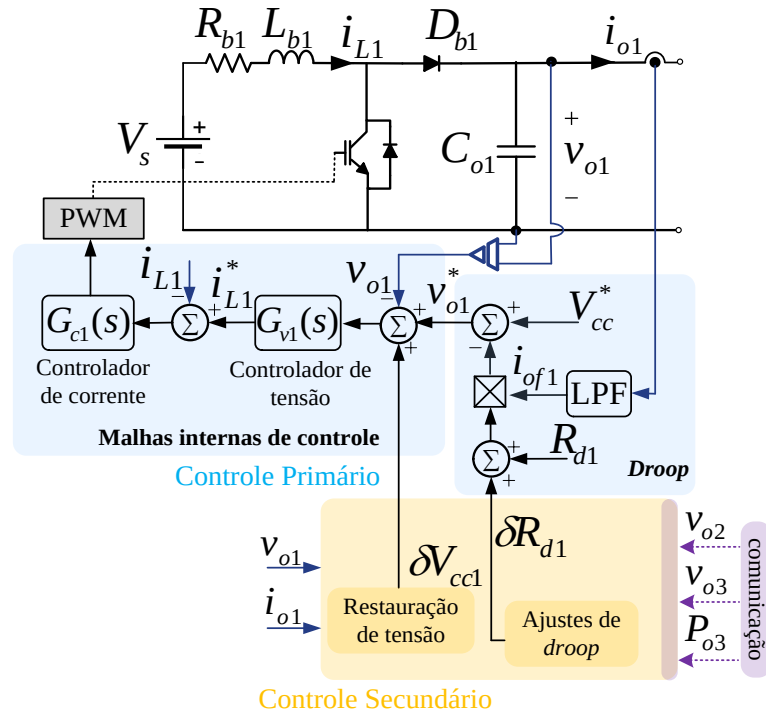
A seguir, é apresentado as modelagens matemáticas dos modelos em malha fechada dos conversores estáticos empregados nas topologias de microrredes CC, bem como os modelos da carga e das redes com suas impedâncias de linha.

3.2 Modelo dos Conversores Estáticos

3.2.1 Modelo do conversor CC/CC *boost voltage-mode (VM-BC)*

O circuito elétrico equivalente do conversor CC/CC do tipo *boost* e o seu respectivo diagrama de controle para compor a estrutura *VM-BC* estão representados na Figura 3.3. Este conversor é controlado em modo tensão para atuar na regulação da tensão do barramento da microrrede.

Figura 3.3 – Circuito equivalente e diagrama de controle do VM-BC.



Fonte: Autoria própria (2023).

Dessa forma, a partir da análise do conversor *boost* em suas duas etapas de funcionamento, as equações de estado podem ser escritas como segue:

$$L_{b1} \frac{di_{L1}}{dt} = V_s - R_{b1}i_{L1} - (1 - d_1)v_{o1}, \quad (3.2)$$

$$C_{o1} \frac{dv_{o1}}{dt} = -i_{o1} + (1 - d_1)i_{L1}, \quad (3.3)$$

onde, L_{b1} , R_{b1} e C_{ob} representam, respectivamente, a indutância, a resistência série do indutor e a capacitância de saída do conversor; V_s é a tensão de entrada, e i_{L1} , i_{o1} , v_{o1} e d_1 são corrente de entrada, corrente de saída, tensão de saída e razão cíclica do conversor, respectivamente.

Aplicando análise de pequenos sinais em (3.2) e (3.3), e desprezando-se os termos de segunda ordem, as equações linearizadas podem ser obtidas por:

$$L_{b1} \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} = -R_{b1}\hat{i}_{L1} - (1 - D_1)\hat{v}_{o1} + \hat{d}_b V_{o1}, \quad (3.4)$$

$$C_{o1} \frac{d\hat{v}_{o1}}{dt} = (1 - D_1)\hat{i}_{L1} - \hat{d}_1 I_{L1} - \hat{i}_{o1}, \quad (3.5)$$

onde V_{o1} , D_1 e I_{L1} são valores contínuos que representam o ponto de operação do conversor, e $\hat{i}_{L1}$, $\hat{v}_{o1}$ e $\hat{d}_1$ são perturbações de pequenos sinais.

Conforme apresentado no diagrama de controle da Figura 3.3, o controle secundário é implementado para atuar na restauração da tensão do barramento da microrrede a partir do cálculo em (3.6), enquanto que os ajustes dos coeficientes de *droop* é realizado a partir do cálculo em (3.7).

$$\delta V_{cc1} = V_{cc}^* - \frac{(v_{o1} + v_{o2} + v_{o3})}{3}, \quad (3.6)$$

$$\delta R_{d1} = \frac{p_{o1}}{p_{o1} + (p_{o1} + p_{o3})} - \frac{k_j}{k_j + 1}, \quad (3.7)$$

onde δV_{cc1} e δR_{d1} são, respectivamente, o termo de compensação de tensão e o termo de ajuste do coeficiente de *droop* para o conversor VM-BC e p_{o1} é a potência de saída do conversor, calculada a partir das medições locais de v_{o1} e i_{o1} ; enquanto que v_{o2} , v_{o3} e p_{o3} são valores recebidos por meio dos canais de comunicação, e correspondem às condições operativas dos conversores adjacentes ao VM-BC.

Linearizando (3.6) e (3.7), obtém-se para o controle secundário, dado por:

$$\delta V_{cc1} = -\frac{(\hat{v}_{o1} + \hat{v}_{o2} + \hat{v}_{o3})}{3}, \quad (3.8)$$

$$\delta R_{d1} = \frac{(1 - 2\Delta R_{d1})\hat{p}_{o1} - \Delta R_{d1}\hat{p}_{o3}}{2P_{o1} + P_{o3}}, \quad (3.9)$$

$$\hat{p}_{o1} = I_{o1}\hat{v}_{o1} + V_{o1}\hat{i}_{o1} \quad (3.10)$$

No controle de nível primário, o controle por *droop* é empregado e o controle local possui duas malhas internas que utilizam controladores PI. A malha interna de tensão corresponde ao controle da tensão na saída do conversor, ou seja, v_{o1} , cuja referência de controle é fornecida pelo *droop*. A partir disso, o sinal de saída da malha interna de tensão é utilizado como referência na malha interna de corrente, a qual tem a função de controlar a corrente i_{L1} no indutor L_{L1} do conversor.

O controle por *droop* atua na inserção da resistência virtual R_{d1} por meio da realimentação da corrente de saída i_{o1} do conversor, determinando a referência de tensão v_{o1}^* , como segue:

$$v_{o1}^* = V_{cc}^* + \delta V_{cc1} - (R_{d1} + \delta R_{d1}) i_{of1} \quad (3.11)$$

A corrente i_{ofb} é definida em (3.12), onde ω_{FPB} corresponde à frequência de corte do filtro passa-baixa (FPB) utilizado.

$$i_{of1}(s) = \left(\frac{\omega_{FPB}}{s + \omega_{FPB}} \right) i_{o1}(s) \quad (3.12)$$

Linearizando (3.11) e (3.12) e representando-as no domínio do tempo, obtém-se:

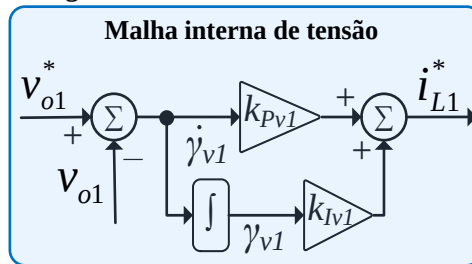
$$\frac{d\hat{i}_{of1}}{dt} = -\omega_{FPB}\hat{i}_{of1} + \omega_{FPB}\hat{i}_{o1}, \quad (3.13)$$

$$\hat{v}_{o1}^* = \delta V_{cc1} - (R_{d1} + \Delta R_{d1}) \hat{i}_{of1} - I_{of1} \delta R_{d1}, \quad (3.14)$$

onde (3.13) é definida como uma equação de estado relacionada ao controle por *droop* do VM-BC e (3.14) representa a equação de saída do *droop*, a qual fornece a referência de tensão para as malhas internas de controle.

A Figura 3.4 apresenta em detalhes o diagrama em blocos da malha interna de tensão, onde K_{Pv1} e K_{Iv1} são os respectivos ganhos proporcional e integral do controlador G_{v1} . Além disso, γ_{v1} é introduzido como uma variável auxiliar para representar o termo integral do controlador de tensão.

Figura 3.4 – Diagrama da malha de tensão do conversor VM-BC.



Fonte: Autoria própria (2023).

Sendo assim, a equação de estados da malha interna de tensão é determinada como segue:

$$\frac{d\gamma_{v1}}{dt} = v_{o1}^* - v_{o1} \quad (3.15)$$

Assim, uma vez que a malha interna de tensão fornece o sinal de referência de corrente i_{L1}^* para a malha interna de corrente, a equação de saída da malha de tensão pode ser encontrada por:

$$i_{L1}^* = K_{Iv1}\gamma_{v1} + K_{Pv1}(v_{o1}^* - v_{o1}) \quad (3.16)$$

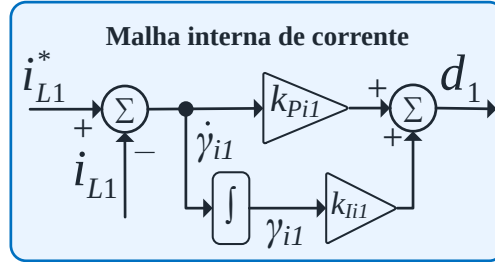
Aplicando análise de pequenos sinais em (3.15) e (3.16), as equações linearizadas são obtidas:

$$\frac{d\hat{\gamma}_{v1}}{dt} = \hat{v}_{o1}^* - \hat{v}_{o1}, \quad (3.17)$$

$$\hat{i}_{L1}^* = K_{Iv1}\hat{\gamma}_{v1} + K_{Pv1}\hat{v}_{o1}^* - K_{Pv1}\hat{v}_{o1} \quad (3.18)$$

Na Figura 3.5 é apresentado o diagrama de controle da malha interna de corrente, onde K_{pi1} e K_{ii1} são os ganhos proporcional e integral do controlador G_{c1} , respectivamente. De forma análoga ao apresentado anteriormente, uma variável auxiliar γ_{i1} é introduzida para representar a parte integral do controlador de corrente.

Figura 3.5 – Diagrama da malha de corrente do conversor VM-BC.



Fonte: Autoria própria (2023).

Logo, a equação de estados da malha interna de corrente pode ser determinada a seguir:

$$\frac{d\gamma_{i1}}{dt} = i_{L1}^* - i_{L1} \quad (3.19)$$

A partir disso, a malha interna de corrente fornece a razão cíclica para o conversor VM-BC de acordo com:

$$d_1 = K_{ii1}\gamma_{i1} + K_{pi1}(i_{L1}^* - i_{L1}) \quad (3.20)$$

Aplicando análise de pequenos sinais em (3.19) e (3.20), após a linearização, obtém-se a representação em espaço de estados da malha interna de corrente conforme:

$$\frac{d\hat{\gamma}_{i1}}{dt} = \hat{i}_{L1}^* - \hat{i}_{L1}, \quad (3.21)$$

$$\hat{d}_1 = K_{ii1}\hat{\gamma}_{i1} + K_{pi1}\hat{i}_{L1}^* - K_{pi1}\hat{i}_{L1} \quad (3.22)$$

Para a obtenção de um modelo em malha fechada do conversor VM-BC, considera-se as representações dinâmicas do modelo do conversor descrito em (3.4) e (3.5), do controle secundário em (3.8), (3.9) e (3.10), do controle por *droop* em (3.11) e (3.12), da malha interna de tensão representada em (3.17) e (3.18) e da malha interna de corrente em (3.21) e (3.22). Realizando as devidas operações matemáticas e simplificações, obtém-se as equações de estado como segue:

$$[\dot{\hat{i}}_{of1}] = [-\omega_{FPB}][\hat{i}_{of1}] + [\omega_{FPB}][\hat{i}_{o1}], \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} [\dot{\hat{y}}_{v1}] = & [-(R_{d1} + \Delta R_{d1})][\hat{i}_{of1}] + \left[-\frac{4}{3} - I_{of1}I_{o1}M_1\right][\hat{v}_{o1}] \\ & + [-I_{of1}V_{o1}M_1][\hat{i}_{o1}] + [-I_{of1}M_3][\hat{p}_{o3}] + \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o2} \\ \hat{v}_{o3} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} [\dot{\hat{y}}_{l1}] = & [-K_{Pv1}(R_{d1} + \Delta R_{d1})][\hat{i}_{of1}] + [K_{lv1}][\hat{y}_{v1}] + [-1][\hat{i}_{l1}] \\ & + \left[(-\frac{4K_{Pv1}}{3} - K_{Pv1}I_{of1}I_{o1}M_1)\right][\hat{v}_{o1}] + [(-K_{Pv1}I_{of1}V_{o1}M_1)][\hat{i}_{o1}] \\ & + K_{Pv1}[-I_{of1}M_3][\hat{p}_{o3}] + K_{Pv1} \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o2} \\ \hat{v}_{o3} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} [\dot{\hat{i}}_{l1}] = & \left[-\frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{Pi1}K_{Pv1}(R_{d1} + \Delta R_{d1})\right][\hat{i}_{of1}] + \left[\frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{lv1}K_{Pi1}\right][\hat{y}_{v1}] \\ & + \left[\frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{li1}\right][\hat{y}_{l1}] + \left[-\frac{R_{b1}}{L_{b1}} - \frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{Pi1}\right][\hat{i}_{l1}] \\ & + \left[-\frac{1-D_1}{L_{b1}} + \frac{V_{o1}}{L_{b1}}(-\frac{4}{3}K_{Pi1}K_{Pv1} - I_{of1}I_{o1}M_1)\right][\hat{v}_{o1}] \\ & + \left[-\frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{Pi1}K_{Pv1}I_{of1}V_{o1}M_1\right][\hat{i}_{o1}] + \frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{Pi1}K_{Pv1}[-I_{of1}M_3][\hat{p}_{o3}] \\ & + \frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{Pi1}K_{Pv1} \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o2} \\ \hat{v}_{o3} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} [\dot{\hat{v}}_{o1}] = & \left[-\frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{Pv1}K_{Pi1}(R_{d1} + \Delta R_{d1})\right][\hat{i}_{of1}] + \left[-\frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{lv1}K_{Pi1}\right][\hat{y}_{v1}] \\ & + \left[-\frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{li1}\right][\hat{y}_{l1}] + \left[\frac{1-D_1}{C_{o1}} + \frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{Pi1}\right][\hat{i}_{l1}] \\ & + \left[\frac{I_{L1}}{C_{o1}}(-\frac{4}{3}K_{Pi1}K_{Pv1} - I_{of1}I_{o1}M_1)\right][\hat{v}_{o1}] + \left[-\frac{1}{C_{o1}}\right][\hat{i}_{o1}] \\ & + \left[\frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{Pi1}K_{Pv1}I_{of1}V_{o1}M_1\right][\hat{i}_{o1}] + \frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{Pi1}K_{Pv1}[I_{of1}M_3][\hat{p}_{o3}] \\ & + \frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{Pi1}K_{Pv1} \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o2} \\ \hat{v}_{o3} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.27)$$

onde, os termos $M_1 = \frac{(1-2\Delta R_{d1})}{2P_{o1}+P_{o3}}$ e $M_3 = \frac{-\Delta R_{d1}}{2P_{o1}+P_{o3}}$ são, respectivamente, relacionados aos termos $\hat{p}_{o1}$ e $\hat{p}_{o3}$ do controle secundário.

Neste caso, as variáveis de estado podem ser expressas de acordo com (3.28), enquanto as variáveis de entrada para o conversor *VM-BC* podem ser descritas conforme definido em (3.29) e (3.30).

$$\hat{x}_1 = [\hat{i}_{of1} \ \hat{\gamma}_{v1} \ \hat{\gamma}_{i1} \ \hat{i}_{L1} \ \hat{v}_{o1}]^T, \quad (3.28)$$

$$\hat{u}_{1,1} = [\hat{i}_{o1}], \quad (3.29)$$

$$\hat{u}_{1,2} = [\hat{v}_{o2}] \quad (3.30)$$

$$\hat{u}_{1,3} = [\hat{v}_{o3} \ \hat{p}_{o3}]$$

Portanto, a partir das equações de estado obtidas em (3.23)-(3.27), o modelo do *VM-BC* em malha fechada pode ser representado, simbolicamente, como descrito em (3.31) e (3.32), onde $\hat{y}_1$ é o vetor de saídas.

$$\dot{\hat{x}}_1 = \mathbf{A}_1 \hat{x}_1 + \mathbf{B}_{1,1} \hat{u}_{1,1} + \mathbf{B}_{1,2} \hat{u}_{1,2} + \mathbf{B}_{1,3} \hat{u}_{1,3}, \quad (3.31)$$

$$\hat{y}_1 = \mathbf{C}_1 \hat{x}_1 + \mathbf{D}_1 \hat{u}_{1,1}, \quad (3.32)$$

onde, $\mathbf{A}_1$, $\mathbf{B}_{1,1}$, $\mathbf{B}_{1,2}$, $\mathbf{B}_{1,3}$, $\mathbf{C}_1$ e $\mathbf{D}_1$ representam as matrizes do sistema e seus elementos estão detalhados no Apêndice 1.

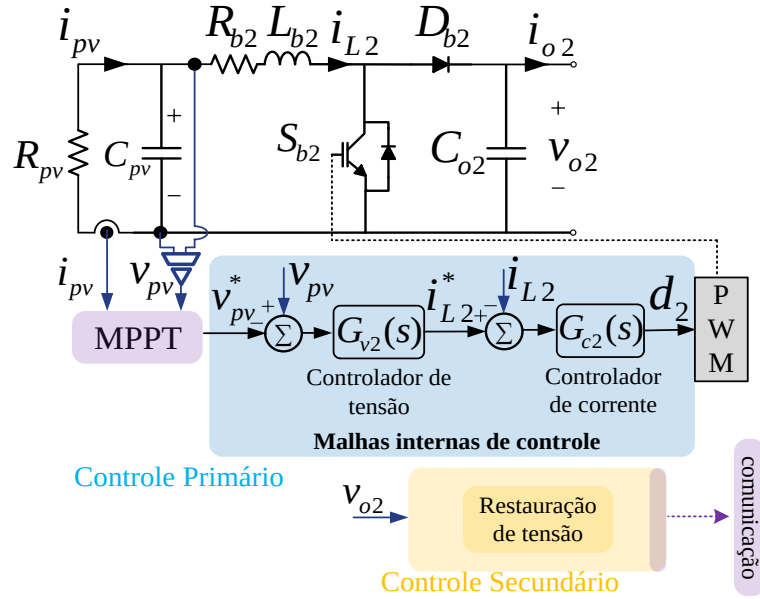
Além disso, é importante mencionar que as variáveis de entrada do modelo da estrutura *VM-BC* são obtidas por meio da modelagem dos demais elementos da microrrede. Neste caso, $\hat{u}_{1,1}$ é obtido no modelo da configuração da rede, enquanto $\hat{u}_{1,2}$ obtém-se por meio do modelo do conversor *CM-BC* e $\hat{u}_{1,3}$ obtém-se por meio do modelo do *G-IC*.

3.2.2 Modelo do conversor CC/CC *boost current-mode* (*CM-BC*)

A Figura 3.6 apresenta o circuito elétrico equivalente do conversor CC/CC do tipo *boost* e seu respectivo diagrama de controle empregados para compor a estrutura *CM-BC*, a qual realiza a interface entre um arranjo FV e a microrrede CC. Neste caso, o conversor é controlado em modo corrente e a técnica de MPPT Perturbe & Observe (P&O) (Brito *et al.*, 2013), é implementada para permitir que a potência máxima do arranjo FV seja extraída. Para este

recurso energético, o controle secundário atua apenas para monitoramento das condições operativas locais e estabelece um canal de comunicação entre os conversores adjacentes para enviar informações de tais condições. Ou seja, nenhuma ação de controle é enviada do nível secundário para o nível primário.

Figura 3.6 – Circuito equivalente e diagrama de controle do CM-BC.



Fonte: Autoria própria (2023).

A partir da análise do circuito apresentado na Figura 3.6, considerando suas duas etapas de funcionamento, as equações de estado podem ser escritas como segue:

$$L_{b2} \frac{di_{L2}}{dt} = v_{pv} - R_{b2}i_{L2} - (1 - d_2)v_{o2}, \quad (3.33)$$

$$C_{pv} \frac{dv_{pv}}{dt} = -\frac{v_{pv}}{R_{pv}} - i_{L2}, \quad (3.34)$$

$$C_{o2} \frac{dv_{o2}}{dt} = -i_{o2} + (1 - d_2)i_{L2}, \quad (3.35)$$

onde, a resistência R_{pv} é utilizado para representar o arranjo FV na modelagem a pequenos sinais, C_{pv} representa a capacitância de um filtro de tensão, R_{b2} é a resistência série do indutor L_{b2} , C_{o2} representa a capacitância do capacitor de saída do conversor. As grandezas i_{pv} e v_{pv} são, respectivamente, a corrente e a tensão de saída do arranjo fotovoltaico, e i_{L2} , i_{o2} , v_{o2}

e d_2 são corrente no indutor, corrente de saída, tensão de saída e razão cíclica do conversor, respectivamente.

Aplicando análise de pequenos sinais em (3.33), (3.34) e (3.35), as seguintes equações linearizadas podem ser obtidas:

$$L_{b2} \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = \hat{v}_{pv} - R_{b2}\hat{i}_{L2} - (1 - D_2)\hat{v}_{o2} + \hat{d}_2 V_{o2}, \quad (3.36)$$

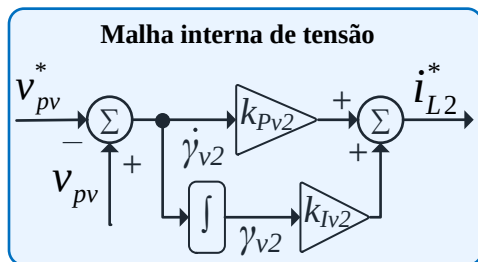
$$C_{pv} \frac{d\hat{v}_{pv}}{dt} = -\frac{\hat{v}_{pv}}{R_{pv}} - \hat{i}_{L2}, \quad (3.37)$$

$$C_{o2} \frac{d\hat{v}_{o2}}{dt} = (1 - D_2)\hat{i}_{L2} - \hat{d}_2 I_{L2} - \hat{i}_{o2} \quad (3.38)$$

A partir do diagrama de controle apresentado na Figura 3.6, verifica-se que a malha interna de tensão é responsável por controlar a tensão no capacitor C_{pv} , ou seja, v_{pv} , cuja referência de controle é o valor de tensão obtido do MPPT. A partir disso, o sinal de saída da malha tensão é utilizado como referência na malha interna de corrente, a qual tem a função de controlar a corrente i_{L2} do indutor L_{b2} .

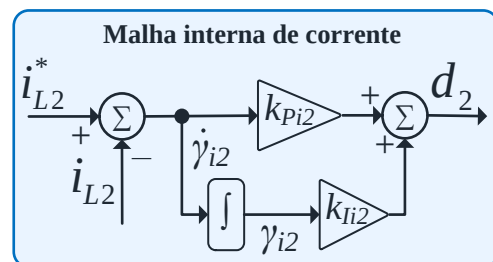
As Figuras 3.7 e 3.8 apresentam os diagramas em blocos das malhas internas de tensão e de corrente, respectivamente. K_{pv2} e K_{iv2} são os ganhos proporcional e integral do controlador G_{v2} , enquanto K_{pi2} e K_{ii2} são os respectivos ganhos proporcional e integral do controlador G_{c2} . As variáveis auxiliares γ_{v2} e γ_{i2} são adotadas para representar os termos integrais dos controladores de tensão e corrente, respectivamente.

Figura 3.7 – Diagrama da malha de tensão do CM-BC.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 3.8 – Diagrama da malha de corrente do CM-BC.



Fonte: Autoria própria (2023).

Ressalta-se que a dinâmica associada ao MPPT foi desprezada nesta abordagem. Assim, similar às análises realizadas na Seção 3.1, as equações linearizadas da malha interna de tensão é obtida, como segue:

$$\frac{d\hat{\gamma}_{v2}}{dt} = \hat{v}_{pv}, \quad (3.39)$$

$$\hat{i}_{L2}^* = K_{Lv2}\hat{\gamma}_{v2} + K_{Pv2}\hat{v}_{pv} \quad (3.40)$$

Já para a malha de corrente obtém-se:

$$\frac{d\hat{\gamma}_{i2}}{dt} = \hat{i}_{L2}^* - \hat{i}_{L2}, \quad (3.41)$$

$$\hat{d}_2 = K_{Li2}\hat{\gamma}_{i2} + K_{Pi2}\hat{i}_{L2}^* - K_{Pi2}\hat{i}_{L2} \quad (3.42)$$

Para a obtenção de um modelo em malha fechada do *CM-BC*, considera-se as representações do conversor descritas em (3.36) à (3.38), da malha interna de tensão representadas por (3.39) e (3.40) e da malha interna de corrente definidas em (3.41) e (3.42). Realizando as devidas operações matemáticas e simplificações, obtém-se as equações de estado como segue:

$$[\dot{\hat{\gamma}}_{v2}] = [1][\hat{v}_{pv}], \quad (3.43)$$

$$[\dot{\hat{\gamma}}_{i2}] = [K_{Lv2}][\hat{\gamma}_{v2}] + [K_{Pv2}][\hat{v}_{pv}], \quad (3.44)$$

$$\begin{aligned} [\dot{\hat{i}}_{L2}] = & \left[\frac{V_{o2}}{L_{b2}} K_{Li2} \right] [\hat{\gamma}_{i2}] + \left[\frac{V_{o2}}{L_{b2}} K_{Lv2} K_{Pi2} \right] [\hat{\gamma}_{v2}] + \left[-\frac{R_{b2}}{L_{b2}} - \frac{V_{o2}}{L_{b2}} K_{Pi2} \right] [\hat{i}_{L2}] \\ & + \left[\frac{1}{L_{b2}} + \frac{V_{o2}}{L_{b2}} K_{Pi2} K_{Pv2} \right] [\hat{v}_{pv}] + \left[-\frac{1-D_2}{L_{b2}} \right] [\hat{v}_{o2}], \end{aligned} \quad (3.45)$$

$$\begin{aligned} [\dot{\hat{v}}_{o2}] = & \left[\frac{-I_{L2}}{C_{o2}} K_{Lv2} K_{Pi2} \right] [\hat{\gamma}_{v2}] + \left[\frac{-I_{L2}}{C_{o2}} K_{Li2} \right] [\hat{\gamma}_{i2}] + \left[\frac{1-D}{C_{o2}} + \frac{-I_{L2}}{C_{o2}} K_{Pi2} \right] [\hat{i}_{L2}] \\ & + \left[\frac{1-D}{C_{o2}} K_{Pi2} K_{Pv2} \right] [\hat{v}_{pv}], \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$[\dot{\hat{v}}_{pv}] = \left[-\frac{1}{C_{pv}} \right] [\hat{i}_{L2}] + \left[-\frac{1}{C_{pv}R_{pv}} \right] [\hat{v}_{pv}] + \left[\frac{-1}{C_{o2}} \right] [\hat{i}_{o2}], \quad (3.47)$$

Neste caso, as variáveis de estado podem ser expressas de acordo com (3.48), enquanto as variáveis de entrada para o modelo do conversor são descritas conforme (3.49).

$$\hat{x}_2 = [\hat{\gamma}_{v2} \quad \hat{\gamma}_{i2} \quad \hat{i}_{L2} \quad \hat{v}_{pv} \quad \hat{v}_{o2}]^T, \quad (3.48)$$

$$\hat{u}_2 = [\hat{i}_{o2}] \quad (3.49)$$

Portanto, o modelo completo em malha fechada do VM-BC pode ser representado, simbolicamente, como descrito em (3.50) e (3.51), onde $\hat{y}_2$ representa um vetor de saídas.

$$\dot{\hat{x}}_2 = \mathbf{A}_2 \hat{x}_2 + \mathbf{B}_2 \hat{u}_2 \quad (3.50)$$

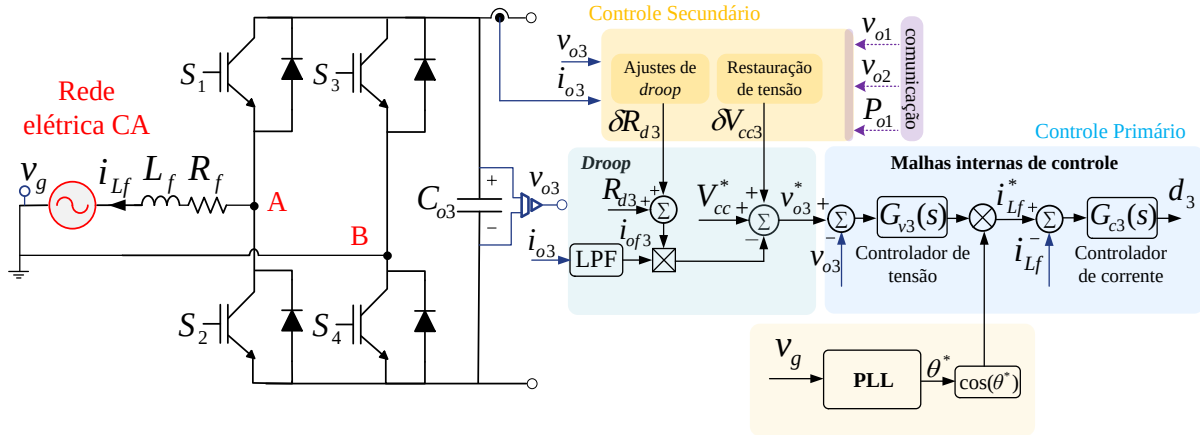
$$\hat{y}_2 = \mathbf{C}_2 \hat{x}_2 + \mathbf{D}_2 \hat{u}_2 \quad (3.51)$$

onde, $\mathbf{A}_2$, $\mathbf{B}_2$, $\mathbf{C}_2$ e $\mathbf{D}_2$ representam as matrizes do sistema e seus elementos estão detalhados no Apêndice 1.

3.2.3 Modelo do conversor *grid-interface* (G-IC)

A Figura 3.9 apresenta o conversor G-IC baseado na topologia VSC e seu respectivo diagrama de controle, empregado para realizar a interface de conexão entre a microrrede CC e uma rede elétrica CA monofásica. Este conversor atua como retificador ou inversor, dependendo do fluxo de potência na microrrede CC. Este conversor também é projetado para participar da regulação da tensão do barramento da microrrede, assim como o VM-BC, e sendo assim, o controle por *droop* é implementado no nível primário para fornecer a referência para as malhas internas de controle. No nível secundário, o controle é implementado para restauração da tensão no barramento da microrrede e ajustes nos coeficientes de *droop*.

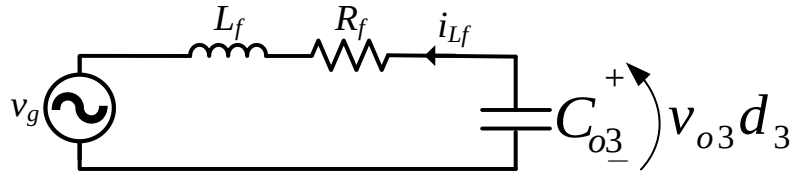
Figura 3.9 – Circuito do conversor G-IC e seu diagrama de controle.



Fonte: Autoria própria (2023).

A modulação utilizada no comando das chaves de potência do conversor é do tipo PWM (*Pulse Width Modulation*) a três níveis. Sendo assim, considerando as suas etapas de operação, a tensão entre os pontos A e B do conversor variam entre $+V_{o3}$, zero e $-V_{o3}$. Segundo (Lindeke, 2003), a simetria apresentada por esta topologia de conversor permite analisar o modelo apenas quando a tensão média nos terminais A e B assume valores positivos. Dessa forma, o circuito equivalente do G-IC é obtido conforme apresentado na Figura 3.10.

Figura 3.10 – Circuito equivalente do G-IC, quando a tensão nos terminais AB é positiva.



Fonte: Autoria própria (2023).

