**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS**

SEBASTIÁN DE JESÚS MANRIQUE MACHADO

**Técnicas de modelagem de pequenos sinais para
microrredes CA ilhadas considerando impedância virtual e
conversores multifuncionais controlados em corrente**

SÃO CARLOS

2021

SEBASTIÁN DE JESÚS MANRIQUE MACHADO

**Técnicas de modelagem de pequenos sinais para
microrredes CA ilhadas considerando impedância virtual e
conversores multifuncionais controlados em corrente**

Trata-se da versão corrigida da tese.

Tese apresentada à Escola de Engenharia de
São Carlos da Universidade de São Paulo,
como parte dos requisitos para obtenção do
título de Doutor em Ciências, Programa de
Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos.

Orientador: Prof. Dr. José Roberto B. Almeida
Monteiro

Co-orientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto
Oliveira da Silva.

SÃO CARLOS

2021

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTA TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

M266t Manrique Machado, Sebastian de Jesus
Técnicas de modelagem de pequenos sinais para
microrredes CA ilhadas considerando impedância virtual
e conversores multifuncionais controlados em corrente /
Sebastian de Jesus Manrique Machado; orientador José
Roberto Boffino de Almeida Monteiro; coorientador
Sergio Augusto Oliveira da Silva. São Carlos, 2021.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2021.

1. Controle droop. 2. estabilidade. 3. impedância
virtual. 4. microrredes CA. 5. pequenos sinais. 6.
qualidade da energia. 7. regiões paramétricas de
estabilidade. 8. sistemas dinâmicos. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **SEBASTIAN DE JESUS MANRIQUE MACHADO**.

Título da tese: "Técnicas de modelagem de pequenos sinais para microrredes CA ilhadas considerando impedância virtual e conversores multifuncionais controlados em corrente".

Data da defesa: 27/07/2021.

Comissão Julgadora

Resultado

Prof. Dr. **Sergio Augusto Oliveira da Silva**

(Presidente da Banca)

(Universidade Tecnológica Federal do Paraná/UTFPR)

APROVADO

Prof. Dr. **Francisco de Assis dos Santos Neves**

(Universidade Federal de Pernambuco/UFPE)

APROVADO

Prof. Dr. **Fernando Pinhabel Marafão**

(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho/UNESP-Sorocaba)

APROVADO

Prof. Dr. **Ernane Antonio Alves Coelho**

(Universidade Federal de Uberlândia/UFU)

APROVADO

Prof. Associado **Ricardo Quadros Machado**

(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC-USP)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:

Prof. Dr. **João Bosco Augusto London Junior**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:

Prof. Titular **Murilo Araujo Romero**

*Dedico este trabalho aos meus avôs Luis José Manrique Araque e Maria Eugenia Machado,
minha mãe Maria Rocio Manrique Machado, minha irmã Sara Palácio e à minha esposa
Katri Gasparin.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por ter me proporcionado saúde e fortaleza para enfrentar todas as dificuldades que se apresentaram ao longo deste trabalho.

Aos professores Sérgio Augusto Oliveira da Silva e José Roberto B. de Almeida Monteiro pelos esforços para viabilizar este trabalho de doutorado e me dar a liberdade para propor este trabalho de acordo com meus interesses intelectuais e científicos, e ao mesmo tempo, por contribuir com minha formação científica dedicando seu tempo e energia para me guiar durante o desenvolvimento deste trabalho. De forma especial agradeço ao prof. Sérgio por abrir as portas do LEPQER na UTFPR de Cornélio Procopio e facilitar toda a infraestrutura do mesmo para realizar as verificações experimentais deste projeto. Também, agradeço ao professor Leonardo Poltronieri Sampaio, membro do LEPQER, por seu tempo e disponibilidade para discutir assuntos relevantes a este trabalho de doutorado.

Ao professor Azauri Albano, quem inicialmente aceitou desenvolver este projeto, sendo meu orientador, nos termos ideais para possibilitar minha formação como doutor. Também, agradeço aos professores da USP João Bosco Augusto London Júnior, Rogério Andrade Flauzino, José Carlos de Melo Vieira Júnior, Ricardo Quadros Machado e Mário Oleskovicz por ter compartilhado seus conhecimentos comigo durante as disciplinas de doutorado.

Agradeço a todos meus familiares pelo apoio e estímulo que sempre me deram para estudar e apreender coisas novas. De forma muito especial a meus avós Luis José e Maria Eugenia, e minha mãe Maria Rocio que se esforçaram por me dar uma educação, a qual me abriu muitas portas e possibilitou minha realização pessoal e profissional. A minha irmã Sara, que me apoiou e me ajudou de forma decisiva, especialmente durante meu último ano de doutorado.

À minha esposa Katri pelo suporte, apoio e paciência durante todos estes anos de árduo trabalho.

Agradeço aos meus amigos e colegas de trabalho Leonardo Bruno García Campanhol e Vinícius Dario Bacon pelas longas e produtivas discussões que promoveram o bom andamento deste trabalho de doutorado.

A todos os colegas do LEPQER da UTFPR pela parceria e as produtivas discussões durante os anos de árduo estudo. De forma especial, agradeço aos colegas Guilherme Masquetti

Pelz, Rafaela Dizaró Silveira e Bruno Leandro Galvão Costa com os quais sempre pude contar para prestar uma ajuda em momentos muito importantes.

Aos professores membros da banca de avaliação desta tese, muito especialmente aos professores Ernane Antônio Alves Coelho e Rodrigo Andrade Ramos que participaram da banca de qualificação e me deram ótimas sugestões para desenvolver meu trabalho com maior foco.

Ao câmpus Apucarana da UTFPR, muito especialmente aos colegas de trabalho da coordenação de engenharia elétrica, Bruno de Nadai Nascimento, Carlos Matheus Rodrigues de Oliveira, Cicero Hildenberg Lima de Oliveira, Marcelo Ferreira da Silva, Mauricio Khenafes, Maurício Moreira, Renan Silva Maciel, Rogério Marcos da Silva, Rodrigo Aparecido Fernandes Pereira, Rodrigo Caun, e Willian Ricardo Bispo Murbak Nunes.

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

“Existem muitas hipóteses em ciência que estão erradas. Isso é perfeitamente aceitável, elas são a abertura para achar as que estão certas”

Carl Sagan

RESUMO

MANRIQUE MACHADO, S. J. **Técnicas de modelagem de pequenos sinais para microrredes CA ilhadas considerando impedância virtual e conversores multifuncionais controlados em corrente.** 2021. 211p. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2021.

Este trabalho está dedicado a compreender melhor o comportamento dinâmico das microrredes. Para tal propósito, inicialmente, seis modelos de pequenos sinais diferentes para microrredes CA ilhadas são desenvolvidos, os quais consideram apenas inversores formadores de rede. Tais modelos são obtidos a partir de diferentes considerações na modelagem tanto dos inversores formadores de rede quanto na modelagem da dinâmica associada aos ramos RL da microrrede (Linhas de distribuição e cargas). Através do estudo de tais modelos conseguiu-se: *i)* compreender melhor os fenômenos dinâmicos da microrrede através da investigação do efeito de cada simplificação nas previsões dos modelos; *ii)* estabelecer o nível de fidelidade que cada simplificação proporciona em diferentes cenários em relação ao tipo de rede de distribuição e ao projeto da impedância virtual dos inversores formadores de rede; e *iii)* avaliar o ganho, em termos de carga computacional, de cada um dos modelos considerados. Em seguida, o modelo completo desenvolvido é estendido para considerar a coexistência de inversores formadores de rede e inversores multifuncionais capazes tanto de suprir potência ativa e reativa quanto de operar como filtros ativos de potência. Particularmente, neste trabalho estuda-se: *i)* a influência que a estratégia de filtragem ativa adotada tem no comportamento dinâmico da microrrede; *ii)* os diferentes acoplamentos que surgem na região de frequência entre o controle *droop* e o PLL do inversor multifuncional; *iii)* a influência dos diferentes modos de operação do inversor multifuncional nos indicadores de qualidade da energia da microrrede

Palavras-chave: Controle *droop*, estabilidade, impedância virtual, microrredes CA, pequenos sinais, qualidade da energia, regiões paramétricas de estabilidade, sistemas dinâmicos.

ABSTRACT

MANRIQUE MACHADO, S. J. **Small-signal modeling techniques for islanded AC microgrids considering virtual impedance and current-controlled multifunctional converters.** 2021. 211p. Tese (Doutorado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2021.

This work is dedicated to a better understanding of the microgrid dynamic behavior. For this purpose, at first, six different small-signal models for islanded AC microgrids are developed, which consider only grid-forming inverters. Such models are obtained from different considerations in the modeling of both the grid-forming inverters and the dynamics associated with the RL branches of the microgrid (Distribution lines and loads). Through the study of such models, it was possible: *i)* to achieve a better understanding of the microgrid dynamic phenomena by investigating the effect of each simplification on the models' predictions; *ii)* establish the level of fidelity that each simplification provides in different scenarios referred to the type of distribution network and the design of the grid-forming inverters virtual impedance; and *iii)* assess the gain, in terms of computational burden, of each one of the models considered. Then the developed complete model is extended to consider the coexistence of grid-forming inverters and multifunctional inverters able to inject active and reactive power and operate as an active power filter. Particularly, this work studies: *i)* the influence of the adopted active filtering function strategy in the microgrid dynamic behavior; *ii)* the different couplings arising in the low-frequency region among the droop control and the PLL of the multifunctional inverter; *iii)* the influence of different multifunctional inverter operation modes in the microgrid power quality indexes.

Keywords: Droop control, stability, virtual impedance, AC microgrids, small-signal, power quality, Parametric stability boundaries, dynamic systems.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1. Ilustração do contexto introdutório desta tese.	16
Figura 2.1. Escalabilidade do conceito de microrrede a diferentes níveis de tensão e a formação de <i>clusters</i> de microrredes.	25
Figura 2.2. Classificação principal das arquiteturas de microrredes.	26
Figura 2.3. Ilustração do conceito de MTDC. (a) MTDC em sistemas HVDC; (b) MTDC agrupando microrredes CC.	28
Figura 2.4. Analogia entre tensão e frequência na operação de microrredes CA e CC.	29
Figura 2.5. Classificação das estratégias de controle local aplicadas em conversores para microrredes CA.	32
Figura 2.6. Representação conceitual do controle formador de rede. (a) Único conversor formador de rede na microrrede; (b) Estratégia <i>droop</i> para vários formadores de rede compartilhando as cargas.	34
Figura 2.7. Possíveis variáveis a serem realimentadas num conversor formador de rede com filtro LCL.	35
Figura 2.8. Representação conceitual do controle supridor de rede. (a) Conversor supridor operando sempre no ponto de máxima potência; (b) Estratégia <i>droop</i> reverso para conversor supridor prestar também suporte à rede na regulação de tensão e frequência.	37
Figura 2.9. Ilustração básica da estrutura de controle híbrida ou HCM.	38
Figura 2.10. Emulação de inercia a partir da equação de oscilação de um gerador síncrono.	40
Figura 2.11. Ilustração do controle VOC composto por uma rede RLC linear e uma fonte de corrente controlada por tensão não linear.	41
Figura 2.12. Ilustração da estrutura do controle hierárquico aplicado ao gerenciamento de sistemas elétricos.	44

Figura 2.13. Ilustração do fluxo de potência em função das impedâncias das linhas e os fasores de tensão.....	46
Figura 2.14. Implementação do controle <i>Droop</i> tradicional utilizando o desacoplamento entre potência ativa e reativa; (a) Para redes com predomínio indutivo; (b) Para redes com predomínio resistivo.	48
Figura 2.15. Ilustração do conceito de impedância virtual. (a) Implementação; (b) Circuito equivalente assumindo controle de tensão ideal.....	50
Figura 2.16. Diagrama do controle Hierárquico centralizado aplicado microrredes.	54
Figura 2.17. Mecanismo de ação do controle secundário.	54
Figura 2.18. Exemplos dos objetivos de otimização associados ao controle terciário.....	56
Figura 2.19. Classificação principal das alternativas de implementação das camadas superiores do controle hierárquico.....	58
Figura 2.20. Ilustração das diferentes alternativas de implementação das camadas superiores do controle hierárquico. (a) Controle Descentralizado. (b) Controle Centralizado. (c) Controle distribuído.	59
a) Figura 2.21. Ilustração do funcionamento da estratégia DAPI. (a) Com canais de comunicação. (b) Sem canais de comunicação.....	64
Figura 2.22. Ilustração das diferentes escalas de tempo típicas associadas com a dinâmica dos distintos componentes físicos e malhas de controle dos principais subsistemas que compõem as microrredes.	66
Figura 2.23. Classificação da estabilidade em microrredes destacando o tipo de estabilidade de interesse neste trabalho.....	67
Figura 2.24. Classificação dos diferentes métodos de modelagem de pequenos sinais para microrredes, destacando o tipo de modelagem abordado neste trabalho.	69
Figura 2.25. Configurações básicas para a análise de estabilidade de pequenos sinais com métodos baseados em impedância. (a) Conversor controlado em tensão. (b) Conversor controlado em corrente conectado à rede.	73

Figura 2.26. Ilustração dos diferentes objetivos de compensação de harmônicas possíveis.....	80
Figura 3.1. Considerações feitas para cada um dos modelos de pequenos sinais estudados neste trabalho.....	83
Figura 3.2. Diagrama em blocos da malha de controle de tensão do inversor formador de rede.....	88
Figura 3.3. Diagrama em blocos da malha de controle de corrente do inversor formador de rede.....	89
Figura 3.4. Circuito equivalente do filtro LC em coordenadas dq	90
Figura 3.5. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo completo.	91
Figura 3.6. Ilustração da transformação de grandezas entre o sistema de coordenadas síncrono local e global, e vice-versa.....	93
Figura 3.7. Circuito RL equivalente de uma linha de distribuição que liga os nós "i" e "j".	97
Figura 3.8. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo MCI + DCR.	99
Figura 3.9. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo MCI + DAR.	100
Figura 3.10. Diagramas de Bode das funções de transferência de condutância e susceptância completa, aproximada e estática para diferentes relações X_{net}/R_{net} com indutância constante. (a) Condutância para $X_{net}/R_{net} = 5$. (b) Susceptância para $X_{net}/R_{net} = 5$. (c) Condutância para $X_{net}/R_{net} = 1$. (d) Susceptância para $X_{net}/R_{net} = 1$	104
Figura 3.11. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo MCI + DDR.	107
Figura 3.12. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo FIT + DCR.	113

Figura 3.13. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo FIT + DAR.....	114
Figura 3.14. Diagrama de blocos do controle do inversor multifuncional considerado neste trabalho.....	116
Figura 3.15. Diagrama de blocos do controle do inversor multifuncional considerado neste trabalho.....	117
Figura 4.1. Diagrama unifilar da microrrede considerada para validação dos modelos desenvolvidos.	126
Figura 4.2. Diagrama em blocos das malhas do controle local e do controle <i>droop</i> implementado para cada conversor formador de rede.....	126
Figura 4.3. Formas de onda experimentais da tensão (v_{oi}) e da corrente (i_{oi}) em cada conversor formador para diferentes relações Z_{net}/Z_v , mantendo $X_{net}/R_{net} \approx 3$ e $X_v/R_v = 4$ (47 V/div , $3,75\text{ A/div}$, 50 ms/div).....	129
Figura 4.4. Frequência local em cada conversor formador para diferentes relações Z_{net}/Z_v e X_v/R_v , mantendo $X_{net}/R_{net} \approx 3$	130
Figura 4.5. Autovalores de baixa frequência da microrrede em estudo para diversas relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo a relação $Z_{net}/Z_v = 2$	132
Figura 4.6. Regiões paramétricas de estabilidade para diversas relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo a relação $Z_{net}/Z_v = 2$. Ponto vermelho indica valores de k_{pi} e k_{qi} usados na Figura 4.5.	135
Figura 4.7. Autovalores de baixa frequência da microrrede em estudo para diversas relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo a relação $Z_{net}/Z_v = 8$	136
Figura 4.8. Regiões paramétricas de estabilidade para diversas relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo a relação $Z_{net}/Z_v = 8$. Ponto vermelho indica valores de k_{pi} e k_{qi} usados na Figura 4.7.	137
Figura 4.9. Fator de amortecimento e frequência natural normalizada do autovalor da região "A" (λ_1) previsto pelos diferentes modelos conforme k_{pi} aumenta, mantendo a relação $Z_{net}/Z_v = 2$	138

Figura 4.10. Erro relativo do fator de amortecimento e da frequência natural do autovalor λ_1 encontrado para cada modelo para diferentes relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo $k_{qi} = 0,00075 V/Var$ e a relação $Z_{net}/Z_v = 2$	140
Figura 4.11. Erro relativo do fator de amortecimento e da frequência natural do autovalor λ_1 encontrado para cada modelo para diferentes relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo $k_{qi} = 0,00075 V/Var$ e a relação $Z_{net}/Z_v = 8$	141
Figura 4.12. Exemplos de histogramas de frequência e Função de Probabilidade (FP) normal estimada para a estimar a carga computacional dos modelos da microrrede de 4 barramentos usando método ode15s. (a) MCI DCR. (b) FIT DCR.....	144
Figura 4.13. Tempo computacional para cada um dos modelos usando 5 <i>solvers</i> diferentes. (a) Microrrede de 4 barramentos. (b) Microrrede de 20 barramentos. ..	145
Figura 4.14. Representação da esparsidade de cada matriz de estados associada com cada um dos modelos em estudo, para a microrrede de 4 barramentos. Elementos não nulos são representados com pontos azuis.....	146
Figura 4.15. Ilustração da rede com impedâncias virtuais e aplicação da redução de <i>Kron</i> . (a) Rede original com impedância virtual; (b) Rede reduzida.....	149
Figura 4.16. Comparação da região paramétrica de estabilidade prevista pelo modelo MCI DCR e o modelo FIT DAR com duas representações diferentes da impedância virtual.	150
Figura 4.17. Autovalores de baixa frequência previstos pelo modelo MCI DCR e o modelo FIT DAR com duas representações diferentes da impedância virtual, variando k_{pi} . (a) $k_{qi} = 0,007$. (b) $k_{qi} = 0,025$	150
Figura 5.1. Diagrama unifilar da microrrede considerada neste capítulo para validação do modelo desenvolvido.....	153
Figura 5.2. Formas de onda experimentais da tensão (v_{oj}) e da corrente (i_{oj}) em cada conversor da microrrede durante degrau da carga não linear, com e sem considerar a filtragem ativa ($47 V/div$, $4 A/div$, $50 ms/div$).	156

Figura 5.3. Comparações entre os resultados experimental, simulado e o previsto pelo modelo para a frequência em cada conversor da microrrede durante um degrau da carga não linear, com e sem considerar a filtragem ativa.....	158
Figura 5.4. Comparações entre os resultados experimental, simulado e o previsto pelo modelo para a frequência em cada conversor da microrrede durante um degrau da carga linear, com e sem considerar a filtragem ativa.....	160
Figura 5.5. Sensibilidade associada aos parâmetros relacionados com a filtragem ativa. (a) k_{af} . (b) Frequência de corte do filtro passa baixas para extração de harmônicas (ω_{fhe}).....	161
Figura 5.6. Sensibilidade associada ao ganho proporcional do PLL k_{pPLL} . (a) $k_{af} = 0$. (b) $k_{af} = 1$	163
Figura 5.7. Sensibilidade associada ao ganho integral do PLL k_{iPLL} . (a) $k_{af} = 0$. (b) $k_{af} = 1$	163
Figura 5.8. Sensibilidade associada a ambos ganhos do PLL (k_{pPLL} e k_{iPLL}) mantendo a posição do polo associado ao controlador PI. (a) $k_{af} = 0$. (b) $k_{af} = 1$	164
Figura 5.9. Sensibilidade associada ao coeficiente de <i>droop</i> de frequência k_{pi} . (a) $k_{af} = 0$. (b) $k_{af} = 1$	165
Figura 5.10. Sensibilidade associada à outros parâmetros do controle <i>droop</i> com $k_{fa} = 1$. (a) k_{qi} . (b) ω_{fi}	165
Figura 5.11. Resultados estáticos das formas de onda experimentais da tensão (v_{oj}) e da corrente (i_{oj} e i_{Lfk}) em cada conversor da microrrede, com e sem considerar a filtragem ativa (47 V/div , 4 A/div , 10 ms/div).....	167
Figura 5.12. Resultados estáticos, valores RMS e de THD da tensão (v_{oj}) e da corrente (i_{oj} e i_{Lfk}) em cada conversor da microrrede, com e sem considerar a filtragem ativa.	168
Figura 5.13. Espectros harmônicos da corrente (i_{oj} e i_{Lfk}) em cada conversor da microrrede, bem como da carga não linear, com e sem considerar a filtragem ativa. Eixo Y em escala logarítmica.....	169

Figura 5.14. Espectros harmônicos da tensão (v_{oj}) em cada conversor da microrrede, com e sem considerar a filtragem ativa. Eixo Y em escala logarítmica.	170
Figura 5.15. Valores RMS e THDs da tensão (v_{oj}) obtidos experimentalmente em cada conversor da microrrede, para diversas relações Z_{net}/Z_v e cenários de operação do inversor multifuncional (G=Geração, FAP=Filtragem Ativa de Potência).	173
Figura 5.16. THD da corrente (i_{oj}) obtidos experimentalmente em cada conversor da microrrede, para diversos cenários de operação do inversor multifuncional (G=Geração, FAP=Filtragem Ativa de Potência). (a) Conversor 1; (b) Conversor 2; (c) Conversor 3.	174
.Figura A.1. Funções de transferência da malha interna de corrente dos inversores e sensibilidade dos parâmetros.....	217
Figura A.2. Funções de transferência da malha interna de tensão dos inversores e sensibilidade dos parâmetros.....	218
Figura B.1. Comparação da frequência local em cada conversor formador prevista pelos diferentes modelos MCI para a para diferentes relações Z_{net}/Z_v , mantendo $X_v/R_v = 4$, e $X_{net}/R_{net} \approx 3$	219
Figura B.2. Comparação entre os resultados experimentais, de simulação e previstos pelos diferentes modelos FIT para a frequência local em cada conversor formador para diferentes relações Z_{net}/Z_v , mantendo $X_v/R_v = 4$, e $X_{net}/R_{net} \approx 3$	220

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1. Limites de distorção harmônica total da tensão estabelecidos pelo módulo 8 do PRODIST.	77
Tabela 2.2. Valores recomendados pelas normas IEEE da máxima distorção das harmônicas de corrente em % da máxima corrente demandada pela carga.	78
Tabela 4.1. Parâmetros da microrrede em estudo, dos inversores formadores e suas malhas de controle.	127
Tabela 4.2. Resumo da análise de fidelidade obtida a partir de cada modelo para diferentes cenários, considerando valores pequenos de k_{qi}	143
Tabela 4.3. Resumo dos resultados de carga computacional. Análise do número de estados, número de elementos não nulos da matriz de estados e comparação dos tempos computacionais entre os modelos.	147
Tabela 5.1. Parâmetros da microrrede em estudo, dos inversores e suas malhas de controle.	154

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AGC	<i>Automatic Generation Control</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CMP	Controle por Modelo Preditivo
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DAPI	<i>Distributed-Averaging PI</i>
DAR	Dinâmica Aproximada da Rede
DCR	Dinâmica Completa da Rede
DDR	Desconsiderando Dinâmica da Rede
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
DVR	<i>Dynamic Voltage Restorer</i>
DTT	Distorção harmônica Total de Tensão
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FAPP	Filtro Ativo de Potência Paralelo
FB	<i>Full Bridge</i>
FD	Fator de Deslocamento
FIT	Fonte Ideal de Tensão
FL	<i>Four Legs</i>
FP	Fator de Potência
FPB	Filtro Passa-Baixa
FRT	<i>Frequency Ride Through</i>
GD	Geração Distribuída
HCM	<i>Hybrid voltage and current Control Method</i>
HSS	<i>Harmonic State-Space</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LMI	<i>Linear Matrix Inequality</i>
LVRT	<i>Low-Voltage Ride Through</i>

MCI	Malhas Internas de Controle
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
MTDC	<i>Multiterminal Direct Current</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PD	Proporcional-Derivativo
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PR	Proporcional-Resonante
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de energia elétrica
PV	<i>Photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RoCoF	<i>Rate of Change of Frequency</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
SST	<i>Solid State Transformer</i>
TDD	<i>Total Demand Distortion</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VISMA	<i>Virtual Synchronous Machine</i>
VOC	<i>Virtual Oscillator Control</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
VSG	<i>Virtual Synchronous Generator</i>
VTCD	Variações de Tensão de Curta Duração

LISTA DE SÍMBOLOS

α_{PLL_k}	Variável de estado do controle PI do PLL do inversor multifuncional “ k ”.
B_{ij}	Suceptância associada à linha de distribuição que liga o nó “ i ” com o nó “ j ”.
B_{dij}	Suceptância transitória associada à linha de distribuição que liga o nó “ i ” com o nó “ j ”.
C_{fp}	Capacitância associada ao filtro LC de saída dos inversores formadores de rede.
δ_i	Separação angular entre as tensões do inversor “ i ” e do inversor de referência da microrrede.
E_n	Tensão nominal da microrrede em coordenadas dq .
e_{d_i}	Tensão de referência do eixo “ d ” do inversor “ i ” fornecida pelo controle <i>droop</i> .
e_{q_i}	Tensão de referência do eixo “ q ” do inversor “ i ” fornecida pelo controle <i>droop</i> .
e_{ref_i}	Tensão de referência do controle secundário para o inversor “ i ”.
$Err_{\zeta_{\lambda_1-x}}$	Erro relativo do fator de amortecimento associado ao autovalor λ_1 do modelo “ x ” quando comparado com o modelo completo
$Err_{\omega_{nat\lambda_1-x}}$	Erro relativo da frequência natural do autovalor λ_1 do modelo “ x ” quando comparado com as previsões do modelo completo.
ζ_{λ_1-x}	Fator de amortecimento do autovalor λ_1 previsto pelo modelo “ x ”.
f_{s_i}	Frequência de amostragem do inversor “ i ”.
f_{sw_i}	Frequência de comutação do inversor “ i ”.
γ_{d_i}	Estado associado ao controle PI da malha de corrente de eixo direto do inversor “ i ”.
γ_{q_i}	Estado associado ao controle PI da malha de corrente de eixo em quadratura do inversor “ i ”.
G_{ij}	Condutância associada à linha de distribuição que liga o nó “ i ” com o nó “ j ”.
G_{dij}	Condutância transitória associada à linha de distribuição que liga o nó “ i ” com o nó “ j ”.

γ_{dq_i}	Variáveis de estado associadas ao controlador PI de corrente do inversor formador de rede “ i ”.
γ_{dq_k}	Variáveis de estado associadas ao controlador PI de corrente do inversor multifuncional “ k ”.
i	Letra utilizada para denotar variáveis do “ i ”-ésimo inversor formador.
$i_{AVd_k}^*$	Parcela contínua da corrente de referência no eixo direto do inversor multifuncional “ k ” no referencial local.
$i_{AVq_k}^*$	Parcela contínua da corrente de referência no eixo em quadratura do inversor multifuncional “ k ” no referencial local.
$i_{Ld_i}^*$	Corrente de referência no eixo direto do inversor formador “ i ” no referencial local.
$i_{Lq_i}^*$	Corrente de referência no eixo em quadratura do inversor formador “ i ” no referencial local.
i_{Ld_i}	Corrente de eixo em quadratura através do indutor do filtro LC do inversor “ i ” no referencial local.
i_{Lq_i}	Corrente de eixo em quadratura através do indutor do filtro LC do inversor “ i ” no referencial local.
i_{LLd_k}	Corrente de eixo direto da carga local ao inversor multifuncional “ k ” no referencial local.
i_{LLq_k}	Corrente de eixo em quadratura da carga local ao inversor multifuncional “ k ” no referencial local.
i_{LLAVd_k}	Parcela contínua da corrente de eixo direto da carga local ao inversor multifuncional “ k ” no referencial local.
i_{LLAVq_k}	Parcela contínua da corrente de eixo em quadratura da carga local ao inversor multifuncional “ k ” no referencial local.
i_{od_i}	Corrente de saída no eixo direto do inversor “ i ” no referencial local.
i_{oq_i}	Corrente de saída no eixo em quadratura do inversor “ i ” no referencial local.
$i_{Ds_{ij}}$	Corrente aproximada no eixo direto através da linha que liga os nós “ i ” e “ j ” no referencial global.
$i_{Qs_{ij}}$	Corrente aproximada no eixo em quadratura através da linha que liga os nós “ i ” e “ j ” no referencial global.
$i_{Dij}^{(0)}$	Corrente aproximada desconsiderando transitório no eixo direto através da linha que liga os nós “ i ” e “ j ” no referencial global.

$i_{Qij}^{(0)}$	Corrente aproximada desconsiderando transitório no eixo em quadratura através da linha que liga os nós “ i ” e “ j ” no referencial global.
I_{TC}	Índice relativo de tempo computacional utilizado para comparar a carga computacional dos modelos.
k	Letra utilizada para denotar variáveis do “ k ”-ésimo inversor multifuncional controlado em corrente.
k_{afk}	Ganho que permite a compensação parcial de harmônicas por parte do inversor multifuncional “ k ”.
$k_{i_{c_i}}$	Ganho integral do controle PI associado à malha de corrente do inversor formador “ i .”
$k_{i_{PLLk}}$	Ganho integral do Controle PI do inversor multifuncional “ k ”.
$k_{i_{v_i}}$	Ganho integral do controle PI associado à malha de tensão do inversor formador “ i .”
k_{p_i}	Coeficiente do <i>droop</i> de potência ativa-frequência do inversor formador “ i ”.
k_{pu_k}	Ganho para normalizar tensão da rede no PLL do inversor multifuncional “ k ”.
$k_{p_{c_i}}$	Ganho proporcional do controle PI associado à malha de corrente do inversor formador “ i .”
$k_{p_{PLLk}}$	Ganho proporcional do Controle PI do inversor multifuncional “ k ”.
$k_{p_{v_i}}$	Ganho proporcional do controle PI associado à malha de tensão do inversor formador “ i .”
$k_{p_{c_k}}$	Ganho proporcional do controle PI associado à malha de corrente do inversor multifuncional “ k ”.
$k_{i_{c_k}}$	Ganho integral do controle PI associado à malha de corrente do inversor multifuncional “ k ”.
$k_{p_{PLLk}}$	Ganho proporcional do controle PI associado ao algoritmo PLL do inversor multifuncional “ k ”.
$k_{p_{SB}}$	Valor de k_{p_i} no qual o modelo completo prevê o limite de estabilidade, considerando um valor de k_{q_i} constante.
$k_{i_{PLLk}}$	Ganho integral do controle PI associado ao algoritmo PLL do inversor multifuncional “ k ”.
k_{q_i}	Coeficiente do <i>droop</i> de potência reativa-tensão do inversor formador “ i ”.

k_{q_k}	Coeficiente do <i>droop</i> de potência reativa-tensão do inversor supridor “ k ”.
L_c	Indutância de acoplamento da carga não linear.
L_{f_i}	Indutância associada ao filtro LC de saída dos inversores formadores de rede.
L_{f_k}	Indutância associada ao filtro LC de saída dos inversores multifuncionais
L_{ij}	Indutância equivalente associada à linha de distribuição que liga o nó “ i ” com o nó “ j .”
L_{LL_k}	Indutância equivalente utilizada no modelo de pequenos sinais para representar a potência reativa do retificador trifásico.
L_v	Indutância virtual associada à malha de impedância virtual do inversor formador de rede.
m	Número de ramos RL presentes na microrrede (Linhas + cargas).
n	Número de inversores formadores de rede presentes na microrrede.
p_i	Potência ativa instantânea do inversor “ i ”.
P_{AV_i}	Potência ativa média do inversor “ i ”.
P_{ref_i}	Potência ativa de referência do controle secundário para o inversor “ i ”.
ϕ_{d_i}	Estado associado ao controle PI da malha de tensão de eixo direto do inversor “ i ”.
ϕ_{q_i}	Estado associado ao controle PI da malha de tensão de eixo em quadratura do inversor “ i ”.
q_i	Potência reativa instantânea do inversor “ i ”.
Q_{AV_i}	Potência reativa média do inversor “ i ”.
$R_{ca/cc}$	Resistência de carga não linear correspondente a retificador trifásico de 6 pulsos.
R_{ij}	Resistência equivalente associada à linha de distribuição que liga o nó “ i ” com o nó “ j .”
r_{L_f}	Resistência do indutor do filtro LC dos inversores formadores de rede.
R_{LL_k}	Resistência equivalente utilizada no modelo de pequenos sinais para representar a potência ativa do retificador trifásico.
R_v	Resistência virtual associada à malha de impedância virtual do inversor formador de rede.
t_{ode23t_x}	Tempo computacional empregado pelo método <i>ode23t</i> para resolver o sistema de equações diferenciais do modelo “ x ”.

$t_{ode23t_{MCI\ DCR}}$	Tempo computacional empregado pelo método <i>ode23t</i> para resolver o sistema de equações diferenciais do modelo completo (MCI DCR).
v_{odi}^*	Tensão de referência do eixo direto do inversor “i” no referencial local.
v_{oqi}^*	Tensão de referência do eixo em quadratura do inversor formador “i” no referencial local.
v_{odi}	Tensão de saída no eixo direto do inversor formador “i” no referencial local.
v_{oqi}	Tensão de saída no eixo em quadratura do inversor “i” no referencial local
ω_i^*	Frequência angular de referência do inversor formador de rede “i”.
ω_{eq}	Frequência angular de equilíbrio ao redor da qual é linearizado o modelo da microrrede.
ω_{com}	Frequência angular do inversor da microrrede tomado como referência.
ω_f	Frequência angular de corte do filtro passa baixas do cálculo de potência dos inversores formadores de rede.
ω_{he_k}	Frequência angular de corte do filtro passa baixas usado para extrair a corrente de compensação do conversor multifuncional.
ω_n	Frequência angular nominal da microrrede.
$\omega_{nat_{\lambda_1-x}}$	Frequência natural do autovalor λ_1 prevista pelo modelo “x”.
$\omega_{nat_{SB}}$	Frequência natural do autovalor λ_1 no limite de estabilidade previsto pelo modelo completo.
ω_{PLL_k}	Frequência estimada pelo PLL do inversor multifuncional “k”.
θ_{com}	Ângulo de fase das tensões do inversor tomado como referência.
θ_i^*	Ângulo de fase referência das tensões do inversor “i”.
x_{DQi}	Variável “x” do inversor “i” expressada em coordenadas síncronas <i>DQ</i> no referencial global da microrrede.
x_{dq_i}	Variável “x” expressada em coordenadas síncronas <i>dq</i> no referencial local do inversor “i”.
Δx	Variável “x” no modelo de pequenos sinais.
X_{inv_i}	Conjunto de variáveis de estado do inversor “i”.
X_{inv_T}	Conjunto de variáveis que agrupa todas as variáveis de estado de todos os inversores formadores da microrrede.
X_{net_T}	Conjunto de variáveis que agrupa todas as variáveis de estado de todas as linhas de distribuição e cargas da microrrede.

$X_{\mu g}$	Conjunto de variáveis que agrupa tanto as variáveis de estado dos inversores formadores quando da rede e as cargas presentes na microrrede.
$\bar{x}$	Valor da variável “x” no ponto de equilíbrio ao redor do qual é linearizado o modelo de pequenos sinais.
Y_{dr}	Matriz de admitâncias transitórias em coordenadas síncronas dq composta pelos elementos G_{dij} e B_{dij} .
Y_{red}	Matriz de admitância resultante da aplicação da redução de Kron.
Y_s	Matriz de admitâncias em coordenadas síncronas dq composta pelos elementos G_{ij} e B_{ij} .
Z_v	Impedância virtual associada aos inversores formadores.
Z_{L1}	Impedância do tipo de carga linear 1.
Z_{L2}	Impedância do tipo de carga linear 2
Z_{ij}	Impedância associada à linha de distribuição que liga o nó “i” com o nó “j”.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Aproximação ao Problema a ser Pesquisado e Justificativa do Trabalho	17
1.2	Objetivos	20
1.2.1	Objetivo geral.....	20
1.2.2	Objetivos específicos.....	20
1.3	Contribuições do trabalho.....	21
1.4	Organização do trabalho.....	22
2	ESTADO DA ARTE	25
2.1	Microrredes	25
2.1.1	Arquiteturas de microrredes	26
2.1.1.1	Microrredes CA	27
2.1.1.2	Microrredes CC	27
2.1.1.3	Microrredes híbridas	30
2.1.2	Classificação segundo modo de operação	30
2.1.2.1	Microrredes ilhadas.....	30
2.1.2.2	Microrredes interconectadas	31
2.2	Controle de microrredes	31
2.2.1	Controle local dos inversores.....	31
2.2.1.1	Controle formador de rede.....	33
2.2.1.2	Controle seguidor de rede	36
2.2.1.3	Controladores locais alternativos.....	37
2.2.2	Controle hierárquico	43
2.2.2.1	Controle primário	46
2.2.2.2	Controle secundário.....	53

2.2.2.3	Controle terciário	55
2.2.3	Alternativas de implementação do controle secundário	57
2.2.3.1	Controle descentralizado	57
2.2.3.2	Controle Centralizado.....	58
2.2.3.3	Controle Distribuído	60
2.3	Definições de estabilidade e métodos de modelagem dinâmica de microrredes	65
2.3.1	Classificação da estabilidade em microrredes	66
2.3.2	Métodos de modelagem de pequenos sinais em microrredes	69
2.3.2.1	Modelos baseados na média móvel no período de comutação.....	69
2.3.2.2	Modelos de múltiplas frequências.....	71
2.3.2.3	Análise modal em espaço de estados e análise por impedância	72
2.4	Qualidade da energia e estratégias de compensação de harmônicas em microrredes	75
2.4.1	Definições, conceitos gerais e regulamentação nacional.....	75
2.4.2	Principais normas e recomendações internacionais sobre QEE.....	77
2.4.3	Qualidade da energia no contexto das microrredes.....	78
3	MODELOS DE PEQUENOS SINAIS EM ESPAÇO DE ESTADOS DE MICRORREDES CONTROLADAS PELO MÉTODO <i>DROOP</i>	83
3.1	Modelo Completo (MCI DCR)	84
3.1.1	Modelo do controle primário	85
3.1.2	Modelo da malha interna de controle da tensão.....	87
3.1.3	Modelo da malha interna de controle da corrente.....	89
3.1.4	Modelo do filtro LC.....	90
3.1.5	Modelo unificado do inversor	91
3.1.5.1	Transformação entre os sistemas de coordenadas locais e o referencial global	92

3.1.5.2	Modelo unificado do inversor formador.....	94
3.1.6	Modelo considerando “f” inversores formadores.....	95
3.1.7	Modelo da rede e cargas.....	97
3.1.8	Modelo completo da microrrede.....	99
3.2	Modelo Considerando Malhas Internas de Controle, Filtro LC e Dinâmica da Rede Aproximada (MCI + DAR).....	100
3.2.1	Aproximação da dinâmica da rede.....	101
3.2.2	Modelo adaptado do inversor formador.....	104
3.2.3	Modelo completo da microrrede.....	105
3.3	Modelo Considerando Malhas Internas de Controle, Filtro LC e Desconsiderando a dinâmica da rede (MCI + DDR).....	106
3.4	Modelo Considerando Inversores como Fontes Ideais de Tensão e Dinâmica da Rede Completa (FIT + DCR).....	107
3.4.1	Modelo do inversor formador como fonte ideal de tensão (FIT).....	108
3.4.2	Modelo da microrrede.....	111
3.5	Modelo Considerando Fontes de Tensão Ideais e Dinâmica da Rede Aproximada (FIT + DAR).....	113
3.6	Modelo Considerando Fontes de Tensão Ideais e sem Dinâmica da Rede (FIT DDR).....	115
3.7	MODELO DE PEQUENOS SINAIS CONSIDERANDO CONVERSOR MULTIFUNCIONAL CONTROLADO EM CORRENTE.....	115
3.7.1	Modelo do PLL.....	116
3.7.2	Modelo da extração de harmônicos da carga não linear.....	117
3.7.3	Modelo da malha de corrente.....	118
3.7.4	Modelo do filtro LC.....	118
3.7.5	Modelo da carga local não linear.....	119
3.7.6	Modelo individual do inversor multifuncional.....	119
3.7.7	Modelo unificado de “n” inversores.....	121

3.7.8 Modelo completo da microrrede considerando inversores formadores de rede e multifuncionais.....	123
---	-----

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS, DE SIMULAÇÃO E ANÁLISE DAS CARACTERÍSTICAS DOS MODELOS DE PEQUENOS SINAIS CONSIDERANDO EXCLUSIVAMENTE CONVERSORES FORMADORES 125

4.1 Sistema de Estudo.....	125
4.2 Validação do Modelo Completo com a Resposta no Domínio do Tempo	127
4.3 Análise dos Autovalores da Microrrede e da Região Paramétrica de Estabilidade	131
4.3.1 Relação X_{net}/R_{net}	133
4.3.2 Impedância virtual (Z_{net}/Z_v e X_v/R_v).....	135
4.4 Análise do erro relativo do fator de amortecimento e frequência natural dos polos complexos conjugados de baixa frequência	137
4.5 Nível de fidelidade esperado para cada modelo em diferentes cenários	142
4.6 Análise da Carga Computacional dos Modelos	143
4.6.1 Metodologia.....	143
4.6.2 Resultados.....	144
4.7 Análise das Alternativas para Representar a Impedância Virtual no Modelo FIT DAR	147
4.8 Considerações Finais do Capítulo	150

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E ANÁLISE DO MODELO DE UMA MICRORREDE INCLUINDO UM CONVERSOR MULTIFUNCIONAL..... 153

5.1 Resultados dinâmicos	154
5.1.1 Degrau na carga não linear	155
5.1.2 Degrau na carga linear.....	159
5.2 Análises de sensibilidade.....	160
5.2.1 Parâmetros associados à filtragem ativa.....	160
5.2.2 Parâmetros associados ao PLL do conversor multifuncional.....	162
5.2.3 Parâmetros associados ao controle <i>droop</i> dos inversores formadores	164

5.3	Resultados estáticos	166
5.3.1	Formas de onda, índices de qualidade da energia e espectros harmônicos	166
5.3.2	Considerações sobre a influência do projeto da impedância virtual	171
5.4	Considerações finais do capítulo	174
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	177
6.1	Conclusões	177
6.2	Trabalhos Futuros e propostas de continuidade	181
6.3	Publicações	182
6.3.1	Publicações em revistas	182
6.3.2	Publicações em congressos	182
	REFERÊNCIAS	183
	APÊNDICE A - CONSIDERAÇÕES SOBRE O PROJETO DAS MALHAS INTERNAS DE CONTROLE DOS INVERSORES	217
	APÊNDICE B – COMPARAÇÃO DA RESPOSTA NO TEMPO DOS DEMAIS MODELOS DE PEQUENOS SINAIS	219

1 INTRODUÇÃO

Na atualidade, a grande maioria das atividades humanas possuem um alto grau de dependência da energia elétrica devido à sua eficiência e flexibilidade em aplicações para o usuário final. Este fato propiciou o crescimento acelerado da demanda de eletricidade ao longo das últimas décadas (Deloitte, 2015; EIA, 2018; IEA, 2016; IEC, 2017a). Desta maneira, a infraestrutura elétrica foi construída e otimizada sob o paradigma de fornecimento centralizado, que consiste na utilização de usinas geradoras de grande porte que alimentam os usuários finais através de uma complexa infraestrutura composta por subestações, linhas de transmissão e distribuição; onde particularmente no segmento da distribuição, encontram-se somente fluxos de potência unidirecionais.

Não obstante, em setembro de 2015, os 193 países membros das nações unidas adotaram uma nova agenda para o desenvolvimento sustentável na qual se estabeleceram 17 objetivos a serem implementados até 2030. Dentro destes, destaca-se o sétimo objetivo, o qual trata do acesso confiável e sustentável à energia para todos (Fuso Nerini *et al.*, 2018). Neste contexto, torna-se evidente a necessidade de modernizar e reestruturar o modelo de fornecimento de energia centralizado para atender tais objetivos. Desta maneira, o setor elétrico, estimulado por diversas políticas nacionais e internacionais, assume cada vez um papel mais ativo nas tendências atuais de decarbonização, descentralização e transformação digital (IEA, 2016; IEC, 2017a; WEC, 2017) explicadas como segue:

- Entende-se por decarbonização a necessidade de reduzir a emissão de gases de efeito estufa e poluentes no processo de geração de energia elétrica, o qual é responsável aproximadamente por 35 % das emissões destes gases em nível mundial (IEC, 2017b). Neste aspecto espera-se uma grande contribuição do setor elétrico, levando em consideração que a grande maioria das tecnologias de energias limpas, com aplicação comercial em larga escala, são tecnologias que geram eletricidade e não outra forma de energia (IEA, 2016; IEC, 2017a). Adicionalmente, espera-se que com a decarbonização e expansão do setor elétrico seja possível substituir outras tecnologias que dependem de combustíveis fósseis utilizadas na sociedade, e.g. carros e sistemas de transporte massivos movidos a combustão por sistemas elétricos (Chrysanthopoulos *et al.*, 2021; IEC, 2017b).
- A descentralização, em primeiro lugar, tem a ver com o aumento da Geração Distribuída (GD) de pequeno porte, localizado próximo aos centros de consumo, o qual

reduz as perdas nos sistemas de transmissão e de distribuição, e ao mesmo alivia a pressão por novos projetos de expansão dos sistemas de transmissão. Isto cobra relevância no cenário atual, onde o setor elétrico em nível global começou a experimentar uma série de dificuldades para materializar os projetos de expansão necessários para garantir o fornecimento futuro de eletricidade (Cardoso e Hoffmann, 2019; Pall *et al.*, 2016). De acordo com a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), até dezembro de 2017, 44,6% dos empreendimentos de expansão da rede básica no Brasil encontravam-se atrasados, dos quais, 46,67 % informou problemas com o licenciamento ambiental (ANEEL, 2017). Em decorrência desta problemática, os organismos de planejamento colocaram limitantes nos empreendimentos de geração de grande porte por falta de infraestrutura de transmissão necessária para o escoamento da geração (ONS, 2018), e indicaram a implementação de reforços provisórios para auxiliar a contornar esta situação (EPE, 2017). Dados mais recentes dão conta de uma melhora importante nesta situação, sendo que atualmente 29 % dos empreendimentos apresenta algum tipo de atraso, dos quais 34,53 % tem relação com o licenciamento ambiental (ANEEL, 2020). Não obstante, é uma realidade que a tendência é que cada vez haja mais restrições ambientais e regulatórias para a execução destes projetos de expansão.

- Finalmente, a transformação digital refere-se à integração de novas tecnologias no setor elétrico que possibilitem o acesso a grandes quantidades de dados, que por sua vez sirvam como dado de entrada para sistemas que tornem mais inteligente o gerenciamento, planejamento, operação e controle de um sistema elétrico cada vez mais complexo. Desta forma, busca-se viabilizar a operação ótima dos diversos dispositivos com capacidade de interagir com o sistema elétrico, tais como, GD com funcionalidades de suporte à rede, medidores inteligentes, baterias com sistemas de gerenciamento de energia, eletrodomésticos com capacidade de resposta à condição operativa da rede, bem como obter previsões de geração e demanda em tempo real cada vez mais precisas.

Vale a pena destacar que estas tendências estão fortemente inter-relacionadas com aspectos como a diversificação da matriz energética, a segurança energética, a resiliência às mudanças climáticas, o desenvolvimento sustentável, a expansão do acesso à energia elétrica, o aumento da confiabilidade no fornecimento de energia, dentre outros (Hatziaargyriou *et al.*, 2007; Mariam, Basu e Conlon, 2016).

Dentro do contexto descrito anteriormente, os governos têm adotado políticas de incentivo ao desenvolvimento da geração distribuída e de projetos de geração de energia a partir de fontes renováveis. Particularmente, no Brasil, a resolução normativa 482 de 17 de Abril de 2012 da ANEEL, estabeleceu um marco regulatório que busca diminuir as barreiras na instalação de sistemas de GD de pequeno porte baseados em fontes renováveis, denominados “microgeração” para usinas de até 100 kW de potência instalada e “minigeração” para usinas entre 100 kW e 1 MW. Posteriormente, a resolução normativa ANEEL 517 de 11 de Dezembro de 2012 alterou a resolução 482/2012 bem como o Módulo 3 dos procedimentos de distribuição de energia elétrica (PRODIST) (ANEEL, 2012a; Marafão *et al.*, 2018; Martins, 2015). Em 2015 e 2017, a resolução 482/2012 foi novamente atualizada com as Resoluções normativas ANEEL 687 de 24 de Novembro de 2015 e 786 de 17 de Outubro de 2017, respectivamente, cujas principais novidades foram: *i*) Redefiniram-se os limites de microgeração (Até 75 kW) e minigeração (Plantas com potência instalada entre 75 kW e 5 MW); *ii*) Adicionalmente foi estendida a expiração dos créditos das GDs para 60 meses; *iii*) Permitiu-se que usuários com titularidades diferentes possam transferir créditos entre si, facilitando a formação de estruturas de capital para o desenvolvimento de projetos financiados por vários investidores (ANEEL, 2012b).

Estes incentivos ao desenvolvimento da GD baseada em fontes renováveis de energia têm se espalhado pelo mundo todo, provocando um aumento significativo da penetração destas GDs nos sistemas elétricos (Abdmouleh, Alammari e Gastli, 2015). À medida que esta penetração aumenta, surgem desafios para manter o correto funcionamento dos sistemas elétricos de potência, os quais estão associados principalmente com a intermitência das fontes primárias de energia destas GDs, a ausência de inércia, e a alta penetração de conversores estáticos baseados em eletrônica de potência (Alkahtani *et al.*, 2020; Milano *et al.*, 2018; Olivares *et al.*, 2014; Peng *et al.*, 2019; Ratnam, Palanisamy e Yang, 2020; Tayyebi *et al.*, 2020; Tielens e Hertem, Van, 2016; Varela *et al.*, 2017).

Neste contexto, o conceito de microrrede tem surgido como uma das alternativas mais atrativas para modernizar a rede elétrica de modo a atender as tendências e necessidades formuladas, bem como para garantir o acesso à energia em comunidades remotas (Bueno-López e Lemos, 2017; Palma-Behnke *et al.*, 2019; Vasconcelos *et al.*, 2015). Diferente dos sistemas elétricos ilhados de pequeno porte, vistos no início da indústria elétrica no final do século XIX (e.g. *Pearl Street* ou *Niagra Falls* (Parhizi *et al.*, 2015; Sulzberger, 2003)), o conceito atual de microrrede abrange a operação simultânea de um grupo de cargas e fontes de GD que atuam

coordenadamente como uma entidade controlável única em relação à rede elétrica, sendo possível operar tanto em modo interconectado quanto ilhado (Cigré WG C6.22, 2015; Parhizi *et al.*, 2015; Ton e Reilly, 2017). Destaca-se que em contraste ao sistema elétrico tradicional, ao definir a microrrede como uma “entidade única controlável em relação à rede” está se enfatizando na necessidade de mitigar a variabilidade e imprevisibilidade inerente às fontes renováveis, seja através de uma ou a combinação de várias estratégias dentre as quais podem ser citadas:

- Cargas controláveis, questão inerente aos conceitos de resposta da demanda, do despacho da demanda (Akhtar *et al.*, 2017; Brooks *et al.*, 2010; Lakshmanan *et al.*, 2016; Mohagheghi e Raji, 2014; Qazi e Flynn, 2016; Tindemans, Trovato e Strbac, 2015; Trovato *et al.*, 2017), e da possibilidade da participação ativa dos clientes no mercado elétrico através do fornecimento de informações em tempo real, bem como cargas inteligentes capazes de tomar ações com base nestas informações (Ahmad Khan *et al.*, 2016).
- Integração de sistemas de armazenamento de energia, não só para garantir o funcionamento em modo ilhado, mas também para prestar serviços ancilares à rede e aumentar quantidade de GDs que podem ser gerenciadas dentro de uma microrrede (IEC, 2017b; Varela *et al.*, 2017).

Figura 1.1. Ilustração do contexto introdutório desta tese.

- Diminuição das incertezas de curto prazo na estimação da geração baseada em fontes renováveis através do aprimoramento dos métodos previsão de disponibilidade dos recursos primários (Vento, sol, etc.) (Tuohy *et al.*, 2015).
- Uso de fontes primárias de energia complementares, o qual deve mitigar a intermitência devida ao uso de uma única fonte primária.

Desta maneira, espera-se que o conceito de microrrede permita a integração em larga escala de GD baseada em fontes renováveis de energia aos sistemas de distribuição, de uma maneira confiável. a Figura 1.1 ilustra e sumariza o contexto no qual o presente projeto de pesquisa se encontra e que tem sido tratado de forma mais ampla nos parágrafos anteriores.

1.1 Aproximação ao Problema a ser Pesquisado e Justificativa do Trabalho

Um dos aspectos críticos associados com o conceito de microrrede refere-se à operação coordenada de múltiplos subsistemas tais como GD, sistemas de armazenamento de energia, cargas inteligentes, medidores inteligentes, entre outros. A interação entre estes subsistemas e suas malhas de controle resulta num acoplamento entre eles que envolve múltiplas escalas de tempo (Dokus e Mertens, 2021; Markovic *et al.*, 2021; Peng *et al.*, 2019; Yue, Wang e Blaabjerg, 2019). Num primeiro momento, modelar, estudar e compreender estas interações torna-se indispensável para projetar adequadamente cada uma das malhas de controle de forma a garantir a operação estável, segura e confiável das microrredes. Neste ponto, modelos dinâmicos detalhados da microrrede são de grande utilidade, pois estudos minuciosos podem ser realizados nas etapas prévias à entrada em operação dos projetos (Kunwar, Shahnian e Bansal, 2020).

Entretanto, devido à natureza descentralizada por trás do conceito de microrrede, é quesito essencial que a operação desta aconteça de forma autônoma, pois desta forma se possibilita a integração de múltiplas microrredes (*clusters* de microrredes), com o uso mínimo de recursos humanos (Lasseter, Chen e Pattabiraman, 2020). Para a operação autônoma das microrredes se tornar uma realidade, resulta indispensável o desenvolvimento de ferramentas computacionais de monitoramento, gerenciamento, supervisão e otimização em tempo real (Hatziaargyriou *et al.*, 2007; He *et al.*, 2019; Maslennikov e Litvinov, 2021; Morison, Wang e Kundur, 2004; Netto *et al.*, 2020; Wijeweera *et al.*, 2016). Desta forma, a carga computacional dos modelos e métodos matemáticos de análise dinâmica utilizados em tais ferramentas é um dos aspectos mais relevantes, pois uma carga computacional elevada poderia impedir a

aplicação destes métodos na operação em tempo real. Por esta razão, a utilização de modelos dinâmicos detalhados da microrrede tendem a se tornar impraticáveis em tais situações, fazendo com que o desenvolvimento de modelos de ordem reduzida que capturem o comportamento dinâmico dominante da microrrede se torne essencial (Chow, 2013; Huang *et al.*, 2019; Nikolakakos *et al.*, 2016, 2018; Vorobev *et al.*, 2018; Wang *et al.*, 2019). Adicionalmente, com o desenvolvimento de modelos de ordem reduzida também é possível evidenciar como cada consideração na modelagem afeta as previsões dos modelos, o que por sua vez ajuda a revelar certos aspectos importantes sobre as interações dinâmicas que acontecem entre os subsistemas presentes na microrrede. De igual maneira, isto ajuda a estabelecer as limitações decorrentes de cada simplificação realizada. Por fim, também foi identificado que os modelos de ordem reduzida existentes ou desconsideram a representação do laço da impedância virtual associado aos inversores formadores de rede (Correa, Mezaroba e Azevedo, 2017; Guo *et al.*, 2014; Mariani *et al.*, 2015; Nikolakakos *et al.*, 2018; Wang *et al.*, 2019), ou realizam simplificações que, em determinadas condições, podem afetar a fidelidade do modelo (Coelho *et al.*, 2016; Rey *et al.*, 2017; Vorobev *et al.*, 2018). Desta maneira, torna-se de vital importância aprimorar o tratamento e a representação do laço de impedância virtual nos modelos de ordem reduzida, ainda mais considerando o papel fundamental deste laço, tanto no amortecimento do sistema, quanto no desacoplamento entre potência ativa e reativa (Guerrero *et al.*, 2005; He e Li, 2011; Wang *et al.*, 2015).

Por outra parte, os modelos e métodos matemáticos aplicados na análise dinâmica de microrredes também devem possibilitar a inclusão de diferentes tipos de gerações, bem como diferentes modos de operação dos conversores presentes na microrrede. Particularmente, no caso de microrredes ilhadas, a utilização de inversores operando no modo formador de rede é indispensável para fornecer tensões balanceadas e equilibradas cuja amplitude e frequência é regulada de forma direta. Não obstante, nada impede a coexistência, dentro de uma mesma microrrede, de inversores formadores de rede e inversores controlados em corrente. Inclusive, pelo fato destes conversores terem sido amplamente utilizados para a integração de fontes de energia não despacháveis com a rede elétrica convencional é de se esperar que, do ponto de vista prático, a coexistência de inversores formadores de rede e inversores controlados em corrente seja um cenário muito frequente. Entretanto, a modelagem de pequenos sinais de microrredes que considerem este cenário tem sido pouco explorada na literatura. Particularmente, a representação em espaço de estados tem sido utilizada nos seguintes trabalhos (Markovic *et al.*, 2021; Mohammadi *et al.*, 2018; Mueller, Rasheduzzaman e Kimball,

2016; Naderi, Shafiee, *et al.*, 2020; Shuai *et al.*, 2019); enquanto, a análise de pequenos sinais por métodos baseados em impedância foi empregada em (Cao *et al.*, 2017; Cao, Ma e Wang, 2017; Gu *et al.*, 2021; Mao *et al.*, 2017, 2018; Wang *et al.*, 2020; Wang, Blaabjerg e Chen, 2014; Yu *et al.*, 2018). Além disso, inversores controlados em corrente também têm sido amplamente empregados como filtros ativos de potência (FAP) com a finalidade de tratar problemas de qualidade da energia relacionados com a presença de cargas não lineares nos sistemas elétricos de potência (Alkahtani *et al.*, 2020; Singh *et al.*, 1999; Steela e Rajpurohit, 2015), e cuja utilização já tem sido proposta no contexto das microrredes em (Hashempour *et al.*, 2016; Mortezaei *et al.*, 2018; Savaghebi, Hashempour e Guerrero, 2014). Adicionalmente, inversores com a capacidade tanto de injetar potência ativa e reativa quanto de prestar o suporte na compensação de harmônicas são conhecidos na literatura técnica como inversores multifuncionais (Campanhol *et al.*, 2017; Freitas Takami, de, Oliveira da Silva e Sampaio, 2019; Tenti *et al.*, 2015; Xavier *et al.*, 2019) e sua utilização em microrredes foi estudada em (Brandão *et al.*, 2017; Morales-Paredes, Bonaldo e Pomilio, 2018; Mousavi *et al.*, 2018; Mousazade Mousavi *et al.*, 2018). Entretanto a modelagem de pequenos sinais de microrredes considerando a coexistência de inversores formadores de rede e inversores multifuncionais permanece sem ser estudada até o momento.

