



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Leonardo Costa dos Santos

**MODELAGEM, ANÁLISE DE ESTABILIDADE E CONTROLE DE MICRORREDES
AUTÔNOMAS CONSIDERANDO INÉRCIA SINTÉTICA VIA INVERSORES**

Florianópolis
2020

Leonardo Costa dos Santos

**MODELAGEM, ANÁLISE DE ESTABILIDADE E CONTROLE DE MICRORREDES
AUTÔNOMAS CONSIDERANDO INÉRCIA SINTÉTICA VIA INVERSORES**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Santa Catarina para a obtenção do título de Mestre
em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Antonio José Alves Simões Costa,
Ph.D.

Florianópolis
2020

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Santos, Leonardo Costa dos

Modelagem, análise de estabilidade e controle de microrredes autônomas considerando inércia sintética via inversores / Leonardo Costa dos Santos ; orientador, Antonio José Alves Simões Costa, 2020.

230 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Inércia sintética. 3. Controle de inversores em microrredes autônomas. 4. Modelagem de microrredes. 5. Análise de estabilidade a pequenas perturbações. I. Simões Costa, Antonio José Alves . II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Leonardo Costa dos Santos

**MODELAGEM, ANÁLISE DE ESTABILIDADE E CONTROLE DE MICRORREDES
AUTÔNOMAS CONSIDERANDO INÉRCIA SINTÉTICA VIA INVERSORES**

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca
examinadora composta pelos seguintes membros:

Eng. Andre Della Rocca Medeiros, Dr.
Instituição Operador Nacional do Sistema Elétrico

Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.
Instituição Universidade Federal de Santa Catarina

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi
julgado adequado para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Coordenação do Programa de
Pós-Graduação

Prof. Antonio José Alves Simões Costa,
Ph.D.
Orientador

Florianópolis, 2020.

Este trabalho é dedicado aos meus pais e irmãos.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais e irmãos, me orgulho bastante em fazer parte dessa família. Em especial, agradeço a minha mãe, Denise, e meu pai, Jair, pelo incentivo em quaisquer que sejam meus objetivos.

Agradeço ao meu orientador Prof. Ph.D. Antonio José Alves Simões Costa, que além de possuir capacidades técnicas e intelectuais indiscutíveis, me apoiou de forma intensa e contínua durante todo o processo de elaboração deste trabalho de dissertação.

Agradeço ao Prof. Ph.D. Aguinaldo Silveira e Silva por me apresentar com bastante clareza e paixão conceitos sobre dinâmica de sistemas de energia.

Agradeço a todos amigos que de alguma forma contribuíram para meu desenvolvimento pessoal e técnico nos últimos anos.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

*“Forma nada mais é do que vazio
Vazio nada mais é do que forma“
(Prajñā Pāramitā Hridaya Sūtra)*

RESUMO

Esta dissertação aborda a operação de microrredes de corrente alternada em modo isolado, com ênfase em tópicos relacionados ao controle, modelagem e análise de estabilidade. Considera-se que as fontes de geração são não-convencionais e que inversores do tipo fonte de tensão (VSI) são utilizados para sua conexão à microrrede. Estas interfaces de eletrônica de potência desacoplam dinamicamente a fonte primária de energia e a rede elétrica, contribuindo para que microrredes alimentadas prioritariamente por fontes não-convencionais de energia apresentem inércia baixa ou até mesmo nula. Com o objetivo de aprimorar o controle de frequência dessas microrredes de baixa inércia, são apresentados, avaliados qualitativamente e classificados, diferentes métodos de implementação de inércia sintética em inversores. No modo de operação ilhado uma microrrede deve ser autônoma, sendo capaz de controlar simultaneamente sua frequência, tensão e divisão de potência entre fontes de geração. Para controlar a operação de uma microrrede autônoma, neste trabalho é proposta uma estrutura de controladores contendo três malhas de controle em cascata: uma malha externa de controle de potência, uma malha intermediária de controle de tensão e uma malha interna de controle de corrente. A síntese da malha de controle de potência mimetiza o comportamento dinâmico de máquinas síncronas baseada no controle via estatismo (*droop*), o qual permite que os VSIs emulem inércia, contribuindo para o controle de frequência da microrrede. As malhas de controle de tensão e corrente têm o intuito de assegurar o controle de tensão e melhorar o desempenho dinâmico da microrrede. Estes controladores de tensão e corrente são implementados em coordenadas $dq0$ a partir de controladores proporcional-integral (PI), e incluem ramos em *feedforward* para desacoplamento das variáveis associadas aos eixos direto e em quadratura. Um modelo linearizado completo da microrrede no espaço de estados é desenvolvido de forma modular, partindo de modelos dinâmicos individuais da rede elétrica, cargas, e VSIs, estes equipados com seus respectivos filtros de saída do tipo *LCL* e controladores. O modelo no espaço de estados é validado a partir de simulações não-lineares no tempo e utilizado para o projeto dos controladores e análise de estabilidade a pequenas perturbações da microrrede. Simulações não-lineares no tempo realizadas em ambiente Matlab/Simulink são também utilizadas para avaliar o comportamento dinâmico da microrrede e a efetividade do método proposto de emulação de inércia via máquina síncrona virtual frente a grandes perturbações, como variações abruptas de carga, abertura intempestiva de linhas e perdas de geração.

Palavras-chave: Inércia Sintética. Controle de Inversores em Microrredes Autônomas. Modelagem de Microrredes. Análise de Estabilidade a Pequenas Perturbações.

ABSTRACT

This dissertation addresses the operation of alternating current microgrids in isolated mode, focusing on issues related to control, modeling and stability analysis. It is assumed that the microgrids of interest contain only non-conventional generation sources, which are connected to the electrical network by voltage source inverters (VSIs). These power electronics interfaces decouple the dynamics of the primary energy source and the electrical network. For this reason, such microgrids have low or even null inertia. Aiming at improving frequency control of low inertia microgrids, in this work several methods for implementing virtual synchronous machines (VSM) on inverters are presented, qualitatively evaluated and classified. At isolated operating mode, a microgrid must be autonomous, which means that the microgrid must be capable of simultaneously controlling its frequency, voltage and power division between its generation sources. In order to control the operation of an autonomous microgrid, this work proposes a multiloop control strategy, whose components are: an external power control loop, an in-between voltage control loop and an inner current control loop. The synthesis of the power control loop mimics the dynamic behavior of synchronous machines based on the droop control, which allows the VSIs to emulate inertia, assisting in the microgrid frequency control. Voltage and current control loops are intended to ensure voltage control and improve the dynamic performance of the microgrid. The voltage and current controllers are implemented on a synchronous reference frame ($dq0$) from proportional-integral (PI) controllers. A complete linearized state-space model of the microgrid based on a modular strategy is presented, starting from individual dynamic models of the electric network, loads and VSIs with their respective *LCL* filters and controllers. The state-space model is validated by nonlinear time simulations and used for controller tuning and small-signals stability analysis of the microgrid. Nonlinear time simulations conducted in Matlab/Simulink are also performed to evaluate the dynamic behavior of the microgrid and to assess the effectiveness of the proposed VSM method when the microgrid is subjected to large-disturbances, such as substantial load variations, circuit contingencies and loss of generation.

Keywords: Virtual Synchronous Machine. Autonomous Microgrid Control. Dynamic Modeling of Microgrids. Small-Signal Stability Analysis.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistemas de energia tradicionais.	19
Figura 2 – Sistemas de energia com inserção de geração distribuída.	20
Figura 3 – Gerador eólico <i>Full-Converter</i>	21
Figura 4 – Painéis fotovoltaicos.	21
Figura 5 – Microturbina a gás.	22
Figura 6 – Células a combustível.	22
Figura 7 – Banco de baterias.	23
Figura 8 – Volante de inércia.	23
Figura 9 – Carros elétricos.	24
Figura 10 – Microrredes.	27
Figura 11 – Divisão temporal de fenômenos físicos em sistemas de potência. . .	34
Figura 12 – Recomposição de frequência após distúrbios em sistemas de potência. .	35
Figura 13 – Estrutura típica de interfaces de eletrônica de potência.	36
Figura 14 – Inversor do tipo <i>Grid-Forming</i>	40
Figura 15 – Inversor do tipo <i>Grid-Feeding</i>	41
Figura 16 – Inversor do tipo <i>Grid-Supporting</i> operando como fonte de corrente. .	41
Figura 17 – Inversor do tipo <i>Grid-Supporting</i> operando como fonte de tensão. .	42
Figura 18 – Controle multimalhas de um inversor <i>Grid-Supporting</i>	45
Figura 19 – Evolução de sistemas de energia.	46
Figura 20 – Modelo simplificado da máquina síncrona.	53
Figura 21 – Diagrama de blocos de uma VSM de ordem elevada com saída em corrente.	54
Figura 22 – Diagrama de blocos de uma VSM de ordem elevada com saída em tensão.	55
Figura 23 – Diagrama de blocos de uma VSM baixa ordem.	56
Figura 24 – Controle <i>droop</i> com filtro passa-baixa e integrador.	57
Figura 25 – VSM com saída em corrente.	59
Figura 26 – VSM com saída em tensão do tipo malha aberta.	60
Figura 27 – VSM com saída em tensão do tipo malha fechada.	60
Figura 28 – VSM com saída em potência.	61
Figura 29 – Estrutura típica de um VSI.	66
Figura 30 – Modelo de inversor com interruptores ideais.	68
Figura 31 – Modelo de inversor com interruptores representados de forma binária. .	69
Figura 32 – Modelo de inversor considerando modelo médio da função de comutação.	70
Figura 33 – Representação do filtro L.	70
Figura 34 – Representação do filtro LC.	71

Figura 35 – Representação do filtro LCL.	72
Figura 36 – Modelo do Inversor.	73
Figura 37 – Modelo unifilar do inversor.	74
Figura 38 – Representação do VSI com controlador multimalhas.	80
Figura 39 – Controle de potência.	80
Figura 40 – Controle de tensão.	84
Figura 41 – Controle de corrente.	86
Figura 42 – Conexão entre modelos individuais do VSI.	87
Figura 43 – Transformação de uma variável local para uma variável global.	94
Figura 44 – Diagrama unifilar da microrrede proposta.	103
Figura 45 – Diagrama unifilar da microrrede com a resistência virtual.	104
Figura 46 – Diagrama unifilar da microrrede com distúrbio de corrente.	105
Figura 47 – Conexão entre modelos individuais da microrrede.	106
Figura 48 – Diagrama unifilar do sistema-teste.	109
Figura 49 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.	110
Figura 50 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente detalhada.	111
Figura 51 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente considerando desacoplamento entre eixos direto e em quadratura.	113
Figura 52 – Comparativo entre diagramas de Bode - $G'_i(s)$	114
Figura 53 – Filtro LCL com ramo de amortecimento passivo.	115
Figura 54 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente detalhada com ramo em <i>feedforward</i>	118
Figura 55 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente com <i>feedforward</i> da tensão do capacitor.	118
Figura 56 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente considerando desacoplamento entre eixos direto e em quadratura e realimentação da tensão do capacitor do filtro de saída.	119
Figura 57 – Comparativo entre diagramas de Bode.	120
Figura 58 – Comparativo entre diagramas de Bode - $G''_i(s)$, $G'_i(s)$ e $G'_{ia}(s)$	121
Figura 59 – Diagrama de Bode do controlador+planta da malha de controle de corrente.	122
Figura 60 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.	122
Figura 61 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão detalhada	123
Figura 62 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão considerando ramos em <i>feedforward</i>	124
Figura 63 – Diagrama de Bode do controlador+planta da malha de controle de tensão.	125
Figura 64 – Diagrama de blocos da malha de controle de potência.	126
Figura 65 – Autovalores da matriz de estados.	127