A partir da análise do circuito equivalente da Figura 3.10, a equação dinâmica que representa a tensão média sobre o indutor L_f , pode ser obtida por:

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = -v_g - R_f i_{L_f} + d_3 v_{o3}, \quad (3.52)$$

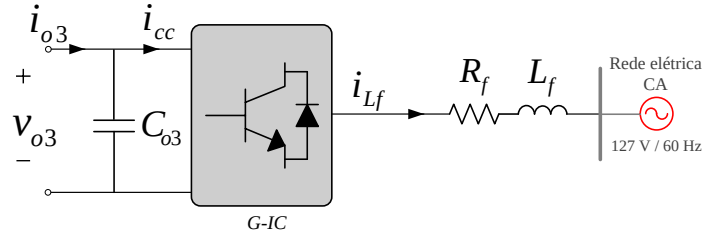
onde, L_f e R_f representam a indutância e a resistência série do indutor de saída do conversor, respectivamente; i_{L_f} é a corrente que flui pelo indutor, v_g é a tensão na rede elétrica e d_3 representa a razão cíclica complementar de d_3 , enquanto que v_{o3} é a tensão no capacitor C_{o3} .

Aplicando análise de pequenos sinais em (3.52), a equação linearizada pode ser obtida como segue:

$$L_f \frac{d\hat{i}_{Lf}}{dt} = -R_f \hat{i}_{Lf} + D_3 \hat{v}_{o3} + \hat{d}_3 V_{o3} + \hat{v}_g \quad (3.53)$$

Para a modelagem do barramento de tensão do *G-IC*, considera-se a circuito mostrado na Figura 3.11, e a análise realizada em (Silveira *et al.*, 2021).

Figura 3.11 – Circuito equivalente do *G-IC*, utilizado para análise do barramento CC.



Fonte: Autoria própria (2023).

Desconsiderando as perdas do conversor *G-IC*, a potência P_{dc} absorvida pelo conversor, pode ser expressa por:

$$P_{dc} = P_{o3} + P_g, \quad (3.54)$$

onde P_{o3} está sendo considerada como potência na entrada do conversor e P_g representa a potência média fornecida para a rede elétrica.

Além disso, a potência P_{dc} , também pode ser calculada por:

$$P_{dc} = C_{o3} \frac{dv_{o3}}{dt} v_{o3} \quad (3.55)$$

Enquanto que a potência P_{o3} , pode ser obtida a partir de:

$$P_{o3} = i_{o3} v_{o3}, \quad (3.57)$$

onde i_{o3} foi adotada como sendo a corrente de entrada do conversor.

Já a potência média na rede elétrica pode ser representada por componentes contínuas no sistema de eixos de referência síncrona (Silva, 2001), por meios das grandezas de tensão e corrente, como segue:

$$P_g = \frac{v_{gd}}{\sqrt{2}} \frac{i_{Ld}}{\sqrt{2}} = \frac{v_{gd} i_{Ld}}{2}, \quad (3.56)$$

onde, v_{gd} e i_{Ld} são as componentes contínuas de tensão e corrente, respectivamente, no eixo síncrono direto d .

Portanto, a equação (3.54) pode ser reescrita por:

$$C_{o3} \frac{dv_{o3}}{dt} v_{o3} = i_{o3} v_{o3} + \frac{v_{gd} i_{Ld}}{2} \quad (3.57)$$

Aplicando perturbação de pequenos sinais em (3.57), a equação linearizada pode ser obtida como segue:

$$C_{o3} \frac{d\hat{v}_{o3}}{dt} V_{o3} = \hat{i}_{o3} V_{o3} + I_{o3} \hat{v}_{o3} + \frac{I_{Ld} \hat{v}_{gd} + V_{gd} \hat{i}_{Ld}}{2} \quad (3.58)$$

Um sistema PLL baseado na estrutura *Transport Delay – Phase Locked Loop* (TD-PLL) é implementado para estimar o ângulo de fase da rede elétrica monofásica (Golestan *et al.*, 2016). Conforme mostrado na Figura 3.12, o delay consiste em gerar um sinal ortogonal à tensão monofásica medida a partir de um deslocamento de fase de 90 graus, equivalente a $\pi/2$, obtendo assim um sistema bifásico de coordenadas $\alpha\beta$. A partir disso, os sinais v_α e v_β são transformados nas grandezas v_{gd} e v_{gq} nos eixos de referência síncrona (*Synchronous Reference Frame* - SRF). Na sequência, um controlador PI de tensão regula em zero a tensão média de v_{gq} do referencial síncrono q . Desta forma, as equações matemáticas que representam a dinâmica do PLL podem ser expressas como:

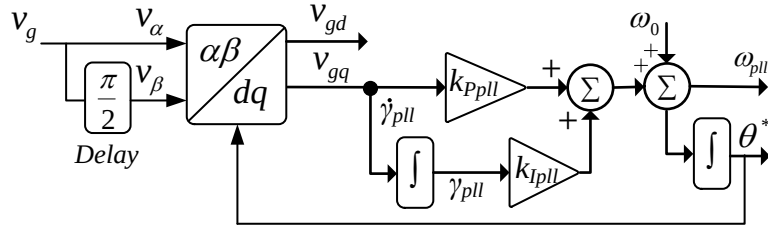
$$\frac{d\hat{\theta}^*}{dt} = \hat{\omega}_{pll}, \quad \frac{d\hat{\gamma}_{pll}}{dt} = \hat{v}_{gq}, \quad (3.59)$$

$$\hat{\omega}_{pll} = K_{Ipll} \hat{\gamma}_{pll} + K_{Ppll} \hat{v}_{gq}, \quad (3.60)$$

onde θ^* é o ângulo de fase PLL; ω_0 é a frequência angular *feed-forward*; K_{Ppll} e K_{Ipll} são os respectivos ganhos P e I do controlador PI, e γ_{pll} é a variável auxiliar introduzida para representar o estado integral do PLL.

No Apêndice 2 é apresentada uma descrição detalhada do PLL utilizado neste trabalho.

Figura 3.12 – Diagrama em blocos do PLL.



Fonte: Autoria própria (2023).

Conforme apresentado no diagrama de controle na Figura 3.9. O controle hierárquico é implementado por meio do controle distribuído cooperativo no nível secundário e o controle por *droop* é implementado no nível primário a fim de estabelecer a referência de tensão para as malhas internas de controle. No controle local, a malha interna de tensão corresponde ao controle da tensão v_{o3} , enquanto que a malha interna de corrente é empregada para controlar a corrente i_{Lf} na saída do conversor.

Seguindo os mesmos procedimentos da Seção 3.1 nas equações (3.8), (3.9) e (3.10), a representação do controle secundário para o *G-IC* é estabelecida por:

$$\hat{\delta V}_{cc3} = -\frac{\hat{v}_{o1} + \hat{v}_{o2} + \hat{v}_{o3}}{3}, \quad (3.61)$$

$$\hat{\delta R}_{d3} = \frac{(1 - 2\Delta R_{d3})\hat{p}_{o3} - \Delta R_{d3}\hat{p}_{o1}}{2P_{o3} + P_{o1}}, \quad (3.62)$$

$$\hat{p}_{o3} = I_{o3}\hat{v}_{o3} + V_{o3}\hat{i}_{o3}, \quad (3.63)$$

onde δV_{cc3} e δR_{d3} são, respectivamente, o termo de compensação de tensão e o termo de ajuste do coeficiente de *droop* para o conversor *G-IC*; P_{o3} é a potência de saída do conversor; e v_{o1} , v_{o2} , P_{o1} são parâmetros recebidos por meio dos canais de comunicação, correspondentes às condições operativas dos conversores adjacentes ao *G-IC*.

Já o controle por *droop* do *G-IC* pode ser representado conforme as equações linearizadas a seguir:

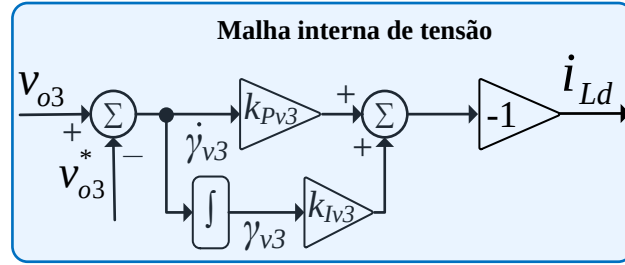
$$\frac{d\hat{i}_{of3}}{dt} = -\omega_{FPB}\hat{i}_{of3} + \omega_{FPB}\hat{i}_{o3}, \quad (3.64)$$

$$\hat{v}_{o3}^* = \hat{\delta V}_{cc3} - (R_{d3} + \Delta R_{d3})\hat{i}_{of3} - I_{of3}\hat{\delta R}_{d3} \quad (3.65)$$

Neste caso, a expressão em (3.64) é definida como a equação de estado, na qual a variável de estado $\hat{i}_{of3}$ representa a corrente do conversor, no lado CC, filtrada por um FPB. Por outro lado, a expressão (3.65) representa a equação de saída do *droop*, a qual fornece a referência de tensão $\hat{v}_{o3}^*$ para as malhas internas de controle.

A Figura 3.13 apresenta o diagrama de controle da malha interna de tensão, onde K_{pv3} e K_{iv3} são os ganhos proporcional e integral do controlador G_{v3} , respectivamente. A variável γ_{v3} é selecionada para representar o termo na saída do integrador do controlador de tensão. Além disso, é possível notar que a saída do controlador é multiplicada por (-1), isso ocorre devido ao sentido da corrente adotado na modelagem do barramento CC do conversor.

Figura 3.13 – Diagrama da malha interna de tensão do G-IC.



Fonte: Autoria própria (2023).

Dessa forma, a equação de estado da malha interna de tensão pode ser determinada por:

$$\frac{d\gamma_{v3}}{dt} = v_{o3}^* - v_{o3} \quad (3.66)$$

Uma vez que a malha interna de tensão fornece a referência de corrente i_{Ld} para a malha interna de corrente, a equação de saída da malha de tensão pode ser expressa como:

$$i_{Ld} = -K_{iv3}\gamma_{v3} - K_{pv3}(v_{o3}^* - v_{o3}), \quad (3.67)$$

$$i_{Lf}^* = i_{Ld} \cos \theta^*, \quad (3.68)$$

A partir da análise de pequenos sinais em (3.66)-(3.68), as equações linearizadas para malha interna de tensão do G-IC podem ser obtidas por:

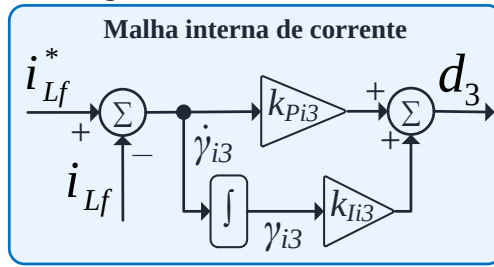
$$\frac{d\hat{\gamma}_{v3}}{dt} = \hat{v}_{o3}^* - \hat{v}_{o3}, \quad (3.69)$$

$$\hat{i}_{Ld} = -K_{lv3}\hat{\gamma}_{v3} - K_{pv3}\hat{v}_{o3}^* + K_{pv3}\hat{v}_{o3}, \quad (3.70)$$

$$\hat{i}_{Lf}^* = \cos \theta^* \hat{i}_{Ld} \quad (3.71)$$

O diagrama de controle da malha interna de corrente está apresentado na Figura 3.14, onde K_{pi3} e K_{li3} são os respectivos ganhos proporcional e integral do controlador G_{c3} , e γ_{i3} é a variável introduzida para representar o termo integral do controlador de corrente.

Figura 3.14 – Diagrama da malha interna de corrente do G-IC.



Fonte: Autoria própria (2023).

Dessa forma, as equações de estado da malha interna de corrente podem ser determinadas como segue:

$$\frac{d\hat{\gamma}_{i3}}{dt} = \hat{i}_{Lf}^* - \hat{i}_{Lf}, \quad (3.72)$$

$$\hat{d}_3 = K_{li3}\gamma_{i3} + K_{pi3}\hat{i}_{Lf}^* - K_{pi3}\hat{i}_{Lf} \quad (3.73)$$

Realizando as devidas manipulações matemáticas e simplificações para o modelo em malha fechada do G-IC, obtém-se as seguintes equações:

$$[\hat{i}_{of3}] = [-\omega_{FPB}][\hat{i}_{of3}] + [\omega_{FPB}][\hat{i}_{o3}], \quad (3.74)$$

$$\begin{aligned} [\hat{\gamma}_{v3}] = & [-(R_{d3} + \Delta R_{d3})][\hat{i}_{of3}] + \left[\frac{1}{3} - I_{of3}I_{o3}N_3 \right] [\hat{v}_{o3}] + [-I_{of3}V_{o3}N_3][\hat{i}_{o3}] \\ & + I_{of3}[-N_1][\hat{p}_{o1}] - \left[\frac{a_3}{3} \quad \frac{a_3}{3} \right] \begin{bmatrix} \hat{v}_{o1} \\ \hat{v}_{o2} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (3.75)$$

$$[\hat{\gamma}_{i3}] = [\cos \theta^*][\hat{i}_{Ld}] + [-1][\hat{i}_{Lf}], \quad (3.76)$$

$$\begin{aligned}
[\hat{i}_{Ld}] = & [-K_{Pv3}(R_{d3} + \Delta R_{d3})][\hat{i}_{of3}] + [-K_{lv3}][\hat{\gamma}_{v3}] \\
& + \left[\frac{(-a_3 + 3)K_{Pv3}}{3} - K_{Pv3}I_{of3}I_{o3}N_3 \right] [\hat{v}_{o3}] \\
& + [(-K_{Pv3}I_{of3}V_{o3}N_3)][\hat{i}_{o3}] + K_{Pv3}I_{of3}[\hat{p}_{o1}] \\
& + K_{Pv3} \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 3 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o1} \\ \hat{v}_{o2} \end{bmatrix},
\end{aligned} \tag{3.77}$$

$$\begin{aligned}
[\dot{\hat{i}}_{Lf}] = & \left[\frac{-V_{o3}}{L_f} K_{li3} \right] [\hat{\gamma}_{i3}] + \left[-\frac{R_f}{L_f} - \frac{-V_{o3}}{L_f} K_{Pi3} \right] [\hat{i}_{Lf}] + \left[\frac{-V_{o3}}{L_f} K_{Pi3} \right] [\cos \theta^*][\hat{i}_{Ld}] \\
& + \left[\frac{-V_{o3}}{L_f} K_{Pi3} \right] [I_{Ld}][\hat{\theta}^*] + \left[\frac{D_3}{L_f} \right] [\hat{v}_{o3}],
\end{aligned} \tag{3.78}$$

$$\begin{aligned}
[\dot{\hat{v}}_{o3}] = & \left[-\frac{V_{gd}}{2C_{o3}} K_{Pv3}(R_{d3} + \Delta R_{d3}) \right] [\hat{i}_{of3}] + \left[-\frac{V_{gd}}{2C_{o3}} K_{lv3} \right] [\hat{\gamma}_{v3}] \\
& + \left[\frac{I_{o3}}{C_{o3}V_{o3}} + \frac{V_{gd}}{2C_{o3}} \left[\frac{(-1 + 3)K_{Pv3}}{3} - K_{Pv3}I_{of3}I_{o3}N_3 \right] \right] [\hat{v}_{o3}] \\
& + \left[\frac{1}{C_{o1}} + \frac{V_{gd}}{2C_{o3}} (-K_{Pv3}I_{of3}V_{o3}N_3) \right] [\hat{i}_{o3}] + \frac{V_{gd}}{2C_{o3}} K_{Pv3}I_{of3} - N_1 [\hat{p}_{o1}] \\
& + \frac{V_{gd}}{2C_{o3}} K_{Pv3} \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 3 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o1} \\ \hat{v}_{o2} \end{bmatrix},
\end{aligned} \tag{3.79}$$

$$[\dot{\hat{\theta}}^*] = [K_{lpl}][\hat{\gamma}_{pl}] + [K_{Ppl}][\hat{v}_{gq}], \tag{3.80}$$

$$[\dot{\hat{\gamma}}_{pl}] = [1][\hat{v}_{gq}], \tag{3.81}$$

onde, os termos $N_1 = \frac{(1-2\Delta R_{d3})}{2P_{o1}+P_{o3}}$ e $N_3 = \frac{-\Delta R_{d3}}{2P_{o1}+P_{o3}}$ são, respectivamente, relacionados aos termos $\hat{p}_{o3}$ e $\hat{p}_{o1}$ do controle secundário.

Assim, as variáveis de estado podem ser descritas por um vetor como representado por (3.82), enquanto as variáveis de entrada podem ser representadas por (3.83) e (3.84):

$$\hat{x}_3 = [\hat{i}_{ofi} \ \hat{\gamma}_{v3} \ \hat{\gamma}_{i3} \ \hat{i}_{Lf} \ \hat{v}_{o3} \ \theta^* \ \gamma_{pl}]^T \tag{3.82}$$

$$\hat{u}_{3,1} = [\hat{i}_{o3}] \tag{3.83}$$

$$\hat{u}_{3,2} = [\hat{v}_{o1} \quad \hat{p}_{o1}]^T \quad (3.84)$$

$$\hat{u}_{3,3} = [\hat{v}_{o2}]$$

Por fim, o modelo completo em malha fechada do *G-IC* pode ser representado, simbolicamente, em (3.85), onde $\hat{y}_1$ representa o vetor de saídas, ou seja:

$$\dot{\hat{x}}_3 = \mathbf{A}_3 \hat{x}_3 + \mathbf{B}_{3,1} \hat{u}_{3,1} + \mathbf{B}_{3,2} \hat{u}_{3,2} + \mathbf{B}_{3,3} \hat{u}_{3,3} \quad (3.85)$$

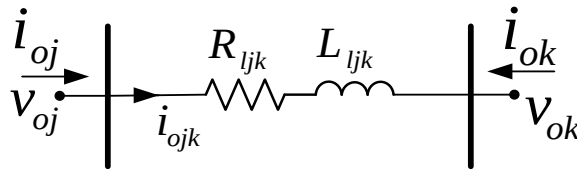
$$\hat{y}_3 = \mathbf{C}_3 \hat{x}_3 + \mathbf{D}_1 \hat{u}_{3,1} \quad (3.86)$$

onde, $\mathbf{A}_3$, $\mathbf{B}_{3,1}$, $\mathbf{B}_{3,2}$, $\mathbf{B}_{3,3}$, $\mathbf{C}_3$ e $\mathbf{D}_3$ representam as matrizes do sistema e seus elementos são apresentados em detalhes no Apêndice 1. Além disso, para as variáveis de entrada, $\hat{u}_{3,1}$ é obtido por meio do modelo da configuração da rede, enquanto que $\hat{u}_{3,1}$ obtém-se por meio do modelo do conversor *VM-BC* e $\hat{u}_{3,2}$ obtém-se por meio do modelo do *CM-BC*

3.3 Modelo da Rede: Impedâncias de Linha

Para o modelo das impedâncias de linha, considera-se o circuito equivalente mostrado na Figura 3.15, o qual representa uma impedância de conexão entre as barras *j* e *k*.

Figura 3.15 – Circuito equivalente da impedância de linha.



Fonte: Autoria própria (2023).

A equação dinâmica que representa a tensão sobre o indutor L_{ljk} pode ser representada por:

$$L_{ljk} \frac{di_{olk}}{dt} = v_{oj} - i_{ojk} R_{ljk} - v_{ok} \quad (3.87)$$

onde L_{ljk} e R_{ljk} são a indutância e a resistência da linha distribuição entre os nós *j* e *k*, respectivamente, i_{ojk} é a corrente que flui pela linha de distribuição e v_{oj} e v_{ok} são as tensões nos nós *j* e *k*, respectivamente.

Ainda, a corrente que flui pela linha pode ser representada por:

$$i_{ojk} = i_{oj} = -i_{ok} \quad (3.88)$$

Sendo assim, a representação em espaço de estados linearizada do modelo da linha de distribuição pode ser estabelecido como segue:

$$[\dot{\hat{i}}_{ojk}] = \begin{bmatrix} -\frac{R_{ljk}}{L_{ljk}} \end{bmatrix} [\hat{i}_{ojk}] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ljk}} & -\frac{1}{L_{ljk}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{oj} \\ \hat{v}_{ok} \end{bmatrix} \quad (3.89)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{oj} \\ \hat{i}_{ok} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} [\hat{i}_{ojk}] \quad (3.90)$$

Observa-se que as tensões v_{oj} e v_{ok} são as variáveis de entrada para o modelo das impedâncias de linha, e tais variáveis são fornecidas pelos modelos dos conversores. Por outro lado, as correntes i_{oj} e i_{ok} podem ser consideradas como variáveis de saída no modelo das linhas, e consideradas variáveis de entrada nos modelos dos conversores. Ainda, é importante mencionar que os sinais dos termos $\frac{1}{L_{ljk}}$ depende do sentido da corrente adotado na modelagem.

Neste trabalho, considera-se diferentes topologias de microrredes CC, as quais apresentam configurações de rede de barra única, radial e anel. A seguir, são apresentadas a obtenção do modelo das redes a partir da configuração de impedâncias linhas para cada uma das topologias estudadas.

3.3.1 Modelo da rede na configuração barra única

A configuração da rede barra única para este trabalho, pode ser representada conforme a Figura 3.16. Observa-se neste caso, que todos os conversores são conectados ao mesmo barramento '0' por meio das impedâncias de linha.

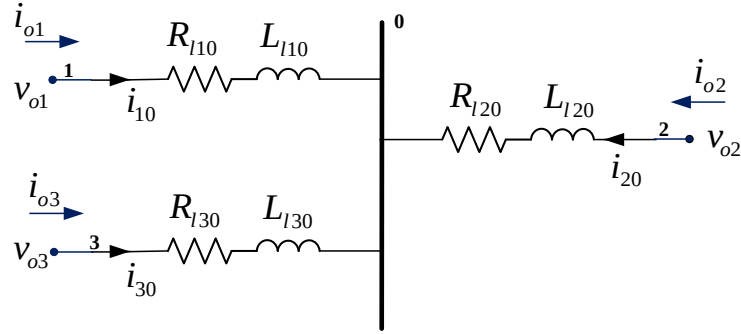
As equações dinâmicas para as linhas podem ser obtidas por:

$$L_{l10} \frac{di_{10}}{dt} = v_{o1} - i_{10}R_{l10} - v_{o0} \quad (3.91)$$

$$L_{l20} \frac{di_{20}}{dt} = v_{o2} - i_{20}R_{l20} - v_{o0} \quad (3.92)$$

$$L_{l30} \frac{di_{30}}{dt} = v_{o3} - i_{30}R_{l30} - v_{o0} \quad (3.93)$$

Figura 3.16 – Circuito equivalente da rede barra única.



Fonte: Autoria própria (2023).

Ainda, as correntes que fluem pelas linhas são determinadas por:

$$\begin{aligned} i_{10} &= i_{o1}, \\ i_{20} &= i_{o2}, \\ i_{30} &= i_{o3}, \end{aligned} \quad (3.88)$$

onde i_{o1} , i_{o2} , i_{o3} representam as correntes de saída dos conversores conectados à barra '0'.

Aplicando análise de pequenos sinais e realizando as devidas operações matemáticas, é possível obter um modelo que representa a configuração da rede barra única como segue:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{10} \\ \hat{i}_{20} \\ \hat{i}_{30} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{l10}}{L_{l10}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{l20}}{L_{l20}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{l30}}{L_{l30}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{\text{net_bu}}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{10} \\ \hat{i}_{20} \\ \hat{i}_{30} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{l10}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{l20}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{l30}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B1}_{\text{net_bu}}} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o1} \\ \hat{v}_{o2} \\ \hat{v}_{o3} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{l10}} \\ -\frac{1}{L_{l20}} \\ -\frac{1}{L_{l30}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B2}_{\text{net_bu}}} [\hat{v}_{o0}], \quad (3.94)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{o1} \\ \hat{i}_{o2} \\ \hat{i}_{o3} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{\text{net_bu}}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{10} \\ \hat{i}_{20} \\ \hat{i}_{30} \end{bmatrix}, \quad (3.95)$$

onde $\mathbf{A}_{\text{net_bu}}$, $\mathbf{B}_{\text{net_bu}}$ e $\mathbf{C}_{\text{net_bu}}$ representam as matrizes de estados, de entradas e de saída, respectivamente, para a rede em configuração barra única

Já as variáveis de estado podem ser estabelecidas por um vetor de acordo com (3.96), enquanto as variáveis de entrada são descritas conforme (3.97). Neste caso, $\hat{v}_{o1}$, $\hat{v}_{o2}$ e $\hat{v}_{o3}$ são as tensões de saída dos conversores, enquanto que $\hat{v}_{ob}$ é a tensão no ponto comum de conexão.

$$\hat{x}_{net_bu} = [\hat{i}_{10} \ \hat{i}_{20} \ \hat{i}_{30}]^T \quad (3.96)$$

$$\begin{aligned} \hat{u}_{1net_bu} &= [\hat{v}_{o1} \ \hat{v}_{o2} \ \hat{v}_{o3}]^T \\ \hat{u}_{2net_bu} &= [\hat{v}_{o0}] \end{aligned} \quad (3.97)$$

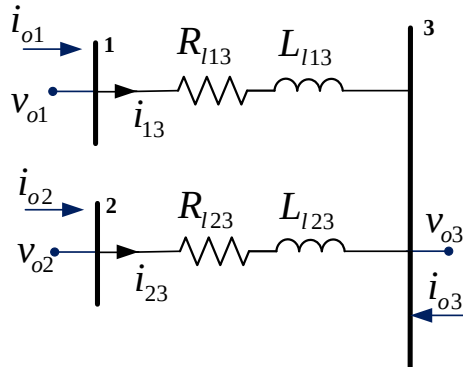
3.3.2 Modelo da rede na configuração radial

A configuração da rede radial considerada neste trabalho, está representada na Figura 3.17. As equações dinâmicas para as linhas podem ser obtidas de acordo com as expressões (3.98) e (3.99), onde v_{o1} , v_{o2} e v_{o3} são as tensões de saída dos conversores conectados nas barras 1, 2 e 3, respectivamente.

$$L_{l13} \frac{di_{13}}{dt} = v_{o1} - i_{13}R_{l13} - v_{o3} \quad (3.98)$$

$$L_{l23} \frac{di_{23}}{dt} = v_{o2} - i_{23}R_{l23} - v_{o3} \quad (3.99)$$

Figura 3.17 – Circuito equivalente da rede radial.



Fonte: Autoria própria (2023).

Ainda, as correntes que fluem pelas linhas podem ser determinadas por:

$$\begin{aligned} i_{13} &= i_{o1}, \\ i_{23} &= i_{o2}, \end{aligned} \quad (3.100)$$

onde i_{o1} e i_{o2} representam as correntes de saída dos conversores conectados às barras 1 e 2, respectivamente.

Aplicando análise pequenos sinais e realizando as devidas operações matemáticas, o modelo que representa a configuração radial é obtido como segue:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{13} \\ \dot{\hat{i}}_{23} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{l13}}{L_{l13}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{l23}}{L_{l23}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{\text{net}_r}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{13} \\ \hat{i}_{23} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{l13}} & 0 & -\frac{1}{L_{l13}} \\ 0 & \frac{1}{L_{l23}} & -\frac{1}{L_{l23}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{\text{net}_r}} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o1} \\ \hat{v}_{o2} \\ \hat{v}_{o3} \end{bmatrix} \quad (3.101)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{o1} \\ \hat{i}_{o2} \\ \hat{i}_{o3} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{\text{net}_r}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{13} \\ \hat{i}_{23} \end{bmatrix} \quad (3.102)$$

onde $\mathbf{A}_{\text{net}_r}$, $\mathbf{B}_{\text{net}_r}$ e $\mathbf{C}_{\text{net}_r}$ representam as matrizes de estados, de entradas e de saída, respectivamente, para a rede em configuração radial.

Neste caso, as variáveis de estado do modelo podem ser expressas de acordo com (3.103), enquanto as variáveis de entrada para as linhas são descritas conforme (3.104).

$$\hat{x}_{\text{net}_r} = [\hat{i}_{13} \ \hat{i}_{23}]^T \quad (3.103)$$

$$\hat{u}_{\text{net}_r} = [\hat{v}_{o1} \ \hat{v}_{o2} \ \hat{v}_{o3}]^T \quad (3.104)$$

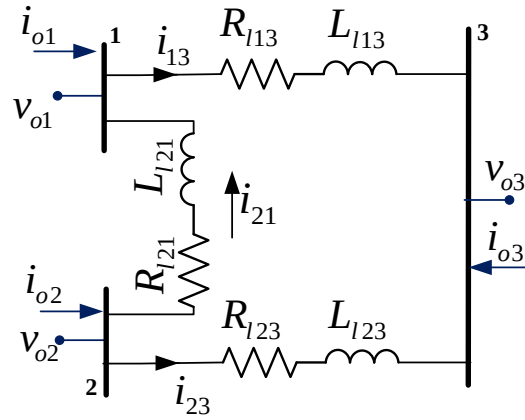
3.3.3 Modelo da rede na configuração anel

A configuração da rede anel pode ser representada como mostrado na Figura 3.18.

As equações dinâmicas para as impedâncias de linha podem ser obtidas por (3.98) e (3.99), descritas na Seção 3.3.2, e por (3.105), obtida como segue:

$$L_{l21} \frac{di_{21}}{dt} = v_{o2} - i_{21}R_{l21} - v_{o1} \quad (3.105)$$

Figura 3.18 – Circuito equivalente da rede anel.



Fonte: Autoria própria (2023).

Por outro lado, as correntes que fluem pelas linhas podem ser determinadas:

$$\begin{aligned} i_{21} &= i_{o2} - i_{23}, \\ i_{13} &= i_{o1} + i_{21}, \\ i_{23} &= i_{o2} - i_{21} \end{aligned} \quad (3.106)$$

Sendo assim, a partir da análise pequenos sinais e realizando as devidas operações matemáticas, é possível obter o modelo que representa a configuração da rede anel:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{21} \\ \hat{i}_{13} \\ \hat{i}_{23} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{l21}}{L_{l21}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{l13}}{L_{l13}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_{l23}}{L_{l23}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{\text{net_a}}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{21} \\ \hat{i}_{13} \\ \hat{i}_{23} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{l21}} & \frac{1}{L_{l21}} & 0 \\ \frac{1}{L_{l13}} & 0 & -\frac{1}{L_{l13}} \\ 0 & \frac{1}{L_{l23}} & -\frac{1}{L_{l23}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{\text{net_a}}} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o1} \\ \hat{v}_{o2} \\ \hat{v}_{o3} \end{bmatrix} \quad (3.107)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{o1} \\ \hat{i}_{o2} \\ \hat{i}_{o3} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{\text{net_a}}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{21} \\ \hat{i}_{13} \\ \hat{i}_{23} \end{bmatrix} \quad (3.108)$$

onde $\mathbf{A}_{\text{net_a}}$, $\mathbf{B}_{\text{net_a}}$ e $\mathbf{C}_{\text{net_a}}$ representam as matrizes de estados, de entradas e de saídas, respectivamente.

Neste caso, as variáveis de estado podem ser estabelecidas pelo vetor de acordo com (3.109), enquanto as variáveis de entrada são descritas conforme (3.110).

$$\hat{x}_{net_a} = [\hat{i}_{21} \ \hat{i}_{13} \ \hat{i}_{23}]^T \quad (3.109)$$

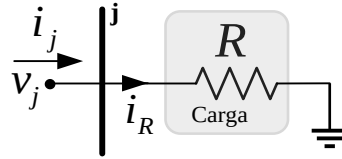
$$\hat{u}_{net_a} = [\hat{v}_{o1} \ \hat{v}_{o2} \ \hat{v}_{o3}]^T \quad (3.110)$$

3.4 Modelo das Cargas Resistivas

A Figura 3.19 representa uma carga resistiva conectada à uma barra j , onde v_j é a tensão na barra j e i_j é a somatória das correntes que chegam à barra j . Sendo assim, de forma genérica, a corrente i_R consumida pela carga R pode ser determinada por:

$$i_R = i_j = \frac{v_j}{R} \quad (3.111)$$

Figura 3.19 – Carga resistiva.



Fonte: Autoria própria (2023).

3.5 Modelo Unificado dos Conversores

Uma vez obtido os modelos em malha fechada para cada conversor das microrredes em estudo, onde percebe-se que são três microrredes CC com configurações distintas, é possível obter um modelo unificado que corresponde à associação de todos os conversores encontrados nas microrredes CC. Primeiramente, é possível relacionar os modelos dos conversores conforme o diagrama simplificado da Figura 3.20, onde o vetor de saídas de cada conversor, é considerado igual ao vetor de entradas dos demais conversores.