Desta maneira, nesta tese propõe-se avançar no estudo, modelagem e compreensão do comportamento dinâmico das microrredes com foco nos três aspectos mencionados anteriormente, sendo que os problemas que norteiam esta pesquisa se resumizam a seguir:

- Os efeitos associados ao acoplamento existente em múltiplas escalas de tempo entre as diversas malhas de controle das GDs e a dinâmica associada aos transitórios eletromagnéticos da rede (Linhas de distribuição e cargas), ainda não são bem compreendidos.
- A operação autônoma das microrredes precisa do desenvolvimento de modelos, métodos e ferramentas matemáticas computacionalmente eficientes para o monitoramento, gerenciamento, supervisão e otimização em tempo real. Ditas ferramentas ainda não estão desenvolvidas e devem considerar elementos essenciais como a impedância virtual. Adicionalmente, as limitações decorrentes das simplificações necessárias para tornar mais eficientes os modelos devem ser bem conhecidas e estabelecidas a fim de dar a cada modelo uma aplicação adequada.
- O impacto da inclusão de inversores multifuncionais no comportamento dinâmico da microrrede ainda não foi estudado. Isto se torna relevante, uma vez que a função de filtro

ativo de potência é essencial para preservar os índices de qualidade da energia quando há presença de cargas não lineares na microrrede.

Cabe ainda ressaltar que o estudo realizado nesta tese está restrito ao funcionamento em modo ilhado da microrrede, e tomando como base o controle *droop* para desempenhar as funções de controle primário associadas com o compartilhamento da potência das cargas entre os inversores formadores de rede (Chandorkar, Divan e Adapa, 1993; Sun *et al.*, 2017; Tayab *et al.*, 2017).

1.2 Objetivos

Os objetivos da pesquisa neste trabalho são divididos em objetivo geral e específicos, os quais são descritos nas subseções a seguir.

1.2.1 Objetivo geral

- Propor e validar tanto computacionalmente quanto experimentalmente técnicas de modelagem de pequenos sinais para microrredes CA trifásicas a três fios ilhadas que ampliem a compreensão do comportamento dinâmico destes sistemas, melhorem a eficiência computacional, bem como a fidelidade dos métodos existentes, e permitam incluir o efeito de inversores multifuncionais controlados em corrente.

1.2.2 Objetivos específicos

- Realizar e apresentar um levantamento geral do estado da arte em microrredes CA trifásicas que permita evidenciar as carências, lacunas e problemas a serem abordados, especialmente com relação às técnicas de modelagem de pequenos sinais;
- Analisar diversas aproximações e simplificações na modelagem de microrredes CA em diferentes cenários e determinar sob quais condições estas aproximações resultam em modelos com níveis aceitáveis de fidelidade quanto ao comportamento dinâmico da microrrede, bem como avaliar o ganho em eficiência computacional decorrente de cada uma das aproximações e simplificações realizadas;
- Examinar novas possíveis aproximações que derivem em novos modelos de pequenos sinais para microrredes CA com um nível de representatividade mais ajustado ao previsto pelos modelos completos;
- Estudar o efeito da impedância virtual tanto em regime permanente quanto em regime transitório do ponto de vista da microrrede, bem como propor novas alternativas para

sua representação em modelos de ordem reduzida que aprimore a fidelidade dos mesmos;

- Propor uma técnica de modelagem para incluir no modelo da microrrede inversores multifuncionais, e desta forma possibilitar o estudo dos efeitos deste tipo de conversores no desempenho dinâmico da microrrede.
- Avaliar a relevância dos inversores multifuncionais do ponto de vista da qualidade da energia da microrrede quando considerada a presença de cargas não lineares.
- Analisar o efeito da variação dos diferentes parâmetros associados aos diferentes subsistemas no comportamento dinâmico da microrrede, bem como proporcionar as principais orientações para projetar de forma adequada tais parâmetros.
- Validar por meios computacionais e experimentais a efetividade e limitações dos métodos, modelos e análises apresentadas.

1.3 Contribuições do trabalho

Este trabalho traz para a comunidade científica as seguintes contribuições:

- Nesta tese se analisam seis modelos diferentes de microrredes CA, os quais são deduzidos a partir de diferentes considerações na modelagem dos inversores formadores de rede, bem como na modelagem da dinâmica das linhas de distribuição e das cargas. Desta forma, nesta tese se estabelecem os níveis de fidelidade e ganhos de eficiência computacional esperados com cada um dos modelos, considerando diversos cenários em relação ao tipo de rede e ao projeto da impedância virtual dos inversores formadores de rede.
- Neste trabalho se analisa em detalhe o efeito do tipo de rede e do projeto da impedância virtual no desempenho dinâmico da microrrede. As análises realizadas neste processo permitem compreender de uma melhor forma o acoplamento existente em múltiplas escalas de tempo entre as diversas malhas de controle das GDs e a dinâmica associada aos transitórios eletromagnéticos da rede (linhas de distribuição e cargas).
- Proposta de uma nova alternativa de representação da impedância virtual associada aos inversores formadores de rede, aplicada em modelos de ordem reduzida.
- Proposta de um modelo de pequenos sinais de microrredes CA inédito na literatura, o qual é escalável para analisar microrredes de qualquer porte, independentemente do número de conversores. O modelo proposto considera as malhas internas dos inversores

formadores e realiza uma aproximação da dinâmica da rede, o qual resulta, em comparação com o modelo completo, numa redução da ordem do modelo de dois estados por cada ramo RL da microrrede.

- Neste trabalho é proposto um modelo de pequenos sinais inédito na literatura com a capacidade de incluir o efeito de conversores multifuncionais e/ou filtros ativos. Este modelo também é escalável para representar microrredes com topologias arbitrárias, com qualquer quantidade de inversores e barramentos.
- A tese apresenta as principais orientações para projetar os parâmetros associados com o PLL e a extração de harmônicas do inversor multifuncional, para desta forma garantir a estabilidade de pequenos sinais e um adequado comportamento dinâmico da microrrede.

1.4 Organização do trabalho

O presente trabalho encontra-se organizado da seguinte maneira:

- No capítulo 2, uma revisão completa do estado da arte em microrredes é apresentada, dando especial atenção às microrredes CA trifásicas operando de maneira ilhada.
- No capítulo 3 são deduzidos, inicialmente, seis modelos de pequenos sinais em espaço de estados considerando exclusivamente inversores formadores de rede. As diferenças entre os modelos considerados neste capítulo estão relacionadas com a forma de modelar o inversor formador de rede e com as considerações realizadas em relação à modelagem da rede de distribuição e das cargas. Posteriormente, a dedução de um modelo de pequenos sinais capaz de incluir o efeito de conversores multifuncionais é apresentada.
- No capítulo 4 uma microrrede composta por 2 inversores formadores de rede é tomada como base para analisar a fidelidade das previsões proporcionadas pelos seis modelos derivados no capítulo 3. Para isto, consideram-se diferentes relações X/R tanto da rede, quanto da impedância virtual, bem como diferentes relações entre o módulo da impedância da rede e o módulo da impedância virtual. As análises apresentadas neste capítulo incluem: 1) validação da fidelidade do modelo completo através da comparação, no domínio do tempo, entre resultados experimentais, de simulação e os esperados teoricamente por dito modelo; 2) análise dos autovalores da microrrede previstos por cada modelo; 3) análise da região paramétrica de estabilidade prevista por cada modelo; 4) Análise da fidelidade oferecida por cada modelo reduzido em relação às previsões do modelo completo, a qual é realizada através das análises de erro relativo

do fator de amortecimento e frequência natural dos polos de baixa frequência da microrrede; 5) Avaliação da carga computacional associada com cada modelo; 6) Análise das alternativas de representação da impedância virtual nos modelos de ordem reduzida que consideram o inversor formador de rede como uma fonte de tensão ideal controlada por *droop*.

- Por fim, no capítulo 5, apresentam-se os resultados experimentais dinâmicos que validam o modelo da microrrede que considera a coexistência de inversores formadores de rede e inversores multifuncionais. A microrrede tomada como caso de estudo é composta por 2 inversores formadores de rede e um inversor multifuncional ao qual se conecta uma carga não linear no seu barramento local. Resultados estáticos também são apresentados e analisados com o objetivo de avaliar os principais indicadores de qualidade da energia obtidos em diferentes modos de operação e com diferentes projetos da impedância virtual dos inversores formadores de rede.

2 ESTADO DA ARTE

Neste capítulo, apresenta-se uma revisão geral do estado da arte em microrredes CA, CC e híbridas, dando especial atenção às microrredes CA trifásicas a três fios em operação ilhada. A seção começa estabelecendo alguns conceitos gerais de microrredes e classificando as diversas arquiteturas apresentadas na literatura. Posteriormente, as técnicas de controle aplicadas a microrredes e suas alternativas de implementação são abordadas. Por fim, apresenta-se uma revisão das técnicas de modelagem de pequenos sinais aplicadas a microrredes, bem como os principais conceitos de qualidade da energia.

2.1 Microrredes

Como foi apontado no capítulo 1, de modo geral, o conceito de microrrede abrange a operação simultânea de um grupo de cargas e fontes de GD que atuam coordenadamente como uma entidade controlável única em relação à rede elétrica, sendo possível operar tanto em modo interconectado quanto ilhado. Este conceito de entidade única controlável, torna-se particularmente relevante para a adoção em larga escala do conceito de microrrede, pois esta deve ter a capacidade de responder a seu próprio despacho, atendendo demandas de tipo comerciais, econômicas e técnicas gerenciadas pelo operador da rede de distribuição elétrica. Ao agregar várias microrredes que cumpram com estas características, o conceito se torna escalável, como ilustra a Figura 2.1 (Hernandez *et al.*, 2013; Olivares *et al.*, 2014; Pudjianto *et al.*, 2007).

Figura 2.1. Escalabilidade do conceito de microrrede a diferentes níveis de tensão e a formação de *clusters* de microrredes.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Assim, deseja-se que um *cluster* de microrredes possa interagir como uma entidade única controlável dentro de uma microrrede em um nível de tensão superior, que por sua vez forme mais uma microrrede, e assim sucessivamente até interagir com o sistema elétrico de potência, no qual encontram-se as grandes usinas de geração (Cigré WG C6.22, 2015; Han, Zhang, *et al.*, 2017). Neste sentido, em (Yoldaş *et al.*, 2017) são apresentados os desafios técnicos e regulatórios que incluem esta mudança de paradigma, e como o sistema elétrico de potência atual também terá que ser modernizado para interagir com as microrredes de forma satisfatória.

2.1.1 Arquiteturas de microrredes

Em geral, as diferentes arquiteturas de microrredes propostas na literatura classificam-se de acordo com a técnica adotada para realizar a distribuição da energia (Mariam, Basu e Conlon, 2016; Patrao *et al.*, 2015). Desta maneira, a energia pode ser transmitida em corrente alternada (CA), corrente contínua (CC), ou eventualmente, podem ser utilizadas as duas tecnologias simultaneamente. Embora, na atualidade, a maioria dos sistemas de transmissão e distribuição se baseiam nos sistemas trifásicos CA, os sistemas de transmissão em CC têm ganhado espaço e relevância nos últimos anos por terem uma densidade de energia maior (Planas *et al.*, 2015), facilitarem o controle devido à inexistência de potência reativa, bem como a não necessidade do controle de frequência (Unamuno e Barrena, 2015a). Neste aspecto, as microrredes híbridas surgem como uma alternativa que pode aproveitar a infraestrutura elétrica atual, assim como integrar de maneira mais eficiente os sistemas de armazenamento e sistemas de GD baseados em CC. Desta maneira, a Figura 2.2 apresenta a classificação básica das arquiteturas em microrredes. Particularmente, de acordo com a classificação apresentada, neste trabalho serão estudadas as microrredes CA de baixa frequência.

Figura 2.2. Classificação principal das arquiteturas de microrredes.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

2.1.1.1 Microrredes CA

As microrredes CA têm sido pesquisadas amplamente, pois a ideia fundamental deste tipo de microrrede consiste em modernizar o sistema elétrico atual aproveitando a maioria da infraestrutura existente. Em sistemas CA, todos os dispositivos e equipamentos necessários para seu funcionamento, tais como transformadores de baixa frequência empregados na adequação dos níveis de tensão; dispositivos de proteção, manobra e medição, encontram-se numa etapa de amadurecimento avançada. Portanto, espera-se que o conceito de microrrede CA seja a arquitetura de microrrede predominante no futuro mais imediato (Patrao *et al.*, 2015; Unamuno e Barrena, 2015a). Em relação ao controle e gerenciamento deste tipo de microrredes, as pesquisas têm apontado adaptações da estrutura de controle hierárquico utilizada no controle dos sistemas elétricos de potência atuais (Han *et al.*, 2016; Rajesh *et al.*, 2017). No entanto, devido à necessidade de regular a frequência, a potência reativa, bem como a necessidade de sincronização entre todas as GDs, as microrredes CA tendem a demandar uma maior complexidade nos sistemas de controle necessários para sua operação. Além disso, a maioria das fontes renováveis fornecem tensão contínua, fato que implica a necessidade da utilização de conversores de interface com a rede CA, prejudicando a eficiência global e a confiabilidade da microrrede (Yoldaş *et al.*, 2017). Em (Planas *et al.*, 2015) é apresentada uma comparação entre microrredes CA e CC em relação às dificuldades técnicas, desafios tecnológicos e custos. As microrredes CA de baixa frequência são o foco principal deste trabalho. Portanto, as informações relacionadas com o controle local dos inversores e o controle hierárquico para este tipo de microrrede serão ampliadas nas seções posteriores.

2.1.1.2 Microrredes CC

Na atualidade, as redes em CC de alta tensão ou sistemas HVDC (da sigla em inglês *High Voltage Direct Current*) têm se mostrado relevantes por apresentarem melhor desempenho técnico-econômico em aplicações de transporte de elevadas quantidades de potência a grandes distâncias, especialmente através de cabos subterrâneos e submarinos (Planas *et al.*, 2015). Em termos de microrredes, as arquiteturas CC deverão ser alavancadas, num primeiro momento, pelo desenvolvimento dos transformadores de estado sólido (SST – *Solid State Transformer*), dispositivo que permitirá a integração das microrredes CC com as redes CA convencionais (Dragicevik *et al.*, 2016).

Como ilustrado na Figura 2.2, dentro das microrredes CC existem as arquiteturas de barramento único. Estas podem ser sub-classificadas de acordo com a forma de integrar o sistema de armazenamento de energia. Uma primeira opção consiste em conectar um banco de baterias diretamente ao barramento CC da microrrede; arquitetura que é amplamente utilizada em sistemas UPS (da sigla em inglês *Uninterruptible Power Supply*). A principal desvantagem consiste em que a tensão do barramento CC fica sujeita à tensão do banco de baterias que por sua vez dependerá do seu estado de carga. Além disso, o processo de carga/descarga das baterias não é regulado e, desta maneira, é necessária uma operação coordenada de vários conversores conectados em paralelo, podendo causar circulação de correntes na microrrede devido às pequenas disparidades na medição da tensão do barramento (Dragicevik *et al.*, 2016). Como alternativa, as baterias podem ser conectadas ao barramento CC através de um conversor dedicado. Assim, o banco de baterias pode ser fracionado em vários, aumentando a confiabilidade do sistema. Porém, uma vez que a capacitância equivalente do barramento CC se torna menor, o barramento pode sofrer variações abruptas de tensão. Além disso, pelo fato do barramento CC ser único, todo o sistema ficaria comprometido caso houvesse qualquer problema neste barramento (Dragicevik *et al.*, 2016). Surgem, então as arquiteturas baseadas em múltiplos barramentos, bem como as reconfiguráveis. Estas arquiteturas de microrredes, embora cada uma tenha suas próprias particularidades, de modo geral levam ao conceito de redes CC multi-terminais (ou MTDC – *Multiterminal DC grids*) ilustrado na Figura 2.3.

Figura 2.3. Ilustração do conceito de MTDC. (a) MTDC em sistemas HVDC; (b) MTDC agrupando microrredes CC.

O conceito MTDC, normalmente está associado com a representação feita na Figura 2.3a, porém, em (Chaudhary, Guerrero e Teodorescu, 2015) foi proposto utilizar este conceito também em redes de distribuição de forma similar à apresentada na Figura 2.3b, onde o sistema de distribuição CA convencional poderia ser malhado através de redes CC, as quais estariam conectadas com a rede CA através de conversores bidirecionais CA/CC.

A operação das MTDC pode ser tratada de forma análoga às redes elétricas em CA (Wu *et al.*, 2017). Como ilustra a Figura 2.4, os desvios na frequência em redes CA correspondem de maneira análoga aos desvios de tensão nas redes CC. Neste sentido, a função dos conversores CA/CC nestes sistemas consiste em transformar desvios de frequência do lado CA em desvios de tensão do lado CC e vice-versa (Beerten, D'Arco e Suul, 2016; Rouzbehi *et al.*, 2017).

Figura 2.4. Analogia entre tensão e frequência na operação de microrredes CA e CC.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Em (Dragicevik *et al.*, 2016) é feita uma revisão das arquiteturas de microrredes CC e em (Meng *et al.*, 2017) são apresentadas as principais estratégias de controle utilizadas neste tipo de microrredes. Adicionalmente, (Huang *et al.*, 2017) apresenta um critério de estabilidade de grande e pequeno sinal baseado em análise de bifurcação.

Em relação às microrredes CA, pode-se afirmar que as principais desvantagens das microrredes CC se concentram na carência de dispositivos de manobra e proteção adequados para sistemas CC, assim como na redução da confiabilidade ao ser necessário um conversor bidirecional CA/CC que opere como interface entre a microrrede CC e o sistema CA convencional (Unamuno e Barrena, 2015a).

2.1.1.3 Microrredes híbridas

As microrredes híbridas surgiram como uma tentativa de aproveitar a infraestrutura elétrica atual, bem como utilizar de maneira mais simplificada a GD baseada em fontes e sistemas de armazenamento que fornecem energia em CC. As arquiteturas deste tipo de microrredes, basicamente, podem ser divididas em acopladas em CA ou desacopladas em CA conforme é mostrado na Figura 2.2 (Unamuno e Barrena, 2015a). As acopladas em CA, referem-se a microrredes nas quais não existe nenhum conversor baseado em eletrônica de potência entre a rede principal e a microrrede CA. Já nas desacopladas em CA, existe no mínimo um conversor estático que realiza a interface entre a microrrede CA e a rede convencional. Por outro lado, as estratégias utilizadas para o controle e gerenciamento das microrredes híbridas são estudadas e apresentadas em (Unamuno e Barrena, 2015b). A complexidade neste controle, além das desvantagens inerentes às microrredes CC mencionadas anteriormente, constituem as principais barreiras que estas arquiteturas deverão superar.

2.1.2 Classificação segundo modo de operação

Embora conceitualmente as microrredes devam ter capacidade de operar tanto em modo interconectado quanto ilhado, bem como realizar as transições suaves entre estes modos de operação, a maioria dos trabalhos publicados têm focado seu desenvolvimento em apenas um dos modos de operação (Rajesh *et al.*, 2017).

2.1.2.1 Microrredes ilhadas

Desde o ponto de vista prático, as microrredes ilhadas consistem na operação em paralelo de vários sistemas de UPS projetados de tal forma a compartilhar a carga da microrrede da maneira mais homogênea possível e com um nível adequado de regulação de tensão e frequência (Guerrero *et al.*, 2009; Guerrero, Hang e Uceda, 2008; Rivero *et al.*, 2018). Neste caso, não há o suporte da rede, tornando a microrrede mais vulnerável a variações de carga e/ou geração devido à baixa inércia. Neste caso, como consequência, o controle torna-se mais crítico e complexo. Assim, a inclusão de dispositivos de armazenamento e fontes despacháveis é indispensável para manter o balanço entre geração e demanda em diferentes condições operacionais (Rajesh *et al.*, 2017). As microrredes operam neste modo devido a falhas ou atividades de manutenção na rede principal; aspectos econômicos; ou por estarem alocadas em regiões afastadas e não interligadas.

No presente trabalho, os esforços são focados na operação ilhada das microrredes CA, considerando GDs despacháveis.

2.1.2.2 Microrredes interconectadas

Neste modo de operação a microrrede está acoplada com a rede principal, normalmente através de uma chave estática. O ponto de conexão é conhecido com o nome de Ponto de Acoplamento Comum (PAC). Em modo interconectado, as microrredes não tem controle sobre a frequência e a tensão do sistema, portanto a função principal da microrrede é se manter em sincronismo com a rede e controlar o fluxo de potência que é importado ou exportado de acordo com as condições de geração e demanda (Rajesh *et al.*, 2017).

2.2 Controle de microrredes

O controle hierárquico tem sido amplamente adotado para viabilizar a operação dos sistemas elétricos de potência, bem como no caso das microrredes. Desta forma, o controle é dividido em várias camadas, as quais possuem diferentes atribuições e atuam em escalas de tempo diferentes (Bidram e Davoudi, 2012; Guerrero *et al.*, 2011; Palizban e Kauhaniemi, 2015). A camada zero, corresponde às malhas de controle local das GDs e será o primeiro tema a ser abordado.

2.2.1 Controle local dos inversores

O controle local dos inversores faz referência à estrutura de controle que utiliza as variáveis de realimentação locais com o objetivo de alcançar os valores de referência fornecidos pelas camadas mais externas de controle, as quais são conhecidas como controle hierárquico. Dentro do controle hierárquico, também se faz referência ao controle local dos inversores como controle nível zero (Bidram e Lewis, 2014).

Dependendo, principalmente, do modo de operação da microrrede, do tipo de fonte primária que está sendo utilizada pelos conversores e de sua função dentro da microrrede, diferentes estratégias de controle podem ser adotadas. Como ilustrado na Figura 2.5, tradicionalmente, têm sido utilizados conversores VSI (sigla em inglês *Voltage Source Inverter*) controlados em corrente para aplicações de GD conectada à rede elétrica. Entretanto, conversores VSI controlados em tensão, através de duas malhas em cascata, têm sido normalmente utilizados em sistemas UPS e GD em microrredes ilhadas (Ryan, Brumsickle e

Lorenz, 1997). Não obstante, uma estrutura de controle universal adequada para uma operação satisfatória, tanto em modo ilhado quanto interconectado, e que propicie transições suaves entre estes modos de operação, permanece até a atualidade como um dos grandes desafios para a evolução e implementação em larga escala das microrredes CA (Rizo *et al.*, 2015; Rocabert *et al.*, 2014). Portanto, outras estratégias de controle têm sido propostas com o objetivo de atender a esta demanda. Podem ser destacadas a malha de controle híbrida na qual executam-se ações de controle de corrente em paralelo com ações de controle de tensão proposta por (He e Li, 2013), a estratégia VSG (*Virtual Synchronous Generator*), e o controle VOC (*Virtual Oscillator Control*) apresentado em (Dhople, Johnson e Hamadeh, 2013).

Na Figura 2.5 é apresentada uma classificação do controle local dos inversores, de acordo com a função que desempenha o conversor na microrrede. Como pode ser constatado, os chamados inversores formadores de rede normalmente operam sendo controlados em tensão, enquanto que os conversores supridores de rede normalmente são controlados em corrente (Du, Chen, *et al.*, 2020; Du, Tuffner, *et al.*, 2020).

Figura 2.5. Classificação das estratégias de controle local aplicadas em conversores para microrredes CA.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

2.2.1.1 Controle formador de rede

O conversor formador de rede é controlado em malha fechada para operar como uma fonte ideal de tensão CA. Conforme a Figura 2.6a, neste tipo de controle a amplitude da tensão CA (E^*) e sua frequência (ω^*) são controladas. Desta maneira, cria-se uma referência de tensão que será utilizada pelos conversores supridores de rede para se sincronizarem e se conectarem com a microrrede. Pelo fato destes conversores serem controlados para operarem como fonte ideal de tensão, a impedância de saída destes tipos de conversores tende a ser pequena, de modo tal que demandam de uma sincronização com suficiente precisão e exatidão para evitar surtos de corrente indesejados (Lasseter, Chen e Pattabiraman, 2020; Li *et al.*, 2021; Rocabert *et al.*, 2012). O controle formador de rede, também é conhecido na literatura como controle $V-f$ e é utilizado principalmente em sistemas UPS e microrredes ilhadas, pois nestes casos a frequência e a amplitude da tensão devem ser controlados de forma autônoma, ou seja, sem suporte da rede elétrica (Antunes *et al.*, 2017; Han *et al.*, 2016; Lliuyacc *et al.*, 2017; Rajesh *et al.*, 2017; Zhang, C. *et al.*, 2016). Deve ser destacado que neste tipo de controle existe a necessidade de controlar a potência fornecida à microrrede para manter o balanço carga-geração. Portanto, um conversor só pode ser formador de rede caso este esteja despachável, ou seja, deve estar integrado com um sistema de armazenamento de energia ou com uma fonte primária de energia que seja controlável.

Evidentemente, um único conversor operando como formador de rede afeta a confiabilidade da microrrede uma vez que esta dependeria do funcionamento adequado do conversor formador. Também, destaca-se que um único formador de rede implicaria a necessidade do mesmo ter capacidade de processamento e reserva de energia suficiente para atender ao balanço de potência entre demanda e geração em diversas condições operativas (Katiraei *et al.*, 2008). Uma maneira de evitar este problema consiste em operar a microrrede com vários conversores formadores de rede. Neste caso, uma estratégia para distribuir as cargas entre os formadores de rede deve ser utilizada.

De acordo com a Figura 2.5, as estratégias para compartilhar as cargas podem fazer uso ou não de sistemas de comunicação. Na Figura 2.6b é apresentada uma implementação do controle *droop*, amplamente utilizado para conseguir compartilhar as cargas entre vários conversores formadores de rede. Este tipo de controle é chamado de primário dentro da visão do controle hierárquico das microrredes que será aprofundado na seção 2.2.2.1.

Chama-se a atenção que nas referências (Bayhan *et al.*, 2017; Rocabert *et al.*, 2012), o modo de controle apresentado na Figura 2.6b é considerado um controle do tipo suporte à rede controlado por tensão. Entretanto, neste trabalho foi adotada a linha de raciocínio sugerida em (Katiraei *et al.*, 2008; Lasseter, Chen e Pattabiraman, 2020; Palizban e Kauhaniemi, 2015), na qual este modo de controle é o mecanismo necessário para compartilhar as cargas entre vários formadores de rede e não um mecanismo de prestar suporte à rede com potência ativa e reativa. Sendo assim, observa-se que após a inserção do controle *droop*, o conversor continua operando como uma fonte de tensão onde são controladas tanto a frequência como a amplitude. Desta forma o conversor formador de rede impõe de maneira predominante a frequência e a tensão da microrrede.

Figura 2.6. Representação conceitual do controle formador de rede. (a) Único conversor formador de rede na microrrede; (b) Estratégia *droop* para vários formadores de rede compartilhando as cargas.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Conforme a Figura 2.7, o controle de tensão do inversor é realizado habitualmente através de duas malhas de controle em cascata, ou seja, uma externa de tensão e uma interna de corrente. Em (Rizo *et al.*, 2015), são comparados cinco esquemas diferentes de controle utilizando a mesma estrutura apresentada na Figura 2.7. Na malha de controle externa sempre foi utilizado o controlador Proporcional-Ressonante (PR), enquanto na malha interna foram testados o controle proporcional e o controle PR, considerando a realimentação da corrente do capacitor de filtragem (i_{cf}) ou a corrente do indutor do lado do inversor (i_{Lf1}). Finalmente, também foi analisada uma estrutura de controle considerando uma única malha de controle de tensão para totalizar as cinco estruturas estudadas. Foi apontado que, ao utilizar filtros LCL, a regulação da tensão na carga em modo ilhado é afetada pela queda de tensão no indutor (L_{f2}) conectado ao PAC. Esta situação torna-se especialmente apreciável quando a realimentação da

corrente do lado do inversor i_{Lf1} é utilizada. Não obstante, esta realimentação favorece o amortecimento e o tempo de acomodação do sistema.

Figura 2.7. Possíveis variáveis a serem realimentadas num conversor formador de rede com filtro LCL.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Uma possível forma de evitar o problema de regulação de tensão na carga consiste na utilização de filtros LC. Entretanto, caso existam vários conversores formadores dentro da microrrede, deve-se garantir que haverá uma impedância razoável entre estes conversores a fim de evitar circulação de altas correntes no regime transitório. Em (Coelho *et al.*, 2016; Zhang, C. *et al.*, 2016) são utilizados filtros LC e controladores Proporcional-Ressonante (PR) nas duas malhas de controle, e em (Lu e Chu, 2015) utiliza-se filtro LC, porém a estratégia de controle está baseada no gerador síncrono virtual. Observa-se nestes trabalhos que sempre há uma impedância associada com as linhas de distribuição entre os diferentes conversores. Adicionalmente, sobre a operação em paralelo de vários inversores, deve-se advertir que isto pode resultar em ressonâncias que devem ser corrigidas, amortecidas e cuidadosamente tratadas para conseguir uma operação adequada das microrredes (He *et al.*, 2013).

O desempenho destas estruturas também foi analisado em modo interconectado, com o intuito de achar uma estratégia de controle e realimentação universal que tivesse capacidade de operar tanto no modo ilhado quanto no modo interconectado e, desta forma, evitar a transição entre diferentes estruturas de controle do conversor de acordo com o modo de operação da microrrede. Neste aspecto, concluiu-se que a utilização de controle PR na malha interna de corrente afeta consideravelmente o desempenho do sistema, principalmente em termos de

resposta transitória e estabilidade. Porém, a análise desta estrutura de controle é apresentada com maior nível de detalhe em (Vasquez *et al.*, 2013).

Por fim, na maioria dos trabalhos os conversores formadores de rede são testados com cargas equilibradas. Porém, recentemente foi estudado um conversor formador de rede a 4 fios (FL- *Four Legs*) que considera cargas desbalanceadas (Lliuyacc *et al.*, 2017). A inovação observada consiste na utilização de dois controladores independentes; um para modular os três braços das fases e garantir tensão equilibrada, e outro para modular o quarto braço com a finalidade de permitir a circulação das correntes de sequência zero, evitando desta forma a utilização de modulações PWM mais complexas.

2.2.1.2 Controle seguidor de rede

De acordo com (Katiraei *et al.*, 2008; Palizban e Kauhaniemi, 2015), o controle seguidor de rede é utilizado para injetar correntes considerando a frequência e a tensão imposta pela microrrede. Como ilustra a Figura 2.8a, tipicamente, são utilizados conversores alimentados em tensão (VSI, do inglês *Voltage Source Inverter*) e controlados em corrente para este fim, de modo que a impedância paralela deste tipo de conversores tende a ser alta. Portanto, tais conversores são adequados para operarem em paralelo com a rede principal ou com outros conversores. Neste caso, é importante assinalar que uma sincronização precisa da corrente de referência com a tensão da microrrede é necessária com o objetivo de controlar adequadamente a potência ativa e reativa injetada (Bayhan *et al.*, 2017; Rocabert *et al.*, 2012). No caso apresentado na Figura 2.8a, o conversor irá injetar na microrrede a quantidade de energia que o algoritmo de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) conseguir extrair da fonte primária de energia. Portanto, não é necessário nenhum sistema de armazenamento de energia para operar integrado a estes conversores. Entretanto, integrar à microrrede fontes renováveis de alta intermitência, sem nenhum mecanismo de suporte de frequência e tensão, pode se tornar um sério problema operacional por causa da possível agregação de rampas de potência de diferentes GDs que ocorrem em função das condições atmosféricas locais. Em (Mousavi *et al.*, 2018; Yang *et al.*, 2013, 2015) são indicadas algumas funcionalidades que deveriam ser integradas aos conversores supridores para prestar suporte à rede. Dentro destas funcionalidades, destaca-se o suporte no controle de tensão e frequência através do controle *droop* reverso conforme ilustra a Figura 2.8b (Mousavi *et al.*, 2018; Wu *et al.*, 2014).

Observa-se que existem diferenças na implementação do controle *droop* em conversores formadores de rede comparados aos supridores de rede. No caso dos conversores supridores, o *droop* reverso muda as referências de potência ativa e reativa de acordo com desvios de frequência e tensão da microrrede. Em outras palavras, o conversor supridor não controla a frequência nem a tensão da microrrede, mas presta suporte para estabilizar estas grandezas. É importante ressaltar que a injeção de potência reativa pode ser realizada sem a necessidade de integrar sistemas de armazenamento. Não obstante, o *droop* reverso de potência ativa implica a inclusão de sistemas de armazenamento de energia, ou operar fora do ponto de máxima potência (Morstyn, Hredzak e Agelidis, 2016). Em relação às técnicas de controle tradicionalmente utilizadas em conversores supridores, estas são apresentadas em (Blaabjerg *et al.*, 2006).

Figura 2.8. Representação conceitual do controle supridor de rede. (a) Conversor supridor operando sempre no ponto de máxima potência; (b) Estratégia *droop* reverso para conversor supridor prestar também suporte à rede na regulação de tensão e frequência.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Entretanto, também é importante indicar que o suporte à rede também inclui a compensação de harmônicos de cargas locais, a compensação de cargas desbalanceadas (Brandão, Marafão, Gonçalves, *et al.*, 2013; Campanhol *et al.*, 2017; Freitas Takami, de, Oliveira da Silva e Sampaio, 2019; Tenti *et al.*, 2015; Tenti e Caldognetto, 2016; Xavier *et al.*, 2019) a adição ou controle de inércia virtual (Ahmad, Littler e Naeem, 2016; D'Hulst *et al.*, 2015; Hwang *et al.*, 2016, 2017; Morren *et al.*, 2006; Toulabi, Dobakhshari e Ranjbar, 2016; Zhang, W. *et al.*, 2016), o amortecimento de oscilações de potência (Rocabert *et al.*, 2012), dentre outros. Uma revisão recente sobre estes aspectos pode ser encontrada em (Xu, Xue e Chang, 2021).

2.2.1.3 Controladores locais alternativos

Como foi apontado anteriormente, tradicionalmente é empregada uma malha de controle de corrente em inversores conectados à rede elétrica, enquanto que para inversores que

operam de maneira ilhada utiliza-se a estratégia típica adotada em sistemas UPS, ou seja, uma malha externa de tensão e uma interna de corrente (He e Li, 2013). Sendo assim, a transição entre estes modos de operação que resulta em uma transição no modo de controle pode causar transientes indesejados (Rocabert *et al.*, 2014). Desta maneira, existe a tendência a desenvolver uma estrutura de controle universal adequada para atuar em ambos os modos de operação (Rizo *et al.*, 2015).

Uma estrutura de controle alternativa foi apresentada em (He e Li, 2013), a qual é chamada de HCM (pelas siglas em inglês de *Hybrid voltage and current Control Method*) e caracteriza-se por ter em paralelo as malhas de controle de tensão e corrente, conforme mostrado na Figura 2.9. De acordo com os autores, esta estratégia permite a compensação de harmônicos de cargas locais sem necessidade da extração das correntes harmônicas, bem como uma transição suave entre os modos de operação interconectado e ilhado.

Figura 2.9. Ilustração básica da estrutura de controle híbrida ou HCM.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

De acordo com a Figura 2.9, o controle possui três termos, sendo eles o amortecimento ativo, o controle harmônico e o controle da fundamental. O primeiro deles serve como uma impedância virtual que ajuda no amortecimento da ressonância do filtro LCL. O segundo termo utiliza controladores PR nas frequências harmônicas para suprimir a parcela distorcida da corrente da carga local. Já o terceiro termo incorpora somente um termo ressonante na frequência fundamental para controlar a tensão no capacitor. Desta maneira, esta estratégia evita

possíveis interferências entre o segundo e o terceiro termos. Devido ao segundo termo ter um ganho baixo na frequência fundamental, não é preciso construir um filtro passa-alta para extrair as componentes harmônicas da carga local e gerar o sinal de referência ($i_{ref} = i_{LL}$), uma vez que é possível utilizar a corrente medida da carga local diretamente. Também é possível zerar o sinal de corrente de referência ($i_{ref} = 0$), ou seja, neste caso o controle atuaria a fim de obter uma corrente de saída puramente senoidal. Em qualquer dos dois casos anteriores, o conversor funcionaria como um conversor supridor de rede, com capacidade de prestar suporte à rede na supressão harmônica de corrente das cargas locais. Entretanto, é possível operar como formador de rede caso o sinal de erro do controle de tensão for utilizado no controle harmônico.

Outra alternativa de controle proposta é o VSG, a qual emergiu recentemente com o intuito de proporcionar uma inércia virtual às microrredes através da operação de um inversor emulando a dinâmica eletromecânica de um gerador síncrono convencional (Zhong, 2016). Esta estratégia também foi desenvolvida com o intuito de aproveitar todo o conhecimento prévio que se tem na operação de geradores síncronos convencionais e de ser utilizada como estratégia de controle universal, ou seja, tanto para operação ilhada, quanto interconectada com a rede.

De acordo com (D'Arco e Suul, 2013; Mo, D'Arco e Suul, 2016), existem várias estratégias possíveis para a implementação de um VSG. De modo simplificado, estas estratégias classificam-se de acordo com o tipo de sinal de referência gerado a partir do modelo virtual da máquina síncrona. Com este modelo, podem ser geradas referências de corrente, tensão ou potência. As implementações onde são geradas referências de corrente foi denominada pelos autores como VISMA (pelas siglas em inglês de *Virtual Synchronous Machine*) (Beck e Hesse, 2007; Tamrakar *et al.*, 2016). Por outro lado, na literatura é chamado de *synchronverter*, a implementação onde sinais de tensão de referência são gerados. Nos dois casos anteriores, o VSG pode operar tanto em modo ilhado quanto conectado com a rede elétrica, portanto, poderiam ser considerados conversores formadores de rede. Finalmente, quando sinais de potência ativa e reativa de referência são gerados, opta-se comumente por utilizar estes sinais para posteriormente gerar sinais de corrente sincronizados através de sistemas PLL. Neste caso, esta estratégia impede o conversor de funcionar em modo ilhado. Desta forma, pode-se considerar que esta é uma estratégia de controle supridor de rede com suporte à rede de inércia virtual.

Várias propostas apareceram na literatura em torno do conceito de VSG. Em (Chen, Xu e Huang, 2017) é proposto utilizar a estratégia VSG para servir de interface entre microrredes

CC e a rede CA, de tal modo que uma microrrede CC possa ser gerenciada como um gerador virtual adicional dentro das redes CA. Na mesma linha, e de modo mais geral, (Zhong, 2016) apresentou como retificadores, cargas eletrônicas, veículos elétricos ou sistemas de armazenamento de energia podem ser integrados à rede elétrica utilizando o conceito de VSG. Já em (Meng *et al.*, 2016) propõe-se controlar de forma adaptativa a inércia que o VSG emula de acordo com a taxa de variação da frequência, e em (Zhang, W. *et al.*, 2016) é adicionado um grau de liberdade à implementação do VSG para controlar de forma independente a inércia virtual e o amortecimento. Em (D'Arco e Suul, 2016) estuda-se a estabilidade e performance de um VSG em uma microrrede ilhada. Por fim, em (Zhong e Konstantopoulos, 2018) foi proposta uma implementação de um VSG modificado para garantir que a tensão e a frequência deste permanecerá dentro de uma faixa de projeto definida.

Em geral o modelo mais simples e mais utilizado para gerar as referências para o controle do inversor consiste na implementação da equação de oscilação do gerador síncrono apresentada na Figura 2.10, onde k_d é a constante de amortecimento associada com as bobinas de amortecimento do gerador síncrono, $T_a = 2H$ é a constante de tempo mecânica e H é a constante de inércia (D'Arco e Suul, 2014).

Figura 2.10. Emulação de inercia a partir da equação de oscilação de um gerador síncrono.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Não obstante, em (D'Arco e Suul, 2013, 2014) uma análise do modelo de máquina síncrona apresentado na Figura 2.10 derivou na demonstração da equivalência existente entre a estratégia VSG e inversores formadores de rede convencionais controlados através de um *droop*. Neste sentido, foi deduzido que a constante de tempo associada ao Filtro Passa-Baixas (FPB) necessário para a extração da medida de potência ativa está relacionada com a constante de inércia (T_a) de forma proporcional. Entretanto, a constante de amortecimento (k_d) tem uma relação inversamente proporcional com o ganho do *droop*, o qual é indicado como k_{dp} na

Figura 2.6b. Uma análise mais detalhada apresentada em (Jia, Miura e Ise, 2016) derivou em conclusões similares.

Mais recentemente, foi proposta uma técnica não linear para o controle descentralizado de microrredes ilhadas e UPS conhecida com o nome de VOC (Dhople, Johnson e Hamadeh, 2013; Johnson, B. B., Dhople, Cale, *et al.*, 2014). Esta estratégia se baseia em operar os inversores como osciladores de *Lienard*, e estabelecer os parâmetros deste a fim de obter uma sincronização entre todos os inversores presentes na microrrede que não dependa nem da carga nem do número de osciladores presentes na microrrede. (Dhople, Johnson e Hamadeh, 2013; Dorfler *et al.*, 2014; Johnson *et al.*, 2017, 2016; Johnson, B B *et al.*, 2014; Johnson, B. B., Dhople, Hamadeh, *et al.*, 2014; Sinha *et al.*, 2015, 2016, 2017). O princípio do controle VOC é ilustrado na Figura 2.11, onde observa-se que este se caracteriza pela emulação de um oscilador *Van der Pol*, composto por uma rede RLC linear que determina a frequência de oscilação de acordo com (2.1), e uma fonte não linear de corrente controlada por tensão $g(v)$ encarregada de manter as oscilações.

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L_{voc}C_{voc}}} . \quad (2.1)$$

Assim a tensão gerada nos terminais do oscilador virtual é empregada como sinal modulado no PWM e a corrente de saída do inversor é realimentada, emulando uma fonte de corrente dentro do oscilador virtual. Os ganhos k_{voc} e k_{io} são utilizados para adequar as escalas destes sinais.

Figura 2.11. Ilustração do controle VOC composto por uma rede RLC linear e uma fonte de corrente controlada por tensão não linear.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Existem diferentes implementações de osciladores de *Lienard* com base na estrutura apresentada na Figura 2.11. A principal diferença se encontra na função não linear que será inserida na fonte de corrente controlada por tensão $g(v)$ (Dorfler *et al.*, 2014; Johnson, B B *et al.*, 2014). Uma possível implementação é o oscilador de banda morta que descreve a fonte de corrente controlada por tensão de acordo com as equações (2.2) e (2.3).

$$g(v) = f(v) - \sigma v, \quad (2.2)$$

onde $f(v)$ segue a equação (2.3).

$$f(v) = \begin{cases} 2\sigma(v - \varphi), & v > \varphi \\ 0, & |v| \leq \varphi \\ 2\sigma(v + \varphi), & v < -\varphi \end{cases} \quad (2.3)$$

Este oscilador é chamado de banda morta pois observa-se que a função $f(v)$ possui uma banda entre $-\varphi$ e φ onde não atua, e fora desta banda a função possui uma inclinação (ganho) finito. O parâmetro σ auxilia no ajuste do parâmetro ϵ definido pela expressão em (2.4), o qual é particularmente importante para estabelecer uma oscilação senoidal (Johnson, B. B., Dhople, Hamadeh, *et al.*, 2014). Este tipo de oscilador foi estudado por (Dhople, Johnson e Hamadeh, 2013; Johnson, B B *et al.*, 2014; Johnson, B. B., Dhople, Cale, *et al.*, 2014; Johnson, B. B., Dhople, Hamadeh, *et al.*, 2014).

$$\epsilon = \sqrt{\frac{L_{voc}}{C_{voc}}} \left(\sigma - \frac{1}{R_{voc}} \right). \quad (2.4)$$

Entretanto, o oscilador de *Van der Pol* também tem sido utilizado (Johnson *et al.*, 2017, 2016; Sinha *et al.*, 2015, 2017). Neste caso, a fonte de corrente controlada por tensão segue a mesma forma da equação (2.2), porém $f(v)$ é uma função cúbica de acordo com (2.5) (Johnson, B B *et al.*, 2014). Cabe mencionar que esta função pode ser escrita de forma diferente com a finalidade de utilizar a equação geral do oscilador de *Lienard* conforme é apresentado por (Sinha *et al.*, 2015).

$$f(v) = av^3. \quad (2.5)$$

A estratégia de controle VOC foi inicialmente estudada em sistemas monofásicos considerando unicamente conversores formadores de rede ligados a um mesmo barramento com cargas (Johnson, B B *et al.*, 2014; Johnson, B. B., Dhople, Hamadeh, *et al.*, 2014). Posteriormente em (Johnson, B. B., Dhople, Cale, *et al.*, 2014), a técnica foi estendida a

sistemas trifásicos, considerando a conexão de cargas e GD em barramentos diferentes, bem como conversores supridores e formadores de rede baseados em controle VOC. Em (Johnson *et al.*, 2016) são apresentadas ferramentas e orientações gerais para projetar os controladores VOC de forma sistemática a fim de obter o desempenho desejado em termos de regulação de tensão, frequência, conteúdo harmônico e resposta transitória da microrrede. As condições suficientes e necessárias para alcançar a sincronização entre vários osciladores virtuais são estudadas em (Dorfler *et al.*, 2014; Johnson, B B *et al.*, 2014; Johnson, B. B., Dhople, Hamadeh, *et al.*, 2014), onde resulta de particular interesse que a sincronização não depende do número de osciladores virtuais presentes na microrrede, fato que favorece a escalabilidade da estratégia. Adicionalmente, em (Johnson, B. B., Dhople, Hamadeh, *et al.*, 2014) foi apresentada uma estratégia de pré-sincronização para conectar de forma suavizada um oscilador virtual a uma microrrede.

Por outro lado, as análises apresentadas em (Groß *et al.*, 2019; Johnson *et al.*, 2017; Sinha *et al.*, 2015, 2017) revelaram que, de modo geral, o controle VOC pode ser entendido como uma generalização do controle *droop*, pois constatou-se que ambas são equivalentes quando são comparadas em regime permanente na frequência fundamental. No entanto, devem ser destacadas as seguintes vantagens do controle VOC:

- A carga é compartilhada entre vários inversores sem necessidade de sistemas de comunicação nem de estruturas de controle hierárquico, criando desvios de frequência e tensão menores. Neste sentido, ao utilizar o controle VOC pode-se afirmar que a microrrede é controlada de maneira descentralizada;
- Não é necessário realizar cálculos de potência ativa e reativa, como no caso do controle *droop*;
- Diferentemente do controle *droop* que somente atua no compartilhamento de cargas na frequência fundamental, o controle VOC consegue sincronizar e compartilhar formas de onda arbitrárias.

2.2.2 Controle hierárquico

A estrutura de controle hierárquico das microrredes foi herdada do controle tradicional de sistemas de potência (Elgerd, 1981). De forma geral, a estratégia consiste em dividir os objetivos de controle em várias camadas que atuam em diferentes escalas de tempo com a

finalidade de não interferir uma na outra. Identificam-se principalmente três camadas de controle que são chamadas de controle primário, secundário e terciário conforme mostra a Figura 2.12 (Bidram e Davoudi, 2012; Guerrero *et al.*, 2011; Han *et al.*, 2016; Palizban e Kauhaniemi, 2015; Planas, Gil-De-Muro, *et al.*, 2013).

O controle primário tradicional consiste na implementação do controle *droop*. Neste caso, o objetivo desta camada de controle consiste em compartilhar a potência ativa e reativa das cargas entre várias GDs introduzindo pequenos desvios de frequência e tensão. Desta forma, o *droop* somente precisa de informações locais para ser executado (Tayab *et al.*, 2017).

A tarefa principal executada pelo controle secundário consiste em retornar a frequência e a tensão aos valores nominais, haja visto que o controle primário cria desvios em torno do valor nominal das grandezas mencionadas. Normalmente, o controle secundário atua modificando algum parâmetro ou referência do controle primário e, portanto, sua resposta dinâmica deve ser mais lenta (Palizban e Kauhaniemi, 2015). Nos sistemas elétricos de potência atuais, normalmente, só é implementado o controle secundário automático de frequência o qual é denominado de AGC (pelas siglas em inglês de *Automatic Generation Control*) (Elgerd, 1981; Mc Namara e Milano, 2018; Simpson-Porco, 2021).

Figura 2.12. Ilustração da estrutura do controle hierárquico aplicado ao gerenciamento de sistemas elétricos.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

O controle secundário de tensão é mais desafiador pois os fluxos de potência reativa são afetados pelas tensões nodais da rede. Isto implica que o controle de tensão e o compartilhamento de potência reativa entre os geradores são objetivos conflitantes. Desta maneira, dada a impossibilidade prática de ter um perfil plano de tensão, o controle coordenado de tensão tem sido implementado através de funções de otimização, como nos casos de países como a Itália e a França. No caso do Brasil e da Romênia alguns estudos constam na literatura (Corsi, 2015; Corsi *et al.*, 2004; Taranto *et al.*, 2000). Entretanto, sistemas com alta penetração de fontes intermitentes de energia, como no caso das microrredes, demandam especial atenção na regulação de tensão, pois dita intermitência pode causar variações de tensão importantes, ainda mais no caso de redes mais fracas e com baixa relação X/R, típicas de sistemas de média e baixa tensão (Antoniadou-Plytaria *et al.*, 2017). Desta forma, vários estudos com relação ao controle secundário de tensão das microrredes podem ser encontrados na literatura (Borghetti *et al.*, 2017; Gu *et al.*, 2017; Lou *et al.*, 2017).

Por fim, o controle terciário encarrega-se de otimizar a operação da microrrede controlando ao fluxo de potência entre a rede e a microrrede, e modificando o despacho das fontes e as cargas controláveis. Isto acontece, considerando principalmente sinais do mercado de energia e as previsões de geração e demanda em tempo real (Katiraei *et al.*, 2008). Independentemente da camada de controle hierárquico, elas podem ser implementadas de forma centralizada ou não centralizada (Unamuno e Barrena, 2015b), tópico que será discutido na próxima seção.

Embora a estrutura de controle hierárquica seja a mais utilizada, na literatura já foram apresentados alguns esforços por eliminar alguma camada ou mesmo eliminar esta estrutura de camadas de malhas de controle. Por exemplo, em (Dörfler, Simpson-Porco e Bullo, 2016) é apresentada uma estratégia que elimina o controle terciário através da seleção adequada dos ganhos do controlador *droop* de tal forma a encontrar o ganho que coincida com o despacho economicamente ótimo. Também, uma estratégia que executa tanto ações de controle primário quanto de controle secundário foi apresentada em (Nasirian *et al.*, 2016), a qual baseia-se em três controladores, sendo eles de tensão, de potência ativa e potência reativa, implementados de forma distribuída.

Uma revisão bibliográfica das diferentes estratégias propostas e estudadas na literatura para cada uma das camadas do controle hierárquico é apresentada a seguir.

2.2.2.1 Controle primário

Após um distúrbio acontecer na microrrede, o controle primário é a primeira malha do controle hierárquico em atuar com o objetivo de redistribuir a carga entre os conversores formadores. Também, outra de suas funções consiste em evitar oscilações de fluxo de potência entre as GDs (também tratado na literatura com o nome de “correntes circulantes”) (Bidram e Davoudi, 2012; Yu, K. *et al.*, 2016).

Normalmente o controle primário é implementado de forma descentralizada, isto é, utilizando unicamente medidas locais (Yazdanian *et al.*, 2014). Nos sistemas elétricos de potência convencionais, o controle *droop* foi a maneira tradicional de implementar esta malha de controle. Já no caso de sistemas de inversores operando em paralelo, um dos primeiros estudos que constam na literatura da aplicação deste controle foi apresentado em (Chandorkar, Divan e Adapa, 1993).

O controle *droop* tradicional fundamenta-se no desacoplamento que se observa nas equações do fluxo de potência quando as linhas de interconexão têm predomínio indutivo. As equações (2.6) e (2.7) definem o fluxo de potência ativa e reativa para o caso ilustrado na Figura 2.13 (Monticelli, 1983).

$$P_1 = \frac{R_{Li1}}{|Z_{Li1}|^2} [V_1^2 - V_1 V_{CL} \cos(\phi_1)] + \frac{X_{Li1}}{|Z_{Li1}|^2} V_1 V_{CL} \sin(\phi_1), \quad (2.6)$$

$$Q_1 = -\frac{R_{Li1}}{|Z_{Li1}|^2} [V_1 V_{CL} \sin(\phi_1)] + \frac{X_{Li1}}{|Z_{Li1}|^2} [V_1^2 - V_1 V_{CL} \cos(\phi_1)], \quad (2.7)$$

onde R_{Li1} e X_{Li1} são, respectivamente, a resistência e a reatância série da linha entre a GD um e a carga comum.

Figura 2.13. Ilustração do fluxo de potência em função das impedâncias das linhas e os fasores de tensão.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

As equações (2.6) e (2.7) podem ser aproximadas segundo (2.8) e (2.9) considerando redes de alta tensão onde a relação X/R é alta, e que em estado normal de operação as diferenças

angulares (ϕ_1, ϕ_2) são pequenas (Guo *et al.*, 2014). Neste caso, constata-se em (2.8) que o fluxo de potência ativa depende predominantemente da diferença angular entre os fasores de tensão da GD e da carga comum. Entretanto, o fluxo de potência reativa depende principalmente da diferença entre os módulos dos fasores de tensão conforme (2.9).

$$P_1 = \frac{X_{Li1}}{|Z_{Li1}|^2} V_1 V_{CL} \sin(\phi_1) \approx \frac{V_1 V_{CL} \phi_1}{X_{Li1}}, \quad (2.8)$$

$$Q_1 = \frac{X_{Li1}}{|Z_{Li1}|^2} [V_1^2 - V_1 V_{CL} \cos(\phi_1)] \approx \frac{V_1 (V_1 - V_{CL})}{X_{Li1}}. \quad (2.9)$$

Neste cenário, o compartilhamento de potência ativa e reativa entre várias GDs pode ser alcançado com um controle independente para potência ativa e outro para a potência reativa conforme ilustra a Figura 2.14(a). Observa-se que, para a implementação do controle *droop*, é preciso calcular a potência ativa e reativa, tarefa que normalmente é executada através da filtragem do sinal de potência instantânea com FPB. Assim, o *droop* de potência ativa mudará a frequência angular de referência (ω^*) de maneira inversamente proporcional à potência ativa de saída da GD. De forma similar será alterada a referência de amplitude da tensão (E^*) em relação com a potência reativa medida. Com estes sinais é possível calcular a tensão instantânea de referência (v^*) que será utilizada pelo controle local do inversor formador de rede. Observa-se que o ângulo de defasagem é controlado indiretamente através de mudanças na frequência angular. Esta estratégia tem sido utilizada mesmo em redes de baixa tensão, sendo argumentado que há um predomínio indutivo devido à impedância associada aos indutores do filtro do inversor (Chandorkar, Divan e Adapa, 1993).

Não obstante, o predomínio indutivo não é uma característica de todas as redes elétricas. As redes de baixa tensão, e especialmente as rurais, possuem predomínio resistivo (Bidram e Davoudi, 2012; Guerrero *et al.*, 2007; Majumder *et al.*, 2010). Adicionalmente, em (Aapro *et al.*, 2017; Guerrero *et al.*, 2005) são estudados os efeitos do controle na impedância de saída do inversor em malha fechada. Particularmente, foi apontado em (Guerrero *et al.*, 2005) que à medida que diminui a constante de integração associada ao controle PID da malha de tensão, a impedância de saída do inversor em malha fechada em baixa frequência tende a ser mais resistiva. Neste caso as equações (2.8) e (2.9) deixam de ser válidas. Uma aproximação válida para este caso é descrita por (2.10) e (2.11), onde o desacoplamento entre potência ativa e reativa acontece de forma inversa ao caso indutivo. Neste cenário, uma das alternativas consiste em modificar o controle *droop* conforme ilustra a Figura 2.14b (Bidram *et al.*, 2017).

$$P_1 = \frac{R_{Li1}}{|Z_{Li1}|^2} [V_1^2 - V_1 V_{CL} \cos(\phi_1)] \approx \frac{V_1}{R_{Li1}} (V_1 - V_{CL}), \quad (2.10)$$

$$Q_1 = -\frac{R_{Li1}}{|Z_{Li1}|^2} [V_1 V_{CL} \sin(\phi_1)] \approx -\frac{V_1 V_{CL} \phi_1}{R_{Li1}}. \quad (2.11)$$

Assim, o módulo da tensão imposta pelo conversor formador dependerá da potência ativa fornecida, enquanto a frequência imposta dependerá da potência reativa fornecida de maneira diretamente proporcional.

Figura 2.14. Implementação do controle *Droop* tradicional utilizando o desacoplamento entre potência ativa e reativa; (a) Para redes com predomínio indutivo; (b) Para redes com predomínio resistivo.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

No entanto, várias dificuldades práticas surgem da aplicação do controle *droop* tradicional em microrredes, podendo-se citar (Andishgar, Gholipour e Hooshmand, 2017):

- Observa-se que o método *droop* tradicional considera formas de onda puramente senoidais. Em caso de presença de cargas não lineares na microrrede, o controle *droop* não consegue distinguir as correntes harmônicas e correntes circulantes surgem entre as GDs criando oscilações de potência entre os inversores (Bidram *et al.*, 2017; Guerrero *et al.*, 2011). Adicionalmente, a presença de cargas monofásicas e o desequilíbrio tanto de corrente quanto de tensão afetam a operação do *droop*;

- A impedância de saída do inversor é afetada pelo seu controle, e o compartilhamento das cargas entre as diferentes GDs é afetado pela impedância equivalente entre cada GD até a carga (Aapro *et al.*, 2017; Guerrero *et al.*, 2005, 2011). Além disso, nem sempre é possível assumir o desacoplamento entre potência ativa e reativa de forma direta (Li e Li, 2011; Raman e Peng, 2020; Wu, Shen e Iravani, 2017);
- Para compartilhar as cargas entre várias GDs, o controle *droop* introduz um desvio em regime permanente dos valores nominais de frequência e tensão;
- A velocidade de resposta do controle *droop* está condicionada pela frequência de corte do FPB associado ao cálculo de potência, pois como foi apontado anteriormente, esta frequência de corte poderia ser considerada como uma emulação de inércia virtual.

