



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

NESTOR IVAN MEDINA GIRALDO

**COMPARAÇÃO ENTRE CONTROLE POR INCLINAÇÃO E CONTROLE
MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO EM MICRORREDES OPERANDO NO
MODO AUTÔNOMO**

Recife

2021

NESTOR IVAN MEDINA GIRALDO

**COMPARAÇÃO ENTRE CONTROLE POR INCLINAÇÃO E CONTROLE
MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO EM MICRORREDES OPERANDO NO
MODO AUTÔNOMO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geociências, como requisito parcial para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo

Coorientador: Prof. Dr. Cassiano Rech

Recife

2021

M491c Medina Giraldo, Nestor Ivan.
 Comparação entre controle por inclinação e controle mestre-escravo sem
 comunicação em microrredes operando no modo autônomo / Nestor Ivan Medina
 Giraldo. - 2021.
 123folhas, il., gráfs., tabs.

 Orientador: Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo.
 Coorientador: Prof. Dr. Cassiano Rech.

 Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.
 Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2021.
 Inclui Referências.

 1. Engenharia Elétrica. 2. Microrredes. 3. Geração distribuída. 4.
 Compartilhamento de potência. 5. Controle por inclinação. 6. Técnica
 mestre-escravo sem comunicação. 7. Modelo de pequenos sinais. I.
 Azevedo, Gustavo Medeiros de Souza. (Orientador). II. Rech, Cassiano
 (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2022-64

NESTOR IVAN MEDINA GIRALDO

**COMPARAÇÃO ENTRE CONTROLE POR INCLINAÇÃO E CONTROLE
MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO EM MICRORREDES OPERANDO NO
MODO AUTÔNOMO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geociências, como requisito parcial para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Processamento de Energia.

Aprovada em: 30 de agosto de 2021.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo (Orientador)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Cassiano Rech (Coorientador)
Universidade Federal de Santa Maria

Prof. Dr. Marcello Mezaroba (Examinador Externo)
Universidade Estadual de Santa Catarina

Dedico esta nova conquista à minha mãe, pai e irmãos, pelo apoio incondicional, mesmo à distância, e, especialmente, à minha amada esposa Ádila, por todo apoio e força que me ofereceu ao longo deste período.

AGRADECIMENTOS

Agradeço hoje e sempre à minha família pelo apoio absoluto mesmo à distância, e apesar de não estarem fisicamente presentes sempre buscaram o meu bem-estar. Aos meus pais, que sempre foram exemplos de trabalho e perseverança a serem seguidos, porque sempre me darem amor, carinho, proteção e educação. Agradeço aos meus irmãos pela amizade e por estarem sempre presentes em minha vida. Gostaria de agradecer muitíssimo a minha amada esposa Ádila, por seu amor e compreensão em todos os momentos mais difíceis e desgastantes desta jornada acadêmica.

Agradeço aos professores Gustavo Azevedo e Cassiano Rech, pela orientação, paciência, apoio, disponibilidade incondicional e pelos conhecimentos transmitidos e essenciais para a realização desta dissertação.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPE, entre eles Marcelo Cavalcanti, Fabrício Bradaschia, Leonardo Limongi, pelos conhecimentos compartilhados. E aos amigos do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos(GEPAE), pelo apoio e momentos de descontração.

Aos membros da banca examinadora, Prof. Marcello Mezaroba e Prof. Francisco Neves, não só por aceitarem o convite, mas também pela análise, sugestões, comentários e contribuições fundamentais para a melhoria desta Dissertação.

Ao INCT-GD, CAPES, CNPq e FAPERGS pelo suporte financeiro recebido. O presente trabalho foi realizado com o apoio do INCT-GD e das agências financiadoras (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

“Não desista de nada só porque é difícil. Pois o que é difícil de se conquistar, também é difícil de se perder.” (RODIGHIRO, 2017)

RESUMO

Uma microrrede pode operar conectada à rede elétrica da concessionária ou, quando a rede elétrica da concessionária não está disponível, a microrrede pode operar de forma isolada (modo autônomo). Para operação no modo autônomo, é necessária alguma estratégia de controle para garantir o adequado compartilhamento de carga entre os conversores que formam a microrrede. Neste trabalho, é realizado um estudo comparativo entre duas estratégias de compartilhamento de carga, o controle por inclinação (*droop control*) e a técnica de controle mestre-escravo sem comunicação, em microrredes operando no modo autônomo. Para representar o comportamento dinâmico das microrredes, é proposto um modelo matemático em pequenos sinais da microrrede mestre-escravo sem comunicação e desenvolvido o modelo matemático em pequenos sinais da microrrede *droop*. A partir do modelo matemático de ambas as microrredes, a região estável no plano complexo é comparada para diversos valores dos coeficientes de inclinação. O desempenho das técnicas de controle no compartilhamento de potência é avaliado por meio de um conjunto de figuras de mérito. Finalmente, o desempenho de ambas as microrredes é avaliado sob condições de operação de carga não linear e desequilibrada, e uma estratégia de compensação de tensões desbalanceadas é implementada na microrrede mestre-escravo sem comunicação.

Palavras-chave: microrredes; geração distribuída; compartilhamento de potência; controle por inclinação; técnica mestre-escravo sem comunicação; modelo de pequenos sinais.

ABSTRACT

A microgrid can operate connected to the utility grid or, when the utility grid is not available, the microgrid can operate in isolation (standalone mode). For operation in autonomous mode, some control strategy is needed to ensure adequate load sharing between the converters that make up the micro-grid. In this work, a comparative study is carried out between two load sharing strategies, the droop control and the master-slave without communication control technique, in microgrids operating in autonomous mode. To represent the dynamic behavior of microgrids, a small-signal mathematical model of the master-slave without communication microgrid is proposed and the small-signal mathematical model of the droop microgrid is developed. From the mathematical model of both microgrids, the stable region in the complex plane is compared for different values of the droop coefficients. The performance of control techniques in power sharing is evaluated through a set of merit figures. Finally, the performance of both microgrids is evaluated under non-linear and unbalanced load operating conditions, and an unbalanced voltage compensation strategy is implemented in the master-slave without communication microgrid.

Keywords: microgrids; distributed generation; power sharing; droop control; master-slave without communication technique; small signals model.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Compartilhamento de potência entre geradores	26
Figura 2 – Conversor conectado a um barramento infinito através de uma linha de transmissão representada pela impedância $R + jX$	26
Figura 3 – Influência do ângulo δ e da tensão E nas potências P e Q para linhas indutivas	28
Figura 4 – Característica de inclinação em linhas indutivas	29
Figura 5 – Influência do ângulo δ e da tensão E nas potências P e Q para linhas resistivas	30
Figura 6 – Característica de inclinação em linhas resistivas	31
Figura 7 – Topologia da microrrede <i>droop</i>	33
Figura 8 – Estrutura de controle do conversor 1	33
Figura 9 – Resposta em frequência do SOGI	35
Figura 10 – Malha de controle das correntes nos indutores do filtro de saída	36
Figura 11 – Resposta em frequência do controle de corrente em malha aberta	37
Figura 12 – Resposta em frequência do controle de corrente em malha fechada $i_{i\alpha\beta}/i_{i\alpha\beta}^*$	37
Figura 13 – Malha de controle das tensões nos capacitores do filtro de saída	39
Figura 14 – Resposta em frequência do controle de tensão em malha aberta	39
Figura 15 – Resposta em frequência do controle de tensão em malha fechada $v_{o\alpha\beta}/v_{o\alpha\beta}^*$	40
Figura 16 – Operação em paralelo de dois conversores com a mesma potência	41
Figura 17 – Operação em paralelo de dois conversores com potências diferentes	42
Figura 18 – Representação simplificada de conversores da microrrede mestre-escravo sem comunicação	45
Figura 19 – Topologia da microrrede mestre-escravo sem comunicação	45
Figura 20 – Estrutura de controle do conversor escravo	46
Figura 21 – Diagrama de blocos do SOGI-QSG	48
Figura 22 – Diagrama de bode SOGI	48
Figura 23 – Diagrama de blocos do SOGI-QSG FLL	49
Figura 24 – Diagrama de bode das variáveis de entrada da FLL	49
Figura 25 – Estrutura de controle DSOGI-FLL	50
Figura 26 – Operação em paralelo de dois conversores com a mesma potência	53
Figura 27 – Operação em paralelo de dois conversores com potências diferentes	54
Figura 28 – Compartilhamento de potência da microrrede <i>droop</i> e da microrrede mestre-escravo sem comunicação	55
Figura 29 – Representação da tensão em referencial síncrono	58
Figura 30 – Conversores em paralelo e estrutura de controle	61
Figura 31 – Diagrama de controle de tensão	62
Figura 32 – Diagrama de controle de corrente	63
Figura 33 – Circuito equivalente do conversor 1 conectado à rede elétrica	65

Figura 34 – Diagrama de blocos do modelo em pequenos sinais da microrrede <i>droop</i> . .	70
Figura 35 – Resultados de simulação do circuito e do modelo em pequenos sinais da microrrede <i>droop</i>	74
Figura 36 – Conversores mestre e escravo em paralelo e estrutura de controle	75
Figura 37 – Diagrama do Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo - Laço Sincronizado em Frequência (DSOGI-FLL)	76
Figura 38 – Diagrama de blocos da modelagem em pequenos sinais da microrrede mestre-escravo sem comunicação	86
Figura 39 – Resultados de simulação do circuito e do modelo em pequenos sinais da microrrede mestre-escravo sem comunicação	88
Figura 40 – Polos do sistema	89
Figura 41 – Variação dos polos da microrrede <i>droop</i> para $0 < k_{m1} < 0,3927 \cdot 10^{-3}$ e $0 < k_{m2} < 0,7854 \cdot 10^{-3}$	90
Figura 42 – Variação dos polos da microrrede mestre-escravo sem comunicação para $0 < k_{m1} < 0,3927 \cdot 10^{-3}$ e $0 < k_{m2} < 0,7854 \cdot 10^{-3}$	91
Figura 43 – Variação dos polos da microrrede <i>droop</i> para $0 < k_{n1} < 4,05 \cdot 10^{-3}$ e $0 < k_{n2} < 8,1 \cdot 10^{-3}$	91
Figura 44 – Variação dos polos da microrrede mestre-escravo sem comunicação para $0 < k_{n1} < 4,05 \cdot 10^{-3}$ e $0 < k_{n2} < 8,1 \cdot 10^{-3}$	92
Figura 45 – Topologia das microrredes	95
Figura 46 – Caso 1 linhas indutivas com a mesma impedância	100
Figura 47 – Caso 2 linhas resistivas com a mesma impedância	101
Figura 48 – Caso 3 linhas resistivo-indutivas com a mesma impedância	103
Figura 49 – Caso 4 linhas indutivas com impedâncias diferentes	104
Figura 50 – Caso 5 linhas resistivas com impedâncias diferentes	106
Figura 51 – Circuito equivalente para um conversor conectado a um sistema a quatro fios	107
Figura 52 – DHT das tensões da microrrede <i>droop</i> indutivo caso 1	108
Figura 53 – DHT das tensões da microrrede mestre-escravo sem comunicação indutivo caso 1	109
Figura 54 – Resposta em frequência do controle de corrente em malha fechada $i_{i\alpha\beta}/i_{i\alpha\beta}^*$	110
Figura 55 – DHT das tensões da microrrede mestre-escravo sem comunicação indutivo caso 1	111
Figura 56 – Desbalanço das tensões da microrrede <i>droop</i> indutivo caso 1	113
Figura 57 – Desbalanço das tensões da microrrede mestre-escravo sem comunicação indutivo caso 1	114
Figura 58 – Estrutura de controle do conversor escravo com carga desequilibrada	115
Figura 59 – Desbalanço das tensões da microrrede mestre-escravo sem comunicação indutivo caso 1	116

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros utilizados no projeto do controle de corrente	37
Tabela 2 – Parâmetros utilizados no projeto do controle de tensão	39
Tabela 3 – Parâmetros utilizados na simulação da microrrede <i>droop</i>	40
Tabela 4 – Parâmetros utilizados no DSOGI-FLL	52
Tabela 5 – Parâmetros utilizados na simulação da microrrede <i>droop</i>	73
Tabela 6 – Relações do controle por inclinação para linhas indutivas e resistivas	94
Tabela 7 – Cenários de impedância das linhas	96
Tabela 8 – Comparação das técnicas de controle para o caso 1	99
Tabela 9 – Comparação das técnicas de controle para o caso 2	101
Tabela 10 – Comparação das técnicas de controle para o caso 3	102
Tabela 11 – Comparação das técnicas de controle para o caso 4	104
Tabela 12 – Comparação das técnicas de controle para o caso 5	105
Tabela 13 – Relação entre os harmônicos de ordem ímpar e a sequência de rotação para $n = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty$	107
Tabela 14 – Parâmetros Controle <i>Droop</i> $Q^- - G$	115

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente contínua
GD	Geração distribuída
DHT	Distorção harmônica total
DSOGI	Integrador generalizado de segunda ordem duplo - <i>Dual Second Order Generalized Integrator</i>
FDV	Fator de desbalanço de tensão
FLL	Laço sincronizado em frequência - <i>Frequency Locked Loop</i>
IEC	Comissão Internacional de Eletrotécnica - <i>International Electrotechnical Commission</i>
LD	<i>Droop</i> indutivo
LFP	Filtro passa baixas - <i>Low-pass Filter</i>
MLD	Microrrede <i>droop</i> indutivo
MMEL	Microrrede mestre-escravo sem comunicação indutivo
MMER	Microrrede mestre-escravo sem comunicação resistivo
MRD	Microrrede <i>droop</i> resistivo
PI	Proporcional integral
PR	Proporcional ressonante
PWM	Modulação por largura de pulso - <i>Pulse Width Modulation</i>
QSG	Gerador de sinais de quadratura - <i>Quadrature-signals Generator</i>
RD	<i>Droop</i> resistivo
RLD	<i>Droop</i> indutivo reverso
RMS	Valor eficaz - <i>Root Mean Square</i>
RRD	<i>Droop</i> resistivo reverso
SOGI	Integrador generalizado de segunda ordem - <i>Second Order Generalized Integrator</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

E_o	Amplitude da tensão de referência do conversor
E	Amplitude da tensão do conversor
$\hat{V}$	Amplitude da tensão estimada
δ	Ângulo de defasagem
θ	Ângulo de fase
$\hat{\theta}$	Ângulo de fase estimado
C_f	Capacitância do capacitor do filtro de saída
k_m	Coefficiente de inclinação da frequência
k_n	Coefficiente de inclinação da tensão
μ	Coefficiente de inclinação do <i>droop</i> de sequência negativa
G	Condutância do <i>droop</i> de sequência negativa
i_i	Corrente no indutor do filtro de saída do conversor
i_L	Corrente da carga
i_o	Corrente de saída do conversor
i_1^+	Corrente de sequência positiva da componente fundamental
i_1^-	Corrente de sequência negativa da componente fundamental
i_1^o	Corrente de sequência zero da componente fundamental
i_h^+	Corrente de sequência positiva da componente harmônica h
i_h^-	Corrente de sequência negativa da componente harmônica h
i_h^o	Corrente de sequência zero da componente harmônica h
k	Fator de amortecimento do SOGI
ω	Frequência angular
ω_f	Frequência de corte do filtro do filtro passa-baixas de primeira ordem
ω_o	Frequência angular de referência

ω^*	Frequência angular de ressonância
$\hat{\omega}$	Frequência angular estimada
γ	Ganho integral da FLL
Γ	Ganho normalizado do FLL
k_{ii}	Ganho integral do controle de corrente
k_{iv}	Ganho integral do controle de tensão
k_{pi}	Ganho proporcional do controle de corrente
k_{pv}	Ganho proporcional do controle de tensão
k_{ri}	Ganho ressonante do controle de corrente
k_{rv}	Ganho ressonante do controle de tensão
Z	Impedância
L_f	Indutância do indutor do filtro de saída
q	Operador de deslocamento de fase para obtenção do sinal em quadratura
h	Ordem da componente harmônica de um sinal
S	Potência aparente
Q^-	Potência reativa de sequência negativa
Q_o^-	Potência reativa de sequência negativa nominal do conversor
P	Potência ativa
P^*	Potência ativa de referência
Q	Potência reativa
Q^*	Potência reativa de referência
X	Reatância
R	Resistência
R_f	Resistência do filtro de saída
α	Rotação espacial de 120° em sentido anti-horário
α^2	Rotação espacial de 120° em sentido horário

v_L	Tensão da carga
v_o	Tensão de saída do conversor
v_1^+	Tensão de sequência positiva da componente fundamental
v_1^-	Tensão de sequência negativa da componente fundamental
v_1^0	Tensão de sequência zero da componente fundamental
v_h^+	Tensão de sequência positiva da componente harmônica h
v_h^-	Tensão de sequência negativa da componente harmônica h
v_h^0	Tensão de sequência zero da componente fundamental
$v_{\perp o}$	Tensão em quadratura com v_o
ΔE	Variação da amplitude da tensão do conversor
Δf	Variação da frequência
$\Delta \omega$	Variação da frequência angular
ΔP	Variação da potência ativa
ΔQ	Variação potências reativa

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Objetivos da Pesquisa	22
1.1.1	Objetivo Geral	22
1.1.2	Objetivos Específicos	22
1.2	Organização Textual	23
2	COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA USANDO A TÉCNICA DE CONTROLE POR INCLINAÇÃO	25
2.1	Fundamentação Teórica do Controle por Inclinação para Conversores de Potência	25
2.1.1	Efeitos da Resistência da Rede em Sistemas Elétricos de Baixa Tensão . . .	29
2.1.2	Cálculo dos Coeficientes de Inclinação	31
2.2	Topologia da Microrrede Baseada na Técnica de Controle por Inclinação	32
2.2.1	Cálculo das Potências Ativa e Reativa	33
2.2.2	Controlador Proporcional Ressonante	34
2.2.3	Controle das Correntes no Filtro de Saída	35
2.2.4	Controle das Tensões no Filtro de Saída	36
2.2.5	Compartilhamento de Potência Entre os Conversores da Microrrede <i>Droop</i> .	39
2.3	Conclusões	43
3	COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA USANDO A TÉCNICA DE CONTROLE MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO	44
3.1	Fundamentação Teórica do Controle Mestre-Escravo sem Comunicação	44
3.2	Microrrede Baseada na Técnica de Controle Mestre-Escravo sem Comu- nicação	44
3.2.1	Controle do Conversor Mestre	45
3.2.2	Controle do Conversor Escravo	45
3.2.2.1	<i>Cálculo da Sequência Positiva e Negativa no Referencial $\alpha\beta$</i>	46
3.2.2.2	<i>Cálculo da Corrente de Referência</i>	50
3.2.3	Compartilhamento de Potência Entre os Conversores da Microrrede Mestre- Escravo sem Comunicação	52
3.3	Conclusões	55
4	MODELAGEM EM PEQUENOS SINAIS DA MICRORREDE <i>DROOP</i> E DA MICRORREDE MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO	57

4.1	Modelagem de um Conversor Conectado ao Barramento Infinito Usando a Técnica de Controle por Inclinação	57
4.2	Modelagem de Conversores em Paralelo Usando a Técnica de Controle por Inclinação	61
4.2.1	Modelagem da Malha de Controle de Tensão	62
4.2.2	Modelagem da Malha de Controle de Corrente	63
4.2.3	Modelagem do Filtro de Saída, Rede e Carga	64
4.2.4	Representação do Sistema em Diagrama de Blocos	70
4.2.5	Validação do Modelo em Pequenos Sinais	73
4.3	Modelagem de Conversores em Paralelo Usando a Técnica de Controle Mestre-Escravo sem Comunicação	74
4.3.1	Modelagem do DSOGI-FLL	75
4.3.2	Cálculo da corrente de referência (Δi_{i2dq}^*) em pequenos sinais	79
4.3.3	Modelagem da Malha de Controle de Corrente e Modelagem do Filtro de Saída, Rede e Carga	82
4.3.4	Representação do Sistema em Diagrama de Blocos	85
4.3.5	Validação do Modelo em Pequenos Sinais	87
4.4	Análise de Estabilidade	88
4.5	Conclusões	92
 5	 COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DAS TÉCNICAS NO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA	 94
5.1	Microrredes Analisadas	95
5.2	Figuras de Mérito	96
5.2.1	Erro no Compartilhamento de Potência Ativa	96
5.2.2	Erro no Compartilhamento de Potência Reativa	97
5.2.3	Regulação de Tensão	97
5.2.4	Regulação da Frequência	97
5.2.5	Distorção Harmônica Total de Tensão	97
5.2.6	Fator de Desbalanço de Tensão	98
5.3	Resultados de Simulação	98
5.3.1	Caso 1	98
5.3.2	Caso 2	99
5.3.3	Caso 3	102
5.3.4	Caso 4	102
5.3.5	Caso 5	105
5.4	Carga não Linear	105
5.5	Carga Desequilibrada	110
5.6	Conclusões	117

6	CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS	119
6.1	Trabalhos futuros	120
	REFERÊNCIAS	121

1 INTRODUÇÃO

O mundo é altamente dependente de energia elétrica. A enorme importância que tem o fornecimento de energia elétrica na vida das pessoas está fora de discussão, pois melhora sua qualidade de vida, possibilita o funcionamento da indústria de produção, do comércio, etc. O desenvolvimento de um país depende do seu grau de industrialização e este, por sua vez, necessita de fontes de energia, principalmente elétrica. O sistema elétrico de potência convencional é constituído por centrais geradoras de grande porte, subestações, linhas de transmissão e redes de distribuição que estão eletricamente conectados entre si, cujo objetivo é fornecer aos usuários a energia elétrica de que necessitam através do referido sistema (REZENDE, 2015).

Por outro lado, o sistema elétrico de potência convencional enfrenta cada vez mais a dificuldade de continuar se expandindo, devido aos elevados custos, aos impactos ambientais, sociais e culturais. Portanto, atualmente há uma tendência na mudança da produção de energia elétrica centralizada longe dos pontos de consumo para uma geração de energia de pequeno porte e próxima dos consumidores. Dessa forma, a estrutura do sistema elétrico de potência convencional, nos últimos anos tem sofrido mudanças significativas devido a preocupações ambientais (gases de efeito estufa e poluentes), razões políticas (aumento dos preços da energia) e tecnológicas (desenvolvimento da eletrônica de potência e das novas tecnologias para geração de energias renováveis) (CHENG et al., 2009). Portanto, devido à crise climática e energética que o mundo atravessa atualmente, um tema que vem ganhando força é a transição energética. Essa transição é caracterizada por mudanças estruturais nas matrizes energéticas, migrando de um modelo baseado principalmente em combustíveis fósseis como petróleo, mineração e gás natural, para uma matriz cada vez mais focada na geração de energia a partir de fontes renováveis, como por exemplo: solar fotovoltaica, eólica, biomassa e geotérmica (CERTI, 2020).

Outro aspecto importante que deve ser considerado na transição energética são as áreas onde não há acesso à eletricidade. As áreas mais afetadas são as comunidades rurais e indígenas. A dificuldade de levar energia elétrica para essas áreas se deve a diversos fatores, como o alto custo de levar a infraestrutura elétrica às regiões mais remotas, devido a que não se tem uma densidade populacional elevada, dificuldades geográficas e de infraestrutura viária. É importante destacar, que o desenvolvimento de uma região pode ser medido em grande parte pela sua demanda de energia elétrica, já que é um recurso fundamental e é utilizada na maioria das atividades que as pessoas realizam no dia a dia. Portanto, quando uma comunidade não tem acesso à energia elétrica, essa região terá um crescimento econômico muito lento, fazendo com que as pessoas não tenham as mesmas oportunidades que teriam as pessoas com acesso à energia elétrica. Essa situação é infelizmente uma realidade no Brasil, já que só na Amazônia há aproximadamente um milhão de pessoas sem acesso à energia elétrica, onde a maior parte está em zonas rurais, em ilhas ou em comunidades indígenas isoladas com difícil acesso (IEMA, 2019). No entanto, uma opção para aumentar o acesso à energia elétrica das pessoas que moram

em áreas rurais isoladas, é por meio da implantação de geração distribuída (GD) operando de forma autônoma, utilizando fontes de energia renováveis localmente.

No Brasil, a GD é definida pela geração de energia elétrica em qualquer potência, que pode ser conectada diretamente ao consumidor final ou em vários locais do sistema elétrico da concessionária operando em paralelo. Também pode operar de forma isolada. A fonte de energia pode ser renovável ou não renovável (REZENDE, 2015).

Considerando a transição energética e buscando uma prestação do serviço de energia elétrica mais equitativa com as comunidades localizadas em regiões remotas, a GD está em grande expansão pelo mundo. Portanto, com a popularização da GD surgiu o conceito de microrrede, definido há quase duas décadas, mas que continua sendo um tema de pesquisa atual com muitos desafios a serem vencidos. O conceito de microrredes rompe com os paradigmas do sistema elétrico convencional, que é composto de grandes usinas, com energia transmitida por longas distâncias até o usuário final. Então, as microrredes são incorporadas à infraestrutura do sistema elétrico nas proximidades dos consumidores finais, com fontes de GD (AZEVEDO, 2011).

Dependendo da aplicação, uma microrrede pode adotar diferentes topologias e tamanhos. Embora a arquitetura e o tamanho da microrrede possa variar amplamente, geralmente é considerada uma pequena parte de uma rede de distribuição de média ou baixa tensão, onde a energia é fornecida por fontes locais. Portanto, uma microrrede é definida pelo conjunto de unidades de GD, unidades de armazenamento de energia e cargas, que estão eletricamente conectados entre si, formando um pequeno sistema elétrico de potência, com capacidade de operar de forma conectada à rede elétrica da concessionária ou de forma isolada (SOSHINSKAYA et al., 2014; AZEVEDO, 2011).

Quando opera de forma conectada à rede, as referências de frequência e tensão dos conversores são definidas pela rede elétrica, operando de maneira sincronizada permitindo trocas de potência entre a rede e a microrrede. Dessa forma, quando há um déficit de potência, a rede deve suprir essa necessidade e se há excedente de energia a microrrede pode exportá-la para o sistema. Entretanto, no modo de operação ilhado, a microrrede deve ser capaz de atender a demanda de carga com níveis de tensão e frequência satisfatórios apenas com seus recursos internos, mantendo o fluxo de potência em equilíbrio, atendendo a carga com continuidade e qualidade (AZEVEDO, 2011). É importante destacar que a possibilidade de operação no modo autônomo é uma das características que tornam as microrredes atraentes, sendo uma alternativa nos casos em que a rede elétrica da concessionária não está disponível, por exemplo, comunidades localizadas em áreas de difícil acesso.

Geralmente, uma microrrede é composta por unidades de GD a partir de energias renováveis (solar, eólica) que funcionam com conversores baseados em eletrônica de potência. Na microrrede devem ser implementadas estratégias de controle que permitam manter seus parâmetros de operação em níveis satisfatórios, controlando simultaneamente a tensão e a frequência a partir das unidades de GD. Diversas estratégias de controle foram propostas na

literatura. Um exemplo é a emulação do comportamento dos geradores síncronos, a partir das relações de inclinação (*droop*) entre a potência ativa e a frequência e entre a potência reativa com a tensão, conforme apresentado por (CHANDORKAR; DIVAN; ADAPA, 1991; COELHO; CORTIZO; GARCIA, 2002).

Basicamente, as estratégias de controle podem ser classificadas em duas categorias: com comunicação e sem comunicação. O exemplo típico de controle baseado em comunicação é a técnica mestre-escravo, onde um dos conversores é denominado mestre, sendo controlado como fonte de tensão, enquanto os demais conversores são chamados de escravos, sendo controlados como fonte de corrente (AZEVEDO et al., 2011; PRODANOVIC; GREEN, 2006). Usando um canal de comunicação, o conversor mestre envia a referência de corrente que os conversores escravos devem seguir. Essa técnica apresenta várias vantagens como: melhor desempenho no compartilhamento de potência entre os conversores; a impedância das linhas não tem influência no compartilhamento de potência; a frequência e a tensão não apresentam variações. No entanto, a técnica tem várias desvantagens, como: a dependência do canal de comunicação; a dependência do conversor mestre, pois uma falha neste conversor resultaria na inoperância da microrrede; e as cargas devem estar localizadas em um único barramento para que sua corrente possa ser medida (AZEVEDO, 2011).

Por outro lado, o controle por inclinação (*droop control*) é uma técnica amplamente conhecida, cuja principal característica é que não precisa comunicação entre os conversores, onde as informações (tensão e corrente) disponíveis na saída de cada conversor são utilizadas para realizar o compartilhamento de potência (COELHO; CORTIZO; GARCIA, 2002; GUERRERO et al., 2006). Com esta técnica, cada conversor é controlado como uma fonte de tensão. Essa técnica apresenta várias vantagens como: possui boa confiabilidade, pois não depende de um canal de comunicação; sua implementação se torna mais simples e econômica. No entanto, a técnica tem várias desvantagens, como: apresenta imprecisões no compartilhamento de potência; e a impedância das linhas têm influência no compartilhamento de potência (AZEVEDO et al., 2019).

Na realidade, a maioria das unidades de GD baseadas em energias renováveis, como a fotovoltaica ou a eólica, são controladas como fonte de corrente. Segundo (HOJABRI et al., 2012), aproximadamente 80% dessas unidades de geração adotam esse tipo de controle. Portanto, o controle da microrrede precisa ser versátil e deve se adaptar ao controle das unidades de geração. Ou seja, a microrrede deve ter capacidade para incorporar unidades de geração, independentemente do tipo de controle que essas unidades adotem, seja como fonte de tensão ou como fonte de corrente. Por esta razão, surge o conceito de conversor formador de rede (*grid-forming*) e conversor seguidor de rede (*grid-following*), como apresentado em (ROCAERT et al., 2012).

A estratégia de controle adotada na microrrede, além de manter os parâmetros de operação em valores satisfatórios, também deve garantir um funcionamento estável. Esse aspecto é muito importante, pois no modo de operação autônomo a microrrede é potencialmente suscetível

a qualquer distúrbio devido à sua baixa inércia. Assim, uma das preocupações importantes na operação confiável de uma microrrede é a estabilidade de pequenos sinais (POGAKU; PRODANOVIC; GREEN, 2007). Portanto, torna-se importante o desenvolvimento de modelos matemáticos que permitam avaliar a estabilidade da microrrede. Um exemplo da modelagem matemática, é a linearização em espaços de estados que permite analisar a estabilidade da microrrede aplicando pequenas perturbações.

Neste contexto, observa-se a necessidade de desenvolver técnicas de compartilhamento de potência para microrredes operando no modo autônomo. Portanto, visando contribuir na solução de alguns dos tópicos abordados acima, neste trabalho são apresentadas e comparadas estratégias de controle sem comunicação no paralelismo de conversores de potência, utilizando o método de controle por inclinação (*droop*), como também a estrutura de controle chamada de mestre-escravo sem comunicação. Nesta configuração, pretende-se desenvolver técnicas para mitigar desbalanços de tensão e compensar harmônicos de tensão, devido à operação sob condições de carga desequilibrada ou não linear.

1.1 Objetivos da Pesquisa

Visando contribuir na melhoria da estabilidade e do desempenho no compartilhamento de potência de microrredes no modo de operação autônomo, nesta dissertação são abordadas duas técnicas de controle: o controle por inclinação e a técnica de controle mestre-escravo sem comunicação. Neste trabalho é proposto um modelo matemático em pequenos sinais da microrrede mestre-escravo sem comunicação e desenvolvido o modelo matemático em pequenos sinais da microrrede *droop*. Os objetivos propostos são apresentados a seguir:

1.1.1 Objetivo Geral

Realizar um estudo comparativo da estabilidade e do desempenho no compartilhamento de potência, entre técnicas de controle utilizadas no paralelismo de conversores para microrredes no modo de operação autônomo. São analisadas a estratégia de controle por inclinação e a técnica de controle mestre-escravo sem comunicação.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Revisar detalhadamente o princípio de funcionamento da técnica de controle por inclinação para microrredes no modo de operação autônomo. Esta revisão possibilitará definir uma estrutura de controle em cascata, para posteriormente projetar os ganhos das malhas de controle (controle de corrente, controle de tensão e controle de potência) com uma dinâmica adequada para o funcionamento da microrrede;

- Estudar a teoria do princípio de funcionamento dos conversores formadores de rede (*grid-forming*) e seguidores de rede (*grid-following*), assim como o funcionamento do oscilador senoidal em referencial estacionário $\alpha\beta$ utilizando a estrutura do DSOGI-FLL. A partir deste estudo será possível definir a estrutura de controle mestre-escravo sem comunicação;
- Revisar detalhadamente pesquisas que abordam a modelagem matemática em pequenos sinais de microrredes controladas com base na técnica por inclinação. Esta revisão possibilitará a modelagem matemática em pequenos sinais da técnica *droop* aplicada à microrrede em questão;
- Desenvolver o modelo matemático em pequenos sinais da microrrede controlada a partir da técnica mestre-escravo sem comunicação;
- Validar os modelos matemáticos em pequenos sinais das microrredes *droop* e mestre-escravo sem comunicação para pequenas perturbações, comparando suas respostas dinâmicas com o modelo comutado a partir da simulação no software *Matlab/Simulink*. Com base nessa comparação é possível verificar que os modelos em pequenos sinais de ambas as microrredes, descrevem adequadamente o comportamento médio do sistema;
- Comparar a estabilidade de ambas as microrredes através da equação característica dos modelos em pequenos sinais em função dos coeficientes de inclinação, observando a alocação dos polos no plano complexo;
- Comparar as técnicas de controle adotadas nas microrredes, para cinco casos de impedância de linha por meio de figuras de mérito;
- Implementar técnicas para mitigar desbalanços de tensão e compensar harmônicos de tensão, devido à operação sob condições de carga desequilibrada ou não linear, da microrrede mestre-escravo sem comunicação.

1.2 Organização Textual

Este trabalho é organizado nos seguintes capítulos:

- **Capítulo 2** : Nesse capítulo é apresentada a fundamentação teórica da técnica de controle por inclinação, aplicada ao paralelismo de conversores para microrredes no modo de operação autônomo. É discutido nesse capítulo, o efeito que a impedância das linhas (indutiva ou resistiva) tem no compartilhamento de potência. Além disso, são projetados os ganhos das malhas de controle (controle de corrente, controle de tensão e controle de potência);

- **Capítulo 3** : Nesse capítulo são descritas as características dos conversores formadores de rede (*grid-forming*) e seguidores de rede (*grid-following*). É apresentada a estratégia de controle mestre-escravo sem comunicação para microrredes operando de forma autônoma, em que cada componente desse método de controle é discutido;
- **Capítulo 4** : Nesse capítulo é apresentada a modelagem matemática em pequenos sinais de um conversor conectado a um barramento infinito controlado pela técnica *droop*. Posteriormente, é abordada a modelagem matemática em pequenos sinais da microrrede *droop*. Em seguida, é desenvolvida a modelagem matemática em pequenos sinais da microrrede mestre-escravo sem comunicação. Finalmente, compara-se a região estável no plano complexo dos modelos matemáticos de ambas as microrredes, para diversos valores dos coeficientes de inclinação;
- **Capítulo 5** : Nesse capítulo são apresentadas as formas em que podem ser implementadas as técnicas de controle por inclinação e mestre-escravo sem comunicação, considerando linhas predominantemente indutivas ou linhas predominantemente resistivas. São implementadas na microrrede correspondente e por meio de figuras de mérito, o desempenho das microrredes é avaliado considerando cinco casos de impedância de linha. Ainda nesse capítulo, os desempenhos da microrrede *droop* e da microrrede mestre-escravo sem comunicação são comparados sob condições de carga não linear e desequilibrada, no modo de operação autônomo. Além disso, é apresentada uma estratégia para a compensação das tensões desbalanceadas da microrrede mestre-escravo sem comunicação;
- **Capítulo 6** : Nesse capítulo são apresentadas as conclusões gerais e as sugestões de trabalhos futuros.

2 COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA USANDO A TÉCNICA DE CONTROLE POR INCLINAÇÃO

Neste capítulo, é abordada a origem da estratégia de controle por inclinação deduzindo as equações das relações $P - \omega$ e $Q - E$, analisando a influência da impedância das linhas no compartilhamento de potência. Ainda neste capítulo é apresentado o projeto das malhas de controle de tensão e corrente, levando em conta que malha de tensão (malha externa) tem uma dinâmica muito mais lenta do que a malha de corrente (malha interna).

2.1 Fundamentação Teórica do Controle por Inclinação para Conversores de Potência

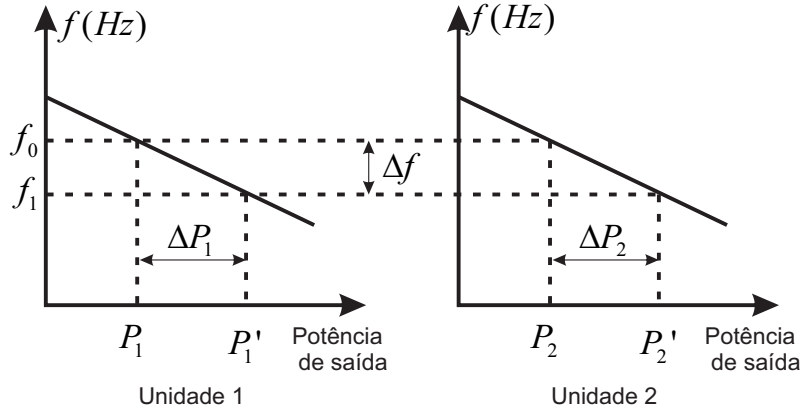
O gerador síncrono do sistema elétrico de potência convencional, apresenta uma relação natural entre a frequência de operação e a potência ativa fornecida, ou seja, para uma potência mecânica constante no eixo, se a potência ativa demandada pela carga aumenta, a potência extra é suprida inicialmente pela inércia da máquina causando uma diminuição de sua velocidade. Portanto, como a frequência de operação do gerador síncrono é diretamente proporcional à velocidade de rotação do rotor, as variações de potência ativa drenada da máquina produzem variações na frequência.

No caso de geradores síncronos operando em paralelo, para melhorar a estabilidade do sistema compensando os desvios de frequência, foram implementados controladores de velocidade baseados na técnica de controle *droop* denominada de estatismo, por representar o controle estático do gerador. A Figura 1 mostra a característica de inclinação (*droop*) do controle de velocidade de dois geradores síncronos em paralelo, cuja frequência de operação é f_o , na qual o gerador 1 fornece a potência P_1 e o gerador 2 fornece a potência P_2 . No caso de um aumento de carga, os dois geradores passam a operar na frequência f_1 . Nesta nova condição, devido à variação da frequência Δf no sistema o compartilhamento de potência entre os geradores é feito de acordo a característica de inclinação de seus reguladores de velocidade. Dessa forma, o gerador 1 fornecera $P'_1 = P_1 + \Delta P_1$ e o gerador 2 fornecera $P'_2 = P_2 + \Delta P_2$. Desse modo, os geradores fazem um compartilhamento adequado da potência operando na mesma frequência. Além disso, existe uma relação entre a amplitude de tensão e a potência reativa fornecida, que no caso dos geradores síncronos é controlada por meio do sistema de controle de excitação (SILVA, 2016).

Por outro lado, os conversores são equipamentos baseados em eletrônica de potência, sem uma inércia natural como no caso de geradores síncronos. Portanto, os conversores não possuem um vínculo natural entre a potência ativa e frequência, nem da potência reativa com a tensão de saída. Logo, a ideia é implementar no conversor um controle que consiga emular o comportamento estático dos geradores síncronos, produzindo assim, as relações entre a potência ativa e frequência e entre a potência reativa com a tensão. Portanto, considerando um conversor

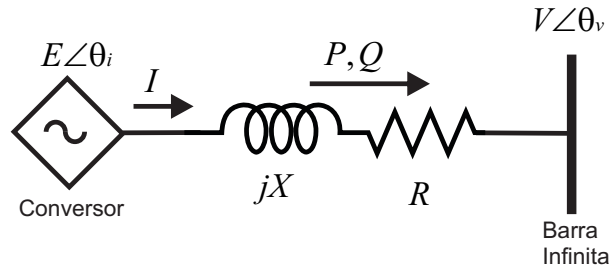
conectado a um barramento infinito, como mostrado na Figura 2, a potência complexa (S) que flui através da linha de transmissão pode ser calculada por (2.1).

Figura 1 – Compartilhamento de potência entre geradores



Fonte: Adaptado de (SILVA, 2016).

Figura 2 – Conversor conectado a um barramento infinito através de uma linha de transmissão representada pela impedância $R + jX$



Fonte: O Autor (2021).

$$S = EI^* = E\angle\theta_i \left(\frac{E\angle\theta_i - V\angle\theta_v}{R + jX} \right)^* = P + jQ, \quad (2.1)$$

na qual E e V são valores eficazes e $(*)$ indica complexo conjugado. Portanto, com a expansão de (2.1), torna-se possível obter as potências ativa (P) e reativa (Q) fornecidas pelo conversor por meio de

$$P = \frac{1}{R^2 + X^2} (RE^2 - REV \cos \delta + XEV \sin \delta), \quad (2.2)$$

$$Q = \frac{1}{R^2 + X^2} (XE^2 - XEV \cos \delta - REV \sin \delta), \quad (2.3)$$

incluindo a potência ativa dissipada na linha e a potência reativa demandada pela indutância da linha. Onde δ é o ângulo de defasagem dado por

$$\delta = \theta_i - \theta_v. \quad (2.4)$$

Observa-se nas equações (2.2) e (2.3), uma relação não linear com o ângulo δ e com a magnitude da tensão E . Assim, variação nos valores de δ ou E irão produzir variações nas potências ativa e reativa. Essas equações representam o comportamento estático das potências ativa e reativa do conversor conectado ao barramento infinito. Porém, ainda deve ser considerada a influência da impedância das linhas de transmissão. Tendo em conta que as linhas de transmissão de alta e média tensão são predominantemente indutivas, e assumindo que $R \approx 0$, as equações (2.2) e (2.3) podem ser reescritas como

$$P \approx \frac{EV \sin \delta}{X}, \quad (2.5)$$

$$Q \approx \frac{E(E - V \cos \delta)}{X}. \quad (2.6)$$

A fim de analisar a influência da variação do ângulo nas potências ativa (P) e reativa (Q), por meio das equações (2.5) e (2.6), é considerado que a tensão $E = 1pu$, a tensão $V = 0.9pu$, a reatância de linha $X = 0.552pu$ e que o ângulo varia na faixa de valores $-10^\circ < \delta < 10^\circ$. A Figura 3a mostra as curvas das potências ativa e reativa em função do ângulo δ , e na Figura 3b são exibidas as potências complexas. Observa-se que o ângulo tem maior influência na potência ativa.

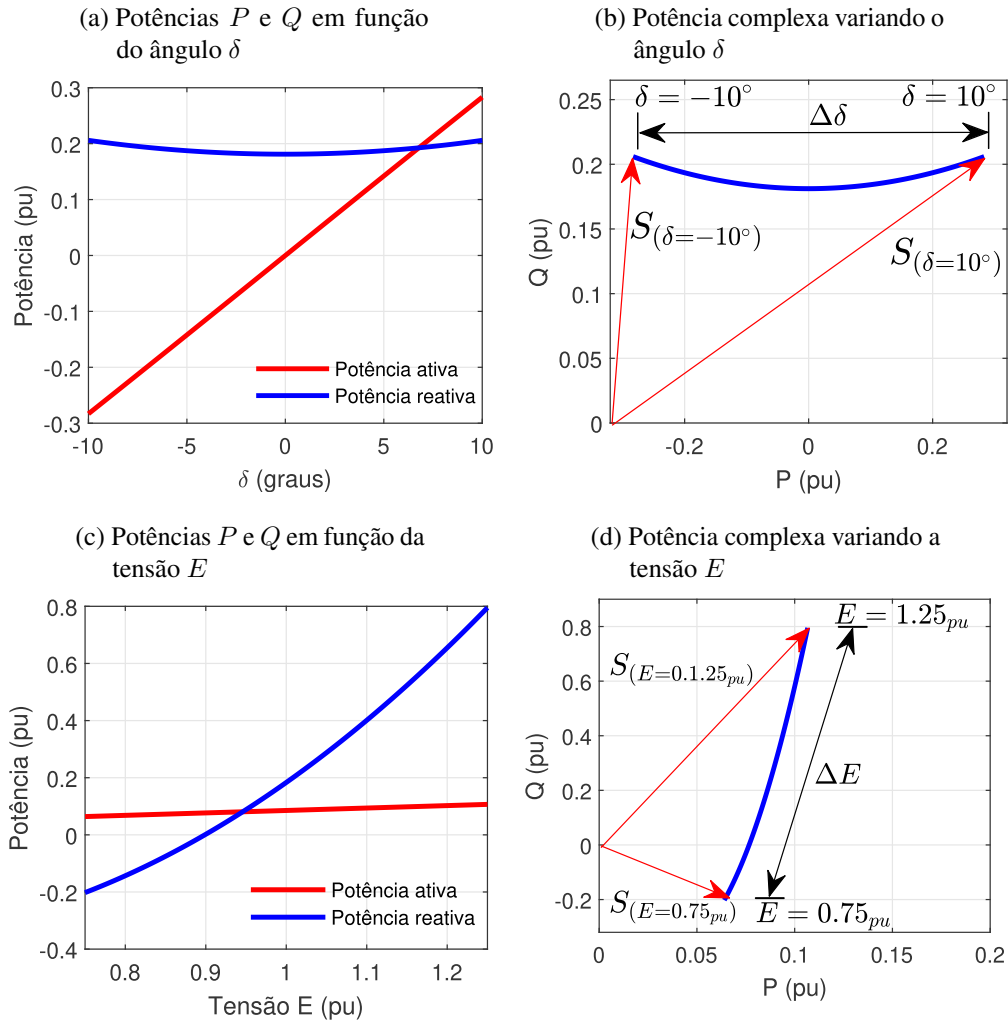
Uma segunda situação é considerada para analisar a influência da variação da tensão E nas potências ativa e reativa, por meio das equações (2.5) e (2.6). Assumindo que a tensão $V = 0.9pu$, a reatância de linha $X = 0.552pu$, o ângulo $\delta = 1^\circ$ e que a tensão E varia na faixa de valores $0.75 < E < 1.25$, a Figura 3c mostra as curvas das potências ativa e reativa em função da tensão E , e na Figura 3d são exibidas as potências complexas. Observa-se que a variação da tensão tem maior influência na potência reativa. Em ambas as situações percebe-se claramente, que o fluxo de potência ativa é predominantemente dependente do ângulo δ , enquanto a potência reativa é mais influenciada pela tensão E .