Dessa forma, agrupando os modelos obtidos nas Seções 3.3.1, 3.3.2 e 3.3.3, é estabelecida a seguinte equação de estado:

$$\dot{\hat{x}}_{conv} = \mathbf{A}_{conv} \hat{x}_{conv} + \mathbf{B}_{conv} \hat{u}_{conv} \quad (3.112)$$

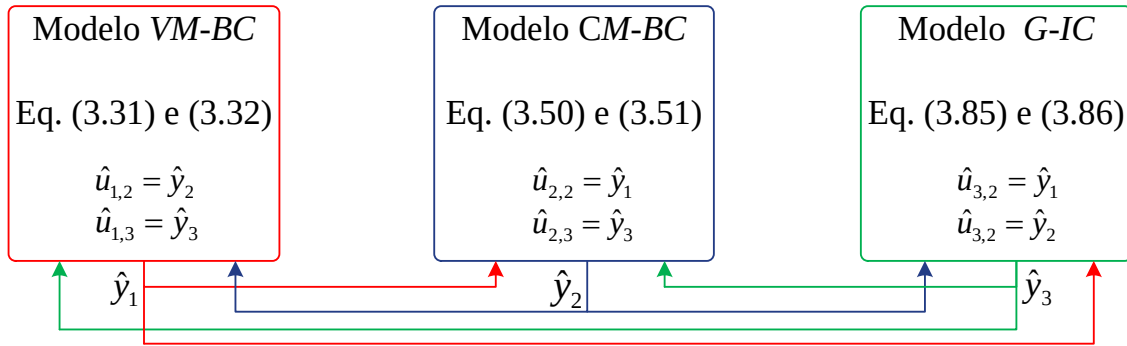
onde $\hat{x}_{conv}$ representa o vetor de variáveis de estado correspondente às variáveis de estados de todos os conversores e $\hat{u}_{conv}$ o vetor de entradas podendo ser definidos, respectivamente, por:

$$\hat{x}_{conv} = [\hat{x}_1 \quad \hat{x}_2 \quad \hat{x}_3]^T \quad (3.113)$$

$$\hat{u}_{conv} = [\hat{u}_{1,1} \quad \hat{u}_{2,1} \quad \hat{u}_{3,1}]^T \quad (3.114)$$

onde $\hat{x}_1$, $\hat{x}_2$ e $\hat{x}_3$ são os vetores descritos em (3.25), (3.54) e (3.74), respectivamente, enquanto que $\hat{u}_{1,1}$, $\hat{u}_{2,1}$ e $\hat{u}_{3,1}$ estão definidos em (3.26), (3.55) e (3.75), respectivamente.

Figura 3.20 – Diagrama simplificado da relação dos modelos dos conversores.



Fonte: Autoria própria (2023).

Por outro lado, $\mathbf{A}_{conv}$ e $\mathbf{B}_{conv}$ representam, respectivamente, as matrizes de estados e de entradas, e são estabelecidas associando em diagonal as matrizes obtidas no modelo de cada conversor, como segue.

$$\mathbf{A}_{conv} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{B}_{1,2}\mathbf{C}_2 & \mathbf{B}_{1,2}\mathbf{C}_3 \\ \mathbf{B}_{2,2}\mathbf{C}_1 & \mathbf{A}_2 & \mathbf{B}_{2,2}\mathbf{C}_3 \\ \mathbf{B}_{3,2}\mathbf{C}_1 & \mathbf{B}_{3,2}\mathbf{C}_2 & \mathbf{A}_3 \end{bmatrix} \quad (3.115)$$

$$\mathbf{B}_{conv} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{1,1} & \mathbf{B}_{1,2}\mathbf{D}_2 & \mathbf{B}_{1,3}\mathbf{D}_3 \\ \mathbf{B}_{2,2}\mathbf{D}_1 & \mathbf{B}_{2,1} & \mathbf{B}_{2,3}\mathbf{D}_3 \\ \mathbf{B}_{3,2}\mathbf{D}_1 & \mathbf{B}_{3,2}\mathbf{D}_2 & \mathbf{B}_{3,1} \end{bmatrix} \quad (3.116)$$

onde os elementos das matrizes $\mathbf{A}_{conv}$ e $\mathbf{B}_{conv}$ são obtidos por meio de (3.31) e (3.32), (3.50) e (3.51), (3.85) e (3.86). E a equação de saída resultante da associação dos conversores pode ser definida por:

$$\hat{y}_{conv} = \mathbf{C}_{conv}\hat{x}_{conv} + \mathbf{D}_{conv}\hat{x}_{2conv} \quad (3.116)$$

onde $\mathbf{C}_{conv}$ é a matriz de saídas, e $\mathbf{D}_{conv}$ é a matriz de transmissão direta, as quais também podem ser estabelecidas a partir da associação diagonal das matrizes obtidas no modelo de cada conversor, como segue:

$$\mathbf{C}_{conv} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_3 \end{bmatrix} \quad (3.117)$$

$$\mathbf{D}_{conv} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D}_3 \end{bmatrix} \quad (3.118)$$

3.6 Modelo Completo das Topologias de Microrredes CC

O modelo completo de uma topologia de microrrede CC pode ser estabelecido a partir da associação do modelo unificado dos conversores, do modelo das impedâncias de linha correspondente à sua configuração de rede e o modelo das cargas que estão conectadas. Sendo assim, o modelo dinâmico completo de uma microrrede em espaço de estados pode ser representado por:

$$\dot{x}_{\mu g} = \mathbf{A}_{\mu g}x_{\mu g} \quad (3.119)$$

onde $x_{\mu g} = [x_{conv} \ x_{net}]^T$, representa o vetor de variáveis de estado composto pelas variáveis de estado do modelo unificado dos conversores x_{conv} , e variáveis de estado do modelo da topologia da rede x_{net} .

3.6.1 Modelo completo da topologia barra única

Para a topologia barra única, todos os elementos na microrrede, conversores e carga, são conectados à um barramento comum. Assim, de acordo com (3.111), a corrente i_R consumida pela carga pode ser obtida por:

$$i_R = i_{10} + i_{01} + i_{03} = \frac{v_{o0}}{R} \quad (3.120)$$

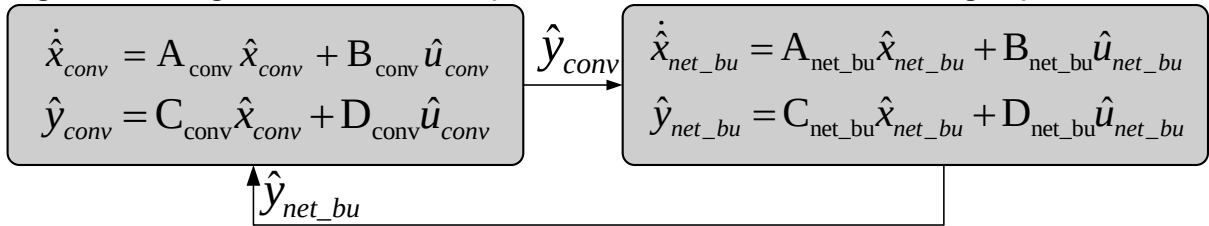
Observa-se que a tensão sobre a carga R é igual a tensão no barramento comum, ou seja, v_{o0} . Assim, é possível relacionar a equação (3.120) com a equação de estados do modelo da rede em configuração barra única, determinada em (3.94), por meio da substituição de v_{o0} . Logo, a equação de estados da rede em configuração barra única é redefinida por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{10} \\ \dot{\hat{i}}_{20} \\ \dot{\hat{i}}_{30} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{l10}}{L_{l10}} - \frac{R}{L_{l10}} & -\frac{R}{L_{l10}} & -\frac{R}{L_{l10}} \\ -\frac{R}{L_{l20}} & -\frac{R_{l20}}{L_{l20}} - \frac{R}{L_{l2}} & -\frac{R}{L_{l20}} \\ -\frac{R}{L_{l30}} & -\frac{R}{L_{l30}} & -\frac{R_{l30}}{L_{l30}} - \frac{R}{L_{l30}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{\text{net_bu}}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{10} \\ \hat{i}_{20} \\ \hat{i}_{30} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{l10}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{l20}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{l30}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{\text{net_bu}}} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o1} \\ \hat{v}_{o2} \\ \hat{v}_{o3} \end{bmatrix} \quad (3.121)$$

Neste caso, a equação de saída, determinada em (3.95), permanece inalterada.

A partir do modelo unificado dos conversores, estabelecido na seção 3.5 e do modelo da rede com carga, e equações (3.95) e (3.121), é possível relacionar os sistemas de forma mais direta por meio do diagrama em blocos da Figura 3.21.

Figura 3.21 – Diagrama em blocos da relação entre os conversores e a rede em configuração barra única.



Fonte: Autoria própria (2023).

Assim, o modelo dinâmico completo da microrrede CC na topologia barra única é facilmente obtido e pode ser representado em um único espaço de estados, ou seja:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_{conv} \\ \dot{\hat{x}}_{net_rs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{conv} & \mathbf{B}_{conv} \mathbf{C}_{net_rs} \\ \mathbf{B}_{net_rs} \mathbf{C}_{conv} & \mathbf{A}_{net_rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_{conv} \\ \hat{x}_{net_rm} \end{bmatrix} \quad (3.122)$$

3.6.2 Modelo completo da topologia radial

Para a topologia radial, considera-se que uma carga resistiva R está conectada ao barramento '0' da microrrede. Dessa forma, a corrente i_R consumida pela carga é calculada por:

$$i_R = i_{o1} + i_{o2} + i_{o3} = \frac{v_{o3}}{R} \quad (3.123)$$

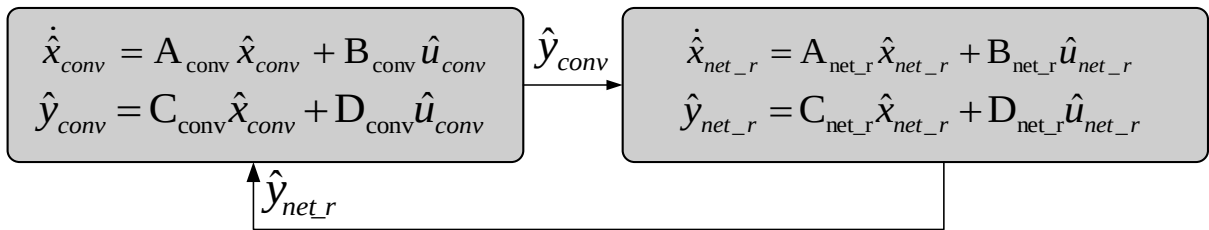
Neste caso, a tensão sobre a carga é igual a tensão na barra 3, ou seja, v_{o3} . Sendo assim, ao incluir a equação (3.123) na equação de saída do modelo da rede em configuração radial, descrita em (3.116), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{o1} \\ \hat{i}_{o2} \\ \hat{i}_{o3} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{\text{net}_r}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{13} \\ \hat{i}_{23} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{\text{net}_r}} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o1} \\ \hat{v}_{o2} \\ \hat{v}_{o3} \end{bmatrix} \quad (3.124)$$

onde $\mathbf{D}_{\text{net}_r}$ representa uma matriz de transmissão direta. A equação de estados do modelo da rede em configuração radial, determinada em (3.115), permanece inalterada.

Logo, é possível relacionar modelo unificado dos conversores com do modelo da rede radial, conforme o diagrama em blocos mostrado na Figura 3.22.

Figura 3.22 – Diagrama em blocos da relação entre os conversores e a rede em configuração radial.



Fonte: Autoria própria (2023).

Assim, a representação do modelo dinâmico completo da microrrede CC na topologia radial em um único espaço de estados pode ser estabelecida por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_{conv} \\ \dot{\hat{x}}_{net_rm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{conv} + (\mathbf{B}_{conv} \mathbf{D}_{net_rm} \mathbf{C}_{conv}) & \mathbf{B}_{conv} \mathbf{C}_{net_rm} \\ \mathbf{B}_{net_rm} \mathbf{C}_{conv} & \mathbf{A}_{net_rm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_{conv} \\ \hat{x}_{net_rm} \end{bmatrix} \quad (3.125)$$

3.6.3 Modelo completo da topologia anel

Na topologia de microrrede com configuração anel, admite-se também que uma carga R está conectada à barra 3. Dessa forma, a corrente i_R consumida pela carga pode ser determinada com segue:

$$i_R = i_{13} + i_{23} + i_{o3} = \frac{v_{o3}}{R} \quad (3.126)$$

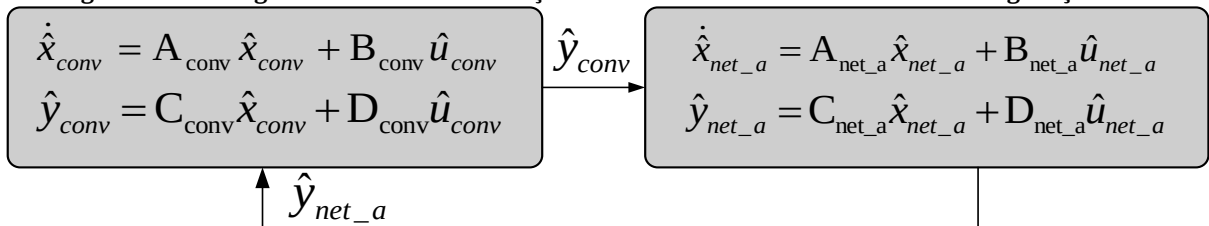
Para este caso, é possível relacionar a equação (3.126) com a equação de saídas descrita em (3.107), estabelecendo a seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{o1} \\ \hat{i}_{o2} \\ \hat{i}_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{\text{net_anel}}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{21} \\ \hat{i}_{13} \\ \hat{i}_{23} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{\text{net_anel}}} \begin{bmatrix} \hat{v}_{o1} \\ \hat{v}_{o2} \\ \hat{v}_{o3} \end{bmatrix} \quad (3.127)$$

onde $\mathbf{D}_{\text{net_anel}}$ representa uma matriz de transmissão direta. A equação de estados do modelo da rede em configuração anel, equação (3.106), permanece inalterada.

Com o modelo unificado dos conversores, estabelecido em (3.111) e (3.116) e do modelo da rede em configuração anel com carga R , e equações (3.106) e (3.127), é possível obter uma relação entre os sistemas conforme o diagrama em blocos da Figura 3.23.

Figura 3.23 – Diagrama em blocos da relação entre os conversores e a rede em configuração anel.



Fonte: Autoria própria (2023).

Assim, o modelo dinâmico completo da microrrede CC na topologia anel pode ser representado em um único espaço de estados, como segue:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_{conv} \\ \dot{\hat{x}}_{net_anel} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{conv} + (\mathbf{B}_{conv}\mathbf{D}_{net_anel}\mathbf{C}_{conv}) & \mathbf{B}_{conv}\mathbf{C}_{net_anel} \\ \mathbf{B}_{net_anel}\mathbf{C}_{conv} & \mathbf{A}_{net_anel} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_{conv} \\ \hat{x}_{net_anel} \end{bmatrix} \quad (3.128)$$

3.7 Considerações do Capítulo

Neste capítulo foram desenvolvidos os modelos matemáticos para descrever as dinâmicas dos elementos que podem compor microrredes CC. Especificamente, foram modelados o conversor *VM-BC*, em malha fechada, operando com controle por *droop*, o conversor *CM-BC* operando em MPPT e o conversor *G-IC*, também em malha fechada, operando com controle por *droop*. Além disso, o controle de nível secundário baseado em controle distribuído foi considerado na modelagem de cada conversor, considerando como entradas os termos dos demais conversores. Os modelos das impedâncias de linha, bem como cargas *R*, foram derivados. Para as impedâncias de linha foram consideradas três configurações de redes, sendo elas a barra única, radial e anel. A partir disso, foi possível obter os modelos dinâmicos completos das topologias de microrredes CC em estudo neste trabalho de tese. De acordo com os modelos obtidos, observou-se que o modelo dinâmico para a topologia barra única é obtido de forma mais direta pela relação estabelecida entre os conversores e as impedâncias de linha, enquanto para as topologias radial e anel são necessárias algumas manipulações matemáticas adicionais.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados obtidos nas análises das características dos modelos de pequenos sinais das três topologias de microrredes CC, considerando a validação dos modelos matemáticos desenvolvidos e análises de estabilidade.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo são apresentadas as análises das características dos modelos dinâmicos das topologias de microrredes CC em barra única, radial e anel, estudadas neste trabalho. Primeiramente é realizado a validação dos modelos matemáticos desenvolvidos a fim de verificar a precisão das representações obtidas. Esta validação é realizada pela comparação entre a resposta no domínio do tempo prevista pelos modelos desenvolvidos e a resposta obtida pelo sistema implementado em simulações computacionais no software Matlab/Simulink®.

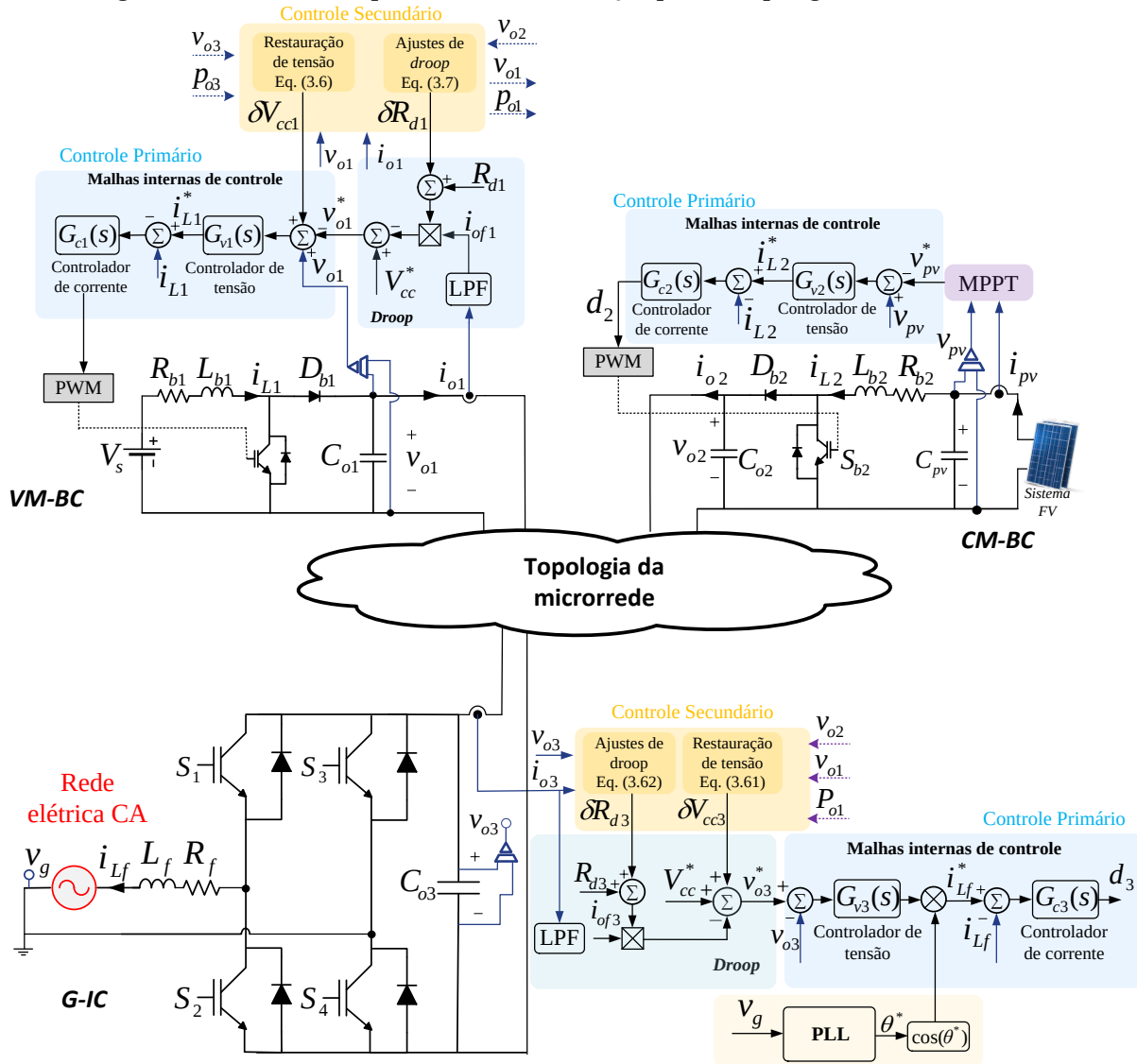
Em seguida, os autovalores de cada modelo são avaliados e a tendência de comportamento desses autovalores são analisadas considerando a influência de diferentes parâmetros das microrredes, a fim de estabelecer relações e condições de estabilidade.

4.1 Sistemas em Estudo

A Figura 4.1 apresenta o esquemático das topologias de microrredes CC implementadas em simulação. Como já mencionado nos capítulos anteriores, os conversores *VM-BC* e *G-IC* são controlados em modo tensão por *droop*, participando da regulação da tensão da microrrede, enquanto que o conversor *CC-BC* é controlado em corrente, operando em MPPT, fornecendo ao sistema a máxima potência disponível no arranjo FV. Com intuito de realizar as simulações próximas de um sistema real, todos os algoritmos, simulação da aquisição de dados e sistema de controle foram discretizados. Os parâmetros gerais de simulação estão mostrados na Tabela 4.1 enquanto os parâmetros dos conversores estão apresentados nas Tabelas 4.2, 4.3 e 4.4.

Neste trabalho, os ganhos dos controladores PI utilizados nas malhas de controle dos conversores foram projetados seguindo a metodologia proposta em (Angélico, Campanhol e Silva, 2014). Esta metodologia é baseada na análise da resposta em frequência via diagramas de Bode, onde a frequência de cruzamento e a margem de fase desejada são especificações de projeto. No Apêndice 3 é apresentado a descrição desta metodologia, bem como os parâmetros de projeto e cálculos utilizados para os controladores PI empregados neste trabalho.

Figura 4.1 – Estrutura implementada em simulação para as topologias de microrredes CC.



Fonte: Autoria própria (2023).

Tabela 4.1 – Parâmetros gerais das simulações e experimentos.

Parâmetros gerais das topologias de microrredes CC	
Tensão nominal da microrrede CC	$V = 250 \text{ V}$
Frequência de chaveamento dos conversores	$f_{sw} = 20 \text{ kHz}$
Tensão eficaz na rede elétrica CA	$v_g = 127 \text{ V}$
Frequência nominal da rede elétrica CA	$f_s = 60 \text{ Hz}$
Impedância de linha (barras 1,3)	$R_{l13} = 0,30 \, \Omega, \quad L_{l13} = 1 \text{ mH}$
Impedância de linha (barras 2,1)	$R_{l21} = 0,18 \, \Omega, \quad L_{l21} = 2,5 \text{ mH}$
Impedância de linha (barras 2,3)	$R_{l23} = 0,61 \, \Omega, \quad L_{l23} = 1,5 \text{ mH}$
Impedância de linha (barra 1)	$R_{l1} = 0,30 \, \Omega, \quad L_{l1} = 1 \text{ mH}$
Impedância de linha (barra 2)	$R_{l2} = 0,61 \, \Omega, \quad L_{l2} = 1,5 \text{ mH}$
Impedância de linha (barra 3)	$R_{l3} = 0,18 \, \Omega, \quad L_{l3} = 2,5 \text{ mH}$
Frequência de amostragem	$f_a = 40 \text{ kHz}$

Tabela 4.2 – Parâmetros do conversor VM-BC.

Parâmetros do VM-BC	
Indutância	$L_{L1} = 1,5 \text{ mH}$
Resistência série do indutor	$R_{L1} = 0,21 \Omega$
Capacitância de saída	$C_{o1} = 560 \mu\text{F}$
Potência nominal	$P_{o1} = 750 \text{ W}$
Resistência de <i>droop</i>	$R_{D1} = 4 \Omega$
Frequência de corte do FPB	$\omega_{FPB} = 75.3982 \text{ rad/s}$
Ganhos do controlador de tensão	$K_{pv1} = 0,1373$ $K_{Iv1} = 5.7143$
Ganhos do controlador de corrente	$K_{pi1} = 165.9747$ $K_{Ii1} = 76.8246$
Pico do sinal modulador PWM	$P_{PWM}^1 = 7000$
Ganho do PWM	$K_{PWM}^1 = 1/7000$

Tabela 4.3 – Parâmetros do conversor CM-BC.

Parâmetros do CM-BC com sistema fotovoltaico	
Indutância do conversor	$L_{L2} = 1,5 \text{ mH}$
Resistência série do indutor	$R_{L2} = 0,22 \Omega$
Capacitância de saída	$C_{o2} = 560 \mu\text{F}$
Capacitância de entrada	$C_{pv} = 235 \mu\text{F}$
Ganhos do controlador de tensão	$K_{pv2} = 0,4161$ $K_{Iv2} = 66.8465$
Ganhos do controlador de corrente	$K_{pi2} = 231.234$ $K_{Ii2} = 62.3771$
Ganho do PWM	$K_{PWM}^2 = 1/7000$
Parâmetros do Sistema fotovoltaico em STC (Standard Test Conditions)	
Tensão em MPP (<i>Maximum Power Point</i>)	$V_{pv_MPP} = 154 \text{ V}$
Corrente em MPP	$I_{pv_MPP} = 7,9545 \text{ A}$
Potência em MPP	$P_{pv} = 1225 \text{ W}$
Resistência do modelo do arranjo FV	$R_{pv} = 19,382 \Omega$

Tabela 4.4 – Parâmetros do conversor G-IC.

Parâmetros do G-IC	
Indutância de acoplamento com a rede elétrica	$L_f = 1,5 \text{ mH}$
Resistência série do indutor de acoplamento	$R_f = 0,21 \Omega$
Capacitância de saída	$C_{o3} = 4795 \mu\text{F}$
Potência nominal	$P_{o3} = 1000 \text{ W}$
Resistência de <i>droop</i>	$R_{D3} = 3,0 \Omega$
Frequência de corte do FPB	$\omega_{FPB} = 75.3982 \text{ rad/s}$
Ganhos do controlador de tensão	$K_{pv3} = 0,502$ $K_{Iv3} = 1.6498$
Ganhos do controlador de corrente	$K_{pi3} = 155.7415$ $K_{Ii3} = 183.8914$
Pico da triangular do modulador PWM	$P_{PWM}^3 = 3750$
Ganho do PWM	$K_{PWM}^3 = 2/3750$

4.2 Comparação dos Modelos Matemáticos

A avaliação dos modelos matemáticos desenvolvidos é realizada comparando o comportamento previsto pelos modelos por meio da resposta no domínio do tempo com a resposta obtida pelo sistema não-linear implementado em simulações computacionais, onde os conversores e suas respectivas malhas de controle são implementadas. A resposta no tempo dos estados, previstas pelos modelos, pode ser determinada a partir da matriz de transição de estados dada por:

$$[X_{\mu g, t}] = X_{\mu g, eq} + e^{A_{\mu g} t} [X_{\mu g, eq} - X_{\mu g, 0}] \quad (4.1)$$

onde $X_{\mu g, 0}$ representa o vetor de estado em um ponto inicial, $X_{\mu g, eq}$ representa o vetor de estado em um ponto de equilíbrio e $A_{\mu g}$ é a matriz de estados da microrrede.

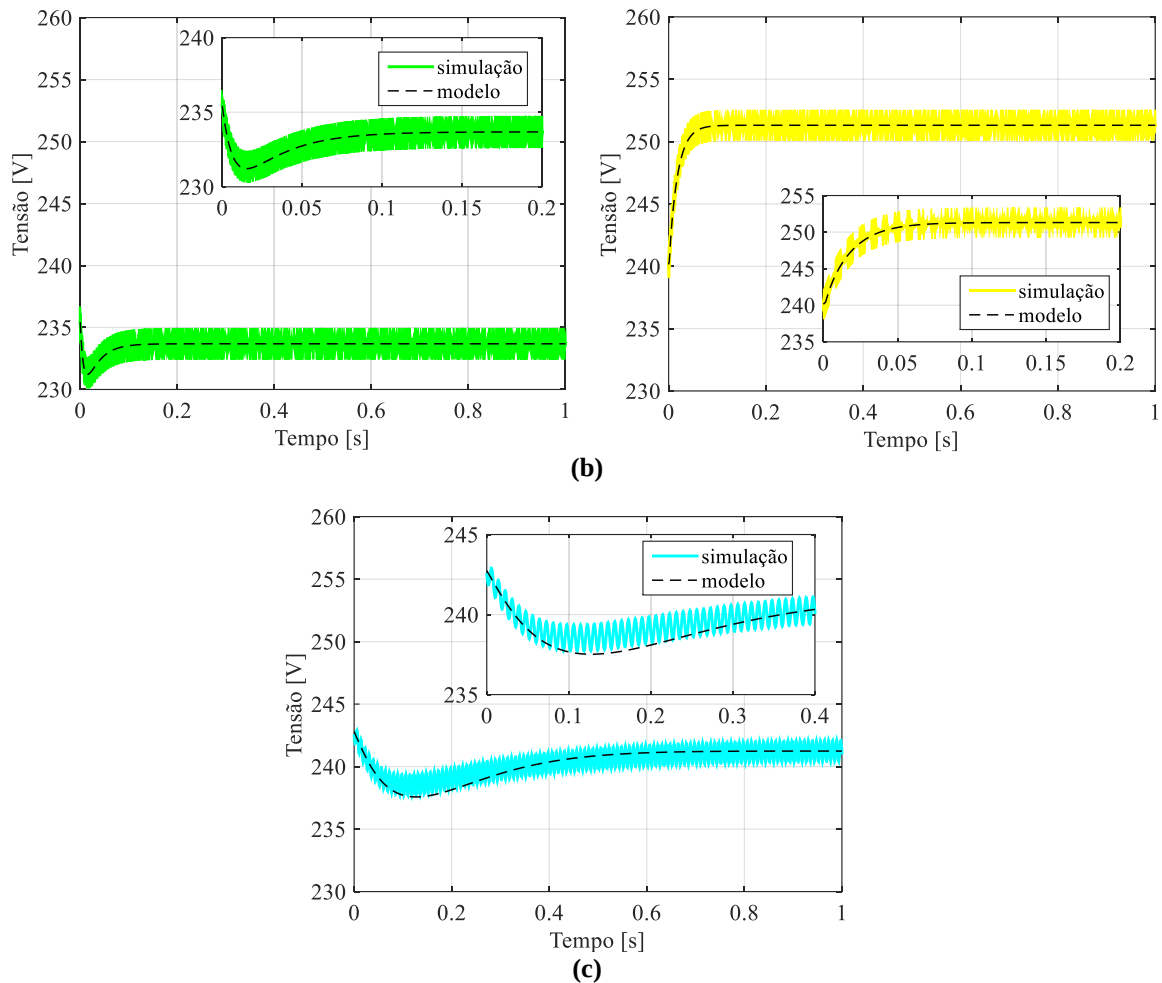
Inicialmente é realizada a avaliação individual dos modelos em malha fechada obtidos para os conversores da microrrede, onde todos operam alimentando uma carga resistiva R . Em seguida, os modelos dinâmicos de cada topologia de microrrede são validados, os quais envolvem os conversores operando em paralelo com a devida configuração topológica das linhas e cargas conectadas.

4.2.1 Comparação dos modelos em malha fechada dos conversores estáticos

Para a comparação dos modelos em malha fechada dos conversores *VM-BC* e *G-IC*, controlados em *droop*, é considerado um degrau de carga de $R = 64,5 \Omega$ para $R = 83,5 \Omega$. Por outro lado, para a comparação do modelo em malha fechada do conversor *CM-BC* controlado em modo corrente, operando em MPPT, é considerado uma carga $R = 64,5 \Omega$ e aplicado um degrau de irradiância solar de 750 W/m^2 para 820 W/m^2 .

A Figura 4.2 apresenta as comparações entre as respostas obtidas com os circuitos simulados e as respostas previstas pelos modelos. As variáveis analisadas são as tensões de saída dos conversores nos momentos de transitórios. Observa-se que os modelos desenvolvidos descrevem com proximidade o comportamento dinâmico dos conversores durante o transitório e amortecimento das respostas.

Figura 4.2 – Validação dos modelos em malha fechada dos conversores: (a) Conversor VM-BC; (b) Conversor CM-BC; (c) Conversor G-IC.



Fonte: Autoria própria (2023).