Desta forma, várias alternativas foram desenvolvidas na tentativa de melhorar um ou vários dos problemas apontados anteriormente. O conceito de impedância virtual proposto por (Guerrero *et al.*, 2005) e ilustrado na Figura 2.15, cumpre duas funções. A primeira consiste em servir como uma malha de *droop* instantâneo, na qual a tensão de referência do controle local é atenuada de forma proporcional à corrente de saída (i_o), simulando desta forma, uma impedância virtual na saída do conversor. Este *droop* instantâneo permite o compartilhamento de correntes harmônicas, como será discutido mais adiante. A segunda função consiste em adequar de maneira conveniente a impedância de saída em malha fechada do inversor, com o objetivo de diminuir a influência da impedância da linha no compartilhamento das cargas entre os inversores (Andishgar, Gholipour e Hooshmand, 2017). Assim, também poderia ser considerado o desacoplamento de potência ativa e reativa na implementação do *droop* convencional, de acordo com o tipo de impedância programado.

Quando uma impedância virtual puramente indutiva é projetada, significa que deve ser implementado um derivador no bloco de impedância virtual. O comportamento passa-altas que possui o derivador implica que as frequências harmônicas na corrente de saída (i_o) serão amplificadas, resultando na presença de componentes harmônicas consideráveis na tensão de referência (v_{ref}^*) e, conseqüentemente, também na tensão de saída do inversor (v_o). Desta maneira, o compartilhamento de correntes harmônicas é melhorado, porém ao custo do aumento da distorção harmônica da tensão na microrrede. Para diminuir este impacto negativo, em (Guerrero *et al.*, 2005) foi proposto implementar um filtro passa-banda e não um derivador puro conforme:

$$v_{ref}^*(s) = v_{ref}(s) - \underbrace{\frac{L_v s i_o(s)}{Z_v \text{ indutiva}}}_{\substack{Z_v \text{ indutiva}}} \approx v_{ref}(s) - \underbrace{L_v \frac{s}{s + \omega_{czv}} i_o(s)}_{Z_v \text{ proposta}} \quad (2.12)$$

onde $v_{ref}^*(s)$ é o sinal de tensão de referência novo após subtrair a queda de tensão na impedância virtual.

Com esta implementação consegue-se uma impedância de saída em malha fechada indutiva na região da frequência fundamental e um comportamento resistivo na região das frequências harmônicas, mitigando assim, a distorção harmônica que aparecerá na tensão de referência.

Figura 2.15. Ilustração do conceito de impedância virtual. (a) Implementação; (b) Circuito equivalente assumindo controle de tensão ideal.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Entretanto, o projeto e implementação de impedâncias virtuais puramente resistivas já foi explorado em (Guan *et al.*, 2016; Guerrero *et al.*, 2007), enquanto que a utilização de impedâncias virtuais com parte real e imaginária foi apresentado em (Brabandere *et al.*, 2007; Deng *et al.*, 2017). Posteriormente, o laço de impedância virtual foi utilizado por (Guerrero *et al.*, 2009) para realizar o processo de *soft-start* e *droop* instantâneo. Impedâncias virtuais

capacitivas foram implementadas por (Zhong e Hornik, 2013; Zhong e Zeng, 2014, 2016) sendo concluído que com esta estratégia é possível diminuir a distorção harmônica da tensão quando são alimentadas cargas não lineares. Particularmente, em (Zhong e Zeng, 2016) é investigada a operação em paralelo de inversores com diferentes tipos de impedância virtual, sendo proposto um controle *droop* universal para inversores com qualquer tipo de impedância de saída, uma vez que foi constatado que as estratégias *droop* tradicionais não operam adequadamente em inversores com impedância de saída capacitiva. Comparações e aplicações de diferentes tipos de implementação de impedâncias virtuais são tratadas por (Wang *et al.*, 2015).

Implementações de esquemas de impedância virtual adaptativos têm sido estudados em (He e Li, 2011; Mahmood, Michaelson e Jiang, 2015; Paquette e Divan, 2015; Zhang *et al.*, 2017) para atender diversos objetivos. Em (He e Li, 2011), uma implementação robusta de impedância virtual adaptativa foi apresentada, cujo objetivo consiste em mudar o valor da impedância virtual para melhorar o fluxo de potência do inversor na presença de transitórios de tensão de curta duração e faltas. De forma similar, em (Paquette e Divan, 2015) a impedância virtual é utilizada para limitar a corrente dos inversores controlados por tensão em regime transitório, a fim de compartilhar de forma homogênea os degraus de carga em presença de geradores síncronos (Paquette *et al.*, 2014). Entretanto, é importante destacar que de acordo com as análises realizadas em (Xin *et al.*, 2016), as técnicas de limitação de corrente em regime transitório dos inversores VSI controlados em corrente podem afetar a estabilidade da microrrede, deixando o inversor propenso a perder o sincronismo com a microrrede. Finalmente, uma estratégia de impedância virtual adaptativa que compensa as quedas de tensão da impedância das linhas com a finalidade de melhorar o compartilhamento de potência reativa foi estudada em (Mahmood, Michaelson e Jiang, 2015; Zhang *et al.*, 2017; Zhu *et al.*, 2016, 2018). Também, fazendo uso da transformada rápida de *Fourier*, a parcela fundamental da corrente é separada da parcela harmônica para criar impedâncias virtuais seletivas em (Sreekumar e Khadkikar, 2016, 2017), e desta forma, melhorando o conteúdo harmônico da tensão.

Em geral, pode-se afirmar que as técnicas baseadas em impedância virtual diminuem a influência da impedância da linha no compartilhamento das cargas e melhoram o compartilhamento de cargas harmônicas. Porém, estas técnicas causam distorção harmônica na tensão, resultando em um compromisso entre o compartilhamento homogêneo de correntes não lineares e a Qualidade da Energia Elétrica (QEE) (Guerrero *et al.*, 2011; Wang *et al.*, 2015).

Outra proposta de controle *droop* para redes com parte resistiva não desprezível foi feita em (Majumder *et al.*, 2010), onde foi proposto controlar diretamente o ângulo de defasagem e não a frequência. Desta forma, o *droop* de potência ativa afeta diretamente o ângulo de defasagem do fasor de tensão. Não obstante, foi demonstrado em (Sun *et al.*, 2017) que esta estratégia era equivalente ao método de impedância virtual puramente indutivo. De acordo com (Sun *et al.*, 2017), o controle *droop* tradicional pode ser visto como um controle proporcional, enquanto que o método de indutância virtual e *droop* de ângulo podem ser analisados de forma equivalente como um controle derivativo. Desta forma, foi proposto um controle *droop* integrando as duas estratégias para formar um controle Proporcional-Derivativo (PD).

Estratégias que não dependem do desacoplamento da potência ativa e reativa também têm sido propostas na literatura. Uma transformação de coordenadas foi apresentada em (Brabandere *et al.*, 2007) utilizando um laço de impedância virtual complexa para melhorar o compartilhamento de correntes harmônicas. De forma similar, em (Li e Li, 2011) também se utiliza uma transformação de coordenadas, onde a potência ativa e reativa são desacopladas no sistema virtual de coordenadas. Porém, a impedância equivalente da microrrede no PAC deve ser conhecida nesta estratégia. Uma transformação similar é utilizada em (Vasquez *et al.*, 2009). Não obstante, neste trabalho é introduzido um algoritmo de estimação da impedância equivalente em tempo real para conseguir realizar a transformação e adaptar os ganhos do controle *droop*. Em geral o desempenho das estratégias de desacoplamento depende em grande medida da impedância da linha. Portanto, as técnicas de impedância virtual acabam sendo vantajosas na maioria dos casos (Andishgar, Gholipour e Hooshmand, 2017).

Nas técnicas descritas anteriormente, não foi considerada nenhuma restrição em relação à capacidade dos sistemas de armazenamento de energia nem seu estado de carga. Em (Morstyn, Hredzak e Agelidis, 2016) apresenta-se uma revisão de estratégias *droop* modificadas para ponderar o estado de carga das baterias na participação de cada GD no compartilhamento das cargas.

Por outro lado, deve-se ressaltar que o controle primário não se aplica somente a conversores formadores de rede. Conversores supridores de rede com sistemas de armazenamento integrados podem realizar funções de suporte à rede no controle da tensão e a frequência tal como foi indicado na Figura 2.8b (Deng *et al.*, 2017). Entretanto, este tipo de conversores habitualmente utiliza um algoritmo PLL para sincronizar suas referências de corrente com a grandeza de tensão da microrrede. Assim, em (Chen *et al.*, 2020; Milano, 2017) foi analisado como o *droop* reverso é afetado pelo desempenho do PLL, especialmente devido

a erros na estimativa da frequência durante transientes ocasionados por Variações de Tensão de Curta Duração (VTCD) e faltas. Estes transientes também podem afetar de forma significativa a estabilidade do PLL, assunto que foi abordado de forma detalhada em (Taul *et al.*, 2019, 2020, 2021). Não obstante, cabe destacar que estudos recentes revelaram que existe uma relação intrínseca entre o controle *droop* e os algoritmos PLL (Zhong e Boroyevich, 2016).

Neste trabalho, o controle *droop* convencional apresentado na Figura 2.14(a) será utilizado juntamente com a impedância virtual proposta por (He e Li, 2011).

2.2.2.2 Controle secundário

O controle primário atua rapidamente para distribuir as cargas entre as GDs disponíveis na microrrede. No entanto, desvios de frequência e tensão em regime permanente podem ocorrer, sendo necessário então, um controle mais lento que restabeleça os valores nominais de tensão e frequência. Tradicionalmente, utiliza-se um sistema AGC para despachar em tempo real algumas das unidades de geração, a fim de equilibrar a demanda e a carga (Elgerd, 1981; Simpson-Porco, 2021). Tipicamente, nas soluções comerciais existentes no momento, este controle é implementado de forma centralizada e sua ação de controle é atualizada a cada quatro segundos (Brooks *et al.*, 2010). Desta maneira, as medidas tomadas em diferentes pontos do sistema elétrico são reunidas num centro de controle onde um algoritmo retorna sinais de referência a cada uma das unidades de geração (Díaz *et al.*, 2017; Kundur, 1994; Nadai Nascimento, de *et al.*, 2020). Entretanto, diferentemente dos sistemas elétricos de potência tradicionais, as microrredes se caracterizam por ser sistemas mais fracos (Dong *et al.*, 2019) e por possuir uma alta penetração de GD utilizando conversores baseados em eletrônica de potência, o que resulta numa dinâmica mais rápida e em maiores desvios de frequência e tensão na ocorrência de distúrbios tais como degraus de geração ou de carga. Desta forma se faz necessária uma resposta mais rápida por parte do controle secundário no caso das microrredes (Khayat *et al.*, 2020). Uma ilustração de um controle secundário centralizado aplicado em microrredes é apresentada na Figura 2.16. É importante ressaltar que devido a impossibilidade de manter um perfil plano de tensões na microrrede e simultaneamente conservar a distribuição da potência reativa entre as unidades de GD, normalmente o controle secundário controla a média das tensões dos diferentes barramentos da microrrede (Xu *et al.*, 2019) ou a tensão num barramento de cargas sensíveis (Nadai, De *et al.*, 2017). Sendo assim, dependendo do caso, v_{MG} na Figura 2.16 pode fazer referência tanto à média das tensões, quanto à tensão num barramento específico de interesse.

O controle secundário atua normalmente alterando as referências do controle primário conforme ilustra a Figura 2.17. Se o controle primário for um controle *droop* convencional, esta alteração normalmente será refletida na mudança do *offset* de sua característica (Kundur, 1994; Simpson-porco *et al.*, 2015). Adicionalmente, se a sincronização com a rede estiver a cargo do controle secundário, uma realimentação proveniente de um algoritmo PLL será necessária para sincronizar a frequência e fase da microrrede conforme ilustrado na Figura 2.16 (Vasquez *et al.*, 2013).

Figura 2.16. Diagrama do controle Hierárquico centralizado aplicado microrredes.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Figura 2.17. Mecanismo de ação do controle secundário.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Embora o controle secundário tradicional seja implementado de forma centralizada e utilizando controladores PI, várias alternativas têm sido apresentadas na literatura. O controle secundário centralizado, baseado em Controle por Modelo Preditivo (CMP) foi estudado em (Ersdal, Imsland e Uhlen, 2016; Mc Namara e Milano, 2018), e de forma distribuída em (Lou

et al., 2017; Lou, Gu, Sheng, *et al.*, 2018; Ma *et al.*, 2017). Já em (Nadai, De *et al.*, 2017; Neves *et al.*, 2016) foi estudada a aplicação de estratégias *Fuzzy* para o controle secundário de microrredes implementado de forma centralizada e descentralizada, respectivamente. Em (Gu *et al.*, 2017) se utilizam estratégias descentralizadas de estimação dinâmica de estados distribuída para implementar o controle secundário sem a utilização de canais de comunicação entre as GDs. Estas diferentes alternativas de implementação serão abordadas posteriormente com mais detalhe. Em relação ao controle secundário, várias revisões e análises comparativas entre as diferentes estratégias citadas podem ser encontradas na literatura, dentre as quais podem ser destacadas (Espina *et al.*, 2020; Khayat *et al.*, 2020; Martí *et al.*, 2018).

Também, é importante destacar que outras funções complementares têm sido acrescentadas ao controle secundário no novo paradigma das microrredes. Entre elas pode-se mencionar o controle de desequilíbrio de tensão, tanto de forma centralizada (Savaghebi, Jalilian, Vásquez, *et al.*, 2012) quanto distribuída (Guo *et al.*, 2015); o gerenciamento simultâneo de conversores formadores e FAPPs para melhorar a QEE é abordado em (Hashempour *et al.*, 2016); a limitação de corrente em caso de curto circuito na rede elétrica foi tratada por (Beheshtaein *et al.*, 2017); o controle do sobrecarregamentos das linhas de distribuição (Llanos *et al.*, 2019); entre outros.

Por fim, cabe destacar que no presente trabalho não será considerada a análise e a implementação da camada de controle secundário.

2.2.2.3 Controle terciário

Tradicionalmente, o controle terciário tem sido associado à operação interconectada da microrrede, concretamente ao controle do fluxo de potência no PAC entre a rede e a microrrede, considerando principalmente aspectos econômicos (Han, Li, *et al.*, 2017; Meng *et al.*, 2014; Parhizi *et al.*, 2015; Unamuno e Barrena, 2015b). Em outras palavras, o objetivo fundamental do controle terciário é redistribuir ou modificar o despacho, em tempo real, das fontes de energia disponíveis, a fim de compartilhar as cargas minimizando uma ou várias funções objetivo. Particularmente, em (Ahmad Khan *et al.*, 2016) foi feita uma completa classificação e revisão de várias funções objetivo e métodos de solução propostos na literatura para serem implementados no controle terciário de microrredes. A classificação proposta e alguns exemplos em cada classificação são apresentados na Figura 2.18. Conforme apresentado na Figura 2.16, cabe ainda destacar que para realizar este tipo de tarefa, o controle terciário utiliza

informações em tempo real do mercado de energia, do estado de carga dos sistemas de armazenamento e reservas de energia, previsões da demanda, da geração e do clima, entre outras (Katiraei *et al.*, 2008).

Figura 2.18. Exemplos dos objetivos de otimização associados ao controle terciário.

Fonte: Adaptado de (Ahmad Khan *et al.*, 2016).

Além disso, outras tarefas essenciais do controle terciário consistem em restaurar a reserva de potência do controle secundário evitando a sobrecarga de equipamentos, bem como atender demandas da rede principal impostas pelo operador do sistema de distribuição (Rocabert *et al.*, 2012). A primeira destas tarefas implica que o controle terciário deve atuar a fim de manter a capacidade de resposta da microrrede a degraus de demanda e outros distúrbios, seja através da conexão de mais GDs ou modificar o despacho de cargas controláveis (Brooks *et al.*, 2010). A segunda destas tarefas tem relação com a definição da microrrede, na qual a esta deve se comportar como um ente controlável para a rede principal.

Em contraposição ao novo paradigma imposto pelo conceito de microrrede, nos sistemas de potência atuais, a fase de otimização é feita de maneira *off-line* durante as atividades de programação da operação, especificamente no despacho econômico (Dörfler, Simpson-Porco e Bullo, 2016). Entretanto, a reserva de potência do controle secundário é uma atividade realizada de forma manual através de instruções dadas pelos operadores nos centros de controle.

2.2.3 Alternativas de implementação do controle secundário

De modo geral, a estrutura de controle das microrredes sempre segue a forma hierárquica apresentada na seção anterior. Devido ao fato do controle primário precisar atuar de forma mais rápida, normalmente esta camada é implementada com o uso de medidas locais exclusivamente, como é o caso do controle *droop*. Entretanto, no caso das camadas superiores do controle hierárquico dependendo, principalmente, do tipo de medidas utilizadas e da forma de processar estas informações, diferentes tipos de implementações podem ser realizados em cada camada de controle. Embora muitas das afirmações a seguir sejam aplicáveis também ao controle terciário, cabe destacar que o foco desta subseção estará nas possíveis implementações do controle secundário. A classificação das alternativas de implementação das camadas superiores de controle apresentada na Figura 2.19 tem como base os trabalhos apresentados por (Espina *et al.*, 2020; Khayat *et al.*, 2020; Morstyn, Hredzak e Agelidis, 2016), sendo que na Figura 2.20 se apresenta uma ilustração do princípio básico de cada uma destas estratégias.

De forma geral, pode ser afirmado que é difícil garantir a regulação adequada das variáveis elétricas da microrrede através da utilização de estratégias que dispensam o uso de sistemas de comunicação. Em outros casos, estas estratégias podem apresentar uma complexidade de implementação considerável. Por outra parte, quando utilizados sistemas de comunicação, torna-se mais factível restabelecer a frequência e realizar a regulação de tensão da microrrede garantindo um adequado compartilhamento de potência ativa e reativa entre as GDs. Isto, decorrente do fato dos sistemas de comunicação possibilitarem obter mais informações sobre o estado operacional da microrrede, entretanto, é importante manter em mente que as não idealidades destes sistemas, tais como atrasos e erros de transmissão, podem afetar de forma considerável tais implementações (Coelho *et al.*, 2016; Lou, Gu, Xu, *et al.*, 2018; Martí *et al.*, 2018; Milano e Anghel, 2012; Rosero *et al.*, 2017; Shrivastava, Subudhi e Das, 2017; Tavassoli, Fereidunian e Mehdi, 2020; Yan *et al.*, 2018).

A seguir são citados, de maneira breve, alguns exemplos de cada uma das alternativas, porém, uma revisão profunda do assunto pode ser encontrada em (Khayat *et al.*, 2020).

2.2.3.1 Controle descentralizado

Quando são utilizadas exclusivamente medidas locais, as quais também são processadas de maneira local, como ilustra a Figura 2.20(a), se diz que o controle é descentralizado. De acordo com esta definição é possível afirmar que o controle *droop* é um exemplo deste tipo de implementação. Já no caso do controle secundário, alguns exemplos serão citados a seguir. Uma

proposta de controle totalmente descentralizada baseada na estimação de estados descentralizada foi apresentada por (Gu *et al.*, 2017). Desta forma, variáveis de outros pontos da microrrede, necessárias para realizar o controle secundário, são estimadas com a utilização de LMIs (*Linear Matrix Inequalities*) e variação de parâmetros lineares. A utilização de controle *fuzzy* também tem sido proposta para executar funções do controle secundário sem a utilização de comunicações (Neves *et al.*, 2016). Entretanto, a definição das regras do controlador *fuzzy* podem depender do tipo de microrrede, sua topologia, parâmetros, dentre outros. Outra possível estratégia, consiste em impor certos valores nas variáveis elétricas da microrrede, sendo adotada uma convenção onde cada faixa de operação indica às outras GDs uma condição operacional específica. Esta estratégia, conhecida com o nome *Bus-signaling*, foi utilizada em (Díaz, Vasquez e Guerrero, 2018). Nesse caso, dependendo do grupo de GDs que esteja sendo utilizado como formador de rede é imposto um valor de tensão diferente no barramento comum da microrrede. Entretanto, nestas estratégias se permitem desvios de frequência e tensão em regime permanente. Por fim, em (Han *et al.*, 2018; Rey *et al.*, 2017, 2018; Yazdanian e Mehrizi-Sani, 2016) são propostas estratégias de controle secundário descentralizadas baseadas na detecção de eventos e o uso de filtros adaptativos, sendo que os desvios de frequência e tensão são minimizados, porém, continuam a existir na microrrede.

Figura 2.19. Classificação principal das alternativas de implementação das camadas superiores do controle hierárquico.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

2.2.3.2 Controle Centralizado

De acordo com a Figura 2.19, existem duas alternativas de implementação do controle secundário quando se utilizam sistemas de comunicação. O primeiro caso refere-se às

estratégias de controle centralizado. Neste caso, conforme ilustra a Figura 2.20(b), todos os sinais necessários para o cálculo das ações de controle são concentrados no controlador central através de uma rede de comunicações projetada para tal fim. Entretanto, qualquer falha no controlador central ou em algum canal de comunicação pode afetar o desempenho e a estabilidade da microrrede, sendo esta a principal desvantagem deste tipo de implementações.

Figura 2.20. Ilustração das diferentes alternativas de implementação das camadas superiores do controle hierárquico. (a) Controle Descentralizado. (b) Controle Centralizado. (c) Controle distribuído.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

As soluções comerciais atuais, para o controle secundário dos sistemas de potência convencionais, empregam normalmente controladores centralizados (Brooks *et al.*, 2010; Elgerd, 1981). No caso de sistemas UPS modulares, o uso de controles centralizados também pode ser encontrado na literatura. Neste caso em particular é possível utilizar um controlador centralizado com canais de comunicação de alta largura de banda, dada a quantidade limitada de conversores, bem como a proximidade física entre os mesmos (Guerrero, Hang e Uceda,

2008). Já no caso das microrredes, alguns exemplos de outros tipos de controladores centralizados, com diferentes necessidades nos sistemas de comunicação e que conseguem atender diversos objetivos são apresentados em (Brandão *et al.*, 2017; Díaz *et al.*, 2017; Ersdal, Imsland e Uhlen, 2016; Hashempour *et al.*, 2016; Nadai Nascimento, de *et al.*, 2020; Savaghebi, Jalilian, Vásquez, *et al.*, 2012; Vasquez *et al.*, 2013).

2.2.3.3 Controle Distribuído

Como terceira alternativa, encontra-se o controle distribuído. A principal característica deste controle consiste em implementar uma lei de controle local em cada GD, a qual permite que cada unidade compute sua própria ação de controle com base tanto em medidas locais quanto em medidas de outras GDs transmitidas através de canais de comunicação, conforme apresentado na Figura 2.20(c). A estratégia “Averaging” é um caso especial do controle distribuído, onde cada GD transmite a todas as demais as variáveis de interesse. Desta forma, cada GD consegue computar a média de cada variável controlada, e por sua vez, este sinal é realimentado para cada lei de controle local computar a ação de controle. Porém, observa-se que neste caso há uma excessiva demanda por canais de comunicação (Khayat *et al.*, 2020; Martí *et al.*, 2018). Para aliviar esta situação o controle distribuído baseado em consenso (ou sistemas multi-agente) utiliza uma rede esparsa de comunicações, a qual permite a comunicação unicamente entre “agentes” vizinhos. Desta maneira, em cada controlador local, se implementa uma lei de controle que processa estas informações com o objetivo de atingir um consenso em relação à ação de controle. Assim, incrementa-se a confiabilidade do sistema e as demandas por canais de comunicação diminuem (Bidram *et al.*, 2017; Tian, 2012). Normalmente, neste tipo de estratégias, a comunicação entre as GDs é estabelecida periodicamente, entretanto, também é possível implementar estratégias de detecção de eventos que permitam otimizar o uso do canal de comunicações, fazendo uso do mesmo apenas em caso de uma perturbação ser detectada em algum ponto da microrrede (Khayat *et al.*, 2020).

Em (McArthur *et al.*, 2007a; b), examinaram-se de maneira geral as potencialidades e desafios dos sistemas multi-agente para diversas aplicações em sistemas elétricos de potência. A partir deste momento, este conjunto de estratégias, em particular, ganharam maior interesse da comunidade científica, sendo que recentes revisões do estado da arte dão conta do grande volume de trabalhos que foram desenvolvidos nesta área nos últimos anos (Espina *et al.*, 2020; Han, Zhang, *et al.*, 2017).

O controle cooperativo está inspirado no comportamento biológico de certas espécies, tais como as formações de voo das aves migratórias. Alguns modelos matemáticos têm sido propostos na literatura para descrever estes comportamentos coletivos, colocando em particular destaque o modelo introduzido por Reynolds em 1987 baseado nas seguintes três regras heurísticas (Chen *et al.*, 2013; Lewis *et al.*, 2014; Yu, W. *et al.*, 2016):

- Consenso de velocidade: Consiste em chegar a um consenso de velocidade e direção com os vizinhos;
- Atração por centro de coesão: Trata-se de permanecer perto dos vizinhos;
- Evitar colisões com vizinhos.

Uma forma de implementar as Regras de Reynolds consiste em definir para cada indivíduo um raio de interação, de tal forma que seu comportamento será afetado por qualquer outro indivíduo dentro deste raio, de acordo com a seguinte equação:

$$u_i = \dot{x}_i = \sum_{j \in N_i} a_{ij}(x_j - x_i), \quad (2.13)$$

onde x_i é a posição atual do indivíduo i ; x_j é a posição do vizinho j que se encontra dentro do raio de interação N do indivíduo i ; a constante a_{ij} define o grau da interação/influência entre o indivíduo i e seu vizinho j ; e $\dot{x}_i$ é a velocidade do indivíduo i . Isto significa que a velocidade de cada indivíduo depende de informações próprias e dos indivíduos próximos.

Toda estratégia de controle distribuído cooperativo baseia-se numa regra de controle local similar à expressada na equação (2.13), onde são levadas em consideração as informações dos agentes vizinhos para gerar a entrada do controlador local (u_i), sinal que também pode ser chamado de referência. Particularmente, observa-se na equação (2.13) que o agente i altera sua velocidade em direção aos demais agentes vizinhos dentro do seu raio de interação. Por outro lado, em relação ao o parâmetro a_{ij} , observa-se que este é igual a zero para agentes que estão fora do raio de interação do agente i , caso contrário, este parâmetro toma valores maiores a zero, de tal forma que quanto maior é este parâmetro, o agente i tende a seguir em maior proporção a direção e velocidade do agente j (Bidram *et al.*, 2017). Esta estratégia é conhecida como o “regulador cooperativo” ou estratégia *leaderless*, pelo fato de não ter nenhum agente líder que defina a direção e velocidade desejada. Neste caso, os estados de todos os agentes (x_i) convergirão a um mesmo valor, alcançando um “consenso” ou “sincronização”.

Na prática, o raio de interação do agente é definido pela infraestrutura de comunicações disponível para compartilhar informações entre os agentes. Assim, para o estudo destas estratégias de controle distribuído, utiliza-se a teoria de grafos, onde os agentes são considerados vértices do grafo e os canais de comunicação são representados como lados do grafo que interconectam dois agentes. A dinâmica do sistema com um determinado grafo associado pode ser representada matematicamente pela matriz Laplaciana, a qual pode ser obtida reescrevendo a equação (2.13) conforme:

$$u_i = \dot{x}_i = -x_i \sum_{j \in N_i} a_{ij} + \sum_{j \in N_i} a_{ij} x_j = -d_i x_i + [a_{i1} \dots a_{iN}] \begin{bmatrix} x_1 \\ \dots \\ x_N \end{bmatrix}, \quad (2.14)$$

onde $d_i = \sum_{j=1}^N a_{ij}$ é conhecido com o nome de “grau de entrada” do agente i .

Desta forma, o vetor de estados de todos os agentes do grafo pode ser escrito de forma matricial segundo:

$$u = \dot{x} = -Dx + Ax = -\underbrace{(D - A)}_L x = -Lx, \quad (2.15)$$

onde considera-se a matriz $D = \text{diag}\{d_i\}$ como uma matriz diagonal, cujos elementos na diagonal principal são os graus de entrada correspondentes a cada agente i , e a matriz de adjacência (A) representa os canais de comunicação existentes entre os agentes. Desta maneira é obtida a matriz Laplaciana ($L = D - A$).

Foi demonstrado que um regulador cooperativo de primeira ordem, como o apresentado anteriormente, alcançará o consenso somente se o grafo possuir uma árvore geradora. Isto garante a existência de um caminho (de canais de comunicação) unindo qualquer par de nós (agentes) do sistema. Neste caso os estados dos agentes atingirão o valor de consenso (c) dado pela equação (2.16) em um tempo de acomodação definido pela constante de tempo (τ) expressada em (2.17) (Bidram *et al.*, 2017; Tian, 2012).

$$c = \sum_{i=1}^N p_i x_i(0) \quad (2.16)$$

$$\tau = \frac{1}{\text{Re}\{\lambda_2\}} \quad (2.17)$$

onde p_i são os elementos do autovetor normalizado $w_1 = [p_1 \dots p_N]^T$ da matriz Laplaciana (L) correspondente ao autovalor $\lambda_1 = 0$; e λ_2 é o segundo autovalor da matriz Laplaciana.

Com a estratégia *leaderless*, o sistema converge a um valor em regime permanente que depende das condições iniciais conforme indicado em (2.16). Uma das alternativas consiste em definir um nó líder, estratégia que é conhecida com o nome de “rastreador cooperativo”. A essência do método, consiste em comunicar diretamente o agente líder só com alguns agentes do sistema. Neste caso, afirma-se que o consenso ou sincronização foi alcançada quando os estados de todos os agentes convergem ao estado (x_o) definido pelo agente líder. Uma forma simples de implementar a regra de controle local para esta estratégia apresenta-se na equação apresentada a seguir:

$$u_i = \dot{x}_i = \sum_{j \in N_i} a_{ij}(x_j - x_i) + g_i(x_o - x_i), \quad (2.18)$$

onde $g_i = 0$ para os agentes que não possuem comunicação direta com o agente líder.

Realizando a modelagem desta estratégia em termos do erro local de rastreamento conforme a equação (2.19), definindo a matriz $G = \text{diag}\{g_i\}$ e realizando um processo similar ao descrito para o regulador cooperativo, obtém-se o resultado análogo expressado em (2.20). Exemplos deste tipo de estratégia aplicada ao controle secundário de microrredes foram apresentados em (Bidram *et al.*, 2013; Bidram, Davoudi e Lewis, 2014; Cai *et al.*, 2016)

$$\delta_i(t) = x_o(t) - x_i(t) \quad (2.19)$$

$$\dot{\delta} = (L + G)x - (L + G)x_o = -(L + G)\delta \quad (2.20)$$

Um exemplo da aplicação destes conceitos no controle secundário de microrredes foi apresentado em (Simpson-porco *et al.*, 2015; Simpson-Porco, Dörfler e Bullo, 2013). Nesse trabalho foi proposta uma forma de utilizar o regulador cooperativo para eliminar os desvios em frequência e tensão da microrrede, através da utilização do conceito de controladores PI de média distribuída ou DAPI (Pelas siglas em inglês de *Distributed-Averaging Proportional-Integral*) e, desta maneira, evitando a necessidade de definir um nó líder. Nessa estratégia a variável do controle secundário Ω_i é adicionada ao controle *droop* tradicional conforme (2.21). A variável do controle secundário Ω_i é calculada de forma distribuída por cada agente de acordo com a regra de controle local dada por (2.22), onde constata-se que um termo integral foi adicionado.

$$\omega_i = \omega_{NL} - k_{p_i}P_i + \Omega_i \quad (2.21)$$

$$k_i \frac{d\Omega_i}{dt} = -(\omega_i - \omega_{NL}) - \sum_{j \in N_i} a_{ij}(\Omega_i - \Omega_j), \quad (2.22)$$

A equação (2.22) foi escrita nesta forma para observar sua similaridade com a equação (2.13). Assim, de acordo com a teoria discutida anteriormente, o algoritmo de consenso irá atuar de forma a todos os estados Ω_i convergirem num mesmo valor, garantindo erro nulo de frequência em regime permanente ao incluir o integrador e o termo $-(\omega_i - \omega^*)$ na regra de controle local. Observa-se que, caso o link de comunicações parar de funcionar (todos os parâmetros $a_{ij} = 0$), o controle resultante seria equivalente a adicionar um termo integral ao controle *droop* tradicional conforme as equações (2.20) e (2.23).

$$\Omega_i = -\frac{1}{k_i} \int (\omega_i - \omega^*) - 0 \quad (2.23)$$

Neste caso, a microrrede continuaria a funcionar evitando os desvios de frequência e tensão (Estratégia tolerante a falhas), porém a participação das GDs no compartilhamento das cargas seria afetada a cada distúrbio/degrau de carga.

- a) Figura 2.21. Ilustração do funcionamento da estratégia DAPI. (a) Com canais de comunicação. (b) Sem canais de comunicação.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

A teoria e os exemplos colocados anteriormente pretendiam ilustrar de modo geral como as estratégias de controle distribuído baseadas em algoritmos de consenso operam e suas duas principais classificações. Porém, como foi mencionado no começo desta subseção, as estratégias de implementação distribuídas do controle de microrredes têm ganhado muito interesse por parte dos pesquisadores, resultando em um grande número de publicações que tratam o assunto. Assim, para maiores informações, sugere-se consultar as revisões do estado da arte apresentadas em (Espina *et al.*, 2020; Han, Zhang, *et al.*, 2017; Khayat *et al.*, 2020).

2.3 Definições de estabilidade e métodos de modelagem dinâmica de microrredes

Como tem sido observado até o momento, a penetração cada vez mais alta, nos sistemas elétricos de potência, de novas fontes de energia intermitentes e com interface com a rede através de conversores estáticos baseados em eletrônica de potência propiciou mudanças significativas no comportamento dinâmico e na estabilidade destes sistemas (Peng *et al.*, 2019). Particularmente, quando as microrredes operam no modo conectado com a rede elétrica, a tensão e a frequência do sistema são impostos de maneira predominante por esta, o que limita o papel das GDs da microrrede na prestação de serviços de suporte. Desta forma, a estabilidade da microrrede, na maioria dos casos, pode ser estudada analisando de forma individual cada GD e o seu grupo de cargas locais (Farrokhabadi *et al.*, 2020). Entretanto, atualmente a norma IEEE 1547 (IEEE, 2011) permite a operação ilhada dos sistemas de distribuição, o qual só torna-se possível num cenário em que as microrredes são aptas para formar a rede e de forma autônoma executar as ações de regulação de tensão e frequência. Neste caso, devido às particularidades das microrredes, a estabilidade das mesmas torna-se desafiadora e apresenta fenômenos particulares que não são observados nos sistemas elétricos de potência convencionais. Por este motivo, diversos esforços estão sendo realizados para compreender melhor estes novos fenômenos e classificá-los de acordo com este novo cenário (Farrokhabadi *et al.*, 2020; Hatziargyriou *et al.*, 2020; Kundur *et al.*, 2004).

Dentro das particularidades mais relevantes das microrredes se encontra o acoplamento dinâmico em diferentes escalas de tempo existente entre as diferentes malhas de controle das GDs e também com a dinâmica associada aos transitórios eletromagnéticos da rede (linhas de distribuição e cargas), cujas escalas de tempo se encontram ilustradas na Figura 2.22 (Markovic *et al.*, 2021; Paolone *et al.*, 2020; Peng *et al.*, 2019; Shuai *et al.*, 2016; Wang e Blaabjerg, 2019). Desta forma, na modelagem de sistemas de potência convencionais, baseados em geração síncrona de grande porte, era possível desprezar os transitórios eletromagnéticos da rede nos estudos de estabilidade dinâmica, pois existe uma separação suficiente entre a escala de tempo dos fenômenos eletromagnéticos e a dinâmica dos componentes físicos e malhas de controle associadas aos geradores síncronos (Undrill, 1968). Porém, os conversores baseados em eletrônica de potência possuem uma dinâmica mais rápida, de forma tal que diversos estudos apresentados na literatura têm apontado evidências teóricas e experimentais da relevância do papel dos transitórios eletromagnéticos na estabilidade das microrredes (Groß *et al.*, 2019; Guo *et al.*, 2014; Manrique Machado *et al.*, 2021; Mariani *et al.*, 2015; Markovic *et al.*, 2021; Raman e Peng, 2020; Vorobev *et al.*, 2018).

Assim, estas e outras particularidades relacionadas com as definições e classificações dos diferentes fenômenos de estabilidade nas microrredes, bem como com os diferentes métodos de modelagem dinâmica serão abordados a seguir.

Figura 2.22. Ilustração das diferentes escalas de tempo típicas associadas com a dinâmica dos distintos componentes físicos e malhas de controle dos principais subsistemas que compõem as microrredes.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

2.3.1 Classificação da estabilidade em microrredes

A estabilidade em microrredes tem sido classificada seguindo diferentes critérios (Farrokhhabadi *et al.*, 2020; Majumder, 2013; Shuai *et al.*, 2016). Particularmente, neste trabalho foi adotada a linha de raciocínio seguida por (Farrokhhabadi *et al.*, 2020), onde a estabilidade das microrredes é classificada conforme ilustra a Figura 2.23. Diferentemente dos sistemas elétricos de potência convencionais, nas microrredes, a frequência e a tensão estão fortemente acopladas devido às características intrínsecas dos sistemas de média e baixa tensão. Portanto, mesmo que os diferentes fenômenos de estabilidade da microrrede estejam associados com diferentes causas e/ou componentes envolvidos, estes tendem a se manifestar tanto na frequência quanto nas tensões do sistema. Desta maneira, na classificação proposta na Figura 2.23 se dá uma ênfase no tipo de equipamento e/ou sistemas de controle envolvidos no processo de instabilidade decorrente de um distúrbio no sistema.

Na Figura 2.23 se estabelece que os fenômenos de estabilidade nas microrredes podem ser divididos em duas categorias principais: *i*) Fenômenos associados com o compartilhamento e o balanço de potência na microrrede, e *ii*) Fenômenos associados com os diferentes sistemas de controle das GDs.

Particularmente, o primeiro caso pode ser subdividido em estabilidade de tensão e de frequência. A estabilidade de frequência causa especial preocupação nas microrredes devido à baixa inércia do sistema bem como à alta participação de fontes intermitentes de energia (Hwang *et al.*, 2017; Zhan *et al.*, 2019). Neste contexto, as microrredes devem lidar com altos desvios de frequência caracterizados por altas taxas de variação que podem causar a ação indesejada de algoritmos anti-ilhamento e/ou relés de proteção como o RoCoF (*Rate of Change of Frequency*) (Alves *et al.*, 2020; Hwang *et al.*, 2017; Ortiz-Villalba *et al.*, 2020; Pal e Panigrahi, 2020), o que por sua vez pode dar origem a um efeito cascata que resulte num blackout (Wang *et al.*, 2018; Zhang, Zhan e Tse, 2017). Outro problema associado com a estabilidade de frequência está associado com ajustes inadequados do controle primário das GD's, os quais podem causar oscilações não amortecidas de frequência, excitadas por pequenas perturbações de carga e/ou geração, tipo de instabilidade que será de especial interesse neste trabalho. Em relação à estabilidade de tensão, nos sistemas elétricos de potência convencionais este problema está relacionado principalmente com linhas de transmissão muito compridas que limitam a transferência de potência entre as gerações e as cargas. Porém, no caso das microrredes, as principais causas de problemas de estabilidade de tensão estão associadas aos algoritmos de limitação de potência associados com os inversores, bem como à sensibilidade da potência consumida pelas cargas frente a mudanças na tensão, como no caso de motores de indução. Estes problemas estão caracterizados por tensões inaceitavelmente baixas tanto em regime permanente quanto em regime transitório (Farrokhhabadi *et al.*, 2020). Entretanto, neste trabalho não será estudado este tipo de problema de estabilidade.

Figura 2.23. Classificação da estabilidade em microrredes destacando o tipo de estabilidade de interesse neste trabalho.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Em relação aos problemas de estabilidade relacionados com os sistemas de controle das GDs, destaca-se que neste trabalho não serão considerados geradores síncronos na microrrede, portanto, especial atenção será dada aos conversores estáticos baseados em eletrônica de potência. Sendo assim, estes problemas de estabilidade estão associados principalmente com ressonâncias entre os conversores e o ajuste das malhas internas de controle. Dentro deste tipo de problemas, pode ser citada a instabilidade harmônica, termo com o qual se denominam fenômenos oscilatórios de médias e altas frequências devidos às ressonâncias entre os filtros LC e LCL dos conversores, interações entre as malhas de controle internas com os transitórios eletromagnéticos, e ressonâncias excitadas pelas frequências de comutação. Outro problema associado com o controle dos conversores estáticos refere-se ao ajuste dos parâmetros dos PLL dos inversores seguidores de rede, o qual causa especial preocupação em redes fracas (Dong *et al.*, 2015; Farrokhbabadi *et al.*, 2020; Suul *et al.*, 2015; Taul *et al.*, 2020, 2021; Wen *et al.*, 2016). Estes tipos de problemas de estabilidade associados aos sistemas PLL serão estudados neste trabalho. De forma específica, se estudará a influência do ajuste dos parâmetros do PLL na estabilidade de baixa frequência da microrrede.

Em relação aos problemas de estabilidade associados a grandes perturbações é importante destacar que modelos de pequenos sinais não são apropriados para realizar este tipo de análises e, portanto, estes problemas não são considerados nesta tese. Dentre as ferramentas analíticas existentes para analisar este tipo de problemas podem ser citadas estratégias baseadas nas teorias de bifurcação (Huang *et al.*, 2017; Kuznetsov, 1998; Lenz Cesar, Pagano e Pou, 2017; Sreeram *et al.*, 2017) e na análise de funções de energia de Lyapunov (Alves *et al.*, 2020; Baros, Hadjicostis e O'Sullivan, 2020; Kabalan, Singh e Niebur, 2017; San *et al.*, 2020). Também, é importante mencionar que uma preocupação importante com a alta penetração de GDs baseada em eletrônica de potência está associada com a possibilidade de haver desconexões generalizadas destas GDs causadas por distúrbios relativamente frequentes nos sistemas elétricos, tais como afundamentos de tensão ou variações de frequência. Estas desconexões também podem causar um efeito cascata que resulte num blackout. Como exemplo, em 2016, no sistema elétrico da Califórnia, ocorreu um afundamento de tensão causado por um curto circuito numa das linhas de transmissão da área, o qual foi corretamente isolado pelas proteções. Entretanto, o distúrbio causou a desconexão indesejada de diversas plantas de geração fotovoltaica, que ao momento da ocorrência estavam gerando 1200 MW. Isto por sua vez levou à operação de outros esquemas de proteção que causou desconexões de várias cargas importantes do sistema (NERC, 2017). Por este motivo, cada vez as

regulamentações e especificações são mais exigentes em relação à capacidade de *Low-Voltage Ride Through* (LVRT) e *Frequency Ride Through* por parte das GDs baseadas em eletrônica de potência (Li, Savulak e Reinmuller, 2014; Mohammadalizadeh Shabestary e Mohamed, 2018; NERC, 2013, 2015; Xu, Xue e Chang, 2021; Yang, 2014; Yang *et al.*, 2015; Zamani, Wrathall e Beresh, 2014). Essas exigências têm a finalidade de garantir a continuidade da operação das GDs mesmo após distúrbios na tensão e na frequência.

2.3.2 Métodos de modelagem de pequenos sinais em microrredes

Em relação aos métodos de modelagem e análise de pequenos sinais de microrredes, este trabalho adotou a linha de raciocínio apresentada por (Wang e Blaabjerg, 2019; Yue, Wang e Blaabjerg, 2019), a qual está sumarizada na Figura 2.24.

Figura 2.24. Classificação dos diferentes métodos de modelagem de pequenos sinais para microrredes, destacando o tipo de modelagem abordado neste trabalho.

2.3.2.1 Modelos baseados na média móvel no período de comutação

Em primeiro lugar, a partir do modelo chaveado não linear e variante no tempo da microrrede, é possível obter uma representação invariante no tempo das variáveis médias do sistema desprezando as componentes de comutação. Isto é possível definindo o valor das variáveis de estado (x) como seu valor médio ($\bar{x}(t)$) no período de comutação (T_{sw}). Matematicamente, isto equivale a aplicar às variáveis de estado do sistema o operador de média móvel dado por:

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T_{sw}} \int_{t-T_{sw}}^t x(\tau) d\tau. \quad (2.24)$$

O modelo obtido neste caso é chamado de modelo médio. Após esta consideração, o sistema pode ser linearizado em torno de um ponto de equilíbrio, o que resulta numa representação linear e invariante no tempo da dinâmica da microrrede (Chiniforoosh *et al.*, 2010). Em relação ao sistema de referência, existem diferentes alternativas como o sistema de coordenadas alfa-beta, o conceito de fasores dinâmicos, bem como o sistema de coordenadas síncrono (DQ). Em muitos casos, os sistemas CA são representados em coordenadas síncronas (DQ), pois no dito sistema de coordenadas as grandezas dos sistemas trifásicos balanceados e equilibrados se tornam grandezas contínuas, fato que permite estabelecer claramente um ponto de equilíbrio para executar o processo de linearização (Wang e Blaabjerg, 2019). Este tipo de modelagem será a estratégia adotada nesta tese, sendo que na literatura, esta estratégia tem sido utilizada para formular modelos com as seguintes características: *i*) completos considerando exclusivamente conversores formadores de rede (Leitner *et al.*, 2018; Planas, Gil-de-Muro, *et al.*, 2013; Pogaku, Prodanović e Green, 2007; Rasheduzzaman, Mueller e Kimball, 2014; Zhu, Li e Li, 2013); *ii*) de ordem reduzida considerando exclusivamente conversores formadores de rede (Coelho *et al.*, 2016; Coelho, Cortizo e Garcia, 2002; Correa, Mezaroba e Azevedo, 2017; Luo e Dhople, 2014; Manrique Machado *et al.*, 2021; Mariani *et al.*, 2015; Naderi, Khayat, *et al.*, 2020a; Nikolakakos *et al.*, 2018; Rasheduzzaman, Mueller e Kimball, 2015; Vorobev *et al.*, 2018); *iii*) completos considerando a coexistência de geradores síncronos e GDs baseadas em eletrônica de potência (Aderibole *et al.*, 2018; Dheer, Soni e Doolla, 2016; Katiraei, Iravani e Lehn, 2007; Tayyebi *et al.*, 2020; Xisheng, Wei e Zhiping, 2014; Yuan, Yuan e Hu, 2017; Zhou *et al.*, 2014) *iv*) completos considerando diferentes tipos de cargas (Bottrell, Prodanovic e Green, 2013; Kahrobaeian e Mohamed, 2014; Radwan e Mohamed, 2012); *v*) modelos completos considerando a coexistência de inversores formadores e seguidores de rede (Mohammadi *et al.*, 2018; Mueller, Rasheduzzaman e Kimball, 2016), e *vi*) modelos reduzidos considerando a coexistência de inversores formadores e seguidores de rede (Naderi, Khayat, *et al.*, 2020b). Cabe destacar que modelos similares podem ser obtidos utilizando o conceito de fasores dinâmicos, caso no qual não é necessária a utilização da transformação de Park (Guo *et al.*, 2014).

As abordagens citadas anteriormente, resultam úteis para representar o acoplamento dinâmico entre as diferentes malhas de controle das diferentes GDs, para estudar oscilações

dinâmicas em torno da frequência fundamental, bem como para observar os fenômenos de instabilidade harmônica introduzindo a modelagem do atraso associado ao modulador PWM digital (Wang e Blaabjerg, 2019; Wang, Blaabjerg e Wu, 2014). Não obstante, este tipo de modelagem não é indicado para o estudo das instabilidades excitadas pelas componentes de comutação do PWM, nem para a análise de instabilidades ocasionadas por interações associadas à presença de cargas não lineares ou com operação desbalanceada do sistema. Nestes casos outras técnicas de modelagem devem ser utilizadas.

2.3.2.2 Modelos de múltiplas frequências

Para os casos mencionados anteriormente, devem ser utilizados modelos que permitam adicionar e representar o acoplamento existente entre mais termos de distintas frequências, correspondentes aos efeitos das harmônicas, tanto de tensão quanto de corrente, e de desbalanços presentes na microrrede, seja nas tensões ou nas cargas. Por este motivo, estes tipos de modelos são classificados como modelos de múltiplas frequências na Figura 2.24. Particularmente, a modelagem através do uso do conceito de fasores dinâmicos pode ser estendida tanto ao caso de microrredes desbalanceadas (Peng, Shuai, Guerrero, *et al.*, 2020; Shuai *et al.*, 2019) quanto para o caso de microrredes com presença de cargas não lineares e distorção harmônica (Peng, Shuai, Liu, *et al.*, 2020). A estratégia de fasores dinâmicos se baseia na definição de coeficientes da série de Fourier variantes no tempo, que posteriormente serão as variáveis de pequenos sinais, calculados numa janela móvel de tempo de período T conforme a expressão (2.25). Para representar múltiplas frequências é possível utilizar o conceito de representação de sinais através da modulação exponencial periódica conforme (2.26) e (2.27), onde “ s ” é o operador de Laplace (Wang e Blaabjerg, 2019). Observa-se que neste caso, a modulação exponencial periódica também define coeficientes variantes no tempo da expansão em séries de Fourier das variáveis do sistema.

$$x_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^T x(\tau) e^{-jk\omega_s T} d\tau \quad (2.25)$$

$$x(t) = \sum_k x_k(t) e^{-jk\omega_s t} = \sum_k X_k(s) e^{st} e^{-jk\omega_s t} \quad (2.26)$$

$$\dot{x}(t) = \sum_k (s + jk\omega_s) X_k(s) e^{(s+jk\omega_s)t} \quad (2.27)$$

Outra alternativa para a modelagem das microrredes com a capacidade de representar múltiplas frequências é o espaço de estados harmônico ou HSS (do inglês *Harmonic State-*

Space), estratégia na qual se aplica a teoria de sistemas lineares periódicos no tempo. Nesta estratégia o processo de linearização é realizado em torno de uma trajetória de equilíbrio, a qual se assume periódica. Alguns exemplos da utilização desta estratégia de modelagem são (Esparza *et al.*, 2017; Kwon *et al.*, 2017, 2016; Lian, 2012; Love e Wood, 2008; Lyu *et al.*, 2019; Salis *et al.*, 2017, 2018, 2019; Zhang *et al.*, 2019). Em (Wang e Blaabjerg, 2019) é demonstrado que tanto o espaço de estado harmônico quanto as técnicas baseadas em fasores dinâmicos produzem funções de transferência harmônicas equivalentes, e os modelos médios seria um caso particular que resulta numa matriz de ordem 2 de funções de transferência harmônica. No caso particular de modelos médios em coordenadas síncronas DQ, normalmente são obtidas as seguintes funções de transferência de impedância: Z_{dd} , Z_{dq} , Z_{qd} e Z_{qq} (Huang, Corzine e Belkhat, 2009; Wen *et al.*, 2012)

2.3.2.3 Análise modal em espaço de estados e análise por impedância

De modo geral, os diferentes subsistemas da microrrede podem ser modelados tanto em espaço de estados bem como através de funções de transferência. Posteriormente, a modelagem das interações entre esses subsistemas resulta numa representação da dinâmica da microrrede inteira, a qual, em espaço de estados, normalmente toma a forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_{\mu g}\mathbf{x}$, mas que também pode ser representada através de funções de transferência. No caso da representação em espaço de estados, a estabilidade de pequenos sinais da microrrede é analisada avaliando os autovalores da matriz $\mathbf{A}_{\mu g}$, a qual é conhecida na literatura como “análise modal”. Isto faz referência aos “modos” ou frequências de oscilação observados na posição de tais autovalores no plano complexo. Este método é utilizado tradicionalmente na análise tanto dos sistemas elétricos de potência convencionais (Kundur, 1994; Undrill, 1968) quanto das microrredes; e também será o método empregado neste trabalho.

Por outra parte, no caso da representação do sistema através de funções de transferência, normalmente de impedância e de admitância, a estabilidade de malha fechada do sistema é analisada avaliando o critério generalizado de Nyquist nas funções de transferência de impedância de malha aberta (Amin e Molinas, 2017; Sun, 2011; Turner, Walton e Duke, 2013). Entretanto, também podem ser analisadas as funções de transferência de impedância de malha fechada (Gu *et al.*, 2021). Para compreender melhor os fundamentos teóricos nos quais se baseia a análise por impedância, dois sistemas básicos, apresentados na Figura 2.25, serão analisados a seguir. O primeiro deles, apresentado na Figura 2.25(a), consiste num inversor formador de

rede, representado por seu equivalente de Thévenin, alimentando uma carga. Neste caso, a corrente que circula do inversor para a carga ($I(s)$) é dada por:

$$I(s) = \frac{V_c(s)}{Z_L(s) + Z_c(s)} = \frac{V_c(s)}{Z_L(s)} \times \underbrace{\left(\frac{1}{1 + Z_c(s)/Z_L(s)} \right)}_{H(s)}. \quad (2.28)$$

Figura 2.25. Configurações básicas para a análise de estabilidade de pequenos sinais com métodos baseados em impedância. (a) Conversor controlado em tensão. (b) Conversor controlado em corrente conectado à rede.

Fonte: O Autor.

Observa-se que a estrutura do termo $H(s)$ em (2.28) possui a mesma forma de uma função de transferência de um sistema em malha fechada com realimentação unitária, onde a função de transferência em malha aberta estaria dada pelo termo $Z_c(s)/Z_L(s)$. Desta forma, utilizando a teoria convencional de sistemas de controle é possível estudar a estabilidade do sistema analisando a função de transferência de malha aberta. Esta análise estaria baseada nas seguintes hipóteses: *i)* A fonte de tensão é estável quando opera em circuito aberto; *ii)* A corrente da carga é estável quando alimentada por uma fonte de tensão ideal. Desta forma, tanto $V_c(s)$ quanto $1/Z_L(s)$ são estáveis, de tal forma que a estabilidade do sistema depende exclusivamente de $H(s)$. Destaca-se que, na representação de sistemas trifásicos, o modelo de impedância resultante é de múltiplas entradas e múltiplas saídas, sendo obtidas ao menos quatro funções de transferência de impedância, as quais no caso de representações no referencial síncrono estas seriam Z_{dd}, Z_{dq}, Z_{qd} e Z_{qq} . Por este motivo, nestes casos não é possível analisar diretamente as margens de ganho e de fase da função de transferência da relação de impedâncias ($Z_c(s)/Z_L(s)$). Desta forma, normalmente é utilizada uma generalização do critério de estabilidade de Nyquist (Macfarlane e Postlethwaite, 1977).

Por outra parte, na Figura 2.25(b) se representa o equivalente de Norton de um inversor controlado em corrente conectado à rede elétrica, a qual é representada por um equivalente de Thévenin. Neste caso, a corrente injetada pelo inversor controlado em corrente pode ser expressada por:

$$I(s) = \frac{I_c(s)Z_c(s) - V_g(s)}{Z_c(s) + Z_g(s)} = \left(I_c(s) - \frac{V_g(s)}{Z_c(s)} \right) \times \underbrace{\left(\frac{1}{1 + Z_g(s)/Z_c(s)} \right)}_{H(s)}. \quad (2.29)$$

De forma análoga ao caso anterior, assumindo que o inversor é estável quando a impedância da rede ($Z_g(s)$) é nula e que a rede também é estável quando opera sem o inversor controlado em corrente, a estabilidade de pequenos sinais do sistema apresentado na Figura 2.25(b) depende da relação entre a impedância da rede e a impedância de saída do inversor ($Z_g(s)/Z_c(s)$).

As equações (2.28) e (2.29) revelam que, desde o ponto de vista da estabilidade de pequenos sinais, um inversor controlado em tensão deve possuir uma impedância de saída tão baixa quanto for possível. Do outro lado, a impedância de saída de um inversor controlado em corrente deve ser tão alta quanto for possível.

O método da análise modal bem como o método por impedância são comparados em (Amin e Molinas, 2017). De modo geral, foi encontrado que a análise dos autovalores é capaz de determinar a estabilidade de pequenos sinais do sistema de forma global. Neste caso, a principal desvantagem refere-se à necessidade de desenvolver analiticamente o modelo matemático detalhado que representa o sistema, o que normalmente é feito usando espaço de estados. Por outro lado, os modelos por impedância podem ser obtidos através de medições experimentais, simulações ou cálculos analíticos, de modo tal que, neste caso, não seria estritamente necessário deduzir de forma analítica o modelo matemático (Belkhaty e Corzine, 2009; Huang, Corzine e Belkhaty, 2009; Rygg *et al.*, 2017; Rygg e Molinas, 2017; Xiao *et al.*, 2010). Entretanto, a análise por impedância precisa da definição dos subsistemas de fonte e de carga, de tal forma que a informação relacionada à topologia se perde, o que pode limitar a observabilidade da origem dos problemas de estabilidade e inclusive a observabilidade de certos estados do sistema dependendo de dita definição (Amin *et al.*, 2017; Gu *et al.*, 2021; Zhan *et al.*, 2019). Desta forma, os métodos de impedância devem considerar vários casos onde a fonte e a carga sejam definidos de formas diferentes (Amin e Molinas, 2017), ou encontrar novas formas de agrupar os diferentes componentes da microrrede, bem como desenvolver novos critérios de estabilidade para analisar os modelos resultantes (Cao *et al.*, 2017; Liu *et al.*, 2016; Mao *et al.*, 2017, 2018; Wang *et al.*, 2020).

2.4 Qualidade da energia e estratégias de compensação de harmônicas em microrredes

2.4.1 Definições, conceitos gerais e regulamentação nacional

Os problemas de QEE em sistemas CA estão relacionados com diferentes distúrbios de tensão e corrente. Estes problemas têm estado presentes desde o começo do desenvolvimento dos sistemas elétricos CA e podem ser causados por diversos motivos, tais como ressonâncias, projetos inadequados, operação em paralelo de fontes de tensão CA, uso de bancos de capacitores/reatores, cargas não lineares, dentre outros (Owen, 1998). Desta forma, distintas normas, recomendações e regulamentações referentes à qualidade da energia têm sido elaboradas por diferentes entes e autoridades do setor elétrico. Particularmente, no Brasil a ANEEL regulamenta os quesitos mínimos de qualidade da energia no sistema de distribuição no módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica (PRODIST) no Sistema de Elétrico Nacional (ANEEL, 2018). Já no âmbito internacional, as normas IEEE 519 e IEEE 1547 do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) bem como as normas IEC 61000-3-2 e IEC 61727 da *International Electrotechnical Commission* (IEC) contêm as principais diretrizes e recomendações associados com a QEE nos sistemas de distribuição e dos sistemas de GD (IEC, 2004, 2018; IEEE, 2011, 2014).

Dentre os principais problemas de QEE que possuem algum tipo de regulamentação atualmente podem ser citados a tensão em regime permanente, o desequilíbrio da tensão, a flutuação da tensão, as variações de tensão de curta duração (VTCDs), o fator de potência, as distorções harmônicas e as variações de frequência. Destes problemas, os três últimos serão o foco desta seção, tendo em vista que serão os principais problemas de QEE aos quais será submetida a microrrede sob estudo neste trabalho.