Figura 66 – Autovalores dominantes da matriz de estados.	128
Figura 67 – Autovalores do modelo dinâmico da microrrede - variação da carga.	129
Figura 68 – Autovalores dominantes do modelo dinâmico da microrrede - variação da carga.	130
Figura 69 – Autovalores do modelo dinâmico da microrrede - variação do comprimento da linha.	131
Figura 70 – Autovalores dominantes do modelo dinâmico da microrrede - variação do comprimento da linha.	132
Figura 71 – Autovalores dominantes do modelo dinâmico da microrrede - variação do ganho do <i>droop</i> de potência ativa.	133
Figura 72 – Autovalores dominantes do modelo dinâmico da microrrede - variação do ganho do <i>droop</i> de potência reativa.	134
Figura 73 – Autovalores dominantes do modelo dinâmico da microrrede - variação na frequência de corte do filtro passa-baixa do controle de potência.	135
Figura 74 – Rede elétrica e cargas implementadas no Simulink/Matlab.	139
Figura 75 – Inversor representado pelo modelo médio e filtro de - Simulink/Matlab.	140
Figura 76 – Inversor representado pelo modelo comutado e filtro de saída - Simulink/Matlab.	140
Figura 77 – Controle de corrente implementado no Simulink/Matlab.	141
Figura 78 – Controle de tensão implementado no Simulink/Matlab.	142
Figura 79 – Controle de potência implementado no Simulink/Matlab.	143
Figura 80 – Cálculo de potência instantânea implementado no Simulink/Matlab.	143
Figura 81 – Implementação do modelo linearizado em espaço de estados no Simulink/Matlab.	144
Figura 82 – Potência ativa medida dos VSIs - comparação entre modelos de inversor.	146
Figura 83 – Corrente injetada pelo VSI 1 - comparação entre modelos de inversor.	147
Figura 84 – Detalhe da corrente injetada pelo VSI 1 - comparação entre modelos de inversor.	148
Figura 85 – Potência ativa medida dos VSIs - comparação entre o modelo linear e modelo não-linear.	150
Figura 86 – Potência reativa medida de cada VSI - comparação entre o modelo linear e modelo não-linear.	151
Figura 87 – Corrente de eixo direto no indutor de saída de cada VSI - comparação entre o modelo linear e modelo não-linear.	152
Figura 88 – Tensão de eixo direto do capacitor do filtro LCL em cada VSI - comparação entre o modelo linear e modelo não-linear.	153

Figura 89 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 1: aumento de carga no Barramento 1.	155
Figura 90 – Soma da potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 1: aumento de carga no Barramento 1.	155
Figura 91 – Potência reativa injetada pelos VSIs - Caso 1: aumento de carga no Barramento 1.	156
Figura 92 – Tensão em cada barramento da MR - Caso 1: aumento de carga no Barramento 1.	157
Figura 93 – Frequência de cada VSI - Caso 1: aumento de carga no Barramento 1.	158
Figura 94 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 2: rejeição de carga no Barramento 3.	159
Figura 95 – Corrente injetada pelos VSIs - Caso 2: rejeição de carga no Barramento 3.	160
Figura 96 – Potência reativa injetada pelos VSIs - Caso 2: rejeição de carga no Barramento 3.	161
Figura 97 – Tensão em cada barramento da MR - Caso 2: rejeição de carga no Barramento 3.	162
Figura 98 – Frequência de cada VSI - Caso 2: rejeição de carga no Barramento 3.	163
Figura 99 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 3: abertura intempestiva da linha entre os VSIs 1 e 2.	164
Figura 100–Corrente injetada por cada VSI - Caso 3: abertura intempestiva da linha entre os VSIs 1 e 2.	165
Figura 101–Tensão em cada barramento da MR - Caso 3: abertura intempestiva da linha entre os VSIs 1 e 2.	166
Figura 102–Frequência de cada VSI - Caso 3: abertura intempestiva da linha entre os VSIs 1 e 2.	167
Figura 103–Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 4: perda de geração do VSI 2.	168
Figura 104–Corrente injetada por cada VSI - Caso 4: Perda de geração do VSI 2.	169
Figura 105–Tensão em cada barramento da MR - Caso 4: perda de geração do VSI 2.	170
Figura 106–Frequência de cada VSI - Caso 4: perda de geração do VSI 2. . . .	171
Figura 107–Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 5: Simulação 1 ($m_p = 5 \cdot 10^{-5}$).	173
Figura 108–Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 5: Simulação 2 ($m_p = 10 \cdot 10^{-5}$).	173
Figura 109–Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 5: Simulação 3 ($m_p = 15 \cdot 10^{-5}$).	174
Figura 110–Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 5: Simulação 4 ($m_p = 20 \cdot 10^{-5}$).	174

Figura 111–Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 5: Simulação 5 ($m_p = 25 \cdot 10^{-5}$).	175
Figura 112–Frequência do VSI 3 para diferentes valores de <i>droop</i> de potência ativa - Caso 5.	175
Figura 113–Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 6: simulação 1 ($\omega_c = 2$).	177
Figura 114–Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 6: simulação 2 ($\omega_c = 4$).	177
Figura 115–Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 6: simulação 3 ($\omega_c = 10$).	178
Figura 116–Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 6: simulação 4 ($\omega_c = 30$).	178
Figura 117–Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 6: simulação 5 (<i>droop</i> puro).	179
Figura 118–Frequência em cada VSI - Caso 6: Simulação 1 ($\omega_c = 2$).	180
Figura 119–Frequência do VSI 1 para diferentes valores de ω_c - Caso 6.	181
Figura 120–Frequência do VSI 2 para diferentes valores de ω_c - Caso 6.	181
Figura 121–Frequência do VSI 3 para diferentes valores de ω_c - Caso 6.	182

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Vantagens e desvantagens de diferentes métodos de emulação de inércia.	63
Tabela 2 – Parâmetros do sistema-teste.	109
Tabela 3 – Patamares de carga.	129
Tabela 4 – Comprimentos das linhas de distribuição.	130
Tabela 5 – Parâmetros da máquina síncrona virtual.	154
Tabela 6 – Ajuste do m_p para diferentes simulações do Caso 5.	172
Tabela 7 – Ajuste do ω_c para diferentes simulações do Caso 6.	179

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
DDSRF-PLL	<i>Decoupled Double Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop</i>
DFIG	Gerador à Indução Duplamente Excitado
DSOGI-FLL	<i>Double Second-Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop</i>
FFR	<i>Fast Frequency Response</i>
GD	Geração Distribuída
IGBTs	<i>Insulated Gate Bipolar Transistors</i>
LC	Controladores de Carga
MC	Controladores de Microfontes
MGCC	Controle Central da Microrrede
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
MR	Microrredes
PCC	Ponto de Conexão Comum
PI	Proporcional-Integral
PR	Proporcional-Ressonante
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
ROCOF	Taxa de Variação de Frequência
SPC	<i>Synchronous Power Controllers</i>
VISMA	<i>Virtual Synchronous Machine</i>
VSG	<i>Virtual Synchronous Generator</i>
VSIs	Inversores Fonte de Tensão
VSM	Máquina Síncrona Virtual
VSYN	<i>Virtual Synchronous Machines for Frequency Stabilization in Future Grids With a Significant Share of Decentralized Generation</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

J	Momento de Inércia
θ_m	Posição Angular do Rotor da Máquina Síncrona
T_m	Torque Mecânico
T_e	Torque Eletromagnético
D	Coeficiente de Amortecimento
ω_m	Velocidade Angular do Rotor da Máquina Síncrona
ω_r	Velocidade Angular da Rede Elétrica
H	Constante de Inércia
P_m	Potência Mecânica
P_e	Potência Elétrica
K_d	Constante de Amortecimento
ω	Velocidade Angular Calculada para o VSI
ω_n	Velocidade Nominal da Rede Elétrica
m_p	Constante do <i>droop</i> de Potência Ativa
P	Potência Ativa Medida na Saída do VSI
V^*	Modulo de Tensão Referência do VSI
V_n	Modulo de Tensão Nominal da Rede Elétrica
n_q	Constante do <i>droop</i> de Potência Reativa
Q	Potência Reativa Medida na Saída do VSI
C_V	Controlador Genérico de Tensão Senoidal
v^*	Tensão Senoidal Referência
Z	Impedância
P^*	Potência Ativa Referência
Q^*	Potência Reativa Referência
C_S	Controlador Genérico de Potência Aparente
i^*	Corrente Senoidal Referência
C_ω	Controlador Genérico de Velocidade Angular
C_V	Controlador Genérico de Módulo de Tensão
C_P	Controlador Genérico de Potência Ativa
C_Q	Controlador Genérico de Potência Reativa
C_{PI}	Controlador Proporcional-Integral
K_p	Constante Relacionada à Ação Proporcional
K_i	Constante Relacionada à Ação Integral
C_{PR}	Controlador Proporcional-Ressonante
K_r	Constante Relacionada à Ação Ressonante
ω_{PR}	Constante Relacionada à Ação Ressonante
E_a	Tensão na Saída do Estator na Fase A
v_a	Tensão Senoidal na Fase A