Por conseguinte, para obter uma relação linear entre o fluxo de potência ativa P e o ângulo δ , é considerado um baixo valor do ângulo δ , portanto, tem-se que $\sin \delta \approx \delta$ e $\cos \delta \approx 1$. Assim, as equações (2.5) e (2.6) podem ser aproximadas com

$$P \approx \frac{EV\delta}{X}, \quad (2.7)$$

$$Q \approx \frac{E(E - V)}{X}. \quad (2.8)$$

Observa-se em (2.7) que existe uma relação linear entre a potência ativa P e o ângulo δ , enquanto (2.8) mostra a relação que existe entre a potência reativa Q e a diferença das tensões $E - V$. Considerando que para aumentar ou diminuir o ângulo δ , pode-se aumentar momentaneamente a frequência do conversor, fazendo a tensão E se adiantar da tensão V , na prática o controle de frequência é usado para impor o ângulo de potência (AZEVEDO, 2011). Assim, a partir de (2.7) e (2.8) em (TULADHAR et al., 1997) é apresentado o controle por

Figura 3 – Influência do ângulo δ e da tensão E nas potências P e Q para linhas indutivas

Fonte: O Autor (2021).

inclinação *droop* conforme as equações (2.9) e (2.10), as quais são denominadas neste trabalho como *droop* indutivo (LD).

$$\omega = \omega_o - k_m P, \quad (2.9)$$

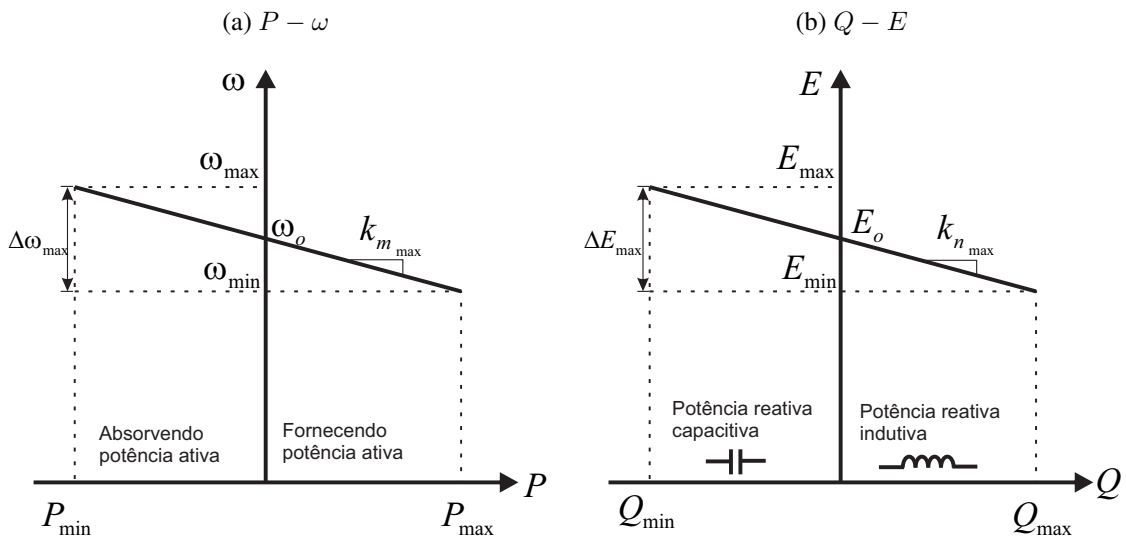
$$E = E_o - k_n Q, \quad (2.10)$$

onde ω_o e E_o , correspondem à frequência e à tensão nominal do conversor, e k_m e k_n representam os coeficientes de inclinação. Neste caso, em (2.9) é utilizada a frequência ω em vez do ângulo δ , devido ao fato de que não há comunicação entre os conversores, e portanto, os ângulos de fase são desconhecidos. Assim, em vazio é válido assumir como frequência inicial ω_o (GUERRERO et al., 2005). Observa-se em (2.9) e (2.10), que a partir da potência ativa média e da potência reativa média dos terminais de saída do conversor, é possível regular a frequência ω de saída e a tensão E de saída do conversor, ou seja, de forma análoga como é feito num gerador síncrono, ao aumentar a potência ativa demandada pela carga, o controle por inclinação impõe uma redução

na frequência de saída ω (ocasionando uma diminuição no ângulo de fase δ), e ao aumentar a demanda de potência reativa, o controle impõe uma redução na tensão E de saída do conversor.

As retas $P - \omega$ e $Q - E$, representadas pelas expressões (2.9) e (2.10) são exibidas nas Figuras 4a, 4b, e observa-se que, de forma genérica, o conversor possui a característica de operar no modo bidirecional, ou seja, pode operar como retificador absorvendo potência ativa, como por exemplo num sistema de armazenamento de energia com baterias, ou pode operar como conversor fornecendo potência ativa à rede. No caso da potência reativa, sabe-se que quando é positiva corresponde a potência reativa indutiva, e quando é negativa corresponde a potência reativa capacitiva.

Figura 4 – Característica de inclinação em linhas indutivas



Fonte: O Autor (2021).

2.1.1 Efeitos da Resistência da Rede em Sistemas Elétricos de Baixa Tensão

O controle por inclinação inicialmente foi desenvolvido considerando que a impedância de linha é principalmente indutiva, o que é justificado pelas longas distâncias entre as unidades de geração em sistemas de alta tensão. Porém, as microrredes são implementadas próximas ao consumidor final em redes de baixa tensão. Para este tipo de rede, as linhas têm características de impedância predominante resistivas, e portanto, pode ser negligenciada a parte indutiva da impedância de linha, de modo que $X \approx 0$ (GUERRERO et al., 2007). Assim, as equações (2.2) e (2.3) podem ser reescritas como

$$P \approx \frac{E(E - V \cos \delta)}{R}, \quad (2.11)$$

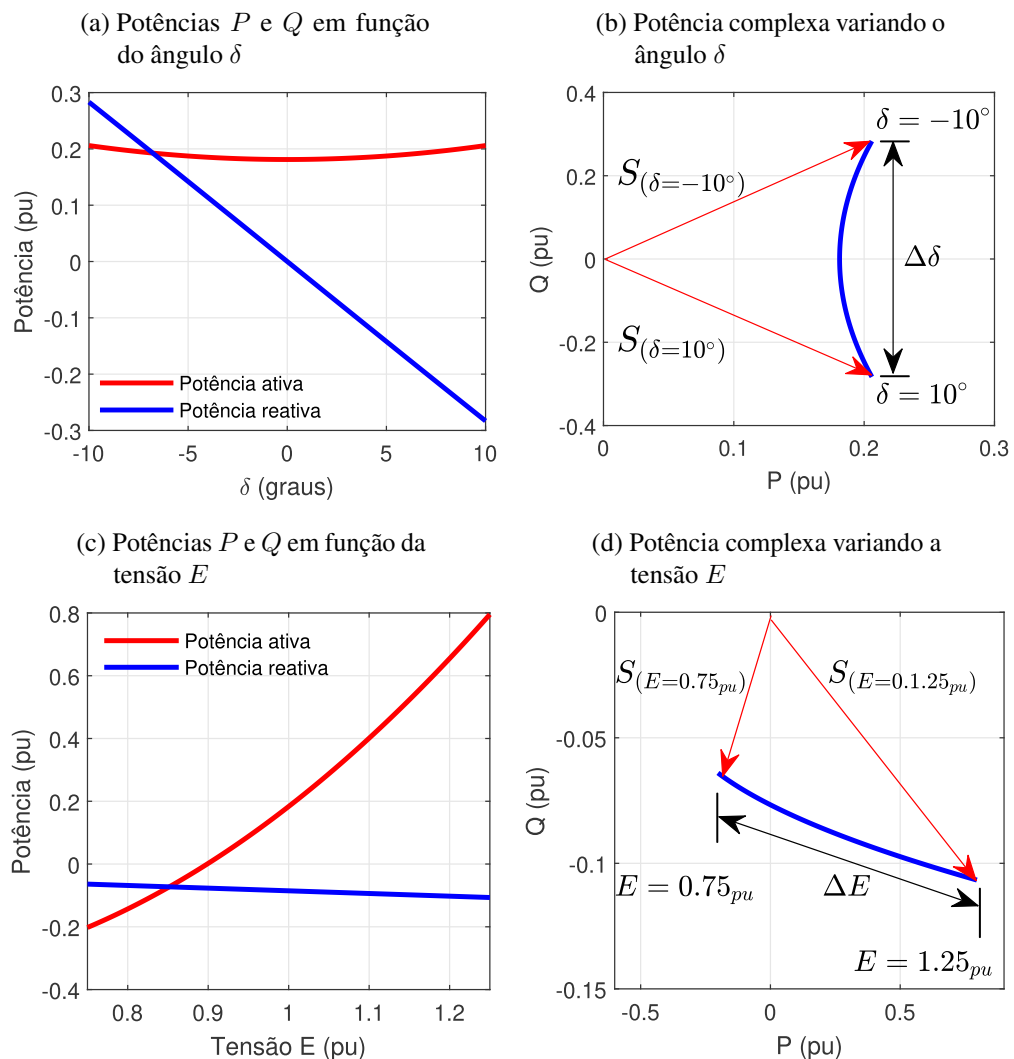
$$Q \approx -\frac{EV \sin \delta}{R}. \quad (2.12)$$

De forma semelhante à análise feita em linhas indutivas, pode-se avaliar as linhas resistivas por meio das equações (2.11) e (2.12), que evidenciam a influência da variação do

ângulo nas potências ativa e reativa. Assim, considerando que a tensão $E = 1pu$, a tensão $V = 0.9pu$, a resistência de linha $R = 0.552pu$ e que o ângulo varia na faixa de valores $-10^\circ < \delta < 10^\circ$, a Figura 5a mostra as curvas das potências ativa e reativa em função do ângulo δ , e na Figura 5b são exibidas as potências complexas. Observa-se que houve uma completa mudança das relações ao comparar com o fluxo de potência em rede indutiva. Percebe-se que em redes predominantemente resistivas o ângulo tem maior influência na potência reativa.

Para avaliar a influência da variação da tensão E nas potências ativa e reativa, por meio das equações (2.11) e (2.12) em linhas resistivas, é considerado a tensão $V = 0.9pu$, a resistência de linha $R = 0.552pu$, o ângulo $\delta = 1^\circ$ e que a tensão E varia na faixa de valores $0.75 < E < 1.25$. A Figura 5c mostra as curvas das potências ativa e reativa em função da tensão E , e na Figura 5d são exibidas as potências complexas. Da mesma forma ao caso anterior, observa-se que houve uma completa mudança das relações ao comparar com o fluxo de potência em rede indutiva. Percebe-se que em redes predominantemente resistivas a variação da tensão tem maior influência na potência ativa.

Figura 5 – Influência do ângulo δ e da tensão E nas potências P e Q para linhas resistivas



Fonte: O Autor (2021).

Assumindo novamente pequenos valores de δ , em que $\sin \delta \approx \delta$ e $\cos \delta \approx 1$, de (2.11) e (2.12) obtém-se

$$P \approx \frac{E(E - V)}{R}, \quad (2.13)$$

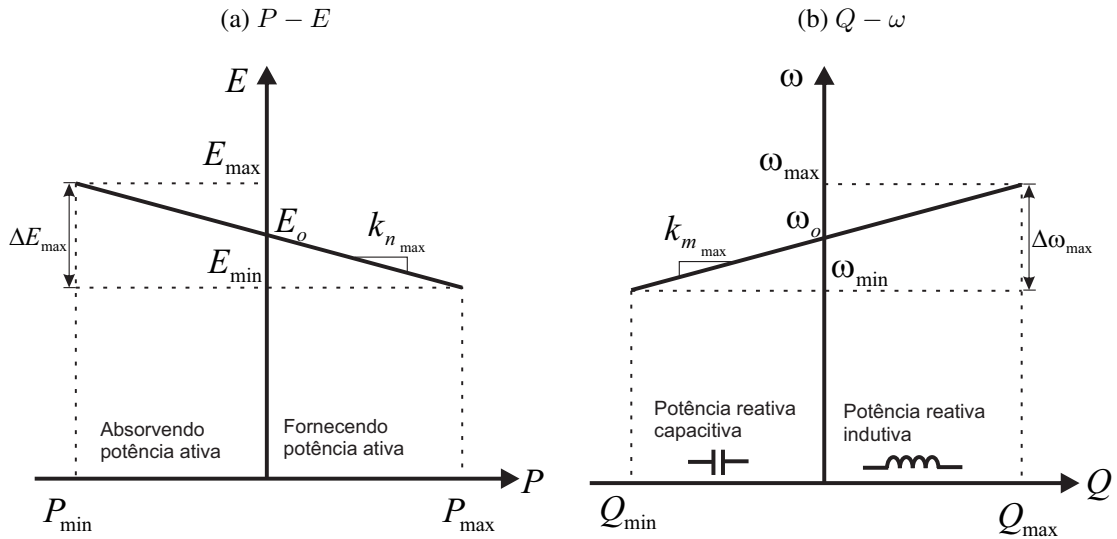
$$Q \approx -\frac{EV\delta}{R}. \quad (2.14)$$

Observa-se que as equações (2.13) e (2.14) apresentam as relações $P - E$ e $Q - \delta$, e como discutido anteriormente o controle por inclinação em redes resistivas apresenta uma relação inversa ao controle por inclinação para redes indutivas. Portanto, utilizando a mesma abordagem para linhas indutivas as retas $P - E$ e $Q - \omega$ são representadas com as equações 2.15 e 2.16, as quais são denominadas neste trabalho como *droop* resistivo (RD) e exibidas nas Figuras 6a e 6b.

$$\omega = \omega_o + k_m Q, \quad (2.15)$$

$$E = E_o - k_n P. \quad (2.16)$$

Figura 6 – Característica de inclinação em linhas resistivas



Fonte: O Autor (2021).

2.1.2 Cálculo dos Coeficientes de Inclinação

O controle por inclinação deve levar em conta o compromisso de um adequado compartilhamento da potência entre os conversores, assim como uma variação de frequência e tensão apropriada para a operação da microrrede. É importante destacar que o controle por inclinação depende fortemente dos coeficientes k_m e k_n das retas $P - \omega$ e $Q - E$, e portanto devem ser escolhidos cuidadosamente, pois com valores muito pequenos dos coeficientes de inclinação a microrrede pode ter uma resposta dinâmica lenta às variações de potência. Por outro lado,

quanto maiores são os valores de k_m e k_n maior será a variação da frequência e tensão podendo levar a valores prejudiciais para as cargas da microrrede. Além disso, valores elevados dos coeficientes de inclinação podem produzir oscilações e instabilidade da microrrede (AZEVEDO, 2011). Os valores máximos coeficientes de inclinação podem ser calculados, considerando as variações máximas de frequência e tensão permitidas com base as potências máximas do conversor (ANDRADE, 2005), e portanto obtém-se

$$k_{m_{max}} = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{P_{max}} = \frac{\Delta\omega_{max}}{P_{max}}, \quad (2.17)$$

$$k_{n_{max}} = \frac{E_{max} - E_{min}}{Q_{max}} = \frac{\Delta E_{max}}{Q_{max}}. \quad (2.18)$$

Outro ponto que deve ser notado é o fato que numa microrrede, geralmente os conversores possuem potências nominais diferentes. Portanto, é desejável que cada conversor forneça à carga uma potência proporcional à sua capacidade nominal. Dessa forma, os coeficientes de inclinação de cada conversor devem ser calculados adequadamente para essa condição seja atendida. Assim, conforme é apresentado em (AZEVEDO, 2011) os coeficientes de inclinação devem ter a seguinte relação

$$k_{m1}S_1 = k_{m2}S_2 = k_{m3}S_3 = \dots = k_{mn}S_n, \quad (2.19)$$

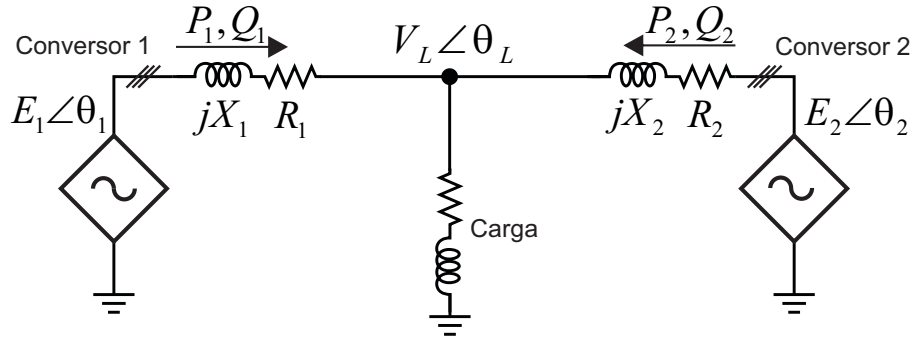
$$k_{n1}S_1 = k_{n2}S_2 = k_{n3}S_3 = \dots = k_{nn}S_n, \quad (2.20)$$

em que $S_1, S_2, S_3, \dots, S_n$ correspondem às potências nominais de cada conversor. Então, considerando uma microrrede com dois conversores em que um dos conversores tem o dobro de potência do outro ($S_1 = 2S_2$), por exemplo, tem-se $2k_{m1} = k_{m2}$ e $2k_{n1} = k_{n2}$. Nesta situação, o conversor 1 fornece o dobro de potência do que o conversor 2.

2.2 Topologia da Microrrede Baseada na Técnica de Controle por Inclinação

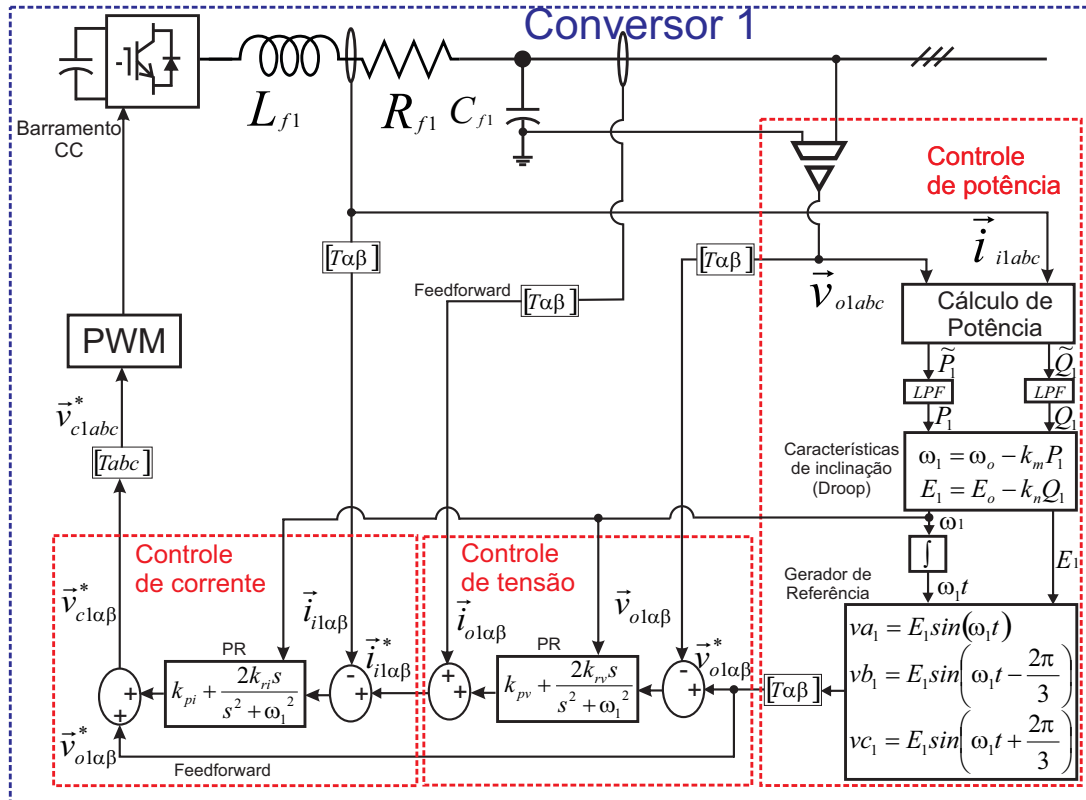
Uma microrrede é definida por um conjunto de unidades de GD conectadas em paralelo, portanto, à vista disso com o propósito de facilitar a compreensão desta análise, é considerada uma microrrede isolada composta por dois conversores conectados em paralelo, conforme exemplificado na Figura 7.

A Figura 8 ilustra a estrutura de controle do conversor 1 (o conversor 2 é controlado usando a mesma estrutura de controle). Os conversores possuem três malhas de controle. Uma malha de controle de potência formada por três estágios: cálculo das potências ativas (P) e reativa (Q), características das retas de inclinação e o gerador da tensão de referência. A segunda malha controla a tensão sobre o capacitor do filtro de saída do conversor. Finalmente, tem-se a malha mais interna que controla a corrente que circula pelo indutor do filtro de saída do conversor.

Figura 7 – Topologia da microrrede *droop*

Fonte: O Autor (2021).

Figura 8 – Estrutura de controle do conversor 1



Fonte: O Autor (2021).

2.2.1 Cálculo das Potências Ativa e Reativa

A Figura 8 mostra que a malha de controle de potência tem como entrada a tensão v_o e corrente i_i , que servirão para o cálculo das potências ativa P e reativa Q do conversor. Assim, conforme a teoria de potência apresentada por (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007) a potência ativa instantânea em sistemas trifásicos é dada pelo produto escalar

$$P = \vec{v}_{abc} \cdot \vec{i}_{abc} \quad (2.21)$$

$$P = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c,$$

Por outro lado, a potência reativa instantânea é dada pelo módulo do produto vetorial entre a tensão e a corrente, dessa forma obtém-se

$$\begin{aligned} Q &= |\vec{v}_{abc} \times \vec{i}_{abc}| \\ Q &= \vec{v}_{abc\perp} \cdot \vec{i}_{abc} \\ Q &= \frac{1}{\sqrt{3}} ((v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b + (v_a - v_b)i_c). \end{aligned} \quad (2.22)$$

É importante notar que, para implementar a técnica de controle por inclinação (*droop*) é necessário calcular os valores médios das potências ativa e reativa. Assim, geralmente utilizam-se filtros passa-baixas para extrair as componentes médias das potências. Pode-se usar um filtro passa-baixas de primeira ordem, cuja função de transferência é representada com a equação a seguir

$$F(s) = \frac{\omega_f}{\omega_f + s} = \frac{1}{1 + \tau s}, \quad (2.23)$$

na qual, o termo $\tau = 1/\omega_f$ representa a constante de tempo e ω_f corresponde à frequência de corte. Neste caso, por ser um sistema de primeira ordem, o tempo de acomodação é dado quando $t_s = 4\tau$.

2.2.2 Controlador Proporcional Ressonante

A estratégia de controle de ação ressonante é amplamente utilizada, já que sua implementação possibilita a obtenção de erro nulo em regime permanente quando se tem sinais senoidais. Essa estratégia de controle é geralmente implementada por meio de um integrador generalizado de segunda ordem (SOGI), em que o sinal controlado é sintonizado na frequência ω de operação do sistema. Assim, a função de transferência de um SOGI é dada por

$$G(s)_{SOGI}^{\pm\omega_o} = \frac{2k_r s}{s^2 + \omega^2}. \quad (2.24)$$

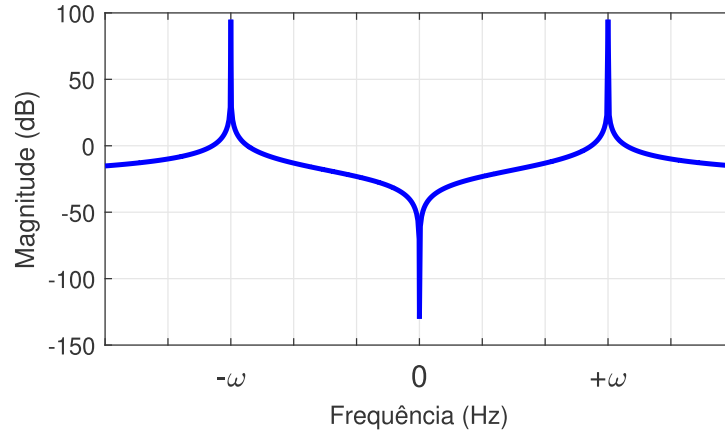
Uma vantagem dessa estratégia de controle é que pode operar com sinais de sequência positiva e negativa (Figura 9), sendo equivalente a dois integradores girando em $\pm\omega$. Dessa forma, para o mesmo ganho ressonante tem-se um polo localizado em $s = -j\omega$ e um segundo polo em $s = j\omega$ no plano complexo (NETO, 2020; LIMONGI et al., 2009). Assim, tem-se

$$G(s)_{SOGI}^{\pm\omega_o} = \frac{2k_r s}{s^2 + \omega^2} = \underbrace{\frac{k_r}{s + j\omega}}_{G(s)^{-\omega_o}} + \underbrace{\frac{k_r}{s - j\omega}}_{G(s)^{+\omega_o}}. \quad (2.25)$$

Geralmente, à ação ressonante é adicionada uma ação proporcional em paralelo para melhorar a estabilidade relativa do sistema de controle, obtendo assim, um controlador denominado proporcional ressonante, cuja função de transferência é representada com equação a seguir

$$G(s) = k_p + \frac{2k_r s}{s^2 + \omega^2}. \quad (2.26)$$

Figura 9 – Resposta em frequência do SOGI



Fonte: Adaptado de (NETO, 2020).

2.2.3 Controle das Correntes no Filtro de Saída

Analisando o circuito da Figura 8, é possível deduzir as equações diferenciais das corrente que circulam pelo indutor L_f do filtro de saída do conversor. Logo, usando a lei de tensões de *Kirchhoff*, tem-se

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{iabc} = -\frac{R_f}{L_f} \vec{i}_{iabc} - \frac{1}{L_f} \vec{v}_{oabc} + \frac{1}{L_f} \vec{v}_{iabc}. \quad (2.27)$$

Através da Transformada de *Clarke* ($abc - \alpha\beta$) é possível representar a equação (2.27) em um sistema ortogonal com vetores nos eixos $\alpha\beta$ (referencial estacionário) (KRAUSE; SUDHOFF, 2002). Assim, de forma genérica tem-se

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & 0.5\sqrt{3} & -0.5\sqrt{3} \end{bmatrix}}_{\text{Transformada de Clarke}^{[T_{\alpha\beta}]}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (2.28)$$

a qual, pode ser representada em uma notação compacta e de fácil manipulação algébrica, como uma operação realizada no vetor $\vec{x}_{abc}$ para transformá-lo no vetor $\vec{x}_{\alpha\beta}$, resultando em

$$\vec{x}_{\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}] \vec{x}_{abc}, \quad (2.29)$$

sendo possível representar a equação (2.27) nos eixos $\alpha\beta$ através da transformada ($abc - \alpha\beta$). Vale ressaltar, que em um sistema a três fios a componente de sequência zero é nula. Dessa forma, tem-se

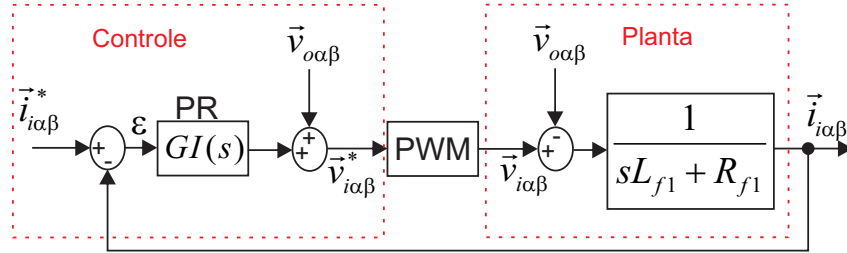
$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{i\alpha\beta} = -\frac{R_f}{L_f} \vec{i}_{i\alpha\beta} - \frac{1}{L_f} \vec{v}_{o\alpha\beta} + \frac{1}{L_f} \vec{v}_{i\alpha\beta}. \quad (2.30)$$

A equação (2.30) representa a planta a ser controlada e aplicando a transformada de Laplace (OGATA, 2002), chega-se em

$$\vec{i}_{i\alpha\beta}(s) = \frac{1}{sL_{f1} + R_{f1}} \left(\underbrace{\vec{v}_{i\alpha\beta}(s)}_{\text{Variável de Controle}} - \underbrace{\vec{v}_{o\alpha\beta}(s)}_{\text{Perturbação}} \right), \quad (2.31)$$

na qual, observa-se que as tensões $\vec{v}_{i\alpha\beta}$ podem ser utilizadas para controlar as correntes $\vec{i}_{i\alpha\beta}$ e as tensões $\vec{v}_{o\alpha\beta}$ são consideradas perturbações, porém, seus efeitos podem ser anulados através de compensações (*feedforward*) para acelerar a convergência do controle. Como as correntes a serem controladas são sinais senoidais em referencial estacionário ($\alpha\beta$), para implementar o controle são usados controladores proporcional-ressonante (PR), conforme exibido na Figura 10.

Figura 10 – Malha de controle das correntes nos indutores do filtro de saída



Fonte: O Autor (2021).

A função de transferência do controlador PR de corrente é dada por

$$G(s) = k_{pi} + \frac{2k_{ri}s}{s^2 + \omega^2}, \quad (2.32)$$

onde k_{pi} e k_{ri} são os ganhos das ações proporcional e ressonante, respectivamente. É importante notar que subtraindo a perturbação $\vec{v}_{o\alpha\beta}$ da saída do controlador é reduzido seu efeito na dinâmica de $\vec{i}_{i\alpha\beta}$, ou seja, a variável $\vec{v}_{o\alpha\beta}$ é utilizada para provocar um efeito contrário dessa perturbação, anulando sua ação tanto transitoriamente quanto em regime permanente. Portanto, com a devida ação do *feedforward*, para fins de projeto do controlador pode-se considerar a função de transferência em malha aberta a seguir

$$\frac{\vec{i}_{i\alpha\beta}(s)}{\vec{v}_{i\alpha\beta}(s)} = \frac{1}{sL_{f1} + R_{f1}}. \quad (2.33)$$

No projeto em questão é escolhida uma banda passante da ordem de unidades de kHz , já que a malha de controle de corrente é a malha mais interna e, portanto, deve ter dinâmica mais rápida. Usando os parâmetros apresentados na Tabela 1 foram projetados os ganhos do controlador PR obtendo a banda passante desejada. A Figura 11 mostra a resposta em frequência da função de transferência (2.33) em malha aberta, e de acordo com a margem de ganho e a margem de fase pode-se observar que o sistema em malha fechada é estável. Assim, ao analisar o diagrama de Bode da função de transferência em malha fechada, a banda passante do controlador é definida pelo cruzamento da magnitude em $-3dB$, conforme exibido na Figura 12 onde a banda de passagem desse controle é de $4.724 kHz$.

2.2.4 Controle das Tensões no Filtro de Saída

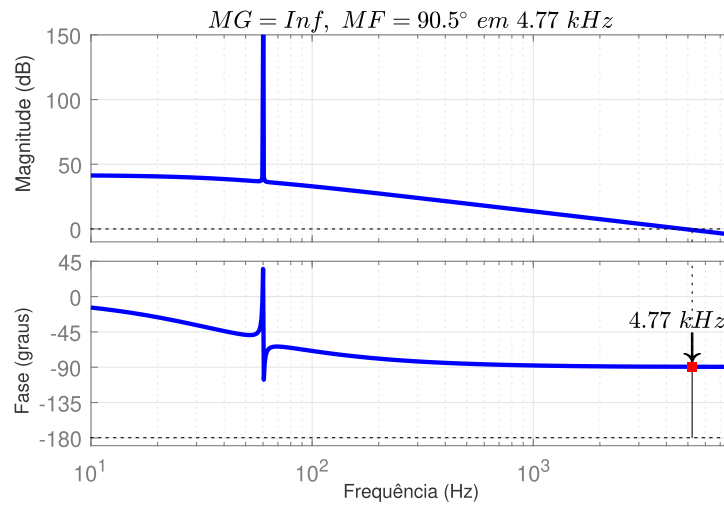
No modo de operação autônomo, a tensão de operação é definida pelos conversores da microrrede. Portanto, precisa-se controlar as tensões sobre os capacitores C_f do filtro LC para

Tabela 1 – Parâmetros utilizados no projeto do controle de corrente

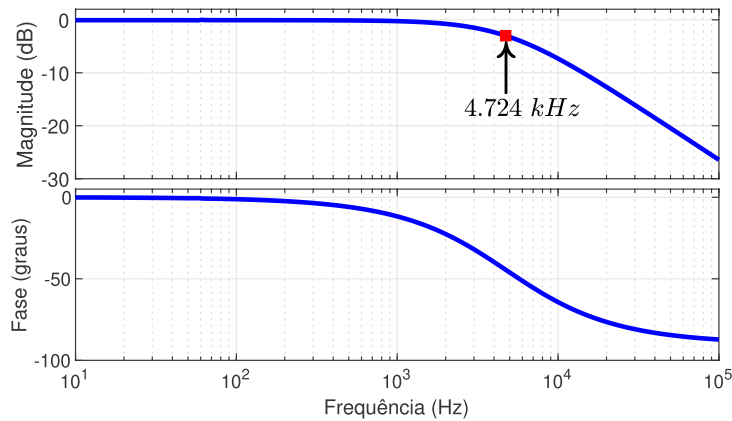
Parâmetro			Valor
Filtro LC	Resistência	R_f	$0,25 \Omega$
	Indutância	L_f	$1 mH$
Controle de corrente	Ganho proporcional	k_{pi}	30
	Ganho ressonante	k_{ri}	100

Fonte: O Autor (2021).

Figura 11 – Resposta em frequência do controle de corrente em malha aberta



Fonte: O Autor (2021).

Figura 12 – Resposta em frequência do controle de corrente em malha fechada $i_{i\alpha\beta}/i_{i\alpha\beta}^*$ 

Fonte: O Autor (2021).

impor essa tensão nos terminais de saída em cada conversor. Analisando o circuito da Figura 8 é possível deduzir as equações diferenciais das tensões sobre o capacitor C_f do filtro de saída do conversor. Logo, usando a lei de tensões de *Kirchhoff*, tem-se

$$\frac{d}{dt} \vec{v}_{oabc} = \frac{1}{C_f} (\vec{i}_{iabc} - \vec{i}_{oabc}). \quad (2.34)$$

Através da Transformada de *Clarke* ($abc - \alpha\beta$) vista em (2.28) é possível representar a

equação (2.34) em um sistema ortogonal com vetores nos eixos $\alpha\beta$ (referencial estacionário), resultando em

$$\frac{d}{dt}\vec{v}_{o\alpha\beta} = \frac{1}{C_f}(\vec{i}_{i\alpha\beta} - \vec{i}_{o\alpha\beta}). \quad (2.35)$$

A equação (2.35) representa a planta a ser controlada e aplicando a transformada de Laplace (OGATA, 2002), chega-se em

$$\vec{v}_{o\alpha\beta}(s) = \frac{1}{sC_f}(\underbrace{\vec{i}_{i\alpha\beta}(s)}_{\text{Variável de Controle}} - \underbrace{\vec{i}_{o\alpha\beta}(s)}_{\text{Perturbação}}). \quad (2.36)$$

Observa-se na expressão (2.36) que, através das correntes $\vec{i}_{i\alpha\beta}$, podem ser controladas as tensões $\vec{v}_{o\alpha\beta}$ de saída do conversor, sendo as correntes $\vec{i}_{o\alpha\beta}$ consideradas perturbações. Devido às tensões serem sinais senoidais em referencial estacionário ($\alpha\beta$), para implementar o controle é usado um controlador proporcional-ressonante (PR), cuja função de transferência é definida por

$$G(s) = k_{pv} + \frac{2k_{rv}s}{s^2 + \omega^2}, \quad (2.37)$$

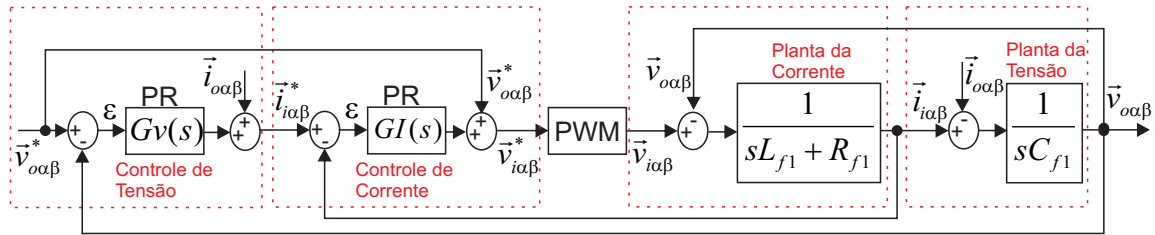
A Figura 13 mostra a malha de controle de tensão, e da mesma forma como foi feito no controle da corrente, a variável $\vec{i}_{o\alpha\beta}$ é utilizada para provocar um efeito contrário ao da perturbação (*feedforward*), anulando sua ação transitoriamente e em regime permanente. É importante destacar que a tensão de referência no PWM é diferente da tensão $\vec{v}_{o\alpha\beta}$ após do filtro devido as quedas de tensão no indutor e resistor do filtro, além das quedas de tensão por causa da resistência das chaves semicondutoras e ao tempo morto das chaves. Portanto, torna-se interessante modificar o *feedforward* de tensão na malha de controle de corrente, usando como compensação as tensões de referência $\vec{v}_{o\alpha\beta}^*$, com o objetivo de impor a tensão de referência diretamente ao PWM, sendo as malhas de controle as responsáveis por compensar os erros de tensão e corrente devido às impedâncias do filtro LC e das chaves semicondutoras, como proposto por (AZEVEDO et al., 2013).

Com a devida ação do *feedforward* na malha de tensão, para fins de projeto do controlador de tensão, pode ser considerada a função de transferência em malha aberta a seguir

$$\frac{\vec{v}_{o\alpha\beta}(s)}{\vec{i}_{i\alpha\beta}(s)} = \frac{1}{sC_{f1}}. \quad (2.38)$$

No projeto do controle de tensão é escolhida uma banda passante da ordem de centenas de Hz, garantindo assim uma dinâmica bem mais lenta do controle de tensão do que a do controle de corrente, já que a malha de controle de tensão é externa à malha de corrente. A fim de facilitar o projeto do controle de tensão, a dinâmica da malha de corrente é desprezada, ou seja, $GI(s) = 1$. Tal consideração é válida neste caso, pois a malha de tensão tem dinâmica mais lenta (AZEVEDO et al., 2013). Usando os parâmetros apresentados na Tabela 2 foram projetados os ganhos do controlador PR obtendo a banda passante desejada. A Figura 14 mostra a resposta em frequência da função de transferência (2.38) em malha aberta, e de acordo com a margem de

Figura 13 – Malha de controle das tensões nos capacitores do filtro de saída



Fonte: O Autor (2021).

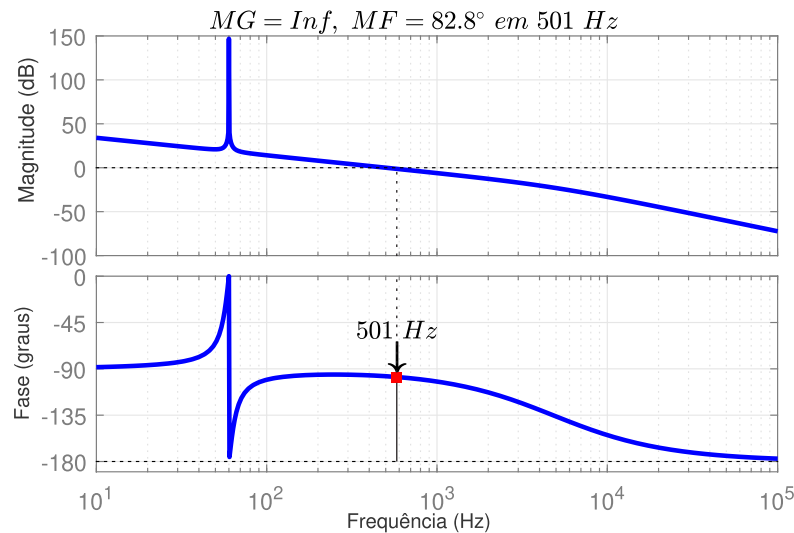
ganho e a margem de fase pode-se observar que o sistema em malha fechada é estável. A Figura 15 exibe o diagrama de Bode da função de transferência em malha fechada, onde a banda de passagem desse controle é de 517.5 Hz .

Tabela 2 – Parâmetros utilizados no projeto do controle de tensão

Parâmetro	Valor
Filtro LC	Capacitância C_f 4,7 μF
Controle de corrente	Ganho proporcional k_{pv} 0,015
	Ganho ressonante k_{rv} 0,5

Fonte: O Autor (2021).

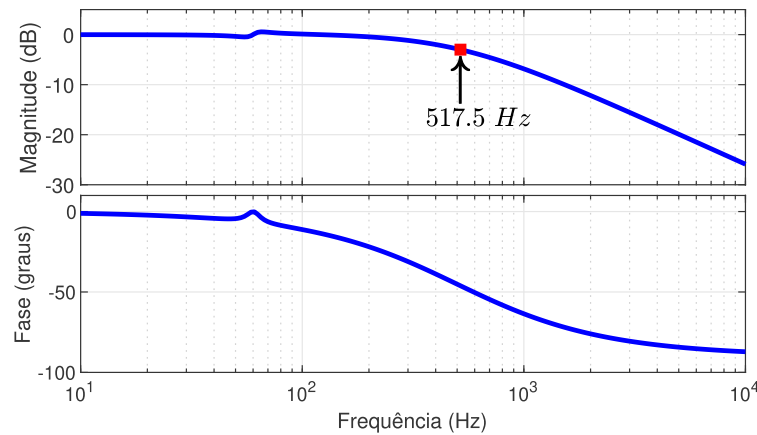
Figura 14 – Resposta em frequência do controle de tensão em malha aberta



Fonte: O Autor (2021).

2.2.5 Compartilhamento de Potência Entre os Conversores da Microrrede *Droop*

Com o propósito de analisar o comportamento dos conversores em paralelo, é feita uma simulação tomando como exemplo a microrrede apresentada na Figura 7. Neste caso, tem-se dois conversores conectados em paralelo, onde cada um é controlado usando as três malhas de

Figura 15 – Resposta em frequência do controle de tensão em malha fechada $v_{o\alpha\beta}/v_{o\alpha\beta}^*$ 

Fonte: O Autor (2021).

controle desenvolvidas no decorrer deste trabalho. A microrrede alimenta uma carga através de uma linha, e assume-se que os conversores estão à mesma distância da carga e, conseqüentemente, as impedâncias de conexão à carga são iguais, ou seja, $Z_1 = Z_2 = jX$. Além disso, considera-se que ambos os conversores possuem a mesma potência nominal, então, $S_1 = S_2$. Os parâmetros utilizados na simulação são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros utilizados na simulação da microrrede *droop*

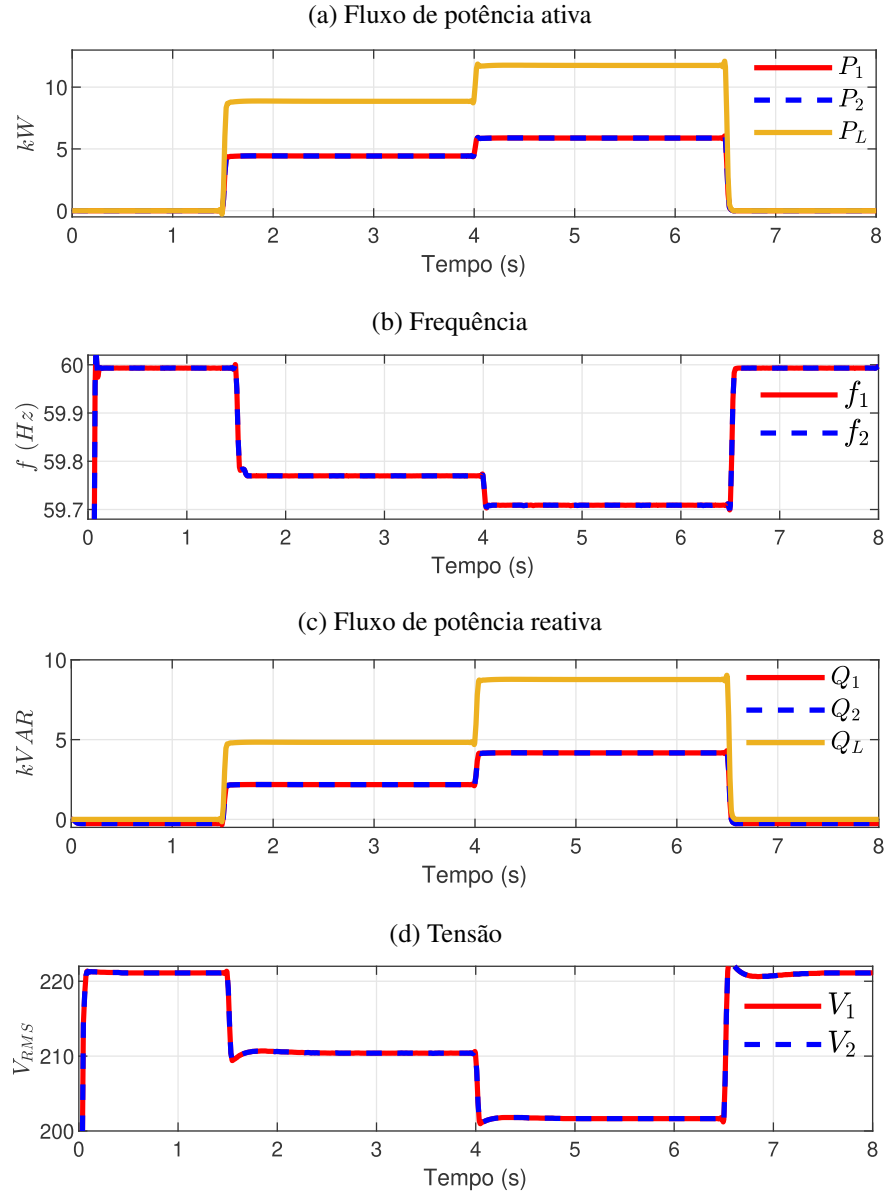
Parâmetro			Valor
Valores nominais	Tensão	V	$220 V_{RMS}$
	Frequência	f	$60 Hz$
	Potência aparente conversor 1	S_1	$10 kVA$
	Potência aparente conversor 2	S_2	$10 kVA$
Filtro de primeira ordem	Frequência de corte	$\omega_{f1} = \omega_{f2}$	$2\pi 6 rad/s$
Filtro de saída	Resistência	$R_{f1} = R_{f2}$	$0,25 \Omega$
	Indutância	$L_{f1} = L_{f2}$	$1 mH$
	Capacitância	$C_{f1} = C_{f2}$	$4,7 \mu F$
Linha	Resistência	$R_1 = R_2$	$1 m\Omega$
	Indutância	$L_1 = L_2$	$2,93 mH$
Característica de inclinação $P - \omega$	Conversor 1	k_{m1}	$3,1416 \cdot 10^{-4} rad/sW$
	Conversor 2	k_{m2}	$3,1416 \cdot 10^{-4} rad/sW$
Característica de inclinação $Q - E$	Conversor 1	k_{n1}	$6,22 \cdot 10^{-3} V/VAr$
	Conversor 2	k_{n2}	$6,22 \cdot 10^{-3} V/VAr$
Controle de tensão	Ganho proporcional	$k_{pv1} = k_{pv2}$	0,015
	Ganho ressonante	$k_{rv1} = k_{rv2}$	0,5
Controle de corrente	Ganho proporcional	$k_{pi1} = k_{pi2}$	30
	Ganho ressonante	$k_{ri1} = k_{ri2}$	100

Fonte: O Autor (2021).