Em relação ao fator de potência, este é definido como a relação entre a potência ativa (P) e a potência aparente (S). Particularmente, no PRODIST, o fator de potência é definido conforme (ANEEL, 2018):

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{EA}{\sqrt{EA^2 + ER^2}}, \quad (2.30)$$

onde P e Q referem-se à potência ativa e reativa, respectivamente, e EA e ER referem-se à energia ativa e energia reativa respectivamente.

O PRODIST exige que em cada unidade consumidora ou no ponto de conexão entre distribuidoras com tensões abaixo de 230 kV, o fator de potência deve ser mantido acima de 0,92.

Por outra parte, fenômenos associados com as deformações na forma de onda das tensões e das correntes devidas à presença de frequências harmônicas, ou seja, de múltiplos inteiros da fundamental, são conhecidos com o nome de distorções harmônicas. Neste trabalho, estes fenômenos serão de especial interesse devido ao fato de cargas não lineares serem consideradas. Neste cenário, a interação entre as impedâncias das linhas da microrrede e as correntes harmônicas drenadas por ditas cargas pode causar distorções harmônicas nas tensões da microrrede, inclusive em outros nós diferentes do nó no qual a carga não linear está conectada.

No Brasil, o PRODIST não define limites máximos nos indicadores de distorção harmônica das correntes, sendo somente especificados limites máximos nos indicadores de distorção das tensões. Os dois principais indicadores utilizados são a distorção harmônica individual de tensão de ordem “ h ” ($DIT_{h\%}$) e a distorção harmônica total de tensão ($DTT_{\%}$), também conhecida como THD (da sigla em inglês *Total Harmonic Distortion*). As equações que definem a $DIT_{h\%}$ e a $DTT_{\%}$ estão dadas, respectivamente, por:

$$DIT_{h\%} = \frac{V_h}{V_1} \times 100, \quad DTT_{x\%} = \frac{\sqrt{\sum_h^{h_{max}} V_h^2}}{V_1} \times 100 \quad (2.31)$$

onde V_1 representa o valor eficaz da componente fundamental da tensão, h pode tomar valores inteiros que indicam a ordem da harmônica, e o subíndice x pode ser substituído por T, p, i ou 3 dependendo se serão consideradas no cálculo todas as harmônicas (T), as harmônicas pares não múltiplas de 3 (p), as harmônicas ímpares não múltiplas de 3 (i), ou as harmônicas múltiplas de 3 (3), respectivamente.

Para avaliar estes indicadores, a ANEEL estabeleceu que devem ser consideradas 1008 medidas consecutivas válidas obtidas num período de integralização de 10 minutos cada uma (Equivalente a 7 dias de medição). Desta forma, o PRODIST define o indicador $DTT_{x95\%}$, o qual denota o valor de $DTT_{x\%}$ que foi superado em apenas 5 % das 1008 amostras válidas. Assim, os limites máximos definidos pela ANEEL para tais indicadores, dependendo do nível de tensão, estão dados na Tabela 2.1

Tabela 2.1. Limites de distorção harmônica total da tensão estabelecidos pelo módulo 8 do PRODIST.

Indicador	Tensão nominal		
	$V_n \leq 1 \text{ kV}$	$1 \text{ kV} \leq V_n \leq 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} \leq V_n \leq 230 \text{ kV}$
$DTT_{T95\%}$	10 %	8 %	5 %
$DTT_{p95\%}$	2,5 %	2 %	1 %
$DTT_{i95\%}$	7,5 %	6 %	4 %
$DTT_{395\%}$	6,5 %	5 %	3 %

Fonte: (ANEEL, 2018).

Em relação às variações de frequência, o módulo 8 do PRODIST especifica que, em regime permanente, a frequência dos sistemas de distribuição deve permanecer numa faixa de $\pm 0,1$ Hz em torno da frequência nominal do sistema. Na ocorrência de distúrbios, deve-se garantir que o sistema retorne em no máximo 30 segundos a uma faixa de $\pm 0,5$ Hz em torno da frequência nominal. Por fim, no caso de distúrbios mais severos que causem cortes de geração ou de carga, devem ser respeitados os seguintes limites: *i*) A frequência do sistema não deve ser superior a 66 Hz nem inferior a 56,5 Hz em condições extremas; *ii*) A frequência pode superar 62 Hz no máximo durante 30 segundos, e 63,5 Hz por no máximo 10 segundos; *iii*) A frequência pode ficar abaixo de 58,5 Hz no máximo durante 10 segundos, e abaixo de 57,5 Hz por no máximo 5 segundos.

2.4.2 Principais normas e recomendações internacionais sobre QEE

Nesta subseção se realiza uma revisão geral das principais normas internacionais associadas com a QEE. A norma IEEE 519 estabelece quesitos e recomendações para sistemas elétricos de potência com presença de cargas não lineares (IEEE, 2014). Os limites estabelecidos por esta norma referem-se a valores em regime permanente, sendo que em regime transitório valores superiores podem ser observados. Particularmente, para sistemas elétricos com níveis de tensão inferiores a 1 kV, a norma IEEE 519 estabelece que a $DIT_{h\%}$ de cada harmônica individual de tensão deve ser inferior a 5 %, sendo admitida uma distorção harmônica total de tensão ($DTT_{T\%}$) de no máximo 8 %. Diferentemente do PRODIST, esta norma estabelece os limites de distorção harmônica da corrente no PAC conforme a Tabela 2.2. Nesta tabela, distintas especificações são dadas dependendo da relação entre a corrente de curto circuito (I_{sc}) e a corrente máxima demandada (I_L). Adicionalmente, se estabelecem os valores máximos do indicador TDD, das siglas em inglês *Total Demand Distortion*, o qual é definido pela IEEE 519 como:

$$TDD\% = \frac{\sqrt{\sum_h^{h_{max}} I_h^2}}{I_L} \times 100 \quad (2.32)$$

onde, i_h representa o valor eficaz de cada componente harmônica presente no sistema, h denota a ordem das componentes harmônicas e I_L refere-se ao valor eficaz da máxima corrente demandada.

Tabela 2.2. Valores recomendados pelas normas IEEE da máxima distorção das harmônicas de corrente em % da máxima corrente demandada pela carga.

I_{sc}/I_L	Ordem individual das harmônicas ímpares ¹					TDD
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	
< 20*	4	2	1,5	0,6	0,3	5
20 – 50	7	3,5	2,5	1	0,5	8
50 – 100	10	4,5	4	1,5	0,7	12
100 – 1000	12	5,5	5	2	1	15
> 1000	15	7	6	2,5	1,4	20

Fonte: (IEEE, 2003, 2014).

¹Harmônicas individuais pares estão limitadas ao 25 % do valor especificado para as harmônicas ímpares.

* Todos os equipamentos de geração devem cumprir estes limites sem importar o valor da relação I_{sc}/I_L , quando alimentam cargas balanceadas e lineares. As distorções devem corresponder com às harmônicas de tensão observadas na rede sem a GD.

Ainda sobre as informações contidas na Tabela 2.2, ressalta-se que de acordo tanto com a norma IEEE 519 quanto com a norma IEEE 1547, o conteúdo harmônico da corrente injetada no PAC por qualquer GD deve atender os mesmos limites da relação $I_{sc}/I_L < 20$, sendo que as injeções harmônicas devem obedecer aos distúrbios harmônicos presentes na tensão no PAC que não estão relacionados com a operação da própria GD (IEEE, 2003, 2014). Limites similares são estabelecidos pela norma IEC 61727 para o caso especial de sistemas fotovoltaicos (IEC, 2004). Entretanto, observa-se que estas normas ainda não foram atualizadas e/ou adaptadas para o contexto das microrredes, principalmente, durante sua operação ilhada. Por este motivo, se percebe uma necessidade de estabelecer novos critérios e normas levando em consideração o cenário das microrredes.

2.4.3 Qualidade da energia no contexto das microrredes

Devido às particularidades das microrredes, especialmente quando se trata da operação ilhada, os problemas de QEE também se apresentam de forma diferenciada em relação aos sistemas elétricos de potência convencionais. Por exemplo, devido ao pequeno porte das microrredes, a frequência e as tensões da mesma tendem a ser afetados com maior severidade

por variações de carga e geração, cenário que se torna mais desafiador ainda ao considerar a natureza intermitente das fontes renováveis de energia. Assim, espera-se que fenômenos como flutuações e desbalanços de tensão, variações de frequência, desvios de tensão em regime permanente, sejam mais frequentes nas microrredes. De igual forma, a comutação em alta frequência dos conversores baseados em eletrônica de potência coloca em evidência uma necessidade para desenvolver indicadores, normas e recomendações para lidar com as componentes de frequência supra harmônicas, ou seja entre 2 kHz e 150 kHz (Alkahtani *et al.*, 2020; Bollen *et al.*, 2017). Desta forma, com a expectativa dos problemas de qualidade da energia serem mais frequentes e mais severos nas microrredes, bem como com a necessidade de conseguir uma operação autônoma e com baixa dependência de recursos humanos, também tem se observado necessário o desenvolvimento de algoritmos de detecção e classificação em tempo real de distúrbios de qualidade da energia (Igual e Medrano, 2020), bem como novas ferramentas e métodos de análise (Agundis-Tinajero *et al.*, 2018; Papic *et al.*, 2019).

Entretanto, como foi indicado anteriormente, em relação à qualidade da energia o foco nesta tese estará voltado, principalmente, no tratamento das componentes harmônicas de baixa ordem associadas com a presença de cargas não lineares. Atualmente a literatura tem informado avanços neste assunto no contexto das microrredes. As microrredes são sistemas vulneráveis à alta propagação harmônica de cargas não lineares por serem sistemas de pequeno porte, com uma capacidade de curto circuito relativamente baixa e impedâncias equivalentes relativamente altas.

Em (Li e He, 2014), foi apresentado um estudo no qual são identificados três objetivos de compensação de harmônicas no contexto de microrredes, os quais são ilustradas na Figura 2.26. A primeira estratégia é chamada de rejeição harmônica, a qual é a estratégia típica empregada nos inversores de GD convencionais conectados à rede elétrica (supridores de rede), onde pretende-se garantir uma injeção de corrente senoidal independentemente da presença de harmônicas na tensão, ou de cargas não lineares locais (Abusara, Sharkh e Zanchetta, 2015; Blaabjerg *et al.*, 2006; Castilla *et al.*, 2008; Gazoli *et al.*, 2012; Gonzalez-Espin *et al.*, 2013). Entretanto, nesta estratégia a parcela de corrente distorcida das cargas não lineares deverá ser suprida completamente pela rede elétrica ou pelos conversores formadores de rede, fato que pode aumentar ou desencadear a propagação do distúrbio harmônico causando a presença de harmônicos de tensão. Como consequência, a segunda estratégia consiste na GD suprir simultaneamente potência ativa e a parcela de correntes não lineares das cargas locais, a fim de fornecer/drenar unicamente correntes puramente senoidais. Neste caso o inversor seria

controlado a operar tanto como FAPP, bem como sistema de GD, similar aos conversores multifuncionais estudados em (Brandão, Marafão, Paredes, *et al.*, 2013; Busarello *et al.*, 2018; Campanhol *et al.*, 2017; Freitas Takami, de, Oliveira da Silva e Sampaio, 2019; He e Li, 2013; Morales-Paredes, Bonaldo e Pomilio, 2018; Tenti *et al.*, 2015; Xavier *et al.*, 2019; Zeng *et al.*, 2015). Esta será a linha de raciocínio adotada neste trabalho, onde o objetivo principal é evitar a propagação do distúrbio harmônico pela microrrede.

Não obstante, podem existir cargas não lineares compartilhadas na microrrede, caso no qual o PAC poderia apresentar distorções harmônicas de tensão e corrente. Assim, a última estratégia consiste em realizar a compensação de harmônicas para buscar tensão e corrente puramente senoidais no PAC. Neste cenário, a distorção harmônica ficaria confinada à microrrede. Porém, esta distorção pode atingir níveis inadequados a depender das características da microrrede. Destaca-se também que, quando existem cargas não lineares que não estão conectadas no mesmo barramento de alguma GD, não é possível realizar a compensação de harmônicas de forma local. Neste caso, diferentes GDs devem fornecer as componentes harmônicas das ditas cargas. Entretanto, como mencionado anteriormente, o controle *droop* não garante que as componentes harmônicas serão compartilhadas de forma homogênea entre todas as GDs, de tal modo que técnicas para melhorar o compartilhamento de correntes harmônicas têm sido investigadas na literatura (Gothner *et al.*, 2019; Lorzadeh *et al.*, 2017; Micallef *et al.*, 2017; Peng, Shuai, Liu, *et al.*, 2020; Sreekumar e Khadkikar, 2016, 2017).

Figura 2.26. Ilustração dos diferentes objetivos de compensação de harmônicas possíveis.

Fonte: Dados da pesquisa do autor.

Em (Li e He, 2014) apresenta-se uma comparação das capacidades para realizar estes tipos de compensação por parte de três tipos de controles diferentes, sendo eles: 1) inversor controlado em tensão; 2) inversor controlado em corrente, e 3) inversor controlado através da estrutura híbrida tratada na seção 2.2.1.3. A maneira através da qual deve ser adaptada cada estrutura de controle para realizar cada tipo de compensação, bem como uma revisão do compartilhamento de correntes não lineares entre várias GDs através do conceito de impedância virtual são apresentadas.

A seguir apresenta-se uma revisão da literatura envolvendo alguns outros trabalhos tratando o tema de compensação de harmônicas em microrredes. Em (Majumder *et al.*, 2009) é considerada uma microrrede com cargas locais não lineares e cargas compartilhadas unicamente lineares. Em (Savaghebi, Jalilian, Vasquez, *et al.*, 2012) uma modificação do controle secundário foi realizada para considerar o compartilhamento de cargas não lineares. Entretanto, neste trabalho foi considerada uma microrrede onde as cargas não lineares estão conectadas a um único barramento. O controle secundário coordenado considerando comunicações entre todas as GDs (*all-to-all*) usado para melhorar o compartilhamento de cargas harmônicas foi estudado em (Mortezaei *et al.*, 2018; Mousazade Mousavi *et al.*, 2018).

Ainda cabe destacar, que outros problemas de qualidade da energia, como o desbalanço de tensão no PAC da microrrede tem sido tratado na literatura, de forma centralizada, em (Savaghebi, Jalilian, Vásquez, *et al.*, 2012), e de forma distribuída em (Guo *et al.*, 2015). Em ambos os casos, todos os inversores considerados na microrrede operavam como formadores de rede. Este mesmo problema tem sido abordado em (Brandão *et al.*, 2017), porém considerando inversores monofásicos em microrredes trifásicas a quatro fios.

3 MODELOS DE PEQUENOS SINAIS EM ESPAÇO DE ESTADOS DE MICRORREDES CONTROLADAS PELO MÉTODO *DROOP*

No comportamento dinâmico de uma microrrede interferem tanto as malhas de controle dos inversores, quanto a dinâmica da rede e das cargas. Em várias propostas, as malhas internas do inversor são desconsideradas, pois as mesmas possuem dinâmica muito mais rápida que os demais elementos da microrrede. De igual maneira, a dinâmica das linhas de distribuição e das cargas é desprezada em várias abordagens, não obstante, várias evidências teóricas e experimentais têm sido fornecidas por diversos estudos, apontando a relevância da dinâmica da rede na estabilidade da microrrede (Correa, Mezaroba e Azevedo, 2017; Dokus e Mertens, 2021; Groß *et al.*, 2019; Guo *et al.*, 2014; Manrique Machado *et al.*, 2021; Mariani *et al.*, 2015; Raman e Peng, 2020; Vorobev *et al.*, 2018).

Neste capítulo, são estudados vários modelos de pequenos sinais em espaço de estados em coordenadas dq , com o objetivo de evidenciar os efeitos de desconsiderar ou não a dinâmica da rede e/ou as malhas internas de controle dos inversores formadores de rede. Desta maneira, pretende-se encontrar as condições nas quais certas aproximações resultam em modelos com uma representatividade aceitável do sistema. Para isto, são analisados os polos em diversas condições, bem como as regiões de estabilidade previstas por cada um dos modelos. Na Figura 3.1, são apresentadas as considerações feitas para cada um dos modelos estudados.

Figura 3.1. Considerações feitas para cada um dos modelos de pequenos sinais estudados neste trabalho.

Fonte: O Autor.

Inicialmente, serão estudadas microrredes com a presença de inversores formadores de rede, exclusivamente. Num primeiro momento, são apresentados os modelos que consideram as malhas internas de controle do inversor formador. Estes modelos estão baseados no modelo apresentado por (Pogaku, Prodanović e Green, 2007). Posteriormente, são apresentados os modelos que desconsideram a dinâmica das malhas internas de controle baseados na proposta apresentada por (Coelho, Cortizo e Garcia, 2002). Todos os modelos foram desenvolvidos em espaço de estados em coordenadas síncronas DQ.

Na sequência, o modelo completo desenvolvido é estendido para incluir inversores controlados em corrente na microrrede. Um modelo similar foi apresentado por (Mueller, Rasheduzzaman e Kimball, 2016), porém, pela estratégia de modelagem utilizada, existem desafios para utilizar a mesma estratégia em topologias arbitrárias da microrrede. Adicionalmente, conversores multifuncionais, capazes injetar potência ativa, bem como de prestar serviços de filtragem ativa de cargas não lineares, são considerados neste trabalho.

3.1 Modelo Completo (MCI DCR)

Nesta seção apresenta-se o modelo de microrrede que leva em consideração tanto as malhas de controle internas quanto a dinâmica completa da rede (MCI + DCR). Neste trabalho este modelo é chamado de completo.

Em relação ao modelo apresentado por (Pogaku, Prodanović e Green, 2007), o modelo apresentado nesta seção apresenta as seguintes diferenças:

- Foi incluído no modelo, o método de impedância virtual apresentado em (He e Li, 2011; Planas, Gil-de-Muro, *et al.*, 2013);
- O indutor de acoplamento não é considerado dentro do modelo do inversor formador de rede. Isto se deve ao fato deste indutor não ser estritamente necessário em todas as situações, além de poder ser representado dentro do modelo da rede;
- No modelo apresentado não é necessária a inclusão do resistor virtual para o cálculo da tensão de saída do inversor, devido às tensões do inversor terem sido modeladas como variáveis de saída. O resistor virtual empregado por (Pogaku, Prodanović e Green, 2007) para o cálculo das tensões de saída causa um deslocamento nos autovalores associados com os estados da rede, motivo pelo qual, caso se deseje estudar em detalhe a influência da dinâmica da rede na estabilidade do sistema,

recomenda-se evitar o uso de resistores virtuais na modelagem (Nikolakakos *et al.*, 2018).

3.1.1 Modelo do controle primário

O *droop* de frequência e tensão para redes com predomínio indutivo apresenta-se nas equações a seguir:

$$\omega_i^* = \omega_{nl} - k_{p_i} (P_{AV_i} - P_{ref_i}), \quad (3.1)$$

$$v_{od_i}^* = E_n - k_{q_i} Q_{AV_i} + e_{ref_i}, \quad v_{oq_i}^* = 0. \quad (3.2)$$

onde ω_i^* e $v_{od_i}^*$ representam as referências de frequência angular e amplitude da tensão do inversor “i”, respectivamente; ω_{nl} e E_n são os valores nominais de frequência angular e amplitude da tensão; k_{p_i} e k_{q_i} são os coeficientes do *droop* de frequência e tensão, respectivamente; P_{AV_i} e Q_{AV_i} são as potências ativa e reativa médias; e P_{ref_i} e e_{ref_i} são as variáveis que poderiam ser manipuladas por algum esquema de controle secundário para restabelecer a frequência da microrrede e realizar o controle secundário de tensão, respectivamente.

Em (3.3) define-se o ângulo do inversor “i” (δ_i), em relação ao inversor tomado como referência, cuja frequência é denominada ω_{com} , dado por:

$$\delta_i = \int (\omega_i^* - \omega_{com}) dt = \theta_i^* - \theta_{com}. \quad (3.3)$$

De (3.1) e (3.3) encontra-se a primeira equação de estado em (3.4), a qual é linearizada em (3.5).

$$\dot{\delta}_i = \omega_{nl} - k_{p_i} (P_{AV_i} - P_{ref_i}) - \omega_{com} \quad (3.4)$$

$$\Delta \dot{\delta}_i = -k_{p_i} \Delta P_{AV_i} + k_{p_i} \Delta P_{ref_i} - \Delta \omega_{com} \quad (3.5)$$

A potência ativa média é definida na equação (3.6), onde ω_f corresponde à frequência de corte do FPB. Linearizando (3.6) e expressando a equação no domínio do tempo, obtém-se a segunda equação de estado conforme (3.7).

$$P_{AV_i} = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} (v_{od_i} i_{od_i} + v_{oq_i} i_{oq_i}) \quad (3.6)$$

$$\Delta \dot{P}_{AV_i} = -\omega_f \Delta P_{AV_i} + \omega_f (\bar{I}_{od_i} \Delta v_{od_i} + \bar{I}_{oq_i} \Delta v_{oq_i} + \bar{V}_{od_i} \Delta i_{od_i} + \bar{V}_{oq_i} \Delta i_{oq_i}) \quad (3.7)$$

De forma similar para a potência reativa obtém-se as equações (3.8) e (3.9).

$$Q_{AV_i} = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} (v_{o_{qi}} i_{o_{di}} - v_{o_{di}} i_{o_{qi}}) \quad (3.8)$$

$$\Delta \dot{Q}_{AV_i} = -\omega_f \Delta Q_{AV_i} + \omega_f (-\bar{I}_{o_{qi}} \Delta v_{o_{di}} + \bar{I}_{o_{di}} \Delta v_{o_{qi}} + \bar{V}_{o_{qi}} \Delta i_{o_{di}} - \bar{V}_{o_{di}} \Delta i_{o_{qi}}) \quad (3.9)$$

Expressando matricialmente as equações (3.5), (3.7) e (3.9), o modelo em espaço de estados do controle primário é encontrado em (3.10), a qual pode ser expressada de forma simbólica conforme (3.11).

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta}_l \\ \Delta \dot{P}_{AV_i} \\ \Delta \dot{Q}_{AV_i} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -k_{p_i} & 0 \\ 0 & -\omega_f & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_f \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{P_i}} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta P_{AV_i} \\ \Delta Q_{AV_i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_f \bar{I}_{o_{di}} & \omega_f \bar{I}_{o_{qi}} \\ 0 & 0 & -\omega_f \bar{I}_{o_{qi}} & +\omega_f \bar{I}_{o_{di}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{P_i}} \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{di}} \\ \Delta i_{L_{qi}} \\ \Delta v_{o_{di}} \\ \Delta v_{o_{qi}} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \omega_f \bar{V}_{o_{di}} & \omega_f \bar{V}_{o_{qi}} \\ \omega_f \bar{V}_{o_{qi}} & -\omega_f \bar{V}_{o_{di}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{P_{i_{oi}}}} \begin{bmatrix} \Delta i_{o_{di}} \\ \Delta i_{o_{qi}} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{P_{\omega_{com_i}}}} [\Delta \omega_{com}] + \underbrace{\begin{bmatrix} k_{p_i} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{P_{P_{ref_i}}}} [\Delta P_{ref_i}]$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta}_l \\ \Delta \dot{P}_{AV_i} \\ \Delta \dot{Q}_{AV_i} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{P_i} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta P_{AV_i} \\ \Delta Q_{AV_i} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{P_i} \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{di}} \\ \Delta v_{o_{di}} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{P_{i_{oi}}} \begin{bmatrix} \Delta i_{o_{di}} \\ \Delta i_{o_{qi}} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{P_{\omega_{com_i}}} [\Delta \omega_{com}] \quad (3.11)$$

$$+ \mathbf{B}_{P_{P_{ref_i}}} [\Delta P_{ref_i}]$$

O controle *droop* juntamente com a impedância virtual fornecem as referências de tensão de eixo direto e em quadratura para as malhas internas. Portanto, a equação de saída do *droop* pode ser escrita conforme (3.12), ou de forma simbólica de acordo com (3.13).

$$\begin{bmatrix} \Delta \omega_i^* \\ \Delta v_{o_{di}}^* \\ \Delta v_{o_{qi}}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -k_{p_i} & 0 \\ 0 & 0 & -k_{q_i} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta_i \\ \Delta P_{AV_i} \\ \Delta Q_{AV_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{p_i} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [\Delta P_{ref_i}] + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} [\Delta e_{ref_i}] \quad (3.12)$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -R_v & \omega_n L_v \\ -\omega_n L_v & -R_v \end{bmatrix}}_{\text{Impedância virtual}} \begin{bmatrix} \Delta i_{o_{di}} \\ \Delta i_{o_{qi}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\omega_i^* \\ \Delta v_{od_i}^* \\ \Delta v_{oq_i}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{P_{\omega_i}} \\ \mathbf{C}_{P_{v_i}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta_i \\ \Delta P_{AV_i} \\ \Delta Q_{AV_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{P_{P_{ref_{\omega_i}}}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} [\Delta P_{ref_i}] + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{D}_{P_{e_{ref_i}}} \end{bmatrix} [\Delta e_{ref_i}] \\ + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{D}_{P_{i_{o_i}}} \end{bmatrix} [\Delta i_{o_{dq_i}}], \quad (3.13)$$

onde

$$\mathbf{C}_{P_{\omega_i}} = [0 \quad -k_{p_i} \quad 0], \quad (3.14)$$

$$\mathbf{C}_{P_{v_i}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -k_{q_i} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

$$\mathbf{D}_{P_{P_{ref_{\omega_i}}}} = [k_{p_i}], \quad (3.16)$$

$$\mathbf{D}_{P_{e_{ref_i}}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

$$\mathbf{D}_{P_{i_{o_i}}} = \begin{bmatrix} -R_v & \omega_n L_v \\ -\omega_n L_v & -R_v \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

Observa-se que nesta equação de saída foi incluída na matriz $\mathbf{D}_{P_{i_{o_i}}}$ o método de impedância virtual apresentado em (He e Li, 2011; Planas, Gil-de-Muro, *et al.*, 2013).

3.1.2 Modelo da malha interna de controle da tensão

O diagrama em blocos da malha de controle de tensão utilizada neste trabalho é apresentado na Figura 3.2. Um controlador proporcional – integral (PI) é utilizado junto com a realimentação dos estados de tensão no capacitor do filtro LC, representado por C_f , para desacoplamento dos eixos d e q , juntamente com uma malha de *feedforward* de corrente para melhorar a dinâmica do controle.

Observam-se, na Figura 3.2, os estados ϕ_{dq_i} que são selecionados convenientemente para encontrar a representação em espaço de estados da malha de controle de tensão segundo a equação de estados em (3.19), ou simbolicamente, conforme (3.20).

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\phi}_{d_i} \\ \Delta\dot{\phi}_{q_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{od_i}^* \\ \Delta v_{oq_i}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{d_i}} \\ \Delta i_{L_{q_i}} \\ \Delta v_{od_i} \\ \Delta v_{oq_i} \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

$$[\Delta \phi_{dq_i}] = \mathbf{B}_{1v_i} [\Delta v_{o_{dq_i}}^*] + \mathbf{B}_{2v_i} \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{dq_i}} \\ \Delta v_{o_{dq_i}} \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

Figura 3.2. Diagrama em blocos da malha de controle de tensão do inversor formador de rede.

Fonte: O Autor.

Por sua vez, a malha de tensão fornece a referência de corrente para a malha interna de controle da corrente. Desta forma, a equação de saída linearizada da malha de tensão apresentada em (3.21), onde $\bar{V}_{o_{d_i}}$ e $\bar{V}_{o_{q_i}}$ são os valores de tensão no eixo direto e em quadratura no ponto de equilíbrio ao redor do qual o modelo é linearizado. Em (3.22) a equação de saída da malha de tensão é expressada de forma simbólica.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{d_i}}^* \\ \Delta i_{L_{q_i}}^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} k_{iv_i} & 0 \\ 0 & k_{iv_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \phi_{d_i} \\ \Delta \phi_{q_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{pv_i} & 0 \\ 0 & k_{pv_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{o_{d_i}}^* \\ \Delta v_{o_{q_i}}^* \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & -k_{pv_i} & -\omega_{eq} C_{fp} \\ 0 & 0 & \omega_{eq} C_{fp} & -k_{pv_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{d_i}} \\ \Delta i_{L_{q_i}} \\ \Delta v_{o_{d_i}} \\ \Delta v_{o_{q_i}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{ffv_i} & 0 \\ 0 & k_{ffv_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{o_{d_i}} \\ \Delta i_{o_{q_i}} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -\bar{V}_{o_{q_i}} C_{fp} \\ \bar{V}_{o_{d_i}} C_{fp} \end{bmatrix} [\Delta \omega_i^*], \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{dq_i}}^* \end{bmatrix} &= \mathbf{C}_{v_i} [\Delta \phi_{dq_i}] + \mathbf{D}_{1v_i} [\Delta v_{o_{dq_i}}^*] + \mathbf{D}_{2v_i} \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{dq_i}} \\ \Delta v_{o_{dq_i}} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{3v_i} [\Delta i_{o_{dq_i}}] \\ &+ \mathbf{D}_{4v_i} [\Delta \omega_i^*]. \end{aligned} \quad (3.22)$$

3.1.3 Modelo da malha interna de controle da corrente

A Figura 3.3 apresenta o diagrama em blocos da malha de controle de corrente. De maneira similar, esta malha utiliza um controlador PI junto com a realimentação dos estados de corrente para realizar o desacoplamento entre os eixos d e q . Os controladores de tensão e de corrente devem ser projetados de tal maneira a garantir que o controle interno possua uma largura de banda maior que o controlador externo de tensão. Desta maneira, garante-se que o controle interno tem a capacidade de rastrear o sinal de referência fornecido pela malha externa.

Figura 3.3. Diagrama em blocos da malha de controle de corrente do inversor formador de rede.

Fonte: O Autor.

Neste caso, são selecionados os estados γ_{dq_i} de forma análoga à estratégia apresentada anteriormente. Como resultado, obtém-se a representação em espaço de estados da malha de corrente em conformidade com a expressão (3.23), a qual se escreve de forma simbólica em (3.24).

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\gamma}_{di} \\ \Delta \dot{\gamma}_{qi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{Ldi}^* \\ \Delta i_{Lqi}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{Ldi} \\ \Delta i_{Lqi} \\ \Delta v_{odi} \\ \Delta v_{oqi} \end{bmatrix}, \quad (3.23)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\gamma}_{dq_i} \end{bmatrix} = \mathbf{B}_{1c_i} \begin{bmatrix} \Delta i_{Ldq_i}^* \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{2c_i} \begin{bmatrix} \Delta i_{Ldq_i} \\ \Delta v_{odq_i} \end{bmatrix}. \quad (3.24)$$

A equação de saída linearizada da malha de controle de corrente é apresentada em (3.25), onde $\bar{I}_{L_{d_i}}$ e $\bar{I}_{L_{q_i}}$ são os valores de corrente do indutor no eixo direto e em quadratura no ponto de equilíbrio ao redor do qual o modelo é linearizado. Em (3.26) a equação de saída é escrita de forma simbólica.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta v_{i_{d_i}}^* \\ \Delta v_{i_{q_i}}^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} k_{i_{c_i}} & 0 \\ 0 & k_{i_{c_i}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \gamma_{d_i} \\ \Delta \gamma_{q_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{p_{c_i}} & 0 \\ 0 & k_{p_{c_i}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{d_i}}^* \\ \Delta i_{L_{q_i}}^* \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -k_{p_{c_i}} & -\omega_{eq} L_f & 0 & 0 \\ \omega_{eq} L_f & -k_{p_{c_i}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{d_i}} \\ \Delta i_{L_{q_i}} \\ \Delta v_{o_{d_i}} \\ \Delta v_{o_{q_i}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\bar{I}_{L_{q_i}} L_f \\ \bar{I}_{L_{d_i}} L_f \end{bmatrix} [\Delta \omega_i^*], \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{i_{d_{q_i}}}^* \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{c_i} [\Delta \gamma_{d_{q_i}}] + \mathbf{D}_{1c_i} [\Delta i_{L_{d_{q_i}}}^*] + \mathbf{D}_{2c_i} \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{d_{q_i}}} \\ \Delta v_{o_{d_{q_i}}} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{3c_i} [\Delta \omega_i^*]. \quad (3.26)$$

3.1.4 Modelo do filtro LC

Neste trabalho é considerado um filtro LC na saída dos inversores formadores. Na Figura 3.4 apresenta-se o circuito equivalente do filtro LC em coordenadas dq , onde pode ser constatado que o modelo do inversor está considerando uma modulação ideal e as componentes harmônicas da modulação PWM são desconsideradas.

Figura 3.4. Circuito equivalente do filtro LC em coordenadas dq .

Fonte: O Autor.

A expressão em (3.27) representa a equação linearizada em espaço de estados do circuito equivalente do filtro LC na Figura 3.4.

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{Ld_i} \\ \Delta i_{Lq_i} \\ \Delta \dot{v}_{od_i} \\ \Delta \dot{v}_{oq_i} \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{x}_{LC_i}} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{Lf}}{L_f} & \omega_{eq} & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ -\omega_{eq} & -\frac{r_{Lf}}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_{eq} \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega_{eq} & 0 \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{Ld_i} \\ \Delta i_{Lq_i} \\ \Delta v_{od_i} \\ \Delta v_{oq_i} \end{bmatrix}}_{\Delta x_{LC_i}} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{id_i} \\ \Delta v_{iq_i} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{od_i} \\ \Delta i_{oq_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \overline{I_{Lq_i}} \\ -\overline{I_{Lq_i}} \\ \overline{V_{oq_i}} \\ -\overline{V_{od_i}} \end{bmatrix} [\Delta \omega_i],
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

ou de forma simbólica

$$[\Delta \dot{x}_{LC_i}] = \mathbf{A}_{LC_i} [\Delta x_{LC_i}] + \mathbf{B}_{1LC_i} [\Delta v_{id_i}] + \mathbf{B}_{2LC_i} [\Delta i_{od_i}] + \mathbf{B}_{3LC_i} [\Delta \omega_i]. \tag{3.28}$$

3.1.5 Modelo unificado do inversor

A Figura 3.5 apresenta o diagrama esquemático do modelo unificado do inversor formador.

Figura 3.5. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo completo.

Fonte: O Autor.

Conforme mostrado na Figura 3.5, devem ser destacadas as seguintes notações adotadas neste trabalho: *i)* sub índices minúsculos “ dq ” indicam variáveis projetadas no referencial síncrono local do conversor em menção, enquanto subíndices maiúsculos “ DQ ” informa que as variáveis se encontram no referencial síncrono global, ou seja, o referencial tomado como referência e em relação ao qual definiu-se o ângulo δ , na equação (3.3); *ii)* nas próximas equações, também serão encontrados os subíndices “ vcc ”, o qual indica que a matriz ou vetor de variáveis corresponde a um conversor formador, o qual é controlado em tensão (do inglês “*voltage-controlled converter*”); *iii)* Por sua vez as matrizes e vetores correspondentes a inversores multifuncionais são denotadas com o subíndice “ ccc ”, do inglês “*current-controlled converter*”).

Observa-se na Figura 3.5, que o inversor formador possui como entradas as variáveis $\mathbf{u}_{vcc} = [\Delta i_{o_{DQ_i}}, \Delta P_{ref_i}, \Delta e_{ref_i}, \Delta \omega_{com}]^T$. Destas variáveis, a corrente de saída ($\Delta i_{o_{DQ_i}}$) encontra-se expressa no sistema global de coordenadas DQ , isto é, no mesmo sistema síncrono de coordenadas do inversor tomado como referência na microrrede. Além disso, a variável de saída do inversor é a tensão no capacitor ($y_{vcc} = [\Delta v_{o_{DQ_i}}]^T$), a qual também deve ser expressada no referencial global. Portanto, faz-se necessário incluir no modelo a transformação de coordenadas entre o sistema de referência local de cada inversor formador e o sistema global. Na subseção a seguir se apresenta esta transformação.

3.1.5.1 Transformação entre os sistemas de coordenadas locais e o referencial global

A Figura 3.6 ilustra o sistema de coordenadas síncrono global (eixos DQ) e um sistema de referência local (eixos dq). Observa-se que através de projeções ortogonais é possível representar a grandeza “ x ” tanto no sistema de coordenadas global (x_{DQ_i}) quanto no sistema de coordenadas local (x_{dq_i}). De acordo com a Figura 3.6, a grandeza x_{dq_i} pode ser escrita no sistema de coordenadas síncrono global segundo a transformação dada por:

$$\begin{bmatrix} x_{D_i} \\ x_{Q_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_i) & -\sin(\delta_i) \\ \sin(\delta_i) & \cos(\delta_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d_i} \\ x_{q_i} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Esta é uma transformação não linear, portanto, precisa ser linearizada para ser utilizada no modelo de pequenos sinais da microrrede. De acordo com a seção anterior, a tensão no capacitor é a variável de saída do modelo do inversor, consequentemente, deve ser expressa no referencial global. Para esta variável específica, a transformação linearizada pode ser escrita em conformidade com:

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{oDQ_i} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{s_i} \begin{bmatrix} \Delta v_{o_dq_i} \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{v_i} [\Delta \delta_i], \quad (3.30)$$

onde $\mathbf{T}_s$ e $\mathbf{T}_v$ estão dadas por (3.31) e (3.32), respectivamente; e δ_{0_i} corresponde com o ângulo δ_i no ponto de equilíbrio entorno ao qual está sendo linearizado o modelo.

$$\mathbf{T}_{s_i} = \begin{bmatrix} \partial x_{D_i} / \partial x_{d_i} & \partial x_{D_i} / \partial x_{q_i} \\ \partial x_{Q_i} / \partial x_{d_i} & \partial x_{Q_i} / \partial x_{q_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_{0_i}) & -\sin(\delta_{0_i}) \\ \sin(\delta_{0_i}) & \cos(\delta_{0_i}) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\mathbf{T}_{v_i} = \begin{bmatrix} \partial v_{oD_i} / \partial \delta_i \\ \partial v_{oQ_i} / \partial \delta_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\overline{V}_{o_{d_i}} \sin(\delta_{0_i}) - \overline{V}_{o_{q_i}} \cos(\delta_{0_i}) \\ \overline{V}_{o_{d_i}} \cos(\delta_{0_i}) - \overline{V}_{o_{q_i}} \sin(\delta_{0_i}) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Figura 3.6. Ilustração da transformação de grandezas entre o sistema de coordenadas síncrono local e global, e vice-versa.

Fonte: O Autor.

De forma similar, a corrente de saída entregue pelo modelo da rede nas coordenadas síncronas globais deve ser expressa no referencial local para ser utilizada dentro do modelo do inversor. Desta forma, pode se obter a transformação linearizada apresentada em:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{o_dq_i} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{s_i}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta i_{oDQ_i} \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{c_i}^{-1} [\Delta \delta_i], \quad (3.33)$$

onde $\mathbf{T}_s^{-1}$ e $\mathbf{T}_c^{-1}$ estão definidas em (3.34) e (3.35), respectivamente

$$\mathbf{T}_{s_i}^{-1} = \begin{bmatrix} \partial x_{d_i} / \partial x_{D_i} & \partial x_{d_i} / \partial x_{Q_i} \\ \partial x_{q_i} / \partial x_{D_i} & \partial x_{q_i} / \partial x_{Q_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_{0_i}) & \sin(\delta_{0_i}) \\ -\sin(\delta_{0_i}) & \cos(\delta_{0_i}) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$\mathbf{T}_{c_i}^{-1} = \begin{bmatrix} \partial i_{o_{d_i}} / \partial \delta_i \\ \partial i_{o_{q_i}} / \partial \delta_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\overline{I}_{o_{d_i}} \sin(\delta_{0_i}) + \overline{I}_{o_{q_i}} \cos(\delta_{0_i}) \\ -\overline{I}_{o_{d_i}} \cos(\delta_{0_i}) - \overline{I}_{o_{q_i}} \sin(\delta_{0_i}) \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

3.1.5.2 Modelo unificado do inversor formador

De acordo com a Figura 3.5, para unificar os modelos de cada um dos blocos, basta substituir sucessivamente as equações de saída de cada um dos blocos na equação de estados do bloco seguinte. Como resultado, obtém-se a representação em espaço de estados do inversor, incluindo o controle primário, conforme:

$$\begin{aligned} [\Delta \dot{\mathbf{x}}_{\text{vcc}_i}] = & \mathbf{A}_{\text{vcc}_i} [\Delta \mathbf{x}_{\text{vcc}_i}] + \mathbf{B}_{\text{vcc}_{i_{o_i}}} [\Delta i_{o_{DQ_i}}] + \mathbf{B}_{\text{vcc}_{P_i}} [\Delta P_{ref_i}] + \mathbf{B}_{\text{vcc}_{e_i}} [\Delta e_{ref_i}] \\ & + \mathbf{B}_{\text{vcc}\omega_{com_i}} [\Delta \omega_{com_i}], \end{aligned} \quad (3.36)$$

onde $[\Delta \mathbf{x}_{\text{vcc}_i}] = [\Delta \delta, \Delta P_{AV_i}, \Delta Q_{AV_i}, \Delta \phi_{dq_i}, \Delta \gamma_{dq_i}, \Delta i_{L_{dq_i}}, \Delta v_{o_{dq_i}}]^T$ são as variáveis de estado do modelo do inversor, e as matrizes $\mathbf{A}_{\text{vcc}_i}$, $\mathbf{B}_{\text{vcc}_{i_{o_i}}}$, $\mathbf{B}_{\text{vcc}_{P_i}}$, $\mathbf{B}_{\text{inv}_{e_i}}$ e $\mathbf{B}_{\text{vcc}\omega_{com_i}}$ estão dadas em consonância com as expressões (3.37)-(3.45).

$$\mathbf{A}_{\text{vcc}_i} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{P_i} + \mathbf{B}_{P_{i_{o_i}}} \mathbf{T}_{cc}^{-1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{P_i} \\ \mathbf{B}_{1v_i} (\mathbf{C}_{P_{v_i}} + \mathbf{D}_{P_{i_{o_i}}} \mathbf{T}_{cc}^{-1}) & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{2v_i} \\ \mathbf{L}_{\gamma-P} & \mathbf{B}_{1c_i} \mathbf{C}_{v_i} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{1c_i} \mathbf{D}_{2v_i} + \mathbf{B}_{2c_i} \\ \mathbf{L}_{LC-P} & \mathbf{B}_{1LC_i} \mathbf{D}_{1c_i} \mathbf{C}_{v_i} & \mathbf{B}_{1LC_i} \mathbf{C}_{c_i} & \mathbf{L}_{LC-LC} \end{bmatrix}_{11 \times 11} \quad (3.37)$$

$$\mathbf{L}_{\gamma-P} = \mathbf{B}_{1c_i} (\mathbf{D}_{1v_i} \mathbf{C}_{P_{v_i}} + (\mathbf{D}_{1v_i} \mathbf{D}_{P_{i_{o_i}}} + \mathbf{D}_{3v_i}) \mathbf{T}_{cc}^{-1} + \mathbf{D}_{4v_i} \mathbf{C}_{P_{\omega_i}}) \quad (3.38)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{LC-P} = & \mathbf{B}_{1LC_i} \mathbf{D}_{1c_i} \mathbf{D}_{1v_i} \mathbf{C}_{P_{v_i}} + (\mathbf{B}_{1LC_i} \mathbf{D}_{1c_i} (\mathbf{D}_{1v_i} \mathbf{D}_{P_{i_{o_i}}} + \mathbf{D}_{3v_i}) + \mathbf{B}_{2LC_i}) \mathbf{T}_{cc}^{-1} \\ & + (\mathbf{B}_{1LC_i} (\mathbf{D}_{1c_i} \mathbf{D}_{4v_i} + \mathbf{D}_{3c_i}) + \mathbf{B}_{3LC_i}) \mathbf{C}_{P_{\omega_i}} \end{aligned} \quad (3.39)$$

$$\mathbf{L}_{LC-LC} = \mathbf{A}_{LC_i} + \mathbf{B}_{1LC_i} (\mathbf{D}_{1c_i} \mathbf{D}_{2v_i} + \mathbf{D}_{2c_i}) \quad (3.40)$$

$$\mathbf{T}_{cc}^{-1} = \mathbf{T}_c^{-1} [1 \quad 0 \quad 0] \quad (3.41)$$

$$\mathbf{B}_{\text{vcc}_{i_{o_i}}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{P_{i_{o_i}}} \mathbf{T}_s^{-1} \\ \mathbf{B}_{1v_i} \mathbf{D}_{P_{i_{o_i}}} \mathbf{T}_s^{-1} \\ \mathbf{B}_{1c_i} (\mathbf{D}_{1v_i} \mathbf{D}_{P_{i_{o_i}}} + \mathbf{D}_{3v_i}) \mathbf{T}_s^{-1} \\ (\mathbf{B}_{1LC_i} \mathbf{D}_{1c_i} (\mathbf{D}_{1v_i} \mathbf{D}_{P_{i_{o_i}}} + \mathbf{D}_{3v_i}) + \mathbf{B}_{2LC_i}) \mathbf{T}_s^{-1} \end{bmatrix}_{11 \times 2} \quad (3.42)$$

$$\mathbf{B}_{\text{vcc}_{P_i}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{P_{P_{ref_i}}} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{1c_i} \mathbf{D}_{4v_i} \mathbf{D}_{P_{P_{ref_{\omega_i}}}} \\ (\mathbf{B}_{1LC_i} (\mathbf{D}_{1c_i} \mathbf{D}_{4v_i} + \mathbf{D}_{3LC_i}) + \mathbf{B}_{3LC_i}) \mathbf{D}_{P_{P_{ref_{\omega_i}}}} \end{bmatrix}_{11 \times 1} \quad (3.43)$$

$$\mathbf{B}_{vcc_{ei}} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{B}_{1v_i} \mathbf{D}_{Pe_{ref_i}} \\ \mathbf{B}_{1c_i} \mathbf{D}_{1v_i} \mathbf{D}_{Pe_{ref_i}} \\ \mathbf{B}_{1Lc_i} \mathbf{D}_{1c_i} \mathbf{D}_{1v_i} \mathbf{D}_{Pe_{ref_i}} \end{bmatrix}_{11 \times 1} \quad (3.44)$$

$$\mathbf{B}_{vcc\omega_{com_i}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{P\omega_{com_i}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{11 \times 1} \quad (3.45)$$

A equação de saída do inversor é encontrada aplicando a transformação em (3.30) na variável de estado $[\Delta v_{o_{dq_i}}]$. Para isto, define-se a matriz $\mathbf{C}_{vcc_{vdq_i}}$ tal que $[\Delta v_{o_{dq_i}}] = \mathbf{C}_{vcc_{vdq_i}} [\Delta \mathbf{x}_{vcc_i}]$, e a matriz $\mathbf{C}_{vcc_{\delta dq_i}}$ tal que $[\Delta \delta_i] = \mathbf{C}_{vcc_{\delta dq_i}} [\Delta \mathbf{x}_{vcc_i}]$. Desta maneira é possível encontrar a equação (3.46):

$$[\Delta v_{o_{dq_i}}] = \mathbf{T}_{s_i} [\Delta v_{o_{dq_i}}] + \mathbf{T}_{v_i} [\Delta \delta_i] = \mathbf{C}_{vcc_i} [\Delta \mathbf{x}_{vcc_i}], \quad (3.46)$$

onde

$$\mathbf{C}_{vcc_i} = \mathbf{T}_{s_i} \mathbf{C}_{vcc_{vdq_i}} + \mathbf{T}_{v_i} \mathbf{C}_{vcc_{\delta dq_i}}. \quad (3.47)$$

3.1.6 Modelo considerando “f” inversores formadores

Constata-se, conforme modelo do inversor na equação (3.36), que cada inversor formador de rede adicionará onze variáveis de estado ao modelo em malha fechada da microrrede. Os modelos de todos os inversores formadores devem ser associados antes de modelar as interações existentes entre eles e a rede. Para isto é fundamental considerar o acoplamento que existe entre os inversores, pois a frequência do inversor tomado como referência ($\Delta \omega_{com}$) deve ser fornecida para os demais inversores para ser possível computar a diferença angular ($\Delta \delta_i$) entre as tensões (Zhu, Li e Li, 2013). Desta forma, agrupando os modelos de f inversores formadores de rede a equação de estado (3.48) é obtida.

$$[\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vcc_T}] = \mathbf{A}_{vcc_T} [\Delta \mathbf{x}_{vcc_T}] + \mathbf{B}_{vcc_{io_T}} [\Delta \mathbf{i}_{o_{dq_T}}] + \mathbf{B}_{vcc_{p_T}} [\Delta \mathbf{P}_{ref_T}] + \mathbf{B}_{vcc_{e_T}} [\Delta \mathbf{e}_{ref_T}] \quad (3.48)$$

onde $[\Delta \mathbf{x}_{vcc_T}] = [\Delta \mathbf{x}_{vcc_1}, \Delta \mathbf{x}_{vcc_2}, \Delta \mathbf{x}_{vcc_3}, \dots, \Delta \mathbf{x}_{vcc_f}]^T$. Caso o sistema de coordenadas síncronas do inversor 1 seja selecionado como o referencial global, isto é $\Delta \omega_{com} = \Delta \omega_1$, logo podem ser definidas as matrizes $\mathbf{A}_{vcc_T}$, $\mathbf{B}_{vcc_{io_T}}$, $\mathbf{B}_{vcc_{p_T}}$, e $\mathbf{B}_{vcc_{e_T}}$ de acordo com as equações (3.49)-(3.52).

$$\mathbf{A}_{\text{vccT}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{vcc1}} + \mathbf{B}_{\text{vcc}\omega_{\text{com1}}} \mathbf{C}_{\text{vcc}\omega_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{\text{vcc}\omega_{\text{com2}}} \mathbf{C}_{\text{vcc}\omega_1} & \mathbf{A}_{\text{vcc2}} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{\text{vcc}\omega_{\text{com3}}} \mathbf{C}_{\text{vcc}\omega_1} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{\text{vcc3}} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{B}_{\text{vcc}\omega_{\text{comf}}} \mathbf{C}_{\text{vcc}\omega_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{\text{vccf}} \end{bmatrix}_{11f \times 11f} \quad (3.49)$$

$$\mathbf{B}_{\text{vccioT}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{vccio1}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_{\text{vccio2}} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{\text{vccio3}} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{\text{vcciof}} \end{bmatrix}_{11f \times 2f} \quad (3.50)$$

$$\mathbf{B}_{\text{vccpT}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{vccp1}} + \mathbf{B}_{\text{vcc}\omega_{\text{com1}}} \mathbf{D}_{\text{ppref}\omega_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{\text{vcc}\omega_{\text{com2}}} \mathbf{D}_{\text{ppref}\omega_1} & \mathbf{B}_{\text{vccp2}} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{\text{vcc}\omega_{\text{com3}}} \mathbf{D}_{\text{ppref}\omega_1} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{\text{vccp3}} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{B}_{\text{vcc}\omega_{\text{comf}}} \mathbf{D}_{\text{ppref}\omega_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{B}_{\text{vccpf}} \end{bmatrix}_{11f \times f} \quad (3.51)$$

$$\mathbf{B}_{\text{vccetT}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{vccet1}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_{\text{vccet2}} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{\text{vccet3}} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{\text{vccetf}} \end{bmatrix}_{11f \times f} \quad (3.52)$$

A equação de saída da agrupação dos inversores formadores de rede é obtida associando em uma matriz diagonal a equação de saída individual de cada um dos inversores congruentemente com as equações (3.53) e (3.54).

$$[\Delta \mathbf{v}_{\text{odQT}}] = \mathbf{C}_{\text{vccT}} [\Delta \mathbf{x}_{\text{vccT}}] \quad (3.53)$$

$$\mathbf{C}_{\text{vccT}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\text{vcc1}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_{\text{vcc2}} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{\text{vcc3}} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{\text{vccf}} \end{bmatrix}_{11f \times 2f} \quad (3.54)$$

3.1.7 Modelo da rede e cargas

Neste trabalho, considera-se o efeito resistivo e indutivo das linhas de distribuição da microrrede. Considerar efeitos capacitivos é possível, porém, ao custo de adicionar mais duas variáveis de estado para cada linha. Da mesma maneira consideram-se cargas RL série unicamente.

Seja o circuito RL em coordenadas DQ apresentado na Figura 3.7, o qual representa o circuito equivalente de uma linha de distribuição genérica. Neste caso, as tensões nos nós são consideradas variáveis de entrada, as quais serão fornecidas pelo modelo do inversor. Desta maneira, a representação em espaço de estados linearizada é apresentada na equação (3.55), ou na forma simbólica em (3.56).

Figura 3.7. Circuito RL equivalente de uma linha de distribuição que liga os nós “i” e “j”.

Fonte: O Autor.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\Delta i}_{Dij} \\ \dot{\Delta i}_{Qij} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{ij}}{L_{ij}} & \omega_{eq} \\ -\omega_{eq} & -\frac{r_{ij}}{L_{ij}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{NDij} \\ \Delta i_{NQij} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & \dots & \frac{1}{L_{ij}} & 0 & \dots & -\frac{1}{L_{ij}} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{1}{L_{ij}} & \dots & 0 & -\frac{1}{L_{ij}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{oDQ1} \\ \vdots \\ \Delta v_{oDQi} \\ \vdots \\ \Delta v_{oDQj} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \overline{i_{NQij}} \\ -\overline{i_{NDij}} \end{bmatrix} [\Delta \omega_{com}] \end{aligned} \quad (3.55)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta i}_{DQij} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{net_i} \begin{bmatrix} \Delta i_{DQij} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{1net_i} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{v}_{oDQT} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{2net_i} [\Delta \omega_{com}] \quad (3.56)$$

Observa-se que a posição dos termos $1/L_{ij}$ depende dos nós que ligam a linha de distribuição, e o sinal destes termos depende do sentido da corrente que é considerado na modelagem. Além disso, caso se trate de cargas conectadas em derivação (*shunt*), cada linha da

matriz $\mathbf{B}_{1net_i}$ possuirá somente uma posição com o valor do inverso da indutância ($1/L_i$) na coluna correspondente com a barra à qual a carga se encontra conectada.

O modelo completo da rede e cargas pode ser escrito conforme a expressão (3.57). A letra m representa o número total de ramos RL (número de linhas mais o número de cargas).

$$[\Delta \dot{\mathbf{x}}_{net_T}] = \mathbf{A}_{net_T} [\Delta \mathbf{x}_{net_T}] + \mathbf{B}_{1net_T} [\Delta \mathbf{v}_{oDQT}] + \mathbf{B}_{2net_T} [\Delta \omega_{com}] \quad (3.57)$$

onde $\Delta \mathbf{x}_{net_T}$ são as variáveis de estado associadas à rede e as cargas, correspondentes com as correntes no eixo direto e em quadratura, e as matrizes $\mathbf{A}_{net_T}$, $\mathbf{B}_{1net_T}$ e $\mathbf{B}_{2net_T}$ estão dadas nas equações (3.58) a (3.60).

$$\mathbf{A}_{net_T} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{net_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{net_2} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{net_3} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{net_m} \end{bmatrix}_{2m \times 2m} \quad (3.58)$$

$$\mathbf{B}_{1net_T} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{1net_1} \\ \mathbf{B}_{1net_2} \\ \mathbf{B}_{1net_3} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{1net_m} \end{bmatrix}_{2m \times 2n} \quad (3.59)$$

$$\mathbf{B}_{2net_T} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{2net_1} \\ \mathbf{B}_{2net_2} \\ \mathbf{B}_{2net_3} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{2net_m} \end{bmatrix}_{2m \times 1} \quad (3.60)$$

A variável de saída do modelo da rede são as correntes injetadas pelos inversores. Destaca-se que estas correntes podem ser encontradas em função das correntes através das linhas e das cargas conforme a lei das correntes de *Kirchhoff*. Entretanto este cálculo depende da topologia específica da microrrede. Portanto, a equação de saída do modelo da rede pode ser escrita de acordo com:

$$[\Delta \mathbf{i}_{oDQT}] = \mathbf{C}_{net_T} [\Delta \mathbf{x}_{net_T}] \quad (3.61)$$

3.1.8 Modelo completo da microrrede

Por fim, por meio das equações (3.48), (3.53), (3.57), e (3.61), o modelo de malha fechada da microrrede em espaço de estados é encontrado por:

$$[\Delta \dot{\mathbf{x}}_{\mu g}] = \mathbf{A}_{\mu g}[\Delta \mathbf{x}_{\mu g}] + \mathbf{B}_{\mu g p}[\Delta \mathbf{P}_{\text{ref}_T}] + \mathbf{B}_{\mu g e}[\Delta \mathbf{e}_{\text{ref}_T}], \quad (3.62)$$

onde $[\Delta \mathbf{x}_{\mu g}] = [\Delta \mathbf{x}_{\text{vcc}_T}, \Delta \mathbf{x}_{\text{net}_T}]^T$, e as matrizes $\mathbf{A}_{\mu g}$, $\mathbf{B}_{\mu g p}$ e $\mathbf{B}_{\mu g e}$ estão definidas nas expressões (3.63) a (3.65).

$$\mathbf{A}_{\mu g} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{vcc}_T} & \mathbf{B}_{\text{inv}_{io}_T} \mathbf{C}_{\text{net}_T} \\ \mathbf{B}_{1\text{net}_T} \mathbf{C}_{\text{vcc}_T} + \mathbf{B}_{2\text{net}_T} \mathbf{C}_{\text{inv}_{\omega T}} & \mathbf{A}_{\text{net}_T} \end{bmatrix}_{(11f+2m) \times (11f+2m)} \quad (3.63)$$

$$\mathbf{B}_{\mu g p} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{vcc}_T} \\ \mathbf{B}_{2\text{net}_T} \mathbf{D}_{\text{ppref}_{\omega T}} \end{bmatrix}_{(11f+2m) \times (f)} \quad (3.64)$$

$$\mathbf{B}_{\mu g e} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{inv}_{eT}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}_{(11f+2m) \times (f)} \quad (3.65)$$

Constata-se que no modelo dado na equação (3.62) é possível incluir algoritmos de controle secundário, pois considera as variáveis de pequenos sinais $\Delta \mathbf{P}_{\text{ref}_T}$ e $\Delta \mathbf{e}_{\text{ref}_T}$. Por fim, a Figura 3.8 ilustra em diagrama de blocos o modelo desenvolvido.

Figura 3.8. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo MCI + DCR.

Fonte: O Autor.