R_{sa}	Resistência na Fase A do Estator
i_a	Corrente Senoidal na Fase A
L_{sa}	Indutância na Fase A do Estator
E_b	Tensão na Saída do Estator na Fase B
v_b	Tensão Senoidal na Fase B
R_{sb}	Resistência na Fase B do Estator
i_b	Corrente Senoidal na Fase B
L_{sb}	Indutância na Fase B do Estator
E_c	Tensão na Saída do Estator na Fase C
v_c	Tensão Senoidal na Fase C
R_{sc}	Resistência na Fase C do Estator
i_c	Corrente Senoidal na Fase C
L_{sc}	Indutância na Fase C do Estator
J_{vsm}	Momento de Inércia da Máquina Síncrona Virtual
ω_{vsm}	Velocidade Angular da Máquina Síncrona Virtual
P_{vsm}^m	Potência Mecânica da Máquina Síncrona Virtual
P_{vsm}^d	Potência de Amortecimento da Máquina Síncrona Virtual
θ_{vsm}	Posição Angular da Máquina Síncrona Virtual
V_r	Módulo da Tensão da Rede Elétrica
i_r	Corrente Injetada pelo VSI na Rede Elétrica
T_{vsm}^m	Torque Mecânico da Máquina Síncrona Virtual
$G_f(s)$	Função Transferência do Filtro Passa-Baixa de Medição de Potência
ω_c	Parâmetro do Filtro Passa-Baixa de Medição de Potência
\hat{p}	Potência Ativa Instantânea na Saída do VSI
θ	Posição Angular Calculada para o VSI
V_{cc}	Tensão no Barramento em Corrente Contínua
v_n	Tensão de Neutro
S_{ap}	Interruptor da Fase A Relacionado ao Polo Positivo do Barramento CC
S_{bp}	Interruptor da Fase B Relacionado ao Polo Positivo do Barramento CC
S_{cp}	Interruptor da Fase C Relacionado ao Polo Positivo do Barramento CC
S_{an}	Interruptor da Fase A Relacionado ao Polo Negativo do Barramento CC
S_{bn}	Interruptor da Fase B Relacionado ao Polo Negativo do Barramento CC
S_{cn}	Interruptor da Fase C Relacionado ao Polo Negativo do Barramento CC
S_x	Função de Comutação de Cada Fase do Inversor
v_x	Tensão de Cada Fase na Saída do Inversor
T_{com}	Período de Comutação
d_x	Valor Médio da Função de Comutação
d_a	Valor Médio da Função de Comutação da Fase A
d_b	Valor Médio da Função de Comutação da Fase B

d_c	Valor Médio da Função de Comutação da Fase C
v_i	Tensão na Entrada do Filtro
v_r	Tensão Senoidal da Rede Elétrica
L_c	Indutor de Entrada do Filtro LCL
C_f	Capacitor do Filtro LCL
L_r	Indutor de Saída Filtro LCL
L_{ca}	Indutor de Entrada do Filtro LCL na Fase A
L_{cb}	Indutor de Entrada do Filtro LCL na Fase B
L_{cc}	Indutor de Entrada do Filtro LCL na Fase C
R_{ca}	Resistência que Modelam Perdas na Entrada do Filtro LCL na Fase A
R_{cb}	Resistência que Modelam Perdas na Entrada do Filtro LCL na Fase B
R_{cc}	Resistência que Modelam Perdas na Entrada do Filtro LCL na Fase C
I_{Lca}	Corrente no Indutor de Entrada do Filtro LCL na Fase A
I_{Lcb}	Corrente no Indutor de Entrada do Filtro LCL na Fase B
I_{Lcc}	Corrente no Indutor de Entrada do Filtro LCL na Fase C
C_{fa}	Capacitor do Filtro LCL na Fase A
C_{fb}	Capacitor do Filtro LCL na Fase B
C_{fc}	Capacitor do Filtro LCL na Fase C
v_{Cfa}	Tensão no Capacitor do Filtro LCL na Fase A
v_{Cfb}	Tensão no Capacitor do Filtro LCL na Fase B
v_{Cfc}	Tensão no Capacitor do Filtro LCL na Fase C
L_{ra}	Indutor de Saída do Filtro LCL na Fase A
L_{rb}	Indutor de Saída do Filtro LCL na Fase B
L_{rc}	Indutor de Saída do Filtro LCL na Fase C
R_{ra}	Resistência que Modelam Perdas na saída do Filtro LCL na Fase A
R_{rb}	Resistência que Modelam Perdas na saída do Filtro LCL na Fase B
R_{rc}	Resistência que Modelam Perdas na saída do Filtro LCL na Fase C
I_{Lra}	Corrente no Indutor de saída do Filtro LCL na Fase A
I_{Lrb}	Corrente no Indutor de saída do Filtro LCL na Fase B
I_{Lrc}	Corrente no Indutor de saída do Filtro LCL na Fase C
v_{ra}	Tensão da Rede Elétrica na Fase A
v_{rb}	Tensão da Rede Elétrica na Fase B
v_{rc}	Tensão da Rede Elétrica na Fase C
v_{nc}	Tensão de Modo Comum do Inversor
v_{nf}	Tensão de Modo Comum do Filtro LCL
v_{nr}	Tensão de Modo Comum da Rede Elétrica
\mathbf{v}_r	Vetor que Representa a Tensão Trifásica da Rede Elétrica
\mathbf{v}_{Cf}	Vetor que Representa a Tensão Trifásica do Capacitor do Filtro LCL

i_{Lc}	Vetor que Representa a Corrente Trifásica no Indutor de Entrada do Filtro LCL
i_{Lr}	Vetor que Representa a Corrente Trifásica no Indutor de Saída do Filtro LCL
v_{nc}	Vetor que Representa a Tensão Trifásica de Modo Comum do Inversor
v_{nf}	Vetor que Representa a Tensão Trifásica de Modo Comum do Filtro LCL
d	Valor Médio da Função de Comutação de Cada Fase do Inversor
U	Vetor Unitário de Três Linhas
L_c	Matriz que Representa a Indutância de Cada Fase do Indutor de Entrada do Filtro LCL
L_r	Matriz que Representa a Indutância de Cada Fase do Indutor de Saída do Filtro LCL
C_f	Matriz que Representa a Capacitância de Cada Fase do Capacitor do Filtro LCL
R_c	Matriz que Representa a Resistência de Cada Fase na Entrada do Filtro LCL
R_r	Matriz que Representa a Resistência de Cada Fase na Saída do Filtro LCL
V_{cc}	Matriz que Representa a Tensão no Barramento em Corrente Contínua
x_d	Variável Genérica no Eixo Direto
x_q	Variável Genérica no Eixo em Quadratura
x_0	Variável Genérica no Eixo Zero
x_a	Variável Genérica na Fase A
x_b	Variável Genérica na Fase B
x_c	Variável Genérica na Fase C
T_p	Transformada de Park
\hat{q}	Potência Reativa Instantânea na Saída do VSI
$v_{Cf,d}$	Tensão no Capacitor do Filtro LCL no Eixo Direto
$v_{Cf,q}$	Tensão no Capacitor do Filtro LCL no Eixo em Quadratura
$i_{Lr,d}$	Corrente no Indutor de Saída Filtro LCL no Eixo Direto
$i_{Lr,q}$	Corrente no Indutor de Saída Filtro LCL no Eixo em Quadratura
ω_{max}	Parâmetro de Ajuste para o <i>Droop</i> de Potência Ativa
ω_{min}	Parâmetro de Ajuste para o <i>Droop</i> de Potência Ativa
$V_{Cf,d,max}$	Parâmetro de Ajuste para o <i>Droop</i> de Potência Reativa
$V_{Cf,d,min}$	Parâmetro de Ajuste para o <i>Droop</i> de Potência Reativa
P_{max}	Capacidade Máxima de Geração de Potência Ativa do VSI
Q_{max}	Capacidade Máxima de Geração de Potência Reativa do VSI
δ	Posição Angular do VSI em Relação à Posição Angular Global
ω_{com}	Referência de Velocidade Angular Global da Microrrede

$i_{Lc,dq}^*$	Referências de Eixo Direto e em Quadratura da Corrente do Indutor de Entrada do Filtro LCL
F	Constante de Ponderação do Ramo em <i>feedforward</i> da Corrente do Indutor de Saída do Filtro LCL
K_{pv}	Componente Proporcional do PI Utilizado no Controle de Tensão
K_{iv}	Componente Integral do PI Utilizado no Controle de Tensão
$v_{i,dq}^*$	Referências de Eixo Direto e em Quadratura da Tensão na Saída do Inversor
K_{pc}	Componente Proporcional do PI Utilizado no Controle de Corrente
K_{ic}	Componente Integral do PI Utilizado no Controle de Corrente
f_{dq}	Variável Genérica no Eixo Direto e Em Quadratura na Referência do VSI
f_{DQ}	Variável Genérica no Eixo Direto e Em Quadratura na Referência Global da Microrrede
$i_{line,Di}$	Corrente de Eixo Direto que Flui Pela Linha i
$i_{line,Qi}$	Corrente de Eixo em Quadratura que Flui Pela Linha i
$R_{line,i}$	Resistência da Linha i
$L_{line,i}$	Indutância da Linha i
$v_{r,Dj}$	Tensão de Eixo Direto no Barramento j
$v_{r,Qj}$	Tensão de Eixo em Quadratura no Barramento j
$v_{r,Dk}$	Tensão de Eixo Direto no Barramento k
$v_{r,Qk}$	Tensão de Eixo em Quadratura no Barramento k
$i_{load,Di}$	Corrente de Eixo Direto da Carga i
$i_{load,Qi}$	Corrente de Eixo em Quadratura da Carga i
$R_{load,i}$	Resistência da Carga i
$L_{load,i}$	Indutância da Carga i
R_v	Resistência Virtual que Auxilia na Obtenção do Modelo Completo da Microrrede
M_{INV}	Matriz de Mapeamento do Inversor
M_{LOAD}	Matriz de Mapeamento das Cargas
M_{LINE}	Matriz de Mapeamento da Rede Elétrica
i_{dist}	Corrente de Distúrbio que Modela Variação de Carga na Microrrede
$C_i(s)$	Função de Transferência do Controle de Corrente
$G_i(s)$	Função de Transferência do Inversor e Filtro LCL para o Controle de Corrente
$G_{i,d}(s)$	Função de Transferência do Eixo Direto do Inversor e Filtro LCL para o Controle de Corrente
$G_{i,q}(s)$	Função de Transferência em Eixo em Quadratura do Inversor e Filtro LCL para o Controle de Corrente