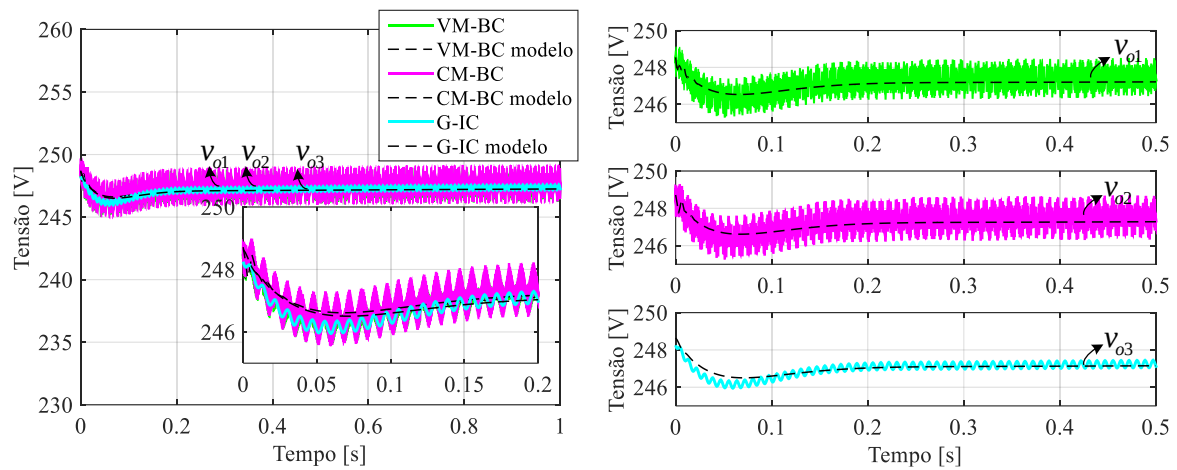
4.2.2 Validação dos modelos dinâmicos das topologias de microrredes CC

Uma vez que os modelos em malha fechada dos conversores estão validados, eles são conectados entre si de acordo com as configurações das linhas de distribuição para validação dos modelos dinâmicos completos das topologias de microrredes CC. Para a validação, as tensões de saída dos conversores são avaliadas na resposta ao degrau de carga para dois cenários distintos, sendo um deles em nível primário de controle e o outro com ambos os níveis de controle implementados, ou seja, o primário e o secundário. Para ambos os cenários, a irradiância solar é estabelecida em 450 W/m^2 e o degrau de carga corresponde a uma variação de $R = 100 \Omega$ para $R = 83,33 \Omega$.

As Figuras 4.3, 4.4 e 4.5 apresentam as tensões de saída dos conversores operando apenas em nível primário de controle, juntamente com as respostas dos modelos envolvendo as topologias barra única, radial e anel, respectivamente.

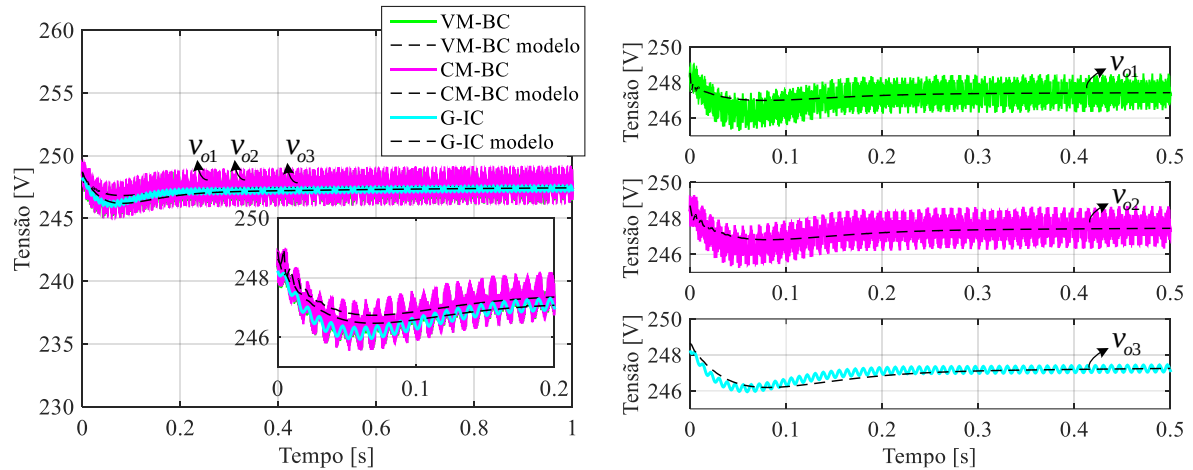
Nota-se que os modelos representam adequadamente o comportamento das tensões. No entanto, pequenos desvios de valores são observados, o que pode ser uma evidência da limitação da linearização para representação do sistema envolvendo conversores com características dinâmicas distintas que resultam em interações em escalas de tempo diferentes.

Figura 4.3 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle primário na topologia barra única



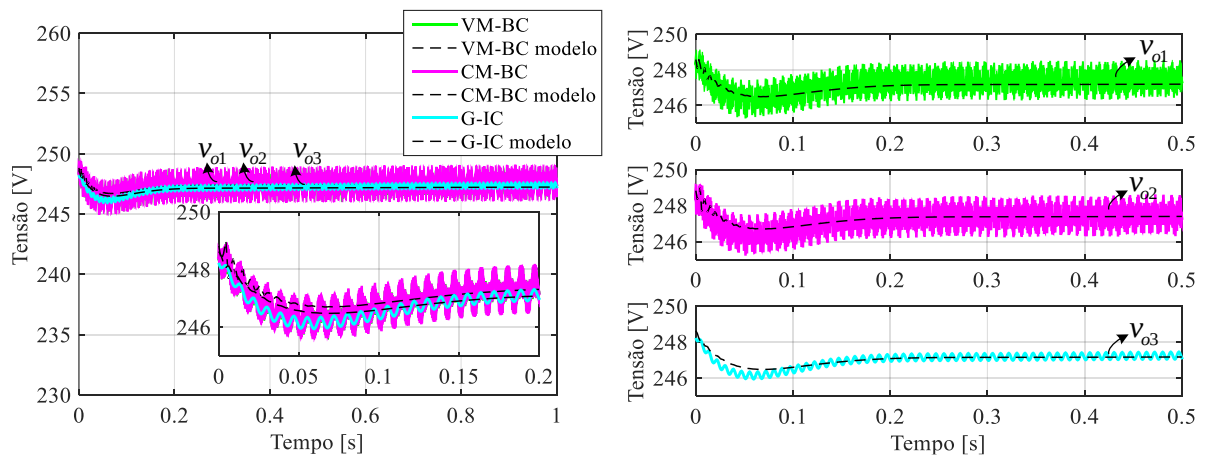
Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.4 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle primário na topologia radial.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.5 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle primário na topologia anel.

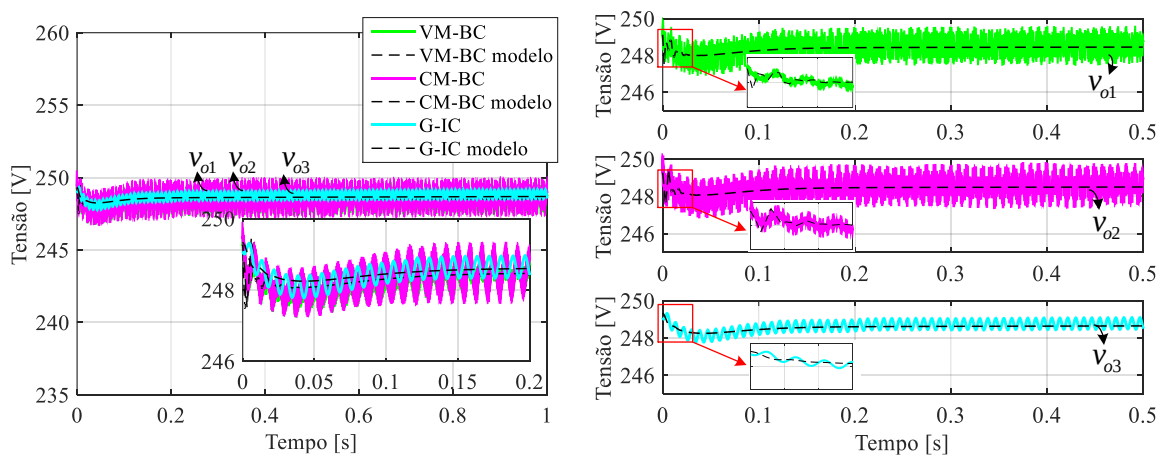


Fonte: Autoria própria (2023).

Considerando o cenário de operação com os níveis primário e secundário de controle, as Figuras 4.6, 4.7 e 4.8 apresentam as tensões de saída dos conversores juntamente com as respostas dos modelos para as topologias barra única, radial e anel, respectivamente.

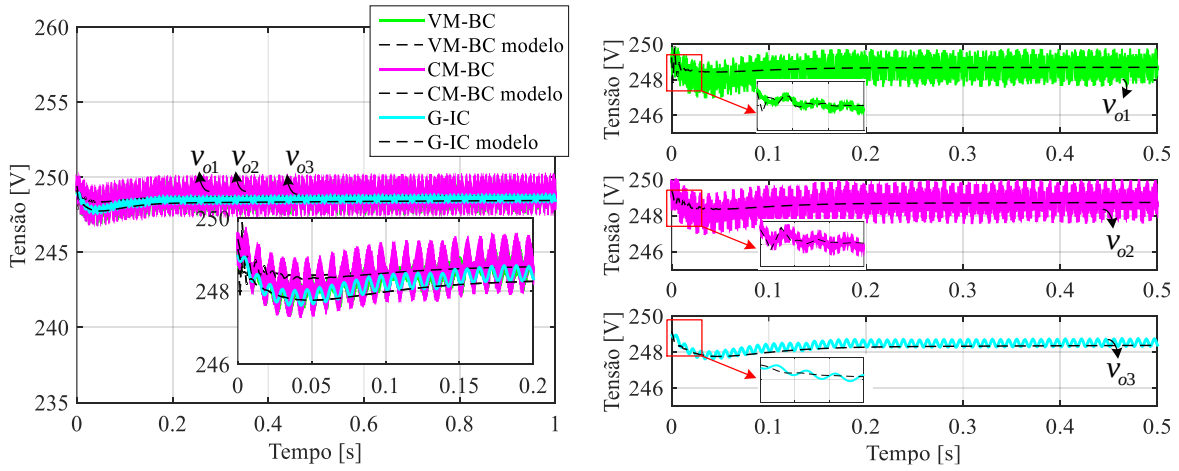
Para estes casos, é possível observar que os modelos apresentam um comportamento mais oscilatório no transitório quando comparado ao cenário anterior, no qual apenas o nível primário é considerado. Além disso, o modelo para a topologia anel apresenta uma oscilação maior, quando comparada as demais topologias.

Figura 4.6 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle secundário na topologia barra única.



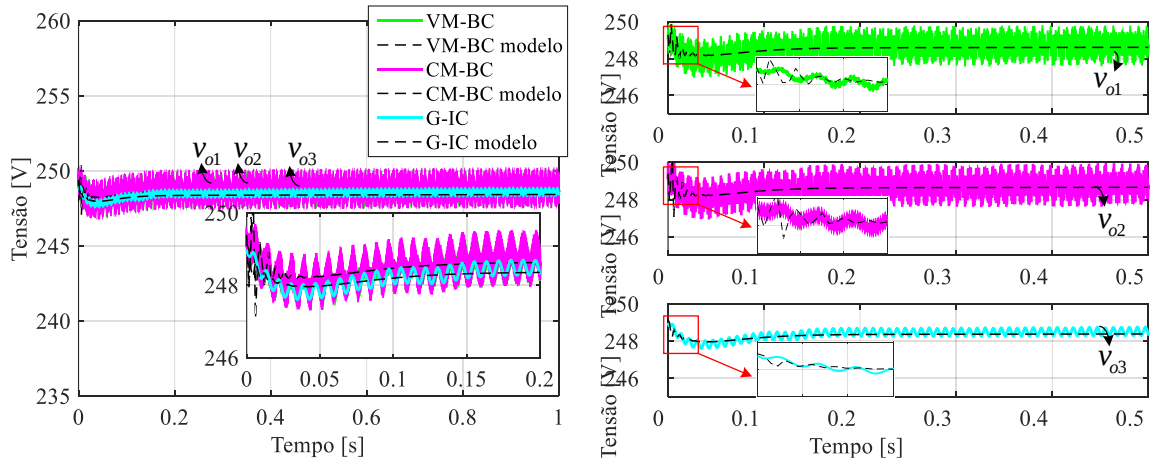
Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.7 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle secundário na topologia radial.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.8 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle secundário na topologia anel.



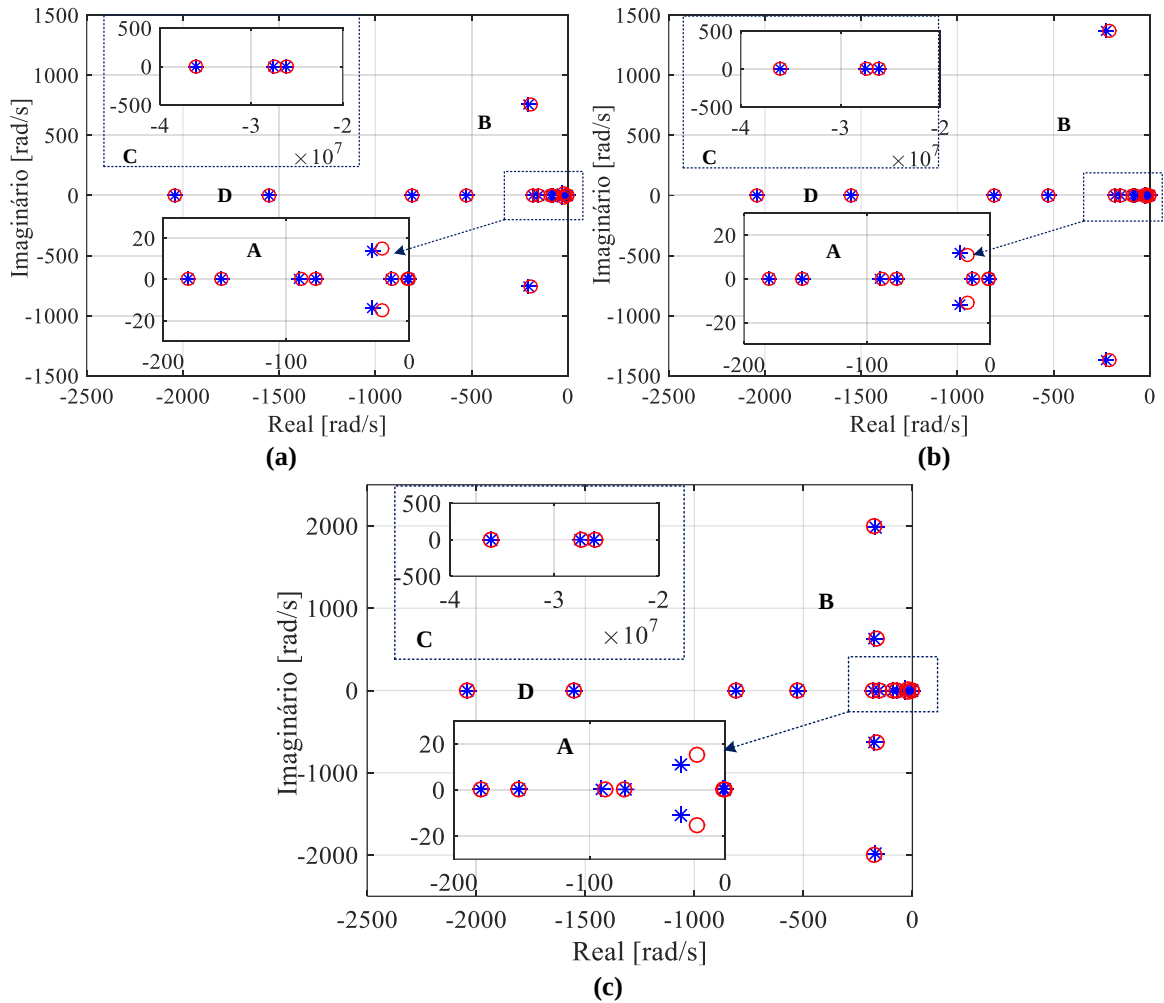
Fonte: Autoria própria (2023).

4.3 Análise da Estabilidade dos Modelos Desenvolvidos

Neste trabalho, a análise da estabilidade é investigada identificando os autovalores de malha fechada da matriz de estados do sistema, ou seja, $\mathbf{A}_{\mu g}$. A operação será estável se os autovalores, classificados como polos do sistema, apresentam parte real negativa.

A Figuras 4.9 apresenta a disposição dos polos em baixa e alta frequências dos modelos dinâmicos das microrredes CC nas topologias barra única, radial e anel considerando duas condições distintas, apenas o nível primário de controle, onde os polos são representados por (o), e outro com ambos os níveis de controle implementados, ou seja, o primário e o secundário, onde os polos são representados por (*).

Figura 4.9 – Polos de baixa e alta frequência das topologias de microrrede CC em estudo: (a) Topologia barra única; (b) Topologia radial; (c) Topologia anel.



Fonte: Autoria própria (2023).

Todos os modelos possuem 17 estados associados aos conversores, mais os estados associados às linhas de distribuição, sendo 3 estados para as topologias barra única e anel e 2 estados para a radial. Todos os modelos resultam em polos localizados no semiplano esquerdo do plano complexo indicando a estabilidade dos sistemas.

Em todos os modelos são identificados pares de polos que se apresentam como complexos conjugados. O par de polos complexo conjugado localizado na região ‘A’ possui fator de amortecimento alto e oscilação em baixa frequência. Estes polos são influenciados em maior parte pelo controle por *droop* do conversor *G-IC*. Os outros dois pares de polos complexos conjugados, localizados próximos ao eixo imaginário na região ‘B’, também possuem frequência de oscilação relativamente baixa e eles estão bastante relacionados à representação das linhas de distribuição. Nota-se que a configuração da rede influencia as

posições dos polos nas regiões ‘A’ e ‘B’. Estes polos representam a dinâmica dominante das microrredes tendo maior impacto sobre a estabilidade dos sistemas.

Além disso, é possível constatar que os polos na região ‘A’ no modelo da topologia barra única são mais amortecidos quando comparado com as topologias radial e anel, dessa forma, espera-se que as oscilações de tensão no barramento da microrrede de barramento único sejam mais amortecidas sob a presença de distúrbios.

No eixo real, em frequência mais baixa, percebe-se a presença de um polo posicionado próximo da frequência de corte do FPB utilizado no controle por *droop*. Já os polos localizados em frequências mais altas têm maior contribuição das malhas internas do controle local. Não há alterações significativas nas posições dos polos das regiões ‘C’ que se relacionam com as configurações topológicas das redes.

4.4 Sensibilidade dos Polos

Em particular, a análise de sensibilidade pode refletir a tendência de variação dos polos dominantes do sistema quando alguns parâmetros são alterados. A seguir é apresentado o comportamento dos polos sob variação paramétrica dos coeficientes de *droop*, frequência de corte do FPB utilizado no controle por *droop*, variação das resistências e indutâncias das impedâncias linhas, capacitâncias de saída dos conversores e ganhos dos controladores das malhas de controle de tensão dos conversores que operam em *droop*.

4.3.1 Variação paramétrica dos coeficientes de *droop*

As Figuras 4.10, 4.11 e 4.12 apresentam a disposição dos polos para variação dos coeficientes de *droop* para as topologias barra única, radial e anel, respectivamente. Nas Figuras 4.10 (a), 4.11 (a) e 4.12 (a), os coeficientes R_{D1} (conversor VM-BC) e R_{D3} (conversor G-IC) são alterados simultaneamente, onde R_{D1} varia de 4 a 15 Ω , e R_{D3} varia de 3 a 16 Ω , ambos com intervalo de 1 Ω . Já nas Figuras 4.10 (b), 4.11 (b) e 4.12 (b), considera-se um valor fixo de $R_{D1} = 4$, e altera-se apenas R_{D3} , enquanto nas Figuras 4.10 (c), 4.11 (c) e 4.12 (c), apenas R_{D1} é alterado e $R_{D3} = 3$.

De modo geral para todas as topologias, constata-se que as posições dos polos na regiões ‘B’ são influenciados em maior parte pelo coeficiente R_{D1} , correspondente ao controle por *droop* do conversor VM-BC. Este conversor possui frequência natural mais alta que a relacionada ao conversor CA/CC e, conseqüentemente, apresenta uma dinâmica mais rápida.

Ao aumentar o valor de R_{D1} , os polos na região ‘A’ variam em direção ao semiplano direito do plano complexo, com tendência levar o sistema à instabilidade.

Por outro lado, a região ‘A’ tem maior contribuição do coeficiente R_{D3} , correspondente ao controle por *droop* do conversor . Este conversor possui frequência de oscilação mais baixa e é mais amortecido. Ao aumentar R_{D3} , os polos dessa região tendem à instabilidade por se movimentarem em direção ao semiplano direito do plano complexo. Logo, constata-se que na presença de conversores estáticos com características dinâmicas distintas, controlados no mesmo modo em *droop* mas que atuam em escalas de tempo diferentes, podem interferir na dinâmica da microrrede de maneira distinta.

Sabe-se que ao aumentar os valores dos coeficientes de *droop*, o compartilhamento de potência entre os conversores é favorecido, porém, resulta em um desvio de tensão maior com relação à tensão nominal da microrrede. Assim, a partir destas análises, verifica-se que a tendência dos polos dominantes do sistema nas regiões ‘A’ e ‘B’ é migrar para regiões de instabilidade, uma vez que os coeficientes de *droop* são aumentados.

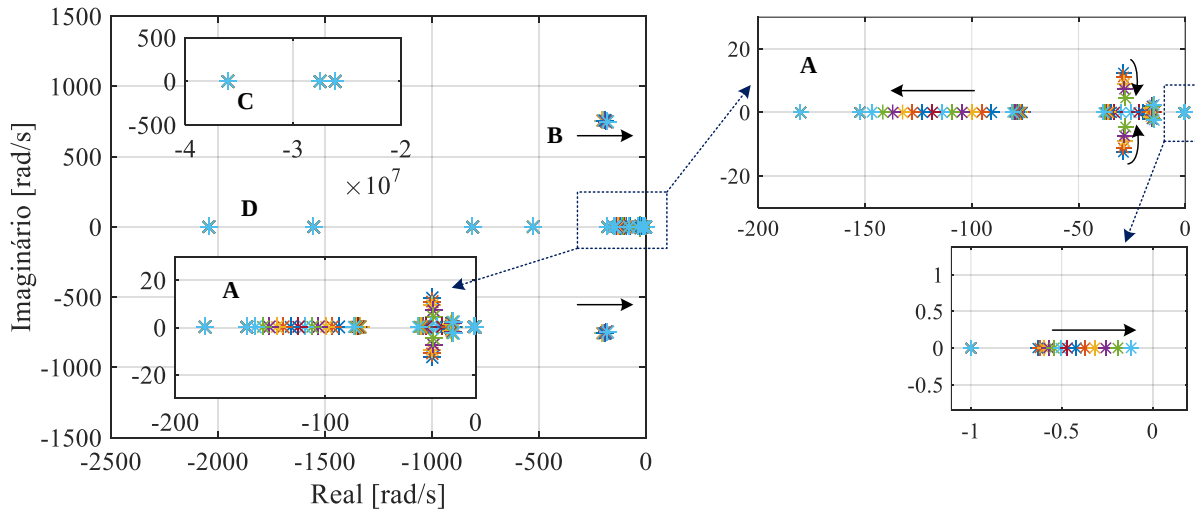
Para as condições de operação consideradas, com o aumento dos coeficientes de *droop*, as posições dos polos atingem as regiões de instabilidade primeiro para topologia anel, seguido da topologia barra única e por último para a topologia radial. Na condição onde R_{D1} e R_{D3} são alterados simultaneamente, a topologia anel atinge a instabilidade quando $R_{D1} = 16 \Omega$ e $R_{D3} = 15 \Omega$. Na sequência, a topologia barra única atinge o limite de estabilidade quando $R_{D1} = 17 \Omega$ e $R_{D3} = 16 \Omega$, enquanto que para a topologia radial, estes valores são $R_{D1} = 19 \Omega$ e $R_{D3} = 18 \Omega$.

Por outro lado, quando apenas R_{D3} é alterado, a topologia anel se torna instável quando $R_{D3} = 5 \Omega$. Para as topologias barra única e radial, tais valores correspondem a $R_{D3} = 6 \Omega$ e $R_{D3} = 7 \Omega$, respectivamente.

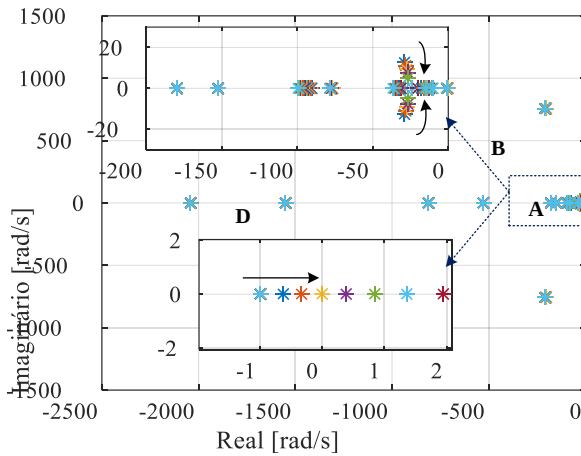
Quando R_{D3} permanece fixo e apenas R_{D1} é alterado, verifica-se que os sistemas não atingem regiões de instabilidades para R_{D1} variando até $R_{D1} = 21 \Omega$.

Sendo assim, percebe-se que o coeficiente de *droop* associado ao conversor *G-IC* tem mais influência na estabilidade das microrredes, quando comparado ao coeficiente de *droop* do *VM-BC*.

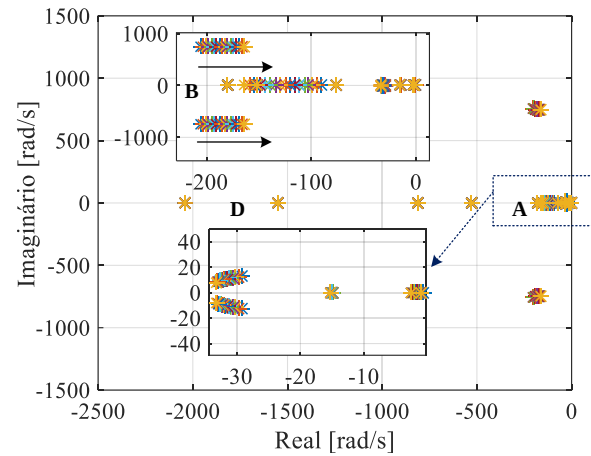
Figura 4.10 – Polos da microrrede CC na topologia barra única: (a) Variação dos coeficientes de *droop* R_{D1} e R_{D3} ; (b) Variação do coeficiente de *droop* R_{D3} ; (c) Variação do coeficiente de *droop* R_{D1} ;



(a)



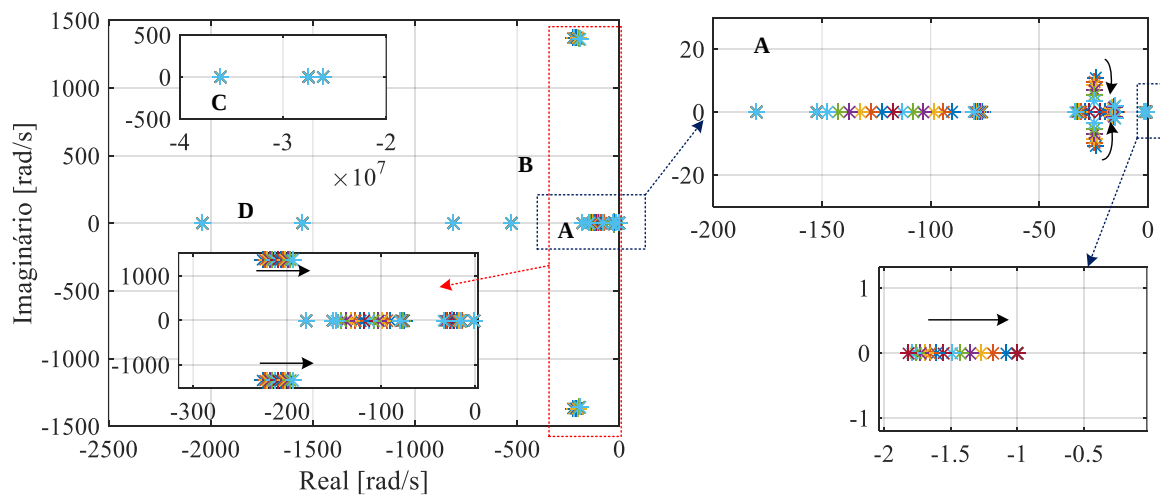
(b)



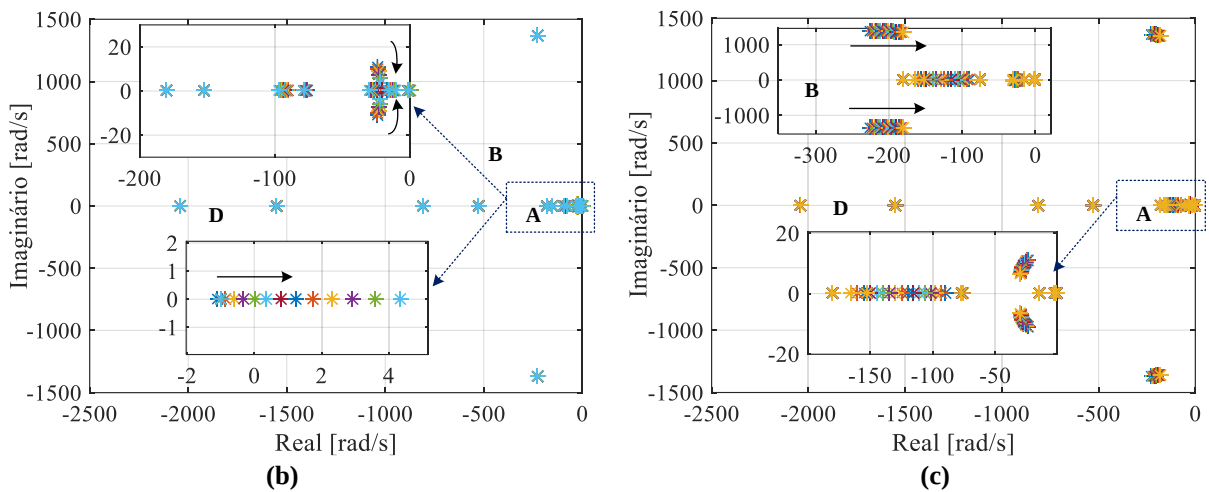
(c)

Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.11 – Polos da microrrede CC na topologia radial: (a) Variação dos coeficientes de *droop* R_{D1} e R_{D3} ; (b) Variação do coeficiente de *droop* R_{D3} ; (c) Variação do coeficiente de *droop* R_{D1} ;

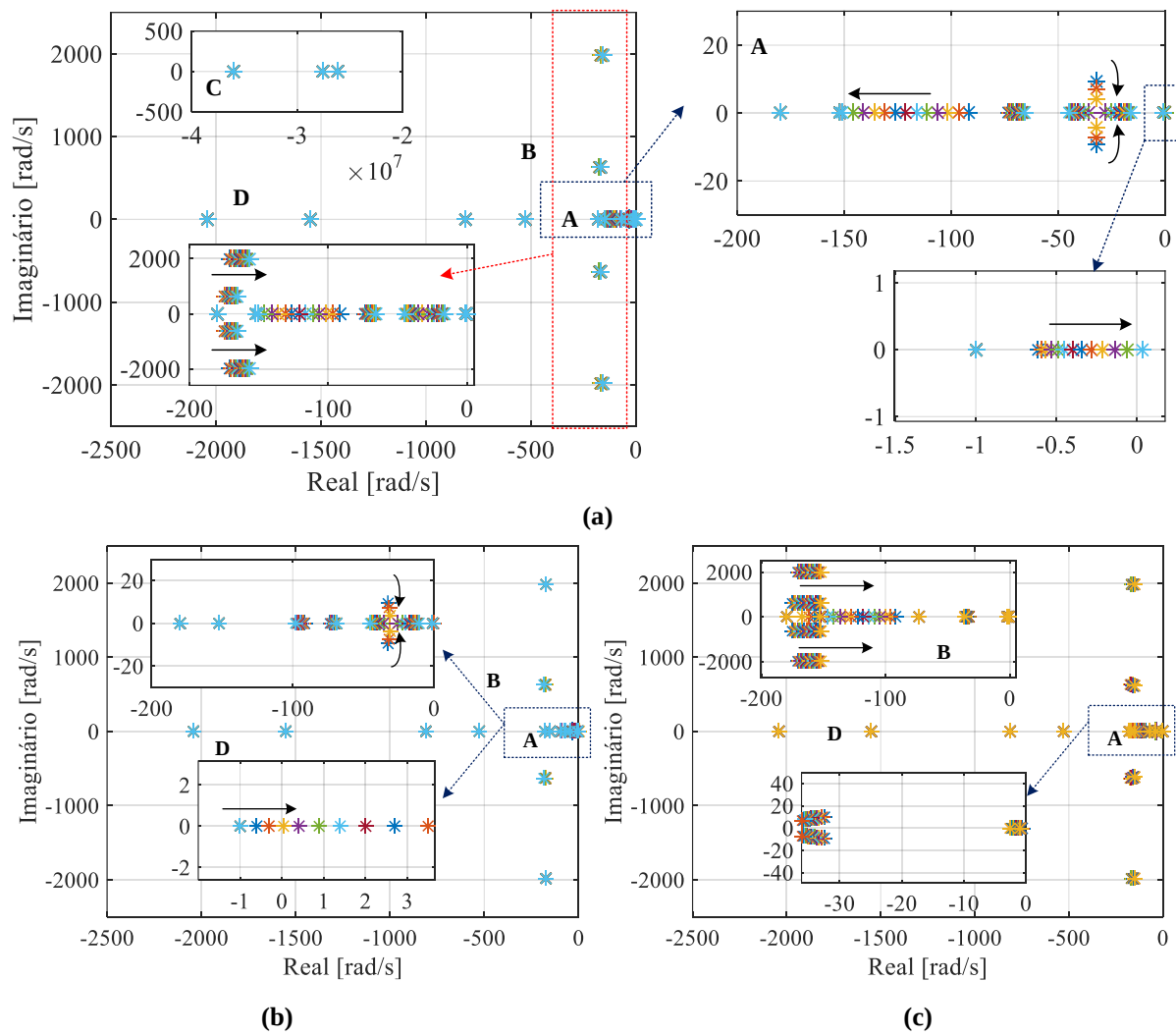


(a)



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.12 – Polos da microrrede CC na topologia anel: (a) Variação dos coeficientes de *droop* R_{D1} e R_{D3} ; (b) Variação do coeficiente de *droop* R_{D3} ; (c) Variação do coeficiente de *droop* R_{D1} ;

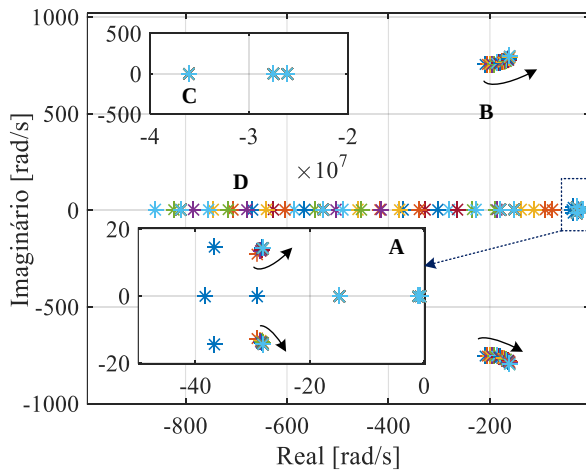


Fonte: Autoria própria (2023).