3.2 Modelo Considerando Malhas Internas de Controle, Filtro LC e Dinâmica da Rede Aproximada (MCI + DAR)

Caso seja possível desconsiderar a dinâmica da rede e das cargas ou fosse encontrada uma forma de aproximar esta dinâmica, seria possível diminuir 2 estados por cada linha ou carga no modelo de malha fechada da microrrede (Δi_{DQij}). Nesta seção, um modelo de microrrede é proposto com base na aproximação de rede apresentada em (Vorobev *et al.*, 2018). Esta aproximação é estendida neste trabalho para sua representação em espaço de estados num sistema de coordenadas síncronas dq , de tal maneira a ser compatível com o modelo desenvolvido na seção anterior. Cabe destacar que o modelo apresentado a seguir é inédito na literatura.

Na Figura 3.9 constata-se a adaptação no modelo do inversor que é realizada para aproximar a dinâmica da rede. Esta aproximação consiste em realimentar para as malhas internas de controle, as variáveis de corrente desconsiderando a dinâmica da rede ($i_{oDQi}^{(0)}$), enquanto se realimentam para o controle primário as correntes que representam, de maneira aproximada, o efeito da dinâmica da rede nos modos de baixa frequência (i_{oDQsi}). Na subseção a seguir apresentam-se as bases teóricas que justificam esta manipulação.

Figura 3.9. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo MCI + DAR.

3.2.1 Aproximação da dinâmica da rede

Considerando o circuito genérico da Figura 3.7, as correntes no eixo direto e em quadratura podem ser expressas no domínio de Laplace conforme (3.66) e (3.67), respectivamente.

$$L_{ij}s I_{Dij} = (E_{Di} - E_{Dj}) - R_{ij}I_{Dij} + L_{ij}\omega_n I_{Qij}. \quad (3.66)$$

$$L_{ij}s I_{Qij} = (E_{Qi} - E_{Qj}) - R_{ij}I_{Qij} - L_{ij}\omega_n I_{Dij}. \quad (3.67)$$

Nestas expressões, observa-se que existe um acoplamento entre os eixos direto e em quadratura. Entretanto, as expressões (3.66) e (3.67) podem ser utilizadas para encontrar de forma isolada $I_{Dij}(s)$ e $I_{Qij}(s)$, obtendo-se, desta maneira, (3.68) e (3.69)

$$I_{Dij}(s) = \frac{(L_{ij}s + R_{ij})(E_{Di} - E_{Dj}) + L_{ij}\omega_n(E_{Qi} - E_{Qj})}{(L_{ij}s + R_{ij})^2 + (L_{ij}\omega_n)^2}, \quad (3.68)$$

$$I_{Qij}(s) = \frac{(L_{ij}s + R_{ij})(E_{Qi} - E_{Qj}) - L_{ij}\omega_n(E_{Di} - E_{Dj})}{(L_{ij}s + R_{ij})^2 + (L_{ij}\omega_n)^2}. \quad (3.69)$$

Utilizando as series de Taylor é possível aproximar as correntes segundo a expressão dada por:

$$I_{dij}(s) \approx I_{dij}(0) + \frac{d}{ds} I_{dij}(0)(s - 0). \quad (3.70)$$

De acordo com o segundo termo da expressão (3.70), é necessário calcular as derivadas em relação à variável “s” das expressões (3.68) e (3.69). Os termos de ambas as derivadas são idênticos, porém com sinais opostos. Desta maneira definem-se os termos $G_{dij}(s)$ e $B_{dij}(s)$ em consonância com as equações (3.71) e (3.72), respectivamente.

$$G_{dij}(s) = \frac{L_{ij} \left((L_{ij}s + R_{ij})^2 - (L_{ij}\omega_n)^2 \right)}{\left((L_{ij}s + R_{ij})^2 + (L_{ij}\omega_n)^2 \right)^2}, \quad (3.71)$$

$$B_{dij}(s) = \frac{2L_{ij}^2\omega_n(L_{ij}s + R_{ij})}{\left((L_{ij}s + R_{ij})^2 + (L_{ij}\omega_n)^2 \right)^2}. \quad (3.72)$$

Assim, levando em consideração as expressões (3.70)-(3.72), as correntes aproximadas no eixo direto e no eixo em quadratura estão dadas no domínio do tempo por (3.73) e (3.74), respectivamente.

$$i_{Dij}(t) \approx i_{Dsij} = i_{Dij}^{(0)} - G_{dij}(\dot{e}_{Di} - \dot{e}_{Dj}) - B_{dij}(\dot{e}_{Qi} - \dot{e}_{Qj}), \quad (3.73)$$

$$i_{Qij}(t) \approx i_{Qsij} = i_{Qij}^{(0)} + B_{dij}(\dot{e}_{Di} - \dot{e}_{Dj}) - G_{dij}(\dot{e}_{Qi} - \dot{e}_{Qj}), \quad (3.74)$$

onde a condutância transitória (G_{dij}) e a susceptância transitória (B_{dij}) correspondem aos valores de $G_{dij}(s)$ e $B_{dij}(s)$, quando $s = 0$, e estão definidas em (3.75) e (3.76); $i_{Dij}^{(0)}$ e $i_{Qij}^{(0)}$ são as correntes de regime permanente dadas por (3.77) e (3.78), e que podem ser encontradas substituindo $s = 0$ nas expressões (3.68) e (3.69).

$$G_{dij} = \frac{L_{ij} \left(R_{ij}^2 - (L_{ij} \omega_n)^2 \right)}{\left(R_{ij}^2 + (L_{ij} \omega_n)^2 \right)^2}, \quad (3.75)$$

$$B_{dij} = \frac{2R_{ij}L_{ij}^2\omega_n}{\left(R_{ij}^2 + (L_{ij} \omega_n)^2 \right)^2}, \quad (3.76)$$

$$i_{Dij}^{(0)} = \frac{R_{ij}(E_{Di} - E_{Dj}) + L_{ij}\omega_n(E_{Qi} - E_{Qj})}{R_{ij}^2 + (L_{ij}\omega_n)^2}, \quad (3.77)$$

$$i_{Qij}^{(0)} = \frac{R_{ij}(E_{Qi} - E_{Qj}) - L_{ij}\omega_n(E_{Di} - E_{Dj})}{R_{ij}^2 + (L_{ij}\omega_n)^2}. \quad (3.78)$$

Em relação ao desenvolvimento matemático anterior, destaca-se que com o objetivo de capturar a influência da dinâmica da rede nos polos dominantes da microrrede, a aproximação em series de Taylor foi realizada em torno de $s = 0$, como pode ser constatado na expressão (3.70). Por esse motivo, adicionou-se o sub índice “s” nas correntes aproximadas, referindo-se ao fato destas terem sido aproximadas para representar os modos lentos (*slow*).

Adicionalmente, é importante destacar que a aproximação das correntes dada por (i_{DQsij}) depende tanto das tensões nos barramentos, bem como de suas derivadas. Desta forma, a dinâmica da rede pode ser aproximada sem a necessidade de adicionar novas variáveis de estado. Também é importante perceber que tanto G_{dij} quanto B_{dij} existem somente quando os valores de indutância da linha de distribuição e/ou carga são diferentes de zero. Isto é devido ao fato de não existir transitório eletromagnético na referida condição, pois a constante de tempo do circuito RL série é dada por $\tau = L/R$.

Assim, generalizando o desenvolvimento matemático anterior, as correntes injetadas nos nós podem ser calculadas adicionando as correntes de regime permanente e as correntes

transitórias. Para o cálculo das correntes de regime permanente, utiliza-se a matriz de admitâncias ($\mathbf{Y}_s$). De forma similar, de acordo com as equações (3.73)-(3.76) é possível construir a matriz transitória de admitâncias ($\mathbf{Y}_{dr}$) de tal forma que a corrente injetada nos nós pode ser expressa em termos do sistema matricial descrito pela equação (3.79):

$$\left[\Delta i_{o_{DQsT}} \right] = \underbrace{\mathbf{Y}_s [\Delta \mathbf{e}_{DQ_T}]}_{[i_{DQij}^{(0)}]} + \mathbf{Y}_{dr} [\Delta \dot{\mathbf{e}}_{DQ_T}]. \quad (3.79)$$

Neste modelo em particular, as tensões nos barramentos ($\Delta \mathbf{e}_{DQ}$) correspondem às tensões nos capacitores do filtro LC dos inversores formadores de rede. Portanto, pode-se rescrever (3.79) conforme:

$$\left[\Delta i_{o_{DQsT}} \right] = \mathbf{Y}_s \left[\Delta v_{o_{DQ_T}} \right] + \mathbf{Y}_{dr} \left[\Delta \dot{v}_{o_{DQ_T}} \right]. \quad (3.80)$$

Na Figura 3.10 apresenta-se uma comparação, para diferentes relações dos diagramas de Bode obtidos considerando a dinâmica da rede completa (equações (3.71) e (3.72)), a aproximação da rede proposta na equação (3.79) e a rede sem dinâmica (equações (3.77) e (3.78)). Verifica-se que a rede com comportamento RL tende a atenuar as componentes de alta frequência, entretanto, ambas as aproximações falham ao representar este comportamento. Particularmente na aproximação proposta, isto acontece devido ao fato da aproximação em séries de Taylor ser realizada entorno de $s = 0$, isto é, baixas frequências. O comportamento de amplificação das altas frequências desta aproximação, pode ser explicado ao rescrever a equação (3.79) no domínio de Laplace conforme (3.81). Desta forma, observa-se um termo derivativo que justifica o referido comportamento.

$$\left[\Delta \mathbf{i}_{o_{DQsT}} \right] = (\mathbf{Y}_s + \mathbf{Y}_{dr}s) \left[\Delta \mathbf{v}_{o_{DQ_T}} \right]. \quad (3.81)$$

Por outro lado, no modelo completo da rede observa-se que existe uma frequência de ressonância, a qual é mais significativa quando a relação X_{net}/R_{net} é alta (Figura 3.10(a) e (b)) e especialmente apreciável na condutância. Entretanto, à medida que a relação X_{net}/R_{net} diminui, a ressonância possui um maior amortecimento em decorrência do aumento do predomínio resistivo (Figura 3.10(c) e (d)). Observa-se que nesta faixa de frequências a aproximação proposta se comporta de maneira mais fiel ao modelo completo, especialmente no caso da condutância. Porém, quando é desconsiderada a dinâmica, a ressonância não consegue ser modelada. Os efeitos de tais considerações no comportamento dinâmico global da microrrede serão estudados no capítulo seguinte.

Figura 3.10. Diagramas de Bode das funções de transferência de condutância e susceptância completa, aproximada e estática para diferentes relações X_{net}/R_{net} com indutância constante. (a) Condutância para $X_{net}/R_{net} = 5$. (b) Susceptância para $X_{net}/R_{net} = 5$. (c) Condutância para $X_{net}/R_{net} = 1$. (d) Susceptância para $X_{net}/R_{net} = 1$.

Fonte: O Autor.

3.2.2 Modelo adaptado do inversor formador

De acordo com a Figura 3.9, as correntes de entrada para o modelo do inversor (Δi_{oDQ_i}) são divididas em duas: as correntes em regime permanente ($i_{DQij}^{(0)}$) e as correntes transitórias que aproximam a dinâmica da rede (Δi_{oDQSi}). Justifica-se a necessidade de realizar, desta maneira, o processo de aproximação, pois como foi evidenciado anteriormente, as correntes com a dinâmica aproximada não representam de forma adequada a rede em altas frequências. Desta forma, deve se procurar que estas correntes interajam exclusivamente com os modos de baixa frequência do modelo, ou seja, os estados associados ao controle primário. Sendo assim,

as correntes $i_{DQij}^{(0)}$ são utilizadas para serem realimentadas nas malhas de controle de tensão e de corrente.

Portanto, torna-se necessário dividir em dois a matriz $\mathbf{B}_{vcc_{io_i}}$ na equação (3.36), obtendo como resultado a expressão dada por (3.82).

$$\begin{aligned} [\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vcc_i}] = & \mathbf{A}_{vcc_i} [\Delta \mathbf{x}_{vcc_i}] + \mathbf{B}_{vcc_{ios_i}} [\Delta i_{oDQs_i}] + \mathbf{B}_{vcc_{iof_i}} [\Delta i_{oDQ_i}^{(0)}] + \mathbf{B}_{vcc_{p_i}} [\Delta P_{ref_i}] \\ & + \mathbf{B}_{vcc_{e_i}} [\Delta e_{ref_i}] + \mathbf{B}_{vcc_{\omega_{com_i}}} [\Delta \omega_{com_i}], \end{aligned} \quad (3.82)$$

onde $\mathbf{B}_{vcc_{ios_i}}$ e $\mathbf{B}_{vcc_{iof_i}}$ estão dadas por (3.83) e (3.84), respectivamente.

$$\mathbf{B}_{vcc_{ios_i}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{p_{io_i}} \mathbf{T}_s^{-1} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}_{11 \times 2} \quad (3.83)$$

$$\mathbf{B}_{vcc_{iof_i}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{1v_i} \mathbf{D}_{p_{io_i}} \mathbf{T}_s^{-1} \\ \mathbf{B}_{1c_i} (\mathbf{D}_{1v_i} \mathbf{D}_{p_{io_i}} + \mathbf{D}_{3v_i}) \mathbf{T}_s^{-1} \\ (\mathbf{B}_{1LC_i} \mathbf{D}_{1c_i} (\mathbf{D}_{1v_i} \mathbf{D}_{p_{io_i}} + \mathbf{D}_{3v_i}) + \mathbf{B}_{2LC_i}) \mathbf{T}_s^{-1} \end{bmatrix}_{11 \times 2} \quad (3.84)$$

De forma similar, o agrupamento de múltiplos inversores formadores é realizado através de um procedimento análogo realizado para o modelo completo, sendo encontrada a equação (3.85):

$$\begin{aligned} [\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vcc_T}] = & \mathbf{A}_{vcc_T} [\Delta \mathbf{x}_{vcc_T}] + \mathbf{B}_{vcc_{ios_T}} [\Delta \mathbf{i}_{oDQs_T}] + \mathbf{B}_{vcc_{iof_T}} [\Delta \mathbf{i}_{oDQ_T}^{(0)}] + \mathbf{B}_{vcc_{p_T}} [\Delta \mathbf{P}_{ref_T}] \\ & + \mathbf{B}_{vcc_{e_T}} [\Delta \mathbf{e}_{ref_T}], \end{aligned} \quad (3.85)$$

onde $[\Delta \mathbf{x}_{vcc_T}] = [\Delta \mathbf{x}_{vcc_1}, \Delta \mathbf{x}_{vcc_2}, \Delta \mathbf{x}_{vcc_3}, \dots, \Delta \mathbf{x}_{vcc_n}]^T$, $\mathbf{B}_{vcc_{ios_T}}$ e $\mathbf{B}_{vcc_{iof_T}}$ são formadas de forma análoga a $\mathbf{B}_{inv_{io_T}}$ em (3.50), e as demais matrizes permanecem as mesmas conforme definido anteriormente.

3.2.3 Modelo completo da microrrede

Combinando as equações (3.53) e (3.80) são obtidas as correntes aproximadas injetadas pelos inversores formadores de rede em função das variáveis de estado, conforme:

$$\left[\Delta \mathbf{i}_{\text{odQs}_T} \right] = \mathbf{Y}_s \mathbf{C}_{\text{inv}_T} \left[\Delta \mathbf{x}_{\text{vcc}_T} \right] + \mathbf{Y}_{\text{dr}} \mathbf{C}_{\text{inv}_T} \left[\Delta \dot{\mathbf{x}}_{\text{vcc}_T} \right]. \quad (3.86)$$

De forma similar a solução das correntes em regime permanente pode ser escrita de acordo com a expressão em:

$$\left[i_{\text{DQij}_T}^{(0)} \right] = \mathbf{Y}_s \mathbf{C}_{\text{inv}_T} \left[\Delta \mathbf{x}_{\text{vcc}_T} \right]. \quad (3.87)$$

Substituindo (3.86) e (3.87) em (3.85) o modelo da microrrede considerando as malhas de controle internas e com a dinâmica aproximada da rede é encontrado em consonância com a expressão:

$$\begin{aligned} \left[\Delta \dot{\mathbf{x}}_{\text{vcc}_T} \right] = & \mathbf{T}_{\text{id}} \left[\left(\mathbf{A}_{\text{vcc}_T} + \left(\mathbf{B}_{\text{vccios}_T} + \mathbf{B}_{\text{vcciof}_T} \right) \mathbf{Y}_s \mathbf{C}_{\text{vcc}_T} \right) \left[\Delta \mathbf{x}_{\text{vcc}_T} \right] + \mathbf{B}_{\text{vccp}_T} \left[\Delta \mathbf{P}_{\text{ref}_T} \right] \right. \\ & \left. + \mathbf{B}_{\text{vcc}_T} \left[\Delta \mathbf{e}_{\text{ref}_T} \right] \right], \end{aligned} \quad (3.88)$$

onde $\mathbf{T}_{\text{id}}$ está dado por (3.89), e $\mathbf{I}$ é a matriz identidade de dimensões apropriadas.

$$\mathbf{T}_{\text{id}} = \left(\mathbf{I} - \mathbf{B}_{\text{invios}_T} \mathbf{Y}_{\text{dr}} \mathbf{C}_{\text{inv}_T} \right)^{-1}. \quad (3.89)$$

3.3 Modelo Considerando Malhas Internas de Controle, Filtro LC e Desconsiderando a dinâmica da rede (MCI + DDR)

O modelo de microrrede considerando as malhas de controle internas e desconsiderando a dinâmica da rede (MCI + DDR) é apresentado nesta subseção. Um modelo similar foi tratado por (Luo e Dhople, 2014). Posteriormente, utilizando a técnica de perturbações singulares foram obtidos vários modelos aproximados de menor ordem. Representar a rede desconsiderando sua dinâmica facilitou, no trabalho anteriormente mencionado, a aplicação da redução de *Kron*. Desta forma, foi possível encontrar uma rede equivalente reduzida, na qual eram eliminados os nós onde não havia presença de inversores formadores de rede. A redução de *Kron* original é uma técnica que é possível aplicar em análises em regime permanente, pois parte de uma análise fasorial (Ward, 1949). Desta forma, não há garantia de que a rede equivalente encontrada através desta técnica possua o mesmo comportamento dinâmico que a rede original. Neste sentido, vários esforços por estender esta técnica têm sido apresentados na literatura (Caliskan e Tabuada, 2014; Dorfler e Bullo, 2013; Verriest e Willems, 2010). Particularmente, neste trabalho a redução de *Kron* será empregada para aproximar os efeitos da impedância virtual nos modelos que consideram o inversor como uma fonte ideal de tensão.

Na Figura 3.11 apresenta-se o diagrama de blocos do modelo do inversor para este caso. Observa-se que nesta ocasião o modelo do inversor permanece idêntico ao apresentado no modelo completo na seção 3.1.5. Por outra parte, a rede é representada somente com o comportamento em regime permanente, conforme a expressão (3.87). Desta forma, utilizando (3.48) e (3.87), o modelo da microrrede MCI + DDR é encontrado em (3.90).

$$[\Delta \dot{\mathbf{x}}_{\text{vcc}_T}] = (\mathbf{A}_{\text{vcc}_T} + \mathbf{B}_{\text{vcc}_{io}_T} \mathbf{Y}_s \mathbf{C}_{\text{vcc}_T}) [\Delta \mathbf{x}_{\text{vcc}_T}] + \mathbf{B}_{\text{vcc}_{p}_T} [\Delta \mathbf{P}_{\text{ref}_T}] + \mathbf{B}_{\text{vcc}_{e}_T} [\Delta \mathbf{e}_{\text{ref}_T}]. \quad (3.90)$$

Figura 3.11. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo MCI + DDR.

Fonte: O Autor.

3.4 Modelo Considerando Inversores como Fontes Ideais de Tensão e Dinâmica da Rede Completa (FIT + DCR)

A partir desta subseção, serão apresentados modelos que desconsideram as malhas de controle internas do inversor. Desta forma, assume-se que o inversor consegue rastrear de forma ideal a referência de tensão fornecida pelo controle *droop*, o qual equivale a supor um controlador com largura de banda infinita. Desta forma, utiliza-se a técnica de modelagem do inversor apresentada por (Coelho *et al.*, 2016; Coelho, Cortizo e Garcia, 2002). Um modelo similar ao apresentado nesta subseção, porém aplicado ao estudo do controle *droop* para redes resistivas foi apresentado por (Correa, Mezaroba e Azevedo, 2017). A continuação apresenta-se uma breve revisão do modelo de inversor como fonte ideal de tensão que será utilizado neste trabalho.

3.4.1 Modelo do inversor formador como fonte ideal de tensão (FIT)

A principal diferença neste modelo de inversor consiste em que as equações de *droop* devem ser modeladas no sistema de coordenadas síncronas global. Desta maneira, as equações do controle *droop* estão dadas por (3.91) e (3.92).

$$\omega_i^* = \omega_{nl} - k_{p_i} (P_{AV_i} - P_{ref_i}), \quad (3.91)$$

$$E_i^* = E_n - k_{q_i} Q_{AV_i} + e_{ref_i}. \quad (3.92)$$

Observa-se que diferentemente da equação (3.2), em (3.92) não se assume que a tensão do inversor está alinhada ou orientada completamente no eixo direto do sistema síncrono de coordenadas dq . Isto, devido ao fato de não serem necessários sistemas locais de coordenadas para incluir as malhas de controle internas. As potências médias P_{AV_i} e Q_{AV_i} , são calculadas de acordo com as expressões (3.93) e (3.94):

$$P_{AV_i} = \frac{\omega_{f_i}}{s + \omega_{f_i}} p_i, \quad (3.93)$$

$$Q_{AV_i} = \frac{\omega_{f_i}}{s + \omega_{f_i}} q_i, \quad (3.94)$$

onde p_i e q_i são as potências instantâneas dadas pelas equações (3.95) e (3.96), e ω_{f_i} corresponde à frequência de corte do filtro passa baixas.

$$p_i = i_{oD_i} v_{oD_i} + i_{oQ_i} v_{oQ_i} = i_{oD_i} v_{oD_i} + i_{oQ_i} v_{oQ_i}. \quad (3.95)$$

$$q_i = -i_{oQ_i} v_{oD_i} + i_{oD_i} v_{oQ_i} = -i_{oQ_i} v_{oD_i} + i_{oD_i} v_{oQ_i}. \quad (3.96)$$

A tensão de cada inversor pode ser expressa num sistema síncrono de coordenadas DQ congruente com as equações (3.97)-(3.99).

$$E_i = e_{D_i} + j e_{Q_i} = E_i \cos(\delta_i) + j E_i \sin(\delta_i). \quad (3.97)$$

$$\delta_i = \arctan\left(\frac{e_{Q_i}}{e_{D_i}}\right). \quad (3.98)$$

$$|E_i| = \sqrt{e_{D_i}^2 + e_{Q_i}^2}. \quad (3.99)$$

Desta maneira, como detalhado em (Coelho *et al.*, 2016; Coelho, Cortizo e Garcia, 2002) o modelo individual do inversor formador de rede pode ser obtido conforme (3.100):

$$\begin{aligned}
\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \dot{\omega}_i \\ \Delta \dot{e}_{D_i} \\ \Delta \dot{e}_{Q_i} \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{\mathbf{X}}_{si}} &= \mathbf{M}_i \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \omega_i \\ \Delta e_{D_i} \\ \Delta e_{Q_i} \end{bmatrix}}_{\Delta \mathbf{X}_{si}} + \mathbf{B}_{si} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta p_i \\ \Delta q_i \end{bmatrix}}_{\Delta \mathbf{s}_i} + \mathbf{B}_{rp_i} [\Delta \mathbf{P}_{ref_i}] + \mathbf{B}_{dp_i} [\Delta \dot{\mathbf{P}}_{ref_i}] + \mathbf{B}_{re_i} [\Delta e_{ref_i}] \\
&\quad + \mathbf{B}_{de_i} [\Delta \dot{e}_{ref_i}],
\end{aligned} \tag{3.100}$$

onde $\mathbf{M}_i$, $\mathbf{B}_{si}$, $\mathbf{B}_{rp_i}$, $\mathbf{B}_{dp_i}$, $\mathbf{B}_{re_i}$ e $\mathbf{B}_{de_i}$ são definidas nas expressões (3.101) - (3.106); os parâmetros m_{d_i} , m_{q_i} , n_{d_i} e n_{q_i} são dados pelas expressões (3.107)-(3.110), onde $\overline{e_{D_i}}$, e $\overline{e_{Q_i}}$ correspondem aos valores de tensão de eixo direto e em quadratura do ponto de equilíbrio ao redor do qual o modelo é linearizado.

$$\mathbf{M}_i = \begin{bmatrix} \frac{-\omega_{f_i}}{n_{q_i}} & 0 & 0 \\ \frac{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}}{n_{d_i}} & \frac{n_{d_i}m_{q_i}\omega_{f_i}}{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}} & \frac{n_{q_i}m_{q_i}\omega_{f_i}}{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}} \\ -\frac{n_{d_i}}{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}} & -\frac{n_{d_i}m_{d_i}\omega_{f_i}}{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}} & -\frac{n_{q_i}m_{d_i}\omega_{f_i}}{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}} \end{bmatrix}. \tag{3.101}$$

$$\mathbf{B}_{si} = \begin{bmatrix} -k_{p_i}\omega_{f_i} & 0 \\ 0 & \frac{k_{q_i}m_{q_i}\omega_{f_i}}{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}} \\ 0 & -\frac{k_{q_i}m_{d_i}\omega_{f_i}}{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}} \end{bmatrix}, \tag{3.102}$$

$$\mathbf{B}_{rp_i} = \begin{bmatrix} k_{p_i}\omega_{f_i} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{3.103}$$

$$\mathbf{B}_{dp_i} = \begin{bmatrix} k_{p_i} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{3.104}$$

$$\mathbf{B}_{re_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{m_{q_i}\omega_{f_i}}{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}} \\ \frac{m_{d_i}\omega_{f_i}}{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}} \end{bmatrix}, \tag{3.105}$$

$$\mathbf{B}_{de_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{m_{q_i}}{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}} \\ \frac{m_{d_i}}{m_{d_i}n_{q_i} - m_{q_i}n_{d_i}} \end{bmatrix}, \tag{3.106}$$

$$m_{d_i} = \frac{\partial \delta_i}{\partial e_{D_i}} = \frac{-\overline{e_{Q_i}}}{\overline{e_{D_i}}^2 + \overline{e_{Q_i}}^2}. \quad (3.107)$$

$$m_{q_i} = \frac{\partial \delta_i}{\partial e_{Q_i}} = \frac{\overline{e_{D_i}}}{\overline{e_{D_i}}^2 + \overline{e_{Q_i}}^2}. \quad (3.108)$$

$$n_{d_i} = \frac{\partial E_i}{\partial e_{D_i}} = \frac{\overline{e_{D_i}}}{\sqrt{\overline{e_{D_i}}^2 + \overline{e_{Q_i}}^2}}. \quad (3.109)$$

$$n_{q_i} = \frac{\partial E_i}{\partial e_{Q_i}} = \frac{\overline{e_{Q_i}}}{\sqrt{\overline{e_{D_i}}^2 + \overline{e_{Q_i}}^2}}. \quad (3.110)$$

Diferentemente do proposto em alguns trabalhos prévios, onde se sugere incluir a impedância virtual no modelo da rede (Coelho *et al.*, 2016; Rey *et al.*, 2017; Vorobev *et al.*, 2018), usando técnicas como a redução de Kron, neste trabalho, a impedância virtual é tratada dentro do modelo do inversor formador de rede alterando sua equação de saída como segue:

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{o_{D_i}} \\ \Delta v_{o_{Q_i}} \end{bmatrix} = \mathbf{I}_{2 \times 2} \begin{bmatrix} \Delta e_{D_i} \\ \Delta e_{Q_i} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -R_v & \omega_{nl} L_v \\ -\omega_{nl} L_v & -R_v \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{\mathbf{io}_i}} \begin{bmatrix} \Delta i_{o_{D_i}} \\ \Delta i_{o_{Q_i}} \end{bmatrix}, \quad (3.111)$$

onde R_v e L_v representam a resistência e a indutância virtual, respectivamente.

Ressalta-se que $\mathbf{D}_{\mathbf{io}_i}$ em (3.111) é a matriz que representa o efeito da impedância virtual. Adicionalmente, é importante perceber que as variáveis $e_{D_{Q_i}}$ fazem parte das variáveis de estado do modelo, e fazem referência às tensões internas do inversor formador, sem considerar a queda virtual de tensão na impedância virtual. Por outra parte, as variáveis $v_{o_{D_{Q_i}}}$ não fazem parte das variáveis de estado e denotam as tensões nos terminais do inversor formador de rede. As implicações e vantagens desta representação serão apontadas posteriormente, quando os modelos forem validados e estudados em detalhe.

A equação de estado resultante da junção dos modelos de “f” inversores formadores pode ser escrita de acordo com a expressão (3.112)

$$\begin{aligned} [\Delta \dot{\mathbf{X}}_{s_T}] &= \mathbf{M}_T [\Delta \mathbf{X}_{s_T}] + \mathbf{B}_{s_T} [\Delta \mathbf{s}_T] + \mathbf{B}_{rp_T} [\Delta \mathbf{P}_{ref_T}] + \mathbf{B}_{dp_T} [\Delta \dot{\mathbf{P}}_{ref_T}] + \mathbf{B}_{re_T} [\Delta \mathbf{e}_{ref_T}] \\ &\quad + \mathbf{B}_{de_T} [\Delta \dot{\mathbf{e}}_{ref_T}], \end{aligned} \quad (3.112)$$

onde $[\Delta \dot{\mathbf{X}}_{s_T}] = [\Delta \mathbf{X}_{s1}, \Delta \mathbf{X}_{s2}, \dots, \Delta \mathbf{X}_{sf}]$, e as matrizes agregadas $\mathbf{M}_T$, $\mathbf{B}_{s_T}$, $\mathbf{B}_{rp_T}$, $\mathbf{B}_{dp_T}$, $\mathbf{B}_{re_T}$ e $\mathbf{B}_{de_T}$ estão expressadas nas equações (3.113)-(3.118).

$$\mathbf{M}_T = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{M}_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{M}_f \end{bmatrix}_{3f \times 3f} . \quad (3.113)$$

$$\mathbf{B}_{sT} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{s1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{B}_{s2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{B}_{sf} \end{bmatrix}_{3f \times 2f} . \quad (3.114)$$

$$\mathbf{B}_{rpT} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{rp1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{B}_{rp2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{B}_{rpf} \end{bmatrix}_{3f \times f} . \quad (3.115)$$

$$\mathbf{B}_{dpT} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{dp1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{B}_{dp2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{B}_{dpf} \end{bmatrix}_{3f \times f} . \quad (3.116)$$

$$\mathbf{B}_{reT} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{re1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{B}_{re2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{B}_{ref} \end{bmatrix}_{3f \times f} . \quad (3.117)$$

$$\mathbf{B}_{deT} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{de1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{B}_{de2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{B}_{def} \end{bmatrix}_{3f \times f} . \quad (3.118)$$

Por sua parte, a equação de saída pode ser escrita como segue:

$$\Delta \mathbf{v}_{oDQT} = \mathbf{I}_{2n \times 2n} [\Delta \mathbf{e}_{DQT}] + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{D}_{io1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{D}_{io2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{D}_{iof} \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{ioT}}_{3f \times 3f} [\Delta \mathbf{i}_{oDQT}]. \quad (3.119)$$

3.4.2 Modelo da microrrede

Nos modelos que consideram as malhas internas de tensão e corrente, o modelo de malha fechada da microrrede era obtido através das correntes de saída dos inversores calculadas nos modelos da rede. Entretanto, no caso dos modelos que consideram o inversor formador como uma fonte ideal de tensão, o modelo de malha fechada da microrrede é obtido através da

potência injetada pelos inversores. Consequentemente, as equações (3.95) e (3.96) podem ser linearizadas e expressas de forma matricial segundo (3.120):

$$[\Delta s_i] = \mathbf{E}_{s_i} [\Delta i_{oDQ_i}] + \mathbf{I}_{s_i} [\Delta v_{oDQ_i}], \quad (3.120)$$

onde $\mathbf{E}_{s_i}$ e $\mathbf{I}_{s_i}$ são as matrizes definidas em (3.121) e (3.122) que contém os valores de tensão e corrente do inversor ao redor dos quais é linearizado o modelo.

$$\mathbf{E}_{s_i} = \begin{bmatrix} \overline{v_{oD_i}} & \overline{v_{oQ_i}} \\ \overline{v_{oQ_i}} & -\overline{v_{oD_i}} \end{bmatrix}, \quad (3.121)$$

$$\mathbf{I}_{s_i} = \begin{bmatrix} \overline{i_{D_i}} & \overline{i_{Q_i}} \\ -\overline{i_{Q_i}} & \overline{i_{D_i}} \end{bmatrix}. \quad (3.122)$$

As potências injetadas pelos f inversores formadores da microrrede podem ser obtidas e agrupadas conforme:

$$[\Delta \mathbf{s}_T] = \mathbf{E}_{s_T} [\Delta \mathbf{i}_{oDQ_T}] + \mathbf{I}_{s_T} [\Delta \mathbf{v}_{oDQ_T}], \quad (3.123)$$

onde $\mathbf{E}_{s_T} = \text{diag}(\mathbf{E}_{s_1}, \mathbf{E}_{s_2}, \dots, \mathbf{E}_{s_n})$ e $\mathbf{I}_{s_T} = \text{diag}(\mathbf{I}_{s_1}, \mathbf{I}_{s_2}, \dots, \mathbf{I}_{s_n})$

Definindo a matriz $\mathbf{k}_e$ de forma que $[\Delta \mathbf{e}_{DQ_T}] = \mathbf{k}_e [\Delta \mathbf{x}_{s_T}]$, considerando (3.112), bem como a equação (3.61) do modelo de rede apresentado na seção 3.1.7, e substituindo estas expressões em (3.123) obtém-se (3.124) como segue:

$$[\Delta \mathbf{s}_T] = \underbrace{(\mathbf{E}_{s_T} + \mathbf{I}_{s_T} \mathbf{D}_{io_T})}_{\mathbf{E}_{ZV_T}} \mathbf{C}_{\text{net}_T} [\Delta \mathbf{x}_{\text{net}_T}] + \mathbf{I}_{s_T} \mathbf{k}_e [\Delta \mathbf{x}_{s_T}]. \quad (3.124)$$

Das equações (3.57), (3.112) e (3.124) obtém-se:

$$\begin{aligned} [\Delta \dot{\mathbf{x}}_{\mu g}] &= \mathbf{A}_{\mu g} [\Delta \mathbf{x}_{\mu g}] + \mathbf{B}_{rp_{\mu g}} [\Delta \mathbf{p}_{\text{ref}_T}] + \mathbf{B}_{dp_{\mu g}} [\Delta \dot{\mathbf{p}}_{\text{ref}_T}] + \mathbf{B}_{re_{\mu g}} [\Delta \mathbf{e}_{\text{ref}_T}] \\ &\quad + \mathbf{B}_{de_{\mu g}} [\Delta \dot{\mathbf{e}}_{\text{ref}_T}], \end{aligned} \quad (3.125)$$

onde $[\Delta \mathbf{x}_{\mu g}] = [\Delta \mathbf{x}_{s_T}, \Delta \mathbf{x}_{\text{net}_T}]^T$, $\mathbf{B}_{rp_{\mu g}} = [\mathbf{B}_{rp_T}, \mathbf{0}]^T$, $\mathbf{B}_{dp_{\mu g}} = [\mathbf{B}_{dp_T}, \mathbf{0}]^T$, $\mathbf{B}_{re_{\mu g}} = [\mathbf{B}_{re_T}, \mathbf{0}]^T$, $\mathbf{B}_{de_{\mu g}} = [\mathbf{B}_{de_T}, \mathbf{0}]^T$, e $\mathbf{A}_{\mu g}$ é dada por (3.126):

$$\mathbf{A}_{\mu g} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_T + \mathbf{B}_{s_T} \mathbf{I}_{s_T} \mathbf{k}_e & \mathbf{B}_{s_T} \mathbf{E}_{ZV_T} \mathbf{C}_{\text{net}_T} \\ \mathbf{B}_{1\text{net}_T} \mathbf{k}_e + \mathbf{B}_{2\text{net}_T} \mathbf{k}_{\omega_{com}} & \mathbf{A}_{\text{net}_T} + \mathbf{B}_{1\text{net}_T} \mathbf{D}_{io_T} \mathbf{C}_{\text{net}_T} \end{bmatrix}_{3f+2m \times 3f+2m}, \quad (3.126)$$

onde $\mathbf{k}_{\omega_{com}}$ define-se de forma tal que $[\Delta \omega_{com}] = \mathbf{k}_{\omega_{com}} [\Delta \mathbf{x}_{s_T}]$.

A Figura 3.12 apresenta o diagrama em blocos que sumariza a representação do inversor e da rede considerada no modelo abordado nesta seção. Verifica-se que nas estratégias que representam o inversor como uma fonte ideal de tensão, de modo geral são adicionadas três variáveis de estado por cada inversor

Figura 3.12. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo FIT + DCR.

Fonte: O Autor.

3.5 Modelo Considerando Fontes de Tensão Ideais e Dinâmica da Rede Aproximada (FIT + DAR)

Nesta seção é estendido o modelo apresentado por (Vorobev *et al.*, 2018). No trabalho original o modelo da microrrede é representado por uma equação diferencial de primeira ordem e uma outra de segunda ordem e não se considera o sistema de coordenadas síncrono. No presente trabalho, se estende o dito modelo para uma representação em espaço de estados no sistema de coordenadas síncrono DQ . Esta representação adiciona praticidade e escalabilidade ao modelo tanto para representar microrredes de maior porte quanto para adicionar outras camadas do controle hierárquico de forma simples. Além disso, facilita-se a representação da impedância virtual, pois para calcular a queda virtual de tensão, normalmente são necessárias as componentes nos eixos D e Q .

Este modelo pode ser representado pelo mesmo diagrama em blocos apresentado na Figura 3.13, com a diferença que as correntes utilizadas no bloco do cálculo da potência serão as correntes i_{oDQs_i} determinadas a partir da aproximação da dinâmica da rede discutida na seção 3.2.1.

Figura 3.13. Diagrama esquemático ilustrando as variáveis de estado, entrada e saída de cada bloco do modelo do inversor no modelo FIT + DAR.

Fonte: O Autor.

Desta forma, dentro das considerações feitas por esta modelagem, as correntes injetadas por cada inversor formador podem ser encontradas substituindo as tensões de saída calculadas em (3.119) na equação (3.80), o qual resulta em:

$$\left[\Delta \mathbf{i}_{oDQT} \right] = \mathbf{T}_{YZ_v} \mathbf{Y}_s \left[\Delta \mathbf{e}_{DQT} \right] + \mathbf{T}_{YZ_v} \mathbf{Y}_{dr} \left[\Delta \mathbf{e}_{DQT} \right] + \underbrace{\mathbf{T}_{YZ_v} \mathbf{Y}_{dr} \mathbf{D}_{ioT} \left[\Delta \mathbf{i}_{oDQT} \right]}_{\text{termo desconsiderado}}, \quad (3.127)$$

Onde $\mathbf{T}_{YZ_v}$ inclui o efeito da impedância virtual e é definida como:

$$\mathbf{T}_{YZ_v} = (\mathbf{I}_{2n \times 2n} - \mathbf{Y}_s \mathbf{D}_{ioT})^{-1}. \quad (3.128)$$

Observa-se em (3.127) que os cálculos das correntes injetadas pelos inversores formadores dependem de suas próprias derivadas. Para evitar inserir novas variáveis de estado, que é justamente o objetivo de representar de forma aproximada a dinâmica da rede, o último termo de (3.127) é desconsiderado. Ressalta-se ainda que dito termo somente afeta o período transitório.

Consequentemente, neste modelo, a potência injetada pelos inversores formadores de rede pode ser aproximada substituindo a tensão de saída em (3.119) e a corrente de saída em (3.127) na equação (3.123), o que resulta em:

$$\left[\Delta \mathbf{s}_T \right] = (\mathbf{I}_{sT} + \mathbf{E}_{zvT2} \mathbf{Y}_s) \mathbf{k}_e \left[\Delta \mathbf{X}_{sT} \right] + \mathbf{E}_{zvT2} \mathbf{Y}_{dr} \mathbf{k}_e \left[\Delta \dot{\mathbf{X}}_{sT} \right], \quad (3.129)$$

onde $\mathbf{E}_{zvT2}$ se encontra definida a seguir:

$$\mathbf{E}_{zvT2} = (\mathbf{E}_{sT} + \mathbf{I}_{sT} \mathbf{D}_{ioT}) \mathbf{T}_{YZ_v} \quad (3.130)$$

Substituindo (3.129) na equação de estado resultante da agregação dos modelos de múltiplos inversores ideais em (3.112), obtém-se o modelo da microrrede de acordo com a seguinte expressão:

$$\begin{aligned} [\Delta \dot{\mathbf{X}}_s] = \mathbf{T}_{\text{idfit}} \{ & [\mathbf{M}_T + \mathbf{B}_{sT}(\mathbf{I}_{sT} + \mathbf{E}_{zvT2} \mathbf{Y}_s) \mathbf{k}_e] [\Delta \mathbf{X}_s] + \mathbf{B}_{rpT} [\Delta P_{refT}] + \\ & \mathbf{B}_{dpT} [\Delta \dot{P}_{refT}] + \mathbf{B}_{reT} [\Delta e_{refT}] + \mathbf{B}_{deT} [\Delta \dot{e}_{refT}] \}, \end{aligned} \quad (3.131)$$

onde $\mathbf{T}_{\text{idfit}}$ é dado por:

$$\mathbf{T}_{\text{idfit}} = (\mathbf{I}_{3n \times 3n} - \mathbf{B}_{sT} \mathbf{E}_{zvT2} \mathbf{Y}_{dr} \mathbf{k}_e)^{-1} \quad (3.132)$$

3.6 Modelo Considerando Fontes de Tensão Ideais e sem Dinâmica da Rede (FIT DDR)

Por fim, o modelo de microrrede apresentado por (Coelho, Cortizo e Garcia, 2002) é considerado. Este modelo resulta do modelo agregado de inversores ideais em (3.112) e de desconsiderar a dinâmica da rede, de tal forma a realimentar ao modelo do inversor as correntes definidas neste trabalho como $\Delta i_{DQ_i}^{(0)}$. Desta maneira, na notação adotada neste trabalho, o modelo da microrrede é apresentado em:

$$\begin{aligned} [\Delta \dot{\mathbf{X}}_s] = & (\mathbf{M}_T + \mathbf{B}_{sT}(\mathbf{I}_{sT} + \mathbf{E}_{zvT2} \mathbf{Y}_s) \mathbf{k}_e) [\Delta \mathbf{X}_s] + \mathbf{B}_{rpT} [\Delta \mathbf{P}_{refT}] + \mathbf{B}_{dpT} [\Delta \dot{\mathbf{P}}_{refT}] \\ & + \mathbf{B}_{reT} [\Delta \mathbf{e}_{refT}] + \mathbf{B}_{deT} [\Delta \dot{\mathbf{e}}_{refT}] \end{aligned} \quad (3.133)$$

3.7 MODELO DE PEQUENOS SINAIS CONSIDERANDO CONVERSOR MULTIFUNCIONAL CONTROLADO EM CORRENTE

Nesta seção se apresenta a dedução matemática do modelo de pequenos sinais em espaço de estados para microrredes considerando a coexistência de inversores formadores de rede, bem como inversores multifuncionais controlados em corrente.

A Figura 3.14 apresenta o diagrama em blocos do controle do inversor multifuncional considerado neste trabalho.

Figura 3.14. Diagrama de blocos do controle do inversor multifuncional considerado neste trabalho.

Fonte: O Autor.

O estágio de potência do inversor multifuncional é composto por um inversor PWM e um filtro LC. Neste caso, a função principal do capacitor do filtro LC consiste em criar um neutro virtual para alinhar a fase do PLL com as tensões de fase de uma forma mais fácil. Também uma carga não linear é considerada, a qual se conecta ao barramento local utilizando o indutor de acoplamento (L_c). No estágio de controle, o sistema SRF (*Synchronous Reference Frame*) PLL é empregado para estimar a frequência angular da tensão ($\hat{\omega}_k$), bem como seu ângulo de fase instantâneo ($\hat{\theta}_k$), o qual é necessário para realizar as transformações das grandezas medidas do referencial estacionário abc para o referencial síncrono. Conforme ilustrado na Figura 3.14, a corrente de referência (i_{Ldqk}^*) é computada adicionando as componentes harmônicas da carga local ($i_{LLh dqk}$) e uma parcela contínua ($i_{AV dqk}^*$), a qual se refere à injeção de corrente na frequência fundamental nos eixos direto e em quadratura. Com o objetivo de evitar possíveis sobrecarregamentos, o ganho k_{afk} foi adicionado para permitir uma compensação parcial de harmônicas (Xavier *et al.*, 2019). Posteriormente, um controlador proporcional-integral (PI_{ck}) é utilizado para rastrear a referência de corrente. É importante destacar que o sub índice “ k ” tem sido utilizado neste trabalho para denotar grandezas e parâmetros associados com o k -ésimo inversor multifuncional.

3.7.1 Modelo do PLL

Neste trabalho o esquema tradicional SRF-PLL é utilizado (Kaura e Blasko, 1997). Este PLL basicamente consiste em um controlador PI que atua para manter nula a tensão no eixo em quadratura, tal e como ilustra a Figura 3.15.

i_{LLAVdq_k} é utilizado um FPB de primeira ordem com frequência de corte $\omega_{f_{he_k}}$. Portanto, a equação de estados e a equação de saída podem ser escritas como segue:

$$\dot{i}_{LLAVdq_k} = \omega_{f_{he_k}} (i_{LLdq_k} - i_{LLAVdq_k}), \quad (3.140)$$

$$i_{Ldq_k}^* = k_{af_k} (i_{LLdq_k} - i_{LLAVdq_k}) + i_{AVdq_k}^*, \quad (3.141)$$

onde k_{af_k} é o ganho que permite a compensação parcial de harmônicas, e $i_{AVdq_k}^*$.

A linearização destas equações e sua representação matricial resulta em:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{LLAVdq_k} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\omega_{f_{he_k}} & 0 \\ 0 & -\omega_{f_{he_k}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{he_k}} \begin{bmatrix} \Delta i_{LLAVdq_k} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_{f_{he_k}} & 0 \\ 0 & \omega_{f_{he_k}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{1he_k}} \begin{bmatrix} \Delta i_{LLdq_k} \end{bmatrix}, \quad (3.142)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{Ldq_k}^* \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{he_k}} \begin{bmatrix} \Delta i_{LLAVdq_k} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{1he_k}} \begin{bmatrix} \Delta i_{LLdq_k} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}_{2he_k}} \begin{bmatrix} \Delta i_{AVdq_k}^* \end{bmatrix} \quad (3.143)$$

3.7.3 Modelo da malha de corrente

A estrutura do controlador de corrente do inversor multifuncional é a mesma apresentada na Figura 3.3. Assim, de forma análoga ao modelo apresentado para os conversores formadores de rede na subseção anterior, as equações linearizadas do controlador PI de corrente estão dadas por:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\gamma}_{dq_k} \end{bmatrix} = \mathbf{B}_{1c_k} \begin{bmatrix} \Delta i_{Ldq_k}^* \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{2c_k} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{LC_k} \end{bmatrix} \quad (3.144)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{dq_k}^* \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{c_k} \begin{bmatrix} \Delta \gamma_{dq_k} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{1c_k} \begin{bmatrix} \Delta i_{Ldq_k}^* \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{2c_k} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{LC_k} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{3c_k} \begin{bmatrix} \Delta \omega_{com} \end{bmatrix} \quad (3.145)$$

3.7.4 Modelo do filtro LC

O modelo do filtro LC é realizado de forma similar ao apresentado no caso dos conversores formadores de rede. Porém, neste caso, a corrente da carga local (i_{LLdq_k}) deve ser considerada na hora de aplicar a lei de correntes de *Kirchhoff*. Esta diferença emerge devido ao fato das harmônicas da carga local não linear serem medidas e compensadas no referencial síncrono local do inversor multifuncional. Portanto, a carga em questão deve ser modelada no

mesmo sistema de coordenadas. Desta forma a equação de estados linearizada do filtro LC é dada por:

$$\begin{aligned} [\Delta \dot{x}_{LC_k}] = & \mathbf{A}_{LC_k} [\Delta x_{LC_k}] + \mathbf{B}_{1LC_k} [\Delta v_{i_{dqk}}] + \mathbf{B}_{2LC_k} [\Delta i_{o_{dqk}}] + \mathbf{B}_{3LC_k} [\Delta i_{LLdqk}] \\ & + \mathbf{B}_{3LC_k} [\Delta \omega_k] \end{aligned} \quad (3.146)$$

3.7.5 Modelo da carga local não linear

A carga local não linear é modelada como uma carga RL que visa representar tanto o indutor de acoplamento quanto as componentes fundamentais da potência demandada pela carga não linear. Desta forma a equação de estados é dada por:

$$i_{LLdqk} = \frac{1}{L_{LLk}} (v_{o_{dqk}} - R_{LLk} i_{LLdqk}) \pm \omega_k i_{LLqdk}. \quad (3.147)$$

A representação matricial desta equação, após a respectiva linearização, resulta em:

$$\begin{aligned} [\Delta i_{LLdqk}] = & \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{LLk}}{L_{LLk}} & \omega_{eq} \\ -\omega_{eq} & -\frac{R_{LLk}}{L_{LLk}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{LLk}} [\Delta i_{LLdqk}] + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{LLk}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{LLk}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{1LLk}} [\Delta x_{LC_k}] \\ & + \underbrace{\begin{bmatrix} \overline{I_{LLq}} \\ -\overline{I_{LLd}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{2LLk}} [\Delta \omega_{com}], \end{aligned} \quad (3.148)$$

onde $\overline{I_{LLdq}}$ corresponde às correntes de eixo direto e em quadratura da carga local não linear no ponto de equilíbrio ao redor do qual o modelo é linearizado.

3.7.6 Modelo individual do inversor multifuncional

Levando em consideração (3.134)-(3.148), bem como as matrizes de transformação de coordenadas entre o referencial local e o referencial global (3.29)-(3.35), a equação de estados do modelo de malha fechada do inversor multifuncional é encontrado em conformidade com (3.149)

$$\Delta \dot{x}_{ccck} = \mathbf{A}_{ccck} \Delta x_{ccck} + \mathbf{B}_{ccciok} [\Delta i_{o_{DQk}}] + \mathbf{B}_{irefk} [\Delta i_{AVdqk}^*] + \mathbf{B}_{ccc\omega_{comk}} [\Delta \omega_{com}] \quad (3.149)$$

onde $\Delta \mathbf{x}_{ccc_k} = \left[\Delta \alpha_k, \Delta \delta_{PLL_k}, \Delta i_{LLAV_{dq_k}}, \Delta \gamma_{dq_i}, \Delta x_{LC_k}, \Delta i_{NLL_{dq_k}} \right]^T$, e as matrizes $\mathbf{A}_{ccc_k}$ e suas submatrizes, $\mathbf{B}_{ccc_{io_k}}$, $\mathbf{B}_{iref_k}$, e $\mathbf{B}_{ccc\omega_{com_k}}$ são definidas a seguir:

$$\mathbf{A}_{ccc_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{B}_{1PLL_k} & 0 \\ \mathbf{C}_{PLL_k} & 0 & 0 & 0 & \mathbf{D}_{1PLL_k} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_{he_k} & 0 & 0 & \mathbf{B}_{1he_k} \\ 0 & 0 & \mathbf{B}_{1C_k} \mathbf{C}_{he_k} & 0 & \mathbf{B}_{2C_k} & \mathbf{B}_{1C_k} \mathbf{D}_{1he_k} \\ 0 & \mathbf{B}_{2LC_k} \mathbf{T}_{C_k}^{-1} & \mathbf{B}_{1LC_k} \mathbf{D}_{1C_k} \mathbf{C}_{he_k} & \mathbf{B}_{1LC_k} \mathbf{C}_{C_k} & \mathbf{L}_{LC-LC_k} & \mathbf{L}_{LC-LL_k} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{B}_{1LL_k} & \mathbf{A}_{LL_k} \end{bmatrix} \quad (3.150)$$

$$\mathbf{L}_{LC-LC_k} = \mathbf{A}_{LC_k} + \mathbf{B}_{1LC_k} \mathbf{D}_{2C_k} \quad (3.151)$$

$$\mathbf{L}_{C-LL_k} = \mathbf{B}_{1LC_k} \mathbf{D}_{1C_k} \mathbf{D}_{1he_k} + \mathbf{B}_{2LC_k} \quad (3.152)$$

$$\mathbf{B}_{ccc_{io_k}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \mathbf{B}_{2LC_k} \mathbf{T}_{S_k}^{-1} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{iref_k} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \mathbf{B}_{1C_k} \mathbf{D}_{2he_k} \\ \mathbf{B}_{1LC_k} \mathbf{D}_{1C_k} \mathbf{D}_{2he_k} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.153)$$

$$\mathbf{B}_{ccc\omega_{com_k}} = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ \mathbf{B}_{1LC_k} \mathbf{D}_{3C_k} + \mathbf{B}_{3LC_k} \\ \mathbf{B}_{2LL_k} \end{bmatrix} \quad (3.154)$$

A equação de saída do inversor multifuncional é encontrada aplicando a transformação em (3.30) na variável de estado $[\Delta v_{o_{dq_i}}]$. Para isto, define-se a matriz $\mathbf{C}_{ccc_{vdq_k}}$ tal que $[\Delta v_{o_{dq_k}}] = \mathbf{C}_{ccc_{vdq_k}} [\Delta \mathbf{x}_{ccc_k}]$. Desta maneira, é possível encontrar a seguinte equação:

$$[\Delta v_{o_{DQ_k}}] = \underbrace{\left(\mathbf{T}_{S_k} \mathbf{C}_{ccc_{vdq_k}} + \mathbf{T}_{V_k} [0 \quad 1 \quad 0] \right)}_{\mathbf{C}_{ccc_k}} [\Delta \mathbf{x}_{ccc_k}] \quad (3.155)$$

$$[\Delta v_{o_{DQ_k}}] = \mathbf{C}_{ccc_k} [\Delta \mathbf{x}_{ccc_k}]$$

3.7.7 Modelo unificado de “ n ” inversores.

Como evidenciado anteriormente, cada inversor formador de rede adicionará onze variáveis de estado ao modelo em malha fechada da microrrede (Ver (3.36)), enquanto cada inversor multifuncional adiciona doze variáveis de estado de acordo com (3.149). De forma similar ao realizado anteriormente, os modelos de todos os inversores, formadores e supridores, são associados antes de modelar as interações existentes entre eles e a rede. Isto é facilitado pelo fato de ambos os tipos de inversores terem definidas na sua modelagem as mesmas variáveis de entrada e saída, ou seja, i_{oDQ_j} e v_{oDQ_j} , respectivamente. Esta é uma das características que proporciona ao modelo proposto uma facilidade para ser aplicado a microrredes com qualquer topologia e com número arbitrário de inversores formadores e supridores. Isto, por sua vez, também se constitui numa das principais diferenças em relação ao modelo proposto por (Mueller, Rasheduzzaman e Kimball, 2016).

Para associar os modelos dos inversores, o acoplamento que existe entre os inversores, devido à definição de um único referencial global, deve ser considerado. Assim, a frequência do inversor tomado como referência ($\Delta\omega_{com}$) deve ser fornecida para os demais inversores para ser possível computar a diferença angular ($\Delta\delta_j$) entre cada referencial local e o referencial global (Zhu, Li e Li, 2013). Desta forma, agrupando os modelos de n inversores a equação de estado é obtida, resultando em:

$$[\Delta\dot{\mathbf{x}}_{inv_T}] = \mathbf{A}_{inv_T}[\Delta\mathbf{x}_{inv_T}] + \mathbf{B}_{inv_{ioT}}[\Delta\mathbf{i}_{odq_T}], \quad (3.156)$$

onde $[\Delta\mathbf{x}_{inv_T}] = [\Delta\mathbf{x}_{inv_1}, \Delta\mathbf{x}_{inv_2}, \Delta\mathbf{x}_{inv_3}, \dots, \Delta\mathbf{x}_{inv_n}]^T$.

Caso o sistema de coordenadas síncronas do inversor 1 seja selecionado como o referencial global, isto é $\Delta\omega_{com} = \Delta\omega_1$, logo podem ser definidas as matrizes $\mathbf{A}_{inv_T}$, e $\mathbf{B}_{inv_{ioT}}$ de acordo com as equações (3.157) e (3.158), ou seja:

$$\mathbf{A}_{invT} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{inv1} + \mathbf{B}_{inv\omega_{com1}} \mathbf{C}_{inv\omega_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{inv\omega_{com2}} \mathbf{C}_{inv\omega_1} & \mathbf{A}_{inv2} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{inv\omega_{com3}} \mathbf{C}_{inv\omega_1} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{inv3} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{B}_{inv\omega_{comn}} \mathbf{C}_{inv\omega_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{invn} \end{bmatrix}_{(11f+12s) \times (11f+12s)} \quad (3.157)$$

$$\mathbf{B}_{invioT} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{invio1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_{invio2} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{invio3} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{invion} \end{bmatrix}_{(11f+12s) \times 2n} \quad (3.158)$$

É importante destacar que embora matematicamente não exista nenhuma restrição para escolher qual referencial pode ser selecionado com global, recomenda-se que o sistema de coordenadas escolhido como referência esteja associado a um conversor formador de rede, pois este tipo de conversor de fato controla a frequência da tensão no seu barramento local, enquanto a frequência de um inversor multifuncional é uma variável estimada pelo seu PLL.

A equação de saída da agrupação dos inversores formadores de rede e multifuncionais é obtida associando em uma matriz diagonal a equação de saída individual de cada um dos inversores, ou seja:

$$[\Delta \mathbf{v}_{oDQT}] = \mathbf{C}_{invT} [\Delta \mathbf{x}_{invT}] \quad (3.159)$$

$$\mathbf{C}_{invT} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{inv1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_{inv2} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{inv3} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{invn} \end{bmatrix}_{(11f+12s) \times 2n} \quad (3.160)$$

Nas equações (3.156)-(3.160) destaca-se que o subíndice “inv” pode ser substituído por “vcc” ou “ccc” de acordo com o tipo de conversor que estiver conectado no respectivo barramento da microrrede. Adicionalmente, nestas equações “f” refere-se ao número total de inversores formadores, enquanto “s” faz referência ao número total de inversores multifuncionais, sendo que $n = f + s$.