$G'_i(s)$	Função de Transferência do Filtro LCL para o Controle de Corrente Considerando Desacoplamento Perfeito dos Ramos em <i>feedforward</i>
C_a	Capacitor do Ramo de Amortecimento do Filtro LCL
R_a	Resistência do Ramo de Amortecimento do Filtro LCL
$G''_i(s)$	Função de Transferência do Inversor para o Controle de Corrente Considerando os dos Ramos em <i>feedforward</i> para Desacoplamento e para Melhora no Desempenho Dinâmico do VSI
$C_V(s)$	Função de Transferência do Controle de Tensão
$G_V(s)$	Função de Transferência do Filtro LCL para o Controle de Tensão
$G'_V(s)$	Função de Transferência do Filtro LCL para o Controle de Tensão Considerando a Influência dos Ramos em <i>feedforward</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA	12
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	13
1.3	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO	15
1.4	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	16
2	GERAÇÃO DISTRIBUÍDA E MICRORREDES	17
2.1	INTRODUÇÃO	17
2.2	DEFINIÇÕES E CONCEITO DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA	17
2.2.1	Fontes Típicas de Geração Distribuída	18
2.2.1.1	Geração Eólica	18
2.2.1.2	Geração Fotovoltaica	20
2.2.1.3	Microturbina a Gás	21
2.2.1.4	Células a Combustível	22
2.2.1.5	Dispositivos de Armazenamento de Energia	22
2.3	BENEFÍCIOS E DESAFIOS DA GERAÇÃO DISTRIBUÍDA	23
2.3.1	Diminuição da Inércia em Sistemas de Energia	25
2.4	MICRORREDES	25
2.4.1	Estrutura de Microrredes	26
2.4.2	Modos de Operação de Microrredes	27
2.4.3	Filosofias de Controle de Microrredes	28
2.5	POUCA OU NENHUMA INÉRCIA EM MICRORREDES	29
2.6	CONCLUSÕES	29
3	CONTROLE DE INVERSORES EM MICRORREDES DE BAIXA INÉRCIA	31
3.1	INTRODUÇÃO	31
3.2	A RELEVÂNCIA DE INÉRCIA EM SISTEMAS DE ENERGIA	31
3.2.1	Influência da Inércia na Estabilidade de Frequência	33
3.3	OBJETIVOS DE CONTROLE DE INVERSORES EM MICRORREDES	35
3.4	OPERAÇÃO DE INVERSORES EM PARALELO	37
3.4.1	Controle <i>Droop</i>	37
3.4.2	Sincronização de Inversores e Estimação de Frequência	38
3.5	QUALIDADE DE ENERGIA	38
3.6	CONTROLE DA ENERGIA INJETADA POR INVERSORES	39
3.6.1	Controle Hierárquico em Microrredes	39
3.6.2	Classificação de Inversores Conectados à Rede	40
3.6.3	Metodologias de Controle de Inversores Típicas	42
3.6.3.1	Controle Proporcional-Integral	43

3.6.3.2	Controle Proporcional-Ressonante	43
3.6.3.3	Controle <i>Dead-beat</i>	43
3.6.3.4	Controle de Histerese	44
3.6.4	Estratégias de Controle de Inversores	44
3.7	EMULAÇÃO DE INÉRCIA VIA INVERSORES	45
3.7.1	Considerações Iniciais para Emulação de Inércia	50
3.7.2	Metodologias de Emulação de Inércia via Inversores	51
3.7.2.1	Classificação de Métodos de Emulação de Inércia de Acordo com a Ordem da Máquina Síncrona	52
3.7.2.1.1	<i>Consistência Entre a Equação de Oscilação e o Controle via Droop</i> .	55
3.7.2.2	Classificação de Métodos de Emulação de Inércia de Acordo com o Sinal de Saída do Controlador	58
3.7.2.2.1	<i>Estrutura de VSM com Saída em Corrente</i>	58
3.7.2.2.2	<i>Estrutura de VSM com Saída em Tensão</i>	58
3.7.2.2.3	<i>Estrutura de VSM com Saída em Potência</i>	61
3.7.3	Visão Geral de Métodos de Emulação de Inércia	61
3.8	TIPO DE INVERSOR E ESTRUTURA PROPOSTA PARA OS CON- TROLADORES	62
3.9	CONCLUSÕES	64
4	MODELAGEM DINÂMICA DE VSIS	65
4.1	INTRODUÇÃO	65
4.2	DESCRIÇÃO DA ESTRUTURA TÍPICA DE UM VSI	65
4.3	MODELAGEM DINÂMICA DE INVERSORES	67
4.3.1	Modelagem da Etapa de Processamento de Energia	67
4.3.2	Filtros de Saída Típicos	69
4.3.2.1	Filtro L	70
4.3.2.2	Filtro LC	71
4.3.2.3	Filtro LCL	72
4.3.3	Equacionamento Dinâmico de Inversores	73
4.3.4	Modelagem de Inversores em Coordenadas $dq0$	75
4.3.4.1	Linearização do Modelo do Inversor em Coordenadas dq	77
4.3.5	Representação Linear em Espaço de Estados do Inversor	78
4.4	MODELAGEM DOS CONTROLADORES DO VSI	79
4.4.1	Modelagem do Controle de Potência	79
4.4.2	Modelagem do Controle de Tensão	83
4.4.3	Modelagem do Controle de Corrente	85
4.5	MODELO DINÂMICO COMPLETO DO VSI	87
4.5.1	Modelo Completo do VSI no Espaço de Estados	88
4.6	CONCLUSÕES	91

5	MODELAGEM DINÂMICA DE MICRORREDES	92
5.1	INTRODUÇÃO	92
5.2	ESTRATÉGIA MODULAR DE MODELAGEM DE MICRORREDES .	93
5.3	DEFINIÇÕES DE COORDENADAS GLOBAIS E COORDENADAS LOCAIS	94
5.3.1	Transformação de Coordenadas Globais e Locais	95
5.3.2	Modelagem no Espaço de Estados de Diversos VSIs	98
5.3.3	Modelagem Dinâmica da Rede Elétrica em Microrredes	99
5.3.3.1	Modelo Dinâmico das Linhas de Distribuição em Microrredes	99
5.3.3.2	Modelo Dinâmico de Cargas em Microrrede	101
5.4	DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DA MICRORREDE UTILIZADA NESTE TRABALHO	102
5.4.1	Estimativa da Tensão nos Barramentos de Saída	102
5.5	MODELO COMPLETO DA MICRORREDE	106
5.5.1	Modelo Completo em Espaço de Estados	107
5.6	CONCLUSÕES	107
6	AJUSTE DE CONTROLADORES E ANÁLISE DE ESTABILIDADE .	108
6.1	INTRODUÇÃO	108
6.2	SISTEMA-TESTE	108
6.3	AJUSTE DE CONTROLADORES	110
6.3.1	Malha de Controle de Corrente	110
6.3.1.1	Influência do <i>Feedforward</i> de Corrente	111
6.3.1.2	Estratégias para Minimizar Efeito de Ressonância do Filtro LCL	114
6.3.1.3	Ramo de Amortecimento Passivo no Filtro de Saída	114
6.3.1.4	<i>Feedforward</i> da Tensão do Capacitor	117
6.3.1.5	Comparativo das Estratégias via Diagrama de Bode	120
6.3.1.6	Ajuste do Controle de Corrente	121
6.3.2	Malha de Controle de Tensão	122
6.3.2.1	Influência dos ramos <i>feedforward</i>	123
6.3.2.2	Ajuste do Controle de Tensão	125
6.3.3	Malha de Controle de Potência	125
6.4	ANÁLISE DE ESTABILIDADE A PEQUENAS PERTURBAÇÕES	126
6.4.1	Análise de Estabilidade via Autovalores	127
6.4.2	Efeito da Variação dos Patamares de Carga nos Autovalores Do- minantes	128
6.4.3	Efeito da Variação dos Comprimentos das Linhas nos Autovalo- res Dominantes	130
6.4.4	Efeito do Ganho do <i>Droop</i> de Potência Ativa nos Autovalores Dominantes	132

6.4.5	Efeito do Ganho do <i>Droop</i> de Potência Reativa nos Autovalores Dominantes	133
6.4.6	Efeito da Frequência de Corte do Filtro passa Baixa nos Autovalores Dominantes	134
6.5	CONCLUSÕES	135
7	VALIDAÇÃO DE MODELOS E SIMULAÇÃO NÃO-LINEAR NO TEMPO	137
7.1	INTRODUÇÃO	137
7.2	IMPLEMENTAÇÃO DA MICRORREDE-TESTE NO MATLAB/SIMULINK	138
7.2.1	Rede Elétrica e Cargas	138
7.2.2	Inversores e Filtros de Saída	138
7.2.3	Controle de Corrente	141
7.2.4	Controle de Tensão	141
7.2.5	Controle de Potência	142
7.2.6	Modelo Linear em Espaço de Estados	144
7.3	COMPARAÇÃO ENTRE MODELOS NÃO-LINEARES DA MR A PARTIR DO MODELO MÉDIO E COMUTADO DOS INVERSORES	144
7.4	COMPARAÇÃO ENTRE MODELO LINEARIZADO NO ESPAÇO DE ESTADOS DA MR E MODELO NÃO-LINEAR A PARTIR DO MODELO MÉDIO DOS INVERSORES	149
7.5	SIMULAÇÃO NÃO-LINEAR NO TEMPO	151
7.5.1	Caso 1: Variação de Carga no Barramento 1	153
7.5.2	Caso 2: Rejeição de Carga no Barramento 3	158
7.5.3	Caso 3: Abertura Intempestiva da Linha Entre os VSIs 1 e 2	163
7.5.4	Caso 4: Perda de Geração do VSI 2	167
7.5.5	Caso 5: Variação no Ajuste <i>Droop</i> de Potência Ativa	171
7.5.6	Caso 6: Variação do Parâmetro ω_c do Filtro Passa-Baixa da Máquina Síncrona Virtual	176
7.6	CONCLUSÕES	182
8	CONCLUSÕES	184
8.1	RECAPITULAÇÃO DAS PROPOSTAS E CONTRIBUIÇÕES DA DIS-SERTAÇÃO	184
8.2	CONSIDERAÇÕES FINAIS	186
8.3	TRABALHOS FUTUROS	187
	REFERÊNCIAS	188
	APÊNDICE A – DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO DO MODELO COMPLETO DO VSI	204
	APÊNDICE B – DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO DO MODELO COMPLETO DA MICRORREDE	210

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA

A atual preocupação mundial com os problemas ambientais causados pela configuração tradicional dos sistemas de geração e transmissão de energia elétrica, muitas vezes baseados na queima de combustíveis fósseis, está impulsionando grandes investimentos no desenvolvimento de novas tecnologias de geração de energia que sejam menos agressivas ao meio ambiente. Este cenário, atrelado a questões econômicas e sociais, tem ensejado a expansão de geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis.

A penetração de fontes de geração renováveis está em grande expansão pelo mundo. Um exemplo pode ser observado em países como Dinamarca, Irlanda e Alemanha, que possuem a média anual de participação na geração de energia a partir de fontes renováveis não convencionais, como eólica e solar, maiores que 20%. No caso da Irlanda, a penetração instantânea de energia advinda dessas fontes de energia pode chegar a até 55% da geração de energia elétrica total do país (KROPOSKI *et al.*, 2017). Entretanto, diversas dificuldades técnicas estão relacionadas à inserção em larga escala de fontes de geração renováveis em sistemas de energia.

Algumas características de fontes não convencionais, como modularidade, flexibilidade em relação à potência nominal e tensão de conexão com a rede elétrica, e a não necessidade de investimentos iniciais elevados se comparados ao de fontes convencionais, incentivam seu crescimento em pequena escala e próximo dos consumidores. A geração de energia próxima do consumidor conectada em redes de média e baixa tensão é denominada Geração Distribuída (GD).