4.3.2 Variação paramétrica da frequência de corte do FPB do controle por *droop*

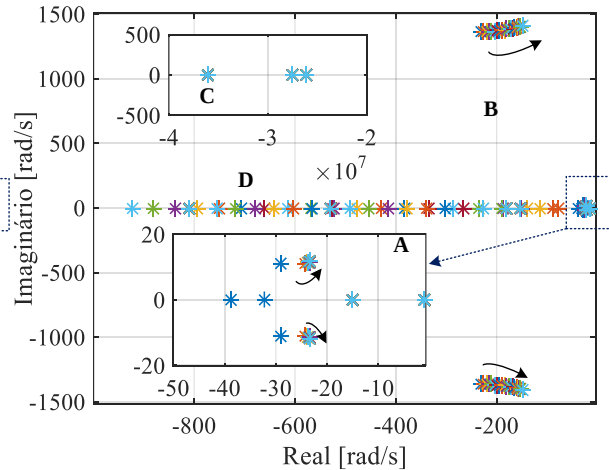
As Figuras 4.13, 4.14 e 4.15 apresentam a disposição dos polos para variação da frequência de corte ω_{FPB} do FPB utilizado no controle por *droop*, para as topologias barra única, radial e anel, respectivamente. Os valores de ω_{FPB} variam entre 62,83 rad/s a 628,31 rad/s, com intervalos de 62,83 rad/s. Para este caso, a trajetória dos polos é similar para todas as topologias. A frequência de corte do FPB tem contribuição na posição dos polos da região ‘B’, influenciando na dinâmica dominante da microrrede. Com o aumento de ω_{FPB} , um par de polos dessa região tende a variar em direção ao semiplano direito do plano complexo, ou seja para regiões instáveis.

Figura 4.13 – Polos da microrrede CC na topologia barra única: Variação da frequência de corte do FPB ω_{FPB} .



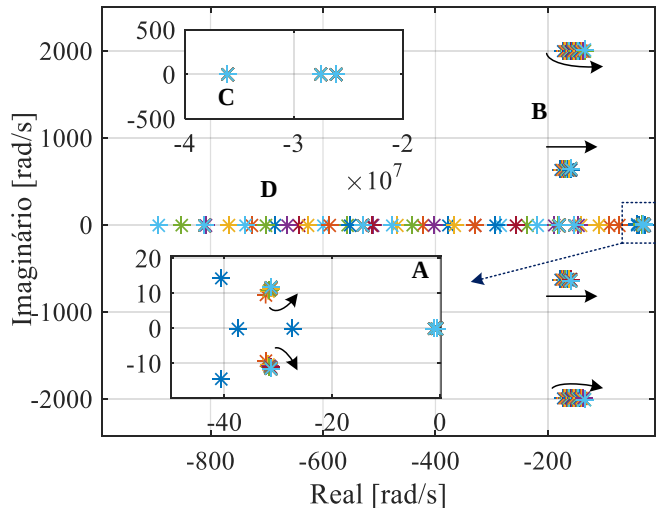
Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.14 – Polos da microrrede CC na topologia radial: Variação da frequência de corte do FPB ω_{FPB} .



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.15 – Polos da microrrede CC na topologia anel: Variação da frequência de corte do FPB ω_{FPB} .



Fonte: Autoria própria (2023).

Além disso, na região ‘D’, conforme ω_{FPB} aumenta, o polo associado ao estado do FPB tende a se aproximar de polos mais associados às malhas internas de controle, resultando em interação dinâmica entre o FPB e tais malhas de controle.

4.3.3 Variação paramétrica das resistências e indutâncias das linhas de distribuição

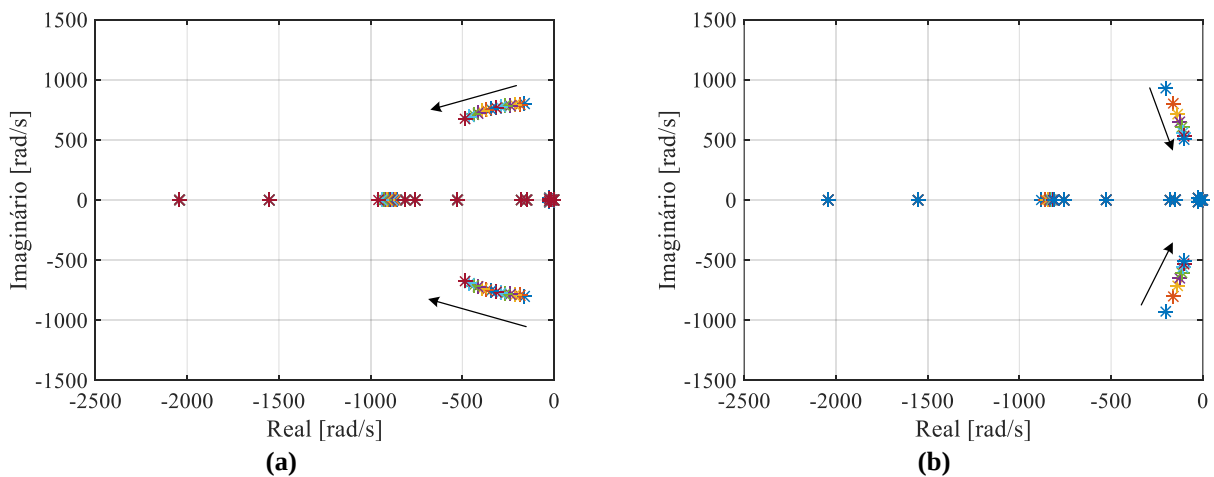
As Figuras 4.16, 4.17 e 4.18 apresentam o comportamento dos polos quando os parâmetros relacionados às impedâncias das linhas de distribuição são alterados nas topologias barra única, radial e anel, respectivamente.

De forma geral para todas as topologias, observa-se que à medida que as resistências das linhas aumentam, os pares de polos complexos conjugados associados a dinâmica dominante tendem a se movimentar na direção do semiplano esquerdo, tornando a dinâmica da rede mais rápida. Além disso, os fatores de amortecimento desses polos também aumentam.

Ainda, é possível verificar que quando os parâmetros das resistências de linha também aumentam, há interferência na posição dos polos localizados no eixo real tanto em médias quanto em baixas frequências. Uma vez que a configuração em anel resulta na interconexão das barras da microrrede, essa influência pode ser relacionada à uma interação entre a dinâmica da rede com o controle por *droop* do conversor VM-BC, o qual também possui dinâmica rápida.

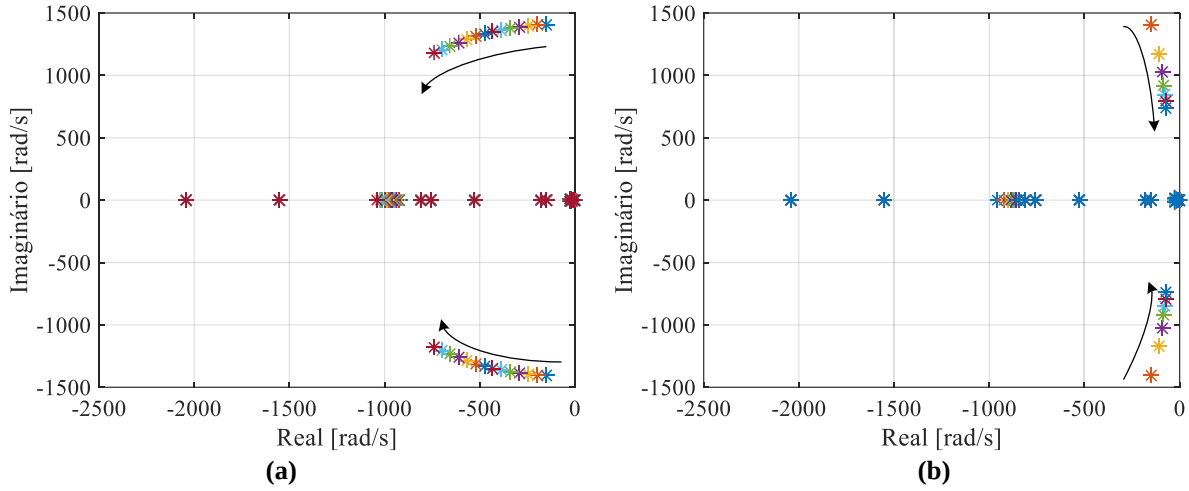
Já o aumento das indutâncias de linha interfere nos fatores de amortecimento dos polos dominantes, os quais também aumentam. Neste caso, a dinâmica da rede se torna mais lenta, uma vez que os polos tendem a migrar para frequências mais baixas.

Figura 4.16 – Polos da microrrede CC na topologia barra única: (a) Variação das resistências de linha R_{I10} , R_{I20} e R_{I30} ; (b) Variação das indutâncias de linha L_{I10} , L_{I20} e L_{I30} .



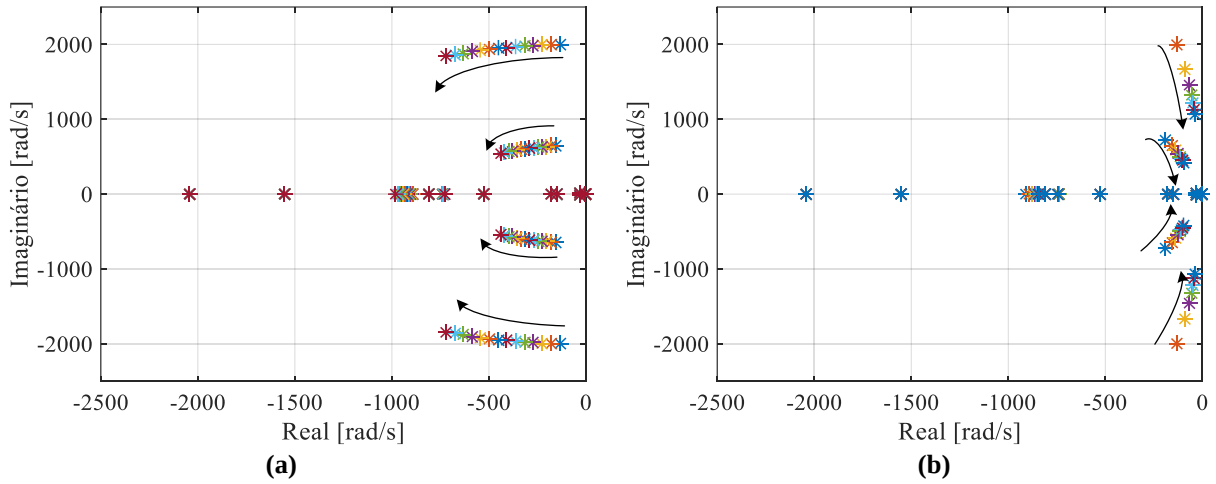
Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.17 – Polos da microrrede CC na topologia radial: (a) Variação das resistências de linha R_{l13}, R_{l23} ; (b) Variação das indutâncias de linha L_{l13}, L_{l23} .



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.18 – Polos da microrrede CC na topologia anel: (a) Variação das resistências de linha $R_{l21}, R_{l13}, R_{l23}$; (b) Variação das indutâncias de linha $L_{l21}, L_{l13}, L_{l23}$.

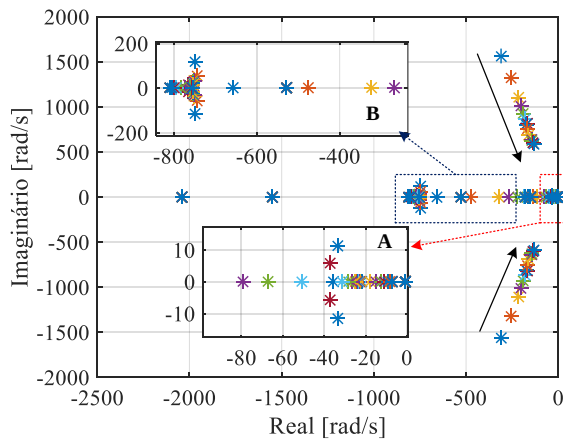


Fonte: Autoria própria (2023).

4.3.4 Variação paramétrica das capacitâncias de saída dos conversores

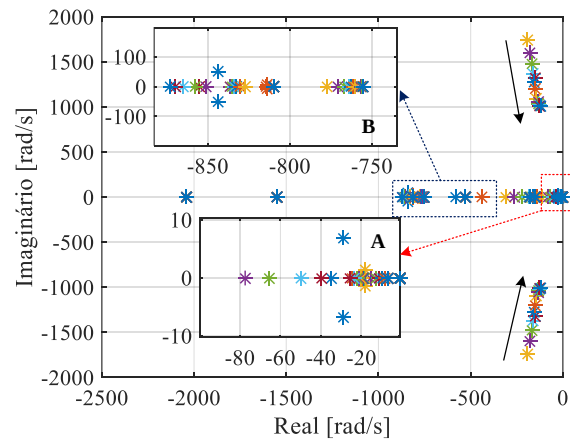
As Figuras 4.19, 4.20 e 4.21 apresentam o a trajetória dos polos quando os parâmetros relacionados às capacitâncias de saída dos conversores, ou seja, C_{o1} , C_{o2} e C_{o3} são alterados nas topologias barra única, radial e anel, respectivamente. Nesta condição, verifica-se que as capacitâncias têm influência nos polos dominantes da representação das microrredes CC e os aumentos nos seus valores resulta na interferência dos fatores de amortecimento destes polos os quais também aumentam. A dinâmica da rede se torna mais lenta, uma vez que os polos tendem a migrar para frequências mais baixas.

Figura 4.19 – Polos da microrrede CC na topologia barra única: Variação das capacitâncias de saída dos conversores.



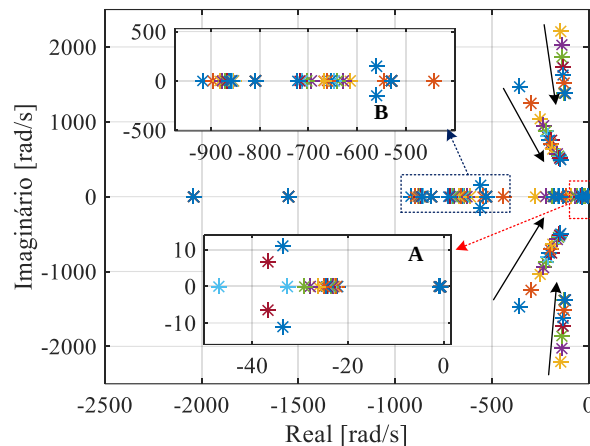
Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.20 – Polos da microrrede CC na topologia radial: Variação das capacitâncias de saída dos conversores.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.21 – Polos da microrrede CC na topologia anel: Variação das capacitâncias de saída dos conversores.



Fonte: Autoria própria (2023).

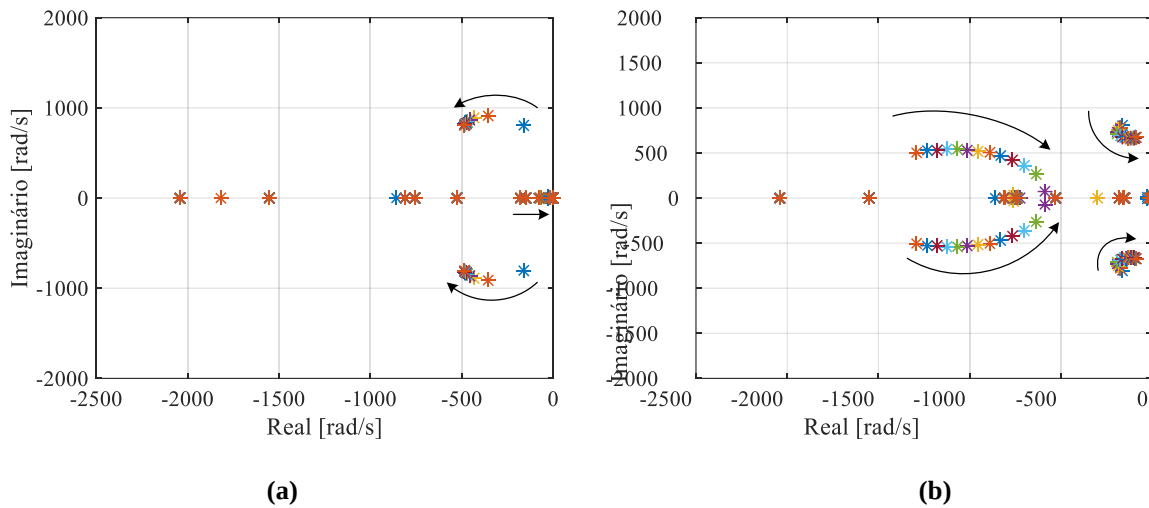
4.3.5 Variação paramétrica do ganho P do controlador PI de tensão

As Figuras 4.22, 4.23 e 4.24 apresentam a disposição dos polos para variação dos ganhos proporcionais dos controladores PI de tensão das malhas de controle dos conversores controlados por *droop*, para as topologias barra única, radial e anel, respectivamente. Nas Figuras 4.22 (a), 4.23 (a) e 4.24 (a), apenas K_{pv1} (conversor VM-BC) é alterado, com valores entre 0,1373 a 15,1373 e passo de incremento igual a 1. Já nas Figuras 4.22 (b), 4.23 (b) e 4.24 (b), altera-se apenas K_{pv3} (conversor G-IC), considerando valores entre 0,2713 a 15,2713 e passo de incremento igual a 1.

A partir disso, é possível verificar as influências deste ganho P, nos modos dominantes das microrredes CC. A influência é maior para o ganho K_{pv3} da malha de controle de tensão do

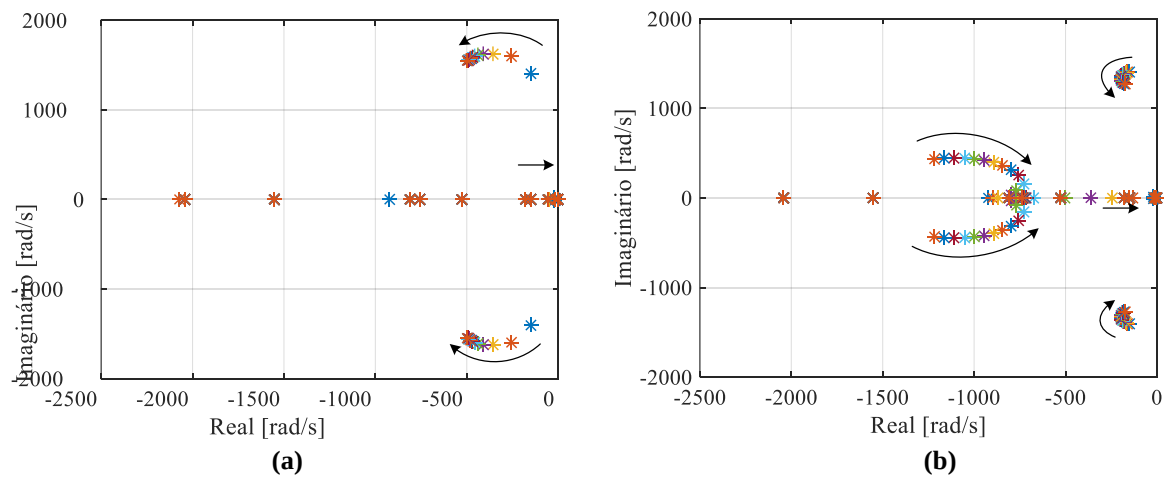
conversor *G-IC*. Isso se justifica uma vez que o controle por *droop* é baseado em modo tensão, e sendo assim, a estabilidade de tensão da microrrede pode ser influenciada principalmente pelo controlador de tensão ao invés do ganho de *droop*.

Figura 4.22– Polos da microrrede CC na topologia barra única: (a) Variação do ganho proporcional K_{pv1} ; (b) Variação do ganho proporcional K_{pv3} .



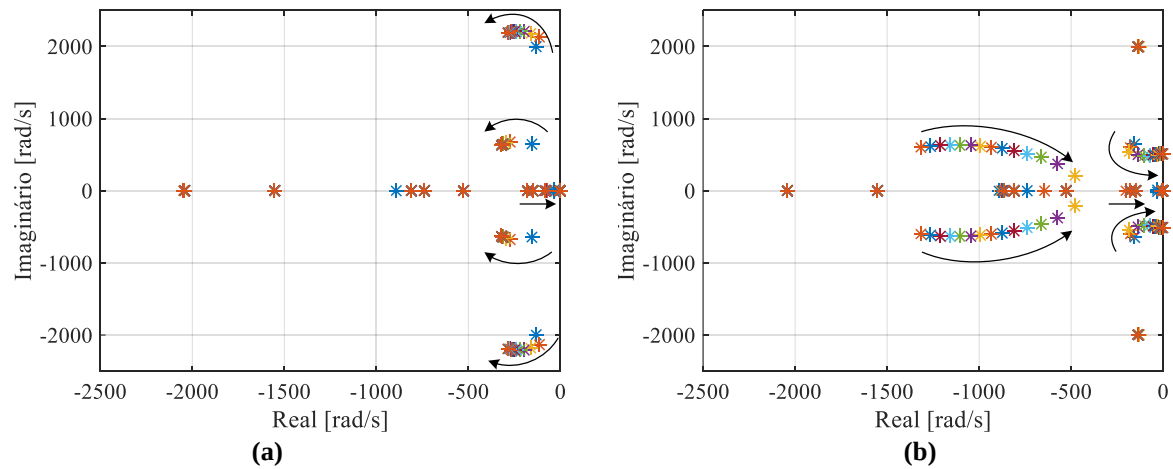
Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.23– Polos da microrrede CC na topologia radial: (a) Variação do ganho proporcional K_{pv1} ; (b) Variação do ganho proporcional K_{pv3} .



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 4.22– Polos da microrrede CC na topologia anel: (a) Variação do ganho proporcional K_{pv1} ; (b) Variação do ganho proporcional K_{pv3}



Fonte: Autoria própria (2023).

4.5 Considerações do Capítulo

Neste capítulo foram apresentadas as análises das características dos modelos matemáticos desenvolvidos para a representação de três topologias de microrredes CC, sendo elas a barra única, radial e anel. Foram realizadas as validações dos modelos desenvolvidos por meio de comparações entre as respostas temporais, obtidas em simulações, e as repostas previstas pelos modelos. Tais validações foram consideradas tanto para os modelos em malha fechada dos conversores que compõem as microrredes, operando individualmente com carga resistiva, quanto para os modelos completos das topologias de microrredes CC, onde os conversores operam em paralelo conectados entre si de acordo com a configuração das linhas de distribuição. Além disso, as análises da estabilidade dos modelos foram verificadas a partir da avaliação dos autovalores dos sistemas propostos, o que resultou na identificação de operações estáveis nas condições consideradas. Na análise de sensibilidade de polos, verificou-se que diferentes parâmetros podem interferir no comportamento dinâmico das microrredes CC. Além disso, constatou-se que os conversores com características dinâmicas distintas, atuando em escalas de tempo diferentes, podem interferir na dinâmica dominante de maneira distinta. Ainda, ao se utilizar o controle por *droop* baseado em modo tensão, a estabilidade de tensão da microrrede é influenciada principalmente pelo controlador proporcional de tensão ao invés do ganho de *droop*. Logo, a fidelidade na modelagem dos aspectos de controle com informações detalhadas se mostra necessária para estabelecer uma avaliação dinâmica mais precisa para microrredes CC.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos em ensaios experimentais a partir de um protótipo das microrredes CC implementadas em laboratório. Tais resultados são apresentados por meio do comportamento dinâmico das tensões e correntes medidas na saída dos conversores que compõem as microrredes, frente a diversas condições de operação nas quais elas podem estar submetidas. Além disso, a fim de avaliar o desempenho dos sistemas de controle implementados, as topologias de microrredes são analisadas em dois cenários, sendo um deles em nível primário de controle e o outro com ambos os níveis de controle implementados, ou seja, o primário e o secundário.

A seguir, é apresentada a descrição do protótipo implementado e os cenários de operação para avaliação do desempenho das microrredes.

5.1 Descrição do Protótipo

A Figura 5.1 apresenta uma foto da estrutura de potência do protótipo montado em laboratório, enquanto a Figura 5.2 mostra a representação, em diagrama em blocos, do sistema implementado. Outros detalhes, por meio de fotos do protótipo, são apresentados no Apêndice 4. Já os parâmetros utilizados na implementação experimental são os mesmos utilizados em simulação, conforme apresentado nas Tabelas 4.1 à 4.4.

O protótipo utilizado para os ensaios experimentais é composto por um conversor monofásico SKS 30F B2CI 10 V12 da SEMIKRON, o qual é acoplado à rede elétrica por meio de um indutor de filtragem, compondo assim a estrutura de potência do *G-IC*. Dois conversores do tipo *boost* compõem o protótipo, sendo um deles para a estrutura *VM-BC* e outro para o *CM-BC*. Uma fonte de alimentação CC da SUPPLIER é utilizada na estrutura *VM-BC* como fonte de energia do respectivo conversor. Por outro lado, para obtenção das características de um arranjo FV para o *CM-BC*, é utilizado um emulador fotovoltaico ITECH IT6012C-800-50 integrado com o software SAS100L ITECH.

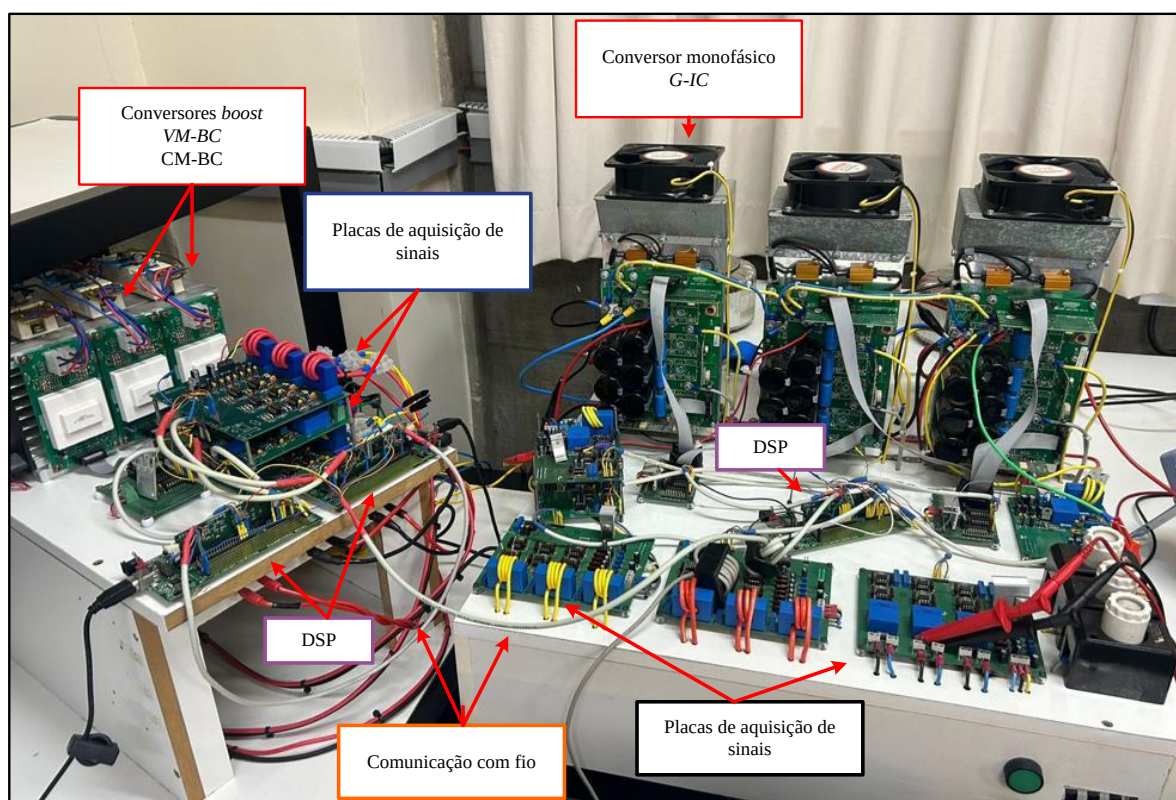
Além disso, são utilizados circuitos de aquisição de sinais, onde são integrados sensores de efeito Hall modelo LA-100P e LV-25P, ambos marca LEM, utilizados para as medições das correntes e tensões. Os sinais medidos são condicionados por meio de circuitos eletrônicos e adquiridos por Processadores Digitais de Sinais (DSP – *Digital Signal Processor*). Os algoritmos implementados, os quais compõem as aquisições de dados, controle primário e secundário, sistema PLL, algoritmo de MPPT, rotinas do modulador PWM e controladores de

tensão e corrente, foram desenvolvidos em linguagem C e embarcados no kit DSP TMS320F28335, da Texas Instruments. Cada conversor possui um DSP individual para que a operação e controle das unidades sejam locais.

Para o controle secundário distribuído, é empregado um sistema de comunicação com fios trançados, o qual oferece alta velocidade de transmissão e baixa latência. Os cabos de par trançado apresentam a vantagem de terem um custo baixo, serem flexíveis e de fácil instalação. No entanto, existem as limitações em relação à distância que podem transmitir os dados sem degradação do sinal. O protocolo de comunicação é baseado em UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*) permitindo o uso do módulo de interface de comunicação serial (SCI) do DSP TMS320F28335 de cada conversor. O módulo SCI é uma porta serial, com um conjunto de registradores para configuração e controle, com transmissão e recepção de dados unidirecionais por fios diferentes, ou seja, o transmissor serial (TX) transmite os dados por um fio e o receptor serial (RX) recebe os dados por outro fio.