As Figuras 16a e 16c mostram o fluxo de potência entre os conversores e a carga e, observa-se que as potências ativa e reativa demandadas pela carga são igualmente divididas entre os dois conversores, tendo em vista que os dois conversores são da mesma capacidade nominal.

Com o aumento da carga, a frequência e a tensão diminuem em cada conversor proporcionalmente até que a nova condição de carga seja atendida, como mostrado nas Figuras 16b e 16d.

Figura 16 – Operação em paralelo de dois conversores com a mesma potência



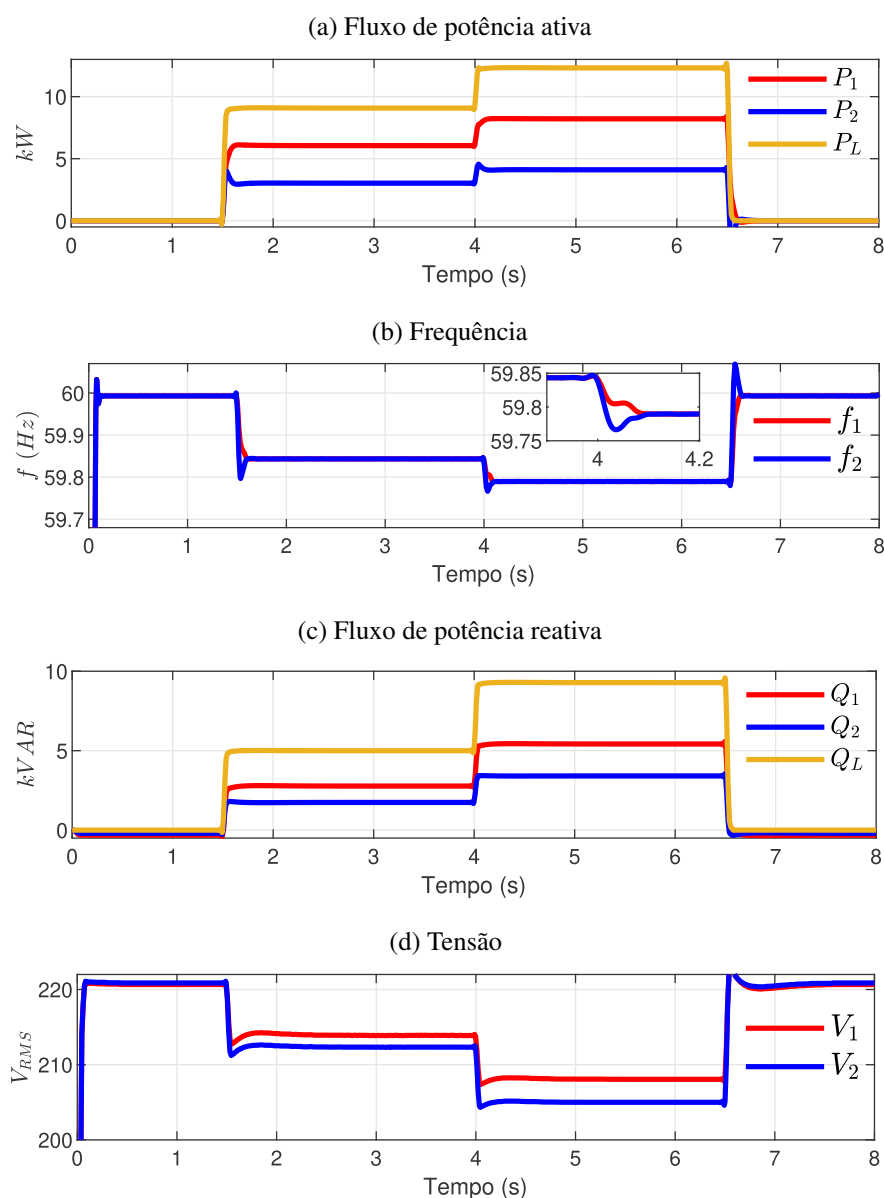
Fonte: O Autor (2021).

Uma segunda situação é analisada considerando que o conversor 1 tem o dobro de capacidade em potência nominal do que o conversor 2, então $S_1 = 2S_2$. Assim, os coeficientes de inclinação são definidos pelos valores $k_{m1} = 1,5708 \cdot 10^{-4} \text{ rad/sW}$, $k_{m2} = 3,1416 \cdot 10^{-4} \text{ rad/sW}$, $k_{n1} = 3,1 \cdot 10^{-3} \text{ V/VAr}$ e $k_{n2} = 6,22 \cdot 10^{-3} \text{ V/VAr}$.

A Figura 17a mostra o fluxo de potência ativa entre os conversores e a carga e, observa-se que a potência ativa demandada de pela carga é dividida proporcionalmente entre os dois conversores de acordo a sua capacidade nominal. O fluxo de potência reativa é mostrado na Figura 17c, e nota-se que os conversores não conseguem um compartilhamento proporcional

da potência reativa demandada pela carga, devido à influência da impedância de linha, ou seja, pelo fato dos conversores possuírem potências nominais diferentes, a corrente injetada por cada conversor é diferente, portanto, a queda de tensão devido à impedância da linha é diferente em cada conversor. Essa queda de tensão tem influência no compartilhamento de potência reativa da microrrede. Com o aumento da carga, a frequência e a tensão diminuem em cada conversor proporcionalmente até que a nova condição de carga seja atendida, como mostrado nas Figuras 17b e 17d.

Figura 17 – Operação em paralelo de dois conversores com potências diferentes



Fonte: O Autor (2021).

Comparando as Figuras 16b e 17b percebe-se que em ambos os casos a frequência dos conversores é igual em regime permanente. Porém, na segunda situação as frequências são transitoriamente diferentes, devido ao fato de que os dois conversores com potências nominais diferentes são controlados com as mesmas características de controle de tensão e corrente.

2.3 Conclusões

Neste capítulo, é revisada a estratégia de controle por inclinação para o paralelismo de conversores em microrredes. Além disso, foram projetados os ganhos das malhas de controle de tensão e corrente. Duas situações de operação de uma microrrede foram simuladas para validar a ação dos controles projetados.

A principal vantagem do controle por inclinação no paralelismo de conversores é que não necessita de comunicação entre os conversores, já que o controle de potência é feito baseado nas variáveis locais de tensão e corrente, obtidas nos terminais de saída de cada conversor.

Através do controle por inclinação é possível emular num conversor as relações $P - \omega$ e $Q - E$ das máquinas síncronas. Assim, o controle de potência no conversor é baseado nas variações de frequência e tensão em função da demanda de potência ativa e reativa. Logo, um ideal compartilhamento de potência exige elevados valores dos coeficientes de inclinação, o que compromete a estabilidade do sistema, podendo levar a variações de frequência e tensão maiores às variações máximas permitidas.

Basicamente, as retas de inclinação $P - \omega$ e $Q - E$ foram desenvolvidas assumindo sistemas de alta tensão cujas linhas de transmissão possuem características predominantemente indutivas. Porém, geralmente as microrredes são implementadas em sistemas de média e baixa tensão, com linhas de distribuição com características de impedância principalmente resistivas. Diante desse fato, outra técnica de controle foi proposta para linhas resistivas com as relações $P - E$ e $Q - \omega$. Além disso, outra desvantagem é que a impedância de linha tem influência principalmente no compartilhamento de potência reativa.

3 COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA USANDO A TÉCNICA DE CONTROLE MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO

Técnicas de controle para o compartilhamento de potência baseadas em comunicação têm sido propostas, como por exemplo, a abordagem mestre-escravo (AZEVEDO et al., 2011; PRODANOVIC; GREEN, 2006). Com esta técnica é possível obter um melhor desempenho no compartilhamento de potência, pois elimina o efeito da impedância das linhas sobre o compartilhamento. No entanto, a dependência de comunicação compromete a confiabilidade da microrrede, pois uma falha de comunicação resulta no desligamento da microrrede já que os conversores escravos não terão os *setpoints* para sua operação (AZEVEDO, 2011).

Neste capítulo é apresentada uma estratégia de compartilhamento de potência sem comunicação semelhante a técnica mestre-escravo pelo fato de um conversor ser controlado em tensão (conversor mestre) e os demais serem controlados em corrente (conversores escravos). Porém, nessa técnica não há a necessidade de um canal de comunicação dedicado, já que as referências de potência ativa e reativa dos conversores escravos são definidas pela frequência e amplitude, respectivamente, da tensão em seus terminais. Essa técnica é denominada mestre-escravo sem comunicação e é baseada na proposta de controle feita por (WU et al., 2014a; WU et al., 2014b; PEREIRA, 2017).

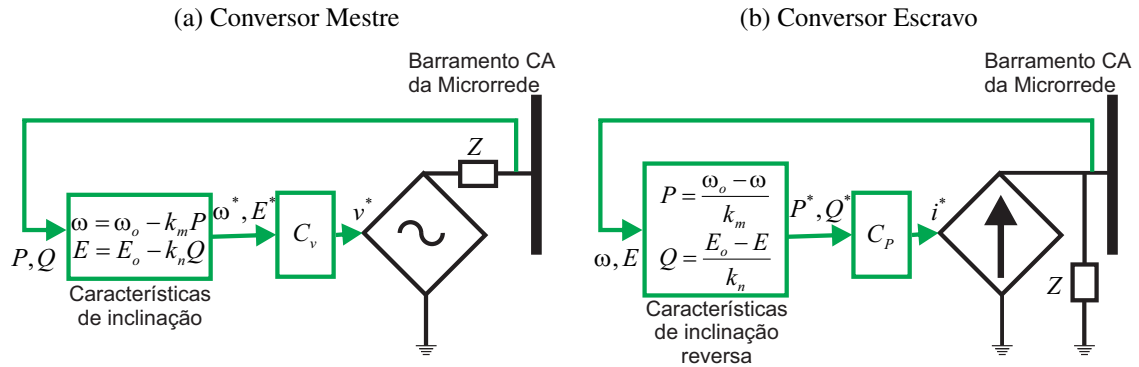
3.1 Fundamentação Teórica do Controle Mestre-Escravo sem Comunicação

Nesta técnica mestre-escravo sem comunicação, o conversor mestre é controlado em tensão da mesma forma que no controle por inclinação, ou seja, a amplitude e frequência da sua tensão terminal dependem da potência ativa e reativa demandadas, conforme mostrado na Figura 18a. Os conversores escravos são controlados em corrente de forma a injetarem uma determinada potência ativa e reativa de referência. Os valores de referências destas potências são obtidos através das informações de amplitude e frequência da tensão terminal do conversor escravo e usando a característica de inclinação reversa, conforme mostrado na Figura 18b.

3.2 Microrrede Baseada na Técnica de Controle Mestre-Escravo sem Comunicação

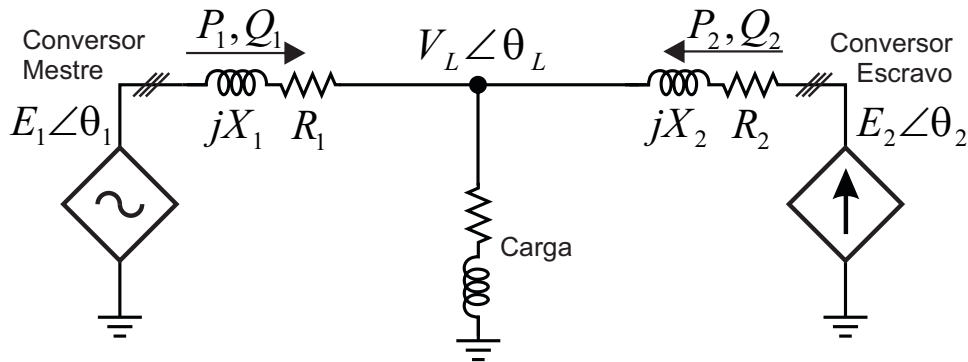
A fim de facilitar a compreensão desta análise, é considerado uma microrrede no modo de operação autônomo (isolada) composta por um conversor mestre e um conversor escravo conectados em paralelo, conforme exemplificado na Figura 19, mas tal análise pode ser estendida para um número arbitrário de conversores em paralelo. Neste caso, o conversor mestre é representado como uma fonte de tensão, enquanto o conversor escravo é representado como uma fonte de corrente.

Figura 18 – Representação simplificada de conversores da microrrede mestre-escravo sem comunicação



Fonte: O Autor (2021).

Figura 19 – Topologia da microrrede mestre-escravo sem comunicação



Fonte: O Autor (2021).

3.2.1 Controle do Conversor Mestre

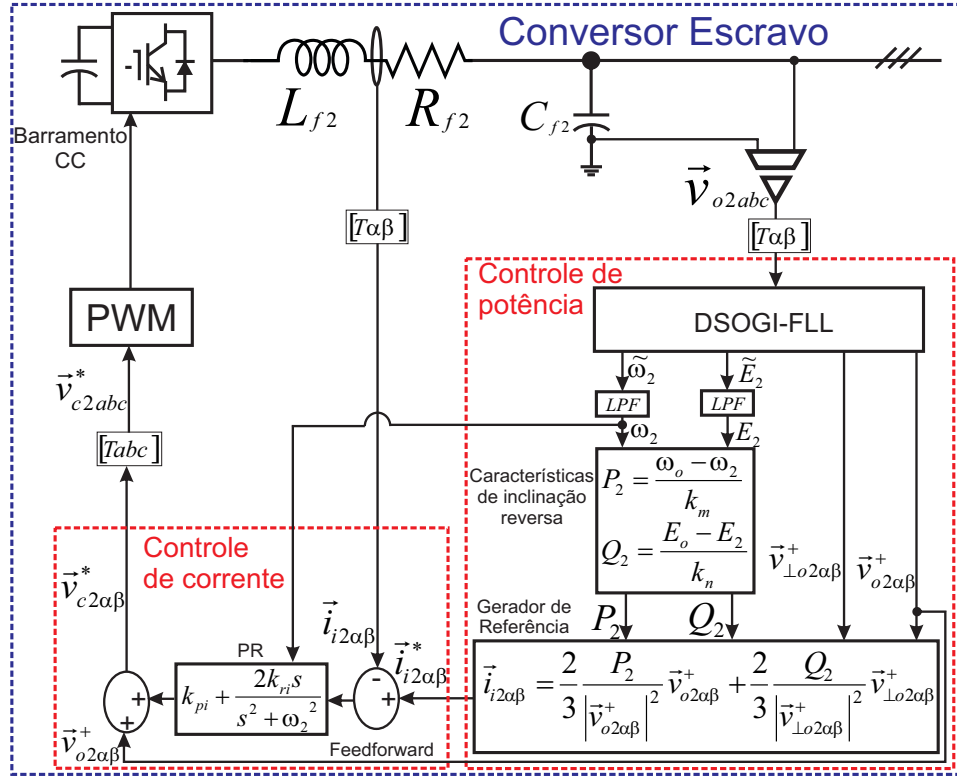
Como discutido anteriormente, no modo de operação autônomo o conversor mestre é controlado como uma fonte de tensão, definindo a frequência e a tensão de referência da microrrede. Portanto, é desejável que a frequência e a tensão variem em função da carga, então, o conversor mestre é controlado através das relações $P - \omega$ e $Q - E$, assim como no controle por inclinação. Neste contexto, o conversor mestre é controlado usando a mesma estrutura de controle vista na Figura 8, na qual foi implementada uma malha de controle de potência, uma malha de controle de tensão e uma malha de controle de corrente.

3.2.2 Controle do Conversor Escravo

A Figura 20 ilustra a estrutura de controle do conversor escravo. Para a obtenção da amplitude de tensão e frequência nos terminais de saída do conversor escravo, foi implementado um integrador generalizado de segunda ordem duplo - laço sincronizado em frequência (*Dual Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop - DSOGI-FLL*). Logo, por meio do controle por inclinação reverso é possível obter as potências ativa e reativa de referência, para em seguida calcular as correntes de referência que serão a entrada da malha de controle de

corrente.

Figura 20 – Estrutura de controle do conversor escravo



Fonte: O Autor (2021).

3.2.2.1 Cálculo da Sequência Positiva e Negativa no Referencial $\alpha\beta$

A componente da sequência positiva da tensão pode ser calculada aplicando o método *Fortescue* aos sinais de fase de um sistema trifásico (FORTESCUE, 1918). Dessa forma, tem-se

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_+]} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

em que $v_a, v_b, v_c, v_a^+, v_b^+, v_c^+$ são grandezas instantâneas, e o operador $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ representa o deslocamento no tempo equivalente a um terço do período fundamental, ou seja, uma rotação espacial de 120° no sentido anti-horário. A transformada de *Clarke* vista em (2.28) permite a conversão da tensão trifásica $[v_a, v_b, v_c]^T$ em um sistema ortogonal com vetores $[v_\alpha, v_\beta]^T$,

resultando em

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} &= [T_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Aplicando (3.2) nas tensões de fase de sequência positiva definidas em (3.1), tem-se,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] [T_+] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

Dessa forma, a partir de (3.3) é possível obter as componentes de sequência positiva da tensão no referencial $\alpha\beta$. Ao desenvolver o produto matricial $[T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^{-1}$, chega-se a

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

na qual q representa o operador deslocamento de fase no domínio do tempo, gerando um sinal em quadratura (90° atrasado) do sinal original (SOUZA, 2012).

É importante notar que a microrrede pode operar sob condições de carga desequilibrada. Como consequência das correntes desequilibradas, pode resultar o desbalanço das tensões de saída do conversor escravo, que podem ser representadas em termos das componentes simétricas de tensão: v_1^+ , v_1^- , v_1^0 . Neste caso, a componente de sequência negativa de tensão, pode ser calculada usando o mesmo passo-a-passo do cálculo da componente de sequência positiva de tensão. Dessa forma, tem-se

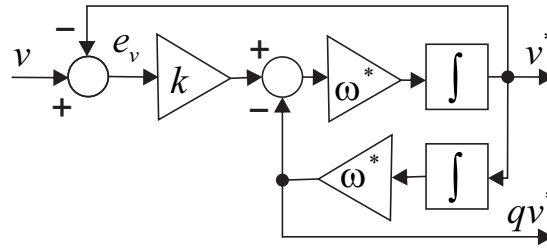
$$\begin{bmatrix} v_\alpha^- \\ v_\beta^- \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} v_a^- \\ v_b^- \\ v_c^- \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] [T_-] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] [T_-] [T_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

e ao desenvolver o produto matricial $[T_{\alpha\beta}] [T_-] [T_{\alpha\beta}]^{-1}$, obtém-se

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^- \\ v_\beta^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Observa-se em (3.4) que para calcular as componentes de sequência positiva, é necessário obter um sinal em quadratura em relação ao sinal original. Neste sentido, uma forma de obter esse sinal é apresentada em (RODRIGUEZ et al., 2006; RODRIGUEZ et al., 2008) através de um integrador generalizado de segunda ordem (*Second Order Generalized Integrator*: SOGI), cujo esquema é mostrado na Figura 21.

Figura 21 – Diagrama de blocos do SOGI-QSG



Fonte: Adaptado de (RODRIGUEZ et al., 2006).

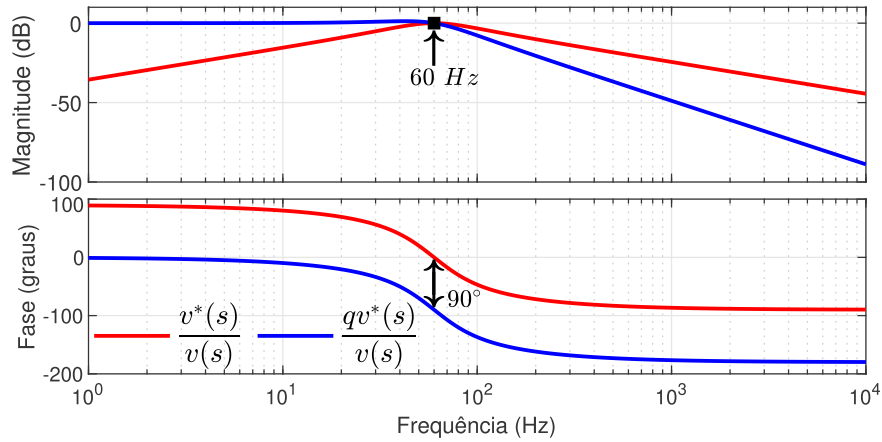
As funções de transferência do SOGI são

$$\frac{v^*(s)}{v(s)} = \frac{k\omega^*s}{s^2 + k\omega^*s + \omega^{*2}}, \quad (3.7)$$

$$\frac{qv^*(s)}{v(s)} = \frac{k\omega^{*2}}{s^2 + k\omega^*s + \omega^{*2}}, \quad (3.8)$$

onde k representa o fator de amortecimento e ω^* corresponde à frequência de ressonância. A Figura 22 exibe a resposta em frequência de (3.7) e (3.8) para $\omega^* = 2\pi 60$ e $k = 1$. Em regime permanente qv^* está sempre atrasado 90° em relação a v^* independentemente da frequência de v (sinal de entrada), sendo esta a principal característica do operador q visto em (3.4). Dessa forma, o SOGI se torna uma ferramenta útil para gerar sinais de quadratura (SOGI-QSG).

Figura 22 – Diagrama de bode SOGI



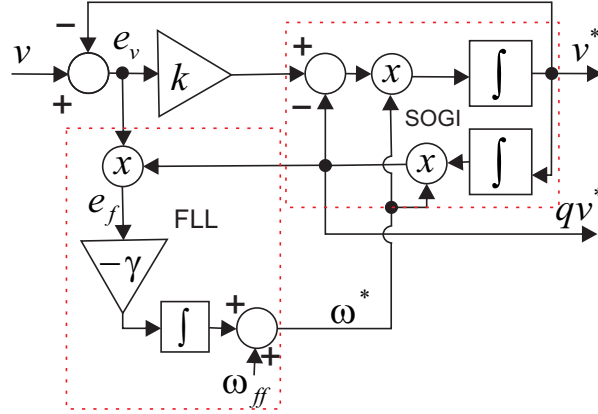
Fonte: O Autor (2021).

É possível ver na Figura 22 que os dois sinais de saída do SOGI apresentam a mesma amplitude apenas no caso em que a frequência de ressonância é igual à frequência do sinal de entrada ($f = 60 \text{ Hz}$). Portanto, a frequência de ressonância do SOGI deve ser sincronizada com a frequência da tensão da microrrede para garantir que as amplitudes dos sinais de saída coincidam com a amplitude da tensão medida. Em (RODRIGUEZ et al., 2008), o autor apresenta uma configuração SOGI-FLL como exibido na Figura 23. A relação entre o erro de tensão e_v e o sinal de quadratura deve ser analisado para explicar o funcionamento do FLL. Assim, a função

de transferência que relaciona o erro e_v com o sinal de entrada v é dada por

$$\frac{e_v(s)}{v(s)} = \frac{s^2 + \omega^{*2}}{s^2 + k\omega^*s + \omega^{*2}}. \quad (3.9)$$

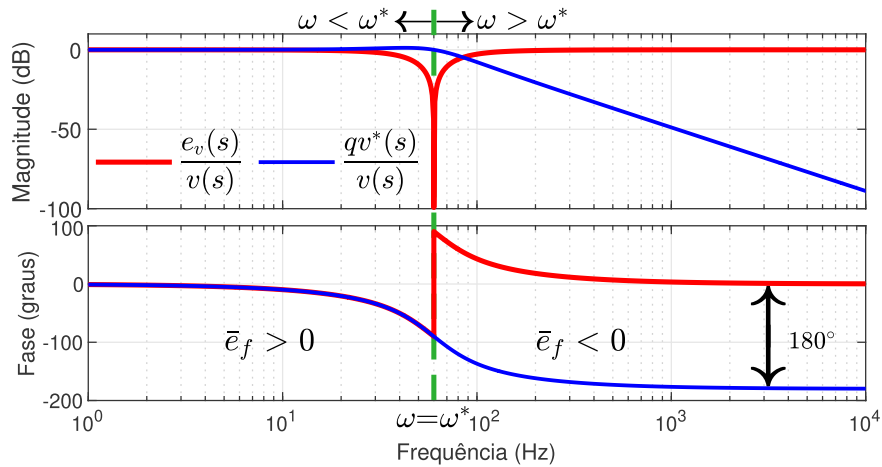
Figura 23 – Diagrama de blocos do SOGI-QSG FLL



Fonte: Adaptado de (RODRIGUEZ et al., 2008).

A Figura 24 mostra a resposta em frequência de (3.8) e (3.9). Observa-se que quando a frequência do sinal de entrada é inferior à frequência de ressonância ($\omega < \omega^*$) a fase das duas funções de transferência é a mesma (elas estão em fase) e estão em contra-fase quando $\omega > \omega^*$. Assim, uma variável de erro de frequência e_f é definida como o produto entre qv^* e e_v . Dessa forma, como ilustrado na Figura 24, o valor médio de e_f é positivo quando $\omega < \omega^*$, zero quando $\omega = \omega^*$ e negativo quando $\omega > \omega^*$. Portanto, implementando um controlador integral com ganho negativo $-\gamma$ torna-se possível zerar a componente contínua de e_f mudando a frequência de ressonância ω^* do SOGI até coincidir com a frequência do sinal de entrada. À saída do FLL é adicionando um *feedforward* ω_{ff} para acelerar a convergência do controle.

Figura 24 – Diagrama de bode das variáveis de entrada da FLL



Fonte: O Autor (2021).

Devido à alta não linearidade do FLL, resulta difícil obter uma análise precisa da dinâmica. Contudo, o comportamento dinâmico médio pode ser representado ao linearizar

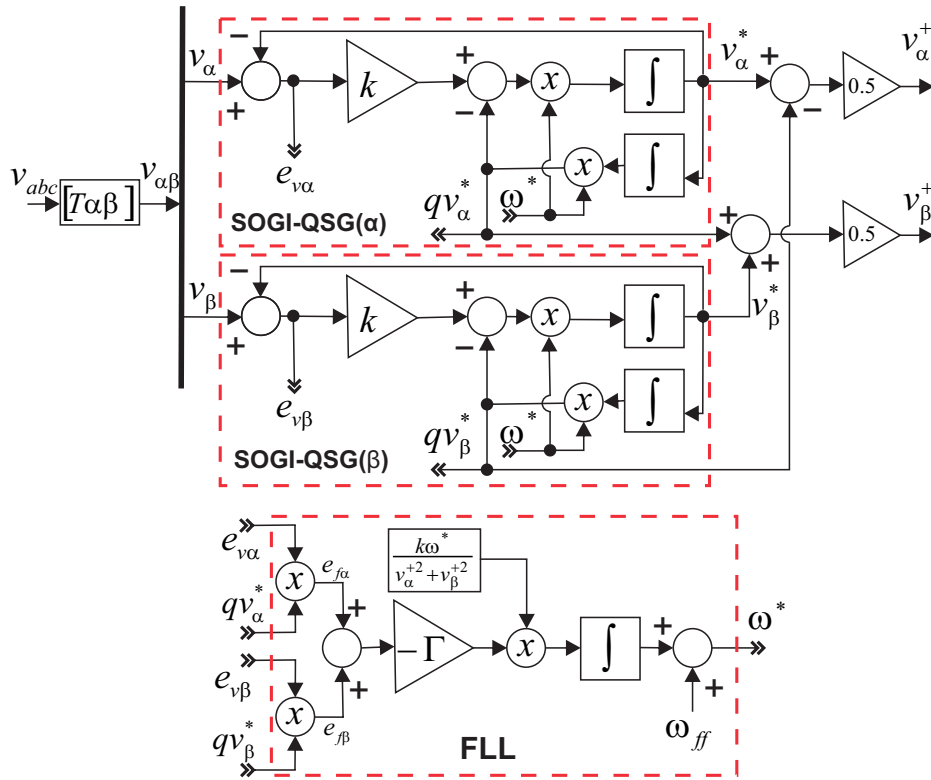
entorno do ponto de operação $\omega^* \approx \omega$ resultando em um sistema de primeira ordem com constante de tempo $1/\Gamma$, em que γ é normalizado com

$$\gamma = \frac{k\omega^*}{V^2} \Gamma. \quad (3.10)$$

na qual, V e Γ correspondem à amplitude da tensão de entrada e ao ganho normalizado do FLL, como apresentado em (RODRIGUEZ et al., 2008).

Portanto, para uma tensão de entrada trifásica representada em um sistema ortogonal com vetores nos eixos v_α v_β , a estrutura vista na Figura 23 pode ser implementada em cada eixo, resultando em uma estrutura de dois SOGI denominada DSOGI-FLL. Dado que, a frequência de v_α e v_β é a mesma, então podem ser combinados em um único FLL. Dessa forma, a estrutura DSOGI-FLL mostrado na Figura 25 fornece os sinais necessários para o cálculo da sequência positiva, conforme foi sugerido na equação (3.4).

Figura 25 – Estrutura de controle DSOGI-FLL



Fonte: Adaptado de (RODRIGUEZ et al., 2006).

3.2.2.2 Cálculo da Corrente de Referência

Nos conversores escravos, a partir das referências de potência são geradas as referências de corrente. As referências de potência são calculadas com base na frequência e na amplitude de tensão dos terminais de saída do conversor escravo, conforme foi mostrado na Figura 20. Assim, utilizando a técnica de controle por inclinação reversa proposta por (WU et al., 2014a; WU et al.,

2014b), as equações do *droop* indutivo (LD) (2.9) e (2.10) podem ser reescritas como

$$P^* = \frac{\omega_o - \omega}{k_m} \quad (3.11)$$

$$Q^* = \frac{E_o - E}{k_n} \quad (3.12)$$

onde ω_o e E_o correspondem à frequência e à tensão nominal do conversor, ω e E são a frequência e a amplitude da tensão de sequência positiva no ponto de conexão do conversor escravo, obtidas por meio do DSOGI-FLL. k_m e k_n representam os coeficientes de inclinação, respectivamente. É importante notar que, para implementar a técnica de controle por inclinação (*droop*) reversa são necessárias a amplitude e a frequência da tensão de sequência positiva e frequência fundamental. Esses valores são constantes em regime permanente. Por isso, seus valores médios são obtidos, utilizando filtros passa-baixas de primeira ordem, com as mesmas características dos filtros usados no conversor mestre.

Analogamente, as equações do *droop* resistivo (RD) (2.15) e (2.16) podem ser reescritas como

$$P^* = \frac{E_o - E}{k_n}, \quad (3.13)$$

$$Q^* = \frac{-\omega_o + \omega}{k_m}. \quad (3.14)$$

Como foi definido na equação (2.21), a potência ativa de um sistema trifásico é dada pelo produto escalar entre a tensão e a corrente. Logo, (2.21) pode ser representada em referencial estacionário da forma

$$P = \frac{3}{2} \vec{v}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}. \quad (3.15)$$

Já no caso da potência reativa, em um sistema trifásico é representada com o produto escalar entre a tensão em quadratura $\vec{v}_{abc\perp}$ (está 90° adiantada da tensão real) e a corrente. Logo, (2.22) pode ser representada em referencial estacionário da forma

$$Q = \frac{3}{2} \vec{v}_{\alpha\beta\perp} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta}. \quad (3.16)$$

A partir de (3.15) e (3.16) e considerando que $P = P^*$ e $Q = Q^*$, torna-se possível representar a corrente de referência em função das potências e da tensão, resultando em

$$\vec{i}_{\alpha\beta}^* = \frac{2}{3} \left(\frac{P^*}{|\vec{v}_{\alpha\beta}|^2} \vec{v}_{\alpha\beta} + \frac{Q^*}{|\vec{v}_{\alpha\beta\perp}|^2} \vec{v}_{\alpha\beta\perp} \right). \quad (3.17)$$

Porém, neste caso se a tensão for desequilibrada a expressão (3.17) resultaria em uma corrente de referência distorcida. Como discutido anteriormente, é desejável evitar o fornecimento de correntes distorcidas à microrrede pelo conversor escravo. Contudo, essa dificuldade poderia ser contornada usando as tensões de sequência positiva e de quadratura obtidas no DSOGI-FLL. Dessa forma, a equação (3.17) pode ser reescrita como

$$\vec{i}_{\alpha\beta}^{*+} = \frac{2}{3} \left(\frac{P^*}{|\vec{v}_{\alpha\beta}^+|^2} \vec{v}_{\alpha\beta}^+ + \frac{Q^*}{|\vec{v}_{\alpha\beta\perp}^+|^2} \vec{v}_{\alpha\beta\perp}^+ \right). \quad (3.18)$$

A corrente de referência dada pela expressão (3.18) é a entrada do controle de corrente do conversor escravo. Neste caso, no conversor escravo é implementada uma malha de controle de corrente com as mesmas características da malha de corrente usada no conversor mestre.

3.2.3 Compartilhamento de Potência Entre os Conversores da Microrrede Mestre-Escravo sem Comunicação

Com o propósito de analisar o comportamento dos conversores em paralelo, é feita uma simulação tomado como exemplo a microrrede apresentada na Figura 19. Neste caso, tem-se dois conversores conectados em paralelo (mestre e escravo), onde cada um é controlado usando as malhas de controle desenvolvidas no decorrer deste trabalho. Assume-se que os conversores estão à mesma distância da carga e, conseqüentemente, as impedâncias de conexão à carga são iguais, ou seja, $Z_1 = Z_2 = jX$. Além disso, é considerado que ambos os conversores possuem a mesma potência nominal, então, $S_1 = S_2$. Os parâmetros utilizados na simulação são os mesmos dos utilizados na simulação da microrrede *droop* e foram mostrados na Tabela 3, na qual os parâmetros do conversor 1 correspondem ao conversor mestre e os parâmetros do conversor 2 correspondem ao conversor escravo. Além disso, na Tabela 4 estão exibidos os parâmetros utilizados no DSOGI-FLL.

Tabela 4 – Parâmetros utilizados no DSOGI-FLL

Parâmetro			Valor
DSOGI-FLL	Ganho do SOGI-QSG($\alpha\beta$)	k	0,7
	Ganho do FLL	Γ	40 s^{-1}

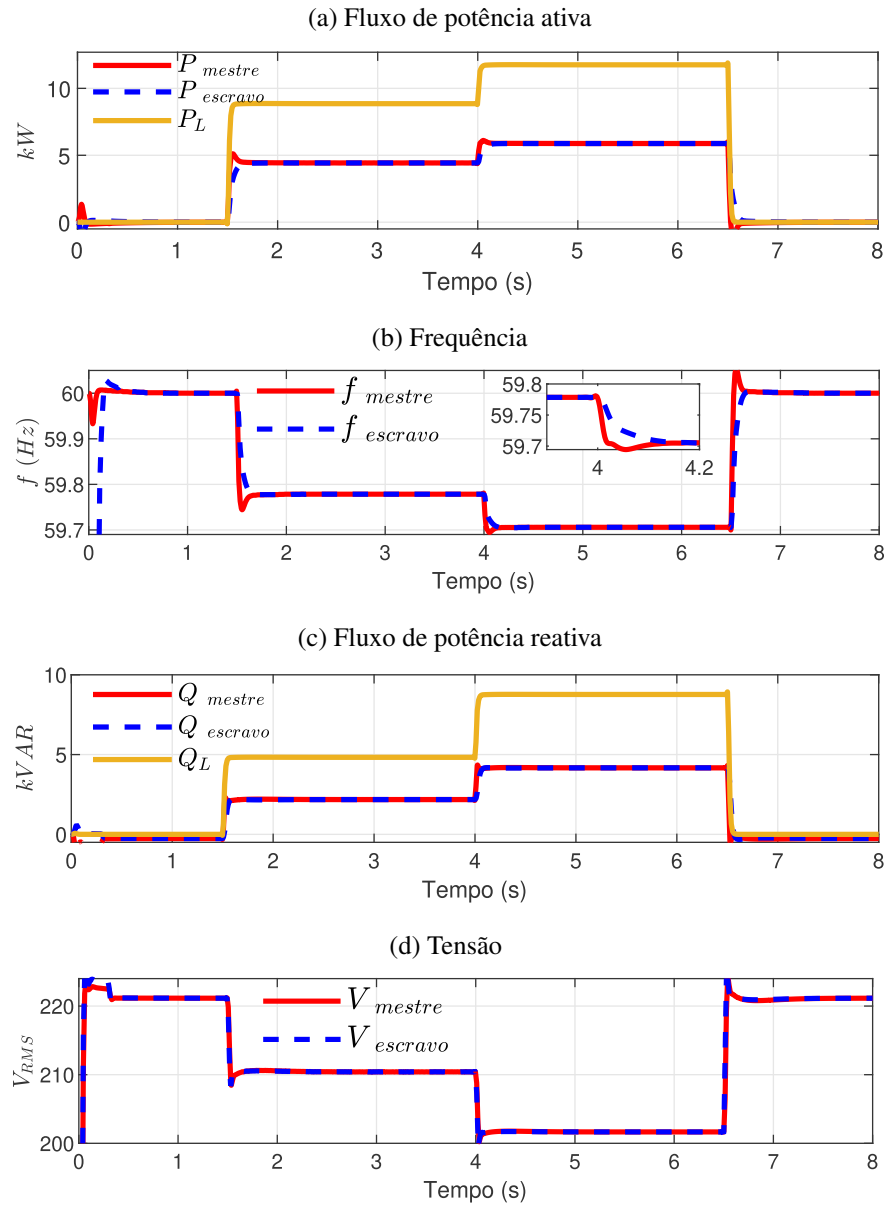
Fonte: O Autor (2021).

As Figuras 26a e 26c mostram o fluxo de potência do conversor mestre, conversor escravo e carga, e observa-se que as potências ativa e reativa demandadas pela carga são igualmente divididas entre os dois conversores, tendo em vista que os dois conversores são da mesma capacidade nominal. Com o aumento da carga, a frequência e a tensão diminuem em cada conversor proporcionalmente até que a nova condição de carga seja atendida, como mostrado nas Figuras 26b e 26d.

Comparando as Figuras 16b e 26b percebe-se que em ambos os casos a frequência dos conversores é igual em regime permanente. Porém, na simulação do mestre-escravo sem comunicação as frequências são transitoriamente diferentes, devido ao fato de que os dois conversores (mestre e escravo) possuem dinâmicas diferentes, onde o conversor escravo tem uma dinâmica bem mais rápida do que o mestre.

Uma segunda situação é analisada considerando que o conversor mestre tem o dobro de capacidade em potência nominal do que o conversor escravo, então $S_1 = 2S_2$. Assim, os coeficientes de inclinação são definidos pelos valores $k_{m1} = 1,5807 \cdot 10^{-4} \text{ rad/sW}$, $k_{m2} = 3,1416 \cdot 10^{-4} \text{ rad/sW}$, $k_{n1} = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ V/VAr}$ e $k_{n2} = 3,1 \cdot 10^{-3} \text{ V/VAr}$.

Figura 26 – Operação em paralelo de dois conversores com a mesma potência

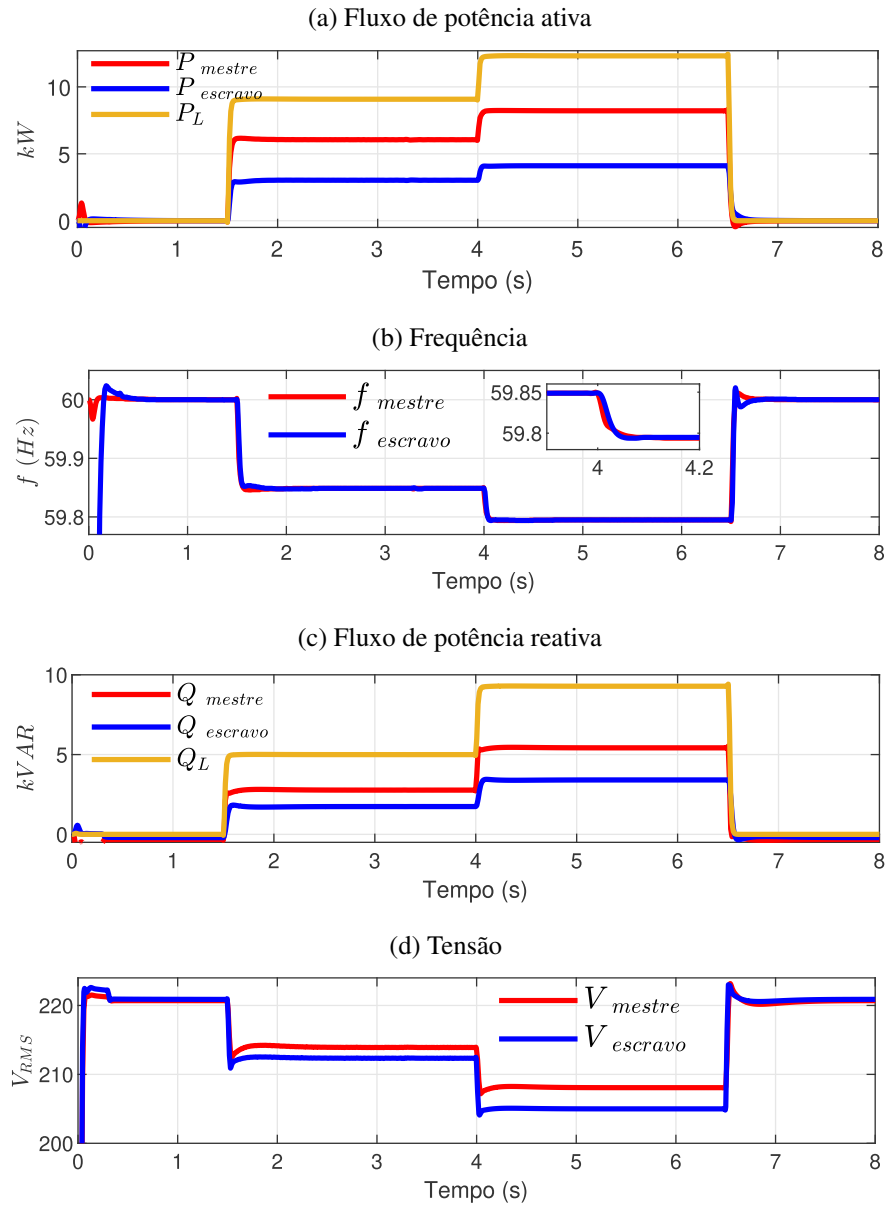


Fonte: O Autor (2021).

A Figura 27a mostra o fluxo de potência ativa entre o conversor mestre, o conversor escravo e a carga, e observa-se que a potência ativa demandada pela carga é dividida proporcionalmente entre os dois conversores de acordo a sua capacidade nominal. O fluxo de potência reativa é mostrado na Figura 27c, e nota-se que os conversores não conseguem um compartilhamento proporcional da potência reativa demandada pela carga, devido à influência da queda de tensão na impedância de linha. Com o aumento da carga, a frequência e a tensão diminuem em cada conversor proporcionalmente até que a nova condição de carga seja atendida, como mostrado nas Figuras 27b e 27d.

As Figuras 28a e 28b mostram as curvas do fluxo de potência ativa e reativa da microrrede *droop* e da microrrede mestre-escravo sem comunicação. Pode-se observar que em regime

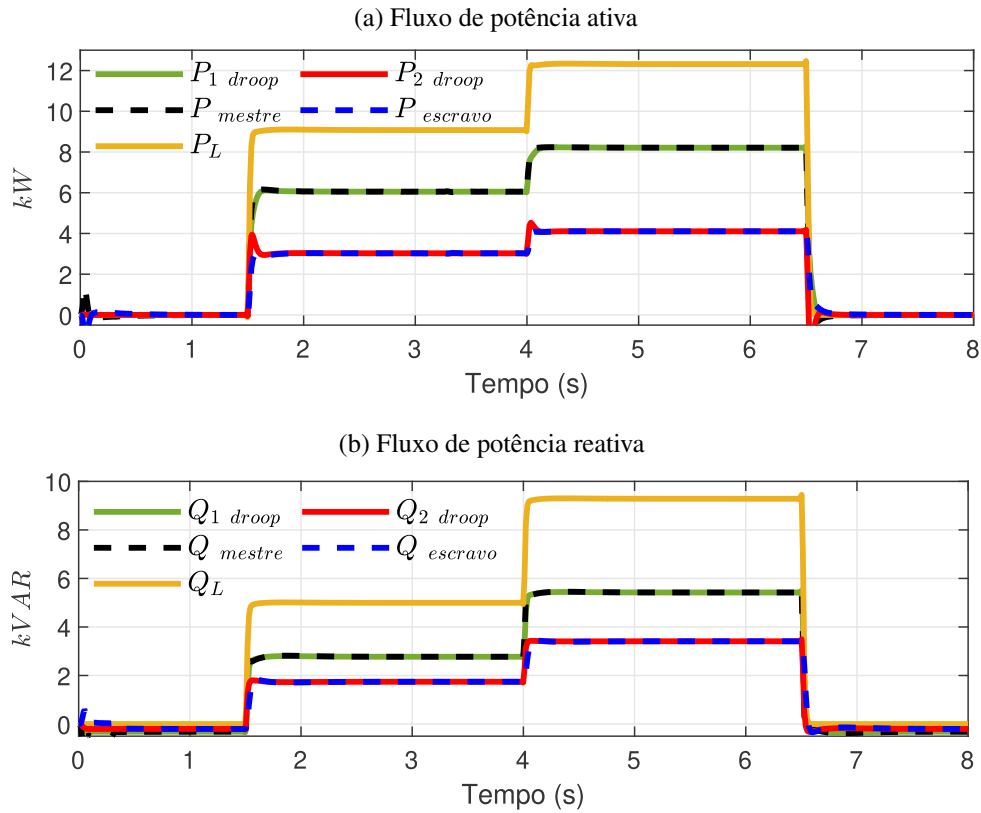
Figura 27 – Operação em paralelo de dois conversores com potências diferentes



Fonte: O Autor (2021).

permanente as duas microrredes apresentam resultados semelhantes no compartilhamento de potência ativa e reativa. Esse resultado era esperado porque, ambas as microrredes têm em comum a característica principal de não haver comunicação entre os conversores, onde cada unidade opera de forma independente, apenas com informações disponíveis localmente. Embora na técnica mestre-escravo sem comunicação, o conversor escravo é implementado com base na característica de inclinação reversa, as potências ativa e reativa fornecidas à microrrede devem convergir para valores que garantam uma regulação adequada da tensão e frequência nos terminais de saída do conversor escravo.

Figura 28 – Compartilhamento de potência da microrrede *droop* e da microrrede mestre-escravo sem comunicação



Fonte: O Autor (2021).