Com o intuito de viabilizar soluções para as dificuldades causadas pela grande inserção de GD, criou-se o conceito de redes inteligentes (*Smart Grids*). Nas *smart grids* os consumidores assumem atribuições como geração de energia e gerenciamento de carga para possibilitar sua operação. Uma das premissas do conceito de *smart grids* é a necessidade de estruturas de comunicação e controle que permitam uma operação conjunta de forma econômica e segura. As *smart grids* conectadas em redes de média e baixa tensão podem ser definidas como Microrredes (MR), as quais facilitam o uso de fontes de energia renovável em sistemas de energia.

As MRs devem possuir a capacidade de operação conectadas ou desconectadas de redes convencionais de energia. Quando a MR opera no modo conectado, seu controle de frequência e tensão é auxiliado pela rede convencional. Entretanto, quando operando no modo ilhado, a MR deve possuir a capacidade de atender a demanda com níveis de tensão e frequência satisfatórios apenas com seus recursos internos. Desta forma, microrredes operando no modo ilhado devem ser autônomas no que diz respeito ao atendimento de sua demanda com continuidade e qualidade.

Um dos problemas identificados na operação de uma MR autônoma é sua tendência de possuir inércia baixa ou até mesmo nula. Esta característica está relacionada à necessidade de fontes não convencionais de energia tipicamente necessitarem de interfaces de eletrônica de potência para serem conectadas às redes elétricas, desacoplando dinamicamente a fonte primária de energia da rede elétrica.

Para atingir requisitos satisfatórios operacionais de uma MR autônoma de baixa inércia, é necessário desenvolver soluções para possibilitar simultaneamente seu controle de tensão e de frequência a partir de unidades de geração que não contribuam intrinsecamente para a resposta inercial a perturbações na rede elétrica. A literatura apresenta diversas alternativas para contornar as dificuldades relatadas. Um exemplo é a mimetização do comportamento de máquinas síncronas a partir de estratégias de controle implementadas em inversores para auxiliar o controle de frequência de MRs.

Além do controle de tensão e frequência, as fontes de geração devem assegurar que a operação da MR seja estável.

O desenvolvimento de modelos matemáticos de MRs é fundamental para auxiliar tanto na avaliação da efetividade de estruturas de controle quanto na análise de estabilidade de MRs. Um exemplo disso é a modelagem linearizada no espaço de estados, que possibilita analisar a estabilidade da MR a pequenas perturbações e fornece suporte para o ajuste de controladores.

É importante também que MRs de baixa inércia apresentem comportamento dinâmico satisfatório frente a eventos tais como variação abrupta de carga, abertura intempestiva de linhas e rejeição de fontes de geração. A avaliação da estabilidade de uma MR a grandes perturbações pode ser realizada via simulações não-lineares no tempo.

Neste contexto, este trabalho visa contribuir para solução de alguns dos tópicos citados acima tais como: (i) avaliação de novas estruturas de controle para operação de MRs no modo ilhado; (ii) emulação de inércia via inversores; (iii) modelagem de microrredes; (iv) análise de estabilidade e (v) ajuste de controladores.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Apresenta-se a seguir uma breve revisão bibliográfica dos principais trabalhos técnicos encontrados na literatura e relacionados ao desenvolvimento desta dissertação. Destaca-se que muitos outros trabalhos que não são mencionados nesta seção, mas que também auxiliaram no desenvolvimento da dissertação, serão citados no decorrer do documento.

O artigo (ROCABERT *et al.*, 2012) apresenta estruturas de controle que são indicadas para controle de inversores em microrredes de corrente alternada. Uma das contribuições do autor é descrever de forma didática diferentes classificações de inversores de acordo com sua filosofia de controle, agrupando inversores em três

tipos principais: *Grid-Forming*; *Grid-Feeding*; e *Grid Supporting*. O inversor do tipo *Grid-Forming* controla a tensão em seus terminais sob frequência constante; o *Grid-Feeding* controla sua injeção de potência ativa e reativa na rede elétrica, e o *Grid-Supporting* controla de forma simultânea sua tensão e frequência.

A partir dos conceitos expostos em (ROGERS *et al.*, 2012), o artigo (BOUZID *et al.*, 2015) apresenta uma revisão de diversos métodos de controle que podem ser aplicados para inversores em microrredes. O autor apresenta como possível solução para controle de inversores a implementação de uma estrutura de controle hierárquica, na qual o controle primário de frequência é feito pelo controle *droop*, o controle secundário de frequência é responsável por anular o erro de frequência da microrrede e sincronização de fontes, e o controle terciário define a exportação e importação de potência ativa e reativa da microrrede para uma rede convencional. Outra contribuição do trabalho é proporcionar uma visão global de metodologias típicas de controle de inversores, como o controle Proporcional-Integral, Proporcional-Ressonante, *Dead-Beat*, controle por Histerese, entre outros.

O artigo (TIELENS; VAN HERTEM, 2016b) é bastante significativo no que diz respeito a questões relacionadas a inércia. O autor levanta detalhadamente a relevância da inércia em sistemas de energia, apontando sua possível diminuição em sistemas de energia futuros devido ao grande crescimento de geração que necessita de interfaces de eletrônica de potência para serem conectados à rede elétrica. Em acréscimo, este trabalho avalia tecnicamente a possibilidade de emular inércia via inversores para auxiliar no controle de frequência de sistemas de energia tradicionais.

Em microrredes, a problemática de inércia reduzida é atual, como relatam diversos trabalhos encontrados na literatura (ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017; D'ARCO; SUUL, 2013; TAMRAKAR *et al.*, 2017). Uma possível solução é implementar estruturas de controle para que fontes não-convencionais sejam capazes de mimetizar o comportamento de máquinas síncronas. Entretanto, embora este conceito, apresentado inicialmente em (BECK; HESSE, 2007), seja relativamente novo, atualmente existem inúmeras formas de implementar algoritmos com esta capacidade.

Devido ao fato de que a emulação de inércia é um tópico relativamente recente e reunir uma grande diversidade de metodologias de implementação relatadas na literatura, este documento dedica uma seção exclusiva para sua revisão bibliográfica de forma mais aprofundada, no Capítulo 3.

Em (POGAKU *et al.*, 2007) é apresentado uma metodologia bastante detalhada para modelagem de microrredes. O autor propõe um modelo linearizado no espaço de estados o qual contempla a modelagem dinâmica das malhas de controle, filtros de saída, rede elétrica e cargas da microrrede. No artigo confrontam-se os resultados obtidos na modelagem linearizada no espaço de estados com resultados retirados de experimentos feitos em uma microrrede real. O experimento efetuado na micror-

rede real ilustra a validação da metodologia da modelagem proposta. Assim como (POGAKU *et al.*, 2007), outros autores também discutem a necessidade de modelar dinamicamente a rede elétrica e cargas em microrredes (KATIRAEI *et al.*, 2007; MOHAMED; EL-SAADANY, 2008).

Uma maneira de ajustar controladores que emulam inércia é apresentada em (D'ARCO *et al.*, 2015). Neste artigo é desenvolvido um método automatizado para escolher valores ideais para os parâmetros da máquina síncrona virtual. O autor também efetua análises de estabilidade de um inversor que possui controle de emulação de inércia conectado à uma carga ou à uma fonte de tensão.

1.3 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

O objetivo geral desta dissertação é:

- Análise do comportamento dinâmico e projeto de controladores de microrredes de baixa inércia.

A partir deste objetivo geral são definidos objetivos específicos, os quais estão descritos abaixo:

- Apresentar conceitos de geração distribuída e microrredes, identificando a problemática da baixa inércia de microrredes operando no modo ilhado;
- Identificar estruturas de controle convenientes para auxiliar na operação de microrredes de baixa inércia operando no modo ilhado, avaliando a possibilidade de emular o comportamento de máquinas síncronas via inversores de potência através de estratégias de controle;
- Apresentar uma revisão bibliográfica detalhada dos métodos de implementação de máquinas síncronas virtuais via inversores, com o intuito de compará-los qualitativamente e justificar a escolha da metodologia utilizada neste trabalho;
- Apresentar uma estratégia de modelagem modular de microrredes;
- Validar o modelo matemático da microrrede para pequenas perturbações, comparando sua resposta dinâmica com a de um modelo não-linear implementado a partir de blocos no Matlab/Simulink;
- Avaliar o comportamento dinâmico da microrrede e seus controladores para grandes perturbações a partir de simulações computacionais utilizando modelos não-lineares;
- Avaliar o desempenho da estrutura de controle que mimetiza o comportamento de máquinas síncronas via inversores escolhida para este trabalho, considerando

critérios que contemplam a operação em paralelo de diversas fontes e a capacidade de emular inércia.

1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Este documento é composto por oito capítulos. Um resumo dos assuntos abordados em cada um deles são descritos a seguir.

O Capítulo 2 apresenta conceitos de geração distribuída e microrredes. As fontes de geração típicas de microrredes são descritas, detalhando-se as interfaces de eletrônica de potência necessárias para conectá-las à rede elétrica.

No Capítulo 3 são apresentadas estratégias de controle de inversores em microrredes de baixa inércia. Neste capítulo é abordada implementação de métodos de emulação de máquinas síncronas visando melhorar o comportamento dinâmico de microrredes. O capítulo apresenta também uma revisão bibliográfica detalhada sobre métodos de emulação de máquinas síncronas por meio de inversores.

No Capítulo 4 é apresentada a modelagem de VSIs (*Voltage Source Inverters*), contemplando o inversor, o filtro de saída e a estrutura de controle apresentada no Capítulo 3 deste trabalho.

No Capítulo 5 é apresentada uma modelagem dinâmica de microrredes. A rede elétrica e as cargas são modeladas dinamicamente e, utilizando o modelo de VSI desenvolvido no Capítulo 4, é desenvolvido o modelo completo da microrrede a partir de combinação linear dos modelos individuais de seus componentes.

No Capítulo 6 apresenta-se uma estratégia de ajuste de controladores e análise de estabilidade de uma microrrede-teste.

No Capítulo 7, o modelo linearizado da microrrede no espaço de estados é validado quando comparado com o modelo não-linear implementado por blocos no Matlab/Simulink. Além disso, neste capítulo são apresentadas e discutidas simulações não-lineares no tempo para grandes perturbações.

O Capítulo 8 é dedicado à revisão das contribuições da dissertação, considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.

2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA E MICRORREDES

2.1 INTRODUÇÃO

Tradicionalmente, sistemas de energia possuem uma estrutura hierarquizada e centralizada, na qual a energia é gerada por fontes de geração convencionais, como termoelétricas e hidroelétricas de grande porte, as quais estão afastadas dos principais centros de carga. A energia gerada é transmitida por longas linhas de transmissão de alta tensão até subestações mais próximas dos consumidores e, então, a tensão é transformada para valores mais reduzidos e a energia é distribuída entre os consumidores.

Essa disposição de geração, transmissão e consumo de energia elétrica está passando por grandes transformações, impulsionadas por questões econômicas, técnicas, sociais e ambientais (JÄRVENTAUSTA *et al.*, 2010). Uma das principais mudanças é a crescente participação de fontes de geração não convencionais, como energia eólica e solar, para geração de energia elétrica.