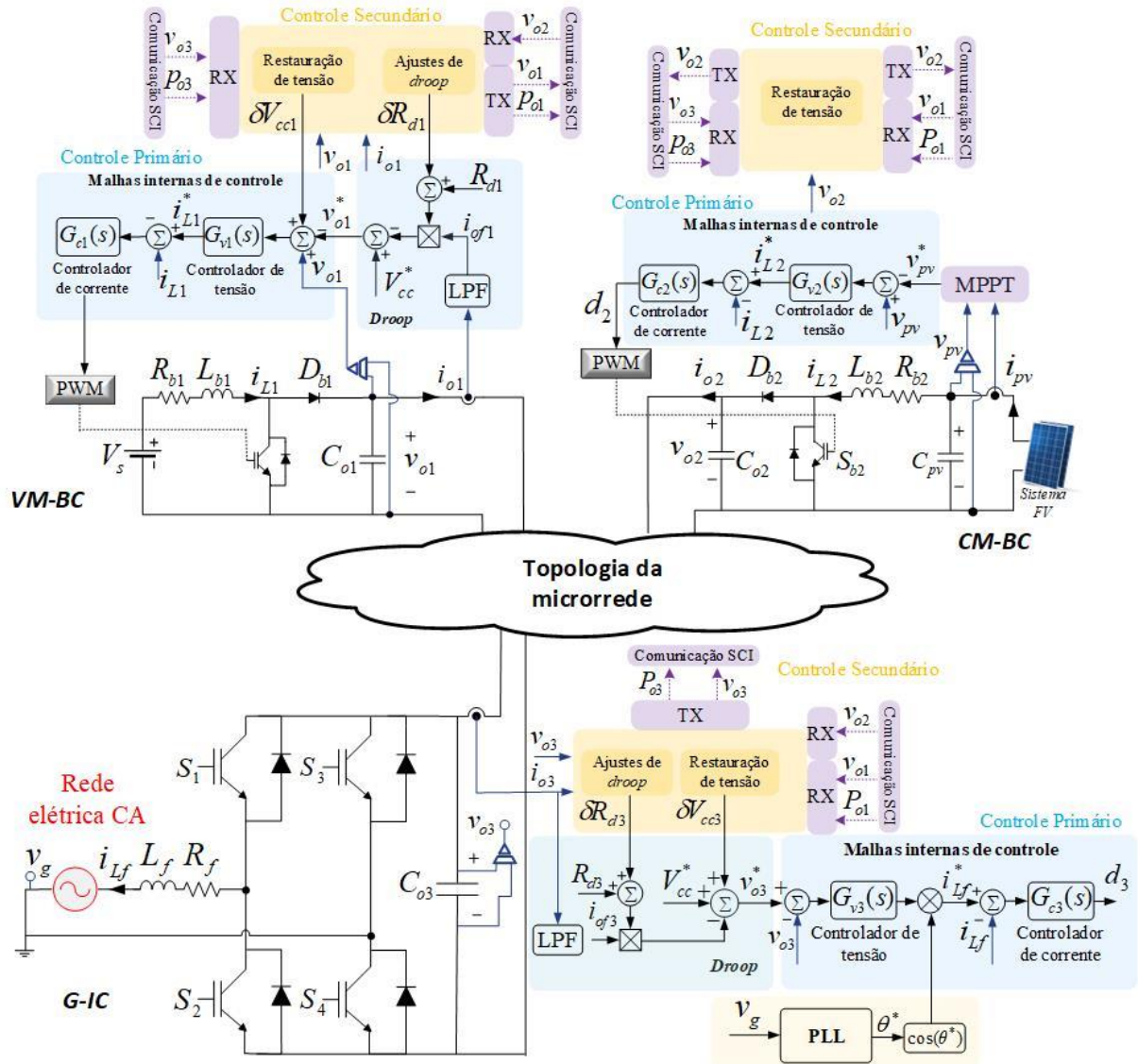
Para medição das grandezas de tensão, corrente e potência é utilizado o Wattímetro WT3000 YOKOGAWA.

Figura 5.1 – Foto do protótipo experimental da estrutura de potência das microrredes CC implementadas em laboratório.



Fonte: Autoria própria (2023).

Figura 5.2 – Diagrama em blocos do sistema implementado para as microrredes CC.

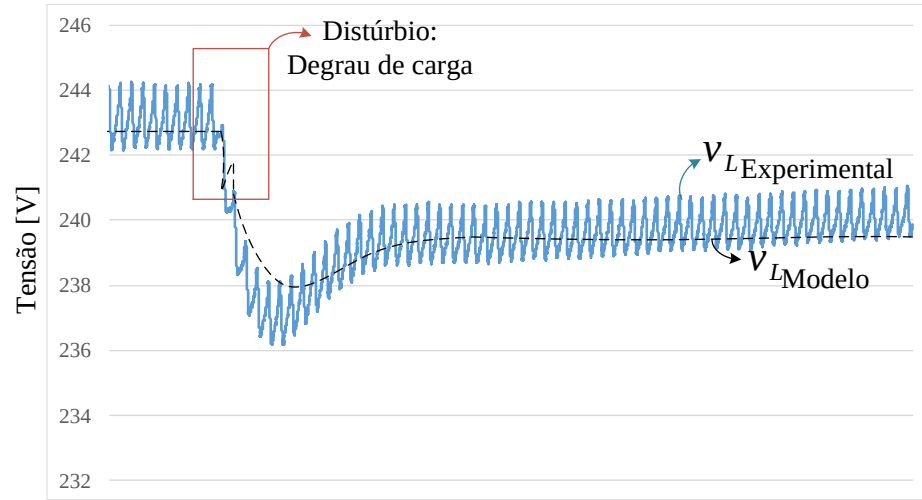


Fonte: Autoria própria (2023).

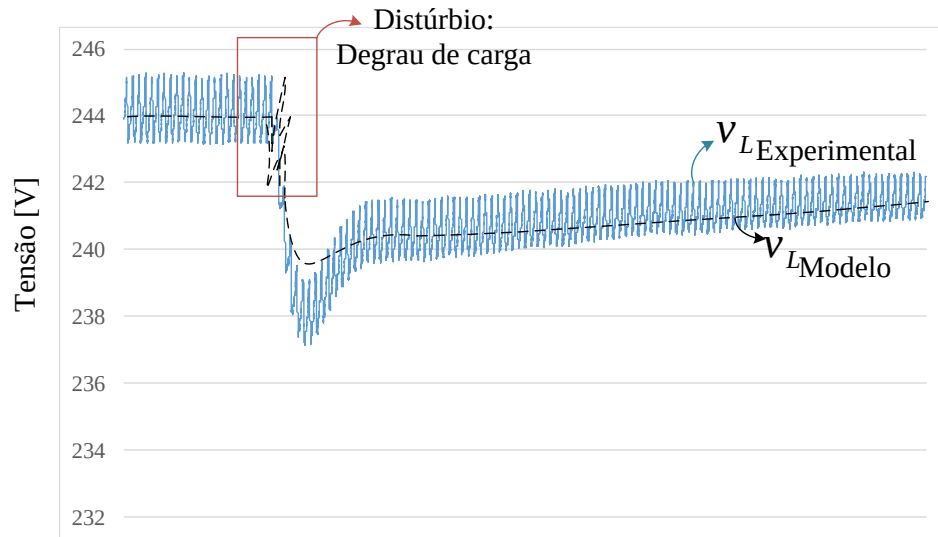
5.2 Validação dos Modelos Matemáticos

A validação dos modelos matemáticos desenvolvidos é realizada comparando o comportamento previsto pelos modelos por meio da resposta no domínio do tempo com a resposta obtida pelo sistema experimental implementado. Para esta validação é considerado uma ocorrência de distúrbio no sistema causado por um degrau de carga resistiva de $R = 48,5 \Omega$ para $R = 58 \Omega$. A Figura 5.3 apresenta as comparações entre as respostas obtidas com os sistemas experimentais e as respostas previstas pelos modelos. As variáveis analisadas são as tensões na carga resistiva nos momentos de transitórios. Observa-se que os modelos desenvolvidos descrevem com proximidade o comportamento dinâmico dos conversores durante o transitório e amortecimento das respostas.

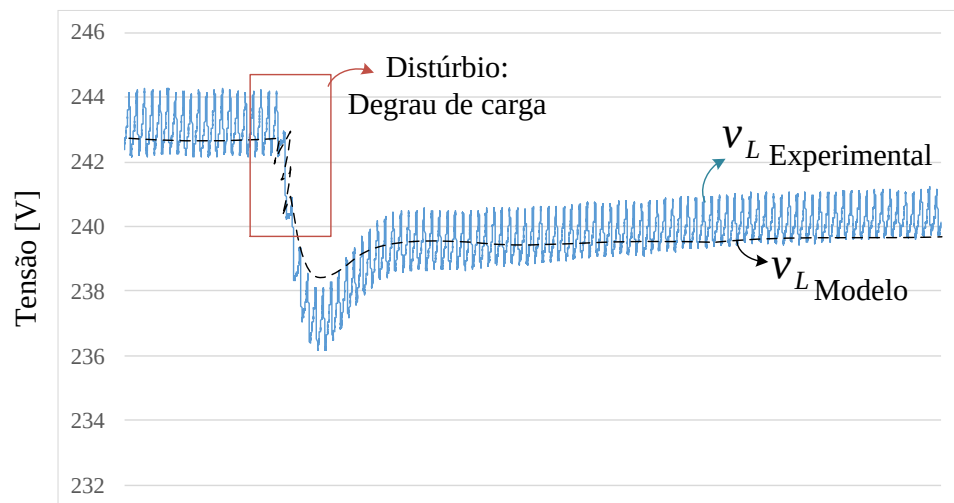
Figura 5.3 – Validação do modelo dinâmico da microrrede CC com controle hierárquico nas topologias: (a) Barra única; (b) Radial; (c) Anel.



(a)



(b)



(c)

5.3 Avaliação da Operação e do Comportamento do Nível Primário de Controle

Nesta condição, as microrredes operam com o controle hierárquico apenas até o nível primário, ou seja, assume-se que o nível secundário de controle está desligado. Nas topologias de microrredes CC em estudo, os conversores são controlados de forma que o nível primário de controle, por meio de uma estratégia básica, estabelece o fluxo de energia de acordo com os requisitos de carga e dos recursos energéticos localmente disponíveis.

A estratégia básica considera que o sistema fotovoltaico opera fornecendo a máxima energia à microrrede e, quando esta energia não é suficiente para atender à demanda de carga, os demais conversores complementam este suprimento de forma proporcional às suas respectivas capacidades, por meio do compartilhamento de carga via controle por *droop*. Para este caso, em condições nominais de projeto, a demanda total de energia a ser fornecida pelos conversores controlados em *droop* é equivalente a 42 % para o VM-BC e 58 % para o G-IC.

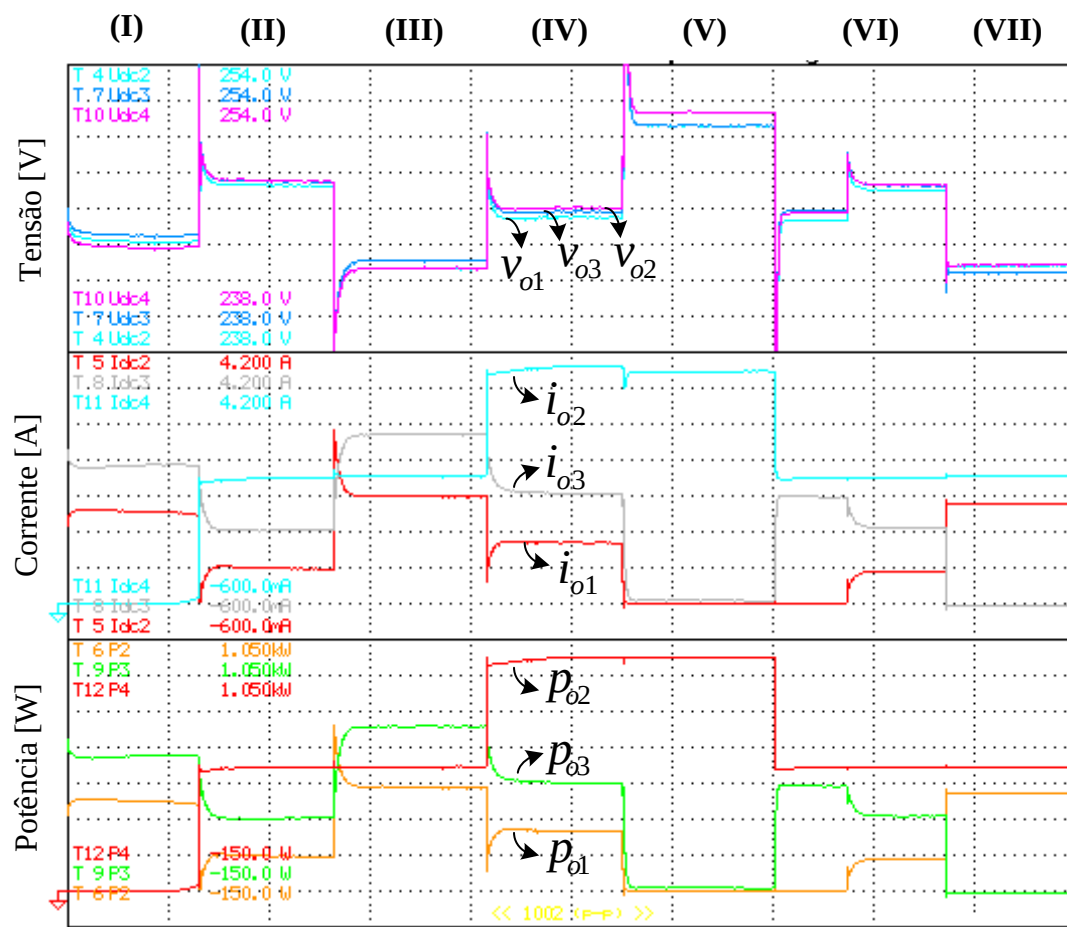
A partir disso é possível avaliar o comportamento operacional e o desempenho das topologias de microrredes em diferentes cenários de operação, conforme descritas a seguir:

- I) Resistência de carga: $R = 64,5 \, \Omega$,
Irradiância solar: $0 \, \text{W/m}^2$;
- II) Resistência de carga: $R = 64,5 \, \Omega$,
Irradiância solar: $400 \, \text{W/m}^2$
- III) Resistência de carga $R = 38 \, \Omega$,
Irradiância solar: $400 \, \text{W/m}^2$;
- IV) Resistência de carga $R = 38 \, \Omega$,
Irradiância solar: $750 \, \text{W/m}^2$;
- V) Resistência de carga $R = 64,5 \, \Omega$,
Irradiância solar: $750 \, \text{W/m}^2$;
- VI) Resistência de carga $R = 64,5 \, \Omega$,
Irradiância solar: $400 \, \text{W/m}^2$;
- VII) Desconexão da rede elétrica CA (operação das microrredes em modo ilhado).

As Figuras 5.4, 5.5 e 5.6 apresentam os resultados experimentais obtidos para as topologias de microrredes barra única, radial e anel, respectivamente, considerando as situações de operação (I) à (VII), descritas anteriormente. São mostrados os comportamentos dinâmicos das tensões, correntes e potências de saída dos conversores que compõem as microrredes.

A partir dos resultados obtidos, nota-se que na ocorrência de perturbações nas microrredes, o fluxo de energia é ajustado pelo controle primário para compensar as variações de carga ou de geração. Nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3 apresenta-se os resultados obtidos para as medições das grandezas de tensão, corrente e potência de saída dos conversores, com relação aos seus valores médios.

Figura 5.4 – Desempenho operacional topologia barra única com controle primário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1} , v_{o2} , v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1} , i_{o2} , i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1} , p_{o2} , p_{o3}) (30s/div).



Fonte: Autoria própria (2023).

Tabela 5.1 – Medição de tensão, corrente e potência na saída dos conversores da topologia barra única.

Condição	(I)	(II)	(III)	(IV)	(V)	(VI)	(VII)
v_{o1} [V]	243,868	246,982	242,507	245,335	250,454	246,897	242,682
v_{o2} [V]	243,538	247,257	242,504	245,874	251,199	247,175	242,717
v_{o3} [V]	244,220	247,221	242,930	245,645	250,463	247,157	242,310
i_{o1} [A]	1,504	0,557	1,774	0,997	0,006	0,530	1,658
i_{o2} [A]	0,000	2,092	2,129	3,963	3,882	2,089	2,131
i_{o3} [A]	2,316	1,233	2,795	1,813	0,033	1,247	-0,033
p_{o1} [W]	366,850	137,568	430,207	244,599	0,000	130,855	402,366
p_{o2} [W]	0,000	517,261	516,367	974,398	975,154	516,348	517,229
p_{o3} [W]	565,613	304,823	678,989	445,354	0,000	308,204	0,000

Na situação (I), a não existência de irradiância solar implica em ausência de geração fotovoltaica e obriga os demais conversores a injetarem a energia na microrrede para o atendimento da demanda da carga. E uma vez que a microrrede importa mais energia da rede CA, a tensão média na microrrede tende a reduzir em relação ao seu valor nominal.

Já na situação (II), ocorre um aumento da irradiância solar, e consequentemente uma elevação da corrente de saída do *CM-BC*. Uma vez que a condição de carga não é alterada, ocorre redução nas correntes de saída dos conversores *VM-BC* e *G-IC*. Além disso, é percebido uma elevação na tensão na microrrede devido ao aumento de potência nos barramentos CC.

Com o aumento de carga, na situação (III), o fluxo de energia é novamente ajustado por *VM-BC* e *G-IC*, para as novas condições, e a energia fornecida pelo sistema fotovoltaico se mantém igual à da situação anterior. A microrrede importa mais energia da rede CA, e a tensão média na microrrede reduz.

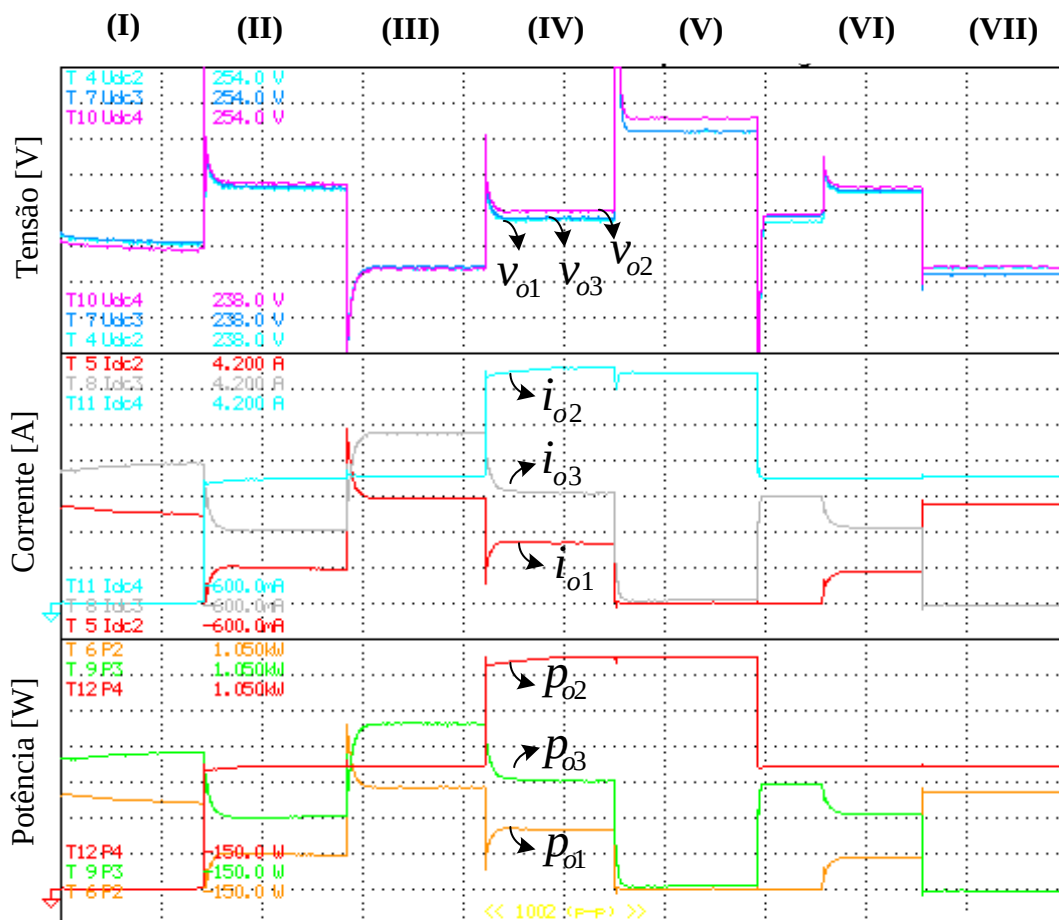
Na situação (IV), existe uma elevação na irradiância solar e em seguida ocorre um decréscimo de carga em (V). Neste caso (V), a demanda de carga é igual a energia gerada pelo sistema fotovoltaico, fazendo com que a participação no fornecimento de energia por parte dos demais conversores, seja quase nula. E sendo assim nesta situação, as tensões médias de saída dos conversores estão mais próximas do valor nominal, ou seja, 250 V.

É possível observar, por meio da situação (VI), que no transitório o conversor *G-IC* atua com uma dinâmica rápida para assumir a demanda de carga até que o conversor *VM-BC* estabeleça sua contribuição no compartilhamento de carga. Esta condição se caracteriza como uma vantagem do *G-IC* ser projetado para operar em *droop* na microrrede.

Por fim, na última situação (VII), as microrredes são desconectadas da rede elétrica CA, mantendo a operação em modo ilhado. Neste caso, a energia demandada pela carga é fornecida pelos conversores *CM-BC* e *VM-BC*. Neste caso, existe uma redução no valor da tensão média da microrrede, uma vez que o efeito do controle por *droop* continua a atuar.

Ainda, é possível verificar nas situações (I), (II), (III), (IV) e (VI), que o *G-IC* fornece mais energia que o *VM-BC*, isto devido ao projeto do controle primário considerar as capacidades nominais dos conversores, sendo a do *G-IC* proporcionalmente maior, comprovando que o nível primário de controle é capaz de promover o gerenciamento básico de energia na microrrede, respondendo de forma adequada às perturbações no sistema, de acordo com a estratégia projetada. No entanto, a tensão na microrrede se torna dependente das condições de geração e carga, tendo um comportamento variável com desvios provocados pela estratégia de compartilhamento baseada no controle por *droop*.

Figura 5.5 – Desempenho operacional topologia radial com controle primário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1} , v_{o2} , v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1} , i_{o2} , i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1} , p_{o2} , p_{o3}) (30s/div).

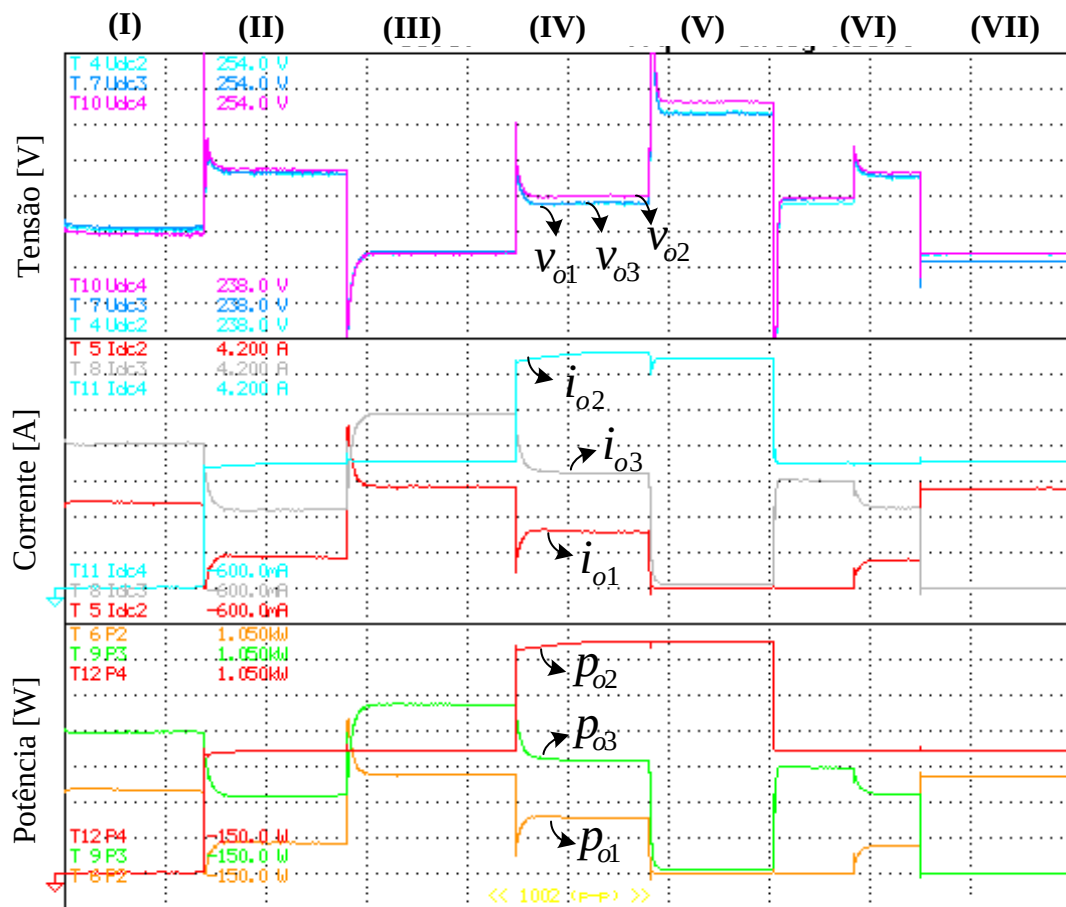


Fonte: Autoria própria (2023).

Tabela 5.2 – Medição de tensão, corrente e potência na saída dos conversores da topologia radial.

Parâmetro	(I)	(II)	(III)	(IV)	(V)	(VI)	(VII)
v_{o1} [V]	244,158	247,122	242,602	245,445	250,439	246,936	242,738
v_{o2} [V]	243,835	247,400	242,603	245,977	251,165	247,222	242,773
v_{o3} [V]	244,236	247,220	242,707	245,545	250,429	247,045	242,373
i_{o1} [A]	1,513	0,565	1,771	0,994	0,000	0,526	1,673
i_{o2} [A]	0,000	2,092	2,128	3,973	3,889	2,092	2,129
i_{o3} [A]	2,311	1,229	2,819	1,826	0,002	1,266	0,000
p_{o1} [W]	313,562	139,648	429,648	243,972	0,000	129,888	406,24
p_{o2} [W]	0,000	517,561	516,259	977,266	976,781	517,188	516,864
p_{o3} [W]	564,429	303,833	684,191	448,365	0,000	312,759	0,000

Figura 5.6 – Desempenho operacional topologia anel com controle primário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1} , v_{o2} , v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1} , i_{o2} , i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1} , p_{o2} , p_{o3}) (30s/div).



Fonte: Autoria própria (2023).

Tabela 5.3 – Medição de tensão, corrente e potência na saída dos conversores da topologia anel.

Parâmetro	(I)	(II)	(III)	(IV)	(V)	(VI)	(VII)
v_{o1} [V]	244,391	247,295	242,674	245,565	250,671	247,137	242,661
v_{o2} [V]	244,124	247,349	242,688	245,596	251,255	247,295	242,692
v_{o3} [V]	244,481	247,517	242,766	245,989	250,576	247,137	242,272
i_{o1} [A]	1,549	0,540	1,730	0,972	0,000	0,468	1,652
i_{o2} [A]	0,000	2,077	2,128	3,935	3,873	2,081	2,134
i_{o3} [A]	2,311	1,284	2,888	1,9114	0,050	1,351	0,000
p_{o1} [W]	378,562	133,539	419,850	238,714	0,000	115,759	400,876
p_{o2} [W]	0,000	513,744	516,440	966,371	972,994	514,621	517,905
p_{o3} [W]	564,995	317,812	701,108	470,183	0,000	333,882	0,000

Por outro lado, ao considerar as configurações topológicas das microrredes, percebe-se semelhanças no comportamento dinâmico frente as situações operacionais testadas, no entanto, para a topologia em anel, observam-se a partir das medições das tensões de saída dos conversores, que os valores estão próximos entre si em cada situação, indicando que esta topologia é menos afetada pelo efeito de desvios de tensão causados pelo controle por *droop*, reduzindo assim as quedas de tensão entre as barras. Essa característica também pode facilitar o desempenho de algum controle secundário a ser implementado no controle hierárquico, uma vez que erro de compartilhamento de potência são menores para a topologia anel quando comparada com as topologias barra única e radial.

5.4 Avaliação da Operação e do Comportamento do Controle Hierárquico (Níveis Primário e Secundário) das Microrredes em Estudo

Nos testes apresentados nesta seção, as microrredes operam com o controle hierárquico até o nível secundário. Nas topologias de microrredes CC em estudo, os conversores são controlados de forma a fornecer energia de acordo com os requisitos de carga e da capacidade dos recursos energéticos disponíveis. A partir da atuação do controle secundário, além deste atuar na correção dos desvios de tensão causados pelo nível primário de controle, é estabelecido uma nova estratégia de fluxo de potência por priorização dos recursos internos das microrredes. Sendo assim, uma vez que o conversor *CM-BC* opera em MPPT, toda a energia disponível no sistema FV é fornecida à microrrede se houver demanda de carga e/ou conexão com a rede elétrica CA. Enquanto isso, a partir da nova estratégia do controle secundário, o restante da

demanda por energia elétrica que não é suportada pelo recurso fotovoltaico é atendida em 70% pelo conversor *VM-BC* e em 30% pela rede elétrica *CA* por meio do *G-IC*.

Para a implementação do nível secundário de controle, assume-se que as informações sobre a condição operativa dos conversores são recebidas continuamente de acordo com a operação do sistema, ou seja, não é estabelecido um intervalo de tempo fixo. Após a transferência de informações entre os conversores, o nível secundário de controle compreende essas informações, realiza os cálculos necessários e retorna ao seu respectivo conversor os valores de referência a serem utilizados no nível primário de controle.