3.3 Conclusões

Neste capítulo, é revisada a estratégia de controle mestre-escravo sem comunicação para o compartilhamento de carga entre os conversores em microrredes operando no modo autônomo. Duas situações de operação de uma microrrede foram simuladas para validar a ação dos controles projetados. Os resultados da simulação do compartilhamento de potência da microrrede *droop* e da microrrede mestre-escravo sem comunicação foram comparados.

De forma semelhante ao controle por inclinação, a principal vantagem da técnica mestre-escravo sem comunicação, é que não é necessário de um canal de comunicação entre os conversores, em que o controle de potência do conversor mestre é feito baseado nas variáveis locais de tensão e corrente, e o controle de potência do conversor escravo é feito baseado nas variáveis locais de tensão e frequência obtidas nos terminais de saída.

Ao comparar os resultados da simulação do compartilhamento de potência da microrrede *droop* e da microrrede mestre-escravo sem comunicação, observou-se que os resultados são semelhantes, isso é devido a que as duas microrredes são baseadas na mesma característica de controle *droop*. No entanto, é importante notar uma diferença entre as duas técnicas de controle, em que na microrrede *droop* todos os conversores são vistos como fontes de tensão, enquanto na microrrede mestre-escravo sem comunicação apenas o conversor mestre é visto como uma fonte

de tensão e o conversor escravo é usado como fonte de corrente. Assim, como foi observado ao longo deste trabalho, os conversores com comportamento de fonte de tensão requerem de três malhas de controle (potência, tensão e corrente) enquanto os conversores com comportamento de fonte de corrente requerem apenas de duas malhas de controle (potência e corrente). Dessa forma, as duas microrredes possuem dinâmicas diferentes e, portanto, torna-se interessante comparar a estabilidade em pequenos sinais dessas microrredes.

4 MODELAGEM EM PEQUENOS SINAIS DA MICRORREDE *DROOP* E DA MICRORREDE MESTRE-ESCRAVO SEM COMUNICAÇÃO

Neste capítulo, é apresentada a modelagem matemática em pequenos sinais de um conversor conectado a um barramento infinito, a qual facilita a modelagem de uma microrrede composta por dois conversores em paralelo, controlados pela técnica de inclinação (*droop*) no modo de operação autônomo. Posteriormente, é apresentada a modelagem matemática em pequenos sinais da mesma microrrede, controlada pela técnica mestre-escravo sem comunicação. Finalmente, a região estável no plano complexo dos dois modelos matemáticos é comparada, para diversos valores dos coeficientes de inclinação k_m e k_n .

4.1 Modelagem de um Conversor Conectado ao Barramento Infinito Usando a Técnica de Controle por Inclinação

Em (COELHO, 2000; COELHO; CORTIZO; GARCIA, 2002) foi proposta a modelagem em pequenos sinais de uma microrrede com N conversores, conectados em paralelo e controlados pela técnica de controle por inclinação. O autor inicia a análise em pequenos sinais considerando um conversor conectado a um barramento infinito, da mesma forma como foi visto na Figura 2 do Capítulo 2, em que as potências ativa e reativa fornecidas pelo conversor são representadas pelas equações (2.2) e (2.3), repetidas aqui por conveniência didática

$$P = \frac{1}{R^2 + X^2} (RE^2 - REV \cos \delta + XEV \sin \delta), \quad (4.1)$$

$$Q = \frac{1}{R^2 + X^2} (XE^2 - XEV \cos \delta - REV \sin \delta), \quad (4.2)$$

onde δ é o ângulo de defasagem dado por,

$$\delta = \theta_i - \theta_v. \quad (4.3)$$

Analisando as equações (4.1) e (4.2) observa-se que são não lineares e considerando pequenas perturbações em torno a um ponto de operação (δ_e, E_e, V_e), torna-se possível linearizar (4.1) e (4.2) conforme a seguir:

$$\Delta\omega = \frac{\partial\omega}{\partial P} \Delta P, \quad (4.4)$$

$$\Delta E = \frac{\partial E}{\partial Q} \Delta Q, \quad (4.5)$$

$$\Delta P = \frac{\partial P}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial P}{\partial \delta} \Delta \delta, \quad (4.6)$$

$$\Delta Q = \frac{\partial Q}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial Q}{\partial \delta} \Delta \delta, \quad (4.7)$$

e substituindo (4.1) em (4.6), (4.2) em (4.7) e desenvolvendo as derivadas parciais em torno ao ponto de operação, torna-se possível chegar em:

$$\Delta\omega = -k_m\Delta P, \quad (4.8)$$

$$\Delta E = -k_n\Delta Q. \quad (4.9)$$

As expressões (4.8) e (4.9), representam as retas de decaimento $P - \omega$ e $Q - E$ em pequenos sinais, onde o operador Δ corresponde as variações das grandezas em torno do ponto de operação, e os coeficientes k_m e k_n às inclinações das retas $P - \omega$ e $Q - E$.

Conforme discutido no Capítulo 2, na implementação da técnica de controle por inclinação *droop* são necessários os valores médios das potências ativa e reativa, portanto, filtros passa-baixas de primeira ordem podem ser utilizados na medição das potências a fim de obter seus valores médios. Então, considerando a dinâmica dos filtros, as expressões (4.8) e (4.9) podem ser reescritas no domínio da frequência da forma

$$\Delta\omega(s) = -\frac{k_m\omega_f}{s + \omega_f}\Delta P(s), \quad (4.10)$$

$$\Delta E(s) = -\frac{k_n\omega_f}{s + \omega_f}\Delta Q(s). \quad (4.11)$$

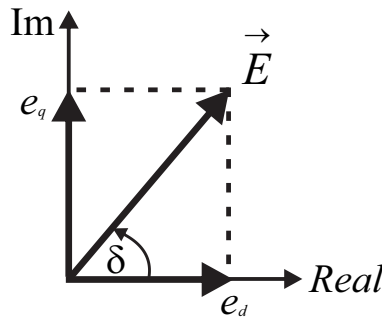
Aplicando a transformada inversa da *Laplace* em (4.10) e (4.11), tem-se

$$\Delta\dot{\omega} = -\omega_f\Delta\omega - \omega_fk_m\Delta P, \quad (4.12)$$

$$\Delta\dot{E} = -\omega_f\Delta E - \omega_fk_n\Delta Q. \quad (4.13)$$

A tensão de cada conversor pode ser representada no referencial síncrono dq , conforme exibido na Figura 29.

Figura 29 – Representação da tensão em referencial síncrono



Fonte: O Autor (2021).

Através da análise da Figura 29, é possível deduzir o ângulo δ , sendo definido por

$$\delta = \arctan\left(\frac{e_q}{e_d}\right). \quad (4.14)$$

A expressão (4.14) representa a posição angular do vetor $\vec{E}$, cuja linearização em torno ao ponto operação (E_d, E_q) , é feita conforme a equação a seguir:

$$\begin{aligned}\Delta\delta &= \frac{\partial\delta}{\partial e_d}\Delta e_d + \frac{\partial\delta}{\partial e_q}\Delta e_q \\ \Delta\delta &= m_d\Delta e_d + m_q\Delta e_q,\end{aligned}\tag{4.15}$$

onde

$$m_d = \frac{\partial\delta}{\partial E_d} = -\frac{E_q}{E_d^2 + E_q^2},\tag{4.16}$$

$$m_q = \frac{\partial\delta}{\partial E_q} = \frac{E_d}{E_d^2 + E_q^2}.\tag{4.17}$$

Uma vez que $\omega = d\delta/dt$, a expressão (4.15) pode ser reescrita como

$$\Delta\omega = m_d\Delta\dot{e}_d + m_q\Delta\dot{e}_q.\tag{4.18}$$

Através da análise da Figura 29, é possível deduzir o módulo da tensão E , sendo definido por

$$E = |\vec{E}| = \sqrt{e_d^2 + e_q^2}.\tag{4.19}$$

Linearizando a expressão (4.19) em torno ao ponto operação (E_d, E_q) , obtém-se

$$\begin{aligned}\Delta E &= \frac{\partial E}{\partial e_d}\Delta e_d + \frac{\partial E}{\partial e_q}\Delta e_q \\ \Delta E &= n_d\Delta e_d + n_q\Delta e_q,\end{aligned}\tag{4.20}$$

onde

$$n_d = \frac{\partial E}{\partial E_d} = \frac{E_d}{\sqrt{E_d^2 + E_q^2}},\tag{4.21}$$

$$n_q = \frac{\partial E}{\partial E_q} = \frac{E_q}{\sqrt{E_d^2 + E_q^2}}.\tag{4.22}$$

Consequentemente derivando em (4.20), é possível obter

$$\Delta\dot{E} = n_d\Delta\dot{e}_d + n_q\Delta\dot{e}_q.\tag{4.23}$$

A partir do sistema de equações formado pelas expressões (4.13),(4.18),(4.20) e (4.23), e com algumas manipulações algébricas, torna-se possível isolar as variáveis $\Delta\dot{e}_d$ e $\Delta\dot{e}_q$. Dessa forma, tem-se

$$\Delta\dot{e}_d = \frac{n_q}{m_d n_q - m_q n_d}\Delta\omega + \frac{m_q n_d \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d}\Delta e_d + \frac{m_q n_q \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d}\Delta e_q + \frac{k_n m_q \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d}\Delta Q,\tag{4.24}$$

$$\Delta\dot{e}_q = \frac{-n_d}{m_d n_q - m_q n_d}\Delta\omega + \frac{-m_d n_d \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d}\Delta e_d + \frac{-m_d n_q \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d}\Delta e_q + \frac{-k_n m_d \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d}\Delta Q.\tag{4.25}$$

As equações (4.12), (4.24) e (4.25) modelam as variações de frequência $\Delta\omega$ e as variações das componentes real Δe_d e imaginária Δe_q do fasor tensão em função das variações das potências ativa e reativa. As variações das potências podem ser calculadas utilizando a metodologia descrita em (COELHO; CORTIZO; GARCIA, 2002). Assim, as potências ativa e reativa fornecidas pelo conversor, são obtidas por meio da tensão e da corrente em referencial síncrono (dq), que para sistemas trifásicos as expressões de potência são dadas por:

$$P = \frac{3}{2} (e_{od}i_{id} + e_{oq}i_{iq}), \quad (4.26)$$

$$Q = \frac{3}{2} (-e_{od}i_{iq} + e_{oq}i_{id}). \quad (4.27)$$

onde e_{od}, e_{oq} correspondem às tensões no capacitor do filtro de saída do conversor, representadas nos eixos dq síncronos, e i_{id}, i_{iq} representam às correntes fornecidas pelo conversor em referencial síncrono. Ao linearizar (4.26) e (4.27) em torno de um ponto de operação, as variações de potência ativa e reativa podem ser definidas como:

$$\Delta P = \frac{3}{2} (E_{od}\Delta i_{id} + E_{oq}\Delta i_{iq} + I_{id}\Delta e_{od} + I_{iq}\Delta e_{oq}), \quad (4.28)$$

$$\Delta Q = \frac{3}{2} (E_{oq}\Delta i_{id} - E_{od}\Delta i_{iq} - I_{iq}\Delta e_{od} + I_{id}\Delta e_{oq}). \quad (4.29)$$

onde $E_{od}, E_{oq}, I_{id}, I_{iq}$, correspondem às componentes real e imaginária dos fasores de tensão e corrente do ponto de operação. Logo, substituindo (4.28) em (4.12), (4.29) em (4.24) e (4.25) e representando essas equações através de uma matriz de espaços de estados, obtém-se

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\dot{e}_d \\ \Delta\dot{e}_q \end{bmatrix} = A_{vsi} \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta e_d \\ \Delta e_q \end{bmatrix} + B_{vsi} \begin{bmatrix} \Delta i_{id} \\ \Delta i_{iq} \\ \Delta e_{od} \\ \Delta e_{oq} \end{bmatrix}, \quad (4.30)$$

onde

$$A_{vsi} = \begin{bmatrix} \frac{-\omega_f}{n_q} & 0 & 0 \\ \frac{m_d n_q - m_q n_d}{-n_d} & \frac{m_q n_d \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} & \frac{m_q n_q \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} \\ \frac{m_d n_q - m_q n_d}{m_d n_q - m_q n_d} & \frac{-m_d n_d \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} & \frac{-m_d n_q \omega_f}{m_d n_q - m_q n_d} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$B_{vsi} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \frac{-k_m \omega_f E_{od}}{k_n m_q \omega_f E_{oq}} & \frac{-k_m \omega_f E_{oq}}{k_n m_q \omega_f E_{od}} & \frac{-k_m \omega_f I_{id}}{k_n m_q \omega_f I_{iq}} & \frac{-k_m \omega_f I_{iq}}{k_n m_q \omega_f I_{id}} \\ \frac{m_d n_q - m_q n_d}{k_n m_d \omega_f E_{oq}} & \frac{m_d n_q - m_q n_d}{k_n m_d \omega_f E_{od}} & \frac{m_d n_q - m_q n_d}{k_n m_d \omega_f I_{iq}} & \frac{m_d n_q - m_q n_d}{k_n m_d \omega_f I_{id}} \\ \frac{m_d n_q - m_q n_d}{m_d n_q - m_q n_d} & \frac{m_d n_q - m_q n_d}{m_d n_q - m_q n_d} & \frac{m_d n_q - m_q n_d}{m_d n_q - m_q n_d} & \frac{m_d n_q - m_q n_d}{m_d n_q - m_q n_d} \end{bmatrix}. \quad (4.32)$$

O modelo em espaço de estados mostrado em (4.30) pode ser representado usando uma notação compacta, resultando em

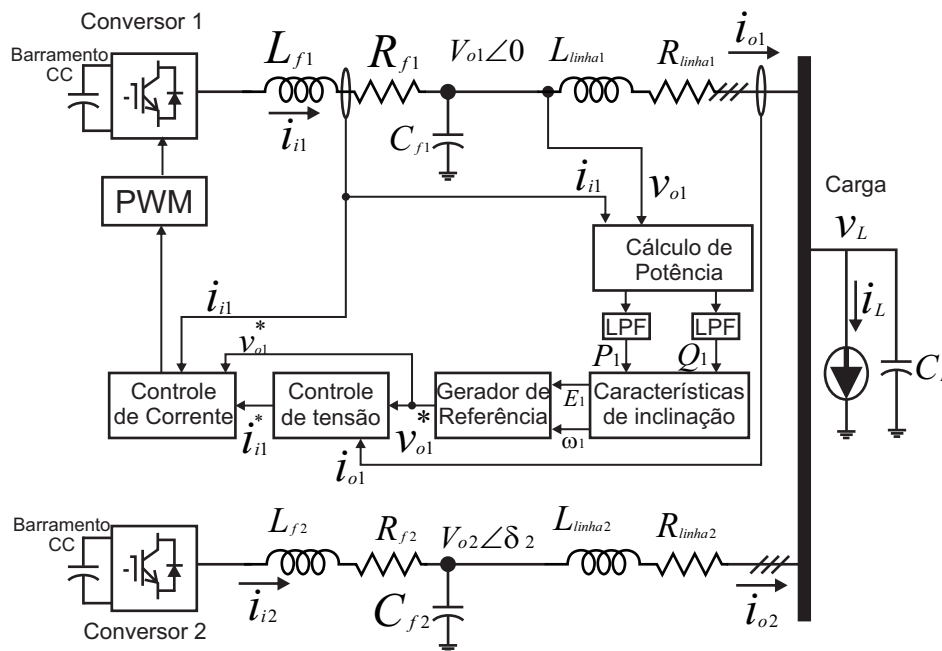
$$\Delta \dot{x}_{vsi} = A_{vsi} \Delta x_{vsi} + B_{vsi} \Delta u_{vsi}, \quad (4.33)$$

na qual, Δx_{vsi} corresponde ao vetor de estados, Δu_{vsi} é o vetor de entrada, A_{vsi} é a matriz de estados e B_{vsi} é a matriz de entrada.

4.2 Modelagem de Conversores em Paralelo Usando a Técnica de Controle por Inclinação

Um modelo de pequenos sinais foi proposto em (COELHO; CORTIZO; GARCIA, 2002), para descrever a dinâmica de um sistema com um número arbitrário de conversores conectados em paralelo, usando controle por inclinação. Buscando a compreensão desta análise, é considerada uma microrrede composta por dois conversores conectados em paralelo, conforme exemplificado na Figura 30, em que a variável V_o corresponde à amplitude de tensão sobre o capacitor (C_f) do filtro de saída, e a variável δ_2 é a posição angular da tensão de saída do conversor (2) em relação ao conversor (1). Usando a técnica de controle por inclinação, basicamente cada conversor possui três malhas de controle a serem modeladas: a malha mais interna que controla a corrente (i_i) no indutor do filtro de saída, a segunda malha que controla a tensão (v_o) sobre o capacitor do filtro de saída, e por último tem-se a malha de controle de potência cuja modelagem foi apresentada na seção anterior. Além disso, é necessário modelar as tensões e as correntes (i_i , i_o e v_o), por meio do circuito equivalente do filtro de saída. Neste caso, por conveniência a carga é representada como uma fonte de corrente em paralelo com capacitor de valor desprezível.

Figura 30 – Conversores em paralelo e estrutura de controle



Fonte: O Autor (2021).

4.2.1 Modelagem da Malha de Controle de Tensão

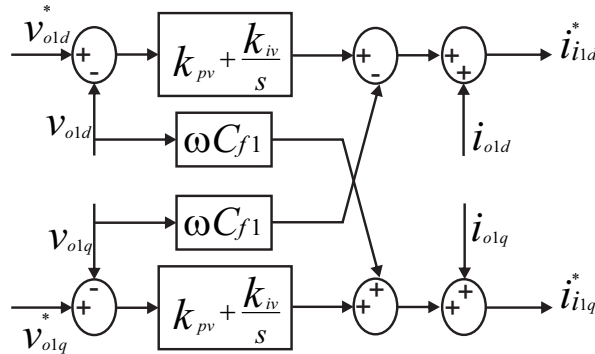
Os controladores proporcionais-integrais (PI) têm sido amplamente utilizados como uma solução simples para controlar sistemas com sinais constantes. Por este motivo, considerando que a modelagem é abordada representado as variáveis em referencial síncrono dq , a malha de controle de tensão é modelada usando um controlador PI, que no domínio de Laplace é definido por

$$G_{v(s)} = k_p + \frac{k_i}{s}, \quad (4.34)$$

onde k_p e k_i correspondem aos ganhos das ações proporcional e integral, respectivamente.

Em (POGAKU; PRODANOVIC; GREEN, 2007) foi proposto um modelo de pequenos sinais para descrever a dinâmica das malhas de controle de tensão e corrente utilizando controladores PI. É possível ver na Figura 31 o diagrama de blocos do controle de tensão, em que, os ramos de controle *feedforward* são adicionados para representar o acoplamento entre os eixos dq síncronos. A corrente i_{o1dq} adicionada à saída do controlador corresponde ao *feedforward* para melhorar a resposta transitória do sistema.

Figura 31 – Diagrama de controle de tensão



Fonte: Adaptado de (POGAKU; PRODANOVIC; GREEN, 2007).

Através da análise da Figura 31, a dinâmica do integrador pode ser modelada conforme as equações a seguir:

$$\frac{d}{dt} \lambda_{v_{o1d}} = (v_{o1d}^* - v_{o1d}) \longrightarrow \lambda_{v_{o1d}} = \int (v_{o1d}^* - v_{o1d}) dt, \quad (4.35)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{v_{o1q}} = (v_{o1q}^* - v_{o1q}) \longrightarrow \lambda_{v_{o1q}} = \int (v_{o1q}^* - v_{o1q}) dt, \quad (4.36)$$

onde a variável $\lambda_{v_{o1dq}}$ é usada para representar a dinâmica do integrador do controlador PI de tensão. Conforme exibido no diagrama de blocos da Figura 31, a corrente de referência i_{o1dq}^* pode ser representada por

$$i_{i1d}^* = k_{pv} (v_{o1d}^* - v_{o1d}) + k_{iv} \int (v_{o1d}^* - v_{o1d}) dt - \omega C_{f1} v_{o1q} + i_{o1d}, \quad (4.37)$$

$$i_{i1q}^* = k_{pv} (v_{o1q}^* - v_{o1q}) + k_{iv} \int (v_{o1q}^* - v_{o1q}) dt + \omega C_{f1} v_{o1d} + i_{o1q}, \quad (4.38)$$

onde k_{pv} e k_{iv} são os ganhos das ações proporcional e integral, e os coeficientes C_{f1} e ω correspondem à capacitância do filtro de saída e à frequência angular, respectivamente. Substituindo 4.35 em 4.37 e 4.36 em 4.38, encontra-se que:

$$i_{i1d}^* = k_{pv} (v_{o1d}^* - v_{o1d}) + k_{iv} \lambda_{v_{o1d}} - \omega C_{f1} v_{o1q} + i_{o1d}, \quad (4.39)$$

$$i_{i1q}^* = k_{pv} (v_{o1q}^* - v_{o1q}) + k_{iv} \lambda_{v_{o1q}} + \omega C_{f1} v_{o1d} + i_{o1q}. \quad (4.40)$$

Linearizando as equações (4.35), (4.36), (4.39) e (4.40), o modelo em pequenos sinais do controle de tensão é dado por:

$$\Delta \dot{\lambda}_{v_{o1d}} = (\Delta v_{o1d}^* - \Delta v_{o1d}), \quad (4.41)$$

$$\Delta \dot{\lambda}_{v_{o1q}} = (\Delta v_{o1q}^* - \Delta v_{o1q}), \quad (4.42)$$

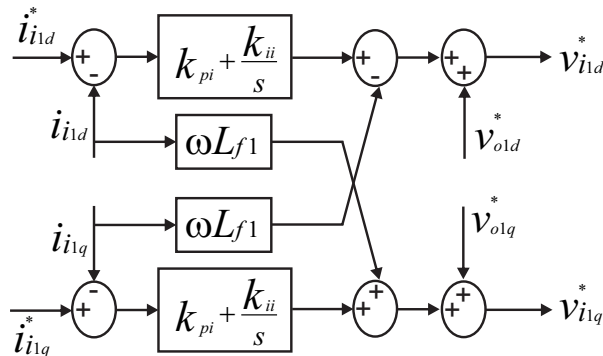
$$\Delta i_{i1d}^* = k_{pv} (\Delta v_{o1d}^* - \Delta v_{o1d}) + k_{iv} \Delta \lambda_{v_{o1d}} - \omega C_{f1} \Delta v_{o1q} + \Delta i_{o1d}, \quad (4.43)$$

$$\Delta i_{i1q}^* = k_{pv} (\Delta v_{o1q}^* - \Delta v_{o1q}) + k_{iv} \Delta \lambda_{v_{o1q}} + \omega C_{f1} \Delta v_{o1d} + \Delta i_{o1q}. \quad (4.44)$$

4.2.2 Modelagem da Malha de Controle de Corrente

Na Figura 32 é mostrado o diagrama blocos do controle de corrente, em que, os ramos de controle *feedforward* são adicionados para representar o acoplamento entre os eixos dq síncronos. Além disso, a tensão adicionada à saída do controlador corresponde ao *feedforward* cujo objetivo é melhorar a resposta transitória do sistema. Neste caso, foi usado como *feedforward* a tensão de referência, com a finalidade de impor essa tensão diretamente ao PWM, sendo as malhas de controle as responsáveis por compensar os erros de tensão e corrente devidos às impedâncias do filtro de saída e das chaves semicondutoras, como proposto por (AZEVEDO, 2011).

Figura 32 – Diagrama de controle de corrente



Fonte: Adaptado de (POGAKU; PRODANOVIC; GREEN, 2007).

Através da análise da Figura 32 a dinâmica do integrador pode ser modelada, conforme as equações a seguir:

$$\frac{d}{dt}\lambda_{i_{1d}} = (i_{1d}^* - i_{1d}) \longrightarrow \lambda_{i_{1d}} = \int (i_{1d}^* - i_{1d}) dt, \quad (4.45)$$

$$\frac{d}{dt}\lambda_{i_{1q}} = (i_{1q}^* - i_{1q}) \longrightarrow \lambda_{i_{1q}} = \int (i_{1q}^* - i_{1q}) dt, \quad (4.46)$$

onde a variável $\lambda_{i_{1dq}}$ é usada para representar a dinâmica do integrador do controlador PI de corrente. Conforme exibido no diagrama de blocos da Figura 32, a tensão de referência $v_{i_{1dq}}^*$ pode ser representada por

$$v_{i_{1d}}^* = k_{pi}(i_{1d}^* - i_{1d}) + k_{ii} \int (i_{1d}^* - i_{1d}) dt - \omega L_{f1} i_{1q} + v_{o1d}^*, \quad (4.47)$$

$$v_{i_{1q}}^* = k_{pi}(i_{1q}^* - i_{1q}) + k_{ii} \int (i_{1q}^* - i_{1q}) dt + \omega L_{f1} i_{1d} + v_{o1q}^*, \quad (4.48)$$

onde k_{pi} e k_{ii} são os ganhos das ações proporcional e integral, e os coeficientes L_{f1} e ω correspondem à indutância do filtro de saída e à frequência angular, respectivamente. Substituindo 4.45 em 4.47 e 4.46 em 4.48, encontra-se que:

$$v_{i_{1d}}^* = k_{pi}(i_{1d}^* - i_{1d}) + k_{ii}\lambda_{i_{1d}} - \omega L_{f1} i_{1q} + v_{o1d}^*, \quad (4.49)$$

$$v_{i_{1q}}^* = k_{pi}(i_{1q}^* - i_{1q}) + k_{ii}\lambda_{i_{1q}} + \omega L_{f1} i_{1d} + v_{o1q}^*, \quad (4.50)$$

Linearizando as equações (4.45), (4.46), (4.49) e (4.50), o modelo em pequenos sinais do controle de corrente é dado por:

$$\Delta \dot{\lambda}_{i_{1d}} = (\Delta i_{1d}^* - \Delta i_{1d}), \quad (4.51)$$

$$\Delta \dot{\lambda}_{i_{1q}} = (\Delta i_{1q}^* - \Delta i_{1q}), \quad (4.52)$$

$$\Delta v_{i_{1d}}^* = k_{pi}(\Delta i_{1d}^* - \Delta i_{1d}) + k_{ii}\Delta \lambda_{i_{1d}} - \omega L_{f1}\Delta i_{1q} + \Delta v_{o1d}^*, \quad (4.53)$$

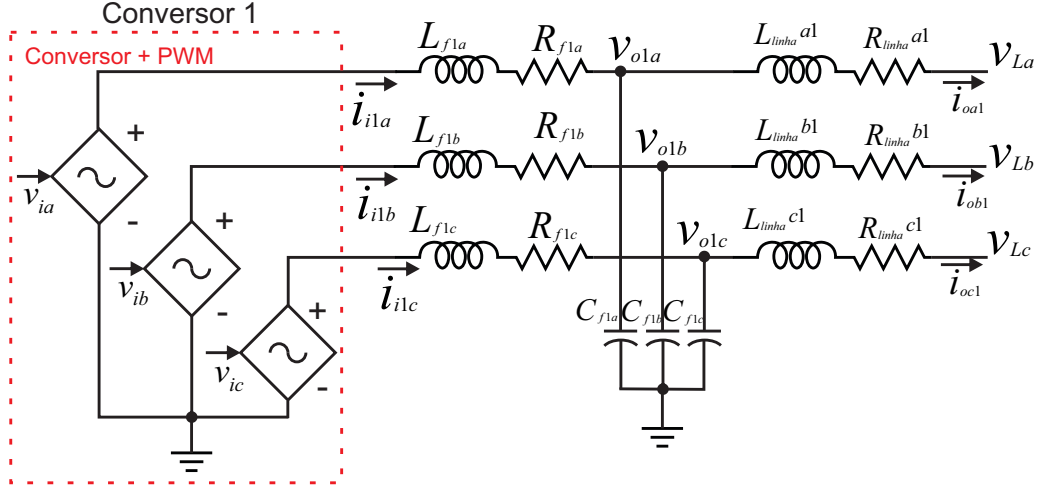
$$\Delta v_{i_{1q}}^* = k_{pi}(\Delta i_{1q}^* - \Delta i_{1q}) + k_{ii}\Delta \lambda_{i_{1q}} + \omega L_{f1}\Delta i_{1d} + \Delta v_{o1q}^*. \quad (4.54)$$

4.2.3 Modelagem do Filtro de Saída, Rede e Carga

Nas aplicações de geração distribuída, o conversor é conectado à rede através do filtro de saída como exemplificado na Figura 33. O conversor deve ser capaz de sintetizar as correntes e as tensões desejadas que são entregues à rede, e para isso, é necessário determinar as equações que

modelam as correntes e tensões de saída do conversor, para posteriormente ser implementado o controle de tensão e corrente.

Figura 33 – Circuito equivalente do conversor 1 conectado à rede elétrica



Fonte: O Autor (2021).

A Figura 33 exibe todas as variáveis de interesse na modelagem, e através da análise do circuito é possível deduzir as equações das tensões e correntes que modelam o filtro de saída, a rede e a carga. Logo, usando a Lei de Tensões de *Kirchhoff*, tem-se que:

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{i1abc} = -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} \vec{i}_{i1abc} - \frac{1}{L_{f1}} \vec{v}_{o1abc} + \frac{1}{L_{f1}} \vec{v}_{i1abc}, \quad (4.55)$$

$$\frac{d}{dt} \vec{v}_{o1abc} = \frac{1}{C_{f1}} \vec{i}_{i1abc} - \frac{1}{C_{f1}} \vec{i}_{o1abc}, \quad (4.56)$$

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{o1abc} = -\frac{R_1}{L_1} \vec{i}_{o1abc} + \frac{1}{L_1} \vec{v}_{o1abc} - \frac{1}{L_1} \vec{v}_{Labc}, \quad (4.57)$$

$$\frac{d}{dt} \vec{v}_{Labc} = \frac{1}{C_L} \vec{i}_{o1abc} + \frac{1}{C_L} \vec{i}_{o2abc} - \frac{1}{C_L} \vec{i}_{Labc}, \quad (4.58)$$

Através da Transformada de *Clarke* ($abc - \alpha\beta$) é possível representar as equações (4.55) a (4.58), em sistemas ortogonais com vetores nos eixos $\alpha\beta$ (referencial estacionário):

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{i1\alpha\beta} = -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} \vec{i}_{i1\alpha\beta} - \frac{1}{L_{f1}} \vec{v}_{o1\alpha\beta} + \frac{1}{L_{f1}} \vec{v}_{i1\alpha\beta}, \quad (4.59)$$

$$\frac{d}{dt} \vec{v}_{o1\alpha\beta} = \frac{1}{C_{f1}} \vec{i}_{i1\alpha\beta} - \frac{1}{C_{f1}} \vec{i}_{o1\alpha\beta}, \quad (4.60)$$

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{o1\alpha\beta} = -\frac{R_1}{L_1} \vec{i}_{o1\alpha\beta} + \frac{1}{L_1} \vec{v}_{o1\alpha\beta} - \frac{1}{L_1} \vec{v}_{L\alpha\beta}, \quad (4.61)$$

$$\frac{d}{dt} \vec{v}_{L\alpha\beta} = \frac{1}{C_L} \vec{i}_{o1\alpha\beta} + \frac{1}{C_L} \vec{i}_{o2\alpha\beta} - \frac{1}{C_L} \vec{i}_{L\alpha\beta}. \quad (4.62)$$

Utilizando a transformada de Park, os vetores nos eixos $\alpha\beta$ podem ser representados nos eixos rotatórios dq que giram em sentido anti-horário com velocidade angular ω , cuja posição angular é igual a $\delta = \omega t$. Com essa mudança de referencial de estacionário para síncrono é possível representar os sinais puramente senoidais como sinais constates, o que favorece a utilização de controladores proporcionais-integrais (PI) para controlar as variáveis de forma desejada. Portanto, tem-se que

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix}}_{\text{Transformada de Park}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad (4.63)$$

em que as variáveis x_α e x_β representam os eixos $\alpha\beta$ em referencial estacionário, e x_d é a componente de eixo direto e x_q é a componente de eixo em quadratura da variável representada nos eixos dq síncronos.

A transformada (4.63), pode ser representada em uma notação compacta, como uma operação realizada no vetor $\vec{x}_{\alpha\beta}$ para transformá-lo no vetor $\vec{x}_{dq}$, resultando em

$$\vec{x}_{dq} = \vec{x}_{\alpha\beta} e^{-j\omega t}. \quad (4.64)$$

Através da transformada $\alpha\beta - dq$, é possível representar a equação (4.59) nos eixos dq síncronos. Dessa forma, tem-se

$$\frac{d}{dt} \left(\vec{i}_{i1\alpha\beta} \right) e^{-j\omega t} = -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} \vec{i}_{i1dq} - \frac{1}{L_{f1}} v_{o1dq} + \frac{1}{L_{f1}} v_{i1dq}. \quad (4.65)$$

Aplicando a propriedade da derivada da multiplicação em (4.64), chega-se a

$$\frac{d}{dt} \left(\vec{i}_{i1\alpha\beta} \right) e^{-j\omega t} = \frac{d}{dt} \vec{i}_{i1dq} + j\omega \vec{i}_{i1dq}. \quad (4.66)$$

Finalmente, ao substituir a equação (4.66) em (4.65), obtém-se

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{i1dq} + j\omega \vec{i}_{i1dq} = -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} \vec{i}_{i1dq} - \frac{1}{L_{f1}} v_{o1dq} + \frac{1}{L_{f1}} v_{i1dq}. \quad (4.67)$$

Usando a transformação $\alpha\beta - dq$ vista em (4.63) nas equações (4.60) à (4.62) e seguindo a mesma manipulação algébrica, encontra-se

$$\frac{d}{dt} v_{o1dq} + j\omega v_{o1dq} = \frac{1}{C_{f1}} \vec{i}_{i1dq} - \frac{1}{C_{f1}} \vec{i}_{o1dq}, \quad (4.68)$$

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{o1dq} + j\omega \vec{i}_{o1dq} = -\frac{R_1}{L_1} \vec{i}_{o1dq} + \frac{1}{L_1} v_{o1dq} - \frac{1}{L_1} v_{Ldq}, \quad (4.69)$$

$$\frac{d}{dt} v_{Ldq} + j\omega v_{Ldq} = \frac{1}{C_L} \vec{i}_{o1dq} + \frac{1}{C_L} \vec{i}_{o2dq} - \frac{1}{C_L} \vec{i}_{Ldq}. \quad (4.70)$$

A partir do grupo de equações (4.67) a (4.70), é possível, então, representar cada equação, em duas equações separadas, uma para cada eixo síncrono. Considerando a variação da frequência

$\Delta\omega$, as equações (4.67) à (4.70), tornam-se não lineares. Dessa forma, ao linearizar cada equação em torno de um ponto de operação, tem-se

$$\Delta \dot{i}_{i1d} = -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} \Delta i_{i1d} + \omega \Delta i_{i1q} - \frac{1}{L_{f1}} \Delta v_{o1d} + \frac{1}{L_{f1}} \Delta v_{i1d} + I_{i1q} \Delta \omega_1, \quad (4.71)$$

$$\Delta \dot{i}_{i1q} = -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} \Delta i_{i1q} - \omega \Delta i_{i1d} - \frac{1}{L_{f1}} \Delta v_{o1q} + \frac{1}{L_{f1}} \Delta v_{i1q} - I_{i1d} \Delta \omega_1, \quad (4.72)$$

$$\Delta \dot{v}_{o1d} = \frac{1}{C_{f1}} \Delta i_{i1d} + \omega \Delta v_{o1q} - \frac{1}{C_{f1}} \Delta i_{o1d} + V_{o1q} \Delta \omega_1, \quad (4.73)$$

$$\Delta \dot{v}_{o1q} = \frac{1}{C_{f1}} \Delta i_{i1q} - \omega \Delta v_{o1d} - \frac{1}{C_{f1}} \Delta i_{o1q} - V_{o1d} \Delta \omega_1, \quad (4.74)$$

$$\Delta \dot{i}_{o1d} = -\frac{R_1}{L_1} \Delta i_{o1d} + \omega \Delta i_{o1q} + \frac{1}{L_1} \Delta v_{o1d} - \frac{1}{L_1} \Delta v_{Ld} + I_{o1q} \Delta \omega_1, \quad (4.75)$$

$$\Delta \dot{i}_{o1q} = -\frac{R_1}{L_1} \Delta i_{o1q} - \omega \Delta i_{o1d} + \frac{1}{L_1} \Delta v_{o1q} - \frac{1}{L_1} \Delta v_{Lq} - I_{o1d} \Delta \omega_1, \quad (4.76)$$

$$\Delta \dot{v}_{Ld} = \frac{1}{C_L} \Delta i_{o1d} + \omega \Delta v_{Lq} + \frac{1}{C_L} \Delta i_{o2d} - \frac{1}{C_L} \Delta i_{Ld} + V_{Lq} \Delta \omega_1, \quad (4.77)$$

$$\Delta \dot{v}_{Lq} = \frac{1}{C_L} \Delta i_{o1q} - \omega \Delta v_{Ld} + \frac{1}{C_L} \Delta i_{o2q} - \frac{1}{C_L} \Delta i_{Lq} - V_{Ld} \Delta \omega_1, \quad (4.78)$$

onde I_{i1dq} , V_{o1dq} , I_{o1dq} , V_{Ldq} , são constantes. Como discutido anteriormente, o conversor deve ser capaz de sintetizar as tensões e as correntes de referência desejadas que são entregues à rede. Portanto, considerando que $v_{i1dq} = v_{i1dq}^*$ e substituindo as equações (4.43) e (4.44) obtidas na modelagem do controle de tensão, e as equações (4.53) e (4.54) da modelagem do controle de corrente, em (4.71) e (4.72), chega-se a:

$$\Delta \dot{i}_{i1d} = \frac{k_{pi}k_{iv}}{L_{f1}} \Delta \lambda_{v_{o1d}} + \frac{k_{ii}}{L_{f1}} \Delta \lambda_{i_{i1d}} + \frac{-R_{f1} - k_{pi}}{L_{f1}} \Delta i_{i1d} + \frac{-1 - k_{pi}k_{pv}}{L_{f1}} \Delta v_{o1d} \quad (4.79)$$

$$- \frac{k_{pi}\omega C_{f1}}{L_{f1}} \Delta v_{o1q} + \frac{k_{pi}}{L_{f1}} \Delta i_{o1d} + \frac{1 + k_{pi}k_{pv}}{L_{f1}} \Delta v_{o1d}^* + I_{i1q} \Delta \omega_1,$$

$$\Delta \dot{i}_{i1q} = \frac{k_{pi}k_{iv}}{L_{f1}} \Delta \lambda_{v_{o1q}} + \frac{k_{ii}}{L_{f1}} \Delta \lambda_{i_{i1q}} + \frac{-R_{f1} - k_{pi}}{L_{f1}} \Delta i_{i1q} + \frac{-1 - k_{pi}k_{pv}}{L_{f1}} \Delta v_{o1q} \quad (4.80)$$

$$+ \frac{k_{pi}\omega C_{f1}}{L_{f1}} \Delta v_{o1d} + \frac{k_{pi}}{L_{f1}} \Delta i_{o1q} + \frac{1 + k_{pi}k_{pv}}{L_{f1}} \Delta v_{o1q}^* - I_{i1d} \Delta \omega_1.$$

As equações (4.41), (4.42), (4.51), (4.52) e (4.73) a (4.80) podem ser representadas através de um sistema de espaço de estados

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\lambda}_{v_{o1d}} \\ \Delta \dot{\lambda}_{v_{o1q}} \\ \Delta \dot{\lambda}_{i_{i1d}} \\ \Delta \dot{\lambda}_{i_{i1q}} \\ \Delta \dot{v}_{o1d} \\ \Delta \dot{v}_{o1q} \\ \Delta \dot{i}_{o1d} \\ \Delta \dot{i}_{o1q} \\ \Delta \dot{v}_{Ld} \\ \Delta \dot{v}_{Lq} \\ \Delta \dot{i}_{i1d} \\ \Delta \dot{i}_{i1q} \end{bmatrix} = A_{CR1} \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{v_{o1d}} \\ \Delta \lambda_{v_{o1q}} \\ \Delta \lambda_{i_{i1d}} \\ \Delta \lambda_{i_{i1q}} \\ \Delta v_{o1d} \\ \Delta v_{o1q} \\ \Delta i_{o1d} \\ \Delta i_{o1q} \\ \Delta v_{Ld} \\ \Delta v_{Lq} \\ \Delta i_{i1d} \\ \Delta i_{i1q} \end{bmatrix} + B_{CR1} \begin{bmatrix} \Delta \omega_1 \\ \Delta v_{o1d}^* \\ \Delta v_{o1q}^* \\ \Delta i_{Ld} \\ \Delta i_{Ld} \end{bmatrix} \quad (4.81)$$

O modelo em espaço de estados mostrado em (4.81), pode ser representado usando uma notação compacta, resultando em

$$\Delta \dot{x}_{CR1} = A_{CR1} \Delta x_{CR1} + B_{CR1} \Delta u_{CR1}, \quad (4.82)$$

onde

$$A_{CR1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \overbrace{0 \ 0 \ 0}^{i_{o2dq}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_{iv} & 0 & 0 & 0 & -k_{pv} & -\omega C_{f1} & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & k_{iv} & 0 & 0 & \omega C_{f1} & -k_{pv} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & \frac{-1}{C_{f1}} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{f1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{f1}} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{f1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & \frac{-R_1}{L_1} & \omega & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & -\omega & \frac{-R_1}{L_1} & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_L} & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & \frac{1}{C_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_L} & 0 & 0 & -\omega & 0 & \frac{1}{C_L} \\ \frac{k_{pi}k_{iv}}{L_{f1}} & 0 & \frac{k_{ii}}{L_{f1}} & 0 & \frac{-1 - k_{pi}k_{pv}}{L_{f1}} & \frac{-k_{pi}\omega C_{f1}}{L_{f1}} & \frac{k_{pi}}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_{f1} - k_{pi}}{L_{f1}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_{pi}k_{iv}}{L_{f1}} & 0 & \frac{k_{ii}}{L_{f1}} & \frac{k_{pi}\omega C_{f1}}{L_{f1}} & \frac{-1 - k_{pi}k_{pv}}{L_{f1}} & 0 & \frac{k_{pi}}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_{f1} - k_{pi}}{L_{f1}} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.83)$$

$$B_{CR1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & k_{pv} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_{pv} & 0 & 0 \\ V_{o1d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -V_{o1q} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ I_{o1d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -I_{o1q} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ V_{Ld} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_L} & 0 \\ -V_{Lq} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_L} \\ I_{i1d} & \frac{1 + k_{pi}k_{pv}}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 \\ -I_{i1q} & 0 & \frac{1 + k_{pi}k_{pv}}{L_{f1}} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.84)$$

Até agora foi aplicado a um conversor a modelagem das malhas de controle de tensão e corrente, assim como a modelagem da conexão à rede por meio do filtro de saída. Mas tal análise pode ser estendida para um número arbitrário de conversores. Considerando que dois conversores operam em paralelo como mostrado na Figura 30, a equação 4.82 pode ser reescrita como

$$\Delta \dot{x}_{CR} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{CR1} & 0 \\ 0 & A_{CR2} \end{bmatrix}}_{A_{CR}} \Delta x_{CR} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{CR1} & 0 \\ 0 & B_{CR2} \end{bmatrix}}_{B_{CR}} \Delta u_{CR}. \quad (4.85)$$

onde $\Delta x_{CR} = [\Delta \lambda_{v_{o1dq}}, \Delta \lambda_{i_{i1dq}}, \Delta v_{o1dq}, \Delta i_{o1dq}, \Delta v_{Ldq}, \Delta i_{i1dq}, \Delta \lambda_{v_{o2dq}}, \Delta \lambda_{i_{i2dq}}, \Delta v_{o2dq}, \Delta i_{o2dq}, \Delta i_{i2dq}]^T$ e $\Delta u_{CR} = [\Delta \omega_1, \Delta v_{o1dq}^*, \Delta \omega_2, \Delta v_{o2dq}^*, \Delta i_{Ldq}]^T$.

Assumindo o conversor 1 como referência global (assunto brevemente apresentado na seção seguinte), as equações (4.8) e (4.28) (vistas na Seção 4.1), podem ser utilizadas para representar a saída correspondente à frequência da referência global ($\Delta \omega_1 = \Delta \omega_{com}$). Além disso, considerando as variáveis ($\Delta v_{o1dq}, \Delta v_{o2dq}, \Delta i_{i1dq}, \Delta i_{i2dq}$) que serão as entradas dos modelos do conversor 1 e do conversor 2, a saída Δy_{CR} é dada por:

$$\Delta y_{CR} = \begin{bmatrix} 0000 & 1 & 0 & 0000 & 0 & 0 & 0000000000 \\ 0000 & 0 & 1 & 0000 & 0 & 0 & 0000000000 \\ 0000 & 0 & 0 & 0000 & 1 & 0 & 0000000000 \\ 0000 & 0 & 0 & 0000 & 0 & 1 & 0000000000 \\ 0000 & -1.5k_m I_{i1d} - 1.5k_m I_{i1q} & 0000 & -1.5k_m V_{o1d} - 1.5k_m V_{o1q} & 0000 & 0000 & 0000000000 \\ 0000 & 0 & 0 & 0000 & 0 & 0 & 0000100000 \\ 0000 & 0 & 0 & 0000 & 0 & 0 & 0000010000 \\ 0000 & 0 & 0 & 0000 & 0 & 0 & 0000000010 \\ 0000 & 0 & 0 & 0000 & 0 & 0 & 0000000001 \end{bmatrix} \Delta x_{CR}, \quad (4.86)$$

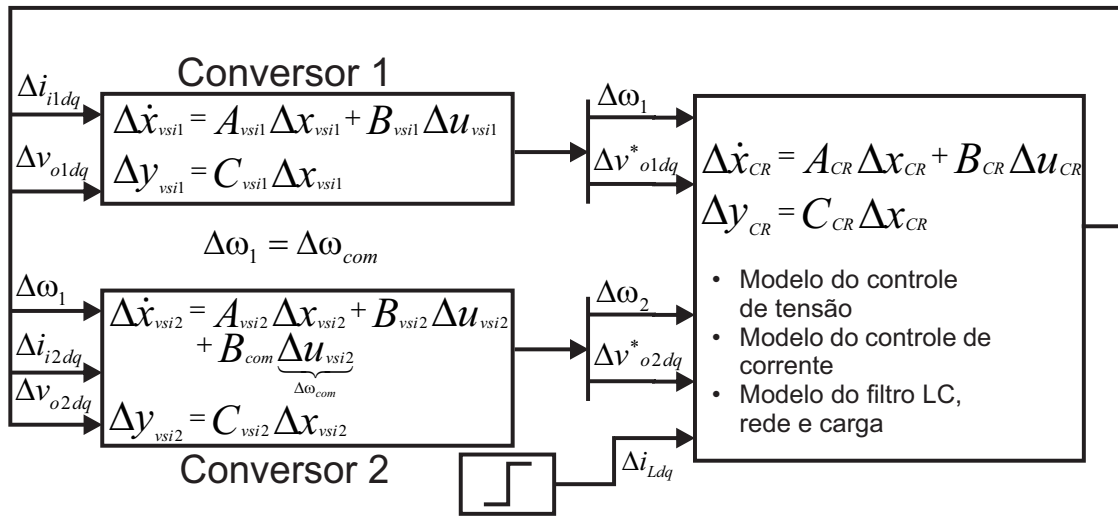
a qual representada usando uma notação compacta é

$$\Delta y_{CR} = C_{CR} \Delta x_{CR}. \quad (4.87)$$

4.2.4 Representação do Sistema em Diagrama de Blocos

Na Figura 34 é exibido o diagrama de blocos do modelo em pequenos sinais da microrrede vista na Figura 30. Conforme apresentado na Seção 4.1, a equação de estados (4.33) modela a dinâmica de um conversor conectado ao barramento infinito, mas tal análise pode ser estendida para um número arbitrário de conversores conectados em paralelo (COELHO; CORTIZO; GARCIA, 2002).