As principais fontes não convencionais, que serão descritas com mais detalhes neste capítulo, são mais flexíveis no que diz respeito a níveis de tensão operacionais, potência nominal e área física construída, possibilitando que sejam instaladas mais próximas de centros de carga. Essas fontes de geração conectadas próximas da carga são chamadas de fontes de Geração Distribuída (GD).

Contudo, apesar de sua flexibilidade, o aumento das GDs criam diversos desafios para a geração, transmissão e distribuição de energia de forma segura, econômica e de qualidade. Uma das soluções encontradas para viabilizar a grande inserção de GDs em sistemas de energia são as Microrredes (MR).

Este capítulo tem o objetivo de apresentar o conceito de geração distribuída, detalhando algumas características de fontes de energia mais utilizadas para este fim, com o foco em GDs conectadas a redes elétricas de distribuição via interface de eletrônica de potência; mapear os benefícios e desafios proporcionados pela utilização em grande escala destas fontes em sistemas de energia convencionais; apresentar o conceito de MR e como sua topologia pode auxiliar a integração de fontes não-tradicionais em sistemas de energia; seus modos de operação; e filosofias de controle.

2.2 DEFINIÇÕES E CONCEITO DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

Existem diversos critérios que podem ser utilizados para classificação e definição de GDs. Alguns desses aspectos são relacionados à localização do empreendimento, potência nominal, ponto de conexão com a rede elétrica, características da fonte primária de energia, tecnologias de geração e injeção da energia na rede, nível de tensão de saída, entre outros (CHOWDHURY *et al.*, 2009; ACKERMANN *et al.*,

2001; DONDI *et al.*, 2002).

Embora não haja consenso sobre quais características específicas uma fonte deve respeitar para ser classificada como GD, existe convergência que são caracterizadas como fontes de geração e armazenamento de energia conectadas a redes elétricas de baixa e média tensão. Além disso, são fontes de geração flexíveis, modulares e descentralizadas, e estão conectadas próximas ao consumidor (MERAL; ÇELİK, 2019; BEVRANI *et al.*, 2017).

Tipicamente, fontes de GDs são menos agressivas ao meio ambiente, e possibilitam a utilização de tecnologias mais eficientes e em menor escala, diminuindo perdas com transmissão de energia e a necessidade de grandes investimentos iniciais em infraestrutura para implementação destas fontes de geração (GRANT *et al.*, 2015).

Em um sistema de energia tradicional, a energia é gerada distante da carga por fontes convencionais e transmitida em alta tensão por longas linhas até o centro de carga, onde a tensão é transformada e distribuída, como mostra a Figura 1.

Em sistemas de energia com GD a energia não segue, necessariamente, o fluxo convencional, podendo fluir tanto da transmissão para a distribuição quanto da distribuição para a transmissão. Essa característica de fluxo de potência bidirecional ocorre porque a GD muitas vezes é implementada em redes de distribuição, como mostra a Figura 2.

2.2.1 Fontes Típicas de Geração Distribuída

Fontes de GDs são tipicamente modulares, não necessitam de grandes áreas de construção e obras de infraestrutura para serem implantadas e apresentam flexibilidade em termos de nível de tensão e potência nominal.

Algumas tecnologias de geração e armazenamento de energia que se encaixam nessas características são a geração fotovoltaica, células a combustível, geração eólica, microturbinas a gás, bancos de baterias, entre outros. Essas fontes de geração e de armazenamento de energia são as mais utilizadas como GD (MERAL; ÇELİK, 2019).

Por mais que não seja uma regra rígida, a maioria das fontes de GD são conectadas à rede elétrica via interface de eletrônica de potência. Na próxima subseção são apresentadas fontes típicas de GD com o intuito de identificar a maneira como são conectadas às redes elétricas.

2.2.1.1 Geração Eólica

Esta geração, que transforma energia cinética do vento em energia elétrica pode, em geral, ser conectada à rede de três formas distintas.

Na primeira delas, a turbina é composta por um motor à indução conectado à rede elétrica. Essa estrutura, além de apresentar baixo rendimento, propicia pouca

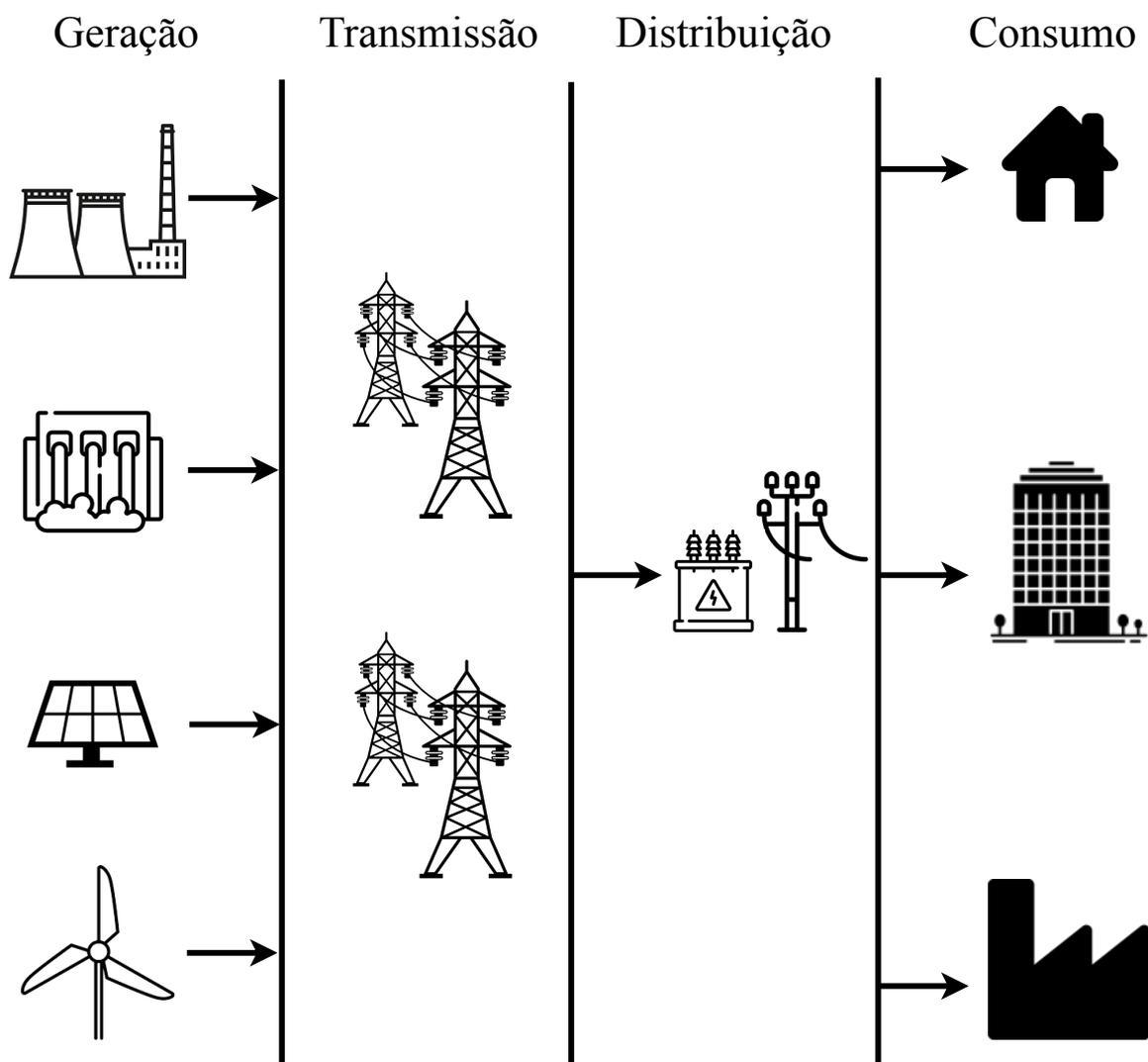


Figura 1 – Sistemas de energia tradicionais.

Fonte – Autoria própria.

flexibilidade operativa.

A segunda topologia, que é a mais utilizada nos dias de hoje, é o Gerador à Indução Duplamente Excitado (DFIG), na qual o estator é conectado diretamente à rede elétrica, enquanto que o rotor é conectado à rede elétrica por um sistema retificador-inversor *back-to-back*. Com este gerador, o rendimento da fonte é maior do que com a tecnologia citada anteriormente, e possibilita que a fonte forneça suporte de potência reativa (LETCHER, 2017).

O terceiro modo de conectar geração eólica em redes elétricas é chamada de *Full-Converter*. Nesta topologia, a turbina eólica é conectada à rede elétrica unicamente via eletrônica de potência. Desta forma há um desacoplamento entre a rede elétrica e a velocidade da turbina, possibilitando maior controle de sua velocidade de modo que aumente o rendimento e o controle de injeção de potência ativa e reativa na rede. Por