3.7.8 Modelo completo da microrrede considerando inversores formadores de rede e multifuncionais.

O modelo completo da microrrede possui o mesmo formato que o modelo completo considerando exclusivamente inversores formadores de rede (MCI + DCR). Isto, decorre do fato da associação dos inversores ter sido elaborada da mesma maneira. Portanto, considerando a dinâmica da rede, o modelo de pequenos sinais obtido para uma microrrede incluindo tanto inversores formadores quanto supridores é dado por:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{\text{inv}_T} \\ \Delta \dot{\mathbf{x}}_{\text{net}_T} \end{bmatrix}}_{\Delta \dot{\mathbf{x}}_{\mu g}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{inv}_T} & \mathbf{B}_{\text{inv}_{io}_T} \mathbf{C}_{\text{net}_T} \\ \mathbf{B}_{1\text{net}_T} \mathbf{C}_{\text{inv}_T} + \mathbf{B}_{2\text{net}_T} \mathbf{C}_{\text{inv}_{\omega T}} & \mathbf{A}_{\text{net}_T} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{\mu g}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{\text{inv}_T} \\ \Delta \mathbf{x}_{\text{net}_T} \end{bmatrix}}_{\Delta \mathbf{x}_{\mu g}}, \quad (3.161)$$

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS, DE SIMULAÇÃO E ANÁLISE DAS CARACTERÍSTICAS DOS MODELOS DE PEQUENOS SINAIS CONSIDERANDO EXCLUSIVAMENTE CONVERSORES FORMADORES

Neste capítulo, uma microrrede composta por dois inversores formadores de rede é estudada e tomada como referência para explorar as características dinâmicas das microrredes utilizando os modelos de pequenos sinais desenvolvidos anteriormente no capítulo 3. Em um primeiro momento, a microrrede em estudo é detalhada, assim como o controle local utilizado para operar cada inversor no modo formador de rede.

Posteriormente resultados experimentais e de simulação são apresentados com o objetivo de validar a fidelidade do modelo completo desenvolvido. Esta validação foi realizada contrastando a resposta no domínio do tempo prevista pelo modelo com as respostas obtidas experimentalmente e através de simulações no software Matlab-Simulink®. Devido às limitações com componentes disponíveis no laboratório, foi possível obter resultados experimentais somente para a relação $X_{net}/R_{net} \approx 3$. Uma vez feita esta validação, e sendo evidenciado que o modelo completo (MCI DCR) consegue prever com alta fidelidade o comportamento dinâmico da microrrede para diferentes cenários, o modelo citado é tomado como referência para avaliar a fidelidade dos cinco modelos restantes que foram desenvolvidos. Para isto, diferentes combinações das relações X_{net}/R_{net} , X_v/R_v , e $|Z_{net}|/|Z_v|$ são levadas em consideração, sendo avaliados os seguintes aspectos:

- Os autovalores previstos por cada modelo.
- As regiões paramétricas de estabilidade previstas por cada modelo.
- O erro relativo de amortecimento e frequência natural de oscilação de cada modelo em relação ao modelo completo.
- A carga computacional associada com cada modelo.

4.1 Sistema de Estudo

Na Figura 4.1 é ilustrada a microrrede considerada neste capítulo. O controle secundário é desconsiderado, sendo analisada a microrrede operando unicamente com o controle *droop*. Isto significa que os vetores de entrada dos modelos da microrrede, $[\Delta \mathbf{P}_{ref_T}]$ e $[\Delta \mathbf{e}_{ref_T}]$, são

considerados nulos. Desta forma, a microrrede utiliza exclusivamente medidas locais para realizar o compartilhamento das cargas.

Em cada conversor é implementado de forma local o controle *droop*, o qual fornece as referências de tensão para as malhas de controle do inversor. Na Figura 4.2 é apresentado o diagrama em blocos do controle local, bem como o controle *droop* implementado em cada inversor. Observa-se que tanto a malha interna de corrente quanto a malha externa de tensão, que constituem o controle local do conversor, consistem em controladores PI convencionais. Os estados da corrente através do indutor e a tensão no capacitor do filtro LC são realimentados de forma cruzada para desacoplar o eixo direto e em quadratura da planta de corrente e de tensão, respectivamente. Desta maneira, torna-se possível realizar o controle independente de cada eixo do referencial síncrono. Por outro lado, constata-se que foi adicionado um termo de *feedforward* (k_{ffi}) de corrente na malha de tensão, o qual tem por objetivo melhorar a dinâmica do controle do conversor.

Figura 4.1. Diagrama unifilar da microrrede considerada para validação dos modelos desenvolvidos.

Fonte: O Autor.

Figura 4.2. Diagrama em blocos das malhas do controle local e do controle *droop* implementado para cada conversor formador de rede.

Fonte: O Autor.

Devido à exigência computacional da simulação, o modulador PWM dos inversores formadores de rede foi considerado ideal; ou seja, a modulação PWM produz somente as componentes do sinal modulado, sendo desconsideradas as componentes de alta frequência devidas à comutação dos IGBTs.

Todas as análises que serão apresentadas neste capítulo correspondem à análise de um transitório resultante da conexão da carga L_1 , a qual encontra-se ligada ao barramento 2 da microrrede, conforme ilustra a Figura 4.1. Assim, os parâmetros da microrrede e os parâmetros correspondentes ao controle local dos inversores formadores de rede são apresentados na Tabela 4.1. Por fim, o apêndice A, apresenta as principais considerações em relação ao projeto das malhas de corrente e tensão dos inversores formadores de rede e seus respectivos diagramas de bode.

Tabela 4.1. Parâmetros da microrrede em estudo, dos inversores formadores e suas malhas de controle.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Frequência nominal	ω_n	376,99	rad/s
Tensão nominal fase-fase	V_{pp}	220,4	V
Carga 1 com conexão em Δ	Z_{L1}	$50 + j1e^{-6}$	Ω
Carga 2 com conexão em Δ	Z_{L2}	$100 + j1e^{-6}$	Ω
Impedância da linha (1,2), experimental $X_{net}/R_{net} \approx 3$	Z_{12}	$0,37 + j1,13$	Ω
Impedância da linha (1,2), simulação $X_{net}/R_{net} = 1$	Z_{12}	$0,8414 + j0,8414$	Ω
Impedância da linha (1,2), simulação $X_{net}/R_{net} = 5$	Z_{12}	$0,2334 + j1,1669$	Ω
Impedância virtual, caso $X_v/R_v = 4$, $ Z_{net} / Z_v = 2$	Z_{vi}	$0,144 + j0,582$	Ω
Impedância virtual, caso $X_v/R_v = 4$, $ Z_{net} / Z_v = 4$	Z_{vi}	$0,0722 + j0,2909$	Ω
Impedância virtual, caso $X_v/R_v = 4$, $ Z_{net} / Z_v = 8$	Z_{vi}	$0,0361 + j0,1455$	Ω
Frequência de corte do filtro de medição	ω_{fi}	30	rad/s
Coefficiente <i>droop</i> de frequência, caso base	k_{pi}	0,0016	rad/s/W
Coefficiente <i>droop</i> de tensão, caso base	k_{qi}	0,00075	V/Var
Indutância do filtro LC do inversor	L_{fi}	1,5	mH
Capacitância de filtro LC do inversor	C_{fpi}	50	μF
Ganho proporcional do controlador de tensão	k_{pvi}	0,23	$1/\Omega$
Ganho integral do controlador de tensão	k_{ivi}	150	$1/\Omega s$
Ganho do <i>feedforward</i> de corrente	k_{ffi}	0,5	-
Ganho proporcional do controle de corrente	k_{pci}	40,7	Ω
Ganho integral do controle de corrente	k_{ici}	6215	Ω/s
Tensão do barramento CC	V_{cci}	550	V
Frequência de amostragem	f_{si}	40	kHz
Frequência de comutação	f_{swi}	20	kHz

4.2 Validação do Modelo Completo com a Resposta no Domínio do Tempo

Para a validação experimental, os algoritmos de controle foram implementados no DSC (*Digital Signal Controller*) TI TMSF28335. As formas de onda foram capturadas utilizando o

equipamento de medição Yokogawa WT3000 e os valores locais da frequência de cada inversor formador foram armazenados na memória interna de cada DSC, com uma taxa de amostragem de 1 kHz. Para isto, o DSC do conversor 1 sincronizava, através do uso de saídas digitais, o começo do armazenamento dos dados de frequência, o *trigger* do Yokogawa WT3000 e acionava a chave contatora associada à carga.

A Figura 4.3 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de saída de cada inversor formador para diferentes relações $|Z_{net}|/|Z_v|$. Neste caso, antes do degrau de carga acontecer, os dois inversores formadores operam interligados e sincronizados, e a microrrede, se encontra sem carga, razão pela qual se observam correntes nulas.

Na Figura 4.3, em todos os casos, observa-se que no instante em que acontece o degrau de carga (transitório), o conversor 2 tende a fornecer uma parcela maior de corrente, pois não existe nenhuma impedância física entre o capacitor do filtro LC do conversor 2 e a carga L_1 que limite a corrente. No caso do conversor 1, existe a impedância Z_{12} , motivo pelo qual a corrente cresce a uma taxa menor. Na sequência, a impedância virtual e o controle droop começam a operar para compartilhar a carga até alcançar um novo ponto de equilíbrio. Também, na Figura 4.3 pode ser constatado que à medida que a relação $|Z_{net}|/|Z_v|$ aumenta, as oscilações na corrente aumentam também. As oscilações de corrente implicam oscilações de potência, e consequentemente em oscilações de frequência por ação do controle *droop*. Desta forma, na Figura 4.4, onde as frequências dos inversores são apresentadas para diferentes relações $|Z_{net}|/|Z_v|$ e X_v/R_v , também pode ser constatado que há um menor amortecimento da microrrede (mais oscilações) à medida que a relação $|Z_{net}|/|Z_v|$ aumenta.

Além dos valores de frequência obtidos experimentalmente, na Figura 4.4, estes valores são contrastados com os valores previstos pelo modelo completo e pelas simulações numéricas do modelo não linear. A resposta no tempo dos estados, prevista pelo modelo de pequenos sinais, pode ser encontrada através da matriz de transição de estados de acordo com a equação (4.1).

$$[X_{\mu g}] = [\bar{X}_{\mu g eq}] + e^{A_{\mu g} t} [\Delta \bar{X}_{\mu g}], \quad (4.1)$$

Caso o leitor tenha interesse, destaca-se que no Apêndice B desta tese se apresentam as comparações da resposta no domínio do tempo prevista pelos outros modelos estudados nesta tese com a resposta experimental e simulada.

Figura 4.3. Formas de onda experimentais da tensão (v_{oi}) e da corrente (i_{oi}) em cada conversor formador para diferentes relações $|Z_{net}|/|Z_v|$, mantendo $X_{net}/R_{net} \approx 3$ e $X_v/R_v = 4$ (47 V/div, 3,75 A/div, 50 ms/div).

Fonte: O Autor.

Na Figura 4.4 observa-se que em todos os casos analisados, o modelo completo representa com um bom nível de fidelidade o comportamento dinâmico da microrrede, pois não são observadas diferenças significativas. Particularmente, para a relação $|Z_{net}|/|Z_v| = 8$, observa-se que tanto o modelo quanto a simulação proporcionam resultados com um menor amortecimento comparados com os encontrados de forma experimental. Estas discrepâncias podem estar correlacionadas com efeitos não modelados como resistência de contatos, conectores, fios condutores, resistências e quedas de tensão nos IGBT's e outras não idealidades

presentes na montagem experimental. Desta maneira, devido à fidelidade evidenciada no modelo MCI DCR, neste trabalho este modelo será adotado como referência para avaliar a fidelidade dos demais modelos desenvolvidos.

Figura 4.4. Frequência local em cada conversor formador para diferentes relações $|Z_{net}|/|Z_v|$ e X_v/R_v , mantendo $X_{net}/R_{net} \approx 3$.

Fonte: O Autor.

Vale a pena destacar que com os resultados expostos no domínio do tempo, não é possível evidenciar, ainda, de forma clara a influência das relações X_v/R_v e X_{net}/R_{net} . Estes e outros fatores serão analisados com maior profundidade nas próximas seções.

4.3 Análise dos Autovalores da Microrrede e da Região Paramétrica de Estabilidade

Nesta seção, os autovalores e as regiões paramétricas de estabilidade previstas por cada modelo serão analisadas. Embora neste trabalho não seja usada desta maneira, cabe destacar que conhecer a região de combinações de coeficientes de *droop*, na qual a microrrede é estável, pode ser útil para limitar a região de busca para projetar estes coeficientes, tanto de forma *online* (Li e Li, 2011; Vasquez *et al.*, 2009; Yu, K. *et al.*, 2016), como *off-line*. Neste estudo em específico, conhecer a região de estabilidade prevista por cada modelo permite que as análises feitas a partir dos autovalores para alguns casos particulares possam ser confirmadas de forma mais abrangente, estudando a região paramétrica de estabilidade da microrrede prevista por cada modelo.

O estudo será realizado em torno do efeito da relação X_{net}/R_{net} e do efeito da impedância virtual através do estudo das relações X_v/R_v e $|Z_{net}|/|Z_v|$. No caso da análise de autovalores, particular interesse é dado neste trabalho à região de baixa frequência pelos seguintes motivos: *i*) nesta região é onde se evidenciam os comportamentos dinâmicos associados com as malhas de controle de baixa frequência como o controle *droop*; *ii*) Devido ao fato de todos os modelos considerarem o controle *droop*, todos eles irão apresentar autovalores na dita região de frequência, de tal forma que é possível avaliar e comparar os modelos, tomando como referência as previsões do modelo MCI DCR. Embora todas as observações apresentadas nesta seção sejam realizadas para o caso particular da microrrede de dois inversores apresentada na Figura 4.1, é importante destacar que em (Manrique Machado *et al.*, 2021) conclusões idênticas foram obtidas a partir de uma microrrede com quatro inversores e parâmetros diferentes, fato que proporciona uma evidência maior de generalidade das análises que serão apresentadas.

A Figura 4.5, apresenta os autovalores de baixa frequência da microrrede previstos por cada um dos modelos, sendo dividido o plano complexo em três regiões para facilitar as análises. A região “A” apresenta normalmente autovalores complexos conjugados. Trabalhos prévios têm observado que o coeficiente de *droop* k_{p_i} é um dos parâmetros mais correlacionados com estes autovalores (Coelho, Cortizo e Garcia, 2002; Guo *et al.*, 2014;

Pogaku, Prodanović e Green, 2007). Por outra parte, o coeficiente de *droop* k_{q_i} influencia principalmente os autovalores da região “B”, os quais se apresentam normalmente com parte imaginária nula. Por fim, na região “C” geralmente são encontrados autovalores complexos conjugados, os quais estão altamente correlacionados com os estados da rede (linhas de distribuição). Isto pode ser afirmado, pois observa-se que somente os modelos que consideram os estados da rede, ou seja o MCI DCR e o FIT DCR, possuem autovalores em dita região.

Observa-se na Figura 4.5 que nas regiões “A” e “C” maiores diferenças entre os modelos podem ser encontradas. Sobre os autovalores da região “A”, de modo geral, pode ser verificado na Figura 4.5 que, tomando como referência os modelos que consideram os estados da rede (DCR); os modelos que desconsideram a dinâmica da rede (DDR) preveem um maior amortecimento destes polos, enquanto os modelos com a dinâmica aproximada da rede (DAR) tendem a prever polos com menor amortecimento. Estas observações serão confirmadas e melhor compreendidas com outras análises ao longo do capítulo.

Figura 4.5. Autovalores de baixa frequência da microrrede em estudo para diversas relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo a relação $|Z_{net}|/|Z_v| = 2$.

4.3.1 Relação X_{net}/R_{net}

Para discutir sobre a relação X_{net}/R_{net} , deve ser lembrado que a constante de tempo de um circuito LR corresponde a $\tau = L_{ij}/R_{ij}$. Portanto, quando se aumenta a relação X_{net}/R_{net} , a constante de tempo também aumenta. Consequentemente, os autovalores da região “C” tendem às regiões de menores frequências à medida que a relação X_{net}/R_{net} cresce, como pode ser verificado na Figura 4.5. Desta maneira, ao se aproximarem os valores da região “C” dos autovalores da região “A” e “B”, o acoplamento entre tais polos se torna mais forte.

Cabe destacar que na Figura 4.5, se constata que os autovalores da região “C” previstos pelo modelo FIT DCR possuem uma maior frequência natural que os polos previstos pelo modelo MCI DCR. Isto obedece ao fato de uma fonte de tensão ideal ser equivalente a um inversor formador com um controlador ideal de largura de banda infinita. Desta forma, é de se esperar que uma fonte de tensão ideal cause mudanças mais rápidas nas variáveis de estado da rede (linhas de distribuição). Isto explica por que os polos da região “C” previstos pelo modelo FIT DCR possuem uma maior frequência natural. Observa-se ainda que esta característica é mais forte quando a rede tende a ser mais resistiva, pois como explicado anteriormente, nestes casos o transitório eletromagnético do circuito RL equivalente da linha é mais rápido.

Na Figura 4.6 se apresentam as regiões paramétricas de estabilidade para os mesmos casos estudados na Figura 4.5. Estas regiões estão dadas em termos dos coeficientes de *droop* k_{p_i} e k_{q_i} (Huang *et al.*, 2019; Vorobev *et al.*, 2018), motivo pelo qual foi adicionado o termo “paramétrica”. Assim, evita-se que o leitor confunda esta análise com outros tipos de regiões de estabilidade definidas na literatura, como as baseadas em retratos de fase (Pan *et al.*, 2019). Nas regiões paramétricas de estabilidade da Figura 4.6, pode-se observar:

- Tomando como referência os modelos que consideram os estados da rede (DCR); os modelos que desconsideram a dinâmica da rede (DDR) preveem regiões de estabilidade maiores, enquanto os modelos com a dinâmica aproximada da rede (DAR) tendem a prever regiões de estabilidade menores, ou seja, mais conservadoras. Isto confirma a observação anterior associada à modelagem da rede e sua relação com o amortecimento dos polos da região “A”. De fato, estes são os polos que tendem ao semiplano direito quando o coeficiente k_{p_i} aumenta (Pogaku, 2006; Vorobev *et al.*, 2018). Também, destaca-se que as regiões de estabilidade previstas pelo modelo FIT DDR, na Figura 4.6(c) e (d), se encontra além da escala do gráfico. A escala do gráfico não foi aumentada, pois valores de k_{p_i} e k_{q_i} mais altos implicam desvios de frequência e tensão impraticáveis em aplicações reais.

- As redes com alta relação X_{net}/R_{net} produzem maiores discrepâncias entre os modelos. Assim, ainda sobre a observação anterior, é importante esclarecer que quando valores de k_{qi} relativamente altos são considerados, a região de estabilidade prevista pelo modelo FIT DAR começa a divergir significativamente para redes com relação X_{net}/R_{net} alta (ver Figura 4.6(c) e (d)). Devido ao fato deste efeito não ser evidenciado em outros modelos como o MCI DAR, FTI DCR ou o FIT DDR, é possível afirmar que este efeito tem relação com as considerações feitas no modelo do inversor formador e na aproximação realizada da dinâmica da rede. Entretanto, estes efeitos e interações devem ser investigadas com maior detalhe em trabalhos futuros.
- Em redes com baixa relação X_{net}/R_{net} , o comportamento da região de estabilidade possui uma tendência mais coerente entre todos os modelos estudados. Particularmente, observa-se que o modelo MCI DAR produz regiões de estabilidade que tendem a ser mais conservadoras, característica especialmente relevante em casos onde não seja preciso conhecer a região de estabilidade de forma precisa, e só seja necessário garantir a estabilidade. Desconsiderar a dinâmica da rede (DDR) tende a ser uma simplificação mais razoável para baixas relações X_{net}/R_{net} . Isto se deve ao fato da constante de tempo associada ao transitório eletromagnético nas linhas ser menor nestes casos, o que se aproxima mais de uma rede quase-estática (ou sem dinâmica) como a considerada nos modelos DDR, os quais são equivalentes a assumir uma constante de tempo nula. Entretanto, não deve ser generalizada esta observação e cada caso deve ser analisado cuidadosamente considerando que: *i)* Conforme a relação X_{net}/R_{net} os acoplamentos dinâmicos entre a rede e as malhas de corrente e tensão dos inversores vão se tornar mais fortes, devido ao fato dos autovalores associados com a rede tender às regiões de maiores frequências. Nestes casos pode se tornar necessário incluir o efeito de tais malhas de controle na modelagem, como realizado no caso do modelo MCI DDR; *ii)* Outras características da rede como a topologia influenciam de forma significativa as interações que se dão entre os conversores presentes na microrrede. Desta forma, podem existir casos nos quais seja importante representar a dinâmica da rede, mesmo com uma relação X_{net}/R_{net} baixa.
- Levando em consideração exclusivamente as previsões do modelo completo, observa-se que conforme aumentam as relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , a região de estabilidade admite valores maiores de k_{pi} maiores, e menores para k_{qi} .

Figura 4.6. Regiões paramétricas de estabilidade para diversas relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo a relação $|Z_{net}|/|Z_v| = 2$. Ponto vermelho indica valores de k_{pi} e k_{qi} usados na Figura 4.5.

Fonte: O Autor.

4.3.2 Impedância virtual ($|Z_{net}|/|Z_v|$ e X_v/R_v)

Para investigar o efeito da impedância virtual, os mesmos casos considerados na Figura 4.5 e na Figura 4.6 são analisados novamente na Figura 4.7 e na Figura 4.8, respectivamente. Porém, neste caso, a impedância virtual foi diminuída para obter uma relação $|Z_{net}|/|Z_v| = 8$.

Ao analisar os casos correspondentes na Figura 4.5 e na Figura 4.7, verifica-se, em todos os casos considerados, que o amortecimento dos polos da região “A” diminui conforme a relação $|Z_{net}|/|Z_v|$ aumenta. Isto revela o efeito amortecedor que possui a impedância virtual, o qual é em boa parte modulado pela relação $|Z_{net}|/|Z_v|$. Esta observação também é confirmada ao contrastar a Figura 4.6 com a Figura 4.8, pois constata-se que, para cada caso correspondente, a região estável prevista por cada modelo tende a ser menor à medida que a relação $|Z_{net}|/|Z_v|$ aumenta. Algumas outras considerações sobre o efeito da impedância virtual são apontadas a seguir:

- Contrastando os respectivos casos correspondentes na Figura 4.5 e na Figura 4.7, é possível observar que conforme o módulo da impedância virtual aumenta ($|Z_{net}|/|Z_v|$ diminui), os autovalores da região “C” tendem a regiões de maior frequência. Isto pode ser interpretado

como um efeito “resistivo” da impedância virtual, pois conforme a rede se torna mais resistiva, um efeito similar é observado nestes polos. Este efeito pode ser explicado, levando em consideração que a impedância virtual implementada neste trabalho não possui dinâmica (constante de tempo nula), pois consiste numa substituição algébrica de “s” por “ $\omega_{nom}L_v$ ”.

- O efeito da relação X_v/R_v , pode ser analisado com maior clareza na Figura 4.5, onde é possível identificar que a relação X_v/R_v possui um efeito muito similar com o efeito da relação X_{net}/R_{net} . Assim, à medida que X_v/R_v diminui (se torna mais resistivo), os autovalores da região “C” tendem às regiões de maiores frequências.

Figura 4.7. Autovalores de baixa frequência da microrrede em estudo para diversas relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo a relação $|Z_{net}|/|Z_v| = 8$.

Fonte: O Autor.

Figura 4.8. Regiões paramétricas de estabilidade para diversas relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo a relação $|Z_{net}|/|Z_v| = 8$. Ponto vermelho indica valores de k_{p_i} e k_{q_i} usados na Figura 4.7.

Fonte: O Autor.

4.4 Análise do erro relativo do fator de amortecimento e frequência natural dos polos complexos conjugados de baixa frequência

O principal objetivo desta subseção consiste em avaliar em qual ponto as divergências entre cada modelo e o modelo completo (MCI DCR) começam a ser apreciáveis. Para este propósito uma análise aprofundada dos autovalores da região “A” é realizada. Estes autovalores serão denotados aqui como λ_{1-2} . Esta região foi escolhida, pois cumpre simultaneamente com duas condições: *i*) é uma região onde todos os modelos considerados possuem autovalores; *ii*) existem diferenças significativas entre os modelos.

Na análise proposta, o valor de k_{q_i} é mantido constante num valor típico (geralmente pequeno), enquanto o coeficiente k_{p_i} é variado começando de um valor pequeno até o ponto crítico que divide a região estável da região instável prevista pelo modelo completo (MCI DCR). Este valor do coeficiente de *droop* é denotado como $k_{p_{SB}}$ e a frequência natural do autovalor λ_1 , neste ponto, será denotada como $\omega_{nat_{SB}}$. Desta forma, podem ser plotados os valores do fator de amortecimento (ζ_{λ_1}) e da frequência natural ($\omega_{nat_{\lambda_1}}$) do autovalor λ_1 , o que

resulta em gráficos como o apresentado na Figura 4.9. Com a finalidade de facilitar a apresentação do gráfico, os valores da frequência natural ($\omega_{nat\lambda_1}$) foram normalizados, bem como os valores do eixo “x” do gráfico. A Figura 4.9 revela que, no caso analisado, as principais diferenças entre os modelos são encontradas no amortecimento e não na frequência natural dos polos da região “A”.

Figura 4.9. Fator de amortecimento e frequência natural normalizada do autovalor da região “A” (λ_1) previsto pelos diferentes modelos conforme k_{pi} aumenta, mantendo a relação $|Z_{net}|/|Z_v| = 2$.

Fonte: O Autor.

Como o principal objetivo nesta seção é determinar até que ponto cada modelo produz aproximações razoáveis, o processo anterior foi repetido para cada um dos casos considerados anteriormente. Posteriormente, para cada modelo “x”, o erro relativo da frequência natural ($Err_{\omega_{nat\lambda_{1-x}}}$) e do amortecimento ($Err_{\zeta_{\lambda_{1-x}}}$) é calculado de acordo com (4.2) e (4.3), respectivamente. Observe que em (4.2) e (4.3) $\omega_{nat\lambda_{1-MCI DCR}}$ e $\zeta_{\lambda_{1-MCI DCR}}$ se referem à frequência natural e ao fator de amortecimento previstos pelo modelo completo, enquanto que $\omega_{nat\lambda_{1-x}}$ e $\zeta_{\lambda_{1-x}}$ denotam a frequência natural e o fator de amortecimento do modelo “x”, podendo ser qualquer um dos outros cinco modelos em estudo. Estes resultados são apresentados na Figura 4.10 para uma relação $|Z_{net}|/|Z_v|$ baixa e na Figura 4.11 para uma relação $|Z_{net}|/|Z_v|$ alta.

$$Err_{\omega_{nat\lambda_{1-x}}} = \frac{|\omega_{nat\lambda_{1-MCI DCR}} - \omega_{nat\lambda_{1-x}}|}{\omega_{nat\lambda_{1-MCI DCR}}}, \quad (4.2)$$

$$Err_{\zeta_{\lambda_{1-x}}} = \frac{|\zeta_{\lambda_{1-MCI DCR}} - \zeta_{\lambda_{1-x}}|}{\zeta_{\lambda_{1-MCI DCR}}}, \quad (4.3)$$

Para discutir estes resultados é importante destacar os seguintes aspectos:

- O erro relativo do fator de amortecimento tende a aumentar mesmo se o erro absoluto se mantém constante. Isto acontece pois à medida que k_{p_i} aumenta ζ_{λ_1} diminui. Consequentemente, o erro relativo se torna mais sensível. Foi adotado neste trabalho o critério de 20% com um erro relativo razoável. Analisando a Figura 4.9 e a Figura 4.10(b), observa-se que o critério de 20% não implica erros absolutos muito altos.
- Devido ao fato do erro relativo ser calculado usando o valor absoluto, os resultados na Figura 4.10 não indicam se os erros se devem a previsões otimistas ou pessimistas. Para isto, é importante analisar simultaneamente os resultados correspondentes na região paramétrica de estabilidade na Figura 4.8.

Na Figura 4.10 pode ser confirmado que os erros relativos tendem a ser mais pronunciados no fator de amortecimento em todos os casos. Adicionalmente, observa-se que o modelo MCI DAR é o modelo que produz resultados mais similares aos previstos pelo modelo completo em todos os casos analisados. Particularmente, nos casos onde a relação X_{net}/R_{net} é alta (Figuras (c) e (d)), observa-se que o modelo MCI DAR consegue aprimorar significativamente os resultados obtidos com o modelo MCI DDR, lembrando que ambos os modelos têm a mesma ordem. Já no caso de uma relação $|Z_{net}|/|Z_v|$ alta (Ver Figura 4.11), o modelo MCI DAR consegue melhorar de forma significativa a fidelidade apresentada pelo modelo MCI DDR em todos os casos analisados. Isto é relevante, pois o modelo MCI DAR é um modelo inédito e justamente é uma das principais contribuições deste trabalho. Adicionalmente, verifica-se que em todos os casos analisados, o modelo MCI DAR atinge o critério de 20% de erro relativo para valores de k_{p_i} de no mínimo 48% do valor no qual se encontra o limite de estabilidade ($k_{p_{SB}}$), podendo chegar a valores maiores a 90% (Figura 4.10(d)). No caso do modelo MCI DDR, o critério de 20% de erro relativo é atingido entre 40% e 55% do valor $k_{p_{SB}}$ (Ver Figura 4.10(c) e Figura 4.11(d), respectivamente).

Por outra parte, observando a Figura 4.6 e a Figura 4.8, constata-se que o modelo MCI DAR resulta em previsões pessimistas (mais conservadoras) para baixas relações X_{net}/R_{net} , e à medida que esta relação aumenta, previsões mais otimistas são obtidas.

Em relação aos modelos que consideram o inversor formador como uma fonte ideal de tensão (FIT), considerando os resultados das Figura 4.6 e da Figura 4.8, constata-se que os erros relativos apresentados Figura 4.10 e na Figura 4.11 se devem a previsões otimistas. Para valores pequenos de k_{q_i} o modelo FIT DAR e o modelo FIT DCR produzem resultados similares quando baixos módulos de impedância virtual são adotados (Ver Figura 4.11). Conforme a

relação $|Z_{net}|/|Z_v|$ diminui o modelo FIT DAR tende a produzir melhores resultados que o modelo FIT DCR (Ver Figura 4.10).

Figura 4.10. Erro relativo do fator de amortecimento e da frequência natural do autovalor λ_1 encontrado para cada modelo para diferentes relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo $k_{qi} = 0,00075 \text{ V/Var}$ e a relação $|Z_{net}|/|Z_v| = 2$.

Fonte: O Autor.

Entretanto, é importante destacar que a avaliação da fidelidade dos modelos baseados na consideração FIT pode mudar dependendo do tipo de controlador utilizado e inclusive do projeto do controlador; principalmente, sua largura de banda. Isto, devido ao fato da consideração FIT ter maior validade para conversores formadores que possuem um controlador com uma alta largura de banda. Nestes casos, já foi verificado que o modelo FIT DAR pode chegar a apresentar previsões mais pessimistas que o modelo completo (Manrique Machado *et al.*, 2021).

Figura 4.11. Erro relativo do fator de amortecimento e da frequência natural do autovalor λ_1 encontrado para cada modelo para diferentes relações X_{net}/R_{net} e X_v/R_v , mantendo $k_{qi} = 0,00075 V/Var$ e a relação $|Z_{net}|/|Z_v| = 8$.

Fonte: O Autor.

Uma vez esclarecido o ponto anterior, de acordo com os resultados apresentados na Figura 4.10 e na Figura 4.11, os modelos baseados na consideração FIT atingem o critério do 20% de erro relativo entre 17% e 45% do valor $k_{p_{SB}}$ (Ver Figura 4.10(a) e Figura 4.11(d), respectivamente). Entretanto, é de vital importância observar na Figura 4.10 e na Figura 4.11 que estes modelos tendem a apresentar uma fidelidade maior para relações X_{net}/R_{net} altas. Isto se deve à separação maior nas escalas de tempo, entre os transitórios eletromagnéticos e as malhas de controle das GDs para tais casos. Em outras palavras, na Figura 4.5 e na Figura 4.7 foi possível estabelecer que conforme decresce a relação X_{net}/R_{net} , os autovalores associados à rede se movimentam em direção a regiões de maior frequência, se aproximando dos autovalores associados com as malhas internas das GDs. Assim, nestes casos a interação entre os transitórios eletromagnéticos e tais malhas de controle torna-se mais forte, e a estabilidade global da microrrede fica mais dependente das interações em menção. No caso contrário, para

altas relações X_{net}/R_{net} , os autovalores associados com a rede tendem a regiões de menor frequência e se aproximam dos autovalores mais correlacionados com o controle *droop*, de forma tal que a estabilidade global da microrrede fica mais dependente das interações entre tais subsistemas. Desta forma, a fidelidade dos modelos baseados na consideração FIT é melhor em tal situação. Porém, também é importante destacar que altas relações X_{net}/R_{net} implicam transitórios eletromagnéticos mais lentos. Assim, nestes cenários não é recomendável desconsiderar a dinâmica da rede.

Outro aspecto importante que pode ser percebido na Figura 4.11, se refere ao fato da relação X_v/R_v perder relevância e influência quando o módulo da impedância virtual é muito baixo comparado com o módulo da rede, ou seja, quando a relação $|Z_{net}|/|Z_v|$ é alta.

4.5 Nível de fidelidade esperado para cada modelo em diferentes cenários

Nesta seção se sumariza o nível de fidelidade esperado para cada modelo nas diversas situações avaliadas durante as subseções anteriores.

Desta forma, de acordo com todos os resultados apresentados neste capítulo, a Tabela 4.2 sumariza os resultados obtidos para cada modelo em termos da fidelidade que cada um deles pode oferecer em cada um dos cenários considerados neste trabalho. Desta forma, é possível selecionar o modelo a utilizar dependendo do cenário e da necessidade de precisão de acordo com cada aplicação. A seguir, descreve-se o critério adotado para definir de forma qualitativa o nível de fidelidade de cada modelo:

- Muito Baixo (MB): Caso o modelo atingir o critério de 20 % de erro relativo antes do 20 % do valor $k_{p_{SB}}$.
- Baixo (B): Caso o modelo atingir o critério de 20 % de erro relativo entre o 20 % e 35 % do valor $k_{p_{SB}}$.
- Médio (M): Caso o modelo atingir o critério de 20 % de relativo entre o 35 % e 50 % do valor $k_{p_{SB}}$.
- Alto (A): Caso o modelo atingir o critério de 20 % de erro relativo entre o 50 % e 65 % do valor $k_{p_{SB}}$.
- Muito Alto (MA): Caso o modelo atingir o critério de 20 % de erro relativo depois do 65 do valor $k_{p_{SB}}$.

Tabela 4.2. Resumo da análise de fidelidade obtida a partir de cada modelo para diferentes cenários, considerando valores pequenos de k_{qi} .

Relações da microrrede			MCI		FIT		
X_{net}/R_{net}	$ Z_{net} / Z_v $	X_v/R_v	DAR	DDR	DCR	DAR	DDR
B	B	B	M _P	M _O	B _O	B _O	MB _{MO}
B	B	A	M _P	M _O	B _O	M _O	MB _{MO}
B	A	B/A	MA _O	M _O	B _O ²	B _O ²	MB _{MO} ²
A	B	B	MA _O	M _O	B _O	B _O ¹	B _{MO}
A	B	A	MA _O	M _O ²	B _O ²	M _O ^{1,2}	B _{MO} ²
A	A	B/A	MA _O ²	M _O ²	M _O ²	M _O ^{1,2}	B _{MO} ²

Acrônimos, nível de fidelidade/precisão: MB=Muito baixo; B=Baixo; M=Médio; A=Alto; MA=Muito Alto

Sub índices, tipo de previsão do modelo: P=Pessimista; O=Otimista; MO=Muito Otimista.

Super índices: ¹ A fidelidade do modelo pode ser severamente afetada para quando valores de k_{qi} forem utilizados;

² Nestes casos em particular foi observado que erros relativos de frequência natural consideráveis podem surgir.

4.6 Análise da Carga Computacional dos Modelos

Nesta seção, será apresentada uma análise de carga computacional dos diferentes modelos desenvolvidos e que foram analisados em termos da fidelidade nas seções anteriores.

4.6.1 Metodologia

A carga computacional dos diferentes modelos em estudo é avaliada através da comparação do tempo computacional que diferentes *solvers* de Equações Diferenciais Ordinárias (ODE pelas siglas em inglês), tardam para encontrar a solução numérica de cada um dos modelos. Com o objetivo de estudar também o impacto do tamanho da microrrede, esta avaliação é realizada em uma microrrede de quatro barramentos e quatro inversores, e feita novamente para uma microrrede com vinte barramentos e vinte inversores. Ambas microrrede são compostas pela concatenação em topologia radial da microrrede de dois inversores apresentada na Figura 4.1. Devido ao fato dos estados associados às linhas e cargas afetarem a ordem dos modelos MCI DCR e FIT DCR, e isto consequentemente afetar o tempo computacional, o critério adotado foi colocar o número de cargas de tal forma que a ordem do modelo FIT DCR seja sempre o dobro da ordem dos modelos FIT DAR e FIT DDR. Os testes para avaliar o desempenho computacional de cada modelo foram realizados utilizando o software MATLAB ® ode suíte, operando num laptop com Windows 10, com processador Intel

core i5 de 64 bits e 2,6 GHz, e 8 GB de memória RAM. Os parâmetros utilizados para a configuração dos *solvers* foram os seguintes: Tempo de cálculo de 1 s; passo máximo de 10 ms; tolerância absoluta 1×10^{-6} ; e tolerância relativa 1×10^{-6} .

Figura 4.12. Exemplos de histogramas de frequência e Função de Probabilidade (FP) normal estimada para a estimar a carga computacional dos modelos da microrrede de 4 barramentos usando método ode15s. (a) MCI DCR. (b) FIT DCR.

Fonte: O Autor.

Por outro lado, o tempo computacional informado corresponde à média de 100 testes. Cada teste corresponde à média de tempo computada a partir de 50 repetições de cada *ode solver*. Com o resultado dos 100 testes para cada caso é possível realizar um histograma de frequências e estimar os parâmetros da função de probabilidade normal. Alguns exemplos dos resultados obtidos são apresentados na Figura 4.12, onde se observa uma boa correlação entre o histograma obtido durante os testes e a função de probabilidade estimada. Este mesmo procedimento é feito para cada modelo e para cada *ode solver* considerado.

4.6.2 Resultados

A Figura 4.13 apresenta os resultados de tempo computacional usado por cada *ode solver* para encontrar a solução para cada um dos modelos considerados, tanto para a microrrede de quatro barramentos quanto para a microrrede de vinte barramentos. O *solver* ode23 somente convergiu para os modelos IVS DAR e IVS DDR. Os demais modelos apresentaram um nível de complexidade (referida como *stiffness* na literatura técnica) tal que o *solver* não conseguiu encontrar a solução do sistema de equações diferenciais, e por tal motivo estes resultados não aparecem na Figura 4.13. O restante de métodos numéricos utilizados conseguiu encontrar a solução para todos os modelos estudados.

Em ambas microrrede analisadas, se observa que não existem diferenças muito significativas entre os modelos que consideram as malhas de controle internas (MCI). Para os casos analisados, este resultado era esperado, pois cada inversor da microrrede adiciona 11

variáveis de estado ao modelo, enquanto somente duas variáveis de estado são adicionadas por cada ramo RL. Fazendo com que a ordem do modelo MCI DCR seja próxima da ordem do modelo MCI DAR e MCI DDR. Ainda um fator mais importante, é a quantidade de elementos não nulos da matriz de estados de cada modelo, resultado que é apresentado na Figura 4.14.

Figura 4.13. Tempo computacional para cada um dos modelos usando 5 *solvers* diferentes. (a) Microrrede de 4 barramentos. (b) Microrrede de 20 barramentos.

Fonte: O Autor.

Assim, observa-se que o modelo MCI DCR possui 468 elementos não nulos, enquanto o modelo MCI DAR possui 10,5% a mais de elementos não nulos, e o modelo MCI DDR possui 14,5% elementos não nulos a menos. Isto explica o porquê dos tempos computacionais apresentados pelo modelo MCI DAR serem ligeiramente maiores em ambos casos. Entretanto, deve-se lembrar que esta avaliação pode mudar em função da quantidade de ramos RL que a microrrede possuir.

Uma situação similar é observada nos modelos baseados na consideração FIT dos inversores formadores. Entretanto, observa-se que neste caso o modelo FIT DCR apresenta os tempos computacionais mais elevados. Isto pois, no caso analisado, os estados devidos aos inversores são iguais aos estados associados ao modelo da rede. Analisando a Figura 4.14, constata-se que a matriz de estados do modelo MCI DCR possui 206 elementos não nulos, enquanto a matriz de estado do modelo MCI DAR possui 30% menos elementos não nulos, e o modelo MCI DDR possui 47,5% elementos não nulos a menos. Neste caso, ainda se verifica que existe uma correlação importante entre o número de elementos não nulos e a carga computacional.

A Tabela 4.3 sumariza os resultados obtidos. Nesta, inclui-se a comparação relativa entre os tempos computacionais obtidos pelo solver *ode23t*, dada pela expressão (4.4), para cada um dos casos considerados.

$$I_{TC} = \frac{t_{ode23t_x}}{t_{ode23t_{MCI\ DCR}}} \times 100\% \quad (4.4)$$

Figura 4.14. Representação da esparsidade de cada matriz de estados associada com cada um dos modelos em estudo, para a microrrede de 4 barramentos. Elementos não nulos são representados com pontos azuis.

Fonte: O Autor.

Observa-se que para sistemas maiores, a carga computacional do modelo MCI DAR pode aumentar mais em relação ao modelo MCI DCR. Já no caso dos modelos baseados na consideração FIT do inversor formador de rede, observa-se que em sistemas de maior porte, o modelo FIT DAR continua mantendo um ótimo desempenho mesmo que o número de elementos não nulos de sua matriz de estados supera os da matriz de estados do modelo FIT IVS. Isto sugere que a inclusão dos estados da rede implica em um aumento significativo da complexidade do modelo (*stiffness*), desde o ponto de vista dos *solvers* de equações diferenciais ordinárias.

Também, é importante comentar que o número maior de elementos não nulos da matriz de estados dos modelos MCI DAR e FIT DAR, se deve principalmente à matriz $\mathbf{T}_{Id}$, a qual resulta de uma inversão de uma matriz.

Adicionalmente, é importante destacar que a grande diferença de carga computacional entre os modelos MCI e FIT, coloca em evidência a importância de desenvolver modelos de ordem reduzida que consigam representar adequadamente a dinâmica dominante da microrrede

e que ao mesmo tempo possuam uma carga computacional menor. Isto se torna especialmente relevante na hora de analisar sistemas de maior porte.

Tabela 4.3. Resumo dos resultados de carga computacional. Análise do número de estados, número de elementos não nulos da matriz de estados e comparação dos tempos computacionais entre os modelos.

Subsistema da microrrede	Número de estados / índice de carga computacional					
	MCI			FIT		
	DCR	DAR	DDR	DCR	DAR	DDR
Inversor formador	11	11	11	3	3	3
Ramos RL (linhas e cargas)	2	0	0	2	0	0
Total de estados para uma microrrede com n inversores formadores e m ramos RL.	$11n + 2m$	$11n$	$11n$	$3n + 2m$	$3n$	$3n$
Total de estados da microrrede de 4 barramentos	56	44	44	24	12	12
Número de elementos não nulos da matriz de estados	468	517	400	206	144	108
I_{TC} [%]	100%	120%	98%	28,8%	16,6%	13,5%
Total de estados da microrrede de 20 barramentos	280	220	220	120	60	60
Número de elementos não nulos da matriz de estados	2608	5386	2252	1222	3600	2460
I_{TC} [%]	100%	151%	84%	16,3%	7,3%	5,28%

4.7 Análise das Alternativas para Representar a Impedância Virtual no Modelo FIT DAR

Neste trabalho, foi proposta uma representação da impedância virtual para modelos baseados na consideração FIT do inversor formador de rede. Isto se justifica pois, na maioria dos trabalhos existentes na literatura, a representação da impedância virtual neste tipo de modelos não é tratada (X. Guo et al., 2014; Manrique Machado et al., 2019; Mariani et al., 2015; Nikolakakos et al., 2018; R. Wang et al., 2019). Em outros casos, sugere-se incluir a impedância virtual no modelo da rede (Coelho *et al.*, 2016; Rey *et al.*, 2018; Vorobev *et al.*, 2018), casos nos quais a redução de Kron é utilizada (Caliskan e Tabuada, 2014; Dorfler e Bullo, 2013; Luo e Dhople, 2014). A redução de Kron é uma técnica de simplificação de redes capaz de encontrar uma rede equivalente reduzindo o número de nós da mesma. Para isto, os nós da rede são divididos em nós interiores e de contorno, de tal forma que a matriz de admitância pode ser escrita como segue:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_c \\ \mathbf{I}_i \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{cc} & \mathbf{Y}_{ci} \\ \mathbf{Y}_{ic} & \mathbf{Y}_{ii} \end{bmatrix}}_{\mathbf{Y}_{bus}} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_c \\ \mathbf{E}_i \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

onde as variáveis com subíndice “c” correspondem às variáveis de contorno, e as variáveis com subíndice “i” são as variáveis internas, as quais não são de interesse na análise.

Separando (4.5) num sistema de equações, resulta em (4.6) e (4.7).

$$\mathbf{I}_c = \mathbf{Y}_{cc}[\mathbf{E}_c] + \mathbf{Y}_{ci}[\mathbf{E}_i], \quad (4.6)$$

$$\mathbf{I}_i = \mathbf{Y}_{ic}[\mathbf{E}_c] + \mathbf{Y}_{ii}[\mathbf{E}_i], \quad (4.7)$$

Isolando as tensões nodais dos nós que não são de interesse na análise ($\mathbf{E}_i$) e substituindo em (4.6) pode ser obtida a equação (4.8):

$$[\mathbf{I}_c] - \underbrace{\mathbf{Y}_{ci} \mathbf{Y}_{ii}^{-1}}_{\mathbf{Y}_{iir}} [\mathbf{I}_i] = \underbrace{(\mathbf{Y}_{cc} - \mathbf{Y}_{ci} \mathbf{Y}_{ii}^{-1} \mathbf{Y}_{ic})}_{\mathbf{Y}_{red}} [\mathbf{E}_c], \quad (4.8)$$

onde $\mathbf{Y}_{iir}$ é a matriz que mapeia as injeções de corrente dos nós internos na rede reduzida equivalente, e $\mathbf{Y}_{red}$ é a matriz de admitâncias nodais da rede reduzida equivalente. Caso as injeções de corrente nos nós interiores forem nulas, a equação anterior pode ser rescrita como segue:

$$[\mathbf{I}_c] = \underbrace{(\mathbf{Y}_{cc} - \mathbf{Y}_{ci} \mathbf{Y}_{ii}^{-1} \mathbf{Y}_{ic})}_{\mathbf{Y}_{red}} [\mathbf{E}_c], \quad (4.9)$$

A Figura 4.15, ilustra o resultado da aplicação da redução de Kron. O principal problema desta estratégia, consiste em que a redução parte de uma análise em regime permanente. Assim, a rede equivalente obtida não garante que em termos dinâmicos ambas as redes produzam resultados idênticos.

Portanto, neste trabalho foi proposto representar a impedância virtual dentro do modelo do inversor formador. Além disso, a impedância virtual utilizada, emula uma impedância estática (sem dinâmica), por tanto erros podem surgir quando esta impedância virtual é considerada parte da rede, que possui uma dinâmica associada com o transitório eletromagnético do seu circuito RL equivalente.

A análise apresentada nesta seção é realizada exclusivamente para o modelo FIT DAR pelos seguintes motivos: *i)* No caso do modelo FIT DDR, a dinâmica da rede é desconsiderada, portanto ambas as aproximações da representação da impedância virtual irão produzir os mesmos resultados; *ii)* no caso do modelo FIT DCR, observe na Figura 4.15 que a rede

equivalente reduzida, elimina os nós interiores, porém, pode aumentar o número de linhas. Como este modelo considera os estados associados com a rede, isto implicaria aumentar a ordem do modelo.

Figura 4.15. Ilustração da rede com impedâncias virtuais e aplicação da redução de *Kron*. (a) Rede original com impedância virtual; (b) Rede reduzida.

Fonte: O Autor.

Por outra parte, foi evidenciado nos resultados anteriores que o modelo FIT DAR produz regiões de estabilidade mais consistentes com o modelo completo para baixas relações X_{net}/R_{net} . Portanto, as análises a seguir consideram o caso $X_{net}/R_{net} = 1$ e $X_v/R_v = 4$ e $|Z_{net}|/|Z_v| = 2$.

A Figura 4.16 apresenta a comparação das regiões paramétricas de estabilidade previstas pelo modelo MCI DCR e o modelo FIT DAR com as duas possíveis representações da impedância virtual. Constatase que a representação da impedância virtual consegue reproduzir melhor as previsões do modelo MCI DCR do que a inclusão da impedância virtual no modelo da rede através da redução de Kron. Cabe destacar, que as diferenças se tornam mais evidentes à medida que k_{qi} aumenta. Esta observação pode ser corroborada observando a Figura 4.17, uma análise de sensibilidade, dos autovalores de baixa frequência, é realizada mudando o valor de k_{pi} e mantendo o valor de k_{qi} constante. Verifica-se na Figura 4.17(a) que praticamente não há diferenças entre o tipo de representação de impedância virtual que se escolha. Porém, ao aumentar k_{qi} , as diferenças podem ser apreciadas, sendo que a representação da impedância virtual proposta, se apresenta como uma melhor alternativa, em termos de fidelidade, nestes casos.

Figura 4.16. Comparação da região paramétrica de estabilidade prevista pelo modelo MCI DCR e o modelo FIT DAR com duas representações diferentes da impedância virtual.

Fonte: O Autor.

Figura 4.17. Autovalores de baixa frequência previstos pelo modelo MCI DCR e o modelo FIT DAR com duas representações diferentes da impedância virtual, variando k_{p_i} . (a) $k_{q_i} = 0,007$. (b) $k_{q_i} = 0,025$.

Fonte: O Autor.

4.8 Considerações Finais do Capítulo

O modelo MCI DCR foi validado através de resultados experimentais, os quais demonstram a boa fidelidade que este modelo oferece e a sua capacidade de prever resultados experimentais. Assim, este modelo foi tomado como referência para avaliar a fidelidade dos outros cinco modelos estudados neste trabalho. Estes modelos surgem de considerações distintas na modelagem da rede e na modelagem do conversor formador de rede. Desta forma, foi possível estabelecer o grau de fidelidade de cada modelo para diferentes cenários de características da rede (X_{net}/R_{net}) e da impedância virtual (X_v/R_v e $|Z_{net}|/|Z_v|$). As análises conduzidas para estabelecer a fidelidade de cada modelo permitiram, também, compreender de uma melhor forma os efeitos das características da rede e da impedância virtual no comportamento dinâmico da microrrede. Desta forma, foi observado que os transitórios eletromagnéticos associados com a dinâmica da rede são importantes para prever o comportamento dinâmico da microrrede e os limites de estabilidade da mesma.

Deve-se destacar que as análises realizadas demonstraram importância do laço de impedância virtual para amortecer o sistema. Isto, pois os efeitos negativos para a estabilidade da dinâmica da rede são reduzidos e a mesma se torna menos sensível a variações dos coeficientes de *droop*, de forma tal que a região paramétrica de estabilidade da microrrede é ampliada de forma considerável.

Alguns estudos sobre a carga computacional associada com cada modelo foram apresentados. Foi possível evidenciar a importância do desenvolvimento de modelos de ordem reduzida que permitam representar adequadamente o comportamento dinâmico da microrrede, e ao mesmo tempo ofereçam uma carga computacional baixa. Isto é essencial para desenvolver aplicações e ferramentas de monitoramento e análise em tempo real que permitam gerenciar e otimizar o funcionamento da microrrede de uma forma segura e confiável, garantindo a estabilidade de pequenos sinais da mesma.

Por fim, foram analisadas duas alternativas de representação da impedância virtual para o modelo FIT DAR. Desta análise foi evidenciado que conforme o valor do coeficiente de *droop* k_{q_i} aumenta, representar a impedância virtual dentro do modelo de conversor, como foi proposto neste trabalho, torna-se mais vantajoso em termos de fidelidade.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E ANÁLISE DO MODELO DE UMA MICRORREDE INCLUINDO UM CONVERSOR MULTIFUNCIONAL

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais que validam o modelo de pequenos sinais da microrrede incluindo um conversor multifuncional, o qual está encarregado tanto por injetar a potência proveniente de uma fonte renovável intermitente, quanto por desempenhar funções de filtro ativo das cargas locais não lineares. A microrrede em estudo é composta por três barramentos e três conversores, dois deles operando em modo formador de rede, e o conversor restante opera como inversor multifuncional controlado em corrente, como ilustrado na Figura 5.1. Os parâmetros considerados neste estudo são apresentados na Tabela 5.1. No conversor multifuncional, foram utilizados 3 capacitores de baixa capacitância, ligados em estrela, para criar um neutro local que permitisse amostrar as tensões de fase e alinhar o ângulo fornecido pelo PLL com estas tensões de uma forma simples.

De forma similar à metodologia seguida no capítulo anterior, os algoritmos de controle foram implementados no DSC TI TMSF28335. As formas de onda foram capturadas utilizando o equipamento de medição Yokogawa WT3000 e os valores locais da frequência de cada inversor formador foram armazenados na memória interna de cada DSC, com uma taxa de amostragem de 1 kHz. Para isto, o DSC do conversor 1 sincronizava, através do uso de saídas digitais, o começo do armazenamento dos dados de frequência e o trigger do Yokogawa WT3000, bem como o acionamento da chave contatora associada à carga.

Figura 5.1. Diagrama unifilar da microrrede considerada neste capítulo para validação do modelo desenvolvido.

Fonte: O Autor.

Tabela 5.1. Parâmetros da microrrede em estudo, dos inversores e suas malhas de controle.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Frequência nominal	ω_n	376,99	rad/s
Tensão RMS nominal fase-fase	V_{pp}	220	V
Carga 1 com conexão em Δ	Z_{L1}	$1000 + j1e^{-6}$	Ω
Resistência retificador trifásico-carga baixa	$R_{ca/cc}$	100	Ω
Resistência retificador trifásico-carga alta	$R_{ca/cc}$	33	Ω
Impedância da linha (1,2)	Z_{12}	$0,12 + j0,377$	Ω
Impedância da linha (2,3)	Z_{23}	$0,35 + j1,131$	Ω
Frequência de corte do filtro de medição dos conversores formadores	ω_{fi}	30	rad/s
Coefficiente <i>droop</i> de frequência, caso base	k_{pi}	0,0004	rad/s/W
Coefficiente <i>droop</i> de tensão, caso 2	k_{qi}	0,0075	V/Var
Indutância do filtro LC dos inversores formadores e multifuncional	L_{fi}, L_{fk}	1,5	mH
Capacitância de filtro LC dos inversores formadores	C_{fpi}	60	μF
Capacitância de filtro LC dos inversores formadores	C_{fpk}	1	nF
Indutância de acoplamento da carga não linear	L_c	3	mH
Ganho proporcional do controlador de tensão dos inversores formadores	k_{pv_i}	0,23	1/ Ω
Ganho integral do controlador de tensão dos inversores formadores	k_{iv_i}	150	1/ Ωs
Ganho do <i>feedforward</i> de corrente dos inversores formadores	k_{ffi}	0,5	-
Ganho proporcional do controle de corrente dos inversores formadores e multifuncional	k_{pci}, k_{pc_k}	40,7	Ω
Ganho integral do controle de corrente inversores formadores	k_{ici}	6215	Ω/s
Ganho integral do controle de corrente inversor multifuncional	k_{ic_k}	4950	Ω/s
Frequência de corte do filtro para a extração de harmônicas do inversor multifuncional	ω_{he_k}	9,425	rad/s
Impedância virtual dos inversores formadores	Z_{vi}	$0,03607 + j0,1444$	Ω
Tensão do barramento CC	V_{cci}	550	V
Frequência de chaveamento	f_{sw_i}, f_{sw_k}	20	kHz
Frequência de amostragem	f_{si}, f_{sk}	40	kHz

Adicionalmente, é importante destacar que o barramento CC do conversor multifuncional está alimentado por um retificador não controlado. Sendo assim, o controle da tensão do barramento CC, bem como o algoritmo MPPT (Maximum Power Point Tracking), não foram considerados na montagem experimental nem na modelagem da microrrede. Isto, principalmente obedece às limitações que impõe depender de fatores climáticos para obter resultados experimentais em condições similares para diversos cenários e para diversos pontos de medição.

5.1 Resultados dinâmicos

Como apresentado na Figura 5.1, na microrrede considerada existe uma carga não linear que consiste num retificador trifásico não controlado com carga resistiva e que se encontra conectado ao mesmo barramento do conversor multifuncional. Também, uma carga linear

conectada à barra 3 é considerada, a qual consiste em três resistores de $100\ \Omega$ conectados em triângulo. Os transitórios estudados nesta seção correspondem aos degraus em tais cargas.

5.1.1 Degrau na carga não linear

Na Figura 5.2 são apresentados os resultados experimentais para o transitório causado por um de grau na carga não linear, onde a resistência de carga ($R_{ca/cc}$) passa de $100\ \Omega$ a $33\ \Omega$. Ao momento do transitório, a carga linear na barra 3 se encontra conectada. A Figura 5.2(a), (c), (e) e (g) corresponde às formas de onda observadas quando o conversor multifuncional possui a função de filtragem ativa desabilitada. Estes resultados podem ser contrastados com a Figura 5.2(b), (d), (f) e (h), que corresponde ao mesmo transitório, porém com a função de filtragem ativa habilitada. Ressalta-se ainda que na Figura 5.2(c) e (d), se adicionam no canal 4 a tensão e a corrente da fase C medidas na carga não linear. Nessas Figuras é possível observar com maior clareza o de grau de carga testado. Adicionalmente, em ambos os casos, antes do transitório, o inversor multifuncional se encontra injetando potência na microrrede em torno de $1,12\ kW$.

Em ambos os casos, tanto com a filtragem ativa desabilitada quanto com a filtragem ativa habilitada, após o de grau de carga, se observa na Figura 5.2(c) e (d) a inversão do fluxo de potência da corrente de saída (i_o) do conjunto composto pelo inversor multifuncional e a carga não linear (Ver como foi definida i_o na Figura 5.1). Isto é consequência do fluxo de potência que se estabelece na microrrede após o de grau de carga, onde a potência demandada pela carga não linear passa a ser maior do que a potência injetada pelo inversor multifuncional ($1,2\ kW$). Porém, se observa que a inversão do fluxo de potência acontece de forma quase instantânea no caso apresentado na Figura 5.2(c), enquanto no caso apresentado na Figura 5.2(d), dita inversão de fluxo acontece gradativamente, o qual será explicado à seguir.