Figura 34 – Diagrama de blocos do modelo em pequenos sinais da microrrede *droop*



Fonte: O Autor (2021).

É importante notar que, ao considerar um sistema com vários conversores em paralelo é necessário definir uma referência global para o sistema. Assim, a posição angular (δ) de cada conversor em relação à referência é dado por

$$\Delta \delta = \int (\Delta \omega - \Delta \omega_{com}) dt \longrightarrow \Delta \dot{\delta} = \Delta \omega - \Delta \omega_{com}, \quad (4.88)$$

onde $\Delta \omega$ corresponde à variação de frequência angular de cada conversor, e $\Delta \omega_{com}$ é a variação de frequência angular da referência global.

Logo, tendo por exemplo dois conversores conectados em paralelo de acordo com a Figura 30, em que a referência global do sistema foi definida no conversor 1, e considerando a expressão (4.88) no desenvolvimento do modelo matemático apresentado na Seção 4.1, encontra-se que a equação que modela o conversor 1, a qual é dada por

$$\Delta \dot{x}_{vsi1} = A_{vsi1} \Delta x_{vsi1} + B_{vsi1} \Delta u_{vsi1}, \quad (4.89)$$

onde

$$A_{vsi1} = \begin{bmatrix} -\omega_f & 0 & 0 \\ 0 & \frac{m_{q1}n_{d1}\omega_f}{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}} & \frac{m_{q1}n_{q1}\omega_f}{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}} \\ 0 & \frac{-m_{d1}n_{d1}\omega_f}{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}} & \frac{-m_{d1}n_{q1}\omega_f}{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}} \end{bmatrix}, \quad (4.90)$$

$$B_{vsi1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \frac{-k_{m1}\omega_f V_{o1d}}{k_{n1}m_{q1}\omega_f V_{o1q}} & \frac{-k_{m1}\omega_f V_{o1q}}{k_{n1}m_{q1}\omega_f V_{o1d}} & \frac{-k_{m1}\omega_f I_{i1d}}{k_{n1}m_{q1}\omega_f I_{i1q}} & \frac{-k_{m1}\omega_f I_{i1q}}{k_{n1}m_{q1}\omega_f I_{i1d}} \\ \frac{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}}{k_{n1}m_{d1}\omega_f V_{o1q}} & \frac{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}}{k_{n1}m_{d1}\omega_f V_{o1d}} & \frac{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}}{k_{n1}m_{d1}\omega_f I_{i1q}} & \frac{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}}{k_{n1}m_{d1}\omega_f I_{i1d}} \\ -\frac{k_{n1}m_{d1}\omega_f V_{o1q}}{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}} & -\frac{k_{n1}m_{d1}\omega_f V_{o1d}}{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}} & -\frac{k_{n1}m_{d1}\omega_f I_{i1q}}{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}} & -\frac{k_{n1}m_{d1}\omega_f I_{i1d}}{m_{d1}n_{q1} - m_{q1}n_{d1}} \end{bmatrix}, \quad (4.91)$$

e a equação que modela o conversor 2 e dada por

$$\Delta \dot{x}_{vsi2} = A_{vsi2} \Delta x_{vsi2} + B_{vsi2} \Delta u_{vsi2} + B_{com} \underbrace{\Delta u_{vsi2}}_{\Delta \omega_{com}}, \quad (4.92)$$

onde

$$A_{vsi2} = \begin{bmatrix} \frac{-\omega_f}{n_{q2}} & 0 & 0 \\ \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{-n_{d2}} & \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{-m_{d2}n_{d2}\omega_f} & \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{-m_{d2}n_{q2}\omega_f} \\ \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} & \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} & \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} \end{bmatrix}, \quad (4.93)$$

$$B_{vsi2} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 0 & \frac{-k_{m2}\omega_f V_{o2d}}{k_{n2}m_{q2}\omega_f V_{o2q}} & \frac{-k_{m2}\omega_f V_{o2q}}{k_{n2}m_{q2}\omega_f V_{o2d}} & \frac{-k_{m2}\omega_f I_{i2d}}{k_{n2}m_{q2}\omega_f I_{i2q}} & \frac{-k_{m2}\omega_f I_{i2q}}{k_{n2}m_{q2}\omega_f I_{i2d}} \\ 0 & \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{k_{n2}m_{d2}\omega_f V_{o2q}} & \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{k_{n2}m_{d2}\omega_f V_{o2d}} & \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{k_{n2}m_{d2}\omega_f I_{i2q}} & \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{k_{n2}m_{d2}\omega_f I_{i2d}} \\ 0 & -\frac{k_{n2}m_{d2}\omega_f V_{o2q}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} & -\frac{k_{n2}m_{d2}\omega_f V_{o2d}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} & -\frac{k_{n2}m_{d2}\omega_f I_{i2q}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} & -\frac{k_{n2}m_{d2}\omega_f I_{i2d}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} \end{bmatrix}, \quad (4.94)$$

$$B_{com} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -n_{q2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{n_{d2}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.95)$$

Assim, de forma genérica, através das expressões (4.89) e (4.92), obtém-se

$$\Delta \dot{x}_{vsi} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{vsi1} & 0 \\ 0 & A_{vsi2} \end{bmatrix}}_{A_{vsi}} \Delta x_{vsi} + \underbrace{\left(\begin{bmatrix} B_{vsi1} & 0 \\ 0 & B_{vsi2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & B_{com} \end{bmatrix} \right)}_{B_{vsi}} \Delta u_{vsi}, \quad (4.96)$$

onde $\Delta x_{vsi} = [\Delta \omega_1, \Delta v_{o1dq}^*, \Delta \omega_2, \Delta v_{o2dq}^*]^T$ e $\Delta u_{vsi} = [\Delta i_{i1dq}, \Delta v_{o1dq}, \Delta \omega_1, \Delta i_{i2dq}, \Delta v_{o2dq}]^T$, respectivamente.

Considerando a variação das frequências e das tensões fornecidas aos filtros de saída por cada conversor ($\Delta \omega_1, \Delta v_{o1dq}^*, \Delta \omega_2, \Delta v_{o2dq}^*$) a saída Δy_{vsi} é dada por

$$\Delta y_{vsi} = I_{(6,6)} \Delta x_{vsi}, \quad (4.97)$$

onde $I_{(6,6)}$ é uma matriz identidade com dimensões 6×6 . A expressão (4.97) pode ser representada da forma

$$\Delta y_{vsi} = C_{vsi} \Delta x_{vsi}. \quad (4.98)$$

Através da análise da Figura 34, e considerando as relações entre o modelo dos conversores e o modelo dos filtros de saída, rede, controle de tensão e corrente é possível deduzir uma equação em espaço de estados que representa a microrrede. Dessa forma, tem-se

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_{vsi} \\ \Delta \dot{x}_{CR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{vsi} & 0 \\ 0 & A_{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_{vsi} \\ \Delta x_{CR} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{vsi} & 0 \\ 0 & B_{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{vsi} \\ \Delta u_{CR} \end{bmatrix}. \quad (4.99)$$

Como pode ser visto na Figura 34, a entrada Δu_{vsi} do modelo em pequenos sinais dos conversores é a saída Δy_{CR} correspondente ao modelo em pequenos sinais: controle de tensão e corrente, filtros de saída, rede e carga. Além disso, a entrada Δu_{CR} do modelo: controle de tensão e corrente, filtros de saída, rede e carga é a saída Δy_{vsi} do modelo dos conversores. Logo, essas relações podem ser representadas com as equações a seguir

$$\Delta u_{vsi} = C_{CR} \Delta x_{CR}, \quad (4.100)$$

$$\Delta u_{CR} = C_{vsi} \Delta x_{vsi}. \quad (4.101)$$

Assim, utilizando notação matricial, tem-se

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{vsi} \\ \Delta u_{CR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & C_{CR} \\ C_{vsi} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_{vsi} \\ \Delta x_{CR} \end{bmatrix}. \quad (4.102)$$

Logo, substituindo (4.102) em (4.99), obtém-se

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_{vsi} \\ \Delta \dot{x}_{CR} \end{bmatrix} = \underbrace{\left(\begin{bmatrix} A_{vsi} & 0 \\ 0 & A_{CR} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & B_{vsi} C_{CR} \\ B_{CR} C_{vsi} & 0 \end{bmatrix} \right)}_{A_s} \begin{bmatrix} \Delta x_{vsi} \\ \Delta x_{CR} \end{bmatrix}. \quad (4.103)$$

O modelo em espaço de estados mostrado em (4.103) pode ser representado usando uma notação compacta e de fácil manipulação algébrica, resultando em

$$\Delta \dot{x}_s = A_s \Delta x_s. \quad (4.104)$$

Os autovalores do sistema representado por (4.104) devem ter parte real negativa para que o sistema seja estável. Assim, os autovalores do sistema podem ser calculados através da seguinte equação:

$$\det(\lambda I - A_s) = 0. \quad (4.105)$$

4.2.5 Validação do Modelo em Pequenos Sinais

A fim de verificar a representatividade do sistema através do modelo em pequenos sinais, são comparados os resultados obtidos na simulação do sistema representado pelo diagrama de blocos visto na Figura 34, com os resultados de simulação de uma microrrede com dois conversores em paralelo, como foi exibido na Figura 30. Em ambos os casos, a carga é representada como uma fonte de corrente com uma variação de carga de 10% no instante de tempo 3.5 segundos. Os parâmetros utilizados na simulação estão exibidos na Tabela 5.

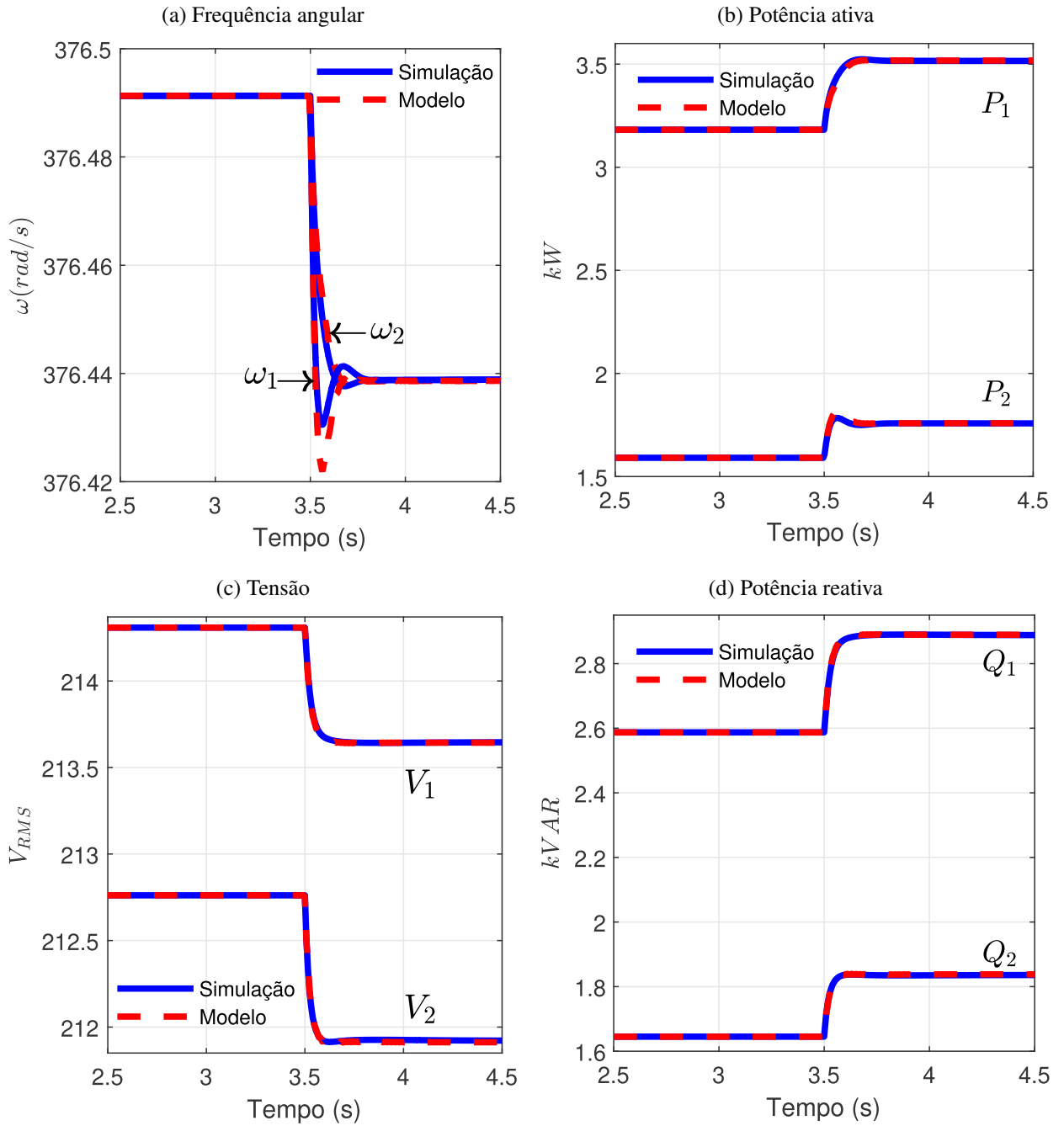
Tabela 5 – Parâmetros utilizados na simulação da microrrede *droop*

Parâmetro			Valor
Valores nominais	Tensão	V	$220 V_{RMS}$
	Frequência	f	$60 Hz$
	Potência aparente conversor 1	S_1	$20 kVA$
	Potência aparente conversor 2	S_2	$10 kVA$
Filtro primeira ordem	Frequência de corte	$\omega_{f1} = \omega_{f2}$	$2\pi 6 rad/s$
Filtro de saída	Resistência	$R_{f1} = R_{f2}$	$0,25 \Omega$
	Indutância	$L_{f1} = L_{f2}$	$1 mH$
	Capacitância	$C_{f1} = C_{f2}$	$4,7 \mu F$
Linha	Resistência	$R_1 = R_2$	$1 m\Omega$
	Indutância	$L_1 = L_2$	$2,93 mH$
Característica de inclinação $P - \omega$	Conversor 1	k_{m1}	$1,5708 \cdot 10^{-4} rad/sW$
	Conversor 2	k_{m2}	$3,1416 \cdot 10^{-4} rad/sW$
Característica de inclinação $Q - E$	Conversor 1	k_{n1}	$3,1 \cdot 10^{-3} V/VAr$
	Conversor 2	k_{n2}	$6,22 \cdot 10^{-3} V/VAr$
Controle de tensão	Ganho proporcional	$k_{pv1} = k_{pv2}$	$0,015$
	Ganho integral	$k_{iv1} = k_{iv2}$	1
Controle de corrente	Ganho proporcional	$k_{pi1} = k_{pi2}$	30
	Ganho integral	$k_{ii1} = k_{ii2}$	200

Fonte: O Autor (2021).

As Figuras 35a, 35b, 35c e 35d apresentam as variáveis analisadas, tais como: a variação de frequência $\Delta\omega$, a variação potência ativa instantânea ΔP , a variação da tensão ΔV_{RMS} e a variação da potência reativa instantânea ΔQ de cada conversor ao aplicar uma perturbação na carga. Observa-se que ao comparar as curvas representadas pelo modelo de pequenos sinais com as curvas obtidas na simulação do circuito, o modelo descreve adequadamente o comportamento médio do sistema.

Figura 35 – Resultados de simulação do circuito e do modelo em pequenos sinais da microrrede *droop*



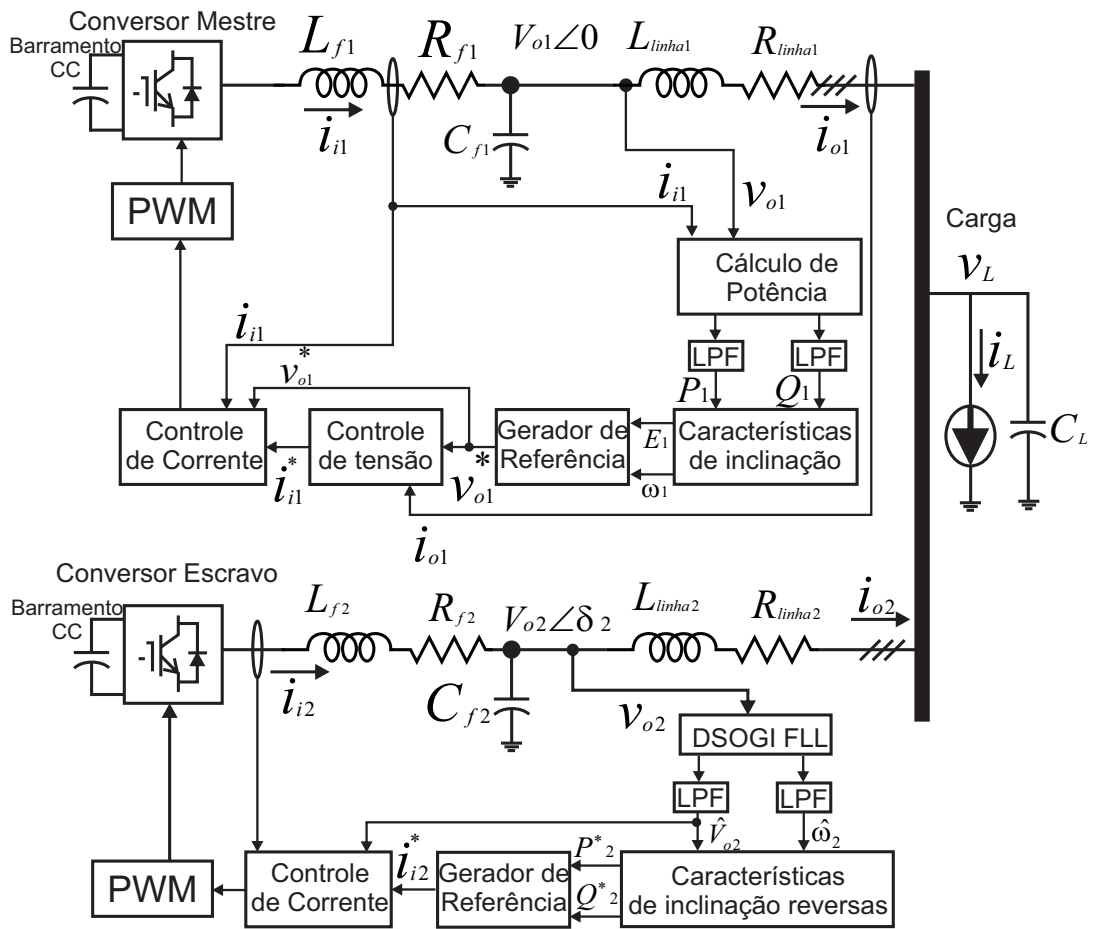
Fonte: O Autor (2021).

4.3 Modelagem de Conversores em Paralelo Usando a Técnica de Controle Mestre-Escravo sem Comunicação

A topologia mestre-escravo sem comunicação é composta por um conversor mestre (controlado em tensão) em paralelo com um conversor denominado o escravo (controlado em corrente), conforme mostrado na Figura 36. Como discutido no Capítulo 3 essa estratégia de controle funciona sem a necessidade de um canal de comunicação entre os conversores,

usando a amplitude da tensão V_{o2} , a frequência angular ω , e a corrente de saída i_{i2} do conversor que são medidas localmente, para o controle dos conversores escravos. Assim, o conversor escravo baseado nas características (amplitude e frequência) da tensão de saída v_{o2} , e usando a característica de inclinação reversa são definidas as referências das potências ativa e reativa que o escravo deve fornecer. Dessa forma, o conversor mestre consegue controlar as potências ativa e reativa fornecidas pelo conversor escravo ao variar a frequência e a amplitude da sua tensão. O conversor mestre é controlado como uma fonte de tensão através do controle por inclinação, cujo modelo foi apresentado na Seção 4.2. A modelagem do conversor escravo é apresentada nas Seções a seguir.

Figura 36 – Conversores mestre e escravo em paralelo e estrutura de controle



Fonte: O Autor (2021).

4.3.1 Modelagem do DSOGI-FLL

Para a obtenção da amplitude e da frequência da tensão nos terminais de saída do conversor escravo, foi usado um DSOGI-FLL. Em (GOLESTAN et al., 2018) é apresentado o modelo em pequenos sinais do SOGI-FLL. Tal análise é adaptada ao DSOGI-FLL exibido na Figura 37, em que a entrada $v_{\alpha\beta}$ é representada em duas equações separadas, uma para cada eixo:

$$\begin{aligned} v_{o2\alpha}(t) &= V_{o2} \cos(\theta_2) \\ v_{o2\beta}(t) &= V_{o2} \sin(\theta_2), \end{aligned} \quad (4.106)$$

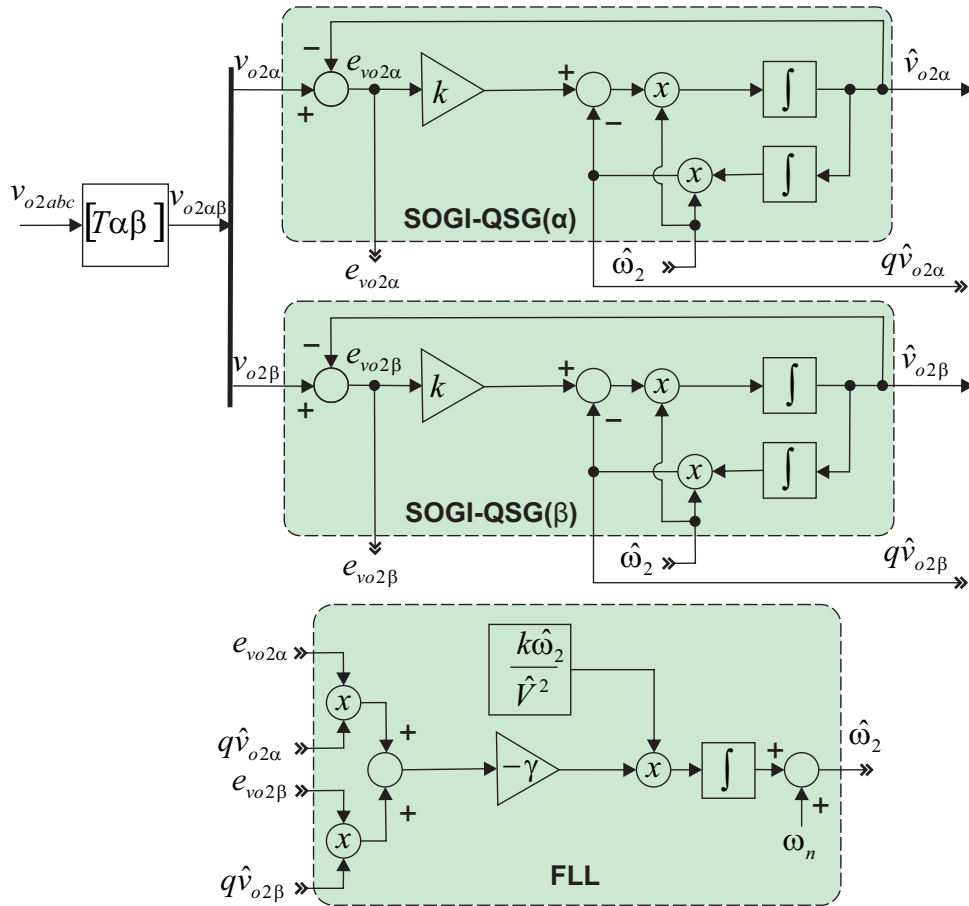
onde V_{o2} e θ_2 são a amplitude e o ângulo de fase, respectivamente. Além disso, as saídas do DSOGI-FLL $\hat{v}_{o2\alpha\beta}$ e $q\hat{v}_{o2\alpha\beta}$ podem ser representadas com:

$$\begin{aligned} \hat{v}_{o2\alpha}(t) &= \hat{V}_{o2} \cos(\hat{\theta}_2) \\ \hat{v}_{o2\beta}(t) &= \hat{V}_{o2} \sin(\hat{\theta}_2), \end{aligned} \quad (4.107)$$

$$\begin{aligned} q\hat{v}_{o2\alpha}(t) &= \hat{v}_{o2\beta}(t) = \hat{V}_{o2} \sin(\hat{\theta}_2) \\ q\hat{v}_{o2\beta}(t) &= -\hat{v}_{o2\alpha}(t) = -\hat{V}_{o2} \cos(\hat{\theta}_2), \end{aligned} \quad (4.108)$$

onde $\hat{V}_{o2}$ é a amplitude estimada e $\hat{\theta}_2$ é o ângulo de fase estimado da tensão.

Figura 37 – Diagrama do Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo - Laço Sincronizado em Frequência (DSOGI-FLL)



Fonte: Adaptado de (AZEVEDO, 2011).

Através da análise da Figura 37, é possível deduzir as equações diferenciais que representam a dinâmica do DSOGI-FLL. Assim, obtém-se

$$\begin{aligned} \dot{\hat{v}}_{o2\alpha} &= \hat{\omega}_2(k(v_{o2\alpha} - \hat{v}_{o2\alpha}) - q\hat{v}_{o2\alpha}) \\ \dot{\hat{v}}_{o2\beta} &= \hat{\omega}_2(k(v_{o2\beta} - \hat{v}_{o2\beta}) - q\hat{v}_{o2\beta}), \end{aligned} \quad (4.109)$$

$$\begin{aligned} q\dot{\hat{v}}_{o2\alpha} &= \hat{\omega}_2 \hat{v}_{o2\alpha} \\ q\dot{\hat{v}}_{o2\beta} &= \hat{\omega}_2 \hat{v}_{o2\beta}, \end{aligned} \quad (4.110)$$

$$\dot{\hat{\omega}}_2 = \frac{-\gamma k \hat{\omega}_2}{\hat{V}_{o2}^2} \left(\underbrace{(v_{o2\alpha} - \hat{v}_{o2\alpha})}_{e_{vo2\alpha}} q \hat{v}_{o2\alpha} + \underbrace{(v_{o2\beta} - \hat{v}_{o2\beta})}_{e_{vo2\beta}} q \hat{v}_{o2\beta} \right). \quad (4.111)$$

Substituindo (4.106) e (4.107) em (4.111), e usando as identidades trigonométricas

$$\begin{aligned} \cos(\theta_2) \sin(\hat{\theta}_2) &= \frac{1}{2}(\sin(\theta_2 + \hat{\theta}_2) - \sin(\theta_2 - \hat{\theta}_2)) \\ \sin(\theta_2) \cos(\hat{\theta}_2) &= \frac{1}{2}(\sin(\theta_2 + \hat{\theta}_2) + \sin(\theta_2 - \hat{\theta}_2)), \end{aligned} \quad (4.112)$$

obtem-se

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}}_2 &= \frac{-\gamma k \hat{\omega}_2}{\hat{V}_{o2}^2} \left((V_{o2} \cos(\theta_2) - \hat{V}_{o2} \cos(\hat{\theta}_2)) \hat{V}_{o2} \sin(\hat{\theta}_2) + (V_{o2} \sin(\theta_2) - \hat{V}_{o2} \sin(\hat{\theta}_2)) (-\hat{V}_{o2} \cos(\hat{\theta}_2)) \right) \\ \dot{\hat{\omega}}_2 &= \frac{-\gamma k \hat{\omega}_2}{\hat{V}_{o2}^2} \left(V_{o2} \cos(\theta_2) \sin(\hat{\theta}_2) - V_{o2} \sin(\theta_2) \cos(\hat{\theta}_2) \right) \\ \dot{\hat{\omega}}_2 &= \frac{\gamma k \hat{\omega}_2}{\hat{V}_{o2}} \left(\underbrace{V_{o2}}_{\approx \hat{V}_{o2}} \underbrace{\sin(\theta_2 - \hat{\theta}_2)}_{\approx (\theta_2 - \hat{\theta}_2)} \right) \\ \dot{\hat{\omega}}_2 &\approx \gamma k \hat{\omega}_2 (\theta_2 - \hat{\theta}_2). \end{aligned} \quad (4.113)$$

Observa-se que o produto entre as variáveis γ , k e $\hat{\omega}_2$ é variante no tempo, pois depende da frequência estimada. Neste caso, a transformada de *Laplace* não é aplicável. Contudo, essa dificuldade poderia ser contornada usando o valor nominal da frequência ω_n em 4.113. Dessa forma, tem-se

$$\dot{\hat{\omega}}_2 \approx \gamma k \omega_n (\theta_2 - \hat{\theta}_2). \quad (4.114)$$

O ângulo de fase estimado ($\hat{\theta}_2$) pode ser representado com

$$\hat{\theta}_2 = \arctan \left(\frac{\hat{v}_{o2\beta}}{\hat{v}_{o2\alpha}} \right), \quad (4.115)$$

derivando a expressão (4.115), chega-se na equação diferencial a seguir

$$\dot{\hat{\theta}}_2 = \frac{\hat{v}_{o2\alpha} \dot{\hat{v}}_{o2\beta} - \dot{\hat{v}}_{o2\alpha} \hat{v}_{o2\beta}}{\hat{v}_{o2\alpha}^2 + \hat{v}_{o2\beta}^2} = \frac{\hat{v}_{o2\alpha} \dot{\hat{v}}_{o2\beta} - \dot{\hat{v}}_{o2\alpha} \hat{v}_{o2\beta}}{\hat{V}_{o2}^2}. \quad (4.116)$$

Substituindo (4.108) e (4.109) em (4.116), é possível obter

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}_2 &= \frac{\hat{v}_{o2\alpha} \overbrace{(\hat{\omega}_2 (k(v_{o2\beta} - \hat{v}_{o2\beta}) - q \hat{v}_{o2\beta}))}^{\dot{\hat{v}}_{o2\beta}} - \hat{v}_{o2\beta} \overbrace{(\hat{\omega}_2 (k(v_{o2\alpha} - \hat{v}_{o2\alpha}) - q \hat{v}_{o2\alpha}))}^{\dot{\hat{v}}_{o2\alpha}}}{\hat{V}_{o2}^2} \\ \dot{\hat{\theta}}_2 &= \frac{\hat{\omega}_2 k ((v_{o2\beta} - \hat{v}_{o2\beta}) \hat{v}_{o2\alpha} - (v_{o2\alpha} - \hat{v}_{o2\alpha}) \hat{v}_{o2\beta}) + \hat{\omega}_2 (\hat{v}_{o2\alpha}^2 + \hat{v}_{o2\beta}^2)}{\hat{V}_{o2}^2} \\ \dot{\hat{\theta}}_2 &= \frac{\hat{\omega}_2 \hat{V}_{o2}^2 / \gamma k \hat{\omega}_2}{\hat{V}_{o2}^2} \left(- (v_{o2\beta} - \hat{v}_{o2\beta}) q \hat{v}_{o2\beta} - (v_{o2\alpha} - \hat{v}_{o2\alpha}) q \hat{v}_{o2\alpha} \right) + \hat{\omega}_2 \hat{V}_{o2}^2 \\ \dot{\hat{\theta}}_2 &= \frac{\dot{\hat{\omega}}_2}{\gamma} + \hat{\omega}_2. \end{aligned} \quad (4.117)$$

Substituindo (4.114) em (4.117), chega-se em

$$\dot{\hat{\theta}}_2 \approx k\omega_n(\theta_2 - \hat{\theta}_2) + \hat{\omega}_2. \quad (4.118)$$

Considerando que $\theta_2 = \theta_n + \Delta\theta_2$, $\hat{\theta}_2 = \theta_n + \Delta\hat{\theta}_2$ e $\hat{\omega}_2 = \omega_n + \Delta\hat{\omega}_2$ em que Δ representa as variações das grandezas em torno do ponto de operação, e assumindo que $\dot{\theta}_n = \omega_n$, as expressões (4.114) e (4.118) podem ser reescritas como

$$\Delta\dot{\hat{\omega}}_2 \approx \gamma k\omega_n(\Delta\theta_2 - \Delta\hat{\theta}_2), \quad (4.119)$$

$$\Delta\dot{\hat{\theta}}_2 \approx k\omega_n(\Delta\theta_2 - \Delta\hat{\theta}_2) + \Delta\hat{\omega}_2. \quad (4.120)$$

A amplitude estimada da tensão $\hat{V}_{o2}$ pode ser representada com a expressão a seguir

$$\hat{V}_{o2} = \sqrt{\hat{v}_{o2\alpha}^2 + \hat{v}_{o2\beta}^2}, \quad (4.121)$$

cuja derivada é

$$\dot{\hat{V}}_{o2} = \frac{\dot{v}_{o2\alpha}\hat{v}_{o2\alpha} + \dot{v}_{o2\beta}\hat{v}_{o2\beta}}{\sqrt{\hat{v}_{o2\alpha}^2 + \hat{v}_{o2\beta}^2}} = \frac{\dot{v}_{o2\alpha}\hat{v}_{o2\alpha} + \dot{v}_{o2\beta}\hat{v}_{o2\beta}}{\hat{V}_{o2}}, \quad (4.122)$$

substituindo as expressões (4.108) e (4.109) em (4.122) é possível obter

$$\begin{aligned} \dot{\hat{V}}_{o2} &= \frac{\hat{v}_{o2\alpha} \overbrace{\hat{\omega}_2(k(v_{o2\alpha} - \hat{v}_{o2\alpha}) - q\hat{v}_{o2\alpha})}^{\dot{v}_{o2\alpha}} + \hat{v}_{o2\beta} \overbrace{\hat{\omega}_2(k(v_{o2\beta} - \hat{v}_{o2\beta}) - q\hat{v}_{o2\beta})}^{\dot{v}_{o2\alpha}}}{\hat{V}_{o2}} \\ \dot{\hat{V}}_{o2} &= \frac{\hat{\omega}_2 k((v_{o2\alpha} - \hat{v}_{o2\alpha})\hat{v}_{o2\alpha} + (v_{o2\beta} - \hat{v}_{o2\beta})\hat{v}_{o2\beta})}{\hat{V}_{o2}}. \end{aligned} \quad (4.123)$$

Substituindo (4.106) e (4.107) em (4.123), e usando as identidades trigonométricas a seguir

$$\begin{aligned} \cos(\theta_2) \cos(\hat{\theta}_2) &= \frac{1}{2}(\cos(\theta_2 - \hat{\theta}_2) + \cos(\theta_2 + \hat{\theta}_2)) \\ \sin(\theta_2) \sin(\hat{\theta}_2) &= \frac{1}{2}(\cos(\theta_2 - \hat{\theta}_2) - \cos(\theta_2 + \hat{\theta}_2)), \end{aligned} \quad (4.124)$$

obtem-se

$$\begin{aligned} \dot{\hat{V}}_{o2} &= \hat{\omega}_2 k(V_{o2} \underbrace{\cos(\theta_2 - \hat{\theta}_2)}_{\approx 1} - \hat{V}_{o2}) \\ \dot{\hat{V}}_{o2} &\approx \hat{\omega}_2 k(V_{o2} - \hat{V}_{o2}). \end{aligned} \quad (4.125)$$

Observa-se que o produto entre as variáveis $\hat{\omega}_2$, k e variante no tempo, pois depende da frequência estimada. Nesta situação, a transformada de *Laplace* não é aplicável. Este problema pode ser contornado usando o valor nominal da frequência ω_n angular. Além disso, considerando que $V_{o2} = V_n + \Delta V_{o2}$ e $\hat{V}_{o2} = V_n + \Delta\hat{V}_{o2}$, a expressão (4.125) pode ser reescrita como

$$\Delta\dot{\hat{V}}_{o2} \approx \omega_n k(\Delta V_{o2} - \Delta\hat{V}_{o2}). \quad (4.126)$$

A equação (4.126) pode ser representada em referencial síncrono (dq) em duas equações separadas, uma para cada eixo síncrono. A partir do sistema de equações formado pelas expressões (4.18), (4.20), (4.23) vistas na Seção 4.1 e pela expressão (4.88) vista na Subseção 4.2.4, e com sucessivas manipulações algébricas, torna-se possível obter

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\hat{v}}_{o2d} = & \frac{n_{q2}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} \Delta \hat{\omega}_2 + \frac{k\omega_n m_{q2}n_{d2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} \Delta \hat{v}_{o2d} + \frac{k\omega_n m_{q2}n_{q2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} \Delta \hat{v}_{o2q} \\ & - \frac{k\omega_n m_{q2}n_{d2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} \Delta v_{o2d} - \frac{k\omega_n m_{q2}n_{q2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} \Delta v_{o2q} - \frac{n_{q2}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} \Delta \omega_{com}, \end{aligned} \quad (4.127)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\hat{v}}_{o2q} = & -\frac{n_{d2}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} \Delta \hat{\omega}_2 - \frac{k\omega_n m_{d2}n_{d2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} \Delta \hat{v}_{o2d} - \frac{k\omega_n m_{d2}n_{q2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} \Delta \hat{v}_{o2q} \\ & + \frac{k\omega_n m_{d2}n_{d2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} \Delta v_{o2d} + \frac{k\omega_n m_{d2}n_{q2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} \Delta v_{o2q} + \frac{n_{d2}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} \Delta \omega_{com}, \end{aligned} \quad (4.128)$$

onde $\Delta \omega_{com}$ corresponde à variação de frequência angular da referência global.

4.3.2 Cálculo da corrente de referência (Δi_{i2dq}^*) em pequenos sinais

No conversor escravo, a partir das referências de potência são geradas as referências de corrente. Logo, usando as equações em pequenos sinais (4.8) e (4.9) vistas na Seção 4.1, torna-se possível obter as expressões que representam as variações das potências ativa e reativa. Dessa forma, obtém-se

$$\Delta P = -\frac{1}{k_m} \Delta \hat{\omega}_2, \quad (4.129)$$

$$\Delta Q = -\frac{1}{k_n} \Delta \hat{V}_{o2}. \quad (4.130)$$

Como discutido no Capítulo 2, na implementação da técnica de controle por inclinação são requeridos os valores médios das potências ativa e reativa. Consequentemente, na técnica *droop* reverso os valores médios da frequência e da magnitude de tensão são necessários. Portanto, filtros passa-baixas de primeira ordem são usados, na obtenção desses valores. Então, considerando a dinâmica dos filtros, as expressões (4.129) e (4.130) podem ser reescritas no domínio da frequência da forma,

$$\Delta P(s) = -\frac{\omega_f}{(s + \omega_f)k_m} \Delta \hat{\omega}_2(s), \quad (4.131)$$

$$\Delta Q(s) = -\frac{\omega_f}{(s + \omega_f)k_n} \Delta \hat{V}_{o2}(s). \quad (4.132)$$

Aplicando a transformada inversa da *Laplace* em (4.131) e (4.132), tem-se

$$\Delta \dot{P} = -\omega_f \Delta P - \frac{\omega_f}{k_m} \Delta \hat{\omega}_2, \quad (4.133)$$

$$\Delta \dot{Q} = -\omega_f \Delta Q - \frac{\omega_f}{k_n} \Delta \hat{V}_{o2}. \quad (4.134)$$

Através da equação (4.20) apresentada na Seção 4.1 e da equação (4.134), é possível chegar-se em

$$\Delta \dot{Q} = -\omega_f \Delta Q - \frac{\omega_f n_d}{k_n} \Delta \hat{v}_{o2d} - \frac{\omega_f n_q}{k_n} \Delta \hat{v}_{o2q}. \quad (4.135)$$

No controle mestre-escravo sem comunicação, o conversor mestre define a referência de frequência dos conversores escravos, portanto, considera-se que $\Delta \omega_{mestre} = \Delta \omega_{escravo}$. Dessa forma, um sistema em espaço de estados pode ser representado, definindo que $\Delta \dot{\theta}_2 = \Delta \omega_{mestre}$, e considerando as equações (4.119), (4.120), (4.127), (4.128), (4.133) e (4.135). Logo, o sistema em notação matricial é apresentado conforme a seguir

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\theta}_2 \\ \Delta \dot{\hat{\theta}}_2 \\ \Delta \dot{\hat{\omega}}_2 \\ \Delta \dot{\hat{v}}_{o2d} \\ \Delta \dot{\hat{v}}_{o2q} \\ \Delta \dot{P} \\ \Delta \dot{Q} \end{bmatrix} = A_{escravo} \begin{bmatrix} \Delta \theta_2 \\ \Delta \hat{\theta}_2 \\ \Delta \hat{\omega}_2 \\ \Delta \hat{v}_{o2d} \\ \Delta \hat{v}_{o2q} \\ \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} + B_{escravo} \begin{bmatrix} \Delta \omega_{mestre} \\ \Delta \omega_1 \\ \Delta v_{o2d} \\ \Delta v_{o2q} \end{bmatrix} + B_{com} \begin{bmatrix} \Delta \omega_{mestre} = \Delta \omega_{com} \\ \Delta \omega_{com} \\ \Delta v_{o2d} \\ \Delta v_{o2q} \end{bmatrix}, \quad (4.136)$$

onde

$$A_{escravo} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k\omega_n}{2} & \frac{-k\omega_n}{2} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \gamma k\omega_n & -\gamma k\omega_n & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n_{q2}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} & \frac{k\omega_n m_{q2}n_{d2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} & \frac{k\omega_n m_{q2}n_{q2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-n_{d2}}{m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2}} & \frac{-k\omega_n m_{d2}n_{d2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} & \frac{-k\omega_n m_{d2}n_{q2}}{2(m_{d2}n_{q2} - m_{q2}n_{d2})} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-\omega_f}{k_m} & 0 & 0 & -\omega_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-\omega_f n_{d2}}{k_n} & \frac{-\omega_f n_{q2}}{k_n} & 0 & -\omega_f \end{bmatrix}, \quad (4.137)$$

$$B_{escravo} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-k\omega_n m_{q2} n_{d2}}{2(m_{d2} n_{q2} - m_{q2} n_{d2})} & \frac{-k\omega_n m_{q2} n_{q2}}{2(m_{d2} n_{q2} - m_{q2} n_{d2})} \\ 0 & \frac{k\omega_n m_{d2} n_{d2}}{2(m_{d2} n_{q2} - m_{q2} n_{d2})} & \frac{k\omega_n m_{d2} n_{q2}}{2(m_{d2} n_{q2} - m_{q2} n_{d2})} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.138)$$

$$B_{com} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{-n_{q2}}{m_{d2} n_{q2} - m_{q2} n_{d2}} & 0 & 0 \\ \frac{n_{d2}}{m_{d2} n_{q2} - m_{q2} n_{d2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.139)$$

O modelo em espaço de estados mostrado em (4.136), pode ser representado usando uma notação compacta, resultando em

$$\Delta \dot{x}_{escravo} = A_{escravo} \Delta x_{escravo} + B_{escravo} \Delta u_{escravo} + B_{com} \underbrace{\Delta u_{escravo}}_{\Delta \omega_{com}}. \quad (4.140)$$

Conforme as equações (4.28) e (4.29) apresentadas na Seção 4.1, observa-se que a partir da variação das potências ativa ΔP e reativa ΔQ , dos valores no ponto de operação da tensão V_{o2dq} e dos valores no ponto de operação da corrente I_{i2dq} , é possível obter as expressões que representam as variações das correntes de referência Δi_{i2dq}^* . Logo, com sucessivas manipulações algébricas em (4.28) e (4.29), chega-se a:

$$\Delta i_{i2d}^* = \frac{3(-V_{o2d} I_{i2d} + V_{o2q} I_{i2q}) \Delta v_{o2d} - 3(V_{o2q} I_{i2d} + V_{o2d} I_{i2q}) \Delta v_{o2q} + 2V_{o2d} \Delta P + 2V_{o2q} \Delta Q}{3(V_{o2d}^2 + V_{o2q}^2)}, \quad (4.141)$$

$$\Delta i_{i2q}^* = \frac{-3(V_{o2q} I_{i2d} + V_{o2d} I_{i2q}) \Delta v_{o2d} + 3(V_{o2d} I_{i2d} - V_{o2q} I_{i2q}) \Delta v_{o2q} + 2V_{o2q} \Delta P - 2V_{o2d} \Delta Q}{3(V_{o2d}^2 + V_{o2q}^2)}. \quad (4.142)$$

As equações (4.141) e (4.142) correspondem às correntes de referência utilizadas na malha de controle de corrente implementada para o controle das correntes de saída do conversor escravo, portanto, essas correntes de referência devem ser consideradas na saída do modelo matemático em pequenos sinais $\Delta y_{escravo}$ do conversor escravo. Na saída também são consideradas

as variações das tensões estimadas $\Delta \hat{v}_{o2dq}$, as quais serão usadas como *feedforward* no controle de corrente. Dessa forma, tem-se que

$$\Delta y_{escravo} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-V_{o2d}I_{i2d} + V_{o2q}I_{i2q}}{V_{o2d}^2 + V_{o2q}^2} & \frac{-V_{o2q}I_{i2d} - V_{o2d}I_{i2q}}{V_{o2d}^2 + V_{o2q}^2} & \frac{2V_{o2d}}{3(V_{o2d}^2 + V_{o2q}^2)} & \frac{2V_{o2q}}{3(V_{o2d}^2 + V_{o2q}^2)} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-V_{o2q}I_{i2d} - V_{o2d}I_{i2q}}{V_{o2d}^2 + V_{o2q}^2} & \frac{V_{o2d}I_{i2d} - V_{o2q}I_{i2q}}{V_{o2d}^2 + V_{o2q}^2} & \frac{2V_{o2q}}{3(V_{o2d}^2 + V_{o2q}^2)} & \frac{-2V_{o2d}}{3(V_{o2d}^2 + V_{o2q}^2)} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.143)$$

4.3.3 Modelagem da Malha de Controle de Corrente e Modelagem do Filtro de Saída, Rede e Carga

No controle das correntes de saída do conversor escravo, foi implementada uma malha de controle com a mesma dinâmica à utilizada no controle das correntes dos conversores da microrrede *droop* como foi apresentado na Subseção 4.2.2. Portanto, a modelagem dessa malha de controle pode ser abordada utilizando o mesmo passo-a-passo. Por consequência, tem-se que

$$\Delta \dot{\lambda}_{i2d} = (\Delta i_{i2d}^* - \Delta i_{i2d}), \quad (4.144)$$

$$\Delta \dot{\lambda}_{i2q} = (\Delta i_{i2q}^* - \Delta i_{i2q}), \quad (4.145)$$

$$\Delta v_{i2d}^* = k_{pi} (\Delta i_{i2d}^* - \Delta i_{i2d}) + k_{ii} \Delta \lambda_{i2d} - \omega L_{f2} \Delta i_{i2q} + \Delta v_{o2d}^*, \quad (4.146)$$

$$\Delta v_{i2q}^* = k_{pi} (\Delta i_{i2q}^* - \Delta i_{i2q}) + k_{ii} \Delta \lambda_{i2q} + \omega L_{f2} \Delta i_{i2d} + \Delta v_{o2q}^*. \quad (4.147)$$