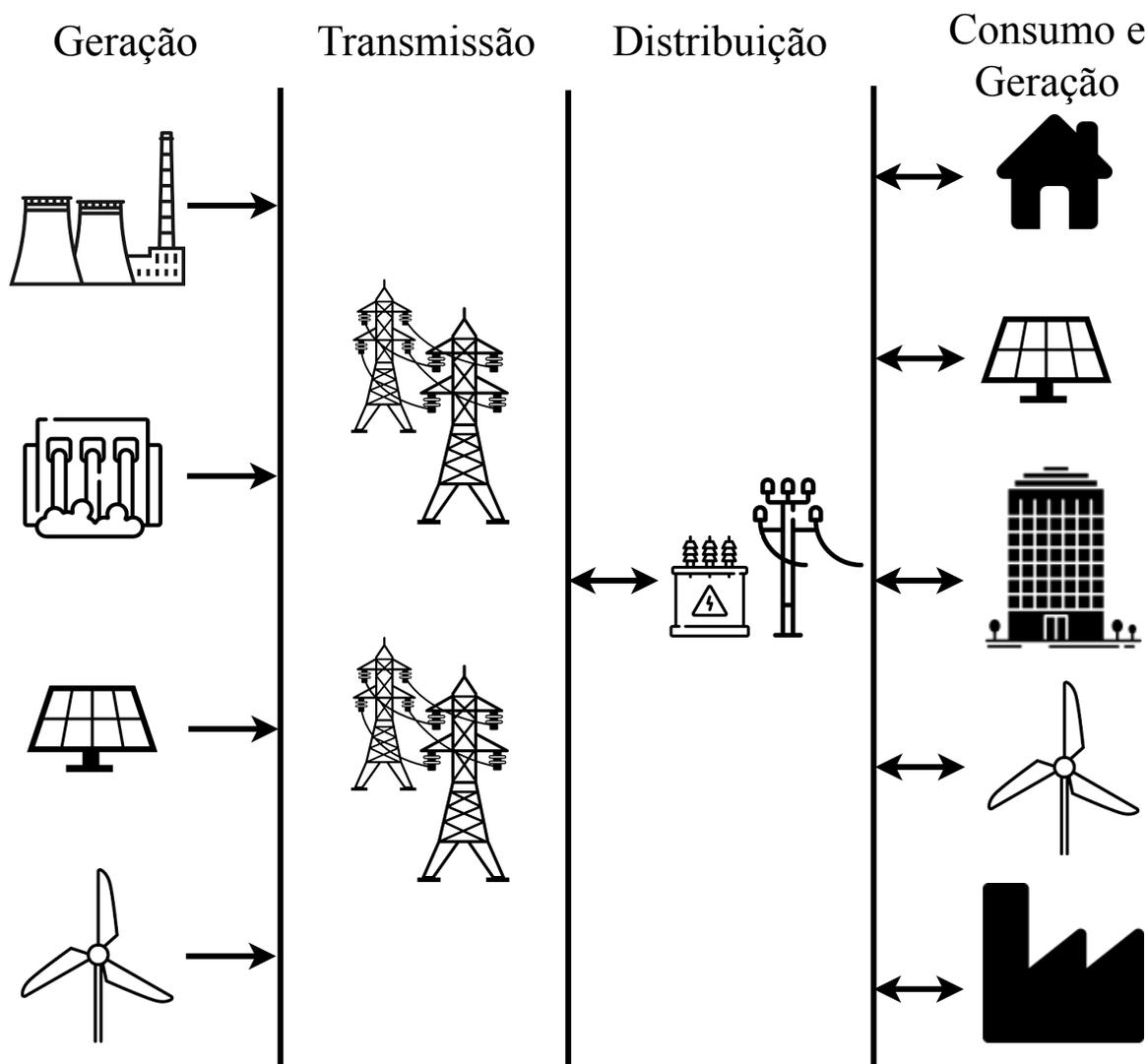


Figura 2 – Sistemas de energia com inserção de geração distribuída.

Fonte – Autoria própria.

mais que essa tecnologia tenha vantagens importantes em relação às outras, ela ainda é menos vantajosa economicamente no Brasil se comparada com a DFIG. A Figura 3 representa uma turbina eólica *Full-Converter*.

2.2.1.2 Geração Fotovoltaica

A geração fotovoltaica, que converte energia da irradiação solar em energia elétrica, é facilmente instalada em redes de distribuição. Neste modo de gerar energia, painéis fotovoltaicos são combinados para que se atinja níveis desejados de tensão e potência de geração de energia elétrica em corrente contínua.

A extração de potência dos painéis é feita por um inversor CC-CA que tem como objetivo típico injetar o máximo de energia possível na rede. Este objetivo de controle é comumente atingido pela implantação de estratégias de *Maximum Power Point Tracking*

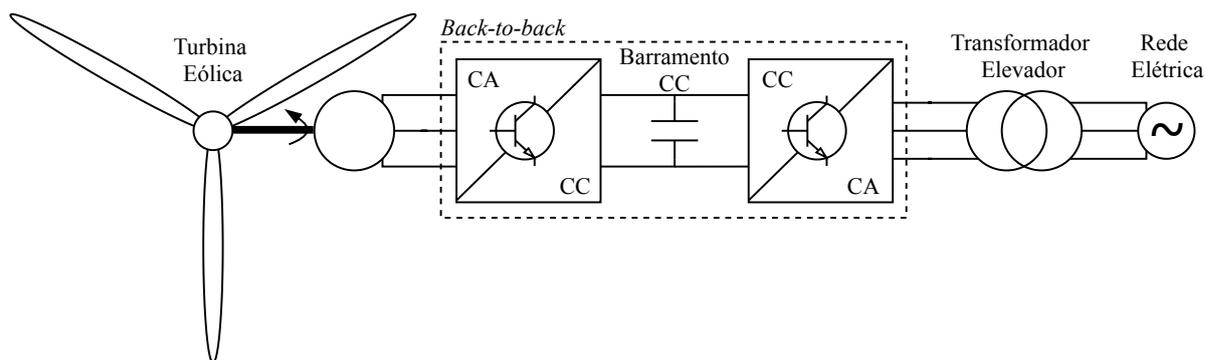


Figura 3 – Gerador eólico *Full-Converter*.

Fonte – Adaptado de (CHAVES, 2018).

(MPPT). A Figura 4 ilustra basicamente como esta fonte pode ser conectada à sistemas de energia.

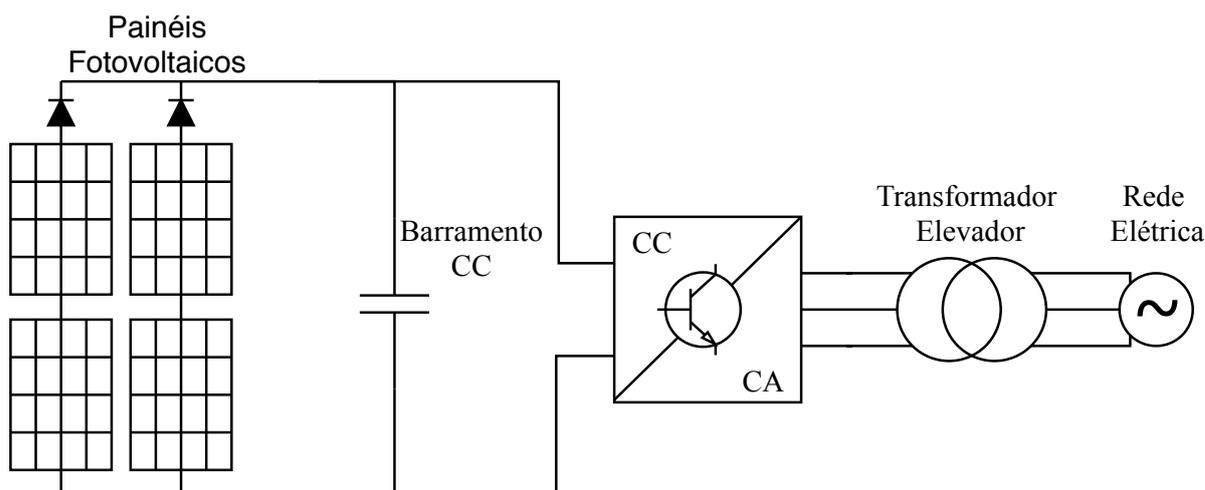


Figura 4 – Painéis fotovoltaicos.

Fonte – Adaptado de (CHAVES, 2018).

2.2.1.3 Microturbina a Gás

Microturbinas a gás são fontes de energia bastantes utilizadas em GD. Em relação a geradores a diesel tradicionais, microturbinas são pouco poluentes e tem custo de manutenção inferior. Além disso, são bastante flexíveis operacionalmente, podendo manter uma geração constante, ou ajustar sua geração de acordo com a variação da carga (CHOWDHURY *et al.*, 2009).

A frequência de operação de microturbinas é bastante elevada se comparada com a frequência da rede, e por isso a máquina pode ser conectada a ela por meio

de uma caixa de engrenagens e um gerador elétrico, ou por meio de um conversor *back-to-back*, como mostra a Figura 5.

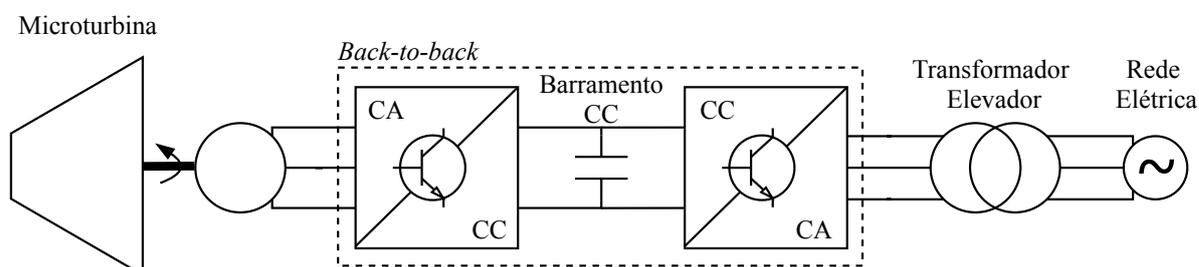


Figura 5 – Microturbina a gás.

Fonte – Adaptado de (CHAVES, 2018).

2.2.1.4 Células a Combustível

Células a combustível convertem energia química em energia elétrica e sua operação é semelhante à de baterias, com a diferença que o combustível deve ser fornecido continuamente a esta fonte para que o processo de geração de energia continue. As células a combustível geram energia a partir de gás natural, propano, metanol, hidrogênio, entre outros, e são conectada à rede pela combinação de um conversor CC-CC e um conversor CC-CA, como mostra a Figura 6 (CHOWDHURY *et al.*, 2009).

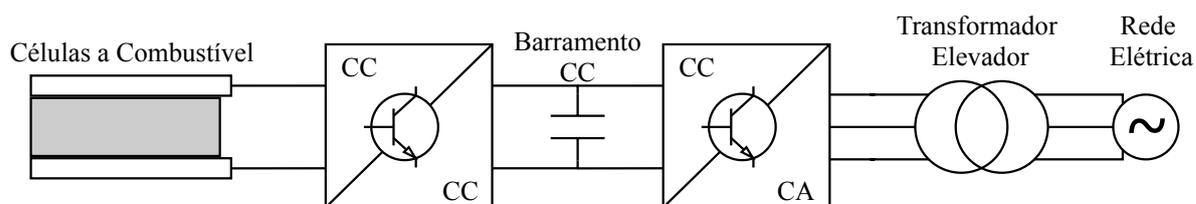


Figura 6 – Células a combustível.

Fonte – Adaptado de (CHAVES, 2018).

2.2.1.5 Dispositivos de Armazenamento de Energia

A diminuição da reserva girante em sistemas de energia está sendo bastante discutida nos dias de hoje, e, por mais que não sejam ainda muito atraente economicamente, estão sendo utilizadas soluções com dispositivos de armazenamento de energia para auxílio no controle de tensão e frequência de sistemas de energia (SADDLER *et al.*, 2017).

Os dispositivos de armazenamento mais utilizados são as baterias e volantes de inércia. As baterias armazenam energia química, e podem injetar ou absorver energia na rede elétrica por meio de um inversor CC-CA, como mostra a Figura 7. Já o volante de inércia armazena energia cinética em cilindros de massa elevada em rotação, e sua conexão com a rede elétrica é por meio de um conversor *back-to-back*, como mostra a Figura 8.