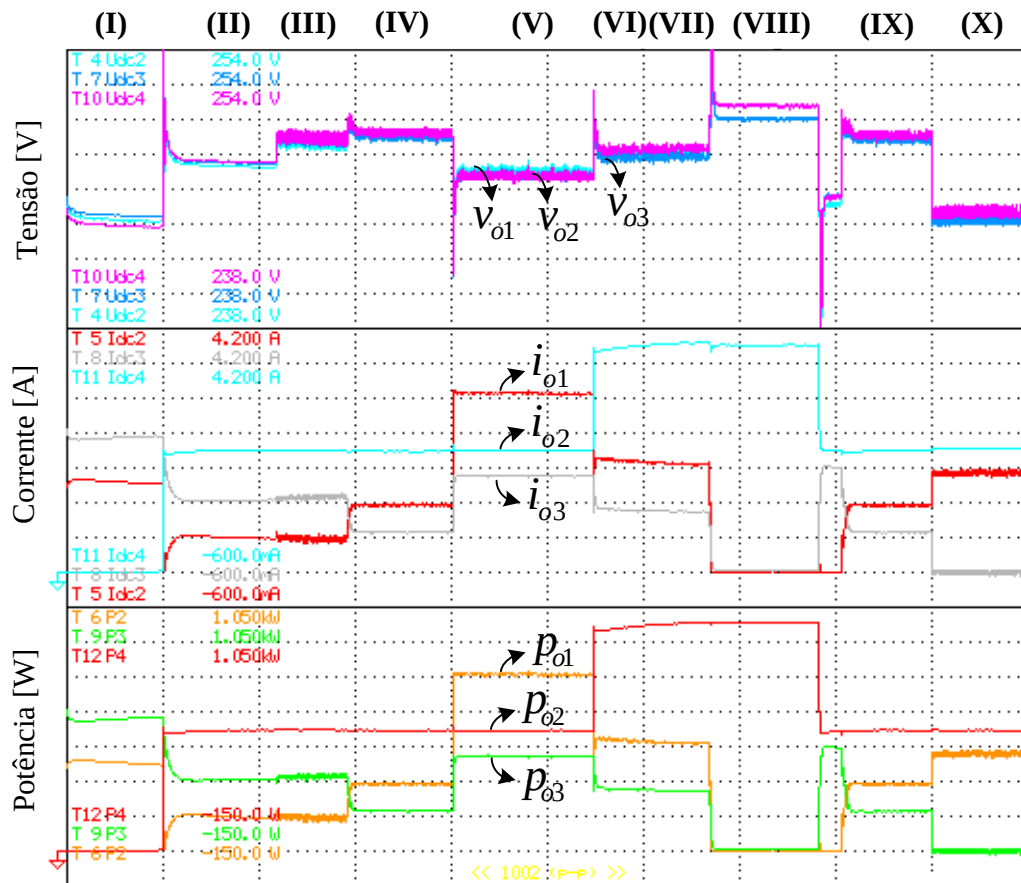
Para avaliar o desempenho da estratégia de controle implementada no nível secundário, as topologias de microrredes CC são testadas nas situações descritas a seguir:

- I) Apenas o nível primário de controle está em operação,
Resistência de carga: $R = 64,5 \, \Omega$,
Irradiância solar: $0 \, \text{W/m}^2$;
- II) Apenas o nível primário de controle está em operação,
Resistência de carga: $R = 64,5 \, \Omega$,
Irradiância solar: $400 \, \text{W/m}^2$;
- III) O nível secundário de controle é acionado para restauração da tensão da microrrede,
Resistência de carga: $R = 64,5 \, \Omega$,
Radiação Solar: $400 \, \text{W/m}^2$;
- IV) O nível secundário de controle é acionado: estratégia de compartilhamento de carga,
Resistência de carga $R = 64,5 \, \Omega$,
Radiação Solar: $400 \, \text{W/m}^2$;
- V) Resistência de carga $R = 38 \, \Omega$,
Radiação Solar: $400 \, \text{W/m}^2$;
- VI) Resistência de carga $R = 38 \, \Omega$,
Radiação Solar: $750 \, \text{W/m}^2$;
- VII) Resistência de carga $R = 64,5 \, \Omega$,
Radiação Solar: $750 \, \text{W/m}^2$;
- VIII) Resistência de carga $R = 64,5 \, \Omega$,
Radiação Solar: $750 \, \text{W/m}^2$;
- IX) Desconexão da rede elétrica *CA* (operação das microrredes em modo ilhado),
Resistência de carga $R = 64,5 \, \Omega$.

As Figuras 5.7, 5.8 e 5.9 apresentam os resultados experimentais obtidos para as topologias de microrredes de barra única, radial e anel, respectivamente, frente às situações de operação (I) à (XI). São mostrados os comportamentos dinâmicos das tensões, correntes e potências de saída dos conversores que compõem as microrredes CC.

Já nas Tabelas 5.4, 5.5 e 5.6 são apresentados os resultados obtidos para as medições das grandezas de tensão, corrente e potência de saída dos conversores

Figura 5.7 – Desempenho operacional topologia barra única com controle secundário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1} , v_{o2} , v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1} , i_{o2} , i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1} , p_{o2} , p_{o3}) (30s/div).



Fonte: Autoria própria (2023).

Ressalta-se que nas situações (I) e (II), as microrredes operam apenas com o nível primário de controle, sendo estas as mesmas condições (I) e (II) da Seção 5.2.

No cenário (III), o controle secundário é acionado para atuar na compensação da tensão da microrrede. Neste caso, observa que em regime permanente a tensão se mantém regulada em torno de 248,5 V, ou seja, mais próxima da tensão nominal especificada no projeto. Nota-se ainda que há pouca alteração nas correntes de saída dos conversores, onde se mantém a

proporcionalidade projetada no controle secundário, ou seja, o *G-IC* fornece mais energia que o *VM-BC*.

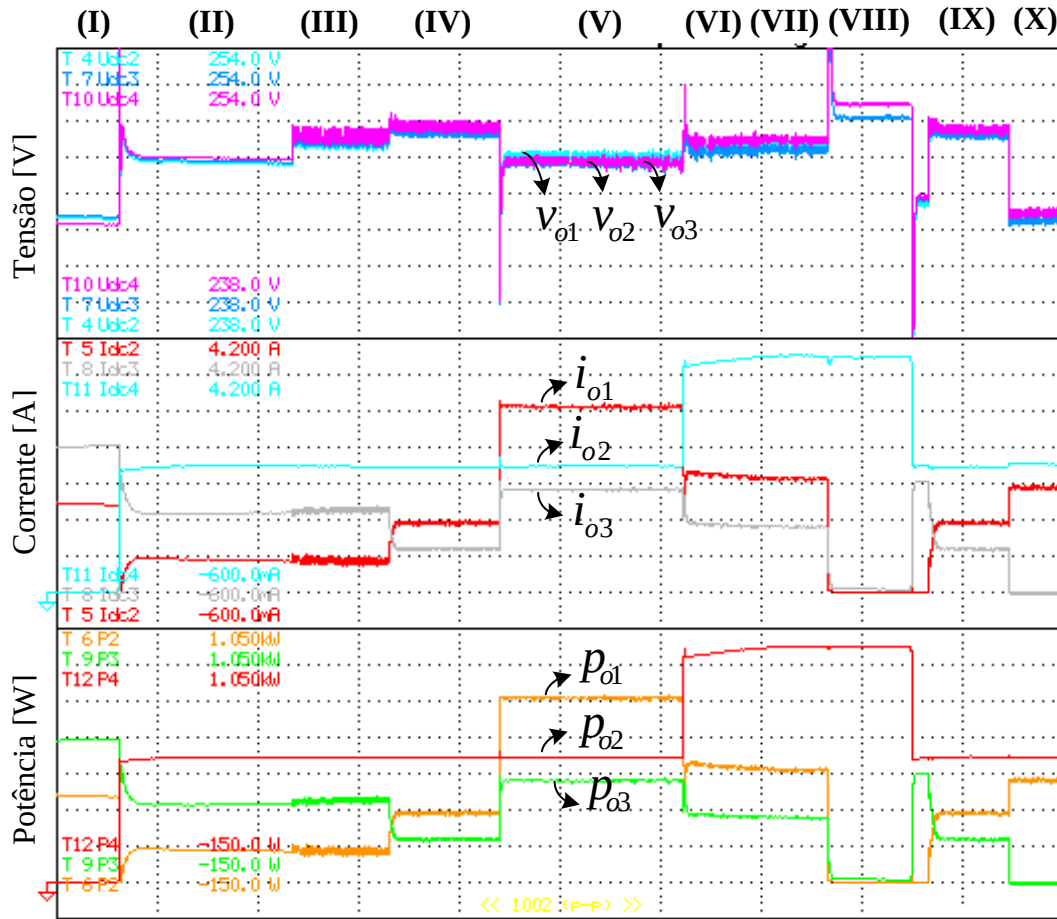
Em (IV), a nova estratégia de compartilhamento de carga é acionada no nível secundário de controle. O conversor *CM-BC* continua fornecendo a máxima energia disponibilizada no sistema fotovoltaico e a proporcionalidade de contribuição dos conversores controlados por *droop* é alterada, onde o *VM-BC* passa a fornecer uma proporção maior como forma de priorizar os recursos internos da microrrede e importar menos energia da rede elétrica CA. Além disso, observa-se uma melhoria no perfil da tensão na microrrede, sendo esta regulada próxima ao valor nominal.

Tabela 5.4– Medição de tensão, corrente e potência na saída dos conversores da topologia barra única. Com controle secundário.

Condição	(I)	(II)	(III)	(IV)	(V)	(VI)	(VII)
v_{o1} [V]	244,038	247,125	248,276	248,722	246,827	247,866	248,291
v_{o2} [V]	243,698	247,404	248,546	248,862	246,548	248,197	248,425
v_{o3} [V]	244,305	247,328	248,488	248,741	246,589	247,719	247,894
i_{o1} [A]	1,549	0,581	0,560	1,144	3,034	1,856	1,860
i_{o2} [A]	0,000	2,103	2,086	2,085	2,097	3,949	3,910
i_{o3} [A]	2,314	1,231	1,277	0,669	1,636	1,037	1,056
p_{o1} [W]	378,015	143,579	139,034	284,538	749,000	460,039	461,945
p_{o2} [W]	0,000	520,291	518,467	518,881	517,011	980,129	972,342
p_{o3} [W]	565,322	304,461	317,319	166,341	403,419	256,885	258,314

Condição	(VIII)	(IX)	(X)
v_{o1} [V]	249,870	248,398	243,761
v_{o2} [V]	250,618	248,759	243,802
v_{o3} [V]	249,881	248,535	243,385
i_{o1} [A]	0,000	1,156	1,687
i_{o2} [A]	3,866	2,084	2,124
i_{o3} [A]	0,000	0,650	0,000
p_{o1} [W]	0,000	287,148	411,225
p_{o2} [W]	968,889	518,414	517,835
p_{o3} [W]	0,000	161,548	0,000

Figura 5.8 – Desempenho operacional topologia radial com controle secundário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1} , v_{o2} , v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1} , i_{o2} , i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1} , p_{o2} , p_{o3}) (30s/div).



Fonte: Autoria própria (2023).

Com o aumento de carga, na situação (V), o fluxo de energia é ajustado em *VM-BC* e *G-IC* para as novas condições, enquanto a energia fornecida pelo sistema fotovoltaico se mantém igual à da situação anterior. O conversor *VM-BC* opera em sua máxima capacidade e a parcela remanescente é atendida pelo *G-IC* ao importar energia da rede CA. Neste caso, percebe-se que a tensão média na microrrede reduz, porém, essa redução é menor quando comparada à situação de operação (III) da seção 5.2, onde para as mesmas condições de carga e irradiância solar, a microrrede exibe uma tensão regulada em torno de 242,3 V, enquanto que, com o controle secundário, esta mesma tensão é regulada em torno de 247,5 V.

Na situação (VI), uma elevação na irradiância solar é percebida e, em seguida, em (VII) ocorre uma falha de comunicação entre *VM-BC* e *CM-VM*. Nestes casos, a tensão na microrrede é regulada próxima ao seu valor nominal, e como os conversores que operam em *droop*, estes ajustam o fluxo de energia de acordo com as novas condições. Sendo assim, percebe-se que o

desempenho da microrrede não é afetado com a falha de comunicação, uma vez que a topologia de comunicação é em anel, ou seja, as informações são transmitidas de um conversor para o outro.

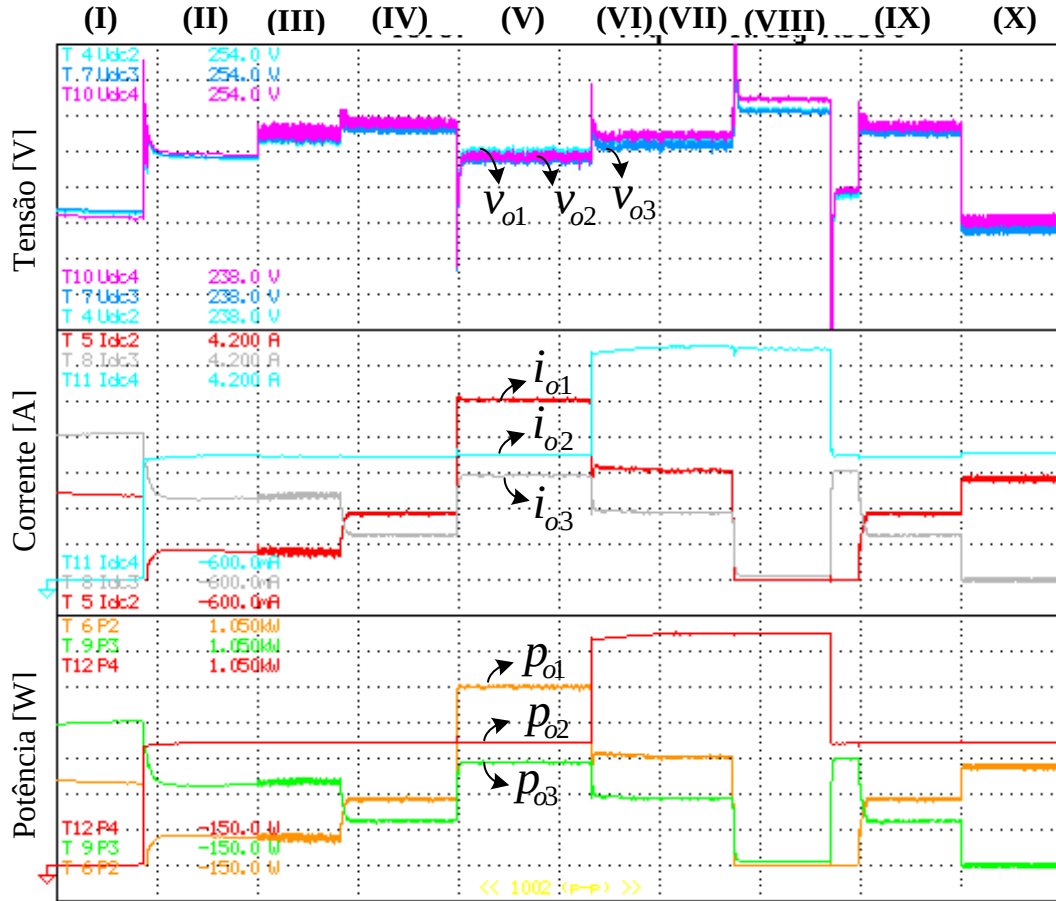
Em (VIII) ocorre um decremento na demanda de carga e a energia gerada pelo sistema fotovoltaico é suficiente para manter esta demanda, logo a participação por parte dos demais conversores, se estabelece na regulação da tensão da microrrede. Nesta situação, as tensões médias de saída dos conversores estão mais próximas do valor nominal, ou seja, 250 V.

Tabela 5.5 – Medição de tensão, corrente e potência na saída dos conversores da topologia barra radial com controle secundário.

Condição	(I)	(II)	(III)	(IV)	(V)	(VI)	(VII)
v_{o1} [V]	244,180	247,163	248,816	248,994	247,623	248,073	248,091
v_{o2} [V]	243,846	247,432	249,093	249,129	247,331	249,850	248,425
v_{o3} [V]	244,244	247,247	248,925	249,056	247,238	248,388	247,864
i_{o1} [A]	1,512	0,578	0,526	1,151	3,024	1,902	1,862
i_{o2} [A]	0,000	2,091	2,077	2,069	2,086	3,878	3,910
i_{o3} [A]	2,325	1,216	1,311	0,672	1,665	1,087	1,047
p_{o1} [W]	369,200	142,860	130,877	286,592	749,000	471,835	461,945
p_{o2} [W]	0,000	517,432	517,366	515,448	515,932	968,918	971,342
p_{o3} [W]	567,867	300,652	326,341	167,366	411,651	269,998	259,514

Condição	(VIII)	(IX)	(X)
v_{o1} [V]	249,870	249,317	243,655
v_{o2} [V]	250,618	249,457	243,696
v_{o3} [V]	249,881	249,180	243,287
i_{o1} [A]	0,000	1,149	1,666
i_{o2} [A]	3,866	2,066	2,126
i_{o3} [A]	0,000	0,667	0,000
p_{o1} [W]	0,000	286,465	405,929
p_{o2} [W]	968,889	515,378	518,098
p_{o3} [W]	0,000	166,203	0,000

Figura 5.9 – Desempenho operacional topologia anel com controle secundário: Tensão de saída dos conversores (v_{o1} , v_{o2} , v_{o3}); correntes de saída dos conversores (i_{o1} , i_{o2} , i_{o3}) e potência de saída dos conversores (p_{o1} , p_{o2} , p_{o3}) (30s/div).



Fonte: Autoria própria (2023).

Por outro lado, em (IX), ocorre uma redução na energia gerada pelo sistema fotovoltaico, e no transitório, novamente percebe-se que o *G-IC* atua com uma dinâmica rápida para assumir a demanda de carga até que o *VM-BC* estabeleça sua contribuição no compartilhamento de carga, reestabelecendo a estratégia aplicada no nível secundário de controle, onde o *VM-BC* fornece mais energia que o *G-IC*. Além disso, devido a compensação e tensão, a microrrede exibe uma tensão regulada em torno de 249,5 V.

Por fim, no último cenário (X), as microrredes são desconectadas da rede elétrica CA mantendo a operação no modo ilhado. Neste caso, a energia demandada pela carga é fornecida pelos conversores *CM-BC* e *VM-BC*. O nível secundário de controle ainda continua acionado, porém um desvio de tensão provocado pela atuação do *droop* no conversor *VM-BC* continua a existir. Essa redução é menor que quando apenas o nível primário de controle é considerado.

Dessa forma, é possível notar que a estratégia implementada no nível secundário de controle estabelece uma compensação dos desvios de tensão provocados pelo nível primário de controle, e possibilita alterar a estratégia do gerenciamento de energia na microrrede. Neste caso, priorizar os recursos internos da microrredes implica em reduzir a importação de energia da rede elétrica e, na prática, reduziria os custos advindos das faturas de energia elétrica.

Tabela 5.6 – Medição de tensão, corrente e potência na saída dos conversores da topologia anel com controle secundário.

Condição	(I)	(II)	(III)	(IV)	(V)	(VI)	(VII)
v_{o1} [V]	244,192	247,289	248,340	249,190	247,850	248,225	248,518
v_{o2} [V]	243,954	247,514	248,576	249,301	247,635	248,499	248,795
v_{o3} [V]	244,329	247,353	248,424	249,026	247,635	247,946	248,233
i_{o1} [A]	1,452	0,527	0,478	1,102	3,022	1,853	1,842
i_{o2} [A]	0,000	2,080	2,077	2,075	2,080	3,902	3,916
i_{o3} [A]	2,401	1,305	1,367	0,736	1,716	1,853	1,086
p_{o1} [W]	354,567	130,321	118,706	274,607	749,013	459,961	457,770
p_{o2} [W]	0,000	514,829	516,292	517,299	515,081	969,643	974,281
p_{o3} [W]	586,634	322,796	339,596	183,283	424,942	458,893	268,58

Condição	(VIII)	(IX)	(X)
v_{o1} [V]	249,983	248,832	243,493
v_{o2} [V]	250,584	248,948	243,533
v_{o3} [V]	249,890	248,673	243,103
i_{o1} [A]	0,000	1,124	1,682
i_{o2} [A]	3,889	2,069	2,126
i_{o3} [A]	0,000	0,706	0,000
p_{o1} [W]	0,000	279,687	409,555
p_{o2} [W]	974,521	515,073	517,751
p_{o3} [W]	0,000	175,563	0,000

5.5 Considerações do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos em ensaios experimentais das três topologias de microrredes CC em estudo, implementadas em laboratório. A partir das análises dos resultados obtidos, é possível observar o desempenho do controle primário por *droop*, o qual mantém uma estratégia básica de gerenciamento de energia nas microrredes, porém desvios de tensão são provocados pela ação do *droop*. A partir da implementação do nível secundário de controle, é possível estabelecer uma compensação dos desvios de tensão provocados pelo nível primário de controle, e ainda implementar uma nova estratégia do gerenciamento de energia na microrrede. Para isso, neste trabalho, considera-se a priorização dos recursos internos da microrredes, mantendo o conversor de interface, *G-IC*, operando em *droop*, para regulação da tensão na microrrede e compartilhamento de carga. Para o nível secundário de controle foi possível observar que os desvios de tensão são compensados, porém devido a estratégia de cálculo usada, não resulta em erro nulo.

6 CONCLUSÕES FINAIS

6.1 Conclusões

Com a concepção moderna das microrredes de energia, as microrredes alimentadas em corrente contínua se destacam como alternativas para suprimento de energia elétrica pelas características de eficiência, possibilidades de custos mais baixos, qualidade da energia e redução na complexidade do controle. A escolha de uma estrutura de microrrede CC apropriada é um critério de importância, pois afeta a flexibilidade, custos, robustez, resiliência e controle do sistema. Além disso, a estrutura de potência influencia o desempenho em termos de perdas de energia, quedas de tensão nos barramentos CC e estabilidade.

Considerando os desafios de compreensão analítica dos sistemas físicos que compreendem as microrredes CC, neste trabalho de tese, foi apresentado o estudo, o desenvolvimento de modelos matemáticos de alta fidelidade e análises das características dinâmicas de três topologias de microrredes CC distintas sendo elas, a topologia barra única, a radial e a anel. Tais topologias são as mais indicadas para aplicações em baixa tensão e neste trabalho, todas são compostas por três conversores de potência, responsáveis pela integração de fontes de energia à microrrede. Para o sistema de controle, determinou-se uma estrutura de controle hierárquico baseado em dois níveis, primário e secundário, os quais garantem o gerenciamento de energia na microrrede.

A partir disso, os modelos em malha fechada dos conversores, bem como os modelos das impedâncias de linha e cargas resistivas foram desenvolvidos a fim de obter um modelo dinâmico completo para cada topologia de microrrede em estudo. Em relação a compreensão das características dinâmicas das microrredes CC, nesta tese se avançou em derivar um modelo completo para microrredes interconectadas a rede elétrica CA, evidenciando o modelo do conversor de interface, neste trabalho chamado de *G-IC*, a inclusão dos parâmetros do PLL no modelo, e a análise de suas características dinâmicas ao ser considerado no controle de compartilhamento de carga das microrredes. Nas análises apresentadas, foi possível verificar que a estabilidade de tensão da microrrede é influenciada principalmente por parâmetros de controle associados ao *G-IC*. Logo, a fidelidade na modelagem dos aspectos de controle com informações detalhadas se mostra necessária para estabelecer uma avaliação dinâmica mais precisa para microrredes CC, principalmente se o controle por *droop* for baseado em modo tensão, pois a estabilidade de tensão da microrrede pode ser mais influenciada pelos controladores de tensão ao invés do ganho de *droop*.

De acordo com os modelos obtidos, observou-se que o modelo dinâmico para a topologia barra única é derivado de forma mais fácil devido a uma relação direta estabelecida entre os conversores e as linhas de distribuição, uma vez que todos os elementos desta topologia de microrrede são conectados a um ponto comum. Por outro lado, para as topologias radial e anel, foram necessárias manipulações matemáticas adicionais a fim de se obter as representações desejadas.

A estabilidade dos sistemas foi determinada a partir da avaliação dos autovalores da matriz característica do modelo. Esta abordagem determinou a estabilidade global em torno de um ponto de operação, sendo possível verificar certas características resultantes da interação entre os elementos das microrredes. Assim, constatou-se que os conversores com dinâmicas distintas, atuando em escalas de tempo diferentes, como o caso dos conversores *VM-BC* e *G-IC* controlados em *droop*, podem interferir na dinâmica dominante do sistema de maneira distinta.

A partir da sensibilidade dos polos, foi possível estabelecer como certos parâmetros influenciam no comportamento do sistema. Observou-se a influência da representação das linhas de distribuição e do controle primário baseado em *droop*, na dinâmica dominante. Com relação a configuração topológica das microrredes, a topologia anel se apresentou em determinadas condições com mais interações entre os polos do sistema, conforme os parâmetros eram alterados. Além disso, a influência das capacitâncias de saída dos conversores também foi analisada, nos modos dominantes da microrrede.

Por fim, após os estudos analíticos, foi possível projetar e implementar as topologias de microrredes CC operando com o controle hierárquico para validação em um protótipo experimental desenvolvido em laboratório. O sistema implementado foi submetido a diversas condições operacionais evidenciando os problemas de desvios de tensão causados pelo controle por *droop* e a correção desses desvios por meio do nível secundário de controle. Nos experimentos, verificou-se que o conversor *G-IC* apresenta uma vantagem ao ser projetado para operar em *droop* na microrrede, que consiste em atuar com uma dinâmica rápida para assumir a demanda de carga até que um outro conversor de recurso interno da microrrede estabeleça sua contribuição no compartilhamento de carga.

6.2 Trabalhos Futuros e Propostas de Continuidade

Algumas propostas de trabalhos futuros que podem ser desenvolvidos a partir deste trabalho são:

- Introduzir atrasos de comunicação no controle secundário e considerar tais atrasos nos modelos de pequenos sinais desenvolvidos, bem como outros efeitos, como perdas de dados.
- Implementar outras estratégias de controle no nível secundário.
- Desenvolver um modelo genérico que possa ser utilizado para derivar qualquer das topologias em estudo.
- Avaliar o esforço computacional associado aos modelos desenvolvidos.
- Realizar uma análise comparativa entre os modelos completos desenvolvidos e modelos de ordem reduzida apresentados na literatura.

REFERÊNCIAS

- ADEFARATI, T.; BANSAL, R. C. Integration of renewable distributed generators into the distribution system: a review. **IET Renewable Power Generation**, v. 10, n. 7, p. 873-884, 2016.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. Resolução Normativa N° 482 (REN 482), 2020.
- ANTUNES, H. M. A. **Conversor Multifuncional Reconfigurável e Tolerante a Falhas para Microrredes de Energia Elétrica**. 2018. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), UFMG, Belo Horizonte, 2018.
- ANAND, S.; FERNANDES, B. G. Reduced-order model and stability analysis of low-voltage DC microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 11, p. 5040-5049, 2013.
- ANAND, S.; FERNANDES, B. G.; GUERRERO, J. Distributed control to ensure proportional load sharing and improve voltage regulation in low-voltage DC microgrids. **IEEE transactions on power electronics**, v. 28, n. 4, p. 1900-1913, 2012.
- ANAND, S.; FERNANDES, B. G. Optimal voltage level for DC microgrids. In: **IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. IEEE, 2010. p. 3034-3039.
- AMIN, M.; MOLINAS, M. Small-signal stability assessment of power electronics based power systems: A discussion of impedance-and eigenvalue-based methods. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 5, p. 5014-5030, 2017.
- AMIN, M. et al. Impact of state-space modelling fidelity on the small-signal dynamics of VSC-HVDC systems. 2015.
- AHMADI, R; FERDOWSI, M. Improving the performance of a line regulating converter in a converter-dominated DC microgrid system. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 5, p. 2553-2563, 2014.
- BAJRACHARYA, C. *et al.* Understanding of tuning techniques of converter controllers for VSC-HVDC. In: **Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE/2008), June 9-11, 2008, Espoo, Finland**. Helsinki University of Technology, 2008.
- BLAABJERG, F., YANG, Y., YANG, D., WANG, X., Distributed power-generation systems and protection. **Proceedings of the IEEE**, v. 105, n. 7, p. 1311-1331, 2017.
- BRITO, M. A. G. de *et al.* Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 60, no. 3, pp.1156 -1167, 2013.
- CGEE, Redes Eléctricas Inteligentes: Contexto Nacional. **Centro de Gestão e Estudos Estratégicos**, v. 16, p. 172, 2012.

CHE, L.; SHAHIDEHPOUR, M. DC microgrids: Economic operation and enhancement of resilience by hierarchical control. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 5, p. 2517-2526, 2014.

DAM, D.; LEE, H. A power distributed control method for proportional load power sharing and bus voltage restoration in a DC microgrid. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 4, p. 3616-3625, 2018.

DIMEAS, A. L.; HATZIARGYRIOU, N. D. Operation of a multiagent system for microgrid control. **IEEE Transactions on Power systems**, v. 20, n. 3, p. 1447-1455, 2005.
DRAGIČEVIĆ, Tomislav et al. DC microgrids—Part II: A review of power architectures, applications, and standardization issues. **IEEE transactions on power electronics**, v. 31, n. 5, p. 3528-3549, 2016.

DRAGICEVIC, T. *et al.* Advanced LVDC Electrical Power Architectures and Microgrids: A step toward a new generation of power distribution networks. **IEEE Electrification Magazine**, v. 2, n. 1, p. 54-65, 2014.

DOU, C. et al. Multiagent system-based distributed coordinated control for radial DC microgrid considering transmission time delays. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 5, p. 2370-2381, 2016.

DU, W.; ZHENG, K.; WANG, H. Oscillation instability of a DC microgrid caused by aggregation of same CPLs in parallel connection. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 13, n. 13, p. 2637-2645, 2019.

ELSAYED, A. T.; MOHAMED, A. A.; MOHAMMED, O.A. DC microgrids and distribution systems: An overview. **Electric power systems research**, v. 119, p. 407-417, 2015.

EPE. Empresa de Pesquisa Energética. Plano Decenal de Expansão de Energia 2031. **MME/EPE-Ministério de Minas e Energia/Empresa de Pesquisa Energética**, 2022.

FERREIRA, R. A. F.. Controle de microrredes CC baseado em droop adaptativo de tensão—simulação em tempo real com control-hardware-in-loop. 2015.

GAO, F. *et al.* Comparative stability analysis of droop control approaches in voltage-source-converter-based DC microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 3, p. 2395-2415, 2017.

GAO, F. *et al.* Primary and secondary control in DC microgrids: a review. **Journal of Modern Power Systems and Clean Energy**, v. 7, n. 2, p. 227-242, 2019.

GERBER, D. L. *et al.* A simulation-based efficiency comparison of AC and DC power distribution networks in commercial buildings. **Applied Energy**, v. 210, p. 1167-1187, 2018.

GITELMAN, L.; KOZHEVNIKOV, M.; VISOTSKAYA, Y. Diversification as a Method of Ensuring the Sustainability of Energy Supply within the Energy Transition. **Resources**, v. 12, n. 2, p. 19, 2023.

GOLESTAN, S. *et al.* Small-signal modeling, stability analysis and design optimization of single-phase delay-based PLLs. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3517-3527, 2015

GUERRERO, J. M. *et al.* Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids—A general approach toward standardization. **IEEE Transactions on industrial electronics**, v. 58, n. 1, p. 158-172, 2011.

GUERRERO, J.M. *et al.* Advanced control architectures for intelligent microgrids—Part I: Decentralized and hierarchical control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1254-1262, 2013.

GUO, L. *et al.* Stability analysis and damping enhancement based on frequency-dependent virtual impedance for DC microgrids. **IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics**, v. 5, n. 1, p. 338-350, 2016.

HAN, Y. *et al.* Review of power sharing, voltage restoration and stabilization techniques in hierarchical controlled DC microgrids. **IEEE Access**, v. 7, p. 149202-149223, 2019.

HOSSAIN, M. A. *et al.* Evolution of microgrids with converter-interfaced generations: Challenges and opportunities. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 109, p. 160-186, 2019.

IEA. International report - World Energy Outlook, 2022.

IRENA. World Energy Transitions Outlook, 2022.

JAIN, S.; KALAMBE, S.; AGNIHOTRI, G.; MISHRA, A., Distributed generation deployment: State-of-the-art of distribution system planning in sustainable era. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 77, p. 363-385, 2017.

JITHIN, K. *et al.* A Review on Challenges in DC Microgrid Planning and Implementation. **Journal of Modern Power Systems and Clean Energy**, 2022.

JUSTO, J. J.; MWASILU, F.; LEE, J.; JUNG, J. W. AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review. **Renewable and sustainable energy reviews**, v. 24, p. 387-405, 2013

KATIRAEI, F.; IRAVANI, M. R. Power management strategies for a microgrid with multiple distributed generation units. **IEEE transactions on power systems**, v. 21, n. 4, p. 1821-1831, 2006.

KRISHNAMURTHY, V.; KWASINSKI, A. Effects of power electronics, energy storage, power distribution architecture, and lifeline dependencies on microgrid resiliency during extreme events. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 4, p. 1310-1323, 2016.

KUMAR, D.; ZARE, F; GHOSH, A. DC microgrid technology: system architectures, AC grid interfaces, grounding schemes, power quality, communication networks, applications, and standardizations aspects. **Ieee Access**, v. 5, p. 12230-12256, 2017.

KUMAR, J.; AGARWAL, A.; AGARWAL, V. A review on overall control of DC microgrids. **Journal of energy storage**, v. 21, p. 113-138, 2019.

LASSETER, R. H. Microgrids and distributed generation. **Journal of Energy Engineering**, v. 133, n. 3, p. 144-149, 2007.

LI, Z.; SHAHIDEHPOUR, M. Small-signal modeling and stability analysis of hybrid AC/DC microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 2, p. 2080-2095, 2017.

LI, X. et al. Observer-based DC voltage droop and current feed-forward control of a DC microgrid. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 5, p. 5207-5216, 2017.

LU, X. *et al.* 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**, v. 29, n. 4, p. 1800-1812, 2013.

MACHADO, S. J. M. *et al.* Network modeling influence on small-signal reduced-order models of inverter-based AC microgrids considering virtual impedance. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 12, n. 1, p. 79-92, 2020.

MARIAM, L.; BASU, M.; CONLON, M. F. Microgrid: Architecture, policy and future trends. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 64, p. 477-489, 2016.