Por outro lado, o conversor escravo é conectado à rede através do filtro de saída. Neste caso, o conjunto formado pelo filtro de saída, linha e carga é igual ao utilizado na conexão dos conversores da microrrede *droop* vista na Seção 4.2. Da mesma forma, é possível deduzir as equações das tensões e correntes que modelam o filtro de saída, a rede e a carga referidos ao conversor escravo. Portanto, usando o mesmo passo-a-passo chega-se nas mesmas equações em pequenos sinais apresentadas na Seção 4.2.3, repetidas aqui por conveniência didática:

$$\Delta \dot{i}_{i2d} = -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} \Delta i_{i2d} + \omega \Delta i_{i2q} - \frac{1}{L_{f2}} \Delta v_{o2d} + \frac{1}{L_{f2}} \Delta v_{i2d} + I_{i2q} \Delta \hat{\omega}_2, \quad (4.148)$$

$$\Delta \dot{i}_{i2q} = -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} \Delta i_{i2q} - \omega \Delta i_{i2d} - \frac{1}{L_{f2}} \Delta v_{o2q} + \frac{1}{L_{f2}} \Delta v_{i2q} - I_{i2d} \Delta \hat{\omega}_2, \quad (4.149)$$

$$\Delta \dot{v}_{o2d} = \frac{1}{C_{f2}} \Delta i_{i2d} + \omega \Delta v_{o2q} - \frac{1}{C_{f2}} \Delta i_{o2d} + V_{o2q} \Delta \hat{\omega}_2, \quad (4.150)$$

$$\Delta \dot{v}_{o2q} = \frac{1}{C_{f2}} \Delta i_{i2q} - \omega \Delta v_{o2d} - \frac{1}{C_{f2}} \Delta i_{o2q} - V_{o2d} \Delta \hat{\omega}_2, \quad (4.151)$$

$$\Delta \dot{i}_{o2d} = -\frac{R_2}{L_2} \Delta i_{o2d} + \omega \Delta i_{o2q} + \frac{1}{L_2} \Delta v_{o2d} - \frac{1}{L_2} \Delta v_{Ld} + I_{o2q} \Delta \hat{\omega}_2, \quad (4.152)$$

$$\Delta \dot{i}_{o2q} = -\frac{R_2}{L_2} \Delta i_{o2q} - \omega \Delta i_{o2d} + \frac{1}{L_2} \Delta v_{o2q} - \frac{1}{L_2} \Delta v_{Lq} - I_{o2d} \Delta \hat{\omega}_2, \quad (4.153)$$

$$\Delta \dot{v}_{Ld} = \frac{1}{C_L} \Delta i_{o1d} + \omega \Delta v_{Lq} + \frac{1}{C_L} \Delta i_{o2d} - \frac{1}{C_L} \Delta i_{Ld} + V_{Lq} \Delta \hat{\omega}_2, \quad (4.154)$$

$$\Delta \dot{v}_{Lq} = \frac{1}{C_L} \Delta i_{o1q} - \omega \Delta v_{Ld} + \frac{1}{C_L} \Delta i_{o2q} - \frac{1}{C_L} \Delta i_{Lq} - V_{Ld} \Delta \hat{\omega}_2, \quad (4.155)$$

onde I_{i2dq} , V_{o2dq} , I_{o2dq} , V_{Ldq} , são constantes. Como discutido anteriormente, o conversor deve ser capaz de sintetizar as tensões e as correntes de referência desejadas que são entregues à rede. Portanto, considerando que $v_{i2dq} = v_{i2dq}^*$ e substituindo as equações (4.146) e (4.147) obtidas na modelagem do controle de corrente, em (4.148) e (4.149), chega-se a:

$$\Delta \dot{i}_{i2d} = \frac{k_{ii}}{L_{f2}} \Delta \lambda_{i2d} + \frac{-R_{f2} - k_{pi}}{L_{f2}} \Delta i_{i2d} - \frac{1}{L_{f2}} \Delta v_{o2d} + \frac{k_{pi}}{L_{f2}} \Delta i_{i2d}^* + \frac{1}{L_{f2}} \Delta v_{o2d}^* + I_{i2q} \Delta \hat{\omega}_2, \quad (4.156)$$

$$\Delta \dot{i}_{i2q} = \frac{k_{ii}}{L_{f2}} \Delta \lambda_{i2q} + \frac{-R_{f2} - k_{pi}}{L_{f2}} \Delta i_{i2q} - \frac{1}{L_{f2}} \Delta v_{o2q} + \frac{k_{pi}}{L_{f2}} \Delta i_{i2q}^* + \frac{1}{L_{f2}} \Delta v_{o2q}^* - I_{i2d} \Delta \hat{\omega}_2. \quad (4.157)$$

As equações (4.144), (4.145) e (4.150) à (4.157), podem ser representadas através de um sistema de espaço de estados

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\lambda}_{i2d} \\ \Delta \dot{\lambda}_{i2q} \\ \Delta \dot{v}_{o2d} \\ \Delta \dot{v}_{o2q} \\ \Delta \dot{i}_{o2d} \\ \Delta \dot{i}_{o2q} \\ \Delta \dot{v}_{Ld} \\ \Delta \dot{v}_{Lq} \\ \Delta \dot{i}_{i2d} \\ \Delta \dot{i}_{i2q} \end{bmatrix} = A_{CR2} \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{i2d} \\ \Delta \lambda_{i2q} \\ \Delta v_{o2d} \\ \Delta v_{o2q} \\ \Delta i_{o2d} \\ \Delta i_{o2q} \\ \Delta v_{Ld} \\ \Delta v_{Lq} \\ \Delta i_{i2d} \\ \Delta i_{i2q} \end{bmatrix} + B_{CR2} \begin{bmatrix} \Delta \hat{\omega}_2 \\ \Delta i_{i2d}^* \\ \Delta i_{i2q}^* \\ \Delta \hat{v}_{o2d} \\ \Delta \hat{v}_{o2q} \\ \Delta i_{Ld} \\ \Delta i_{Lq} \end{bmatrix}. \quad (4.158)$$

O modelo em espaço de estados mostrado em (4.158), pode ser representado usando uma notação compacta, resultando em

$$\Delta \dot{x}_{CR2} = A_{CR2} \Delta x_{CR2} + B_{CR2} \Delta u_{CR2}. \quad (4.159)$$

onde

$$A_{CR2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & \overbrace{0 \ 0}^{i_{o1dq}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \ 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega & \frac{-1}{C_{f2}} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{f2}} & 0 & 0 \ 0 \\ 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{f2}} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{f2}} & 0 \ 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & \frac{-R_2}{L_2} & \omega & \frac{-1}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \ 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\omega & \frac{-R_2}{L_2} & 0 & \frac{-1}{L_2} & 0 & 0 & 0 \ 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_L} & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & \frac{1}{C_L} \ 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_L} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 \ \frac{1}{C_L} \\ \frac{k_{ii}}{L_{f2}} & 0 & \frac{-1}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_{f2} - k_{pi}}{L_{f2}} & 0 & 0 \ 0 \\ 0 & \frac{k_{ii}}{L_{f1}} & 0 & \frac{-1}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_{f2} - k_{pi}}{L_{f2}} & 0 \ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.160)$$

$$B_{CR2} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ V_{o2d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -V_{o2q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ I_{o2d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -I_{o2q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ V_{Ld} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_L} & 0 \\ -V_{Lq} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_L} \\ I_{i2d} & \frac{k_{pi}}{L_{f2}} & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 \\ -I_{i2q} & 0 & \frac{k_{pi}}{L_{f2}} & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.161)$$

Como foi visto na Figura 36, os conversores mestre e escravo operam conectados em paralelo através das linhas e dos filtros de saída. Portanto, considerando as conexões de ambos os conversores, a equação (4.158) pode ser reescrita como

$$\Delta \dot{x}_{CR} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{CR1} & 0 \\ 0 & A_{CR2} \end{bmatrix}}_{A_{CR}} \Delta x_{CR} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{CR1} & 0 \\ 0 & B_{CR2} \end{bmatrix}}_{B_{CR}} \Delta u_{CR}, \quad (4.162)$$

onde $\Delta x_{CR} = [\Delta \lambda_{v_{o1dq}}, \Delta \lambda_{i_{i1dq}}, \Delta v_{o1dq}, \Delta i_{o1dq}, \Delta i_{i1dq}, \Delta \lambda_{i_{i2dq}}, \Delta v_{o2dq}, \Delta i_{o2dq}, \Delta v_{Ldq}, \Delta i_{i2dq}]^T$ e $\Delta u_{CR} = [\Delta \omega_1, \Delta v_{o1dq}^*, \Delta \hat{\omega}_2, \Delta i_{i2dq}^*, \Delta \hat{v}_{o2dq}, \Delta i_{Ldq}]^T$.

Assumindo o conversor mestre como referência global (assunto brevemente apresentado na Seção (4.2.4), as equações (4.8) e (4.28) (vistas na Seção 4.1), podem ser utilizadas para representar a saída correspondente à frequência da referência global ($\Delta\omega_{mestre} = \Delta\omega_{com}$). Além disso, na saída são consideradas as variáveis ($\Delta v_{o1dq}, \Delta i_{o1dq}, \Delta v_{o2dq}$), que serão as entradas dos modelos do conversor mestre e do conversor escravo. Dessa forma, a saída Δy_{CR} é dada por:

$$\Delta y_{CR} = \begin{bmatrix} 0000 & 1 & 0 & 00 & 0 & 0 & 0000000000 \\ 0000 & 0 & 1 & 00 & 0 & 0 & 0000000000 \\ 0000 & 0 & 0 & 00 & 1 & 0 & 0000000000 \\ 0000 & 0 & 0 & 00 & 0 & 1 & 0000000000 \\ 0000 & -1.5k_m I_{i2d} - 1.5k_m I_{i2q} & 00 & -1.5k_m V_{o2d} - 1.5k_m V_{o2q} & 0000000000 \\ 0000 & 0 & 0 & 00 & 0 & 0 & 0010000000 \\ 0000 & 0 & 0 & 00 & 0 & 0 & 0001000000 \end{bmatrix} \Delta x_{CR}, \quad (4.163)$$

a qual representada usando uma notação compacta é

$$\Delta y_{CR} = C_{CR} \Delta x_{CR}. \quad (4.164)$$

4.3.4 Representação do Sistema em Diagrama de Blocos

Na Figura 38 é exibido o diagrama de blocos do modelo em pequenos sinais da microrrede vista na Figura 36. O conversor mestre, possui a função de fornecer as referências de frequência para o conversor escravo. Portanto, o mestre é controlado como uma fonte de tensão baseado na técnica de controle por inclinação, cujo modelo em pequenos sinais foi apresentado na Seção 4.2, e o modelo em pequenos sinais do conversor escravo foi abordado nas seções anteriores, em que já foi considerada a referência global do sistema ($\Delta\omega_{com}$), nos modelos do mestre e do escravo.

Assim, de forma genérica, através das expressões (4.89) vistas na Seção 4.2.4 e (4.140) apresentada na Seção 4.3.2, obtém-se

$$\Delta \dot{x}_{vsi} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{mestre} & 0 \\ 0 & A_{escravo} \end{bmatrix}}_{A_{vsi}} \Delta x_{vsi} + \underbrace{\left(\begin{bmatrix} B_{mestre} & 0 \\ 0 & B_{escravo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & B_{com} \end{bmatrix} \right)}_{B_{vsi}} \Delta u_{vsi}, \quad (4.165)$$

onde $\Delta x_{vsi} = [\Delta\omega_1, \Delta v_{o1dq}^*, \Delta\theta_2, \Delta\hat{\theta}_2, \Delta\hat{\omega}_2, \Delta\hat{v}_{o2dq}, \Delta P_2, \Delta Q_2]^T$ e $\Delta u_{vsi} = [\Delta i_{i1dq}, \Delta v_{o1dq}, \Delta\omega_1, \Delta v_{o2dq}]^T$, respectivamente.

De acordo com a Figura 38, deve ser consideradas como saídas do conversor mestre a variação da frequência $\Delta\omega_1$ e a variação da tensão Δv_{o1dq}^* . E no conversor escravo deve ser consideradas como saídas a variação da frequência $\Delta\hat{\omega}_2$, a variação da corrente $\Delta\hat{i}_{i2dq}^*$ e a

escravo sem comunicação



Fonte: O Autor (2021).

variação da tensão $\Delta \hat{v}_{o2dq}$. Dessa forma, a saída Δy_{vsi} é dada por

(4.166)

a qual representada usando uma notação compacta é

(4.167)

Através da análise da Figura 38, e considerando as relações entre o modelo dos conversores e o modelo dos filtros de saída, rede, controle de tensão e corrente é possível deduzir uma equação de espaços de estados que represente a microrrede como um todo. Dessa forma, tem-se

(4.168)

Como pode ser visto na Figura 38, a entrada Δu_{vsi} do modelo em pequenos sinais dos conversores é a saída Δy_{CR} correspondente ao modelo em pequenos sinais: controle de tensão e corrente, filtros de saída, rede e carga. Além disso, a entrada Δu_{CR} do modelo: controle de

tensão e corrente, filtros de saída, rede e carga é a saída Δy_{vsi} do modelo dos conversores. Logo, essas relações podem ser representadas com as equações a seguir

$$\Delta u_{vsi} = C_{CR} \Delta x_{CR}, \quad (4.169)$$

$$\Delta u_{CR} = C_{vsi} \Delta x_{vsi}. \quad (4.170)$$

Assim, utilizando notação matricial, tem-se

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{vsi} \\ \Delta u_{CR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & C_{CR} \\ C_{vsi} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_{vsi} \\ \Delta x_{CR} \end{bmatrix}. \quad (4.171)$$

Logo, substituindo (4.171) em (4.169), obtém-se

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_{vsi} \\ \Delta \dot{x}_{CR} \end{bmatrix} = \underbrace{\left(\begin{bmatrix} A_{vsi} & 0 \\ 0 & A_{CR} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & B_{vsi} C_{CR} \\ B_{CR} C_{vsi} & 0 \end{bmatrix} \right)}_{A_s} \begin{bmatrix} \Delta x_{vsi} \\ \Delta x_{CR} \end{bmatrix}. \quad (4.172)$$

O modelo em espaço de estados mostrado em (4.172) pode ser representado usando uma notação compacta, resultando em

$$\Delta \dot{x}_s = A_s \Delta x_s. \quad (4.173)$$

Os autovalores do sistema representado por (4.173), devem ter parte real negativa para que o sistema seja estável. Assim, os autovalores do sistema podem ser calculados através da seguinte equação:

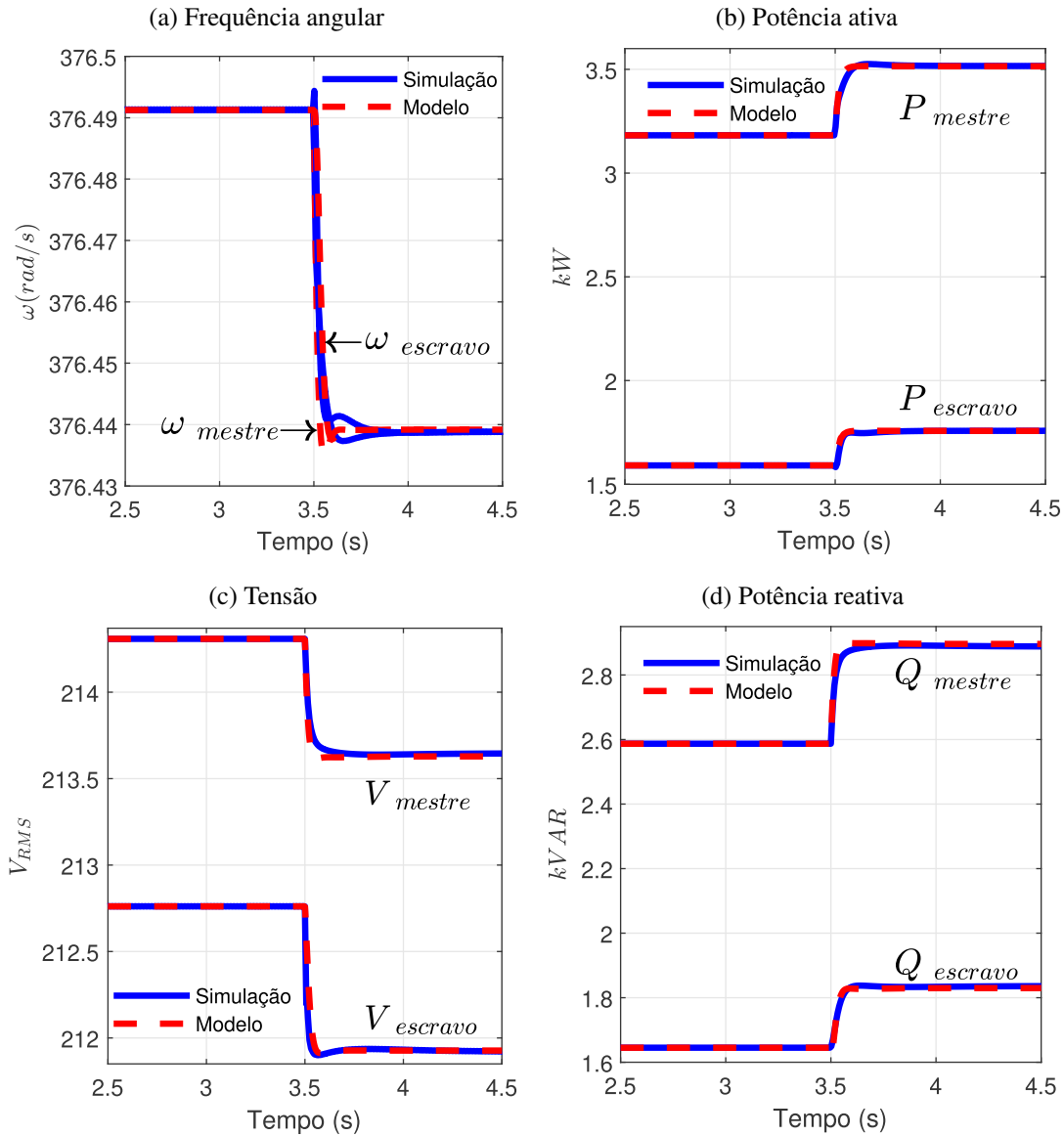
$$\det(\lambda I - A_s) = 0. \quad (4.174)$$

4.3.5 Validação do Modelo em Pequenos Sinais

A fim de verificar a representatividade do sistema através do modelo em pequenos sinais, são comparados os resultados obtidos na simulação do sistema representado pelo diagrama de blocos visto na Figura 38, com os resultados de simulação de uma microrrede com dois conversores em paralelo, como foi exibido na Figura 36. Em ambos os casos, a carga é representada como uma fonte corrente com uma variação de carga de 10% no tempo de 3.5 segundos. Os parâmetros utilizados na simulação foram exibidos na Tabela 5, onde os parâmetros do conversor 1 correspondem ao conversor mestre e os parâmetros do conversor 2 correspondem ao conversor escravo. Além disso, na Tabela 4 do Capítulo 3 foram exibidos os parâmetros utilizados no DSOGI-FLL

As Figuras 39a, 39b, 39c e 39d apresentam as variáveis analisadas, tais como: a variação de frequência $\Delta\omega$, a variação da potência ativa instantânea ΔP , a variação da tensão ΔV_{RMS} e a variação da potência reativa instantânea ΔQ de cada conversor ao aplicar uma variação na carga. Observa-se que ao comparar as curvas representadas pelo modelo de pequenos sinais com as curvas obtidas na simulação do circuito, o modelo descreve adequadamente o comportamento médio do sistema.

Figura 39 – Resultados de simulação do circuito e do modelo em pequenos sinais da microrrede mestre-escravo sem comunicação



Fonte: O Autor (2021).

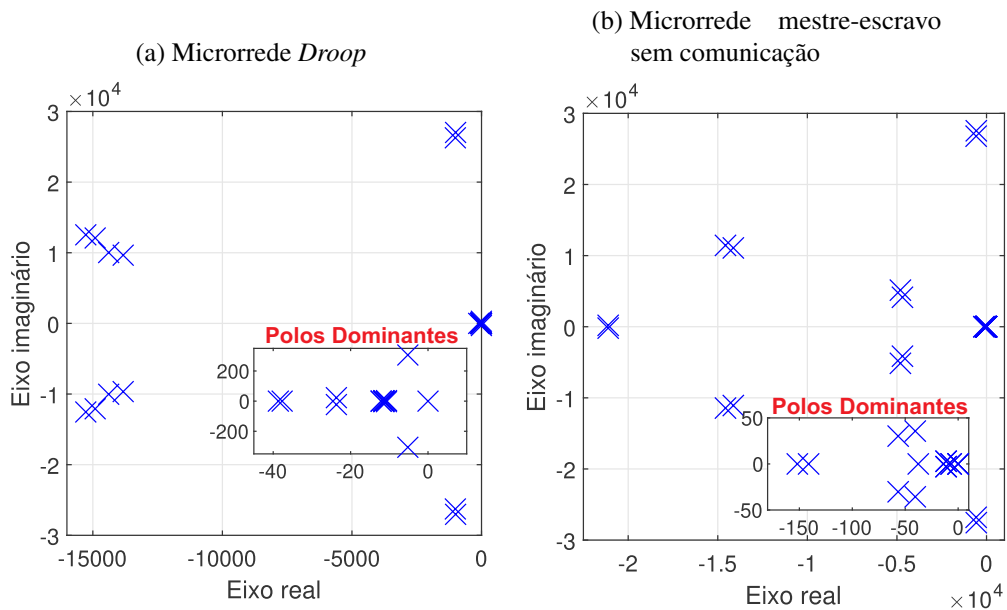
4.4 Análise de Estabilidade

A validade dos modelos matemáticos em pequenos sinais da microrrede controlada com técnica *droop* (vista na Figura 30), e da microrrede controlada com a técnica mestre escravo sem comunicação (vista na Figura 36), foi confirmada nas Seções 4.2.5 e 4.3.5, em que os modelos representaram adequadamente o comportamento das microrredes analisadas. Logo, a partir da equação de estados do sistema $\Delta \dot{x}_s = A_s \Delta x_s$ e da equação característica $\det(\lambda I - A_s) = 0$ (que são válidas para os modelos matemáticos em pequenos sinais de ambas as microrredes), é possível obter as raízes que representam os valores próprios da matriz A_s (autovalores). Em outras palavras, os polos do sistema são os autovalores da matriz A_s , cuja localização no plano complexo classifica o sistema como estável ou instável. Portanto, para

que o sistema seja considerado estável é necessário que todos os polos estejam localizados no semiplano da esquerda. Agora, se o sistema possui pelo menos um polo no semiplano da direita, então é considerado como um sistema instável.

A Figura 40 mostra a posição dos polos do sistema no plano complexo, da microrrede *droop* (Figura 40a) e da microrrede mestre-escravo sem comunicação (Figura 40b), em que foram utilizados os parâmetros vistos nas Tabelas 4 e 5. Em ambos os casos, observa-se que o sistema é estável. Além disso, os polos que aparecem na origem devido aos controladores proporcionais-integrais usados na modelagem, não comprometem a estabilidade das microrredes.

Figura 40 – Polos do sistema

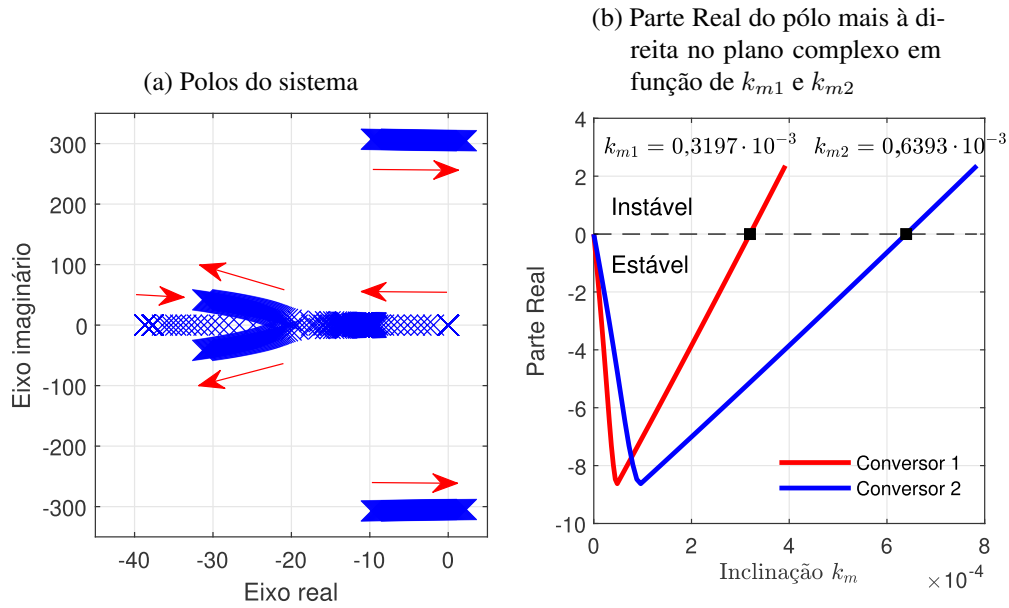


Fonte: O Autor (2021).

A estabilidade de ambas as microrredes é avaliada através da equação característica em função dos coeficientes de inclinação k_{m1} e k_{m2} , observando a alocação dos polos no plano complexo. A Figura 41a exibe a trajetória dos polos do sistema que estão mais próximos do eixo imaginário (polos dominantes) ao variar simultaneamente os parâmetros k_{m1} e k_{m2} na microrrede *droop*. Neste caso, observa-se que os polos na origem não se alteraram permanecendo fixos, sem ter influência na estabilidade do sistema com a variação paramétrica em questão. Portanto, desconsiderando os polos da origem, torna-se interessante obter a parte real do pólo localizado mais à direita no plano complexo conforme os coeficientes de inclinação variam. Dessa forma, é possível obter as curvas dos polos que estão levando o sistema para instabilidade em função dos parâmetros k_{m1} e k_{m2} , como mostrado na Figura 41b, em que o sistema torna-se instável quando $k_{m1} > 0,3197 \cdot 10^{-3}$ e $k_{m2} > 0,6393 \cdot 10^{-3}$.

Com o objetivo de comparar a estabilidade das microrredes *droop* e mestre-escravo sem comunicação, devem ser consideradas as mesmas variações paramétricas em ambos os casos. Dessa forma, a Figura 42a exibe a trajetória dos polos do sistema que estão mais próximos do eixo imaginário (polos dominantes) ao variar os parâmetros k_{m1} e k_{m2} simultaneamente na microrrede

Figura 41 – Variação dos polos da microrrede *droop* para $0 < k_{m1} < 0,3927 \cdot 10^{-3}$ e $0 < k_{m2} < 0,7854 \cdot 10^{-3}$



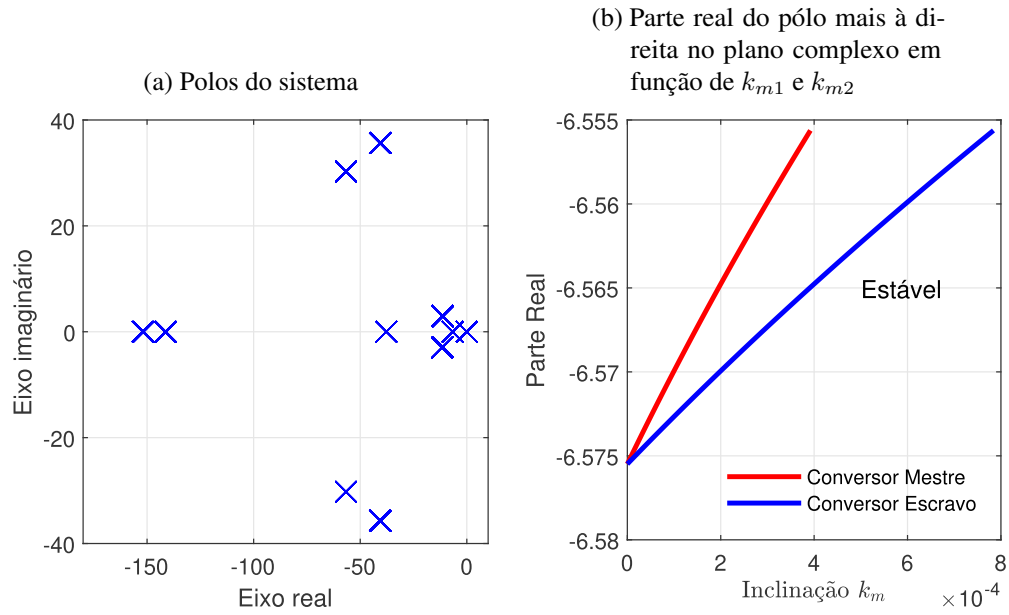
Fonte: O Autor (2021).

baseada na técnica mestre-escravo sem comunicação. Percebe-se que neste caso a posição dos polos praticamente não se altera, indicando que a estabilidade é pouco afetada pelas variações paramétricas dos coeficientes de inclinação, o que é confirmado pela Figura 42b que mostra a parte real dos polos mais à direita do plano complexo em função dos coeficientes de inclinação k_{m1} e k_{m2} (desconsiderando os polos na origem devido aos controladores proporcionais-integrais). Neste caso, com a variação paramétrica em questão o sistema permanece estável.

Por outro lado, a estabilidade das microrredes também é avaliada através da equação característica em função dos coeficientes de inclinação k_{n1} e k_{n2} , observando a variação dos polos no plano complexo. Conforme exibido na Figura 43a, pode ser vista a trajetória dos polos dominantes no plano complexo da microrrede *droop* ao variar os parâmetros k_{n1} e k_{n2} . De forma semelhante à análise anterior, desconsiderando os polos da origem devido aos controladores proporcionais-integrais, obtêm-se as curvas exibidas na Figura 43b que representam a parte real dos polos mais próximos ao semiplano direito em função dos coeficientes de inclinação k_{n1} e k_{n2} . Nesta situação, observa-se que o sistema é instável quando $k_{n1} > 3,619 \cdot 10^{-3}$ e $k_{n2} > 7,238 \cdot 10^{-3}$.

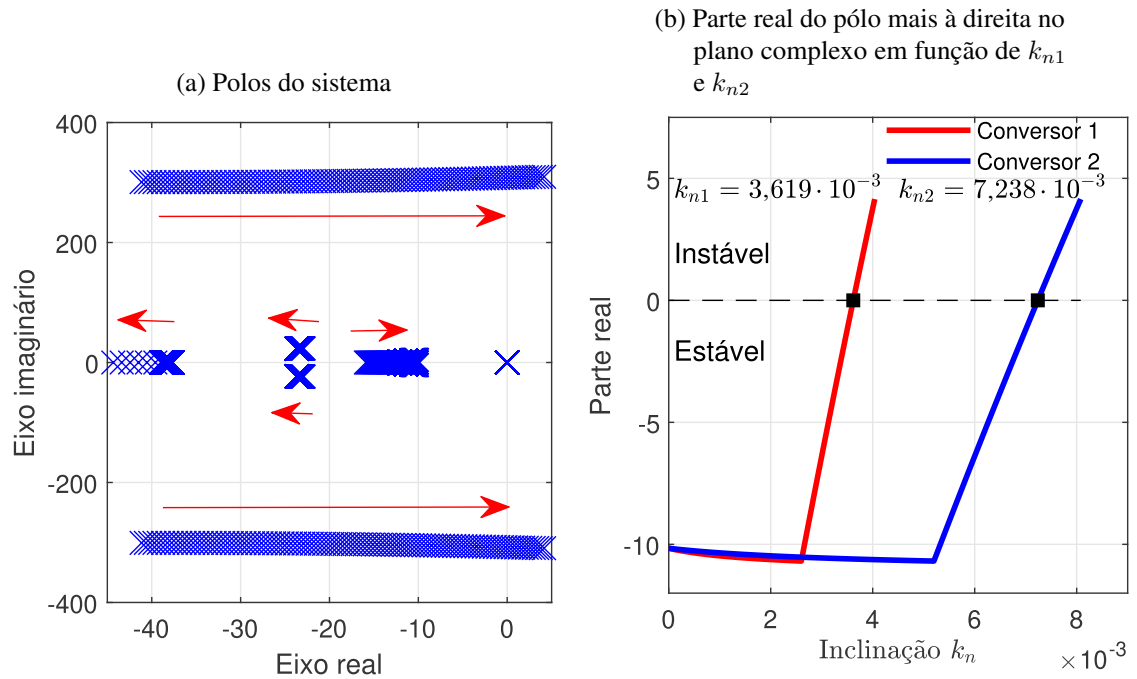
No caso do microrrede mestre-escravo sem comunicação, também foi avaliada a estabilidade usando a mesma variação paramétrica da microrrede *droop*. Portanto, ao variar simultaneamente os coeficientes de inclinação k_{n1} e k_{n2} obtêm-se a Figura 44a que mostra as trajetória dos polos dominantes. Além disso, a Figura 44b apresenta as curvas da parte real dos polos que estão mais à direita no plano complexo. Neste caso, com a variação paramétrica em questão o sistema permanece estável.

Figura 42 – Variação dos polos da microrrede mestre-escravo sem comunicação para $0 < k_{m1} < 0,3927 \cdot 10^{-3}$ e $0 < k_{m2} < 0,7854 \cdot 10^{-3}$



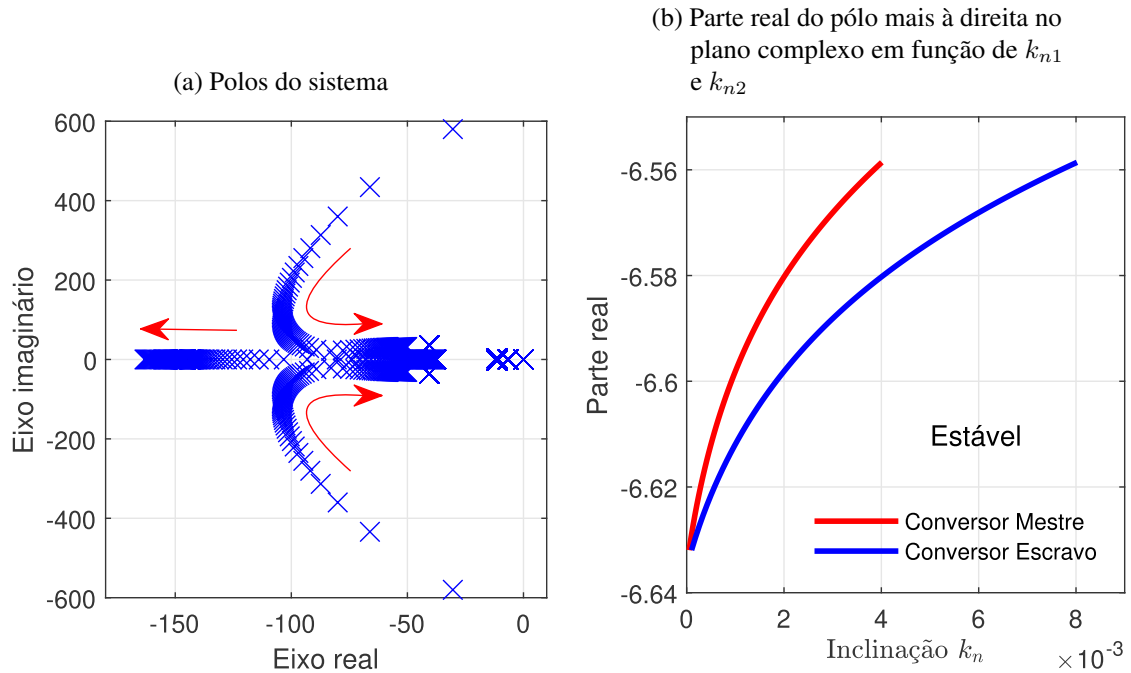
Fonte: O Autor (2021).

Figura 43 – Variação dos polos da microrrede droop para $0 < k_{n1} < 4,05 \cdot 10^{-3}$ e $0 < k_{n2} < 8,1 \cdot 10^{-3}$



Fonte: O Autor (2021).

Figura 44 – Variação dos polos da microrrede mestre-escravo sem comunicação para $0 < k_{n1} < 4,05 \cdot 10^{-3}$ e $0 < k_{n2} < 8,1 \cdot 10^{-3}$



Fonte: O Autor (2021).

4.5 Conclusões

Neste capítulo é apresentada a modelagem em pequenos sinais de um conversor conectado ao barramento infinito, a qual facilitou a modelagem em pequenos sinais de uma microrrede isolada composta por dois conversores em paralelo controlados através da técnica *droop*. Os resultados de simulação mostraram que o modelo representa satisfatoriamente a microrrede.

A partir do modelo do conversor conectado ao barramento infinito, foi desenvolvido o modelo em pequenos sinais de uma microrrede mestre-escravo sem comunicação, composta por dois conversores em paralelo, em que a modelagem do conversor escravo foi abordada com base à dinâmica do DSOGI-FLL e das características de inclinação reversas (assunto revisado no Capítulo 3). Os resultados de simulação mostraram que o modelo descreve adequadamente o comportamento da microrrede.

Vale destacar que a modelagem matemática em pequenos sinais de ambas as microrredes é genérica, ou seja, a análise pode ser entendida para um número arbitrário de conversores em paralelo, possibilitando a modelagem de diferentes topologias com conversores localizados a distancias diferentes.

Com este estudo, foi possível avaliar a estabilidade por meio da equação característica que modela cada microrrede em função dos coeficientes de inclinação. Comparando a alocação dos polos no plano complexo ao variar os coeficientes de inclinação da frequência na faixa de valores $0 < k_{m1} < 0,3927 \cdot 10^{-3}$ e $0 < k_{m2} < 0,7854 \cdot 10^{-3}$, foi observado que a microrrede *droop* torna-se instável quando $k_{m1} > 0,3197 \cdot 10^{-3}$ e $k_{m2} > 0,6393 \cdot 10^{-3}$,

porém, a mesma faixa de valores garantem estabilidade na microrrede mestre-escravo sem comunicação. Por outro lado, ao variar os coeficientes de inclinação da tensão na faixa de valores $0 < k_{n1} < 0,3927 \cdot 10^{-3}$ e $0 < k_{n2} < 0,7854 \cdot 10^{-3}$, foi observado que a microrrede *droop* é instável quando $k_{n1} > 3,619 \cdot 10^{-3}$ e $k_{n2} > 7,238 \cdot 10^{-3}$. Porém, a mesma faixa de valores garantem estabilidade na microrrede mestre-escravo sem comunicação.

5 COMPARAÇÃO DO DESEMPENHO DAS TÉCNICAS NO COMPARTILHAMENTO DE POTÊNCIA

Como discutido no Capítulo 2, as relações de controle de inclinação podem ser determinadas dependendo do ângulo da impedância da linha, ou seja, se a impedância da linha é considerada predominantemente indutiva ou resistiva. A Tabela 6 mostra as relações do controle *droop* e do controle *droop* reverso de acordo com a impedância da linha.

Tabela 6 – Relações do controle por inclinação para linhas indutivas e resistivas

Técnica de Controle	Linha Indutiva $\vec{Z} = jX \rightarrow \vec{Z} = X\angle 90^\circ$	Técnica de Controle	Linha Resistiva $\vec{Z} = R \rightarrow \vec{Z} = R\angle 0^\circ$
<i>Droop</i>	$\omega = \omega_o - k_m P$	<i>Droop</i>	$\omega = \omega_o + k_m Q$
Indutivo (LD)	$E = E_o - k_n Q$	Resistivo (RD)	$E = E_o - k_n P$
<i>Droop</i> Indutivo	$P = (\omega_o - \omega)/k_m$	<i>Droop</i> Resistivo	$P = (E_o - E)/k_n$
Reverso (RLD)	$Q = (E_o - E)/k_n$	Reverso (RRD)	$Q = (-\omega_o + \omega)/k_m$

Fonte: O Autor (2021).

Por outro lado, é desejável que a energia produzida pelas unidades de GD da microrrede, seja totalmente utilizada pela carga. Para isso os conversores da microrrede devem fornecer uma tensão de boa qualidade (simétrica e senoidal fundamental) e a carga deve demandar uma corrente equilibrada, fundamental senoidal e em fase com as tensões. Porém, quando numa microrrede as condições ideais de operação não são atendidas, surgem efeitos adversos (harmônicos, tensões desbalanceadas e baixo fator de potência) que impedem o uso total de energia, fazendo com que a microrrede opere de forma ineficiente. É importante destacar que esses efeitos adversos geralmente são causados por cargas ineficientes, que no caso de cargas não lineares pode resultar em uma distorção harmônica significativa das tensões da microrrede e no caso de cargas desequilibradas pode resultar na assimetria da amplitude das tensões, gerando um desbalanço de tensão. Portanto, a microrrede deve ser capaz de operar sob condições de carga não linear e desequilibrada com um desempenho adequado.

Neste capítulo, as técnicas de controle apresentadas na Tabela 6 são implementadas em uma microrrede *droop* e uma microrrede mestre-escravo sem comunicação, conforme discutido nos Capítulos 2 e 3. O desempenho no compartilhamento de potências das microrredes é comparado. Além disso, tendo em conta que as impedâncias das linhas têm uma influência importante no compartilhamento de potência, cada microrrede é analisada considerando diferentes tipos de impedâncias de linha.

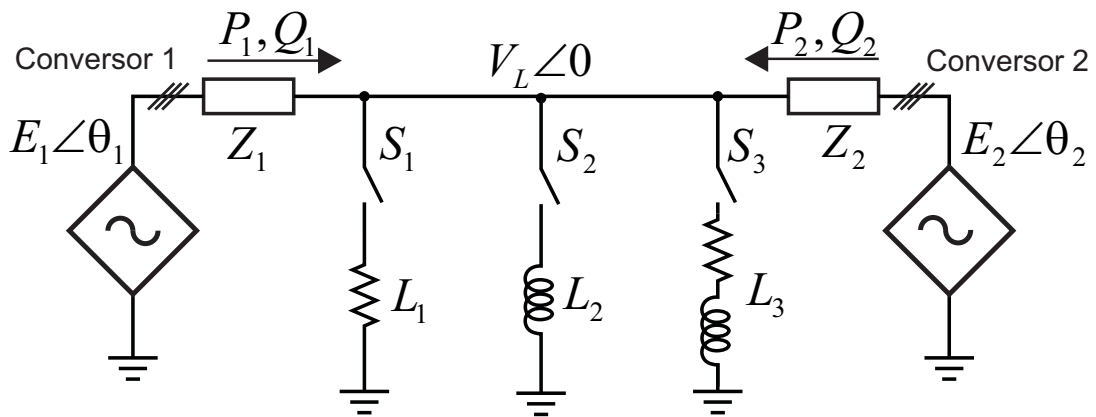
Ainda neste capítulo, os desempenhos da microrrede *droop* e da microrrede mestre-escravo sem comunicação são comparados sob condições de carga não linear e desequilibrada, no modo de operação autônomo. Além disso, é apresentada uma estratégia para a compensação das tensões desbalanceadas da microrrede mestre-escravo sem comunicação.

5.1 Microrredes Analisadas

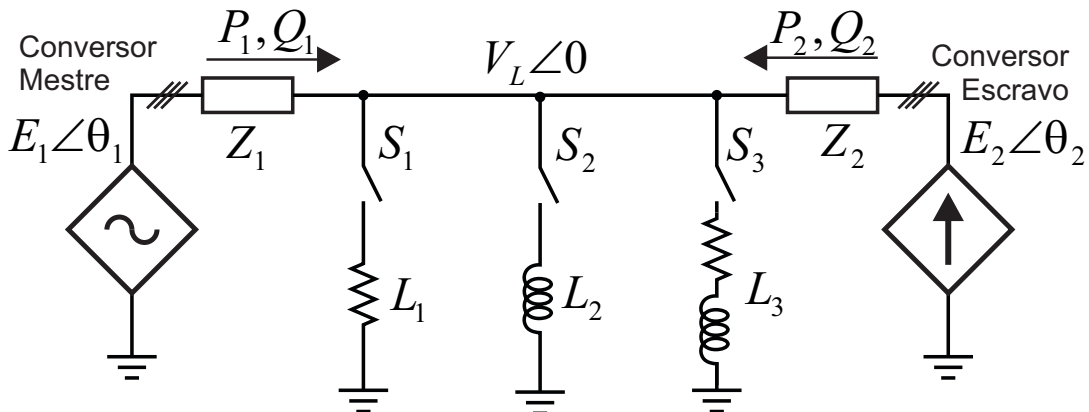
Nesta análise é adotada uma microrrede *droop* como ilustrado na Figura 45a, na qual o conversor 1 tem o dobro de capacidade em potência nominal do que o conversor 2. Também é adotada uma microrrede mestre-escravo sem comunicação como exibido na Figura 45b, em que o conversor mestre tem o dobro de capacidade em potência nominal do que o conversor escravo. Além disso, é considerado que ambas as microrredes operam de forma autônoma, e que alimentam três de cargas com características diferentes: L_1 puramente resistiva 10 kW conectada em 1.375 segundos, L_2 puramente indutiva 5 kVAr conectada em 3.875 segundos e L_3 resistiva-indutiva $5\text{ kW} + 5\text{ kVAr}$ conectada em 6.375 segundos. Os parâmetros utilizados na simulação das microrredes foram apresentados nas Tabelas 3 e 4. Além disso, cada microrrede é analisada considerando os cinco cenários de impedância de linha exibidos na Tabela 7. Por conveniência didática, a microrrede baseada na técnica LD é denominada microrrede *droop* indutivo (MLD), a baseada na técnica RD é denominada microrrede *droop* resistivo (MRD), a baseada na técnica RLD é chamada microrrede mestre-escravo sem comunicação indutivo (MMEL) e a baseada na técnica RRD é chamada microrrede mestre-escravo sem comunicação resistivo (MMER)

Figura 45 – Topologia das microrredes

(a) Microrrede *Droop*



(b) Microrrede Mestre-Escravo sem Comunicação



Fonte: O Autor (2021).