Na Figura 5.2(e), caso no qual o sistema opera sem a filtragem ativa ($k_{af} = 0$), observa-se que o inversor multifuncional injeta correntes que tendem a ser senoidais puras. Além disso, a corrente injetada continua com a mesma amplitude, mesmo após o de grau de carga não linear acontecer. Já no caso em que a função de filtragem ativa se encontra habilitada, verifica-se na Figura 5.2(f) que a corrente injetada pelo inversor multifuncional inclui também a parcela harmônica da carga. Adicionalmente, diferentemente do caso anterior, ao momento do de grau de carga, a corrente injetada pelo inversor multifuncional tende a ser igual à corrente da carga local, e posteriormente começa a diminuir gradativamente. Este comportamento está associado com a dinâmica do filtro passa baixas utilizado na extração de harmônicas da carga local.

Figura 5.2. Formas de onda experimentais da tensão (v_{o_j}) e da corrente (i_{o_j}) em cada conversor da microrrede durante degrau da carga não linear, com e sem considerar a filtragem ativa (47 V/div , 4 A/div , 50 ms/div).

Desta forma, importantes diferenças no comportamento dinâmico da microrrede serão observadas dependendo se a filtragem ativa está ou não habilitada. Particularmente, na Figura 5.2(a) e na Figura 5.2(g) observa-se que as correntes de saída dos conversores formadores sofrem uma variação quase instantânea ao momento do degrau da carga quando a filtragem ativa está desabilitada, motivo pelo qual também se observam correntes que apresentam distorção harmônica considerável. Adicionalmente, também é importante perceber que nos instantes subsequentes ao degrau de carga existe um erro de compartilhamento na corrente das cargas entre os conversores formadores, isto pois o conversor 1 supre aproximadamente 8 A pico enquanto o conversor 3 supre pouco mais de 4 A pico.

Este erro no compartilhamento logo após o degrau de carga se deve, principalmente, ao fato da impedância que separa o conversor 1 da carga não linear ser menor do que a impedância entre o conversor 3 e a carga citada. Posteriormente, o controle *droop* atua e o compartilhamento de potência entre ambos os conversores formadores melhora gradativamente, sendo que a corrente de saída de ambos conversores estabiliza em um valor inferior aos 8 A pico (Valores exatos serão apresentados na seção de resultados estáticos). Isto pode ser apreciado com maior clareza na Figura 5.3, onde se confirma que a frequência do conversor 1 na Figura 5.3(a) cai com uma taxa maior, pois este conversor começa fornecendo uma potência maior que a do conversor 2, cuja frequência cai de forma mais lenta como mostrado na Figura 5.3(e). Posteriormente, a ação do controle *droop* resulta na estabilização da frequência de ambos conversores após 0,3 s, aproximadamente.

Já no caso em que a microrrede opera com filtragem ativa habilitada, observa-se na Figura 5.2(b) e na Figura 5.2(h), que a corrente dos conversores formadores aumenta lentamente de acordo com a velocidade imposta pelo filtro passa baixas associado à extração de harmônicas da carga local do inversor multifuncional. Assim, desde o ponto de vista da microrrede, isto equivale a liberar a carga de forma gradativa, de tal forma que os controles *droop*, associados aos inversores formadores de rede, possuem um tempo maior para atuar, e consequentemente menores erros transitórios de compartilhamento da carga são observados neste caso. Esta dinâmica mais lenta também se verifica na Figura 5.3(b) e Figura 5.3(f), onde a frequência dos conversores demora mais de 0,6 s para convergir a um novo ponto de equilíbrio. Assim, pode-se afirmar que a filtragem ativa proporciona um efeito amortecedor na microrrede, dado que na Figura 5.3(a) foi evidenciado um sobressinal na frequência do conversor 1, que não é observado na Figura 5.3(b) ao habilitar a função de filtragem ativa. Adicionalmente, na Figura 5.2 observa-

se uma melhora significativa na distorção harmônica das correntes dos conversores formadores, no caso em que a filtragem ativa se encontra habilitada.

Por outra parte, observa-se nas Figura 5.3(c) e (d), que a frequência estimada experimentalmente pelo PLL do conversor multifuncional, para cada caso, possui um alto nível de ruído. Isto se deve tanto ao ruído devido à comutação dos inversores, bem como às harmônicas introduzidas pela carga não linear, as quais afetam o comportamento do PLL. Inclusive, é interessante observar que também se evidencia tal efeito nos resultados de simulação, nos quais o efeito da comutação dos conversores foi desconsiderado, indicando que só o efeito das harmônicas da carga não linear já é relevante.

Figura 5.3. Comparações entre os resultados experimental, simulado e o previsto pelo modelo para a frequência em cada conversor da microrrede durante um degrau da carga não linear, com e sem considerar a filtragem ativa.

Fonte: O Autor.

Assim, uma das limitantes técnicas no projeto dos ganhos do PLL refere-se à necessidade de limitar a largura de banda do mesmo, para assim evitar a propagação deste ruído pelas malhas de controle do conversor multifuncional.

Adicionalmente, na Figura 5.3, são comparados os resultados obtidos experimentalmente, através de simulação, e as previsões dadas pelo modelo desenvolvido. Em ambos casos analisados, as previsões fornecidas pelo modelo apresentam desvios desprezíveis em relação tanto aos resultados experimentais quanto aos resultados de simulação. Desta forma, constata-se que o modelo desenvolvido representa adequadamente a dinâmica da microrrede para ambos modos de operação.

5.1.2 Degrau na carga linear

A Figura 5.4 apresenta os mesmos resultados apresentados na Figura 5.3, porém, para um transitório decorrente da desconexão da carga linear Z_{LL1} , a qual se encontra conectada ao terceiro barramento da microrrede. Devido ao fato desta carga não ser local ao conversor multifuncional, que está conectado ao segundo barramento da microrrede, observa-se que não há evidência nenhum efeito amortecedor associado com a função de filtragem ativa. Desta forma, em termos da dinâmica da microrrede, não é possível observar diferenças significativas entre os resultados obtidos com e sem a função de filtragem ativa, pois neste caso o degrau de carga não implicou uma perturbação para o filtro passa baixa associado à extração de harmônicas da carga local do conversor multifuncional.

Neste caso, devido ao degrau de carga ter acontecido na carga local associada ao conversor 3, observa-se que a frequência deste conversor é a que varia de forma mais abrupta, ocasionando inclusive um sobressinal mais apreciável (Ver Figura 5.4(e) e (f)). Por outra parte, algumas oscilações na frequência do conversor 1 são observadas ao começo do transitório, principalmente nos resultados experimentais. De fato, neste transitório, esta é a diferença mais importante que pode ser observada entre os resultados experimentais e as previsões do modelo. Não obstante, as diferenças entre o modelo e os experimentos são irrelevantes, pois, de modo geral, o modelo desenvolvido consegue capturar as características dinâmicas dominantes e mais importantes da microrrede. Desta maneira, é possível afirmar que o modelo consegue representar de forma adequada a dinâmica da microrrede, também no caso de transitórios devidos aos degraus de cargas alocadas nos barramentos dos conversores formadores.

Figura 5.4. Comparações entre os resultados experimental, simulado e o previsto pelo modelo para a frequência em cada conversor da microrrede durante um degrau da carga linear, com e sem considerar a filtragem ativa.

Fonte: O Autor.

5.2 Análises de sensibilidade

Nesta seção, as características dinâmicas da microrrede continuam sendo investigadas através de análises de sensibilidade que mostram quais são os autovalores mais afetados pela variação dos principais parâmetros da microrrede, bem como as trajetórias que esses autovalores apresentam. Devido ao fato da inclusão do inversor multifuncional e/ou filtro ativo no modelo de pequenos sinais ser uma das principais contribuições deste trabalho, especial ênfase será dada aos parâmetros associados com o inversor e à função de filtragem ativa.

5.2.1 Parâmetros associados à filtragem ativa

Como ilustrado durante o desenvolvimento do modelo, o ganho k_{af} no inversor multifuncional é responsável por proporcionar a capacidade de compensação parcial de

harmônicas, técnica que ajuda a lidar com possíveis sobrecarregamentos do inversor (Xavier *et al.*, 2019). Assim, quando $k_{af} = 1$, o inversor multifuncional opera no modo de compensação de harmônicas completa, e quando $k_{af} = 0$, o inversor multifuncional não compensa as harmônicas da carga local. Na seção anterior, foi verificado que para degraus de carga locais ao inversor multifuncional, ativar a função de filtragem ativa proporcionava um aumento do amortecimento do sistema e a dinâmica da microrrede se tornava mais lenta. Assim, a Figura 5.5(a) apresenta as trajetórias dos autovalores do sistema ao variar entre 0 e 1 o parâmetro k_{af} . Como pode ser observado, este parâmetro afeta principalmente um grupo de autovalores complexos conjugados que se encontram nas regiões de média e alta frequência. Adicionalmente, observa-se que à medida que k_{af} aumenta, o amortecimento de todos os autovalores em questão aumenta também. Levando em consideração que nesta região de frequência se encontram os autovalores correlacionados com as malhas internas de controle dos conversores, bem como autovalores associados com a dinâmica da rede, esta sensibilidade revela que a filtragem ativa afeta de forma considerável as interações entre estes subsistemas e malhas de controle, o qual resulta em um melhor amortecimento da microrrede quando a função de filtragem ativa é habilitada.

Figura 5.5. Sensibilidade associada aos parâmetros relacionados com a filtragem ativa. (a) k_{af} . (b) Frequência de corte do filtro passa baixas para extração de harmônicas (ω_{fhe})

Fonte: O Autor.

Por outra parte, a Figura 5.5(b) apresenta a análise de sensibilidade referente à frequência de corte do filtro passa baixas utilizado para realizar a extração de harmônicas da carga local do inversor multifuncional. É importante destacar que o filtro mencionado deve ter a capacidade de eliminar as oscilações de corrente no referencial síncrono devidas à sequência negativa causada por cargas desequilibradas, as quais se manifestam no referencial síncrono como oscilações de 120 Hz. Portanto, a Figura 5.5(b) apresenta uma sensibilidade da frequência de corte deste filtro entre 5 rad/s e 25 rad/s. Como era de se esperar, este

parâmetro afeta principalmente os autovalores de baixa frequência da microrrede. De modo geral se observa que conforme $\omega_{f_{he}}$ aumenta, os autovalores tendem a se deslocar para regiões de maiores frequências, indicando que a dinâmica da microrrede se torna mais rápida. Não obstante, é importante perceber que novos polos complexos conjugados podem aparecer a partir de valores de frequência de corte de 17 rad/s aproximadamente. Isto pode ser explicado, levando em consideração que, desde o ponto de vista da microrrede, a velocidade com a qual os conversores formadores devem assumir o degrau de carga não linear é modulada pelo parâmetro $\omega_{f_{he}}$. Desta forma, um maior erro transitório de compartilhamento é esperado quando a carga é liberada de forma mais rápida, o que por sua vez pode causar mais oscilações e/ou sobressinais de frequência nos conversores formadores, durante o processo de convergência para um novo ponto de equilíbrio.

5.2.2 Parâmetros associados ao PLL do conversor multifuncional

A Figura 5.6 apresenta o movimento dos polos da microrrede conforme o ganho proporcional associado ao PLL muda, considerando tanto a filtragem ativa desabilitada, quanto habilitada. É bem sabido na literatura que o ganho proporcional ajusta, principalmente, a largura de banda do PLL. Desta forma, observa-se que em ambos casos estudados, conforme $k_{p_{PLL}}$ aumenta, a maioria dos polos que tendem às regiões de maior frequência. Porém, um polo real tende ao semiplano direito, indicando que a microrrede pode se tornar instável caso $k_{p_{PLL}}$ aumente de forma exagerada. Do ponto de vista prático, devem ser levadas em consideração as características tanto do PLL utilizado quanto da microrrede em estudo. Assim, pode-se observar que pela simplicidade do PLL, seu controlador PI é também responsável por evitar que os distúrbios harmônicos e de comutação dos inversores se espalhem pelas malhas de controle do inversor multifuncional. Desta forma, a largura de banda do PLL tem uma limitação prática, a qual não é capturada pelo modelo desenvolvido, pois este considera só as parcelas contínuas das grandezas, fato que impede o modelo prever as oscilações associadas aos distúrbios harmônicos e de comutação (Ver Figura 5.3 e Figura 5.4).

Adicionalmente, observa-se em ambos os casos estudados na Figura 5.6 que o amortecimento de dois polos complexos conjugados aumenta de forma significativa conforme $k_{p_{PLL}}$ aumenta. A medida que estes dois polos se aproximam do eixo real, se observam diferenças entre ambos os casos estudados. Isto revela que mesmo a filtragem ativa produzindo os efeitos mais notáveis nas regiões de média e alta frequência, esta também afeta o comportamento dos autovalores de baixa frequência.

Por fim, de acordo com as discussões realizadas, observa-se que para ambos casos analisados, o projeto de k_{pPLL} é um compromisso entre a largura de banda admissível e o amortecimento dos polos complexos conjugados de baixa frequência.

Figura 5.6. Sensibilidade associada ao ganho proporcional do PLL k_{pPLL} . (a) $k_{af} = 0$. (b) $k_{af} = 1$.

Fonte: O Autor.

Na Figura 5.7 se apresenta a trajetória seguida pelos autovalores de baixa frequência da microrrede quando se altera o valor do ganho integral do controlador PI do PLL, considerando a microrrede operando tanto a filtragem ativa habilitada quanto desabilitada. Na literatura técnica é bem conhecido que a margem de fase do PLL tende a diminuir à medida que o ganho integral aumenta. De acordo com os resultados apresentados na Figura 5.7, verifica-se que, para ambos os casos analisados, o amortecimento de dois polos complexos conjugados de baixa frequência diminui conforme k_{iPLL} aumenta. De forma similar ao observado no caso anterior, conforme estes polos se aproximam do eixo real, diferentes trajetórias são observadas dependendo se a filtragem ativa está habilitada ou não. Por outra parte, observou-se que o ganho k_{pPLL} (Ver Figura 5.6) conseguia deslocar autovalores em direção ao semiplano esquerdo (região de maior frequência), o qual não acontece com o ganho k_{iPLL} , pois este não afeta de forma significativa a largura de banda do PLL.

Figura 5.7. Sensibilidade associada ao ganho integral do PLL k_{iPLL} . (a) $k_{af} = 0$. (b) $k_{af} = 1$.

Fonte: O Autor.

Até o momento os parâmetros do controle PI do PLL foram variados de forma independente, o qual afeta a frequência à qual se encontra o polo associado ao controle PI. Assim, na Figura 5.8, os parâmetros $k_{p_{PLL}}$ e $k_{i_{PLL}}$ são variados simultaneamente de forma proporcional com a finalidade de manter a posição do polo associado com o controlador PI. Os resultados apresentados na Figura 5.8 tendem a ser similares aos apresentados na Figura 5.6, porém, a frequência natural dos polos complexos conjugados de baixa frequência tende a ser menor quando a proporção ou relação entre $k_{p_{PLL}}$ e $k_{i_{PLL}}$ é mantida constante.

Figura 5.8. Sensibilidade associada a ambos ganhos do PLL ($k_{p_{PLL}}$ e $k_{i_{PLL}}$) mantendo a posição do polo associado ao controlador PI. (a) $k_{af} = 0$. (b) $k_{af} = 1$.

Fonte: O Autor.

De acordo com os resultados e as discussões apresentadas anteriormente, se observa que o PLL desempenha um papel importante na dinâmica dominante da microrrede. Assim, recomenda-se ajustar $k_{p_{PLL}}$ de acordo com a largura de banda desejada, a qual deve levar em consideração os distúrbios harmônicos e o ruído associado com a comutação dos inversores. Posteriormente, o ganho integral ($k_{i_{PLL}}$) deve ser ajustado de tal forma a incrementar o fator de amortecimento dos polos complexos conjugados de baixa frequência.

5.2.3 Parâmetros associados ao controle *droop* dos inversores formadores

Na Figura 5.9 são apresentadas as análises de sensibilidade variando o coeficiente de *droop* de frequência, considerando e desconsiderando a filtragem ativa. Em primeiro lugar, deve ser mencionado que, em ambos casos, o comportamento dominante exibido pelos autovalores ao variar o parâmetro k_{p_i} é similar ao observado em trabalhos anteriores em microrredes onde somente há presença de conversores formadores de rede (Guo *et al.*, 2014; Nikolakakos *et al.*, 2018; Pogaku, Prodanović e Green, 2007; Vorobev *et al.*, 2018). Assim, observa-se como dois polos complexos conjugados de baixa frequência tendem ao semiplano direito à medida que k_{p_i} aumenta, enquanto outro par de polos complexos conjugados tende às

regiões de maiores frequências. Este comportamento é verificado em ambos casos analisados, ou seja, sem importar se a filtragem ativa está ou não habilitada. O efeito da filtragem ativa, neste caso, se manifesta principalmente nos polos de baixa frequência mais próximos do eixo real. Desta forma pode ser constatado que quando a filtragem ativa está desabilitada, estes polos tendem às regiões de maiores frequências quando comparados com os mesmos polos no caso em que a filtragem ativa está habilitada (Ver quadros da Figura 5.9 ampliando a região de interesse). Isto ajuda também a explicar, o porquê a dinâmica da microrrede se torna mais lenta quando a filtragem ativa está habilitada, como foi constatado nos resultados apresentados na Figura 5.3.

Figura 5.9. Sensibilidade associada ao coeficiente de *droop* de frequência k_{p_i} . (a) $k_{af} = 0$. (b) $k_{af} = 1$.

Fonte: O Autor.

Em relação ao coeficiente de *droop* de tensão (k_{q_i}) e à frequência de corte (ω_{f_i}) do filtro passa baixas utilizado para o cálculo de potência ativa e reativa realizado pelos conversores formadores de rede, não se constatou nenhuma diferença importante entre a sensibilidades realizadas considerando e desconsiderando a filtragem ativa. Portanto, a Figura 5.10 apresenta as análises de sensibilidade para ambos os parâmetros considerando a filtragem ativa habilitada.

Figura 5.10. Sensibilidade associada à outros parâmetros do controle *droop* com $k_{fa} = 1$. (a) k_{q_i} . (b) ω_{f_i} .

Fonte: O Autor.

Em ambos os casos, o comportamento também é similar ao observado em trabalhos anteriores, onde só há presença de inversores formadores de rede (Coelho, Cortizo e Garcia, 2002; Guo *et al.*, 2014; Pogaku, Prodanović e Green, 2007). Observa-se na Figura 5.10(a) que conforme se incrementa o valor de k_{q_i} , um par de polos complexos conjugados tende ao semiplano direito, enquanto alguns polos reais tendem às regiões de maiores frequências em direção ao semiplano esquerdo. No caso da sensibilidade de ω_{f_i} , de modo geral, os polos reais tendem às regiões de maiores frequências à medida que o parâmetro aumenta. O par de polos complexos conjugados de maior frequência natural tendem ao semiplano direito, enquanto o par de polos complexos conjugados de menor frequência natural a partir dos 80 rad/s se tornam polos reais.

De modo geral, embora as análises de sensibilidade realizadas para os parâmetros associados ao controle *droop* produzem resultados similares aos observados em microrredes compostas unicamente por inversores formadores, é importante mencionar que neste caso, novos autovalores na mesma região de baixa frequência são observados. Estes autovalores estão correlacionados, principalmente, com os parâmetros do PLL e os filtros passa baixas utilizados para a extração de harmônicas da carga local do inversor multifuncional. Esta proximidade na escala de tempo dos autovalores associados com todas estas malhas de controle pode gerar, em determinadas situações, um maior acoplamento, fazendo com que o projeto dos parâmetros das malhas de controle em questão deva ser realizado e verificado considerando a dinâmica inteira da microrrede.

5.3 Resultados estáticos

Nesta seção serão apresentados os resultados estáticos da microrrede com especial foco na qualidade da energia da mesma. Estes resultados correspondem ao cenário no qual há injeção de potência ativa por parte do inversor multifuncional e tanto a carga linear quanto a carga não linear se encontram ligadas simultaneamente.

5.3.1 Formas de onda, índices de qualidade da energia e espectros harmônicos

A Figura 5.11 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente das três fases de cada um dos conversores da microrrede. Particularmente, para o conversor 2, que corresponde ao conversor multifuncional, apresenta-se tanto a corrente de saída do conjunto inversor e carga não linear (i_o), quanto a corrente através do indutor do filtro LC (i_{L_f}). A corrente drenada pela fase C da carga não linear é apresentada no canal quatro da Figura 5.11(e) e (f).

Figura 5.11. Resultados estáticos das formas de onda experimentais da tensão (v_{o_j}) e da corrente (i_{o_j} e $i_{L_{f_k}}$) em cada conversor da microrrede, com e sem considerar a filtragem ativa (47 V/div , 4 A/div , 10 ms/div).

Fonte: O Autor.

Figura 5.12. Resultados estáticos, valores RMS e de THD da tensão (v_{oj}) e da corrente (i_{oj} e i_{Lfk}) em cada conversor da microrrede, com e sem considerar a filtragem ativa.

Filtragem Ativa Desabilitada ($k_{af} = 0$)				Filtragem Ativa Habilitada ($k_{af} = 1$)				
Conversor 1 (Formador)	Urms1	0.12484 _{kV}	Uthd1	2.643 _%	Urms1	0.12476 _{kV}	Uthd1	1.488 _%
	Irms1	3.73104 _A	Ithd1	25.704 _%	Irms1	3.61747 _A	Ithd1	8.286 _%
	Urms2	0.12470 _{kV}	Uthd2	2.629 _%	Urms2	0.12463 _{kV}	Uthd2	1.488 _%
	Irms2	3.73358 _A	Ithd2	24.496 _%	Irms2	3.63246 _A	Ithd2	8.330 _%
	Urms3	0.12521 _{kV}	Uthd3	2.665 _%	Urms3	0.12508 _{kV}	Uthd3	1.516 _%
	Irms3	3.56118 _A	Ithd3	26.208 _%	Irms3	3.46802 _A	Ithd3	8.979 _%
	fU1	59.911 _{Hz}	fU4	Error	fU1	59.910 _{Hz}	fU4	Error
(a)				(b)				
Conversor 2 (i_o)	Urms1	0.12350 _{kV}	Uthd1	3.483 _%	Urms1	0.12332 _{kV}	Uthd1	1.653 _%
	Irms1	3.88311 _A	Ithd1	36.026 _%	Irms1	3.68692 _A	Ithd1	8.405 _%
	Urms2	0.12349 _{kV}	Uthd2	3.417 _%	Urms2	0.12322 _{kV}	Uthd2	1.628 _%
	Irms2	3.87262 _A	Ithd2	34.804 _%	Irms2	3.68678 _A	Ithd2	8.156 _%
	Urms3	0.12362 _{kV}	Uthd3	3.464 _%	Urms3	0.12360 _{kV}	Uthd3	1.632 _%
	Irms3	3.67481 _A	Ithd3	37.656 _%	Irms3	3.51097 _A	Ithd3	8.589 _%
	fU1	59.909 _{Hz}	fU4	59.911 _{Hz}	fU1	59.910 _{Hz}	fU4	59.910 _{Hz}
(c)				(d)				
Conversor 2 (i_{L_f})	Urms1	0.12350 _{kV}	Uthd1	3.497 _%	Urms1	0.12327 _{kV}	Uthd1	1.690 _%
	Irms1	2.98074 _A	Ithd1	8.403 _%	Irms1	3.31945 _A	Ithd1	48.586 _%
	Urms2	0.12337 _{kV}	Uthd2	3.412 _%	Urms2	0.12339 _{kV}	Uthd2	1.665 _%
	Irms2	2.98258 _A	Ithd2	8.145 _%	Irms2	3.28836 _A	Ithd2	46.310 _%
	Urms3	0.12377 _{kV}	Uthd3	3.481 _%	Urms3	0.12353 _{kV}	Uthd3	1.668 _%
	Irms3	2.99796 _A	Ithd3	8.371 _%	Irms3	3.29226 _A	Ithd3	48.951 _%
	fU1	59.914 _{Hz}	fU4	59.911 _{Hz}	fU1	59.911 _{Hz}	fU4	59.912 _{Hz}
(e)				(f)				
Conversor 3 (Formador)	Urms1	0.12500 _{kV}	Uthd1	1.657 _%	Urms1	0.12495 _{kV}	Uthd1	1.125 _%
	Irms1	3.49155 _A	Ithd1	11.910 _%	Irms1	3.45674 _A	Ithd1	5.207 _%
	Urms2	0.12488 _{kV}	Uthd2	1.656 _%	Urms2	0.12486 _{kV}	Uthd2	1.144 _%
	Irms2	3.44617 _A	Ithd2	11.493 _%	Irms2	3.42562 _A	Ithd2	5.174 _%
	Urms3	0.12491 _{kV}	Uthd3	1.684 _%	Urms3	0.12484 _{kV}	Uthd3	1.155 _%
	Irms3	3.42005 _A	Ithd3	12.098 _%	Irms3	3.41242 _A	Ithd3	5.002 _%
	fU1	59.912 _{Hz}	fU4	59.911 _{Hz}	fU1	59.913 _{Hz}	fU4	59.910 _{Hz}
(g)				(h)				

Figura 5.13. Espectros harmônicos da corrente (i_{oj} e i_{Lfk}) em cada conversor da microrrede, bem como da carga não linear, com e sem considerar a filtragem ativa. Eixo Y em escala logarítmica.

Fonte: O Autor.

Para o caso em que a função de filtro ativo se encontra desabilitada, observa-se na Figura 5.11(a) e (g), que os inversores formadores fornecem correntes com alto conteúdo harmônico. Dado que a função principal destes conversores é fornecer tensões senoidais balanceadas e equilibradas, a corrente fornecida pelos mesmos se torna uma consequência da carga. Assim, as correntes distorcidas fornecidas pelos inversores formadores se devem à presença do retificador trifásico e ao fato da função de filtragem ativa estar desabilitada. Além disso, pode ser verificado que a corrente fornecida pelo conversor 1 possui uma maior distorção harmônica que a fornecida pelo conversor 3. Isto pode ser confirmado tanto ao observar as THDs correspondentes, na Figura 5.12(a) e (g) (Em torno de 25 % para o conversor 1 e 11,5 % para o conversor 3), bem como os espectros destas correntes na Figura 5.13(a) e (g). Isto acontece por dois motivos principalmente: i) O controle *droop* não garante o compartilhamento

de correntes harmônicas; *ii*) A indutância que separa o conversor 1 da carga não linear é menor que a indutância entre o conversor 3 e a carga em menção. Existem, diversas técnicas para conseguir um melhor compartilhamento de correntes harmônicas (Gothner *et al.*, 2019; Micallef *et al.*, 2017; Peng, Shuai, Liu, *et al.*, 2020; Sreekumar e Khadkikar, 2017; Vandoorn *et al.*, 2012; Wang, Blaabjerg e Chen, 2014), porém, o uso destas técnicas normalmente implica aumentar o conteúdo harmônico das tensões, o qual pode favorecer o espalhamento do distúrbio harmônico pela microrrede. Assim, é importante esclarecer que o foco de estudo neste trabalho não é o compartilhamento de correntes harmônicas entre os inversores, mas evitar o espalhamento de distúrbios harmônicos.

Figura 5.14. Espectros harmônicos da tensão (v_{o_j}) em cada conversor da microrrede, com e sem considerar a filtragem ativa. Eixo Y em escala logarítmica.

Fonte: O Autor.

Em relação ao conversor multifuncional, na Figura 5.11(c), observa-se que as correntes estão em contra fase com as tensões, indicando que os inversores formadores estão fornecendo potência para a carga local do inversor multifuncional. Adicionalmente, observa-se uma maior distorção harmônica nestas tensões, o que resulta numa THD de tensão de aproximadamente 3,5 %, de acordo com a Figura 5.12(c), a qual se deve à presença da quinta e sétima harmônicas de acordo com os resultados apresentados na Figura 5.14(c). Esta distorção harmônica na tensão representa um distúrbio para a malha de corrente do inversor multifuncional. Por este motivo, observa-se na Figura 5.11(e) um ligeiro conteúdo harmônico nas correntes injetadas pelo inversor em questão, sendo constatada uma presença importante da quinta e sétima harmônicas

no espectro destas correntes na Figura 5.13(e). Isto deriva numa THD de 8,3 % de acordo com a Figura 5.12(e). Por fim, a Figura 5.14(a), (c) e (f), observa-se que o distúrbio harmônico causado pela carga não linear conectada ao barramento dois, se espalhou por toda a microrrede causando distorção harmônica das tensões em todos os barramentos, a qual se deve principalmente à presença da quinta e sétima harmônicas.

Por outra parte, quando a filtragem ativa é habilitada, uma melhora considerável pode ser observada nas formas de onda das correntes fornecidas pelos inversores formadores de rede (Ver Figura 5.11(b) e (h)). Isto pode ser corroborado na Figura 5.12, onde é possível evidenciar que a THD de corrente do conversor 1 passou de 25 % para 8,3 %, e para o caso do conversor 3 a THD passou de 11,5 % para 5 %. De igual forma na Figura 5.13, bem como na Figura 5.14, ao acionar a filtragem ativa, observa-se que a presença da quinta e sétima harmônica foram praticamente eliminadas tanto da corrente quanto da tensão dos inversores formadores de rede.

Uma outra forma de avaliar a efetividade da filtragem ativa, consiste em comparar os espectros da corrente da carga com o espectro da corrente injetada pelo inversor multifuncional, sendo que, idealmente, as componentes harmônicas de ambos os espectros devem ser idênticas. Assim, comparando a Figura 5.13(f) com a Figura 5.13(j), observa-se que a função de filtragem ativa faz com que o inversor multifuncional injete aproximadamente as mesmas componentes harmônicas da carga local, principalmente a quinta e sétima harmônica. Desta maneira, de acordo com a Figura 5.13(c) e (d), o filtro ativo interfere diretamente para que a corrente harmônica fornecida pelos inversores formadores para o barramento 2 da microrrede seja reduzida de 1,2 A para 0,2 A para a quinta harmônica, e de 0,45 A para 0,11 A para a sétima harmônica. Uma melhor performance da filtragem ativa poderia ser alcançada inserindo termos ressonantes no controlador de corrente do inversor multifuncional. Porém, isto representaria, no modelo de pequenos sinais, um aumento de quatro estados por cada termo ressonante inserido (um par de estados para cada eixo do referencial DQ).

5.3.2 Considerações sobre a influência do projeto da impedância virtual

Os mesmos resultados apresentados na subseção anterior foram replicados para diferentes relações $|Z_{net}|/|Z_v|$ com a finalidade de estudar o impacto do projeto da impedância virtual na qualidade da energia da microrrede. De acordo com os resultados obtidos no capítulo anterior, foi observado que aumentar o módulo da impedância virtual auxilia no amortecimento da microrrede. Porém, em termos de regulação de tensão e da qualidade da energia, quando consideradas cargas não lineares, um aumento expressivo do módulo da impedância virtual

pode derivar em uma deterioração dos índices de qualidade da energia. Em (Pournazarian *et al.*, 2020; Wu, Shen e Iravani, 2017) são estudados algoritmos de otimização para projetar a impedância virtual numa microrrede, considerando a tensão em regime permanente, o desacoplamento de potência ativa e reativa, bem como o compartilhamento de potência reativa. Porém, o efeito da impedância virtual nos distúrbios harmônicos associados com a presença de cargas não lineares tem sido pouco explorado e em muitas ocasiões desconsiderado. Por tal motivo, este será um dos focos principais neste trabalho. Para isto, diferentes modos de operação do inversor multifuncional serão considerados em relação à geração local (injeção de potência) e à filtragem ativa de potência.

Na Figura 5.15 são apresentados os valores RMS e da THD da tensão para todos os conversores da microrrede em distintos cenários de operação do inversor multifuncional e para diferentes relações $|Z_{net}|/|Z_v|$. Devido ao fato da impedância virtual aumentar a impedância equivalente em todos os barramentos da microrrede, observa-se que à medida que diminui a relação $|Z_{net}|/|Z_v|$, ou seja, $|Z_v|$ aumenta, a tensão RMS diminui em todos os barramentos da microrrede. Isto se torna ainda mais evidente, nos casos onde não está sendo injetada potência ativa pelo inversor multifuncional ($G=off$), pois nestes casos, a carga não linear conectada ao barramento dois, deve ser suprida completamente pelos inversores formadores de rede, o que gera uma maior queda de tensão tanto nas impedâncias virtuais quanto nas indutâncias físicas que emulam a impedância das linhas de distribuição. Seguindo o mesmo raciocínio, pode-se elucidar que a tensão em regime permanente nos barramentos da microrrede pode diminuir ainda mais caso a carga da microrrede aumente. Desta forma, fica evidente a importância de projetar adequadamente a impedância virtual dos conversores formadores para não prejudicar o perfil de tensão da microrrede. Adicionalmente, isto também coloca em evidência a relevância de esquemas de controle secundário que atuam para restabelecer as tensões na microrrede.

Por outra parte, a THD das tensões também é visivelmente afetada pela relação $|Z_{net}|/|Z_v|$. Verifica-se na Figura 5.15 que em todos os casos a THD das tensões, em todos os barramentos da microrrede, tende a aumentar conforme a relação $|Z_{net}|/|Z_v|$ diminui, podendo superar em 5 % no caso em que não há nem geração e a filtragem ativa se encontra desabilitada (Ver Figura 5.15(a)). Este efeito se deve a dois motivos principalmente: *i*) Como discutido anteriormente, a tensão na frequência fundamental tende a diminuir conforme aumenta o módulo da impedância virtual, sendo que este efeito é ainda mais notável nos casos nos quais não há injeção de potência por parte do inversor multifuncional; *ii*) devido à circulação de correntes harmônicas através da microrrede, uma maior queda de tensão associada às

componentes harmônicas aparece na impedância virtual conforme a mesma aumenta, de modo que o controle do conversor formador passa a operar com uma tensão de referência distorcida. Desta forma, ambos os efeitos contribuem para elevar a THD das tensões à medida que a impedância virtual aumenta. Por fim, na Figura 5.15 é evidente como a função de filtragem ativa contribui para manter em níveis adequados as THD das tensões.

Figura 5.15. Valores RMS e THDs da tensão (v_{oj}) obtidos experimentalmente em cada conversor da microrrede, para diversas relações $|Z_{net}|/|Z_v|$ e cenários de operação do inversor multifuncional (G=Geração, FAP=Filtragem Ativa de Potência).

Fonte: O Autor.

De forma similar, a Figura 5.16 apresenta as THDs de saída (i_{oj}) de cada conversor para os mesmos casos considerados na figura anterior. Observa-se de igual maneira que a função de filtragem ativa ajuda a evitar de forma significativa que o distúrbio harmônico se espalhe pela

microrrede. Entretanto, observa-se que nos casos que o inversor multifuncional injeta potência ativa na microrrede, a THD das correntes dos inversores formadores de rede tende a ser maior, contrário ao observado no caso das tensões. Isto acontece, pois a componente fundamental da corrente que deixa de ser fornecida pelo inversor multifuncional passa a ser fornecida pelos inversores formadores, fazendo que a componente fundamental da corrente fornecida por estes seja maior, e consequentemente a THD de corrente tende a diminuir, ainda que as componentes harmônicas continuem as mesmas.

De acordo com os resultados discutidos anteriormente, fica evidente a necessidade de um projeto adequado da impedância virtual dos inversores formadores de rede, que leve em consideração seus efeitos nos indicadores de qualidade da energia, bem como a relevância da função de filtragem ativa para os indicadores de qualidade da energia em níveis aceitáveis, quando consideradas cargas não lineares.

Figura 5.16. THD da corrente (i_{o_j}) obtidos experimentalmente em cada conversor da microrrede, para diversos cenários de operação do inversor multifuncional (G=Geração, FAP=Filtragem Ativa de Potência). (a) Conversor 1; (b) Conversor 2; (c) Conversor 3.

Fonte: O Autor.

5.4 Considerações finais do capítulo

O modelo de pequenos sinais de uma microrrede incluindo tanto inversores formadores de rede quanto inversores multifuncionais foi validado tanto experimentalmente quanto através de simulações computacionais. Foi constatado que o modelo desenvolvido prevê resultados experimentais com um alto grau de fidelidade para ambos os modos de operação do inversor

multifuncional (Com a filtragem ativa habilitada e desabilitada), quanto para transitórios causados por conexões e desconexões de cargas locais nos conversores formadores, bem como no inversor multifuncional.

Foi observado que a função de filtragem ativa proporciona um efeito amortecedor para transitórios causados pela conexão ou desconexão de cargas locais ao inversor multifuncional. De acordo com as análises de sensibilidade, foi possível estabelecer que este efeito está correlacionado com um maior amortecimento de um grupo de polos complexos conjugados nas regiões de média e alta frequência, tornando evidente como a função de filtragem ativa, adotada neste trabalho, modifica de forma significativa as interações entre as malhas internas de controle dos inversores e a dinâmica da rede. Nestes casos, também foi possível identificar que a dinâmica da microrrede se torna mais lenta, ficando dominada, principalmente, pela dinâmica do filtro passa baixas utilizado para a extração de harmônicas da carga local.

Adicionalmente, foi constatado que os parâmetros associados ao PLL, ao filtro de extração de harmônicas, bem como ao controle *droop* dos inversores formadores de rede, afetam os autovalores na região de baixa frequência. Assim, tais parâmetros afetam os polos com escalas de tempo similares, o que potencialmente pode causar um acoplamento forte entre tais malhas de controle. Portanto, o projeto de tais parâmetros deve ser realizado de forma cuidadosa, e mesmo que um projeto inicial seja realizado considerando cada subsistema por separado, é de extrema importância que o projeto seja validado no modelo completo da microrrede a fim de garantir a estabilidade da mesma. De acordo com as discussões apresentadas, algumas recomendações para o projeto destes parâmetros são sumarizadas a seguir: *i*) o ganho $k_{p_{PLL}}$ deve ser ajustado de acordo com a largura de banda desejada para o PLL, ou seja, nesta escolha devem ser considerados os distúrbios harmônicos das cargas não lineares, bem como o ruído associado à comutação dos inversores; *ii*) o ganho $k_{i_{PLL}}$ deve ser selecionado de tal forma a elevar o amortecimento dos polos complexos conjugados de baixa frequência; e *iii*) Deve ser evitada a utilização de valores muito elevados da frequência angular de corte (ω_{he_k}) associada ao filtro passa baixas utilizado na extração de harmônicas do conversor multifuncional, pois pode causar uma diminuição do amortecimento dos autovalores de baixa frequência.

Por fim, os resultados estáticos apresentados revelaram a extrema importância de considerar a função de filtragem ativa numa microrrede com presença de cargas não lineares. Diversos cenários de operação do inversor multifuncional foram estudados, bem como

diferentes projetos da impedância virtual. Desta forma, foi verificada a importância de considerar no projeto da impedância virtual, o efeito que a mesma tem no desempenho da microrrede desde o ponto de vista da qualidade da energia.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusões

Existe uma grande dificuldade na análise e a interpretação física dos modelos completos de microrredes devido ao porte e à complexidade dos mesmos. Desta forma, nesta tese, diversas aproximações na modelagem de pequenos sinais de microrredes CA ilhadas foram apresentadas e analisadas. Isto permitiu identificar como cada simplificação, tanto na modelagem das GDs quanto na modelagem da rede, afeta as previsões de cada modelo considerando diversos cenários em relação às características da rede (X_{net}/R_{net}) e ao projeto da impedância virtual dos conversores formadores de rede (X_v/R_v e $|Z_{net}|/|Z_v|$). Produto deste estudo, foi possível compreender melhor os fenômenos dinâmicos envolvidos nas microrredes, bem como estabelecer o nível de fidelidade esperado para cada modelo e diversos cenários.

Em relação à compreensão dos fenômenos dinâmicos presentes nas microrredes, nesta tese se avançou de forma especial na compreensão das interações existentes entre os sistemas de controle das GDs e os transitórios eletromagnéticos associados às linhas de distribuição e às cargas. Assim, os principais destaques e avanços apontados nesta tese, em relação a este ponto, são sumarizados a seguir:

- A dinâmica associada com os transitórios eletromagnéticos da rede ocorrem numa escala de tempo similar às escalas de tempo nas quais atuam as malhas de controle dos inversores, o qual cria acoplamentos dinâmicos que afetam o comportamento em regime transitório da microrrede. Por tal motivo, na maioria dos casos, representar a dinâmica da rede torna-se fundamental para obter um modelo com alta fidelidade;
- A impedância virtual considerada neste trabalho possui um efeito amortecedor que ajuda a minimizar o efeito desestabilizador da dinâmica da rede. Este efeito é esperado pois a impedância virtual utilizada pretende emular uma impedância estática (sem dinâmica). Entretanto, deve ser destacado que o efeito amortecedor da impedância virtual é modulado pela relação $|Z_{net}|/|Z_v|$, a qual é de especial importância quando as cargas locais são conectadas em paralelo com os capacitores de saída dos inversores formadores de rede sem a presença de indutâncias de acoplamento, e quando dois ou mais inversores formadores são separados por impedâncias físicas pequenas, como tende a ser o caso das microrredes. Desta forma, a impedância virtual torna a microrrede menos sensível a variações dos coeficientes de *droop*, de forma tal que a região paramétrica de estabilidade da microrrede tende a ser ampliada.

- Para baixas relações X_{net}/R_{net} , tende a existir um maior acoplamento entre os transitórios eletromagnéticos e as malhas internas das GDs, de forma tal que a estabilidade global da microrrede fica mais dependente das interações em menção. No caso contrário, para altas relações X_{net}/R_{net} , o acoplamento forte passa a ser entre os controladores *droop* e os transitórios eletromagnéticos da rede.

Em relação ao nível de fidelidade esperado para cada modelo resultante das diversas simplificações consideradas neste trabalho, as principais recomendações resultantes das análises apresentadas podem ser sumarizadas a seguir:

- A aproximação da dinâmica da rede estudada neste trabalho deve ser aplicada com especial cuidado em redes relação $X_{net}/R_{net} > 1$. Caso os valores do coeficiente de *droop* de tensão (k_{q_i}) sejam relativamente altos, não se recomenda a utilização dos modelos que utilizem tal aproximação.
- A inclusão na modelagem das malhas internas de controle das GDs é de especial importância quando não existe uma separação suficiente entre as escalas de tempo em que atuam tais malhas e a escala de tempo associada aos transitórios eletromagnéticos. Assim, isto vai depender tanto da largura de banda das malhas internas dos controladores das GDs, bem como do tipo de rede de distribuição.

Em relação à eficiência computacional, os modelos de ordem reduzida apresentam um ganho expressivo neste aspecto. Sob as condições analisadas neste trabalho, para microrredes de pequeno porte, espera-se que a solução dos modelos baseados na consideração FIT demande um terço do tempo computacional gasto para obter a solução do modelo completo, podendo chegar a um sétimo. Já para microrredes de maior porte o ganho tende a ser maior, sendo que, para estes casos, a solução do modelo FIT DDR pode demandar quase vinte vezes menos tempo computacional comparado com o modelo completo (MCI DCR). Isto coloca em evidência a necessidade de continuar avançando no desenvolvendo novas formas de aproximar e simplificar os modelos da microrrede, de forma a obter uma representação da dinâmica da microrrede com a maior fidelidade possível e com uma carga computacional aceitável. Isto será de especial relevância para desenvolver aplicações e ferramentas de análise em tempo real que possibilitem a operação autônoma das microrredes de forma segura e confiável. Além disso, é importante destacar que é preciso conhecer os valores internos das malhas de controle para a linearização dos modelos que consideram tais malhas, fato que também torna inviável a aplicação de tais modelos em aplicações para a operação em tempo real.

Um novo modelo de pequenos sinais para microrredes CA ilhadas foi proposto neste trabalho. O modelo considera as malhas internas de controle dos inversores formadores de rede e aproxima a dinâmica associada com os transitórios eletromagnéticos das linhas de distribuição, sendo denominado de MCI DAR. Embora o modelo apresente ganhos de fidelidade importantes em relação ao modelo MCI DDR, foi identificado que em termos de eficiência computacional, o modelo proposto não apresentou vantagens no cenário considerado. Entretanto, isto deve ser estudado com mais profundidade em trabalhos futuros, pois o cenário que se considerou neste trabalho considerava a presença de poucas cargas e linhas de distribuição, o qual impacta de forma importante a carga computacional dos modelos que consideram os estados associados a tais subsistemas. Adicionalmente, deve-se destacar que este modelo propõe a utilização de duas aproximações da dinâmica da rede, uma para a região de baixa frequência que é utilizada dentro da modelagem do controle *droop*, e uma outra aproximação para altas frequências que é utilizada na modelagem das malhas internas de controle dos conversores. Sendo assim, a utilização e extensão deste conceito pode alavancar novas representações de outros subsistemas que resultem em novos modelos reduzidos que preservem a fidelidade do modelo.

De igual maneira, nesta tese foi proposta uma nova forma de representar o efeito da impedância virtual nos modelos baseados na consideração FIT. Em termos de fidelidade, as técnicas existentes baseadas na utilização da redução de Kron apresentam resultados similares à técnica proposta neste trabalho, quando se consideram coeficientes de *droop* de tensão (k_{q_i}) baixos. Entretanto, conforme k_{q_i} aumenta, a proposta apresentada nesta tese apresenta melhores resultados.

Nesta tese também foi apresentada uma técnica de modelagem para incluir, no modelo da microrrede, a existência de inversores multifuncionais controlados em corrente. Uma das principais vantagens da estratégia de modelagem adotada consiste em que as variáveis de entrada e de saída do modelo dos inversores são as mesmas, independentemente de se tratar de um inversor controlado em corrente ou um inversor controlado em tensão. Isto facilita a obtenção do modelo combinado das GDs, o qual torna escalável a estratégia de modelagem, independentemente do número de inversores e da topologia da microrrede. Adicionalmente, esta estratégia também permite evitar a utilização de resistores virtuais dentro do modelo, o qual pode alterar a posição dos autovalores associados com o modelo, especialmente os associados com os estados da rede. Com este modelo foram estudados os seguintes aspectos:

- O efeito amortecedor da função de filtragem ativa adotada neste trabalho, quando acontecem degraus de carga no barramento local do inversor multifuncional. De acordo com o modelo, foi possível estabelecer que este efeito está correlacionado com um maior amortecimento de um grupo de polos complexos conjugados nas regiões de médias e altas frequências, tornando evidente como a função de filtragem ativa modifica de forma significativa as interações entre as malhas internas de controle dos inversores e a dinâmica da rede. Nestes casos, também foi possível identificar que a dinâmica da microrrede se torna mais lenta, ficando dominada, principalmente, pela dinâmica do filtro passa baixas utilizado para a extração de harmônicas da carga local.
- A influência dos parâmetros associados ao PLL e do filtro de extração de harmônicas do inversor multifuncional. Foi constatado que tanto estes parâmetros quanto os parâmetros associados ao controle *droop* dos inversores formadores de rede afetam os autovalores na região de baixa frequência. Isto mostra que todas estas malhas de controle atuam numa escala de tempo similar, o que potencialmente pode causar um acoplamento forte entre as mesmas. Desta forma, mesmo que um projeto inicial de tais parâmetros seja realizado considerando cada subsistema por separado, é de extrema importância que o projeto seja validado no modelo completo da microrrede a fim de garantir a estabilidade da mesma. Desta forma, esta tese apresentou algumas orientações gerais para projetar de forma adequada os parâmetros em menção, com a finalidade de garantir a estabilidade de pequenos sinais da microrrede, bem como seu adequado desempenho e amortecimento.

Por fim, foi avaliado o impacto dos diferentes modos de operação do inversor multifuncional, bem como do projeto da impedância virtual dos inversores formadores de rede. Esta avaliação foi realizada, principalmente, do ponto de vista da qualidade da energia. Os resultados apresentados revelaram como a função de filtragem ativa evita que o distúrbio harmônico se espalhe por toda a microrrede quando há presença de cargas não lineares na mesma. Isto é de especial importância no contexto de sistemas elétricos de potência de pequeno porte, como as microrredes, pois foi observado como mesmo pequenos distúrbios harmônicos de corrente podem se manifestar nas tensões dos diferentes barramentos da microrrede. Além disso, o projeto da impedância virtual também pode afetar o desempenho da microrrede neste cenário, especialmente se altos módulos de impedância virtual são considerados. Adicionalmente, destaca-se que foi observado uma lacuna em relação às normas e padrões nacionais e internacionais de qualidade da energia no contexto de microrredes ilhadas.

6.2 Trabalhos Futuros e propostas de continuidade

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

- Avaliar com maior profundidade a carga computacional associada aos modelos de pequenos sinais desenvolvidos nesta tese. Esta avaliação pode, por exemplo, considerar uma maior diversidade de casos em relação à quantidade de linhas e cargas presentes na microrrede.
- Incluir nos modelos da microrrede o efeito de algoritmos de controle secundário e terciário, bem como a modelagem das não idealidades dos canais de comunicação, tais como atraso, perda de dados, ou inclusive a modelagem de ataques cibernéticos que insira dados errôneos dentro do sistema de comunicação. Também, pode ser inserido no modelo das GDs a influência do atraso associados com a amostragem e o PWM digital, o qual é de especial relevância para estudar a instabilidade harmônica.
- Incluir a modelagem de outros algoritmos de PLL mais avançados e com mais parâmetros de ajuste dentro do modelo da microrrede. De igual forma, torna-se interessante modelar outros algoritmos de extração de harmônicos como os baseados em filtros NOTCH ou na transformada discreta de Fourier. Além disso, inserir termos ressonantes no controlador de corrente do inversor multifuncional pode melhorar o desempenho do mesmo, portanto, também se observa importante considerar tais termos no modelo da microrrede e estudar seu efeito.
- Desenvolver estratégias de modelagem que permitam estudar e revelar as interações dinâmicas existentes entre o lado CA e o lado CC dos inversores. Este tipo de modelagem pode ser utilizado para estudar o efeito da dinâmica de bancos de baterias ou dos controladores associados aos barramentos CC dos inversores controlados em corrente. Posteriormente, estes modelos podem ser estendidos para serem aplicados na modelagem de microrredes híbridas.
- Desenvolver estratégias de modelagem de múltipla frequência que permitam estudar o efeito, em termos dinâmicos, da operação desbalanceada, bem como os efeitos das harmônicas de corrente e de tensão no comportamento e desempenho da microrrede.
- Pesquisar o desenvolvimento de novas estratégias para obter modelos de ordem reduzida que diminuam a carga computacional dos modelos completos, e ao mesmo tempo conservando ao máximo a fidelidade.

- Inserir no modelo da microrrede outros tipos de GDs e cargas, tais como geradores síncronos, motores de indução, retificadores controlados, dentre outros. Isto por sua vez, pode alavancar o estudo do impacto de esquemas de serviços ancilares prestados pelas cargas, os quais também são conhecidos como resposta pelo lado da demanda.

6.3 Publicações

A seguir apresentam-se os artigos que foram publicados ao longo deste trabalho, sendo que alguns destes ainda se encontram em processo de revisão.

6.3.1 Publicações em revistas

MANRIQUE MACHADO, S. D. J.; DA SILVA, S. A. O.; MONTEIRO, J. R. B. A. e OLIVEIRA, A. A. 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, 2021.

MANRIQUE MACHADO, S. D. J.; DA SILVA, S. A. O.; MONTEIRO, J. R. B. A. e OLIVEIRA, A. A. Small-Signal Analysis of Islanded AC Microgrids Considering the Coexistence of Grid-forming and Multifunctional Inverters. *IEEE Transactions on Smart Grid*. Em processo de revisão. Submetido em 06-05-2021.

6.3.2 Publicações em congressos

MANRIQUE MACHADO, S. D. J.; DA SILVA, S. A. O.; MONTEIRO, J. R. B. A. e OLIVEIRA, A. A. Enhanced Space-State Reduced-Order Microgrid Model in Common DQ-Reference Frame. 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2019. Anais, Santos: 2019.

MANRIQUE MACHADO, S. D. J.; DA SILVA, S. A. O.; MONTEIRO, J. R. B. A. e OLIVEIRA, A. A. Comparative Analysis of Alternatives for Virtual Impedance Representation in a Small-Signal Reduced-Order Model for Low-Voltage Islanded AC Microgrids. 2021 IEEE 16th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2021. Em processo de revisão.

REFERÊNCIAS

AAPRO, A. *et al.* Effect of Active Damping on Output Impedance of Three-Phase Grid-Connected Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 9, p. 7532–7541, 2017.

ABDMOULEH, Z.; ALAMMARI, R. A. M.; GASTLI, A. Review of policies encouraging renewable energy integration & best practices. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 45, p. 249–262, 2015.

ABUSARA, M.; SHARKH, S.; ZANCHETTA, P. Adaptive repetitive control with feedforward scheme for grid-connected inverters. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 8, p. 1403–1410, 2015.

ADERIBOLE, A. *et al.* Domain of Stability Characterization for Hybrid Microgrids Considering Different Power Sharing Conditions. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 33, n. 1, p. 312–323, 2018.

AGUNDIS-TINAJERO, G. *et al.* Harmonic issues assessment on PWM VSC-based controlled microgrids using Newton methods. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 2, p. 1002–1011, 2018.

AHMAD KHAN, A. *et al.* A compendium of optimization objectives, constraints, tools and algorithms for energy management in microgrids. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 58, p. 1664–1683, 2016.

AHMAD, T.; LITTLER, T.; NAEEM, W. **An active PID-based inertial control of a doubly-fed induction generator** 2016 27th Irish Signals and Systems Conference, ISSC 2016. **Anais**, 2016

AKHTAR, Z. *et al.* Smart Loads for Voltage Control in Distribution Networks. **IEEE Transactions on Sma**, v. 8, n. 2, p. 1–10, 2017.

ALKAHTANI, A. A. *et al.* Power Quality in Microgrids Including Supraharmonics: Issues, Standards, and Mitigations. **IEEE Access**, v. 8, p. 127104–127122, 2020.

ALVES, E. F. *et al.* Sufficient Conditions for Robust Frequency Stability of AC Power Systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 36, n. 3, p. 2684–2692, 2020.

AMIN, M. *et al.* Impact of power flow direction on the stability of VSC-HVDC seen from the impedance nyquist plot. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 10, p.

8204–8217, 2017.

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.

ANDISHGAR, M. H.; GHOLIPOUR, E.; HOOSHMAND, R. ALLAH. An overview of control approaches of inverter-based microgrids in islanding mode of operation. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 80, n. May, p. 1043–1060, 2017.

ANEEL. **Resolução Normativa nº 517 de 2012** Agência Nacional De Energia Elétrica – Aneel. Brazil: [s.n.]. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012517.pdf>>.

____. **Resolução Normativa nº 482 de 2012**. Brazil: [s.n.].

____. **Acompanhamento Diferenciado de Empreendimentos de Expansão da Rede Básica**. [s.l: s.n.].

____. Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema de Elétrico Nacional : Módulo 8 - Qualidade da energia. **PRODIST**, p. 88, 2018.

____. **Acompanhamento diferenciado da expansão da transmissão**. [s.l: s.n.].

ANTONIADOU-PLYTARIA, K. E. *et al.* Distributed and Decentralized Voltage Control of Smart Distribution Networks: Models, Methods, and Future Research. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 6, p. 2999–3008, 2017.

ANTUNES, H. M. A. *et al.* **Analysis of a grid-forming converter based on repetitive control in centralized AC microgrid** 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, PEDG 2017. **Anais**, 2017

BAROS, S.; HADJICOSTIS, C. N.; O’SULLIVAN, F. Stability Analysis of Droop-Controlled Inverter-Based Power Grids via Timescale Separation. 2020.

BAYHAN, S. *et al.* **Power Electronic Converters and Control Techniques in AC Microgrids** (IEEE, Ed.) IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. **Anais**, Beijing: 2017

BECK, H.; HESSE, R. **Virtual synchronous machine** 2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, EPQU. **Anais**, Barcelona: 2007

BEERTEN, J.; D’ARCO, S.; SUUL, J. A. Identification and Small-Signal Analysis of

Interaction Modes in VSC MTDC Systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 31, n. 2, p. 888–897, 2016.

BEHESHTAEIN, S. *et al.* A secondary-control based fault current limiter for four-wire three phase inverter-interfaced DGs. **IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Anais**, Beijing: 2017

BELKHAYAT, M.; CORZINE, K. A. New Techniques for Measuring Impedance Characteristics of Three-Phase AC Power Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 7, p. 1802–1810, 2009.

BIDRAM, A. *et al.* Distributed Cooperative Secondary Control of Microgrids Using Feedback Linearization. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 3, p. 3462–3470, 2013.

_____. **Cooperative Synchronization in Distributed Microgrid Control**. 1. ed. Cham: [s.n.].

BIDRAM, A.; DAVOUDI, A. Hierarchical structure of microgrids control system. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3, n. 4, p. 1963–1976, 2012.

BIDRAM, A.; DAVOUDI, A.; LEWIS, F. L. A multiobjective distributed control framework for islanded AC microgrids. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 10, n. 3, p. 1785–1798, 2014.

BIDRAM, A.; LEWIS, F. L. Distributed Control Systems for Small-Scale Power Networks: Using multiagent cooperative control theory. **IEEE Control Systems Magazine**, n. December, p. 56–77, 2014.

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

BOLLEN, M. H. J. *et al.* Power Quality Concerns in Implementing Smart Distribution-Grid Applications. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 1, p. 391–399, 2017.

BORGHETTI, A. *et al.* Synchrophasors-Based Distributed Secondary Voltage/VAR Control via Cellular Network. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 1, p. 262–274, 2017.

BOTTRELL, N.; PRODANOVIC, M.; GREEN, T. C. Dynamic stability of a microgrid

with an active load. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 5107–5119, 2013.

BRABANDERE, K. DE *et al.* A voltage and frequency droop control method for parallel inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 4, p. 1107–1115, 2007.

BRANDÃO, D. I.; MARAFÃO, F. P.; GONÇALVES, F.; *et al.* Estratégia de controle multifuncional para sistemas fotovoltaicos de geração de energia elétrica. **Brazilian Journal of Power Electronics**, v. 18, n. 4, p. 1206–1214, 2013.

BRANDÃO, D. I.; MARAFÃO, F. P.; PAREDES, H. K. M.; *et al.* **Inverter control strategy for DG systems based on the Conservative power theory** 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2013. **Anais**, 2013

BRANDÃO, D. I. *et al.* Centralized Control of Distributed Single-Phase Inverters Arbitrarily Connected to Three-Phase Four-Wire Microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 1, p. 437–446, 2017.

BROOKS, A. *et al.* Demand dispatch. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 8, n. 3, p. 20–29, 2010.

BUENO-LÓPEZ, M.; LEMOS, S. G. Electrification in non-interconnected areas. **IEEE Technology and Society Magazine**, v. 36, n. 4, p. 73–79, 2017.

BUSARELLO, T. D. C. *et al.* Application of the Conservative Power Theory Current Decomposition in a Load Power-Sharing Strategy among Distributed Energy Resources. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 4, p. 3771–3781, 2018.

CAI, H. *et al.* A distributed feedforward approach to cooperative control of AC microgrids. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 31, n. 5, p. 4057–4067, 2016.