MARYAMA, V. *et al.* Análise de Estratégias de Divisão de Carga baseadas em Droop para Microrredes. 2016.

MENG, L. *et al.* Modeling and sensitivity study of consensus algorithm-based distributed hierarchical control for DC microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 7, n. 3, p. 1504-1515, 2016.

MENG, L. *et al.* Review on control of DC microgrids and multiple microgrid clusters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 3, p. 928-948, 2017.

MODU, B. *et al.* DC-Based microgrid: Topologies, control schemes, and implementations. **Alexandria Engineering Journal**, v. 70, p. 61-92, 2023.

MOUSSA, S.; GHORBAL, M. J.; SLAMA-BELKHODJA, I. Bus voltage level choice for standalone residential DC nanogrid. **Sustainable Cities and Society**, v. 46, p. 101431, 2019.

NADERI, M. *et al.* Dynamic modeling, stability analysis and control of interconnected microgrids: A review. **Applied Energy**, v. 334, p. 120647, 2023.

NASIRIAN, V. *et al.* Distributed cooperative control of DC microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 4, p. 2288-2303, 2014.

NBR5410 – Norma Brasileira Regulamentadora. Instalações elétricas de baixa tensão, 2004.
OGATA, Katsuhiko. Engenharia de controle moderno. **KATSUHIKO Ogata, 5th Ed. 801p**, 2011.

OLIVEIRA, T. R. **Distribuição Local de Energia em Corrente Contínua: estudo, desenvolvimento e implementação de um protótipo de nanorrede CC dedicado aos setores residencial e comercial**. 2016. Tese (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2016.

PEYGHAMI, S. *et al.* Decentralized droop control in DC microgrids based on a frequency injection approach. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 6, p. 6782-6791, 2019.

PATTERSON, B. T. DC, come home: Dc microgrids and the birth of the "ethernet". **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 10, n. 6, p. 60-69, 2012.

PRABHALA, V. A. *et al.* An overview of direct current distribution system architectures & benefits. **Energies**, v. 11, n. 9, p. 2463, 2018.

PIRES, V. F.; PIRES, A.; CORDEIRO, A.. DC Microgrids: Benefits, Architectures, Perspectives and Challenges. **Energies**, v. 16, n. 3, p. 1217, 2023.

RASHIDIRAD, N. *et al.* A simplified equivalent model for the analysis of low-frequency stability of multi-bus DC microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 6, p. 6170-6182, 2017.

REIS, G. L. *et al.* Case Study of Single-Controllable Microgrid: A Practical Implementation. **Energies**, v. 15, n. 17, p. 6400, 2022.

REN21. Renewables 2020 Global Status Report. Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, 2020.

RODRIGUEZ-DIAZ, E.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J.M. Intelligent DC homes in future sustainable energy systems: When efficiency and intelligence work together. **IEEE Consumer Electronics Magazine**, v. 5, n. 1, p. 74-80, 2015.

ROSA, M. *et al.* Diversification, concentration and renewability of the energy supply in the European Union. **Energy**, v. 253, p. 124097, 2022.

SAHOO, S. K.; SINHA, A. K.; KISHORE, N. K. Control techniques in AC, DC, and hybrid AC–DC microgrid: a review. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 2, p. 738-759, 2017.

SAHOO, S.; MISHRA, S.. An adaptive event-triggered communication-based distributed secondary control for DC microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 6, p. 6674-6683, 2017.

SANCHEZ, S.; MOLINAS, M. Degree of influence of system states transition on the stability of a DC microgrid. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 5, p. 2535-2542, 2014.

SANTOS, A. Q. O. **Gerenciamento ótimo de energia em microrredes**. 2018. (Dissertação de Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual do Oeste do Paraná Campus Foz do Iguaçu, 2018.

SHAFIEE, Q. et al. Hierarchical control for multiple DC-microgrids clusters. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 4, p. 922-933, 2014.

SHAHGHOLIAN, G. A brief review on microgrids: Operation, applications, modeling, and control. **International Transactions on Electrical Energy Systems**, v. 31, n. 6, p. e12885, 2021

SILVA, S. M. *et al.* Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems. In: **Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting**. IEEE, 2004. p. 2259-2263.

SILVA, S. A. O. **Sistema de energia ininterrupta line interactive trifásicos com compensação ativa de potência série e paralela**. 2001. Tese (Doutorado). Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2001.

SILVA, W. W. A. G. **Desenvolvimento de métodos para controle distribuído em nanorredes c.c.: compartilhamento de potência e restauração de tensão**. 2020. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia, Belo Horizonte, 2020.

SILVEIRA, R. D.; DA SILVA, S. A. O.; SAMPAIO, L. P. Dynamic Modeling and Stability Analysis of Radial and Ring DC Microgrid Topologies. In: **2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. IEEE, 2021. p. 1-8.

SILVEIRA, R. D. *et al.* Comparative static and dynamic analysis of single-and double-stage multifunctional 3-phase grid-tied photovoltaic systems. **IET Renewable Power Generation**, v. 15, n. 5, p. 990-1004, 2021.

SU, M. *et al.* Stability analysis and stabilization methods of DC microgrid with multiple parallel-connected DC–DC converters loaded by CPLs. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 1, p. 132-142, 2016.

TAN, X.; LI, Q.; WANG, H. Advances and trends of energy storage technology in microgrid. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 44, n. 1, p. 179-191, 2013.

TAHIM, A. P. N. *et al.* Modeling and Stability Analysis of Islanded DC Microgrids Under Droop Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8, n. 30, p. 4597-4607, 2015.

TON, D. T.; SMITH, M. A. The US department of energy's microgrid initiative. **The Electricity Journal**, v. 25, n. 8, p. 84-94, 2012.

VESTI, S. *et al.* Impedance-based stability and transient-performance assessment applying maximum peak criteria. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 5, p. 2099-2104, 2012.

VIRAL, R.; KHATOD, D. K. Optimal planning of distributed generation systems in distribution system: A review. **Renewable and sustainable energy Reviews**, v. 16, n. 7, p. 5146-5165, 2012.

YANG, N. **Control and analysis of DC Microgrid with multiple distributed generators**. 2014. Tese de Doutorado.

WANG, P. *et al.* An improved distributed secondary control method for DC microgrids with enhanced dynamic current sharing performance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 9, p. 6658-6673, 2015.

WANG, H.; SAHA, T.; ZANE, R. Impedance-based stability analysis and design considerations for DC current distribution with long transmission cable. In: **2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)**. IEEE, 2017. p. 1-8.

WANG, Y. *et al.* Hybrid AC/DC microgrid architecture with comprehensive control strategy for energy management of smart building. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 101, p. 151-161, 2018.

WUNDER, B. *et al.* Overview of different topologies and control strategies for DC micro grids. In: **2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)**. IEEE, 2015. p. 349-354.

YANG, N. *et al.* Modeling and stability analysis of multi-time scale DC microgrid. **Electric Power Systems Research**, v. 140, p. 906-916, 2016.

APÊNDICE 1 – MATRIZES DOS SISTEMAS

As matrizes dos modelos dos conversores desenvolvidos, são determinadas por:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_{FPB} & 0 & 0 & 0 & -\frac{4}{3} - I_{of1}I_{o1}M_1 \\ -(R_{d1} + \Delta R_{d1}) & 0 & 0 & 0 & -\frac{4K_{Pv1}}{3} - K_{Pv1}I_{of1}I_{o1}M_1 \\ -K_{Pv1}(R_{d1} + \Delta R_{d1}) & K_{Lv1} & 0 & -1 & (-\frac{4K_{Pv1}}{3} - K_{Pv1}I_{of1}I_{o1}M_1) \\ -\frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{Pi1}K_{Pv1}(R_{d1} + \Delta R_{d1}) & \frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{Lv1}K_{Pi1} & \frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{Li1} & -\frac{R_{b1}}{L_{b1}} - \frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{Pi1} & -\frac{1-D_1}{L_{b1}} + \frac{V_{o1}}{L_{b1}}(-\frac{4}{3}K_{Pi1}K_{Pv1} - I_{of1}I_{o1}M_1) \\ -\frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{Pv1}K_{Pi1}(R_{d1} + \Delta R_{d1}) & \frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{Li1} & -\frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{Lv1}K_{Pi1} & \frac{1-D_1}{C_{o1}} + \frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{Pi1} & -\frac{I_{L1}}{C_{o1}}(-\frac{4}{3}K_{Pi1}K_{Pv1} - I_{of1}I_{o1}M_1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{1,1} = \begin{bmatrix} \omega_{FPB} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ \frac{1}{C_{o1}} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{1,2} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{3} \\ K_{Pv1}\frac{1}{3} \\ -\frac{V_{o1}}{3L_{b1}}K_{Pi1}K_{Pv1} \\ -\frac{I_{L1}}{3C_{o1}}K_{Pi1}K_{Pv1} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{1,3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{I_{L1}}{3C_{o1}}K_{Pi1}K_{Pv1} & -I_{of1}M_3 \\ K_{Pv1}\frac{1}{3} & -K_{Pv1}I_{of1}M_3 \\ -\frac{V_{o1}}{3L_{b1}}K_{Pi1}K_{Pv1} & -\frac{V_{o1}}{L_{b1}}K_{Pi1}K_{Pv1}I_{of1}M_3 \\ -\frac{I_{L1}}{3C_{o1}}K_{Pi1}K_{Pv1} & \frac{I_{L1}}{C_{o1}}K_{Pi1}K_{Pv1}[I_{of1}M_3] \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_1 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1],$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ K_{Lv2} & 0 & 0 & K_{Pv2} & 0 \\ \frac{V_{o2}}{L_{b2}}K_{Lv2}K_{Pi2} & \frac{V_{o2}}{L_{b2}}K_{Li2} & -\frac{R_{b2}}{L_{b2}} - \frac{V_{o2}}{L_{b2}}K_{Pi2} & \frac{1}{L_{b2}} + \frac{V_{o2}}{L_{b2}}K_{Pi2}K_{Pv2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{pv}} & -\frac{1}{C_{pv}R_{pv}} & -\frac{1-D_2}{L_{b2}} \\ \frac{-I_{L2}}{C_{o2}}K_{Lv2}K_{Pi2} & \frac{-I_{L2}}{C_{o2}}K_{Li2} & \frac{1-D}{C_{o2}} + \frac{-I_{L2}}{C_{o2}}K_{Pi2} & \frac{1-D}{C_{o2}}K_{Pi2}K_{Pv2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ \frac{1}{C_{o2}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ \frac{1}{C_{o2}} \end{bmatrix}, \mathbf{C}_2 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1],$$

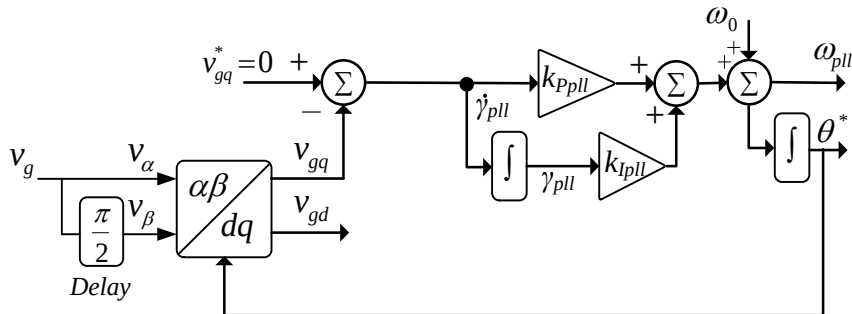
APÊNDICE 2 – SISTEMA DE SINCRONISMO PLL

O desempenho das microrredes interconectadas à rede elétrica CA depende da precisão das informações de ângulo de fase e frequência desta rede, as quais são necessárias para garantir sincronismo entre a corrente injetada na rede elétrica e a sua respectiva tensão. Essas informações podem ser obtidas utilizando um algoritmo PLL (*Phase-Locked Loop*).

Para sistemas monofásicos, algumas abordagens têm sido apresentadas na literatura, as quais são baseadas no uso dos eixos de referência síncrona (*Synchronous Reference Frame* - SRF) para detectar o ângulo de fase, frequência e amplitude da tensão da rede elétrica (Sidelmo *et al.*, 2014).

A Figura A.2 ilustra o diagrama em blocos do algoritmo PLL monofásico utilizado neste trabalho, o qual é baseado na utilização do SRF e também chamado na literatura como TD-PLL (*Transport Delay – based PLL*). Neste sistema, para gerar um sinal em quadratura é utilizado um bloco de atraso (*transport delay*), que é responsável por introduzir um deslocamento de fase de 90 graus, equivalente a $\pi/2$, em relação à frequência fundamental do sinal de entrada, obtendo assim um sistema bifásico de coordenadas $\alpha\beta$. A partir disso, os sinais v_α e v_β são transformados em grandezas no SRF, a fim de obter v_{gd} e v_{gq} . O princípio de operação deste PLL consiste em anular a componente v_{gq} para que a saída do algoritmo esteja atracada com a componente de frequência fundamental do sinal de entrada. A dinâmica do PLL deve ajustar a saída do controlador PI na frequência angular de referência $\omega_0 = 2\pi f$, onde f é a frequência nominal da rede elétrica. Por meio da integração da frequência angular de referência, o ângulo θ^* é obtido e utilizado para calcular o sinal de referência para a malha de controle de corrente do conversor G-IC.

Figura A2.1 – Diagrama em blocos do PLL.



Fonte: Autoria própria.

APÊNDICE 3 – PROJETO DOS CONTROLADORES

Neste trabalho, todas as malhas de controle utilizam controladores PI, os quais foram projetados seguindo a metodologia proposta em (Angélico, Campanhol e Silva, 2014). Esta metodologia é baseada na análise da resposta em frequência via diagramas de Bode, onde a frequência de cruzamento e a margem de fase desejada são especificações de projeto. Esta metodologia pode ser descrita conforme as etapas a seguir:

Etapa 1: Plotar o diagrama de Bode da planta a ser compensada ($G_P(s)$), e avaliar o ângulo de fase φ_P apresentado na frequência de cruzamento especificada ω_c .

Etapa 2: Calcular a contribuição angular (φ_C), a ser adicionado em φ_P a fim de obter a margem de fase desejada MF_d na frequência de cruzamento especificada ω_c , onde φ_C pode ser determinado por:

$$\varphi_C = MF_d - (\varphi_P + 180^\circ) \quad (A3.1)$$

Etapa 3: Incluir um compensador de fase, o qual é dado por (A3.1), em série com a planta a ser compensada (G_P), com o objetivo de ajustar o ângulo de fase do sistema compensado em malha aberta G_{MAC} , conforme a margem de fase desejada MF_d .

$$C(s) = \frac{T_i s + 1}{s} = \frac{\left(\frac{tg(\varphi_C + 90^\circ)}{\omega_c} \right) s + 1}{s} \quad (A3.2)$$

Etapa 4: Por fim, incluir um compensador conforme dado em (A3.2), em série com o sistema compensado para que o módulo do sistema compensado em malha aberta G_{MAC} apresente 0dB na frequência de cruzamento especificada ω_c .

$$K_C = \frac{1}{|G_{MAC}|} \quad (A3.3)$$

Dessa forma, a função transferência do controlador PI pode ser descrita por (A3.4), onde os ganhos proporcional e integral K_P e K_I , respectivamente, são obtidos a partir de K_C e T_i conforme (A3.5) e (A3.6).

$$G_{PI}(s) = K_i \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{A3.4})$$

$$K_p = K_i T_i \quad (\text{A3.5})$$

$$K_i = K_c \quad (\text{A3.6})$$

Os parâmetros de projeto dos controladores PI de corrente e de tensão do conversor *G-IC* estão apresentados na Tabela A3.1.

Tabela A3.1 – Especificações de projeto dos controladores PI da malha de corrente do conversor G-IC

Parâmetros	Valores
Frequência de cruzamento para o controlador de corrente	$\omega_{ci} = 2,22 \text{ kHz}$
Frequência de cruzamento para o controlador de tensão	$\omega_{cv} = 6 \text{ Hz}$
Margem de fase desejada para o controlador de corrente	$MF_{di} = 82,1^\circ$
Margem de fase desejada para o controlador de tensão	$MF_{dv} = 85^\circ$
Frequência de chaveamento do conversor	$f_{sw} = 20 \text{ kHz}$
Indutância de acoplamento	$L_f = 1,5 \text{ mH}$
Resistência de acoplamento	$R_f = 0,21 \Omega$
Capacitância do barramento CC	$C_{o3} = 4795 \mu\text{F}$
Tensão no barramento CC	$V_{o3} = 250 \text{ V}$
Tensão no eixo síncrono direto	$v_d = 180 \text{ V}$
Ganho do PWM	$K_{PWM} = 2/3750$

De acordo com as descrições matemáticas do Capítulo 3, é possível obter as funções de transferência das plantas de corrente de tensão do conversor *G-IC*, a serem utilizadas para os projetos dos controladores. Primeiramente, aplicando transformada de Laplace em (3.52) e em (3.58), obtém-se:

$$L_f s \hat{i}_{Lf}(s) = \hat{v}_g(s) - R_f \hat{i}_{Lf}(s) + \hat{d}_3(s) V_{o3} + D_3 \hat{v}_{o3}(s) \quad (\text{A3.7})$$

$$C_{o3} V_{o3} s \hat{v}_{o3}(s) = \hat{i}_{o3}(s) V_{o3} + I_{o3} \hat{v}_{o3}(s) + \frac{V_{gd}}{2} \hat{i}_{Ld}(s) + \frac{I_{Ld}}{2} \hat{v}_{gd}(s) \quad (\text{A3.8})$$

Assim, as funções de transferência para as malhas de controle de corrente e de tensão para o $G-IC$, podem ser obtidas como segue:

$$G_{idG-IC}(s) = \frac{\hat{i}_{Lf}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{o3}}{L_f s + R_f} \quad (A3.9)$$

$$G_{viG-IC}(s) = \frac{\hat{v}_{o3}(s)}{\hat{i}_{Ld}(s)} = \frac{V_{gd}}{2C_{o3}V_{o3}s} \quad (A3.10)$$

Na etapa 1 do procedimento de projeto dos controladores PI, os ângulos de fase das plantas G_{idG-IC} e $G_{viG-IC}(s)$ são avaliados e determinados, respectivamente, por:

$$\varphi_{PiG-IC} = -89,4255^\circ \quad (A3.11)$$

$$\varphi_{PvG-IC} = -90^\circ \quad (A3.12)$$

Na segunda etapa, são estabelecidas as contribuições angulares φ_{CiG-IC} e φ_{CvG-IC} , de acordo com suas respectivas margens de fase desejadas, como segue:

$$\varphi_{CiG-IC} = MF_{di} - (\varphi_{PiG-IC} + 180^\circ) = 82,1^\circ - (-89,4255^\circ + 180^\circ) = -8,4745^\circ \quad (A3.13)$$

$$\varphi_{CvG-IC} = MF_{dv} - (\varphi_{PvG-IC} + 180^\circ) = 85^\circ - (-90^\circ + 180^\circ) = -5^\circ \quad (A3.14)$$

Em seguida, as constantes T_{iG-IC} e T_{vG-IC} podem ser calculadas, respectivamente, como segue:

$$T_{iG-IC} = \frac{tg(\varphi_{CiG-IC} + 90^\circ)}{\omega_{ci}} = \frac{tg(-8,4745 + 90^\circ)}{2\pi \cdot 2,0 \cdot 10^3} = 4,8068 \cdot 10^{-4} \quad (A3.15)$$

$$T_{vG-IC} = \frac{tg(\varphi_{CvG-IC} + 90^\circ)}{\omega_{cd}} = \frac{tg(-5^\circ + 90^\circ)}{2\pi \cdot 6} = 0,3032 \quad (A3.16)$$

Dessa forma, conforme a etapa 3 da metodologia, as funções de transferência dos compensadores de fase $C_{iG-IC}(s)$ e $C_{vG-IC}(s)$, são determinadas por (4.42) e (4.43) nesta ordem, e os ganhos dos compensadores estabelecidos em (4.44) e (4.45).

$$C_{iG-IC}(s) = \frac{T_{iG-IC}s + 1}{s} = \frac{4,8068 \cdot 10^{-4}s + 1}{s} \quad (A3.17)$$

$$C_{vG-IC}(s) = \frac{T_{vG-IC}s + 1}{s} = \frac{0,3032s + 1}{s} \quad (A3.18)$$

$$K_{CiG-IC} = \frac{1}{|G_{MA_{CiG-IC}}|} = \frac{1}{|G_{id_{G-IC}}(s) \cdot C_{iG-IC}(s)|} = 3,2323 \cdot 10^5 \quad (A3.19)$$

$$K_{CvG-IC} = \frac{1}{|G_{MA_{vG-IC}}|} = \frac{1}{|G_{vi_{G-IC}}(s) \cdot C_{vG-IC}(s)|} = 1,6498 \quad (A3.20)$$

Com isso, é possível obter as expressões dos controladores PI por meio de (A3.4), como segue:

$$\begin{aligned} G_{PiG-IC} &= K_{CiG-IC} \left(\frac{T_{iG-IC}s + 1}{s} \right) = 3,2323 \cdot 10^5 \left(\frac{4,8068 \cdot 10^{-4}s + 1}{s} \right) \\ &= K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{s} \end{aligned} \quad (A3.21)$$

$$G_{PvG-IC} = K_{CvG-IC} \left(\frac{T_{vG-IC}s + 1}{s} \right) = 1,6498 \left(\frac{0,3032s + 1}{s} \right) = K_{Pv} + \frac{K_{Iv}}{s} \quad (A3.22)$$

Os parâmetros de projeto dos controladores PI de corrente e de tensão do conversor VM-BC estão apresentados na Tabela A3.2.

Tabela A3.2 – Especificações de projeto dos controladores PI da malha de corrente do conversor VM-BC.

Parâmetros	Valores
Frequência de cruzamento para o controlador de corrente	$\omega_{ci} = 600 \text{ Hz}$
Frequência de cruzamento para o controlador de tensão	$\omega_{cv} = 20 \text{ Hz}$
Margem de fase desejada para o controlador de corrente	$MF_{di} = 80^\circ$
Margem de fase desejada para o controlador de tensão	$MF_{dv} = 85^\circ$
Frequência de chaveamento do conversor	$f_{sw} = 20 \text{ kHz}$
Indutância de acoplamento	$L_f = 1,5 \text{ mH}$
Resistência de acoplamento	$R_f = 0,21 \Omega$
Capacitância de saída	$C_{o1} = 560 \mu\text{F}$
Tensão no barramento CC	$V_{o1} = 250 \text{ V}$
Carga	$R_L = 60 \Omega$
Razão cíclica	$D_1 = 0,5$
Ganho do PWM	$K_{PWM} = 2/3750$

A partir das equações (3.4) e (3.5), obtidas no Capítulo 3, as funções de transferência para as malhas de controle de corrente e de tensão para conversor CC/CC VM-BC, podem ser obtidas como segue:

$$G_{id_{VM-BC}}(s) = \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} = K_{PWM} \frac{V_{o1}}{L_{b1}s + R_f} \quad (\text{A3.23})$$

$$G_{vi_{VM-BC}}(s) = \frac{\hat{v}_{o1}(s)}{\hat{i}_{L1}(s)} = \frac{1 - D_1}{C_{o1}s + \frac{1}{R_L}} \quad (\text{A3.24})$$

Considerando a etapa 1 do procedimento de projeto dos controladores PI, os ângulos de fase das plantas $G_{id_{VM-BC}}$ e $G_{vi_{VM-BC}}(s)$ são avaliados e determinados, respectivamente, por:

$$\varphi_{Pi_{VM-BC}} = -87,8732, \quad (\text{A3.25})$$

$$\varphi_{Pv_{VM-BC}} = -76,6757^\circ \quad (\text{A3.26})$$

Na segunda etapa, são estabelecidas as contribuições angulares $\varphi_{CiVM-BC}$ e $\varphi_{CvVM-BC}$ de acordo com suas respectivas margens de fase desejadas, como segue:

$$\begin{aligned}\varphi_{CiVM-BC} &= MF_{di} - (\varphi_{PiVM-BC} + 180^\circ) = 80^\circ - (-87,8732^\circ + 180^\circ) \\ &= -8,4745^\circ\end{aligned}\quad (A3.27)$$

$$\begin{aligned}\varphi_{CvVM-BC} &= MF_{dv} - (\varphi_{PvVM-BC} + 180^\circ) = 85^\circ - (-76,6757^\circ + 180^\circ) \\ &= -12,1268^\circ\end{aligned}\quad (A3.28)$$

Em seguida, as constantes T_{iVM-BC} e T_{vVM-BC} podem ser calculados, respectivamente, por:

$$T_{iVM-BC} = \frac{tg(\varphi_{CiVM-BC} + 90^\circ)}{\omega_{ci}} = \frac{tg(-12,1268 + 90^\circ)}{2\pi \cdot 600} = 0,0012 \quad (A3.29)$$

$$T_{vVM-BC} = \frac{tg(\varphi_{CvVM-BC} + 90^\circ)}{\omega_{cd}} = \frac{tg(-18,3243^\circ + 90^\circ)}{2\pi \cdot 20} = 0,0240 \quad (A3.30)$$

Dessa forma, conforme a etapa 3 da metodologia, as funções de transferência dos compensadores de fase $C_{iVM-BC}(s)$ e $C_{vVM-BC}(s)$, são determinadas por (A3.31) e (A3.32) nesta ordem, e os ganhos dos compensadores estabelecidos em (A3.33) e (A3.34).

$$C_{iVM-BC}(s) = \frac{T_{iVM-BC}s + 1}{s} = \frac{0,0012s + 1}{s} \quad (A3.31)$$

$$C_{vVM-BC}(s) = \frac{T_{vVM-BC}s + 1}{s} = \frac{0,0240s + 1}{s} \quad (A3.32)$$

$$K_{CiVM-BC} = \frac{1}{|G_{MA_{CiVM-BC}}|} = \frac{1}{|G_{id_{G-IC}}(s) \cdot C_{iVM-BC}(s)|} = 1,3445 \cdot 10^5 \quad (A3.33)$$

$$K_{CvVM-BC} = \frac{1}{|G_{MA_{vVM-BC}}|} = \frac{1}{|G_{viVM-BC}(s) \cdot C_{vVM-BC}(s)|} = 5,7143 \quad (A3.34)$$

Com isso, é possível obter as expressões dos controladores PI, como segue:

$$G_{PIiVM-BC} = K_{CiVM-BC} \left(\frac{T_{iVM-BC} s + 1}{s} \right) = 1,3445 \cdot 10^5 \left(\frac{0,0012s + 1}{s} \right) \quad (A3.35)$$

$$= K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{s}$$

$$G_{PIvVM-BC} = K_{CvVM-BC} \left(\frac{T_{vVM-BC} s + 1}{s} \right) = 5,7143 \left(\frac{0,0240s + 1}{s} \right) = K_{Pv} + \frac{K_{Iv}}{s} \quad (A3.36)$$

Os parâmetros de projeto dos controladores PI de corrente e de tensão do conversor *CM-BC* estão apresentados na Tabela A3.3.

Tabela A3.3 – Especificações de projeto dos controladores PI da malha de corrente do conversor *CM-BC*.

Parâmetros	Valores
Frequência de cruzamento para o controlador de corrente	$\omega_{ci} = 900 \text{ Hz}$
Frequência de cruzamento para o controlador de tensão	$\omega_{cv} = 120 \text{ Hz}$
Margem de fase desejada para o controlador de corrente	$MF_{di} = 87^\circ$
Margem de fase desejada para o controlador de tensão	$MF_{dv} = 85^\circ$
Frequência de chaveamento do conversor	$f_{sw} = 20 \text{ kHz}$
Indutância	$L_{b2} = 1,5 \text{ mH}$
Resistência série do indutor	$R_{b2} = 0,21 \Omega$
Capacitância de saída	$C_{o2} = 560 \mu\text{F}$
Tensão no barramento CC	$V_{o2} = 250 \text{ V}$
Resistência do modelo do módulo FV	$R_{pv} = 19,382$
Ganho do PWM	$K_{PWM} = 2/3750$

A partir do equacionamento matemático desenvolvido no Capítulo 3, por meio de (3.33), (3.34) e (3.35), as funções de transferência para as malhas de controle de corrente e de tensão para o conversor *CC/CC CM-BC*, podem ser obtidas como segue:

$$G_{idCM-BC}(s) = \frac{\hat{i}_{L2}(s)}{\hat{d}(s)} = K_{PWM} \frac{V_{o2}(1 + R_{pv}C_{pv}s)}{s^2(R_{pv}C_{pv}L_{b2}) + s(L_{b2} + R_{pv}C_{pv}R_{b2}) + (R_{pv} + R_{b2})} \quad (A3.37)$$

$$G_{viCM-BC}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{i}_{L2}(s)} = \frac{R_{pv}}{1 + R_{pv}C_{pv}s} \quad (A3.38)$$

Na etapa 1 do procedimento de projeto dos controladores PI, os ângulos de fase das plantas $G_{idCM-BC}$ e $G_{viCM-BC}(s)$ são avaliados e determinados, respectivamente por:

$$\varphi_{PiCM-BC} = -88,2280^\circ \quad (A3.39)$$

$$\varphi_{PvCM-BC} = -82,9715^\circ \quad (A3.40)$$

Na segunda etapa, são estabelecidas as contribuições angulares $\varphi_{CiCM-BC}$ e $\varphi_{CvCM-BC}$ conforme (4.38) e (4.39), nesta ordem, de acordo com suas respectivas margens de fase desejadas.

$$\begin{aligned} \varphi_{CiCM-BC} &= MF_{di} - (\varphi_{PiCM-BC} + 180^\circ) = 80^\circ - (-88,2280^\circ + 180^\circ) \\ &= -4,7720^\circ \end{aligned} \quad (A3.41)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{CvCM-BC} &= MF_{dv} - (\varphi_{PvCM-BC} + 180^\circ) = 85^\circ - (-82,9715^\circ + 180^\circ) \\ &= -12,0285^\circ \end{aligned} \quad (A3.42)$$

Em seguida, as constantes T_{iCM-BC} e T_{vCM-BC} podem ser calculadas, respectivamente, como segue:

$$T_{iCM-BC} = \frac{tg(\varphi_{CiCM-BC} + 90^\circ)}{\omega_{ci}} = \frac{tg(-4,7720^\circ + 90^\circ)}{2\pi \cdot 900} = 0,0021 \quad (A3.43)$$

$$T_{vCM-BC} = \frac{tg(\varphi_{CvCM-BC} + 90^\circ)}{\omega_{cd}} = \frac{tg(-12,0285^\circ + 90^\circ)}{2\pi \cdot 120} = 0,0062 \quad (A3.44)$$

Dessa forma, conforme a etapa 3 da metodologia, as funções de transferência dos compensadores de fase $C_{iCM-BC}(s)$ e $C_{vCM-BC}(s)$, são determinadas por (A3.45) e (A3.46) nesta ordem, e os ganhos dos compensadores estabelecidos em (A3.47) e (A3.48).

$$C_{iCM-BC}(s) = \frac{T_{iCM-BC} s + 1}{s} = \frac{0,0021s + 1}{s} \quad (A3.45)$$

$$C_{vCM-BC}(s) = \frac{T_{vCM-BC} s + 1}{s} = \frac{0,0062s + 1}{s} \quad (A3.46)$$

$$K_{CiCM-BC} = \frac{1}{|G_{MA_{CiCM-BC}}|} = \frac{1}{|G_{id_{CM-BC}}(s) \cdot C_{iCM-BC}(s)|} = 1,0916 \cdot 10^5 \quad (A3.47)$$

$$K_{CvCM-BC} = \frac{1}{|G_{MA_{vCM-BC}}|} = \frac{1}{|G_{vi_{CM-BC}}(s) \cdot C_{vCM-BC}(s)|} = 66,8465 \quad (A3.48)$$

Com isso, é possível obter as expressões dos controladores PI, como segue:

$$\begin{aligned} G_{Pi_{iCM-BC}} &= K_{CiCM-BC} \left(\frac{T_{iCM-BC} s + 1}{s} \right) = 1,0916 \cdot 10^5 \left(\frac{0,0021s + 1}{s} \right) \\ &= K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{s} \end{aligned} \quad (A3.49)$$

$$G_{Pi_{vCM-BC}} = K_{CvCM-BC} \left(\frac{T_{vCM-BC} s + 1}{s} \right) = 66,8465 \left(\frac{0,0062s + 1}{s} \right) = K_{Pv} + \frac{K_{Iv}}{s} \quad (A3.50)$$

APÊNDICE 4 – FOTOGRAFIAS DO PROTÓTIPO