Tabela 7 – Cenários de impedância das linhas

Caso	Tipo de Linha	Z_1	Z_2
Caso 1	Linhas indutivas com a mesma impedância	$R_1 = 1 \text{ m}\Omega$	$R_2 = 1 \text{ m}\Omega$
		$L_1 = 2,93 \text{ mH}$	$L_2 = 2,93 \text{ mH}$
Caso 2	Linhas resistivas com a mesma impedância	$R_1 = 1,1 \Omega$	$R_2 = 1,1 \Omega$
		$L_1 = 0$	$L_2 = 0$
Caso 3	Linhas resistivo-indutivas com a mesma impedância	$R_1 = 0,78 \Omega$	$R_2 = 0,78 \Omega$
		$L_1 = 2,07 \text{ mH}$	$L_2 = 2,07 \text{ mH}$
Caso 4	Linhas indutivas com impedâncias diferentes	$R_1 = 1 \text{ m}\Omega$	$R_2 = 1 \text{ m}\Omega$
		$L_1 = 2,93 \text{ mH}$	$L_2 = 1,46 \text{ mH}$
Caso 5	Linhas resistivas com impedância diferente	$R_1 = 1,1 \Omega$	$R_2 = 0,55 \Omega$
		$L_1 = 2,93 \text{ mH}$	$L_2 = 1,46 \text{ mH}$

Fonte: O Autor (2021).

5.2 Figuras de Mérito

Como proposto por (AZEVEDO et al., 2019), o desempenho das técnicas de controle vistas na Tabela 6, pode ser avaliado por meio de quatro figuras de mérito, tais como: o erro no compartilhamento de potência ativa, o erro no compartilhamento de potência reativa, a regulação da tensão e a regulação da frequência. Contudo, é importante ressaltar que as figuras de mérito devem ser avaliadas quando a microrrede estiver operando em regime permanente.

5.2.1 Erro no Compartilhamento de Potência Ativa

Quando a microrrede está no modo de operação autônomo, a demanda de potência ativa pela carga é atendida pelos conversores. Portanto, cada conversor deve fornecer à carga uma potência proporcional à sua capacidade nominal em comparação à capacidade nominal dos outros conversores. Dessa forma, considerando uma microrrede com N conversores em paralelo, que alimenta um conjunto de cargas M , é desejável que o conversor i forneça à carga a potência ativa definida pela equação a seguir

$$P_i^* = \frac{S_{i_{nom}}}{\sum_{i=1}^N S_{i_{nom}}} \sum_{j=1}^M P_{L_j}, \quad (5.1)$$

na qual, $S_{i_{nom}}$ representa a potência nominal do conversor i e P_{L_j} corresponde à demanda de potência ativa da carga j incluindo as perdas das linhas da microrrede. Assim, a partir da potência ativa desejada P_i^* e da potência ativa P_i realmente fornecida pelo conversor i , torna-se possível calcular o erro no compartilhamento de potência ativa, resultando em

$$E_{P_i} \% = \frac{P_i - P_i^*}{P_i^*} 100\%. \quad (5.2)$$

5.2.2 Erro no Compartilhamento de Potência Reativa

De forma semelhante, a demanda de potência reativa pela carga é atendida pelos conversores. Portanto, cada conversor deve fornecer à carga uma potência proporcional à sua capacidade nominal em comparação à capacidade nominal dos outros conversores. Dessa forma, é desejável que o conversor i forneça à carga a potência reativa definida pela equação a seguir

$$Q_i^* = \frac{S_{i_{nom}}}{\sum_{i=1}^N S_{i_{nom}}} \sum_{j=1}^M Q_{L_j}, \quad (5.3)$$

na qual, Q_{L_j} representa a demanda de potência reativa da carga j incluindo a demanda das linhas da microrrede. Assim, a partir da potência reativa desejada Q_i^* e da potência reativa Q_i realmente fornecida pelo conversor i , é possível calcular o erro no compartilhamento de potência reativa, resultando em

$$E_{Q_i}\% = \frac{Q_i - Q_i^*}{Q_i^*} 100\%. \quad (5.4)$$

5.2.3 Regulação de Tensão

Um dos critérios para avaliar o desempenho de uma microrrede é a regulação da tensão. Tal critério indica o desvio da tensão nos terminais de saída dos conversores em relação à tensão nominal. Logo, a regulação de tensão é calculada com

$$\Delta V_i\% = \frac{V_i - V_{nom}}{V_{nom}} 100\%, \quad (5.5)$$

onde V_i é a tensão em RMS do conversor i e V_{nom} corresponde à tensão nominal. É importante destacar que, nos casos em que as tensões são desbalanceadas deve ser escolhida a fase com maior desvio de tensão.

5.2.4 Regulação da Frequência

A regulação da frequência indica a variação da frequência do conversor i em relação à frequência nominal. Dessa forma tem-se

$$\Delta f_i\% = \frac{f_i - f_{nom}}{f_{nom}} 100\%, \quad (5.6)$$

onde, f_i é a frequência do conversor i e f_{nom} corresponde à frequência nominal. É importante destacar que, em regime permanente as frequências dos conversores convergem para o mesmo valor, portanto, nesta análise apenas a variação de frequência de um dos conversores é atribuída à microrrede.

5.2.5 Distorção Harmônica Total de Tensão

Em condições de operação de carga não linear, a distorção harmônica total de tensão (DHT) é um dos principais indicadores da qualidade da energia. Esta figura de mérito avalia a

distorção das ondas de tensão comparando a componente da fundamental com a soma total das componentes harmônicas, dessa forma tem-se

$$DHT\% = \frac{V_h}{V_1} 100\%, \quad (5.7)$$

onde, V_1 é a componente fundamental em *rms* e a tensão V_h em *rms* é dada por

$$V_h = \sqrt{V_{h2}^2 + V_{h3}^2 + \dots + V_{hn}^2}. \quad (5.8)$$

5.2.6 Fator de Desbalanço de Tensão

Em condições de operação de carga desequilibrada, como consequência das correntes assimétricas, pode ocorrer desbalanço da tensão, a qual pode ser representada em termos das componentes simétricas: v_1^+ , v_1^- , v_1^0 . O desequilíbrio das tensões é avaliado por meio de uma figura de mérito chamada fator de desbalanço de tensão (FDV), dada por.

$$FDV\% = \frac{V^-}{V^+} 100\%. \quad (5.9)$$

onde V^- e V^+ são os valores *rms* das componentes de sequência negativa e positiva das tensões, respectivamente.

5.3 Resultados de Simulação

Observa-se nos resultados de simulação dos cinco casos de impedância de linha, que ambas as microrredes (*droop* e mestre-escravo sem comunicação) são equivalentes em regime permanente. Isso pode ser observado tanto na forma de controle para linhas indutivas, quanto na forma de controle para linhas resistivas.

5.3.1 Caso 1

Os resultados de simulação considerando linhas indutivas com a mesma impedância $Z_1 = Z_2$, são exibidos na Figura 46 e observa-se que as respostas temporais da microrrede *droop* e da microrrede mestre-escravo sem comunicação apresentam resultados semelhantes. A Figura 46a mostra que na MLD e na MMEL tanto o conversor 1 quanto o conversor mestre fornecem o dobro da potência ativa do conversor 2 e do conversor escravo, e portanto, o erro no compartilhamento de potência ativa é próximo de zero, conforme mostrado na Tabela 8. Por outro lado, o compartilhamento de potência reativa não têm a proporção desejada, em que o conversor 1 e o mestre fornecem menos potência reativa do que desejado, e o conversor 2 e o escravo fornecem mais potência reativa do que desejado. A máxima variação da tensão e frequência ocorre quando as três cargas são ligadas (entre 6.375 s e 8.875 s) atingindo valores de -6.84% e -0.34% , como mostrado na Tabela 8.

A Figura 46b mostra um comportamento que muda completamente, já que na MRD e na MMER o compartilhamento de potência ativa é impreciso, pois esta potência está relacionada à tensão sendo influenciada pela queda de tensão na impedância das linhas. Conforme mostrado na Tabela 8, o compartilhamento de potência reativa apresenta um melhor resultado em comparação à MLD e MMEL. Neste caso, como a potência reativa depende da frequência é esperado um erro de compartilhamento de potência próximo de zero, mas isso não acontece devido ao fato da potência reativa utilizada na bobina e no capacitor dos filtros de saída, já que conforme visto na Figura 8, em cada conversor, a potências ativa e reativa são calculadas considerando a tensão v_o sobre o capacitor C_f e a corrente i_i que flui pelo indutor L_f dos filtros de saída. As potências demandadas pelos filtros de saída não são consideradas no cálculo dos erros do compartilhamento de potência, que no caso do erro do compartilhamento de potência ativa este fato não tem efeito, pois a potência ativa demandada pelos filtros é praticamente desprezível. Já no caso do erro de compartilhamento da potência reativa, esse fato tem efeito, uma vez que os filtros de saída são baseados em elementos de armazenamento de energia (indutor e capacitor) que demandam uma potência reativa que não é desprezível.

As Figuras 46a e 46b também mostram o ângulo de defasagem entre a tensão de saída de cada conversor e a tensão da carga. Neste caso, como a impedância da linha é predominantemente indutiva, o ângulo δ depende principalmente do comportamento da potência ativa, e portanto, o ângulo estará modificando-se conforme o fluxo de potência varia. O ângulo de cada conversor será tal que satisfaça a equação (2.7) vista no Capítulo 2.

Tabela 8 – Comparação das técnicas de controle para o caso 1

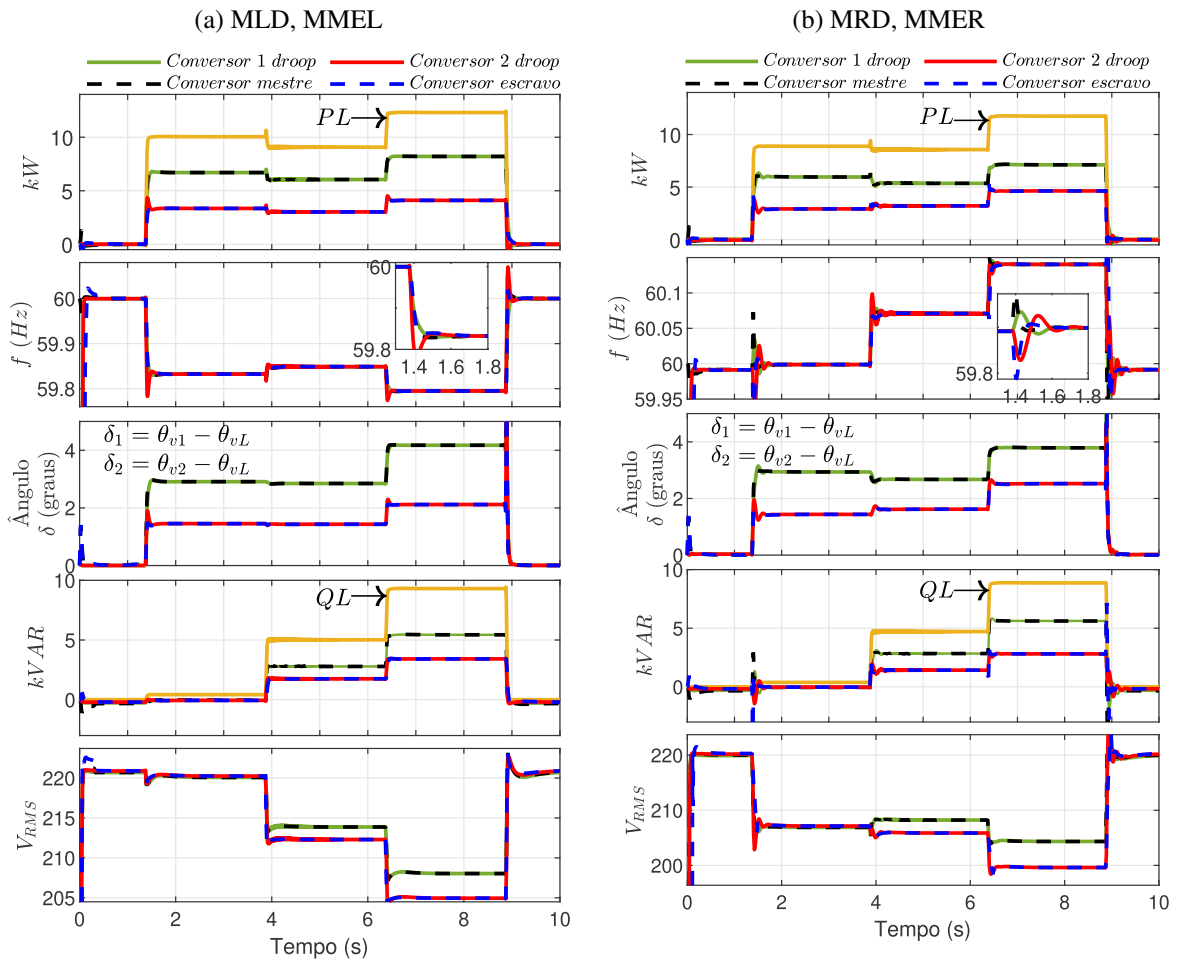
Parâmetro	Técnica de Controle					
	MLD, MMEL			MRD, MMER		
	L_1	L_2	L_3	L_1	L_2	L_3
EP_1, EP_{mestre}	0,01%	0,01%	0,01%	0,64%	-6,23%	-9,13%
$EP_2, EP_{escravo}$	-0,02%	-0,02%	-0,01%	-1,28%	12,46%	18,27%
EQ_1, EQ_{mestre}	--	-16,71%	-12,39%	--	-9,7%	-4,92%
$EQ_2, EQ_{escravo}$	--	4,63%	10,21%	--	-9,66%	-4,9%
$\Delta V_1, \Delta V_{mestre}$	0,03%	-2,79%	-5,44%	-5,96%	-5,36%	-7,12%
$\Delta V_2, \Delta V_{escravo}$	0,11%	-3,5%	-6,84%	-5,85%	-6,42%	-9,26%
$\Delta f_{droop}, \Delta f_{ME}$	-0,28%	-0,25%	-0,34%	0%	0,12%	0,23%

Fonte: O Autor (2021).

5.3.2 Caso 2

Os resultados de simulação considerando linhas resistivas com a mesma impedância $Z_1 = Z_2$, são exibidos na Figura 47 e observa-se que as respostas temporais da microrrede *droop* e da microrrede mestre-escravo sem comunicação apresentam resultados semelhantes. A Figura 47a mostra que na MLD e na MMEL tanto o conversor 1 quanto o conversor mestre fornecem o dobro da potência ativa do conversor 2 e do conversor escravo, e portanto, o erro no compartilhamento de potência ativa é próximo de zero, conforme mostrado na Tabela 9. Por

Figura 46 – Caso 1 linhas indutivas com a mesma impedância



Fonte: O Autor (2021).

outro lado, comparando com o caso anterior o compartilhamento de potência reativa piorou neste caso de linha resistiva.

A Figura 47b mostra os resultados temporais da MRD e da MMER. Analisando a Tabela 9, observa-se que os erros no compartilhamento de potência reativa apresentam pequenas variações em relação ao caso anterior, sendo um resultado esperado uma vez que na MRD e na MMER a potência reativa depende da frequência a qual não é afetada pela impedância da linha. Além disso, o erro de compartilhamento de potência ativa continua sendo muito alto (16.98%) neste caso de linha resistiva.

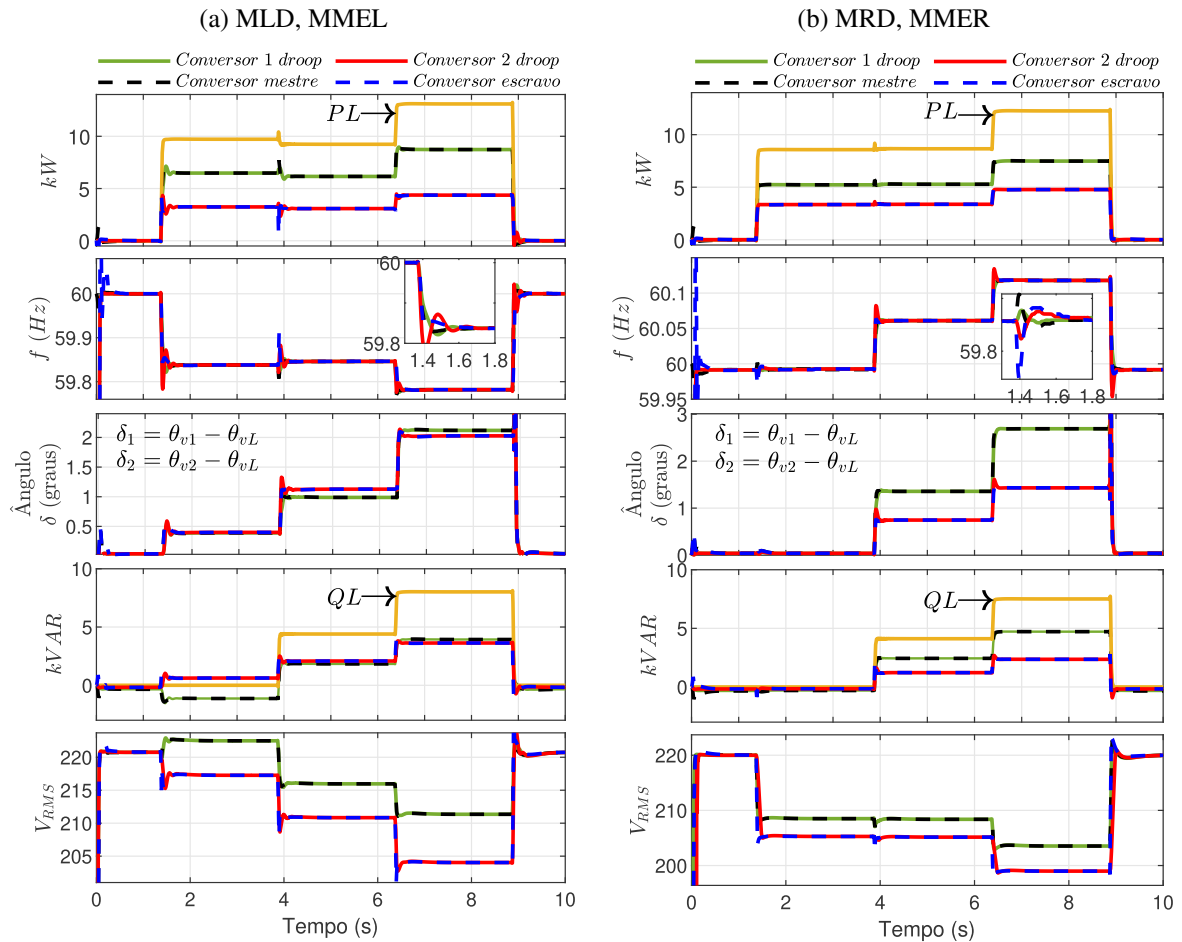
As Figuras 47a e 47b também mostram o ângulo de defasagem entre a tensão de saída de cada conversor e a tensão da carga. Neste caso, como a impedância da linha é predominantemente resistiva, o ângulo δ depende principalmente do comportamento da potência reativa, e portanto, o ângulo estará modificando-se conforme o fluxo de potência varia. O ângulo de cada conversor será tal que satisfaça a equação (2.14) vista no Capítulo 2.

Tabela 9 – Comparação das técnicas de controle para o caso 2

Parâmetro	Técnica de Controle					
	MLD, MMEL			MRD, MMER		
	L_1	L_2	L_3	L_1	L_2	L_3
EP_1, EP_{mestre}	0,01%	0,01%	0,01%	-8,55%	-8,49%	-8,43%
$EP_2, EP_{escravo}$	-0,02%	-0,02%	-0,01%	17,1%	16,98%	16,87%
EQ_1, EQ_{mestre}	--	-37,49%	-26,45%	--	-11,08%	-5,76%
$EQ_2, EQ_{escravo}$	--	42,02%	35,79%	--	-11,03%	-5,73%
$\Delta V_1, \Delta V_{mestre}$	1,13%	-1,83%	-3,93%	-5,23%	-5,28%	-7,48%
$\Delta V_2, \Delta V_{escravo}$	-1,24%	-4,16%	-7,26%	-6,69%	-6,75%	-9,55%
$\Delta f_{droop}, \Delta f_{ME}$	-0,27%	-0,26%	-0,36%	-0,01%	0,1%	0,2%

Fonte: O Autor (2021).

Figura 47 – Caso 2 linhas resistivas com a mesma impedância



Fonte: O Autor (2021).

5.3.3 Caso 3

Linhas resistivo-indutivas com a mesma impedância $Z_1 = Z_2$ são consideradas neste caso. A Figura 48a apresenta os resultados de simulação das potências ativa e reativa, assim como a tensão e frequência da MLD e MMEL. Observa-se que cada conversor consegue fornecer uma potência ativa proporcional, de acordo com sua capacidade nominal, conforme mostra a Tabela 10 em que o erro de compartilhamento da potência ativa é aproximadamente zero.

A Figura 48b mostra os resultados temporais da MRD e da MMER. Percebe-se que o compartilhamento de potência reativa apresenta resultados semelhantes aos casos anteriores (casos 1 e 2), devido ao fato de que na MRD e na MMER a potência reativa depende da frequência a qual não é afetada pela impedância da linha. Por outro lado, analisando a Tabela 10 e comparando com os casos anteriores, pode-se observar que as microrredes, apresentam um desempenho intermediário entre o Caso 1 e o Caso 2.

O ângulo de defasagem entre a tensão de saída de cada conversor e a tensão da carga é mostrado nas Figuras 47a e 47b. Neste caso, como a impedância da linha é resistivo-indutiva, o ângulo dependerá tanto da potência ativa quanto da potência reativa, e portanto, o ângulo estará modificando-se conforme os fluxos das potências ativa e reativa variam.

Tabela 10 – Comparação das técnicas de controle para o caso 3

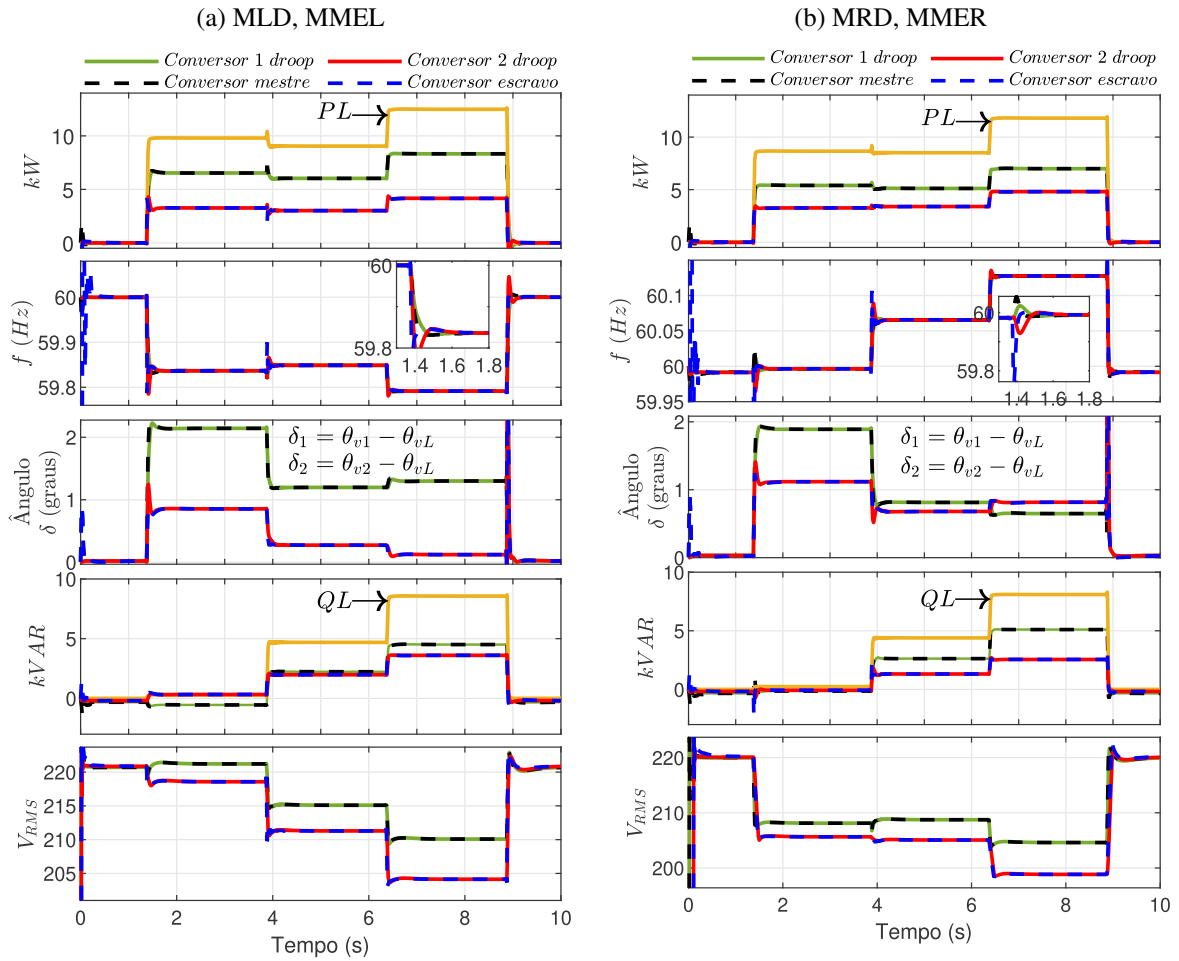
Parâmetro	Técnica de Controle					
	MLD, MMEL			MRD, MMER		
	L_1	L_2	L_3	L_1	L_2	L_3
EP_1, EP_{mestre}	0,01%	0,01%	0,01%	-6,48%	-9,82%	-11,11%
$EP_2, EP_{escravo}$	-0,02%	-0,02%	-0,01%	12,95%	19,64%	22,23%
EQ_1, EQ_{mestre}	--	-28,71%	-21,09%	--	-10,4%	-5,37%
$EQ_2, EQ_{escravo}$	--	26,58%	26,25%	--	-10,34%	-5,35%
$\Delta V_1, \Delta V_{mestre}$	0,55%	-2,23%	-4,51%	-5,4%	-5,12%	-6,99%
$\Delta V_2, \Delta V_{escravo}$	-0,65%	-3,96%	-7,21%	-6,52%	-6,79%	-9,62%
$\Delta f_{droop}, \Delta f_{ME}$	-0,27%	-0,25%	-0,35%	-0,01%	0,11%	0,21%

Fonte: O Autor (2021).

5.3.4 Caso 4

Neste caso, é considerada uma linha indutiva com impedâncias diferentes, onde um dos conversores está localizado mais próximo da carga, onde $Z_1 = 2Z_2$. É importante analisar este caso porque geralmente em uma microrrede típica, os conversores estão localizados a distâncias arbitrárias da carga. A Figura 49a mostra os resultados de simulação da MLD e da MMEL e comparando com o Caso 1, observa-se que o conversor que está mais próximo da carga tende a fornecer mais potência reativa e o conversor mais distante da carga fornece menos potência reativa, portanto, esse fato faz com que o resultado no compartilhamento da potência reativa e a

Figura 48 – Caso 3 linhas resistivo-indutivas com a mesma impedância



Fonte: O Autor (2021).

regulação das tensões de saída dos conversores, seja pior em relação ao Caso 1. Por outro lado, não houve mudança no compartilhamento de potência ativa em relação aos resultados obtidos no Caso 1. Um resumo dos resultados em estado estacionário é apresentado na Tabela 11.

A Figura 49b mostra os resultados temporais da MRD e da MMER. Percebe-se que o compartilhamento de potência reativa apresenta resultados semelhantes aos casos anteriores, devido ao fato de que na MRD e na MMER a potência reativa depende da frequência a qual não é afetada pela impedância da linha. Além disso, nota-se que o desempenho no compartilhamento da potência ativa é pior em relação ao Caso 1, devido à influência da queda de tensão do conversor que está mais próximo da carga.

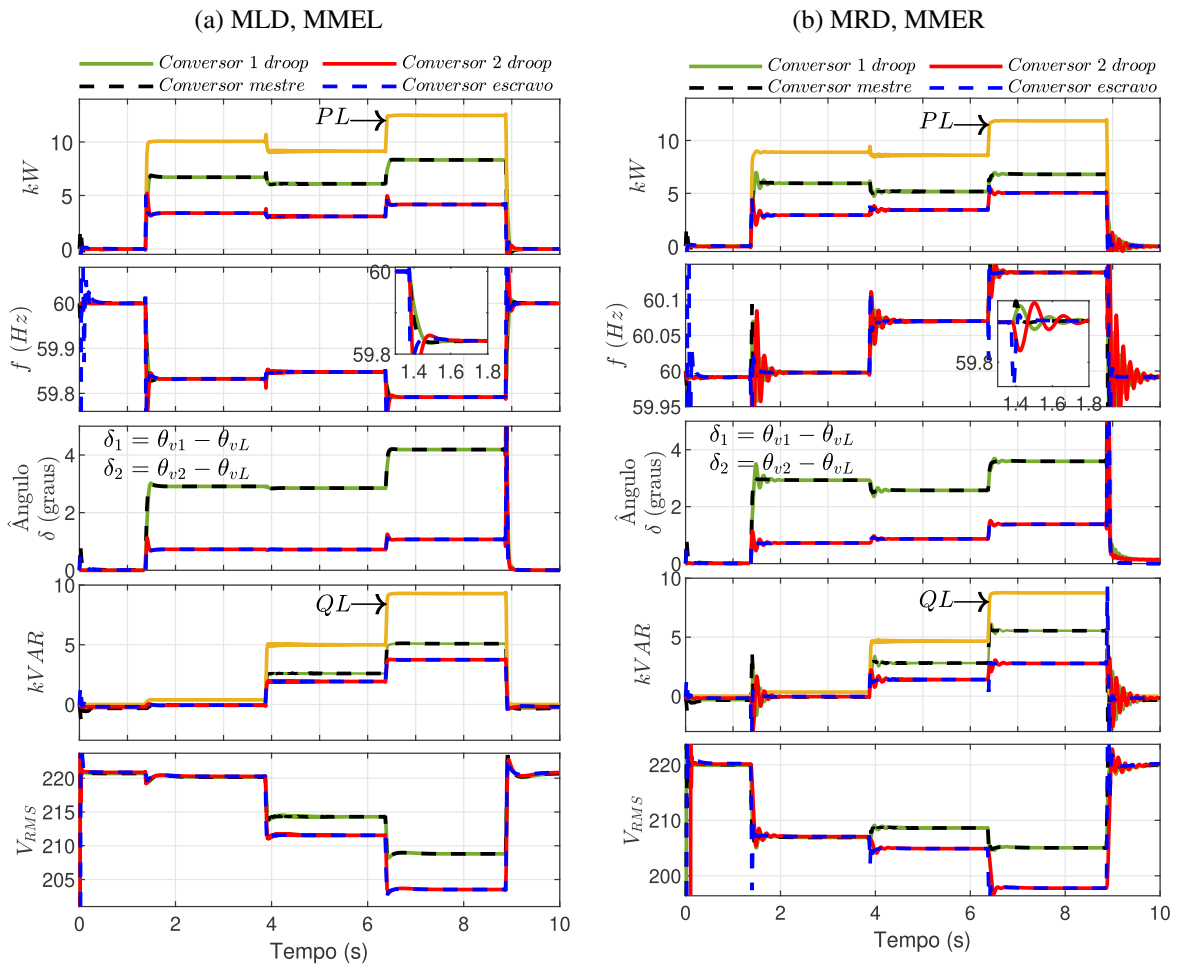
As Figuras 49a e 49b também mostram o ângulo de defasagem entre a tensão de saída de cada conversor e a tensão da carga. Neste caso, como a impedância da linha é predominantemente indutiva, o ângulo δ depende principalmente do comportamento da potência ativa, conforme foi analisado no Caso 1.

Tabela 11 – Comparação das técnicas de controle para o caso 4

Parâmetro	Técnica de Controle					
	MLD, MMEL			MRD, MMER		
	L_1	L_2	L_3	L_1	L_2	L_3
EP_1, EP_{mestre}	0,01%	0,01%	0,01%	0,38%	-9,83%	-13,95%
$EP_2, EP_{escravo}$	-0,02%	-0,01%	-0,01%	-0,77%	19,65%	27,9%
EQ_1, EQ_{mestre}	--	-22,12%	-17,78%	--	-9,78%	-4,95%
$EQ_2, EQ_{escravo}$	--	15,37%	21%	--	-9,73%	-4,93%
$\Delta V_1, \Delta V_{mestre}$	0,07%	-2,59%	-5,09%	-5,95%	-5,17%	-6,8%
$\Delta V_2, \Delta V_{escravo}$	0,12%	-3,84%	-7,49%	-5,88%	-6,86%	-10,1%
$\Delta f_{droop}, \Delta f_{ME}$	-0,28%	-0,25%	-0,35%	0%	0,12%	0,23%

Fonte: O Autor (2021).

Figura 49 – Caso 4 linhas indutivas com impedâncias diferentes



Fonte: O Autor (2021).

5.3.5 Caso 5

Neste caso, é considerada uma linha resistiva com impedâncias diferentes, onde um dos conversores está localizado mais próximo da carga, onde $Z_1 = 2Z_2$. A Figura 50a mostra os resultados de simulação da MLD e da MMEL e assim como ao caso anterior, observa-se que o conversor que está mais próximo da carga tende a fornecer mais potência reativa, enquanto o conversor mais distante da carga tende a fornecer menos potência reativa. Por outro lado, não houve mudança no compartilhamento de potência ativa em relação aos resultados obtidos no Caso 2. Um resumo dos resultados em estado estacionário é apresentado na Tabela 12. A Figura 50b mostra os resultados de simulação da MRD e da MMER. Percebe-se que o compartilhamento de potência reativa apresenta resultados semelhantes aos casos anteriores. Além disso, nota-se que o desempenho no compartilhamento da potência ativa é pior em relação ao Caso 2, devido à influência da queda de tensão do conversor que está mais próximo da carga.

O ângulo de defasagem entre a tensão de saída de cada conversor e a tensão da carga é mostrado nas Figuras 50a e 50b. Neste caso, como a impedância da linha é predominantemente resistiva, o ângulo δ depende principalmente do comportamento da potência reativa, conforme foi analisado no Caso 2.

Tabela 12 – Comparação das técnicas de controle para o caso 5

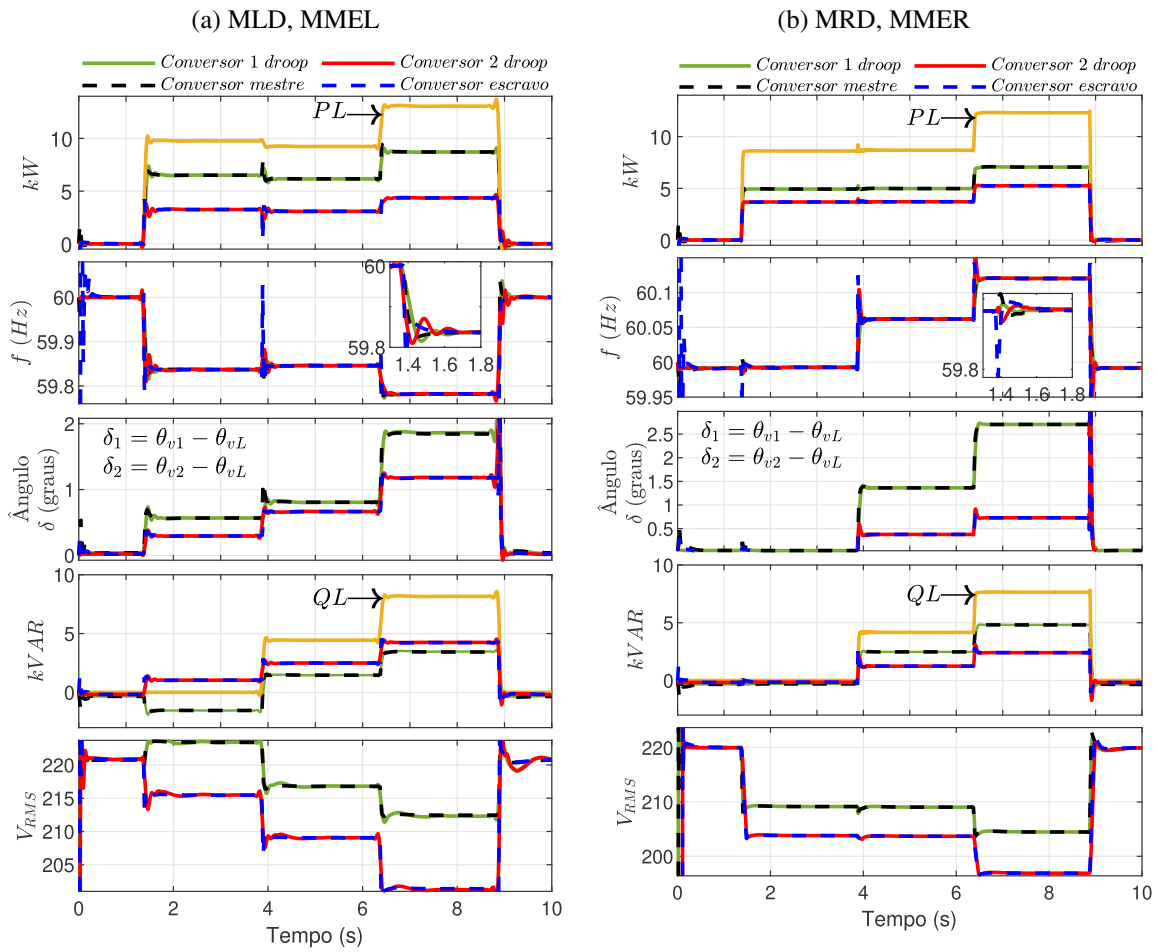
Parâmetro	Técnica de Controle					
	MLD, MMEL			MRD, MMER		
	L_1	L_2	L_3	L_1	L_2	L_3
EP_1, EP_{mestre}	0,01%	0,01%	0,01%	-14,12%	-14,03%	-14,02%
$EP_2, EP_{escravo}$	-0,02%	-0,02%	-0,01%	28,24%	28,06%	28,03%
EQ_1, EQ_{mestre}	--	-50,53%	-36,58%	--	-10,91%	-5,63%
$EQ_2, EQ_{escravo}$	--	68,51%	56,36%	--	-10,85%	-5,6%
$\Delta V_1, \Delta V_{mestre}$	1,54%	-1,46%	-3,43%	-4,93%	-4,98%	-7,06%
$\Delta V_2, \Delta V_{escravo}$	-2,07%	-4,98%	-8,46%	-7,36%	-7,41%	-10,51%
$\Delta f_{droop}, \Delta f_{ME}$	-0,27%	-0,26%	-0,36%	-0,01%	0,1%	0,2%

Fonte: O Autor (2021).

5.4 Carga não Linear

Nesta análise é adotada a topologia das microrredes vistas na Figuras 45a e 45b, considerando que ambas as microrredes alimentam as mesmas três de cargas da análise feita na Seção 5.1, só que neste caso L_1 é uma carga não linear com os harmônicos de ordem $h = \{1, 3, 5, 7, 9, 11\}$. Devido à natureza das cargas não lineares, cada ordem harmônica pode ser catalogada de acordo com (CHICCO; POSTOLACHE; TOADER, 2007; GALEANO, 2011). Em que, para um sistema trifásico há uma relação entre a ordem de um harmônico e a sequência de rotação. Assim, para $n = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty$, tem-se que:

Figura 50 – Caso 5 linhas resistivas com impedâncias diferentes



Fonte: O Autor (2021).

1. Se a ordem do harmônico corresponde a $h = 3n + 1$, a sequência de rotação é positiva. A sequência positiva indica que os fasores giram de modo que após o fasor da fase a passar pelo eixo real, passa o da fase b e por último o da fase c;
2. Se a ordem do harmônico corresponde a $h = 3n + 2$, a sequência de rotação é negativa. A sequência negativa indica que os fasores giram de modo que após o fasor da fase a passar pelo eixo real, passa o da fase c e por último o da fase b;
3. Se a ordem do harmônico corresponde a $h = 3n + 3$, a sequência de rotação é zero. A sequência zero indica que os três fasores estão em fase e giram passando juntos, no mesmo instante, pelo eixo real.

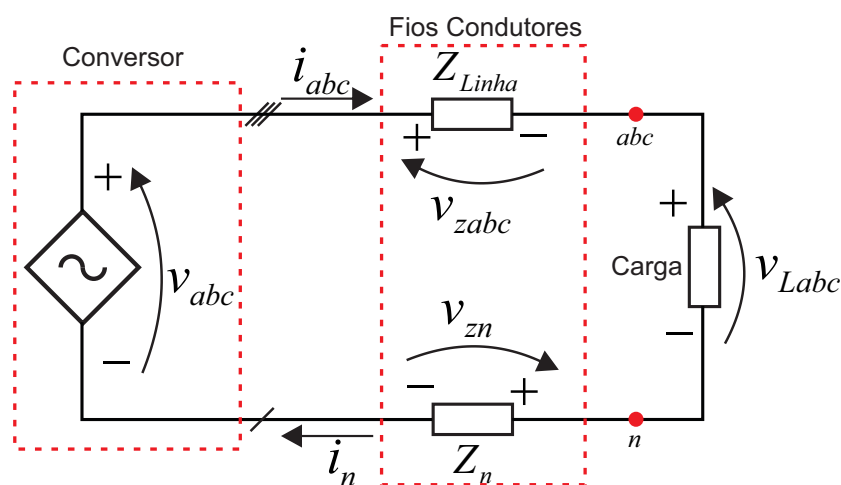
A Tabela 13 apresenta a relação dos harmônicos de ordem ímpar com a sequência de rotação. Assim, uma carga não linear com harmônicos de ordem $h = \{1, 3, 5, 7, 9, 11\}$, demanda uma corrente com componentes de sequência positiva, negativa e zero. Contudo, é importante destacar que todas as componentes de corrente (positiva, negativa e zero) circulam pelos fios condutores de fase, e pelo fio condutor de neutro circula apenas as componentes de corrente de sequência zero. Portanto, na microrrede *droop* e na microrrede mestre-escravo sem comunicação deve ser adicionado um quarto fio conforme exemplificado na Figura 51.

Tabela 13 – Relação entre os harmônicos de ordem ímpar e a sequência de rotação para $n = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty$

Ordem do Harmônico	Sequência de Rotação
$h = 3n + 1 \rightarrow h = \{1, 7, 13, 19, \dots\}$	Positiva
$h = 3n + 2 \rightarrow h = \{5, 11, 17, \dots\}$	Negativa
$h = 3n + 3 \rightarrow h = \{3, 9, 15, \dots\}$	Zero

Fonte: O Autor (2021).

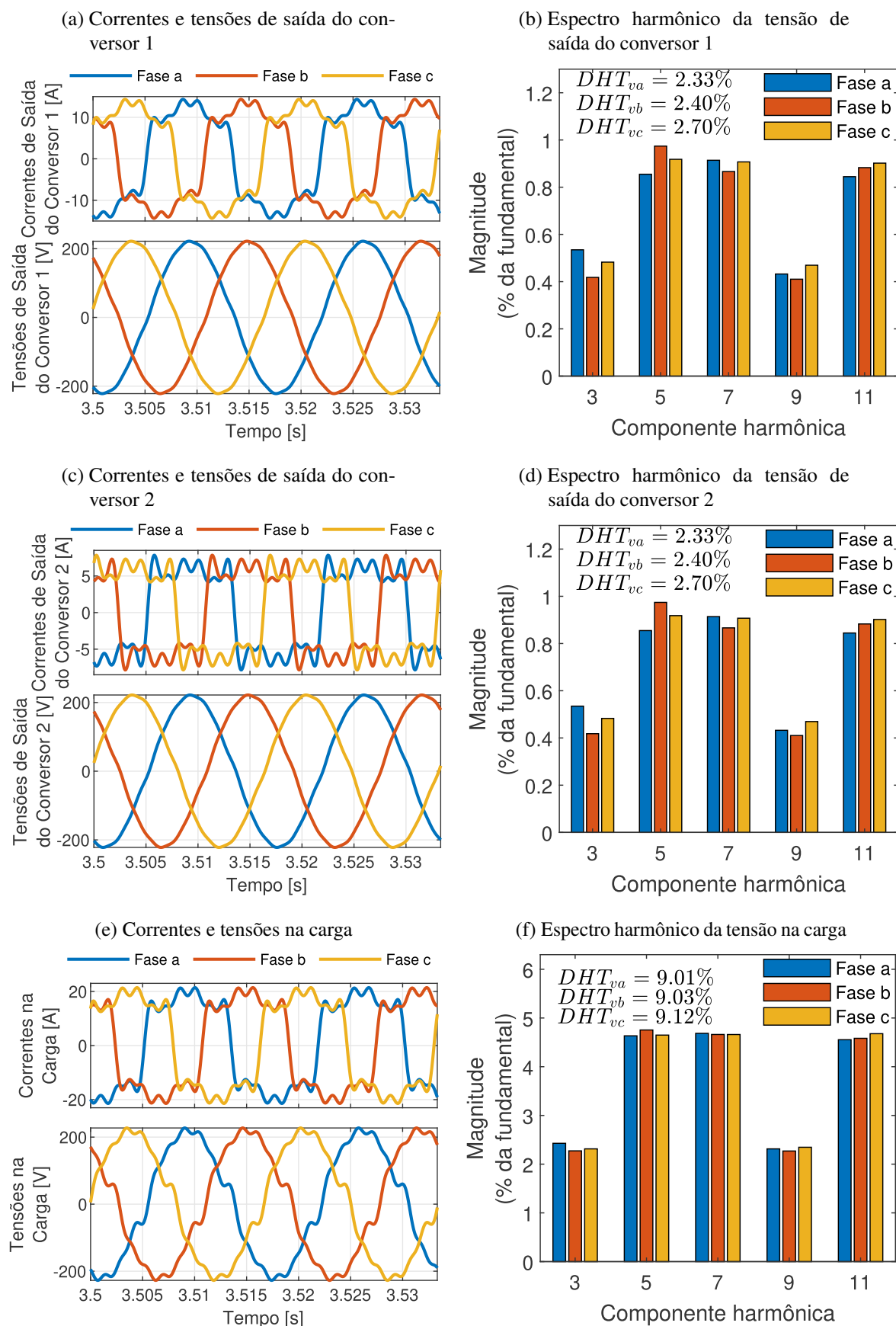
Figura 51 – Circuito equivalente para um conversor conectado a um sistema a quatro fios



Fonte: Adaptado de (GALEANO, 2011).

Para comparar o desempenho de ambas as microrredes com carga não linear, é considerado o caso 1 de impedância de linha analisado na Seção 5.1. Além disso, é considerada a adaptação para linhas indutivas de ambas as microrredes. As Figuras 52 e 53, mostram as correntes e tensões nos terminais de saída dos conversores de cada microrrede, assim como as tensões e as correntes demandada pela carga. Observa-se que os conversores da microrrede *droop* indutivo, fornecem correntes distorcidas devido à característica não linear da carga. Já as tensões nos terminais de saída não apresentam distorções como consequência, seguindo uma característica senoidal com uma distorção harmônica total (DHT) menor que 5% em cada fase. Por outro lado, pode-se observar que os conversores da microrrede mestre-escravo sem comunicação, fornecem correntes muito distorcidas, resultando em uma distorção harmônica significativa das tensões nos terminais de saída de cada conversor e na tensão de carga.