CALISKAN, S. Y.; TABUADA, P. Towards Kron reduction of generalized electrical networks. **Automatica**, v. 50, n. 10, p. 2586–2590, 2014.

CAMPANHOL, L. B. **Sistema Fotovoltaico Trifásico de Único Estágio Conectado a Sistemas de Geração Distribuída Operando Como Condicionador de Qualidade De Energia Unificado Usando Uma Estratégia Dual de Compensação Ativa de Potência**. [s.l.] Universidade de São Paulo, 2017.

CAMPANHOL, L. B. G. *et al.* Dynamic Performance Improvement of a Grid-Tied PV System Using a Feed-Forward Control Loop Acting on the NPC Inverter Currents. **IEEE**

Transactions on Industrial Electronics, v. 64, n. 3, p. 2092–2101, 2017.

CAO, W. *et al.* D-Q Impedance Based Stability Analysis and Parameter Design of Three-Phase Inverter-Based AC Power Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 6017–6028, 2017.

CAO, W.; MA, Y.; WANG, F. Sequence-Impedance-Based Harmonic Stability Analysis and Controller Parameter Design of Three-Phase Inverter-Based Multibus AC Power Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 10, p. 7674–7693, 2017.

CARDOSO, R. A. F.; HOFFMANN, A. S. Environmental licensing for transmission systems and electricity sector planning in Brazil. **Energy Policy**, v. 132, n. August 2018, p. 1155–1162, 2019.

CASTILLA, M. *et al.* Linear current control scheme with series resonant harmonic compensator for single-phase grid-connected photovoltaic inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2724–2733, 2008.

CHANDORKAR, M. C.; DIVAN, D. M.; ADAPA, R. Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 29, n. 1, p. 136–143, 1993.

CHAUDHARY, S. K.; GUERRERO, J. M.; TEODORESCU, R. Enhancing the Capacity of the AC Distribution System Using DC Interlinks - A Step Toward Future DC Grid. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 6, n. 4, p. 1722–1729, 2015.

CHEN, D.; XU, Y.; HUANG, A. Q. Integration of DC Microgrids as Virtual Synchronous Machines into the AC Grid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 9, p. 7455–7466, 2017.

CHEN, J. *et al.* Impact of Current Transients on the Synchronization Stability Assessment of Grid-Feeding Converters. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 35, n. 5, p. 4131–4134, 2020.

CHEN, Y. *et al.* Multi-agent systems with dynamical topologies: Consensus and applications. **IEEE Circuits and Systems Magazine**, v. 13, n. 3, p. 21–34, 2013.

CHINIFOROOSH, S. *et al.* Definitions and applications of dynamic average models for analysis of power systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 25, n. 4, p. 2655–2669, 2010.

CHOW, J. H. **Power System Coherency and Model Reduction**. 1. ed. New York: Springer Berlin Heidelberg, 2013.

CHRYSANTHOPOULOS, N. *et al.* Decarbonization of Electricity Systems in Europe: Market design challenges. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 19, n. february, p. 53–63, 2021.

CIGRÉ WG C6.22. **Microgrids 1 Engineering, Economics & Experience**. [s.l: s.n.].

COELHO, E. A. A. *et al.* Small-Signal Analysis of the Microgrid Secondary Control Considering a Communication Time Delay. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 10, p. 6257–6269, 2016.

COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D. Small-Signal Stability for Parallel-Connected Inverters in Stand-Alone AC Supply Systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 2, p. 533–542, 2002.

CORREA, E. P.; MEZARоба, M.; AZEVEDO, G. M. S. **Reduced-order model of AC microgrid for stability analysis and adjustment of droop control** 14th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2017. **Anais**, Juiz de Fora 2017

CORSI, S. *et al.* The Coordinated Automatic Voltage Control of the Italian Transmission Grid—Part II: Control Apparatuses and Field Performance of the Consolidated Hierarchical System. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 19, n. 4, p. 1733–1741, 2004.

____. **Voltage Control and Protection in Electrical Power Systems. From system components to wide-area control**. 1. ed. London: Springer, 2015.

D'ARCO, S.; SUUL, J. A. **Virtual synchronous machines - Classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids** 2013 IEEE Grenoble Conference PowerTech, POWERTECH 2013. **Anais**, 2013

____. Equivalence of Virtual Synchronous Machines and Frequency-Droops for Converter-Based MicroGrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 1, p. 394–395, 2014.

____. **Small-Signal analysis of an isolated power system controlled by a virtual synchronous machine** 2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC). **Anais**, 2016.

D'HULST, R. *et al.* Voltage and frequency control for future power systems: The

ELECTRA IRP proposal. **Proceedings - 2015 International Symposium on Smart Electric Distribution Systems and Technologies, EDST 2015**, p. 245–250, 2015.

DELOITTE. **The future of the global power sector Preparing for emerging opportunities and threats**. London: [s.n.].

DENG, Y. *et al.* Enhanced Power Flow Control for Grid-Connected Droop-Controlled Inverters with Improved Stability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5919–5929, 2017.

DHEER, D. K.; SONI, N.; DOOLLA, S. Improvement of small signal stability margin and transient response in inverter-dominated microgrids. **Sustainable Energy, Grids and Networks**, v. 5, p. 135–147, 2016.

DHOPLE, S. V.; JOHNSON, B. B.; HAMADEH, A. O. **Virtual oscillator control for voltage source inverters** Proc. 51st Annu. Allerton Conf. **Anais**, 2013

DÍAZ, N. L. *et al.* Centralized Control Architecture for Coordination of Distributed Renewable Generation and Energy Storage in Islanded AC Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 7, p. 5202–5213, 2017.

DÍAZ, N. L.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. A Communication-less Distributed Control Architecture for Islanded Microgrids with Renewable Generation and Storage. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 3, 2018.

DOKUS, M.; MERTENS, A. On the Coupling of Power-Related and Inner Inverter Control Loops of Grid-Forming Converter Systems. **IEEE Access**, v. 9, p. 16173–16192, 2021.

DONG, D. *et al.* Analysis of phase-locked loop low-frequency stability in three-phase grid-connected power converters considering impedance interactions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 1, p. 310–321, 2015.

DONG, W. *et al.* Small Signal Stability Analysis of Multi-Infeed Power Electronic Systems Based on Grid Strength Assessment. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 34, n. 2, p. 1393–1403, 2019.

DORFLER, F. *et al.* Synchronization of nonlinear circuits in dynamic electrical networks. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, v. 61, n. 9, p. 552–557, 2014.

DORFLER, F.; BULLO, F. Kron reduction of graphs with applications to electrical networks. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 60, n. 1, p.

150–163, 2013.

DÖRFLER, F.; SIMPSON-PORCO, J.; BULLO, F. Breaking the Hierarchy: Distributed Control & Economic Optimality in Microgrids. **IEEE Transactions on Control of Network Systems**, v. 3, n. 3, p. 241–253, 2016.

DRAGICEVIK, T. *et al.* DC Microgrids — Part II : A Review of Power Architectures , Applications , and. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3528–3549, 2016.

DU, W.; TUFFNER, F.; *et al.* Modeling of Grid-Forming and Grid-Following Inverters for Dynamic Simulation of Large-Scale Distribution Systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 8977, n. c, p. 1–1, 2020.

DU, W.; CHEN, Z.; *et al.* A Comparative Study of Two Widely Used Grid-Forming Droop Controls on Microgrid Small-Signal Stability. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 8, n. 2, p. 963–975, 2020.

EIA. **Annual Energy Outlook 2017 with projections to 2050**. [s.l: s.n.]. Disponível em:
<[https://www.eia.gov/outlooks/aeo/pdf/0383\(2017\).pdf%5Cnhttp://www.eia.gov/outlooks/aeo/pdf/0383\(2017\).pdf](https://www.eia.gov/outlooks/aeo/pdf/0383(2017).pdf%5Cnhttp://www.eia.gov/outlooks/aeo/pdf/0383(2017).pdf)>.

ELGERD, O. I. Control of electric power systems. **IEEE Control Systems Magazine**, v. 1, n. 2, p. 4–16, 1981.

EPE. **Recomendação de Reforços para Mitigar Atrasos de Instalações de Transmissão Concedidas- Avaliação de Transitórios Electromagnéticos de Manobra**. Rio de Janeiro: [s.n.].

ERSDAL, A. M.; IMSLAND, L.; UHLEN, K. Model Predictive Load-Frequency Control. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 31, n. 1, p. 777–785, 2016.

ESPARZA, M. *et al.* Modeling of VSC-Based Power Systems in the Extended Harmonic Domain. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 8, p. 5907–5916, 2017.

ESPINA, E. *et al.* Distributed control strategies for microgrids: An overview. **IEEE Access**, v. 8, p. 193412–193448, 2020.

FARROKHABADI, M. *et al.* Microgrid Stability Definitions, Analysis, and Examples.

IEEE Transactions on Power Systems, v. 35, n. 1, p. 13–29, 2020.

FREITAS TAKAMI, M. H. DE; OLIVEIRA DA SILVA, S. A.; SAMPAIO, L. P. Dynamic performance comparison involving grid-connected PV systems operating with active power-line conditioning and subjected to sudden solar irradiation changes. **IET Renewable Power Generation**, v. 13, n. 4, p. 587–597, 2019.

FUSO NERINI, F. *et al.* Mapping synergies and trade-offs between energy and the Sustainable Development Goals. **Nature Energy**, v. 3, n. 1, p. 10–15, 2018.

GAZOLI, J. R. *et al.* **Micro-inverter for integrated grid-tie PV module using resonant controller** 2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting. **Anais**, Ieee, jul. 2012

GONZALEZ-ESPIN, F. *et al.* An Adaptive Digital Control Technique for Improved Performance of Grid Connected Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 708–718, 2013.

GOTHNER, F. *et al.* **Virtual Impedance Design for Power Quality and Harmonic Sharing Improvement in Microgrids** 2019 IEEE 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2019. **Anais**, 2019

GROSS, D. *et al.* The effect of transmission-line dynamics on grid-forming dispatchable virtual oscillator control. **IEEE Transactions on Control of Network Systems**, v. 6, n. 3, p. 1148–1160, 2019.

GU, W. *et al.* A Nonlinear State Estimator-Based Decentralized Secondary Voltage Control Scheme for Autonomous Microgrids. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 32, n. 6, p. 4794–4804, 2017.

GU, Y. *et al.* Impedance-Based Whole-System Modeling for a Composite Grid via Embedding of Frame Dynamics. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 36, n. 1, p. 336–345, 2021.

GUAN, Y. *et al.* A New Way of Controlling Parallel-Connected Inverters by Using Synchronous-Reference-Frame Virtual Impedance Loop - Part I: Control Principle. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 6, p. 4576–4593, 2016.

GUERRERO, J. M. *et al.* Output impedance design of parallel-connected UPS inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 4, p. 1123–1128, 2005.

____. Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 2, p. 994–1004, 2007.

____. Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive UPS systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 3, p. 726–736, 2009.

____. 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.; HANG, L.; UCEDA, J. Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 8, p. 2845–2859, 2008.

GUO, F. *et al.* Distributed Cooperative Secondary Control for Voltage Unbalance Compensation in an Islanded Microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 11, n. 5, p. 1078–1088, 2015.

GUO, X. *et al.* Dynamic phasors-based modeling and stability analysis of droop-controlled inverters for microgrid applications. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 6, p. 2980–2987, 2014.

HAN, H. *et al.* Review of Power Sharing Control Strategies for Islanding Operation of AC Microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 7, n. 1, p. 200–215, 2016.

HAN, Y.; ZHANG, K.; *et al.* MAS-based Distributed Coordinated Control and Optimization in Microgrid and Microgrid Clusters: A Comprehensive Overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 8, p. 6488–6508, 2017.

HAN, Y.; LI, H.; *et al.* Review of Active and Reactive Power Sharing Strategies in Hierarchical Controlled Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 3, p. 2427–2451, 2017.

HAN, Y. *et al.* Analysis of Washout Filter-Based Power Sharing Strategy-An Equivalent Secondary Controller for Islanded Microgrid Without LBC Lines. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 5, p. 4061–4076, 2018.

HASHEMPOUR, M. M. *et al.* A control architecture to coordinate distributed generators and active power filters coexisting in a microgrid. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 7, n. 5, p. 2325–2336, 2016.

HATZIARGYRIOU, N. *et al.* Microgrids. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 5, n. 4, p. 78–94, 2007.

HATZIARGYRIOU, N. *et al.* Definition and Classification of Power System Stability - Revisited and Extended. **IEEE Transactions on Power Systems**, 2020.

HE, J. *et al.* Investigation and active damping of multiple resonances in a parallel-inverter-based microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 1, p. 234–246, 2013.

HE, J. *et al.* Small-Signal Stability Analysis and Optimal Parameters Design of Microgrid Clusters. **IEEE Access**, v. 7, n. i, p. 36896–36909, 2019.

HE, J.; LI, Y. W. Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 6, p. 2525–2538, 2011.

_____. Hybrid Voltage and Current Control Approach for DG-Grid Interfacing Converters With LCL filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 5, p. 1797–1809, 2013.

HERNANDEZ, L. *et al.* A multi-agent system architecture for smart grid management and forecasting of energy demand in virtual power plants. **IEEE Communications Magazine**, v. 51, n. 1, p. 106–113, 2013.

HUANG, J.; CORZINE, K. A.; BELKHAYAT, M. Small-signal impedance measurement of power-electronics-based AC power systems using line-to-line current injection. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 2, p. 445–455, 2009.

HUANG, M. *et al.* Bifurcation Based Stability Analysis of Photovoltaic-Battery Hybrid Power System. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 3, p. 1055–1067, 2017.

HUANG, P. H. *et al.* Plug-and-Play Compliant Control for Inverter-Based Microgrids. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 34, n. 4, p. 2901–2913, 2019.

HWANG, M. *et al.* Dynamic Droop – Based Inertial Control of a Doubly-Fed Induction Generator. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 7, n. 3, p. 924–933, 2016.

_____. Disturbance-Adaptive Short-Term Frequency Support of a DFIG Associated with the Variable Gain Based on the ROCOF and Rotor Speed. **IEEE Transactions on Power**

Systems, v. 32, n. 3, p. 1873–1881, 2017.

IEA. **Large-Scale Electricity Interconnection: Technology and Prospects for Cross-Regional Networks**. Paris: [s.n.].

IEC. Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface. **IEC 61727 Ed. 2.0 b**, p. 23, 2004.

____. **Global Energy Interconnection**. Genova: [s.n.].

____. **Grid Integration of Large-Capacity Renewable Energy Sources and Use of Large-Capacity of Electrical Energy Storage**. Genova: [s.n.].

____. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase). **IEC 61000-3-2**, p. 73, 2018.

IEEE. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. **IEEE Std 1547-2003**, n. July, p. 1–28, 2003.

____. IEEE Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems. **IEEE Std 1547.4-2011**, p. 42, 2011.

____. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, p. 1–29, 2014.

IGUAL, R.; MEDRANO, C. Research challenges in real-time classification of power quality disturbances applicable to microgrids: A systematic review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 132, n. June, p. 110050, 2020.

JIA, L.; MIURA, J.; ISE, T. Comparison of Dynamic Power Sharing Characteristics between Virtual Synchronous Generator and Droop Control in. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 2–6, 2016.

JOHNSON, B. *et al.* **Comparison of virtual oscillator and droop control** 2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2017. **Anais**, 2017

JOHNSON, B. B.; DHOPLE, S. V.; CALE, J. L.; *et al.* Oscillator-based inverter control for islanded three-phase microgrids. **IEEE Journal of Photovoltaics**, v. 4, n. 1, p. 387–395, 2014.

JOHNSON, B B *et al.* Synchronization of nonlinear oscillators in an LTI power network. **IEEE Trans. Circuits and Systems**, v. 61, n. 3, p. 834–844, 2014.

JOHNSON, B. B.; DHOPLE, S. V.; HAMADEH, A. O.; *et al.* Synchronization of parallel single-phase inverters with virtual oscillator control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 11, p. 6124–6138, 2014.

JOHNSON, B. B. *et al.* Synthesizing Virtual Oscillators to Control Islanded Inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 8, p. 6002–6015, 2016.

KABALAN, M.; SINGH, P.; NIEBUR, D. Large Signal Lyapunov-Based Stability Studies in Microgrids: A Review. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 5, p. 2287–2295, 2017.

KAHROBAEIAN, A.; MOHAMED, Y. A. I. Analysis and Mitigation of Low-Frequency Instabilities in Autonomous Medium-Voltage Converter-Based Microgrids With Dynamic Loads. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 4, p. 1643–1658, 2014.

KATIRAEI, F. *et al.* Microgrid Management: Controls and operation aspects. **IEEE power & energy magazine**, v. 6, n. june, p. 54–65, 2008.

KATIRAEI, F.; IRAVANI, M. R.; LEHN, P. W. Small-signal dynamic model of a micro-grid including conventional and electronically interfaced distributed resources. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 1, n. 2, p. 324, 2007.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 1, p. 58–63, 1997.

KHAYAT, Y. *et al.* On the Secondary Control Architectures of AC Microgrids: An Overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 6, p. 6482–6500, 2020.

KUNDUR, P. **Power System Stability and Control**. [s.l.] McGraw-Hill, 1994.

KUNDUR, P. *et al.* Classification of power system stability using support vector machines. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 19, n. 3, p. 1387–1401, 2004.

KUNWAR, A.; SHAHNIA, F.; BANSAL, R. C. Eigenvalue-Oriented Dynamic Stability Examination to Enhance Designing a Microgrid Hosting Clusters of Inertial and Non-Inertial Distributed Generators. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 11, n. 3, p. 1942–1955, 2020.

KUZNETSOV, Y. A. Elements of Applied Bifurcation Theory, Second Edition. p. 614, 1998.

KWON, J. *et al.* Linearized Modeling Methods of AC-DC Converters for an Accurate Frequency Response. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 4, p. 1526–1541, 2017.

KWON, J. B. *et al.* Harmonic instability analysis of a single-phase grid-connected converter using a harmonic state-space modeling method. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 5, p. 4188–4200, 2016.

LAKSHMANAN, V. *et al.* Provision of secondary frequency control via demand response activation on thermostatically controlled loads: Solutions and experiences from Denmark. **Applied Energy**, v. 173, p. 470–480, 2016.

LASSETER, R. H.; CHEN, Z.; PATTABIRAMAN, D. Grid-Forming Inverters: A Critical Asset for the Power Grid. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 8, n. 2, p. 925–935, 2020.

LEITNER, S. *et al.* Small-Signal Stability Analysis of an Inverter-Based Microgrid With Internal Model-Based Controllers. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 5, p. 5393–5402, 2018.

LENZ CESAR, E.; PAGANO, D. J.; POU, J. Bifurcation Analysis of Parallel-Connected Voltage-Source Inverters with Constant Power Loads. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3053, n. c, p. 1–1, 2017.

LEWIS, F. L. *et al.* **Cooperative Control of Multi-Agent Systems: Optimal and Adaptive Design Approach**. First ed. London: Springer-Verlag, 2014. v. 53

LI, C.; SAVULAK, J.; REINMULLER, R. Unintentional islanding of distributed generation - Operating experiences from naturally occurred events. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 29, n. 1, p. 269–274, 2014.

LI, Y. *et al.* Impedance Circuit Model of Grid-Forming Inverter: Visualizing Control Algorithms as Circuit Elements. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 3, p. 3377–3395, 2021.

LI, Y.; LI, Y. W. Power management of inverter interfaced autonomous microgrid based on virtual frequency-voltage frame. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 2, n. 1, p. 18–28, 2011.

LI, Y. W.; HE, J. Distribution system harmonic compensation methods: An overview of DG-interfacing inverters. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 8, n. 4, p. 18–31, 2014.

LIAN, K. L. Derivation of a small-signal harmonic model for closed-loop power converters based on the state-variable sensitivity method. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 59, n. 4, p. 833–845, 2012.

LIU, Z. *et al.* Output Impedance Modeling and Stability Prediction of Three-Phase Paralleled Inverters with Master-Slave Sharing Scheme Based on Terminal Characteristics of Individual Inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 5306–5320, 2016.

LLANOS, J. *et al.* A novel distributed Control Estrategy for Optimal Dispatch of Isolated Microgrids Considering Congestion. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 6, p. 6595–6606, 2019.

LLIUYACC, R. *et al.* Grid-forming VSC control in four-wire systems with unbalanced nonlinear loads. **Electric Power Systems Research**, v. 152, p. 249–256, 2017.

LORZADEH, I. *et al.* An enhanced instantaneous circulating current control for reactive power and harmonic load sharing in islanded microgrids. **Journal of Power Electronics**, v. 17, n. 6, p. 1658–1671, 2017.

LOU, G. *et al.* Distributed MPC-Based Secondary Voltage Control Scheme for Autonomous Droop-Controlled Microgrids. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 8, n. 2, p. 792–804, 2017.

LOU, G.; GU, W.; SHENG, W.; *et al.* Distributed Model Predictive Secondary Voltage Control of Islanded Microgrids With Feedback Linearization. **IEEE Access**, v. 6, p. 50169–50178, 2018.

LOU, G.; GU, W.; XU, Y.; *et al.* Stability Robustness for Secondary Voltage Control in Autonomous Microgrids with Consideration of Communication Delays. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 33, n. 4, p. 4164–4178, 2018.

LOVE, G. N.; WOOD, A. R. **Harmonic state space model of power electronics** ICHQP 2008: 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power. **Anais**, 2008

LU, L. Y.; CHU, C. C. Consensus-Based Secondary Frequency and Voltage Droop Control of Virtual Synchronous Generators for Isolated AC Micro-Grids. **IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems**, v. 5, n. 3, p. 443–455, 2015.

LUO, L.; DHOPLE, S. V. Spatiotemporal model reduction of inverter-based islanded

microgrids. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 4, p. 823–832, 2014.

LYU, J. *et al.* Harmonic State-Space Based Small-Signal Impedance Modeling of a Modular Multilevel Converter with Consideration of Internal Harmonic Dynamics. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 3, p. 2134–2148, 2019.

MA, M. *et al.* Distributed Model Predictive Load Frequency Control of the Multi-Area Power System after Deregulation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 6, p. 5129–5139, 2017.

MACFARLANE, A. G. J.; POSTLETHWAITE, I. The generalized Nyquist stability criterion and multivariable root loci. **International Journal of Control**, v. 25, n. 1, p. 81–127, 1977.

MAHMOOD, H.; MICHAELSON, D.; JIANG, J. Accurate reactive power sharing in an islanded microgrid using adaptive virtual impedances. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 3, p. 1605–1617, 2015.

MAJUMDER, R. *et al.* Load sharing and power quality enhanced operation of a distributed microgrid. **Renewable Power Generation, IET**, v. 3, n. 2, p. 109–119, 2009.

____. Droop control of converter-interfaced microsources in rural distributed generation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 25, n. 4, p. 2768–2778, 2010.

____. Some aspects of stability in microgrids. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 3, p. 3243–3252, 2013.

MANRIQUE MACHADO, S. D. J. *et al.* **Enhanced Space-State Reduced-Order Microgrid Model in Common DQ-Reference Frame** 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2019. **Anais**, Santos: 2019

____. 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, 2021.

MAO, M. *et al.* **Hybrid impedance-based modelling and stability analysis of IMG-PICDPS** 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2017. **Anais**, Cincinnati: 2017

____. **Stability Enhancement Strategy for Islanding Microgrid with Multi-type**

Inverters Based on Hybrid Impedance Modelling 2018 International Power Electronics Conference, IPEC-Niigata - ECCE Asia 2018. **Anais**, IEEJ Industry Application Society, 2018

MARAFÃO, F. P. *et al.* Trends and Constraints on Brazilian Photovoltaic Industry: Energy Policies , Interconnection Codes and Equipment Certification. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 5, p. 4017–4027, 2018.

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

MARIANI, V. *et al.* Model Order Reductions for Stability Analysis of Islanded Microgrids With Droop Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 7, p. 4344–4354, 2015.

MARKOVIC, U. *et al.* Understanding Small-Signal Stability of Low-Inertia Systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, 2021.

MARTÍ, P. *et al.* Performance Evaluation of Secondary Control Policies With Respect to Digital Communications Properties in Inverter-Based Islanded Microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 3, p. 2192–2202, 2018.

MARTINS, V. A. **Análise do Potencial de Políticas Públicas na Viabilidade de Geração Distribuída no Brasil**. [s.l.] Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2015.

MASLENNIKOV, S.; LITVINOV, E. ISO New England Experience in Locating the Source of Oscillations Online. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 36, n. 1, p. 495–503, 2021.

MC NAMARA, P.; MILANO, F. Efficient implementation of MPC-based AGC for real-world systems with low inertia. **Electric Power Systems Research**, v. 158, p. 315–323, 2018.

MCARTHUR, S. D. J. *et al.* Multi-agent systems for power engineering applications - Part I: Concepts, approaches, and technical challenges. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 22, n. 4, p. 1743–1752, 2007a.

_____. Multi-agent systems for power engineering applications - Part II: Technologies, standards, and tools for building multi-agent systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 22, n. 4, p. 1753–1759, 2007b.

MENG, J. *et al.* **Adaptive Virtual Inertia Control of Distributed Generator for**

Dynamic Frequency Support in Microgrid 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). **Anais**, Milwaukee: 2016

MENG, L. *et al.* Tertiary control of voltage unbalance compensation for optimal power quality in islanded microgrids. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 4, p. 802–815, 2014.

____. 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.

MICALLEF, A. *et al.* Mitigation of Harmonics in Grid-Connected and Islanded Microgrids Via Virtual Admittances and Impedances. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 2, p. 651–661, 2017.

MILANO, F. **Impact of Frequency Estimation for VSC-based Devices with Primary Frequency Control** 2017 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT-Europe). **Anais**, Torino: 2017

____. **Foundations and challenges of low-inertia systems** 20th Power Systems Computation Conference, PSCC 2018. **Anais**, 2018

MILANO, F.; ANGHEL, M. Impact of time delays on power system stability. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 59, n. 4, p. 889–900, 2012.

MO, O.; D'ARCO, S.; SUUL, J. A. Evaluation of Virtual Synchronous Machines with Dynamic or Quasi-stationary Machine Models. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5952–5962, 2016.

MOHAGHEGHI, S.; RAJI, N. Managing industrial energy intelligently: Demand response scheme. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 20, n. 2, p. 53–62, 2014.

MOHAMMADALIZADEH SHABESTARY, M.; MOHAMED, Y. A. I. Asymmetrical Ride-Through (ART) and Grid-Support in Converter-Interfaced DG Units under Unbalanced Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 2, p. 1130–1141, 2018.

MOHAMMADI, F. D. *et al.* State Space Modeling , Analysis and Distributed Secondary Frequency Control of Isolated Microgrids. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 33, n. 1, p. 155–165, 2018.

MONTICELLI, A. J. **Fluxo de carga em redes de energia elétrica**. São Paulo: E. Blucher, 1983.

MORALES-PAREDES, H. K.; BONALDO, J. P.; POMILIO, J. A. Centralized Control Center Implementation for Synergistic Operation of Distributed Multifunctional Single-Phase Grid-Tie Inverters in a Microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 10, p. 8018–8029, 2018.

MORISON, K.; WANG, L.; KUNDUR, P. Power system security assessment. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 2, n. october, p. 30–39, 2004.

MORREN, J. *et al.* Wind Turbines Emulating Inertia and Supporting Primary Frequency Control. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 21, n. 1, p. 433–434, 2006.

MORSTYN, T.; HREDZAK, B.; AGELIDIS, V. G. Control Strategies for Microgrids with Distributed Energy Storage Systems: An Overview. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3053, n. c, p. 1–1, 2016.

MORTEZAEI, A. *et al.* Cooperative Control of Multi-Master-Slave Islanded Microgrid with Power Quality Enhancement Based on Conservative Power Theory. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 4, p. 2964–2975, 2018.

MOUSAVI, S. Y. M. *et al.* Autonomous Control of Current-and Voltage-Controlled DG Interface Inverters for Reactive Power Sharing and Harmonics Compensation in Islanded Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 11, p. 9375–9386, 2018.

MOUSAZADE MOUSAVI, S. Y. *et al.* Coordinated control of multifunctional inverters for voltage support and harmonic compensation in a grid-connected microgrid. **Electric Power Systems Research**, v. 155, p. 254–264, 2018.

MUELLER, J. A.; RASHEDUZZAMAN, M.; KIMBALL, J. W. A model modification process for grid-connected inverters used in islanded microgrids. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 31, n. 1, p. 240–250, 2016.

NADAI, N. B. DE *et al.* **A secondary control based on fuzzy logic to frequency and voltage adjustments in islanded microgrids scenarios** 2017 IEEE Manchester PowerTech, Powertech 2017. **Anais**, Manchester: IEEE, 2017

NADAI NASCIMENTO, B. DE *et al.* Centralised secondary control for islanded microgrids. **IET Renewable Power Generation**, v. 14, n. 9, p. 1502–1511, 2020.

NADERI, M.; SHAFIEE, Q.; *et al.* Low-Frequency Small-Signal Modeling of Interconnected AC Microgrids. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 8950, n. c, p. 1–1, 2020.

NADERI, M.; KHAYAT, Y.; *et al.* Interconnected Autonomous AC Microgrids via Back-to-Back Converters-Part II: Stability Analysis. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 8993, n. c, p. 1–1, 2020a.

____. Interconnected Autonomous AC Microgrids via Back-to-Back Converters - Part I: Small-Signal Modeling. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 5, p. 4728–4740, 2020b.

NASIRIAN, V. *et al.* Droop-Free Distributed Control for AC Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 2, p. 1600–1617, 2016.

NERC. **Performance of Distributed Energy Resources During and After System Disturbance. Voltage and Frequency Ride-Through Requirements**. [s.l: s.n.].

____. **Standard PRC-024-2 - Generator Frequency and Voltage Protective Relay Settings**. [s.l: s.n.].

____. **1,200 MW Fault Induced Solar Photovoltaic Resource Interruption Disturbance Report**. Atlanta: [s.n.].

NETTO, M. *et al.* **Real-Time Modal Analysis of Electric Power Grids-The Need for Dynamic State Estimation** 2020 International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems, PMAPS 2020 - Proceedings. **Anais**, 2020

NEVES, R. V. A. *et al.* **Fuzzy Secondary Controller for Autonomous Stand-alone and Grid-connected AC Microgrid** IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. **Anais**, 2016

NIKOLAKAKOS, I. P. *et al.* Stability Evaluation of Interconnected Multi-Inverter Microgrids Through Critical Clusters. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 31, n. 4, p. 3060–3072, 2016.

NIKOLAKAKOS, I. P. *et al.* Reduced-Order Model for Inter-Inverter Oscillations in Islanded Droop-Controlled Microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 5, p. 4953–4963, 2018.

OLIVARES, D. E. *et al.* Trends in microgrid control. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 4, p. 1905–1919, 2014.

ONS. **LEN A-4/2018: Quantitativos da capacidade remanescente do SIN para escoamento de geração pela rede básica, DIT e ICG**. [s.l: s.n.].

ORTIZ-VILLALBA, D. *et al.* Practical Framework for Frequency Stability Studies in Power Systems with Renewable Energy Sources. **IEEE Access**, v. 8, p. 202286–202297, 2020.

OWEN, E. L. A history of Harmonics in Power Systems. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 4, n. 1, p. 6–12, 1998.

PAL, D.; PANIGRAHI, B. K. Analysis and Mitigation of the Impact of Ancillary Services on Anti-Islanding Protection of Distributed Generators. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 11, n. 4, p. 2950–2961, 2020.

PALIZBAN, O.; KAUHANIEMI, K. Hierarchical control structure in microgrids with distributed generation: Island and grid-connected mode. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 44, p. 797–813, 2015.

PALL, G. K. *et al.* Comprehensive review of delays in power transmission projects. **IET Generation, Transmission and Distribution**, v. 10, n. 14, p. 3393–3404, 2016.

PALMA-BEHNKE, R. *et al.* Lowering Electricity Access Barriers by Means of Participative Processes Applied to Microgrid Solutions: The Chilean Case. **Proceedings of the IEEE**, v. 107, n. 9, p. 1857–1871, 2019.

PAN, Y. *et al.* Stability Region of Droop-Controlled Distributed Generation in Autonomous Microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 2, p. 2288–2300, 2019.

PAOLONE, M. *et al.* Fundamentals of power systems modelling in the presence of converter-interfaced generation. **Electric Power Systems Research**, v. 189, n. April, p. 106811, 2020.

PAPIC, I. *et al.* A Benchmark Test System to Evaluate Methods of Harmonic Contribution Determination. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 34, n. 1, p. 23–31, 2019.

PAQUETTE, A. D. *et al.* Sharing transient loads : Causes of unequal transient load sharing in islanded microgrid operation. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 20, n. 2, p. 23–34, 2014.

PAQUETTE, A. D.; DIVAN, D. M. Virtual Impedance Current Limiting for Inverters in Microgrids With Synchronous Generators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 2, p. 1630–1638, 2015.

PARHIZI, S. *et al.* State of the art in research on microgrids: A review. **IEEE Access**,

v. 3, p. 890–925, 2015.

PATRAO, I. *et al.* Microgrid architectures for low voltage distributed generation. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 43, p. 415–424, 2015.

PENG, Q. *et al.* On the Stability of Power Electronics-Dominated Systems : Challenges and Potential Solutions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. PP, n. c, p. 1–14, 2019.

PENG, Y.; SHUAI, Z.; GUERRERO, J. M.; *et al.* Performance Improvement of the Unbalanced Voltage Compensation in Islanded Microgrid based on Small-signal Analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 7, p. 5531–5542, 2020.

PENG, Y.; SHUAI, Z.; LIU, X.; *et al.* Modeling and Stability Analysis of Inverter-based Microgrid under Harmonic Conditions. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 11, n. 2, p. 1330–1342, 2020.

PLANAS, E.; GIL-DE-MURO, A.; *et al.* General aspects, hierarchical controls and droop methods in microgrids: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 17, p. 147–159, 2013.

PLANAS, E.; GIL-DE-MURO, A.; *et al.* Design and implementation of a droop control in d–q frame for islanded microgrids. **IET Renewable Power Generation**, v. 7, n. 5, p. 458–474, 2013.

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

POGAKU, N. **Analysis , Control and Testing of Inverter-Based Distributed Generation in Standalone and Grid-Connected Applications**. [s.l: s.n.].

POGAKU, N.; PRODANOVIĆ, M.; GREEN, T. C. Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 613–625, 2007.

POURNAZARIAN, B. *et al.* Virtual Impedances Optimization to Enhance Microgrid Small-Signal Stability and Reactive Power Sharing. **IEEE Access**, v. 8, p. 139691–139705, 2020.

PUDJANTO, D. *et al.* Virtual power plant and system integration of distributed energy resources. **Renewable Power Generation, IET**, v. 1, n. 1, p. 10–16, 2007.

QAZI, H. W.; FLYNN, D. Analysing the impact of large-scale decentralised demand side response on frequency stability. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 80, p. 1–9, 2016.

RADWAN, A. A. A.; MOHAMED, Y. A. I. Modeling , Analysis , and Stabilization of Converter-Fed AC Microgrids With High Penetration of Converter-Interfaced Loads. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3, n. 3, p. 1213–1225, 2012.

RAJESH, K. S. *et al.* A review on control of ac microgrid. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 71, n. December 2016, p. 814–819, 2017.

RAMAN, G. P.; PENG, J. C.-H. Mitigating stability issues due to line dynamics in droop-controlled multi-inverter systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 35, n. 3, p. 2082–2092, 2020.

RASHEDUZZAMAN, M.; MUELLER, J. A.; KIMBALL, J. W. An accurate small-signal model of inverter-dominated islanded microgrids using (dq) reference frame. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 4, p. 1070–1080, 2014.

_____. Reduced-order small-signal model of microgrid systems. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 6, n. 4, p. 1292–1305, 2015.

RATNAM, K. S.; PALANISAMY, K.; YANG, G. Future low-inertia power systems: Requirements, issues, and solutions - A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 124, n. May2020, p. 109773, 2020.

REY, J. M. *et al.* Secondary Switched Control with no Communications for Islanded Microgrids. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 11, p. 8534–8545, 2017.

_____. Local Frequency Restoration for Droop-Controlled Parallel Inverters in Islanded Microgrids. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 34, n. 3, p. 1232–1241, 2018.

RIVERSO, S. *et al.* Stabilizing plug-and-play regulators and secondary coordinated control for AC islanded microgrids with bus-connected topology. **Applied Energy**, v. 210, n. June 2017, p. 914–924, 2018.

RIZO, M. *et al.* Voltage Control Architectures for the Universal Operation of DPGS. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 11, n. 2, p. 313–321, 2015.

ROCABERT, J. *et al.* Control of Power Converters in AC Microgrids. **IEEE**

Transactions on Power Electronics, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, 2012.

ROCABERT, J. *et al.* Connection and Disconnection Transients for Micro-Grids under Unbalance Load Condition. **EPE Journal**, v. 24, n. 1, p. 45–53, 2014.

ROSETO, C. X. *et al.* **Consensus for Active Power Sharing and Frequency Restoration in Islanded Microgrids Subject to Drifting Clocks** 2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). **Anais**, Edinburgh: 2017

ROUZBEHI, K. *et al.* Multiterminal DC grids: Operating analogies to AC power systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 70, n. December 2016, p. 886–895, 2017.

RYAN, M. J.; BRUMSICKLE, W. E.; LORENZ, R. D. Control Topology Options for Single Phase UPS Inverter. **Ieee Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 2, p. 493–501, 1997.

RYGG, A. *et al.* On the Equivalence and Impact on Stability of Impedance Modeling of Power Electronic Converters in Different Domains. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 4, p. 1444–1454, 2017.

RYGG, A.; MOLINAS, M. Apparent Impedance Analysis: A Small-Signal Method for Stability Analysis of Power Electronic-Based Systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 4, p. 1474–1486, 2017.

SALIS, V. *et al.* Stability assessment of power-converter-based AC systems by LTP theory: Eigenvalue analysis and harmonic impedance estimation. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 4, p. 1513–1525, 2017.

____. Stability assessment of high-bandwidth DC voltage controllers in single-phase active front ends: LTI Versus LTP Models. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 4, p. 2147–2158, 2018.

____. Experimental Validation of Harmonic Impedance Measurement and LTP Nyquist Criterion for Stability Analysis in Power Converter Networks. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 8, p. 7972–7982, 2019.

SAN, G. *et al.* Large-disturbance stability for power-converter-dominated microgrid: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 127, n. April, p. 109859, 2020.

SAVAGHEBI, M.; JALILIAN, A.; VÁSQUEZ, J. C.; *et al.* Secondary Control Scheme

for Voltage Unbalance Compensation in an Islanded. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3, n. 2, p. 1–12, 2012.

SAVAGHEBI, M.; JALILIAN, A.; VASQUEZ, J. C.; *et al.* Secondary Control for Voltage Quality Enhancement in Microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3, n. 4, p. 4799, 2012.

SAVAGHEBI, M.; HASHEMPOUR, M. M.; GUERRERO, J. M. **Hierarchical coordinated control of distributed generators and active power filters to enhance power quality of microgrids** 2014 55th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University, RTUCON 2014. **Anais**, 2014

SHRIVASTAVA, S.; SUBUDHI, B.; DAS, S. **Consensus-based Voltage and Frequency Restoration Scheme for Inertia-less Islanded Microgrid with Communication Latency** IEEE Region 10 Conference (TENCON). **Anais**, 2017

SHUAI, Z. *et al.* Microgrid stability: Classification and a review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 58, p. 167–179, 2016.

____. Transient Response Analysis of Inverter-Based Microgrids under Unbalanced Conditions Using a Dynamic Phasor Model. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 4, p. 2868–2879, 2019.

SIMPSON-PORCO, J. W. *et al.* Secondary Frequency and Voltage Control of Islanded Microgrids via Distributed Averaging. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. April 2016, p. 7025–7038, 2015.

SIMPSON-PORCO, J. W. On Area Control Errors, Area Injection Errors, and Textbook Automatic Generation Control. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 36, n. 1, p. 557–560, 2021.

SIMPSON-PORCO, J. W.; DÖRFLER, F.; BULLO, F. Synchronization and power sharing for droop-controlled inverters in islanded microgrids. **Automatica**, v. 49, n. 9, p. 2603–2611, 2013.

SINGH, B. *et al.* A review of active filters for power quality improvement. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 5, p. 960–971, 1999.

SINHA, M. *et al.* **Virtual Oscillator Control subsumes droop control** Proceedings of the American Control Conference. **Anais**, 2015

____. **Synchronization of Liénard-type oscillators in uniform electrical networks** Proceedings of the American Control Conference. **Anais**, 2016

____. Uncovering Droop Control Laws Embedded Within the Nonlinear Dynamics of Van der Pol Oscillators. **IEEE Transactions on Control of Network Systems**, v. 4, n. 2, p. 347–358, 2017.

SREEKUMAR, P.; KHADKIKAR, V. A New Virtual Harmonic Impedance Scheme for Harmonic Power Sharing in an Islanded Microgrid. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 31, n. 3, p. 936–945, 2016.

____. Direct control of the inverter impedance to achieve controllable harmonic sharing in the Islanded Microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 1, p. 827–837, 2017.

SREERAM, T. S. *et al.* Hopf bifurcation analysis in droop controlled islanded microgrids. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 90, p. 208–224, 2017.

STEELA, K.; RAJPUROHIT, B. S. **A survey on active power filters control strategies** India International Conference on Power Electronics, IICPE. **Anais**, IEEE, 2015

SULZBERGER, C. L. Triumph of ac - from Pearl Street to Niagara. **Power and Energy magazine, IEEE**, v. 99, n. 3, p. 64–67, 2003.

SUN, J. Impedance-Based Stability Criterion for Grid-connected Inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 11, p. 3075–3078, 2011.

SUN, Y. *et al.* New Perspectives on Droop Control in AC Microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5741–5745, 2017.

SUUL, J. A. *et al.* Impedance-compensated grid synchronization for extending the stability range of weak grids with voltage source converters. **IET Generation, Transmission & Distribution**, p. 1–12, 2015.

TAMRAKAR, U. *et al.* **Current Control Techniques for Applications in Virtual Synchronous Machines** 2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS). **Anais**, New Delhi: 2016

TARANTO, G. N. *et al.* **Benefits of applying secondary voltage control schemes to the Brazilian system** 2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat.

No.00CH37134). **Anais**, Seattle: 2000

TAUL, M. G. *et al.* An Overview of Assessment Methods for Synchronization Stability of Grid-Connected Converters Under Severe Symmetrical Grid Faults. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 10, p. 9655–9670, 2019.

____. Reduced-Order and Aggregated Modeling of Large-Signal Synchronization Stability for Multi-converter Systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. c, n. c, p. 1–17, 2020.

____. Modeling of Converter Synchronization Stability under Grid Faults : The General Case. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. c, n. c, p. 1–1, 2021.

TAVASSOLI, B.; FERREIDUNIAN, A.; MEHDI, S. Communication system effects on the secondary control performance in microgrids. **IET Renewable Power Generation**, n. February, 2020.

TAYAB, U. B. *et al.* A review of droop control techniques for microgrid. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 76, n. May 2016, p. 717–727, 2017.

TAYYEBI, A. *et al.* Frequency Stability of Synchronous Machines and Grid-Forming Power Converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 8, n. 2, p. 1004–1018, 2020.

TENTI, P. *et al.* Control Of Utility Interfaces In Low-voltage Microgrids. **Brazilian Power Electronics Journal**, v. 20, n. 4, p. 373–382, 2015.

TENTI, P.; CALDOGNETTO, T. Master/Slave Power-Based Control of Low-Voltage Microgrids. **Microgrid: Advanced Control Methods and Renewable Energy System Integration**, v. 6777, n. c, p. 101–135, 2016.

TIAN, Y.-P. **Frequency-Domain Analysis and Design of Distributed Control Systems**. [s.l: s.n.].

TIELENS, P.; HERTEM, D. VAN. The relevance of inertia in power systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 55, n. 2016, p. 999–1009, 2016.

TINDEMANS, S. H.; TROVATO, V.; STRBAC, G. **Frequency control using thermal loads under the proposed ENTSO-E Demand Connection Code2015** IEEE Eindhoven PowerTech, PowerTech 2015. **Anais**, 2015

TON, D.; REILLY, J. Microgrid Controller Initiatives: An Overview of R&D by the U.S. Department of Energy. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 15, n. 4, p. 24–31, 2017.

TOULABI, M.; DOBAKHSHARI, A.; RANJBAR, A. An Adaptive Feedback Linearization Approach to Inertial Frequency Response of Wind Turbines. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 8, n. 3, p. 916–926, 2016.

TROVATO, V. *et al.* Advanced Control of Thermostatic Loads for Rapid Frequency Response in Great Britain. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 32, n. 3, p. 2106–2117, 2017.

TUOHY, A. *et al.* Solar Forecasting: Methods, Challenges, and Performance. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 13, n. 6, p. 50–59, 2015.

TURNER, R.; WALTON, S.; DUKE, R. A case study on the application of the Nyquist stability criterion as applied to interconnected loads and sources on grids. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 7, p. 2740–2749, 2013.

UNAMUNO, E.; BARRENA, J. A. Hybrid ac/dc microgrids - Part I: Review and classification of topologies. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 52, p. 1251–1259, 2015a.

____. Hybrid ac/dc microgrids - Part II: Review and classification of control strategies. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 52, p. 1123–1134, 2015b.

UNDRILL, J. M. Dynamic Stability Calculations for an Arbitrary Number of Interconnected Synchronous Machines. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-87, n. 3, p. 835–844, 1968.

VANDOORN, T. *et al.* Controllable harmonic current sharing in islanded microgrids: DG units with programmable resistive behavior toward harmonics. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 27, n. 2, p. 831–841, 2012.

VARELA, J. *et al.* The IGREENGrid Project: Increasing Hosting Capacity in Distribution Grids. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 15, n. 3, p. 30–40, 2017.

VASCONCELOS, H. *et al.* Advanced Control Solutions for Operating Isolated Power Systems: Examining the Portuguese islands. **IEEE Electrification Magazine**, v. 3, n. 1, p. 25–35, 2015.

VASQUEZ, J. C. *et al.* Adaptive Droop Control Applied to Voltage-Source Inverters

Operating in Grid-Connected and Islanded Modes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 10, p. 4088–4096, 2009.

_____. Modeling, Analysis, and Design of Stationary-Reference-Frame Droop-Controlled Parallel Three-Phase Voltage Source Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1271–1280, 2013.

VERRIEST, E. I.; WILLEMS, J. C. **The behavior of linear time invariant RLC circuits** Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control. **Anais**, 2010

VOROBIEV, P. *et al.* High-Fidelity Model Order Reduction for Microgrids Stability Assessment. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 33, n. 1, p. 874–887, 2018.

WANG, R. *et al.* The Small-Signal Stability Analysis of the Droop-Controlled Converter in Electromagnetic Timescale. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 10, n. 3, p. 1459–1469, 2019.

WANG, S. *et al.* Small-signal modeling and stability prediction of parallel droop-controlled inverters based on terminal characteristics of individual inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 1, p. 1045–1063, 2020.

WANG, X. *et al.* Virtual-Impedance-Based Control for Voltage-Source and Current-Source Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 12, p. 7019–7037, 2015.

WANG, X.; BLAABJERG, F. Harmonic Stability in Power Electronic-Based Power Systems: Concept, Modeling, and Analysis. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 3, p. 2858–2870, 2019.

WANG, X.; BLAABJERG, F.; CHEN, Z. Autonomous control of inverter-interfaced distributed generation units for harmonic current filtering and resonance damping in an islanded microgrid. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 1, p. 452–461, 2014.

WANG, X.; BLAABJERG, F.; WU, W. Modeling and Analysis of Harmonic Stability in an AC Power-Electronics-Based Power System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 12, p. 1–1, 2014.

WANG, Z. *et al.* Impacts of operators' behavior on reliability of power grids during cascading failures. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 33, n. 6, p. 6013–6024, 2018.

WARD, J. B. Equivalent Circuits for Power-Flow Studies. **Electrical Engineering**, v.

68, n. 9, p. 794–794, 1949.

WEC. **World Energy Trilemma Index 2017**. [s.l: s.n.]. Disponível em: <<https://www.worldenergy.org/wp-content/uploads/2017/11/Energy-Trilemma-Index-2017-Report.pdf>>.

WEN, B. *et al.* **Experimental verification of the Generalized Nyquist stability criterion for balanced three-phase ac systems in the presence of constant power loads**2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2012. **Anais**, IEEE, 2012

____. Impedance-based analysis of grid-synchronization stability for three-phase paralleled converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 26–38, 2016.

WIJEWEERA, G. *et al.* Derivation of an equivalent circuit for real-time security assessment. **IET Generation, Transmission and Distribution**, v. 10, n. 8, p. 1913–1920, 2016.

WU, D. *et al.* **Control and analysis of droop and reverse droop controllers for distributed generations**2014 IEEE 11th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, SSD 2014. **Anais**, Barcelona: 2014

WU, W. *et al.* A Virtual Inertia Control Strategy for DC Microgrids Analogized with Virtual Synchronous Machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 0046, n. c, p. 1–1, 2017.

WU, X.; SHEN, C.; IRAVANI, R. Feasible range and optimal value of the virtual impedance for droop-based control of microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 3, p. 1242–1251, 2017.

XAVIER, L. S. *et al.* Partial harmonic current compensation for multifunctional photovoltaic inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 12, p. 11868–11879, 2019.

XIAO, P. *et al.* Recurrent Neural Networks Based Impedance Measurement Technique for Power Electronic Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 2, p. 382–390, 2010.

XIN, H. *et al.* Synchronous Instability Mechanism of P-f Droop-Controlled Voltage Source Converter Caused by Current Saturation. **IEEE Transactions on Power Systems**, p. 1–2, 2016.

XISHENG, T.; WEI, D.; ZHIPING, Q. Investigation of the Dynamic Stability of Microgrid. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 29, n. 2, p. 698–706, 2014.

XU, S.; XUE, Y.; CHANG, L. Review of Power System Support Functions for Inverter-Based Distributed Energy Resources- Standards, Control Algorithms, and Trends. **IEEE Open Journal of Power Electronics**, v. 2, n. February, p. 88–105, 2021.

XU, YINLIANG *et al.* Optimal Distributed Control for Secondary Frequency and Voltage Regulation in an Islanded Microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 15, n. 1, p. 225–235, 2019.

YAN, Y. *et al.* Small-signal Stability Analysis and Performance Evaluation of Microgrids under Distributed Control. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 5, p. 4848–4858, 2018.

YANG, Y. *et al.* **Suggested Grid Code Modifications to Ensure Wide-Scale Adoption of Photovoltaic Energy in Distributed Power Generation Systems** 2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. **Anais**, 2013

____. **Advanced Control Strategies to Enable a More Wide-Scale Adoption of Single-Phase Photovoltaic Systems**. [s.l: s.n.].

____. Wide-scale adoption of photovoltaic energy: Grid code modifications are explored in the distribution grid. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 21, n. 5, p. 21–31, 2015.

YAZDANIAN, M. *et al.* Distributed Control Techniques in Microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 6, p. 2901–2909, 2014.

YAZDANIAN, M.; MEHRIZI-SANI, A. Washout Filter-Based Power Sharing. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 7, n. 2, p. 967–968, 2016.

YOLDAŞ, Y. *et al.* Enhancing smart grid with microgrids: Challenges and opportunities. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 72, n. January, p. 205–214, 2017.

YU, K. *et al.* Analysis and Optimization of Droop Controller for Microgrid System Based on Small-Signal Dynamic Model. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 7, n. 2, p. 695–705, 2016.

YU, W. *et al.* **Distributed Cooperative Control of Multi-Agent Systems**. [s.l: s.n.].

YU, Y. *et al.* **Modeling and Stability Analysis of CCIs- and VCIs- Based Hybrid**

Microgrids Operating in Grid- Connected Modes 2018 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST). **Anais**, IEEE, 2018

YUAN, H.; YUAN, X.; HU, J. Modeling of Grid-Connected VSCs for Power System Small-Signal Stability Analysis in DC-Link Voltage Control Timescale. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 32, n. 5, p. 3981–3991, 2017.

YUE, X.; WANG, X.; BLAABJERG, F. Review of Small-Signal Modeling Methods Including Frequency-Coupling Dynamics of Power Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 4, p. 3313–3328, 2019.

ZAMANI, M. A.; WRATHALL, N.; BERESH, R. **A Review of the Latest Voltage and Frequency Ride- Through Requirements in Canadian Jurisdictions** 2014 Electrical Power and Energy Conference. **Anais**, Calgary: 2014

ZENG, Z. *et al.* Objective-oriented power quality compensation of multifunctional grid-tied inverters and its application in microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 3, p. 1255–1265, 2015.

ZHAN, Y. *et al.* Frequency-domain modal analysis of the oscillatory stability of power systems with high-penetration renewables. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 10, n. 3, p. 1534–1543, 2019.

ZHANG, C. *et al.* Modular Online Uninterruptible Power System Plug ‘ n ’ Play Control and Stability Analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 6, p. 3765–3776, 2016.

ZHANG, C. *et al.* Harmonic transfer-function-based impedance modeling of a three-phase VSC for asymmetric AC grid stability analysis. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 12, p. 12552–12566, 2019.

ZHANG, H. *et al.* Distributed Adaptive Virtual Impedance Control for Accurate Reactive Power Sharing Based On Consensus Control in Microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 8, n. 4, p. 1749–1761, 2017.

ZHANG, W. *et al.* Synchronous Power Controller with Flexible Droop Characteristics for Renewable Power Generation Systems. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 7, n. 4, p. 1572–1582, 2016.

ZHANG, X.; ZHAN, C.; TSE, C. K. Modeling the Dynamics of Cascading Failures in Power Systems. **IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems**,

v. 7, n. 2, p. 192–204, 2017.

ZHONG, Q.-C. Virtual Synchronous Machines: A unified interface for smart grid integration. **IEEE Power Electronics Magazine**, n. December, p. 18–27, 2016.

ZHONG, Q.-C.; BOROEYEVICH, D. Structural Resemblance Between Droop Controllers and Phase-Locked Loops. **IEEE Access**, v. 4, p. 5733–5741, 2016.

ZHONG, Q.-C.; HORNIK, T. **Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration**. Chichester: Wiley-IEEE Press, 2013.

ZHONG, Q. C.; ZENG, Y. Control of inverters via a virtual capacitor to achieve capacitive output impedance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 10, p. 5568–5578, 2014.

_____. Universal Droop Control of Inverters with Different Types of Output Impedance. **IEEE Access**, v. 4, p. 702–712, 2016.

ZHONG, Q.; KONSTANTOPOULOS, G. C. Improved Synchronverters with Bounded Frequency and Voltage for Smart Grid Integration. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 2, p. 786–796, 2018.

ZHOU, J. Z. *et al.* Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 29, n. 5, p. 2287–2296, 2014.

ZHU, M.; LI, H.; LI, X. **Improved state-space model and analysis of islanding inverter-based microgrid** 2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. **Anais**, Taipei: 2013

ZHU, Y. *et al.* A Virtual Impedance Optimization Method for Reactive Power Sharing in Networked Microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 4, p. 2890–2904, 2016.

_____. An Enhanced Virtual Impedance Optimization Method for Reactive Power Sharing in Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 12, p. 10390–10402, 2018.

APÊNDICE A - CONSIDERAÇÕES SOBRE O PROJETO DAS MALHAS INTERNAS DE CONTROLE DOS INVERSORES

Neste trabalho, foi adotada uma metodologia de projeto dos parâmetros associados com as malhas internas de controle da tensão e da corrente, similar à apresentado por (Campanhol, 2017). Neste caso, a frequência de cruzamento e a margem de fase desejadas são as entradas para começar o processo de projeto. Assim, no caso das malhas de corrente, a frequência de cruzamento deve estar abaixo da frequência de comutação do conversor, para desta forma evitar interferências da comutação no sistema de controle. Por sua vez, a frequência de cruzamento da malha de tensão deve estar suficientemente abaixo da frequência de cruzamento da malha de corrente para conseguir um desacoplamento dinâmico tal que evite a interferência entre ambas malhas.

.Figura A.1. Funções de transferência da malha interna de corrente dos inversores e sensibilidade dos parâmetros.

Fonte: O Autor.

Por outra parte, devido ao fato desta tese considerar cargas não lineares, torna-se essencial verificar os diagramas de bode de malha fechada, para desta forma garantir que não serão amplificadas as frequências harmônicas que por ventura possam estar presentes nos sinais de referência, em decorrência da presença da impedância virtual e do *feedforward* de corrente (k_{ff_i}). Desta forma, a .Figura A.1 apresenta os diagramas de bode das funções de transferência de malha aberta e de malha fechada para a malha de corrente, junto com algumas sensibilidades em relação ao ganho proporcional e integral do controlador PI. De forma similar foi construída a Figura A.2 para o caso da malha de tensão.

Figura A.2. Funções de transferência da malha interna de tensão dos inversores e sensibilidade dos parâmetros.

Fonte: O Autor.

Cabe destacar que em ambos casos, o projeto utilizado nesta tese corresponde à linha em amarelo na .Figura A.1 e na Figura A.2. Sendo assim, observa-se que a frequência de cruzamento da malha de corrente está em torno de 4 kHz, enquanto que a malha de tensão cruza por 0 dB em aproximadamente 750 Hz.

APÊNDICE B – COMPARAÇÃO DA RESPOSTA NO TEMPO DOS DEMAIS MODELOS DE PEQUENOS SINAIS

A Figura B.1 e a Figura B.2 apresentam as previsões no domínio do tempo, dos diferentes modelos desenvolvidos, para o mesmo caso apresentado na Figura 4.4.

Figura B.1. Comparação da frequência local em cada conversor formador prevista pelos diferentes modelos MCI para a para diferentes relações $|Z_{net}|/|Z_v|$, mantendo $X_v/R_v = 4$, e $X_{net}/R_{net} \approx 3$.

Fonte: O Autor.

Figura B.2. Comparação entre os resultados experimentais, de simulação e previstos pelos diferentes modelos FIT para a frequência local em cada conversor formador para diferentes relações $|Z_{net}|/|Z_v|$, mantendo $X_v/R_v = 4$, e $X_{net}/R_{net} \approx 3$.

Fonte: O Autor.

De modo geral, observa-se na Figura B.1 e na Figura B.2, que todos os modelos conseguem realizar uma previsão adequada do comportamento dinâmico da microrrede quando a mesma se encontra longe dos limites de estabilidade, ou seja, nos casos que a relação $|Z_{net}|/|Z_v| = 2$. Entretanto, à medida que a microrrede perde amortecimento as diferenças

entre os modelos surgem. Por fim, as diferenças observadas na Figura B.1 e na Figura B.2, corroboram as análises dos autovalores e das regiões de estabilidade apresentadas no capítulo 4 desta tese.