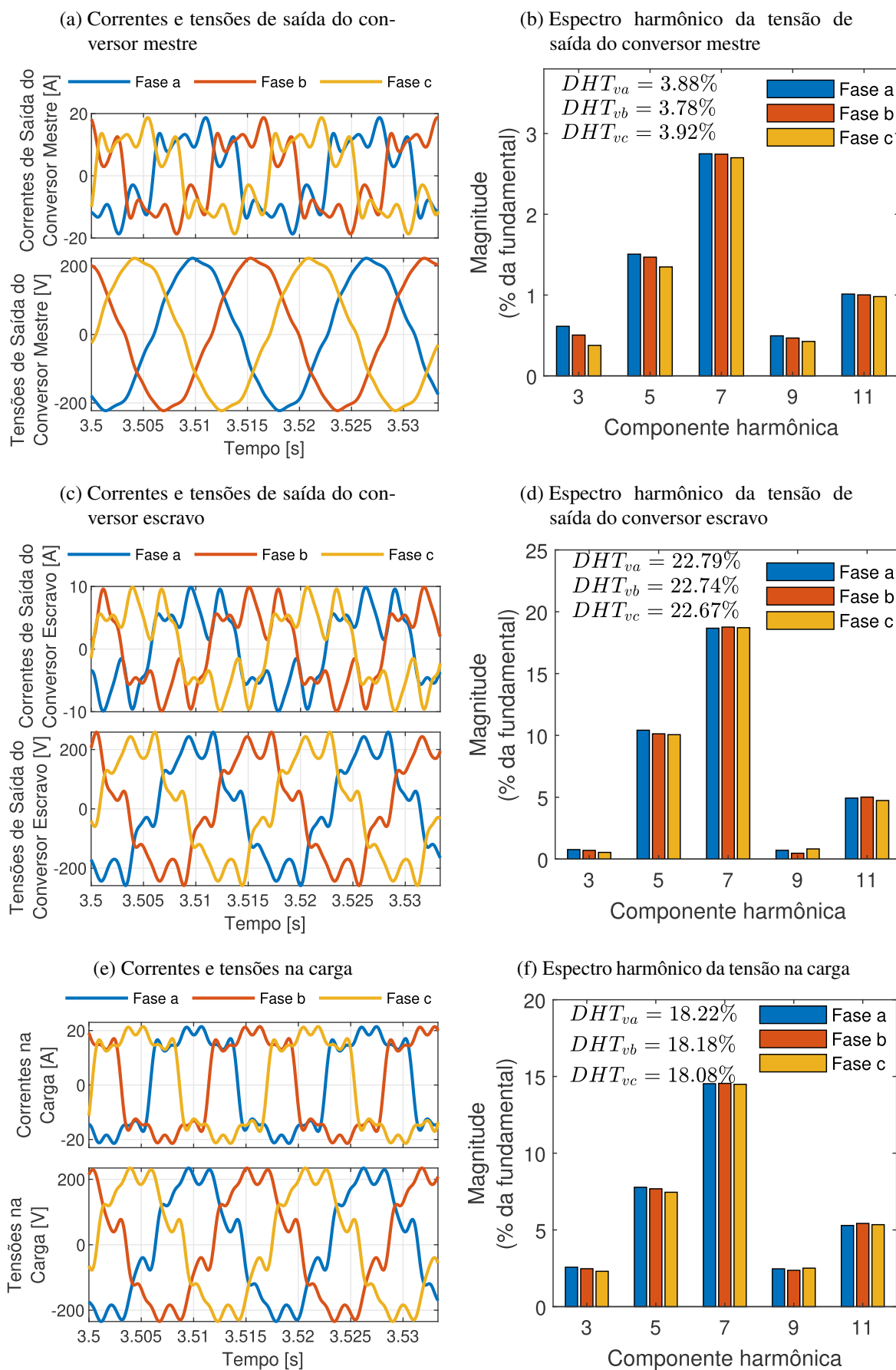
Pode-se observar também que, a tensão de saída dos conversores da microrrede *droop* apresentam a mesma distorção harmônica, sendo um resultado esperado uma vez que os conversores desta microrrede possuem a mesma dinâmica. No caso da microrrede mestre-escravo sem comunicação, conforme discutido no decorrer deste trabalho, o conversor escravo tem uma dinâmica bem mais rápida do que o conversor mestre, devido ao fato de que no conversor escravo foi implementado uma malha de controle de corrente com as mesmas características da malha de corrente usada no conversor mestre. Este fato faz com que o conversor de dinâmica mais

Figura 52 – DHT das tensões da microrrede *droop* indutivo caso 1

Fonte: O Autor (2021).

Figura 53 – DHT das tensões da microrrede mestre-escravo sem comunicação indutivo caso

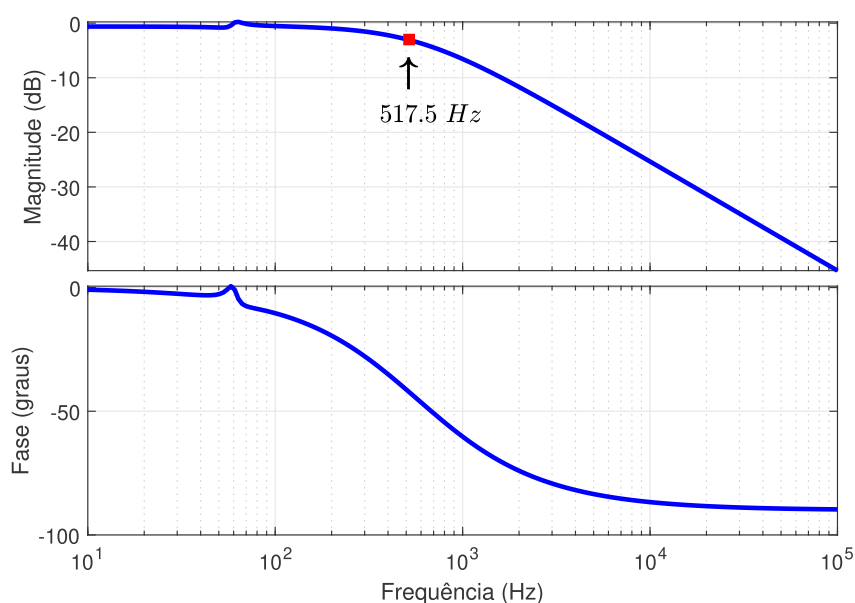
1



Fonte: O Autor (2021).

rápida (escravo) tenda a fornecer uma corrente mais distorcida do que deveria. Para contornar este problema, é desejável que o controle de corrente do conversor escravo tenha uma banda de passagem semelhante ao controle de tensão do conversor mestre. Assim, com um ganho proporcional de $k_{pi} = 3.0$ e um ganho ressonante $k_{ri} = 100$, e analisando o diagrama de Bode da função de transferência em malha fechada, a banda passante do controlador de corrente é definida pelo cruzamento da magnitude em $-3dB$. Conforme exibido na Figura 54 a banda de passagem desse controle é de 517.5 Hz .

Figura 54 – Resposta em frequência do controle de corrente em malha fechada $i_{i\alpha\beta}/i_{i\alpha\beta}^*$



Fonte: O Autor (2021).

Com a mudança na dinâmica do conversor escravo, foram obtidos os resultados mostrados na Figura 55 e pode-se observar que as tensões na saída dos conversores mestre e escravo apresentam pouca distorção harmônica com DHT menor que 5% em cada fase.

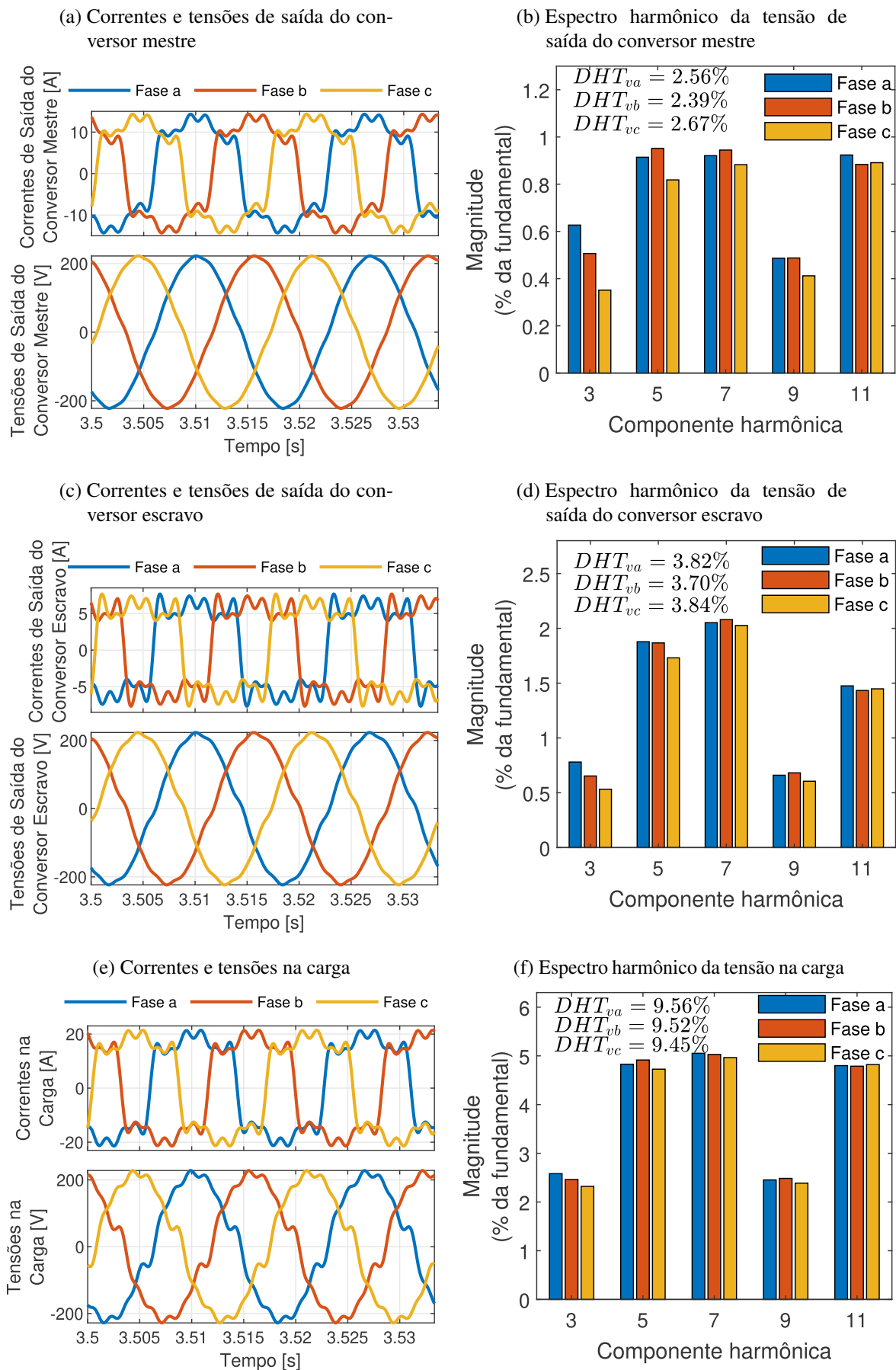
Como a carga pode ser desequilibrada ou não linear, pelas linhas podem fluir os seguintes componentes de corrente: i_1^+ , i_1^- , i_1^0 , i_h^+ , i_h^- e i_h^0 . Essas correntes causam quedas de tensão porque os fios condutores são não ideais e possuem impedância diferente de zero, modificando a tensão no ponto de conexão da carga, conforme exemplificado na Figura 51. Portanto, como mostra as Figuras 52 e 55, em ambas as microrredes as tensões da carga são mais distorcidas do que as tensões de saída dos conversores devido à queda de tensão harmônica das linhas.

5.5 Carga Desequilibrada

Em um sistema trifásico, uma das principais causas do desbalanço de tensão é a conexão de cargas desequilibradas (conexão de cargas monofásicas entre duas fases ou entre uma fase e o neutro). Uma carga desequilibrada pode demandar correntes fundamentais de diferentes valores *rms* em cada fase ($i_{1a} \neq i_{1b} \neq i_{1c}$), que podem ser representadas em termos das componentes

Figura 55 – DHT das tensões da microrrede mestre-escravo sem comunicação indutivo caso

1



simétricas: i_1^+ , i_1^- , i_1^0 . Nesse caso, devido à componente de corrente de sequência zero, a corrente que flui pelo condutor neutro é diferente de zero ($i_n \neq 0$). Como consequência das correntes desequilibradas, pode ocorrer desbalanço da tensão de saída dos conversores, que podem ser representadas em termos das componentes simétricas de tensão: v_1^+ , v_1^- , v_1^0 . O desequilíbrio das tensões é avaliado por meio da figura de mérito vista na expressão 5.9, comparando a componente de sequência positiva com a componente de sequência negativa. Para obter as sequências negativa e positiva, um DSOGI-FLL é implementado conforme discutido no Capítulo 3.

Nesta análise, os mesmos parâmetros usados na Seção anterior são considerados para ambas as microrredes. As cargas são conectadas em três instantes de tempo diferentes, onde a carga não linear L_1 é conectada em 1.375 segundos, a carga linear L_2 é conectada em 3.875 segundos e a carga linear L_3 é conectada em 6.375 segundos. Após as três cargas serem conectadas, as cargas L_2 e L_3 são desconectadas da fase b no instante de tempo de 8 segundos, então essas duas cargas ficam operando como cargas bifásicas.

As Figuras 56 e 57, mostram as correntes e tensões nos terminais de saída dos conversores de cada microrrede, assim como as tensões e as correntes demandada pela carga. Observa-se que os conversores da microrrede *droop* indutivo, fornecem correntes desequilibradas devido à desconexão da fase b na carga causando o desequilíbrio. Já as tensões nos terminais de saída não apresentam desbalanço como consequência, com um fator de desbalanço (FDV) menor do 2% recomendado pela IEC (International Electrotechnical Commission) para sistemas elétricos (JOUANNE; BANERJEE, 2001). Além disso, pode-se observar na microrrede mestre-escravo sem comunicação, que as tensões de saída do conversor mestre apresentam um FDV inferior a 2%, enquanto as tensões de saída do conversor escravo apresentam um FDV de 2.8%, resultando em um aumento no desbalanço de tensão da carga.

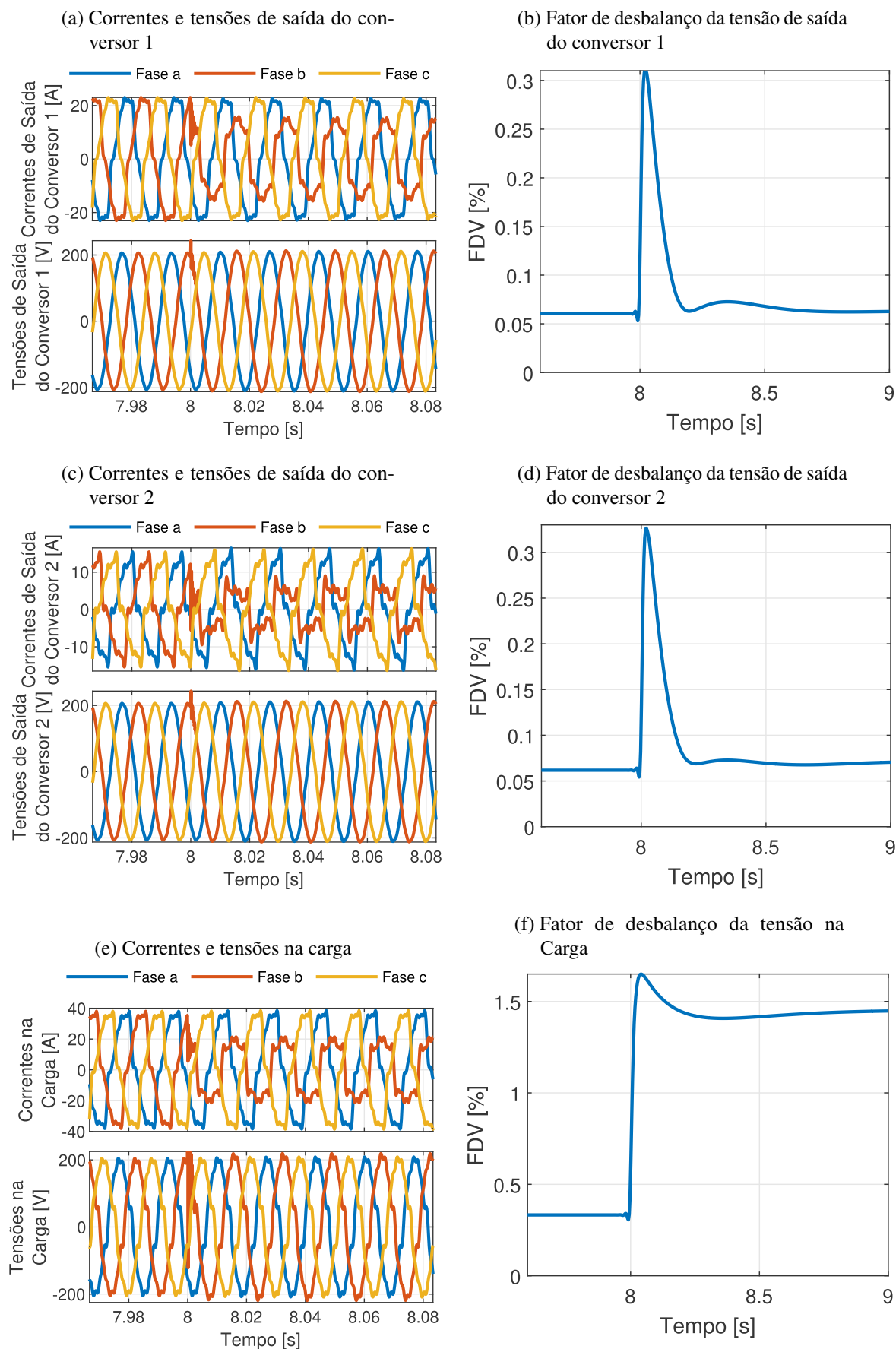
Como mencionado anteriormente, o desbalanço de tensão leva ao aparecimento da tensão de sequência-negativa, assim, a compensação do desbalanço de tensão do conversor escravo pode ser obtida reduzindo a tensão de sequência-negativa. Uma abordagem apresentada em (CHENG et al., 2009) é baseada no controle do conversor como uma condutância de sequência-negativa para compensar o desbalanço de tensão. Em outras palavras, no caso de desequilíbrio de tensão, o conversor opera como uma condutância para a componente de sequência negativa e injeta uma corrente de referência de sequência negativa, definida da seguinte forma:

$$i_{\alpha\beta}^{*-} = Gv_{\alpha\beta}^{-}. \quad (5.10)$$

onde, G representa a condutância de sequência negativa e $v_{\alpha\beta}^{-}$ corresponde à componente de sequência negativa da tensão de saída do conversor escravo. Para o cálculo da condutância G em (CHENG et al., 2009) o autor propõe uma relação *droop* entre a potência reativa de sequência negativa e a condutância ($Q^- - G$), da forma

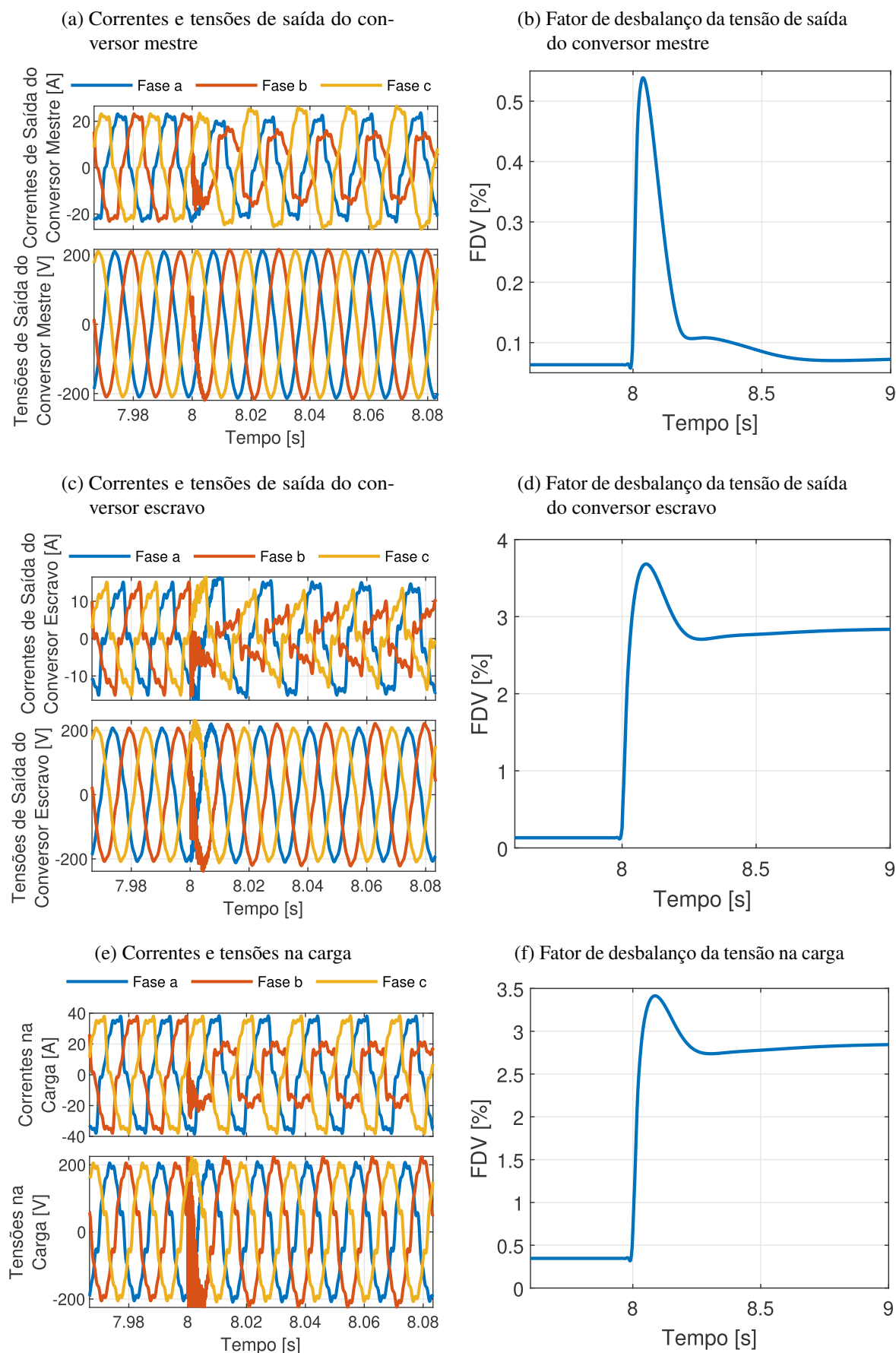
$$G = G_o - \mu(Q_o^- - Q^-). \quad (5.11)$$

onde, G_o representa a condutância nominal, μ é o coeficiente de inclinação, Q^- é a demanda de potência reativa de sequência negativa, e Q_o^- é a capacidade de potência reativa de sequência

Figura 56 – Desbalanço das tensões da microrrede *droop* indutivo caso 1

Fonte: O Autor (2021).

Figura 57 – Desbalanço das tensões da microrrede mestre-escravo sem comunicação indutivo caso 1



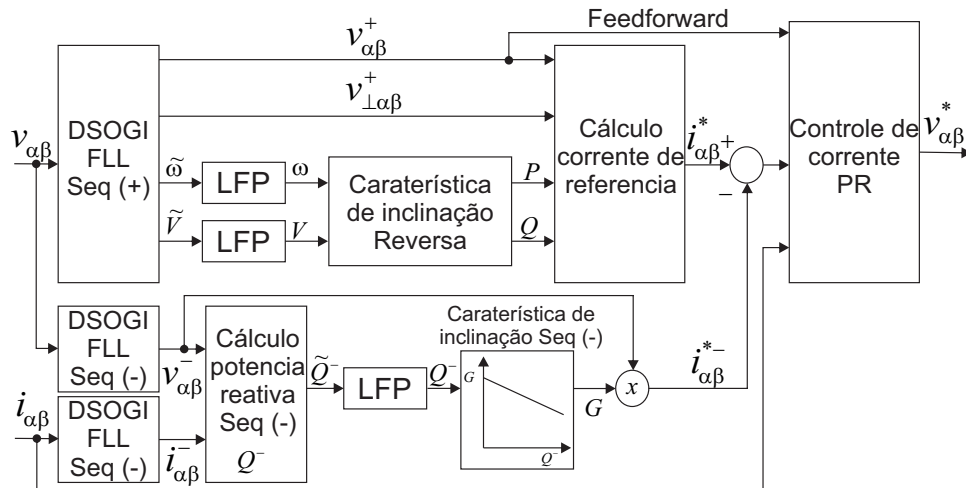
Fonte: O Autor (2021).

negativa nominal do conversor, respectivamente. Assim, o cálculo da potência reativa de sequência negativa Q^- é feito de acordo com a teoria da potência reativa instantânea proposta por (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1984), mas, neste caso, devem ser usadas as componentes de sequência negativa da tensão e da corrente fornecida pelo conversor. Dessa forma, tem-se

$$Q^- = v_{\alpha}^- i_{\beta}^- - v_{\beta}^- i_{\alpha}^-. \quad (5.12)$$

Entretanto, como discutido no Capítulo 2, para implementar a técnica de controle por inclinação *droop* é necessária a componente média da potência reativa de sequência negativa. Portanto, utiliza-se um filtro passa-baixas de primeira ordem, com as mesmas características ao filtro passa-baixas utilizado no Capítulo 2. A estrutura de controle do conversor escravo é exibido na Figura 58.

Figura 58 – Estrutura de controle do conversor escravo com carga desequilibrada



Fonte: O Autor (2021).

Assumindo os parâmetros mostrados na Tabela 14 para a configuração do controle de *droop* de sequência negativa, obtêm-se os resultados exibidos na Figura 59. Neste caso, a compensação do desbalanço de tensão do conversor escravo, foi aplicada no instante de tempo de 9 segundos, reduzindo a tensão de sequência-negativa. Observa-se que as tensões de saída dos conversores mestre e escravo apresentam um FDV menor que 2%.

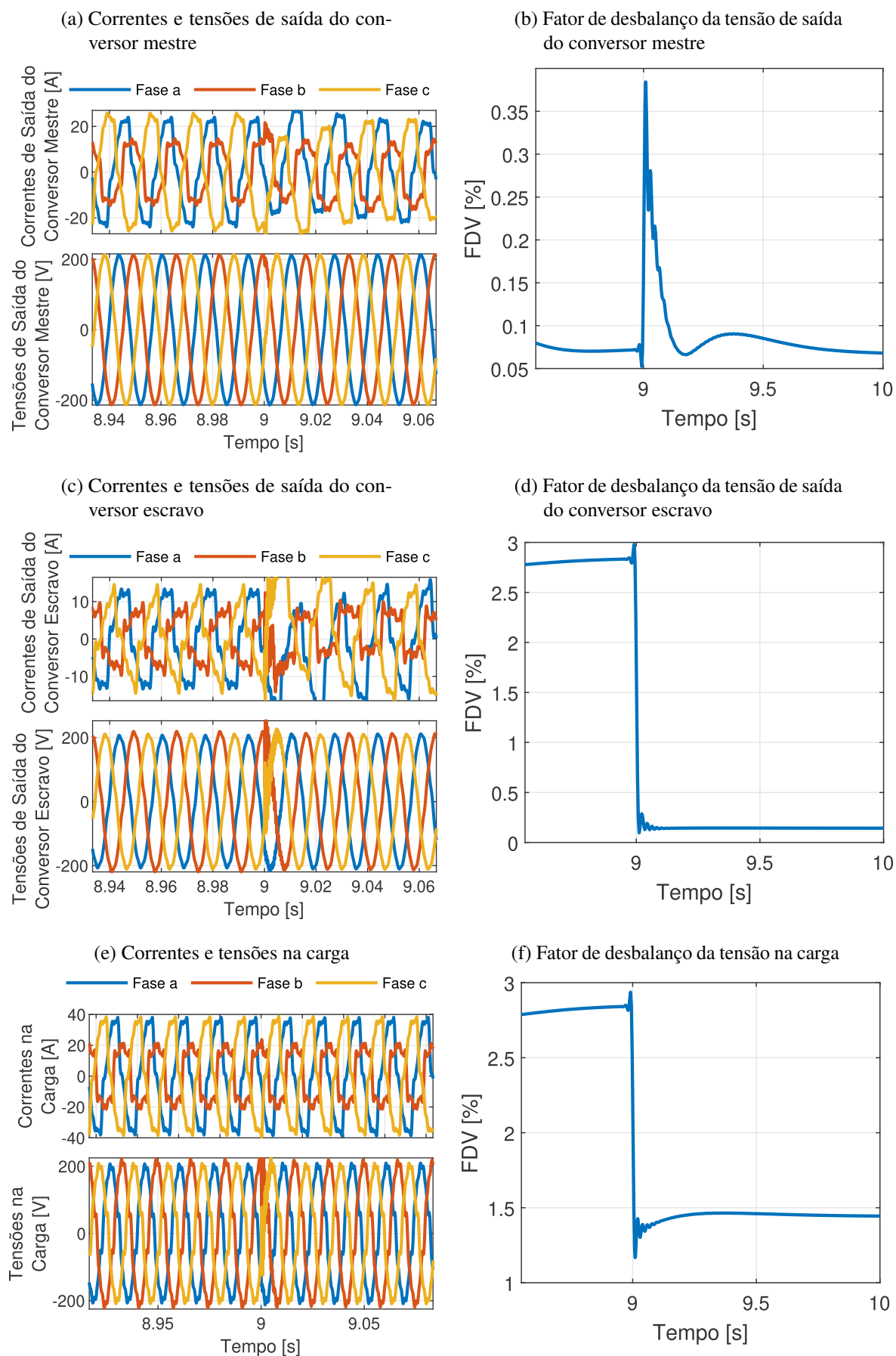
Tabela 14 – Parâmetros Controle *Droop* $Q^- - G$

Parâmetro			Valor
Característica de inclinação $Q^- - G$	Potência sequência negativa nominal	Q_o^-	500 VAr
	Coefficiente de Inclinação	μ	0,01 1/V ²

Fonte: O Autor (2021).

Como mencionado anteriormente, quando a carga está desequilibrada, há fluxos de corrente de sequência positiva i_1^+ , negativa i_1^- e zero i_1^0 pelas linhas. Essas correntes causam quedas de tensão porque os fios condutores são não ideais e possuem impedância diferente de

Figura 59 – Desbalanço das tensões da microrrede mestre-escravo sem comunicação indutivo caso 1



Fonte: O Autor (2021).

zero, modificando a tensão no ponto de conexão da carga, conforme exemplificado na Figura 51. Portanto, como mostram as Figuras 56 e 59, em ambas as microrredes as tensões da carga são mais desbalanceadas do que as tensões de saída dos conversores devido às quedas de tensões desbalanceadas nas linhas.

5.6 Conclusões

Neste capítulo, seis figuras de mérito foram apresentadas para avaliar o desempenho de uma microrrede *droop* isolada e uma microrrede mestre-escravo sem comunicação no modo autônomo, em suas adaptações para redes indutivas e redes resistivas, onde cinco casos de impedância de linha foram analisados em cada microrrede. Também, foi comparado o desempenho das microrredes operando sob condições de carga não linear. Nesta situação, foi avaliada a DHT das tensões de saída dos conversores e da tensão na carga. O desempenho das microrredes também foi comparado em condições de carga desequilibrada. Nessa segunda situação, foi avaliado o FDV das tensões de saída dos conversores e da tensão na carga. Além disso, foi implementado um método para a compensação do desbalanço de tensão no conversor escravo.

Observou-se que para os cinco casos as microrredes *droop* e mestre-escravo sem comunicação apresentam resultados semelhantes em regime permanente, tanto na adaptação para redes indutivas quanto para redes resistivas. Esse resultado era esperado porque, ambas as microrredes têm em comum a característica principal de não haver comunicação entre os conversores, onde cada unidade opera de forma independente, apenas com informações disponíveis localmente. Embora na técnica mestre-escravo sem comunicação, o conversor escravo é implementado com base na característica de inclinação reversa, as potências ativa e reativa fornecidas à microrrede devem convergir para valores que garantam uma regulação adequada da tensão e frequência nos terminais de saída do conversor escravo.

A partir da análise realizada nos cinco casos de impedância de linha, nota-se que na MLD e na MMEL, independentemente do tipo de impedância de linha, os conversores conseguem fornecer à carga uma potência ativa proporcional à sua capacidade nominal, com um erro de compartilhamento de potência ativa de aproximadamente zero. Além disso, percebe-se que os conversores não conseguem fornecer a proporção desejada de potência reativa em nenhum dos cinco casos, pois essa potência depende do comportamento da tensão, que é afetada pela impedância das linhas. Por outro lado, a adaptação das técnicas para linhas resistivas (MRD e MMER) apresenta um comportamento inverso às técnicas para linhas indutivas (MLD e MMEL), ou seja, um menor erro no compartilhamento de potência reativa e um alto erro no compartilhamento de potência ativa.

Em condições de operação de carga não linear, a microrrede *droop* apresentou melhores resultados na DHT das tensões em relação à microrrede mestre-escravo sem comunicação. No entanto, ao configurar o controle de corrente do conversor escravo com uma banda passante semelhante ao controle de tensão do conversor mestre, obtém-se valores de DHT de tensão mais

aproximados em ambas as microrredes.

Ao avaliar o desempenho das microrredes sob condições de carga desequilibrada, a microrrede *droop* apresentou melhores resultados no FDV em relação à microrrede mestre-escravo sem comunicação. Observou-se que o maior valor do FDV corresponde ao conversor escravo. No entanto, é possível implementar um método de compensação de desbalanço de tensão no conversor escravo, baseado na relação *droop* entre a potência reativa de sequência negativa e a condutância ($Q^- - G$). Portanto, ao implementar esse método de compensação no conversor escravo, foi possível obter resultados de FDV semelhantes em ambas as microrredes.

Devido às cargas não lineares e desequilibradas, as correntes nas linhas podem ser representadas nas componentes de corrente: i_1^+ , i_1^- , i_1^0 , i_h^+ , i_h^- e i_h^0 . Essas correntes causam quedas de tensão porque os fios condutores são não ideais e possuem impedância diferente de zero, modificando a tensão no ponto de conexão da carga.

Observa-se que a utilização da tensão de referência como *feedforward* na malha de controle de corrente dos conversores, possibilitou um melhor desempenho ao submeter as microrredes a condições de operação de carga não linear ou desequilibrada, uma vez que está sendo utilizada como *feedforward* de uma tensão de referência sem conteúdo harmônico ou desequilibrado.

6 CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

Visando contribuir na solução da necessidade de desenvolver técnicas de compartilhamento de potência para microrredes operando no modo autônomo, neste trabalho é abordada a estrutura de controle denominada mestre-escravo sem comunicação, que emula as características da técnica mestre-escravo tradicional, só que neste caso a comunicação entre os conversores não é necessária para efetuar o controle na microrrede. Considerando que é desejável implementar uma técnica de controle que permita que a microrrede opere com o máximo desempenho, neste trabalho, é realizado um estudo comparativo entre a estratégia controle por inclinação (*droop*) e a técnica de controle mestre-escravo sem comunicação, em microrredes operando no modo autônomo.

No Capítulo 2, é revisado a técnica de controle por inclinação (*droop*), onde são apresentados seus fundamentos teóricos e principais características. A fim de melhorar a resposta dinâmica dos conversores, um esquema de controle em cascata para o controle de tensão e corrente foi projetado com as devidas ações de *feedforward*, com o propósito de provocar um efeito contrário das perturbações anulando seu efeito transitoriamente e em regime permanente.

A estratégia de controle mestre-escravo clássica tem sido proposta como uma possível alternativa para o controle de microrredes, com um bom desempenho no compartilhamento de potência. No entanto, diversos autores criticam essa técnica devido à necessidade de um canal de comunicação, uma vez que aumenta o custo do sistema, limita a distância entre os conversores e também representa uma fonte de ruídos e falhas, o que torna o sistema menos confiável. Assim, com a ideia de combinar as vantagens do controle mestre-escravo clássico e do controle por inclinação (*droop*), no Capítulo 3 é apresentada a estratégia de controle mestre escravo sem comunicação, baseado no *droop* reverso. Com essa estratégia de controle, a microrrede torna-se mais versátil, podendo incorporar unidades de GD que são controladas em corrente, como é o caso da maioria das unidades de GD a partir de energias renováveis.

Com a finalidade de representar o comportamento dinâmico das microrredes, no Capítulo 4 é proposto um modelo matemático em pequenos sinais da microrrede mestre-escravo sem comunicação e também é desenvolvido o modelo matemático em pequenos sinais da microrrede *droop*. A partir do modelo matemático de ambas as microrredes, a região estável no plano complexo é comparada para diversos valores dos coeficientes de inclinação, e foi possível observar que a microrrede mestre-escravo sem comunicação apresenta uma melhor estabilidade para a variação paramétrica dos coeficientes de inclinação.

Considerando a forma que adota o controle de *droop* e *droop* reverso de acordo com a característica da impedância da linha (indutiva ou resistiva), no Capítulo 5 através de quatro figuras de mérito, avalia-se o desempenho de ambas as microrredes para cinco casos de impedância de linha. Pode-se observar que, em todos os casos, as duas microrredes apresentam resultados semelhantes em regime permanente, tanto na adaptação para redes indutivas quanto para redes

resistivas. As microrredes na adaptação do controle para linhas indutivas, apresentaram um compartilhamento de potência ativa preciso e proporcional à capacidade nominal de cada conversor, enquanto a potência reativa fornecida por cada conversor não tem a proporção desejada, apresentando um erro alto no compartilhamento de potência reativa, devido à influência da impedância das linhas. Já na adaptação do controle para linhas resistivas este comportamento muda completamente, o erro no compartilhamento de potência reativa diminui, mas em contrapartida prejudica o compartilhamento de potência ativa.

As microrredes são avaliadas modo autônomo sob condições de operação de carga não linear com harmônicos de ordem $h = \{1, 3, 5, 7, 9, 11\}$, no Capítulo 5. Na microrrede *droop* as tensões nos terminais de saída dos conversores não apresentam distorções como consequência da carga não linear, seguindo uma característica senoidal com um DHT menor que 5% em cada fase. Por outro lado, os conversores da microrrede mestre-escravo sem comunicação fornecem correntes muito distorcidas, resultando em uma distorção harmônica significativa das tensões nos terminais de saída de cada conversor e na tensão de carga. Isso ocorre porque o conversor escravo tem uma dinâmica bem mais rápida do que o conversor mestre, e tende a fornecer uma corrente mais distorcida do que deveria. Porém, este problema pode ser contornado ajustando o controle de corrente do conversor escravo com uma banda de passagem menor, fazendo com que o escravo tenha uma dinâmica mais lenta. Além disso, no Capítulo 5, as microrredes foram avaliadas sob condições de operação de carga desequilibrada. Na microrrede *droop* as tensões de saída dos conversores não apresentam desbalanços como consequência da carga desequilibrada. Em contrapartida, na microrrede mestre-escravo sem comunicação, as tensões de saída do conversor mestre apresentam um FDV inferior ao 2%, enquanto as tensões de saída do conversor escravo apresentam um FDV de 2.8%, resultando em um aumento no desbalanço de tensão da carga. No entanto, é possível implementar um método de compensação de desbalanço de tensão no conversor escravo, baseado na relação *droop* entre a potência reativa de sequência negativa e a condutância ($Q^- - G$).

6.1 Trabalhos futuros

Como continuidade da pesquisa desenvolvida nesta dissertação, propõe-se para o futuro o desenvolvimento dos seguintes trabalhos:

- Implementação experimental para validar os resultados apresentados nesta dissertação;
- Implementação do método de impedância virtual para corrigir erros de compartilhamento de potência reativa na microrrede mestre-escravo sem comunicação;
- Comparar a estabilidade com outras técnicas de controle por meio de modelos matemáticos em pequenos sinais;
- Implementação de um agente inteligente de conexão, com o objetivo de analisar o comportamento da microrrede mestre-escravo sem comunicação, no modo de conexão e desconexão da rede elétrica da concessionária.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 3, p. 625–630, May 1984. ISSN 1939-9367. Citado na página 115.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. The instantaneous power theory. In: _____. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. [S.l.]: IEEE, 2007. p. 41–107. Citado na página 33.
- ANDRADE, B. G. de. *Contribuição ao Controle e Paralelismo de UPS*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Dezembro 2005. Citado na página 32.
- AZEVEDO, G. M. S. *Controle e operação de Conversores em Microrredes*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco - UFPE, Agosto 2011. Citado 7 vezes nas páginas 20, 21, 27, 32, 44, 63 e 76.
- AZEVEDO, G. M. S. et al. Safe transient operation of microgrids based on master-slave configuration. In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2191–2195. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 44.
- AZEVEDO, G. M. S. et al. A control of microgrid power converter with smooth transient response during the change of connection mode. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1008–1015. ISSN 2165-0454. Citado na página 38.
- AZEVEDO, G. M. S. et al. Comparative study of the power sharing techniques for microgrids in autonomous mode. In: *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. ISSN 2643-9778. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 96.
- CERTI. *Transição energética: o caminho para o desenvolvimento sustentável*. 2020. Disponível em: <<https://certi.org.br/blog/transicao-energetica/?lang=pt-br>>. Acesso em: 16 de julho de 2021. Citado na página 19.
- CHANDORKAR, M.; DIVAN, D.; ADAPA, R. Control of parallel connected inverters in stand-alone ac supply systems. In: *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1991. p. 1003–1009 vol.1. Citado na página 21.
- CHENG, P.-T. et al. A cooperative imbalance compensation method for distributed-generation interface converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 2, p. 805–815, March 2009. ISSN 1939-9367. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 112.
- CHICCO, G.; POSTOLACHE, P.; TOADER, C. Analysis of three-phase systems with neutral under distorted and unbalanced conditions in the symmetrical component-based framework. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, p. 674–683, 2007. Citado na página 105.
- COELHO, E. A. A. *Técnicas de Controle Aplicadas ao paralelismo de Inversores*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG, Dezembro 2000. Citado na página 57.

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, March 2002. ISSN 1939-9367. Citado 5 vezes nas páginas 21, 57, 60, 61 e 70.

FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XXXVII, n. 2, p. 1027–1140, July 1918. ISSN 2330-9431. Citado na página 46.

GALEANO, N. M. *Contribución a la Mejora de la Eficiencia Energética en Sistemas Trifásicos a Cuatro Hilos Mediante la Compensación Selectiva de las Potencias Ineficientes*. Tese (Doutorado) — Universitat Politècnica de València - UPV, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 105 e 107.

GOLESTAN, S. et al. Modeling, tuning, and performance comparison of second-order-generalized-integrator-based fls. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 12, p. 10229–10239, Dec 2018. ISSN 1941-0107. Citado na página 75.

GUERRERO, J. et al. Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance. In: *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 10 pp.–P.10. Citado na página 28.

GUERRERO, J. et al. Wireless-control strategy for parallel operation of distributed-generation inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1461–1470, Oct 2006. ISSN 1557-9948. Citado na página 21.

GUERRERO, J. M. et al. 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, April 2007. ISSN 1557-9948. Citado na página 29.

HOJABRI, M. et al. An overview on current control techniques for grid connected renewable energy systems. In: . [S.l.: s.n.], 2012. Citado na página 21.

IEMA. *Um milhão estão sem energia elétrica na Amazônia*. 2019. Disponível em: <<https://energiaambiente.org.br/um-milhao-estao-sem-energia-eletrica-na-amazonia-20191125>>. Acesso em: 18 de julho de 2021. Citado na página 19.

JOUANNE, A. von; BANERJEE, B. Assessment of voltage unbalance. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 16, n. 4, p. 782–790, Oct 2001. ISSN 1937-4208. Citado na página 112.

KRAUSE, O. W. P. C.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. 2. ed. Nova York, Estados Unidos: JohnWiley & Sons, 2002. Citado na página 35.

LIMONGI, L. R. et al. Digital current-control schemes. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 3, n. 1, p. 20–31, March 2009. ISSN 1941-0115. Citado na página 34.

NETO, R. C. *CONTROLE REPETITIVO IMPLEMENTADO POR ESTRUTURAS REAL E COMPLEXA: uma abordagem unificada*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco - UFPE, Maio 2020. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 35.

OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 4. ed. Nova Jérsei, Estados Unidos: Prentice Hall, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 38.

- PEREIRA, A. S. *Controle Mestre-Escravo sem Comunicação para Conversores de Potência Aplicados a Microrredes*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco - UFPE, Novembro 2017. Citado na página 44.
- POGAKU, N.; PRODANOVIC, 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, March 2007. ISSN 1941-0107. Citado 3 vezes nas páginas 22, 62 e 63.
- PRODANOVIC, M.; GREEN, T. High-quality power generation through distributed control of a power park microgrid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1471–1482, Oct 2006. ISSN 1557-9948. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 44.
- REZENDE, J. O. *GERAÇÃO DISTRIBUIDA: Legislação Brasileira, Perspectivas e Estudos de Casos Via ATP*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Uberlândia - UFU, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- ROCABERT, J. et al. Control of power converters in ac microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, Nov 2012. ISSN 1941-0107. Citado na página 21.
- RODIGHIERO, P. *Não desista de nada só porque é difícil. Pois o que é difícil de se conquistar, também é difícil de se perder*. 2017. Disponível em: <<https://www.pensador.com/frase/MTM5MDkzOA/>>. Acesso em: 16 de julho de 2021. Citado na página 6.
- RODRIGUEZ, P. et al. Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators. In: *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 755–760. ISSN 1553-572X. Citado 4 vezes nas páginas 47, 48, 49 e 50.
- RODRIGUEZ, P. et al. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions. In: *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 5173–5178. ISSN 1553-572X. Citado 3 vezes nas páginas 47, 48 e 50.
- SILVA, A. M. B. da. *Análise do Desempenho de Geradores Síncronos Distribuídos com Controladores Dotados de Modos de Operação Comutáveis*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia - UFU, Agosto 2016. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
- SOSHINSKAYA, M. et al. Microgrids: Experiences, barriers and success factors. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 40, p. 659–672, 2014. ISSN 1364-0321. Citado na página 20.
- SOUZA, H. E. P. de. *Uma Abordagem Vetorial para a Detecção em Tempo Real de Componentes Harmônicas de Sequência Positiva e Negativa em Sinais Trifásicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco - UFPE, Agosto 2012. Citado na página 47.
- TULADHAR, A. et al. Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections. In: *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 94–100 vol.1. Citado na página 27.
- WU, D. et al. Autonomous active and reactive power distribution strategy in islanded microgrids. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2126–2131. ISSN 1048-2334. Citado 3 vezes nas páginas 44, 50 e 51.
- WU, D. et al. Control and analysis of droop and reverse droop controllers for distributed generations. In: *2014 IEEE 11th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD14)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5. Citado 3 vezes nas páginas 44, 50 e 51.