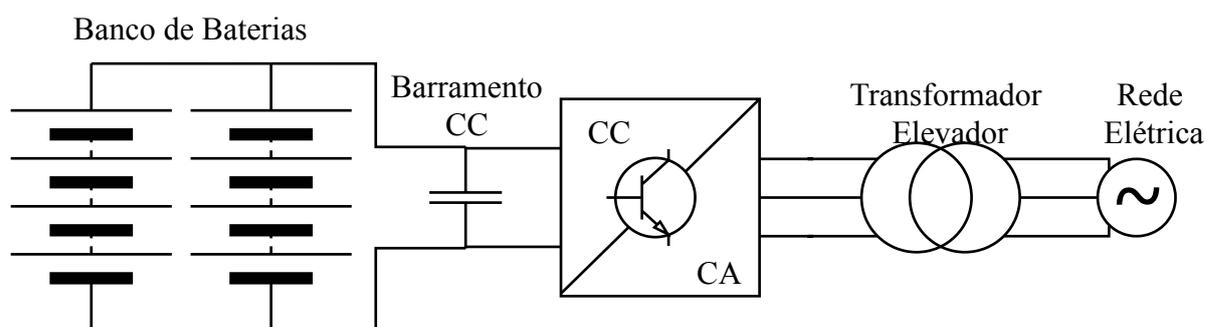


Figura 7 – Banco de baterias.

Fonte – Adaptado de (CHAVES, 2018).

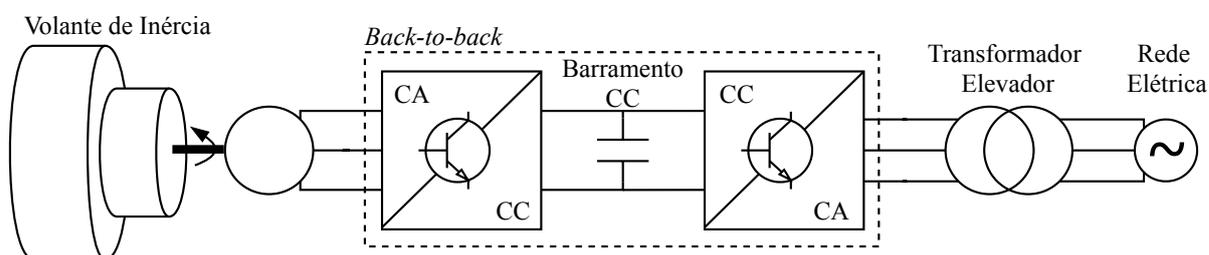


Figura 8 – Volante de inércia.

Fonte – Adaptado de (CHAVES, 2018).

Muitos estudos consideram que as baterias de veículos elétricos possam ser utilizadas para ajudar no controle de tensão e frequência de microrredes. Neste caso, um banco de baterias pode fornecer energia à rede ou ao motor do veículo por meio de inversores CC-CA, como mostra a Figura 9.

2.3 BENEFÍCIOS E DESAFIOS DA GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

A GD proporciona diversos benefícios socioambientais e econômicos, das vantagens evidenciadas (MERAL; ÇELİK, 2019; CHOWDHURY *et al.*, 2009; PUTTGEN *et al.*, 2003), tem-se:

- Minimização da dependência de combustíveis fósseis para geração de energia elétrica;

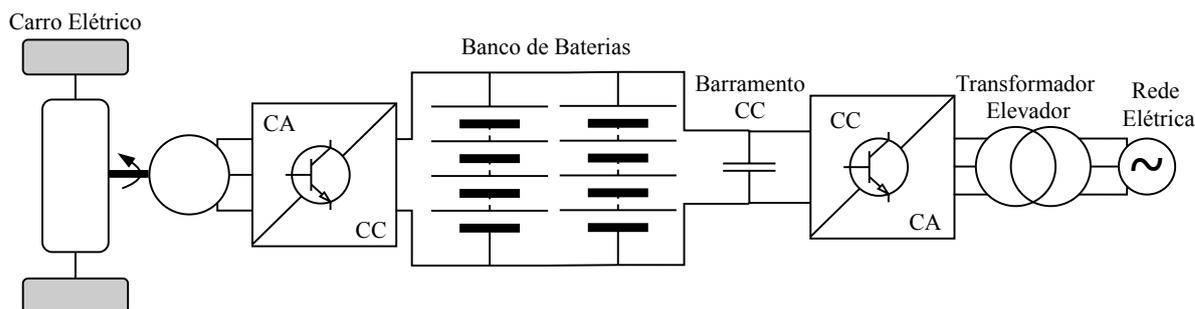


Figura 9 – Carros elétricos.

Fonte – Adaptado de (CHAVES, 2018).

- Diminuição dos custos de transmissão e distribuição para consumidores próximos da GD;
- Melhorias de eficiência e menos agressivo ao meio ambiente;
- Tempo de implantação reduzido em relação à geração convencional;
- Prescinde de investimentos iniciais elevados, facilitando sua utilização em locais isolados ou pouco desenvolvidos;
- Possibilita a operação no modo isolado quando há queda de energia da rede convencional.

Por mais que o benefício da GD seja evidente, uma série de complicações técnicas são relatadas devido à inserção deste tipo de fonte de geração. Alguns desses problemas são (TIELENS; VAN HERTEM, 2016b; DONDI *et al.*, 2002; LOPES, J. A. P. *et al.*, 2007):

- Baixa relação X/R de redes de baixa tensão, intermitência típica de algumas fontes de GD e falta de informações de seus estados operativos pelos operadores de distribuição dificultam o controle de tensão da rede elétrica;
- Fluxo de potência na distribuição, tradicionalmente unidirecional, passa a ser bidirecional, necessitando que filosofias de proteção em redes de distribuição sejam revistas;
- Desacoplamento dinâmico da fonte primária de energia e da energia injetada por GDs com interface de eletrônica de potência diminui a inércia do sistema;
- Diminuição da qualidade de energia pela injeção de harmônicos por inversores;
- Coordenação de diversas fontes de geração distintas e cargas se torna complexa.

2.3.1 Diminuição da Inércia em Sistemas de Energia

O aumento contínuo da carga e diminuição da construção de novas fontes de geração tradicionais de grande porte impulsionam ainda mais o crescimento de geração de energia por intermédio de fontes renováveis conectadas à rede via inversores. Além de sua inconstância, essas fontes de geração, em geral não contribuem com a inércia do sistema devido ao desacoplamento dinâmico entre a geração e a rede, imposta pela interface de eletrônica de potência. A consequência é a diminuição da inércia dos sistemas de energia elétrica (TIELENS; VAN HERTEM, 2016a).

A inércia das massas girantes de geradores síncronos e turbinas determina a resposta imediata da frequência em situações de desbalanço entre geração e carga. Quando ocorre uma variação de frequência, essas massas girantes irão fornecer ou absorver energia elétrica da rede na forma de energia cinética, diminuindo o efeito da variação da frequência. Quanto menor a inércia, maior é a taxa de variação de frequência da rede, deixando-a mais vulnerável a desequilíbrios de carga e geração.

Por mais que ainda não sejam observadas grandes dificuldades operacionais devido à redução de inércia grandes sistemas de energia (TIELENS; VAN HERTEM, 2016b), devem ser desenvolvidas estratégias de controle, armazenamento de energia e gestão da demanda em sistemas com predominância de geração não-convencional para contornar dificuldades operativas que um sistema de baixa inércia acarreta.

Com os objetivos de solucionar os problemas causados pela grande inserção de GD em sistemas de energia, aumentar a continuidade de distribuição de energia, e possibilitar seu fornecimento em locais remotos ou pouco desenvolvidos, criou-se o conceito de MR, que é apresentado com mais detalhes a seguir.

2.4 MICRORREDES

A tendência de modificação da topologia clássica das redes de distribuição para acomodar a crescente penetração de GD pode ocasionar diversas dificuldades operativas para manter os níveis de segurança, confiabilidade e continuidade de energia, como visto anteriormente.

Com a proposta de investigar possíveis soluções dos problemas causados por grande inserção de GD, criou-se o conceito de redes inteligentes (*smart grids*). De acordo com esse conceito, os consumidores passam a colaborar com a geração de energia e gerenciamento de carga. Assim, em *smart grids* é necessário que haja estruturas de comunicação e controle que possibilitem uma operação conjunta de forma econômica e segura. As *smart grids* conectadas em redes distribuição podem ser definidas como Microrredes (MR), as quais facilitam o uso de fontes de energia renovável em sistemas de energia de média/baixa tensão (BOUZID *et al.*, 2015).

Microrredes são sistemas de energia, geralmente de pequeno porte, que podem

ou não estar conectados a uma rede convencional. As fontes de geração de energia em MR são tipicamente GDs, e essas fontes devem ser capazes de atender à carga com qualidade, promovendo o controle de tensão e frequência da MR.

Para auxiliar o atendimento à carga, visto que diversas fontes de GD são tipicamente inconstantes e imprevisíveis, MRs devem possuir dispositivos de armazenamento de energia, gerenciamento da demanda, e estruturas de comunicação e controle adequadas. Desta forma, os componentes típicos de MRs são dispositivos de armazenamento de energia, cargas controláveis e fontes de GD.

As MRs possuem a capacidade de operar no modo conectado, na qual se estabelece conexão elétrica com uma rede convencional, ou no modo isolado, em que não há conexão com uma rede convencional. Este fato possibilita uma melhora na confiabilidade e continuidade do fornecimento de energia, visto que a MR pode continuar a atender a carga em situações de falha na rede convencional (LASSETER *et al.*, 2002).

Para proporcionar uma operação segura, de qualidade e com continuidade, é evidente que estratégias de controle, supervisão, proteção e comunicação entre os recursos de geração e cargas devem ser desenvolvidas. No que diz respeito ao controle dos dispositivos da MR, duas filosofias básicas são descritas na literatura (LASSETER *et al.*, 2002; GIL; CABETE *et al.*, 2009).

A primeira delas é baseada no controle hierárquico, utilizado também em sistemas convencionais de energia. Nesta estratégia, é possível otimizar os recursos da MR, porém esta premissa causa a necessidade de reajuste das estruturas de controle e supervisão de equipamentos quando houver a necessidade de expansão da MR.

A segunda filosofia é baseada no conceito *plug-and-play*, no qual a retirada ou entrada em operação de equipamentos da rede não cria a necessidade de grandes ajustes no controle e supervisão da MR. Nessa estratégia, o controle dos equipamentos da MR deve ser feito de modo distribuído e não centralizado como é feito em sistemas clássicos de energia.

No decorrer do capítulo serão discutidas com mais detalhes as questões expostas acima, bem como uma das grandes dificuldades encontradas para implementação de MRs, que é sua característica de possuir inércia baixa ou quase nula.

2.4.1 Estrutura de Microrredes

As MRs possuem fontes como geração eólica, fotovoltaica, microturbinas a gás, células a combustível; dispositivos de armazenamento de energia como banco de baterias, volantes de inércia e super-capacitores; e cargas controláveis.

Esses dispositivos são conectados à baixa e média tensão, e podem estar conectados ou desconectados de uma rede convencional. O controle conjunto de todos os equipamentos de uma MR deve ser capaz de operá-la de modo satisfatório,

independentemente de seu modo de operação.

A Figura 10 apresenta a estrutura básica de uma MR, na qual são apresentados os Controladores de Carga (LC), Controladores de Microfontes (MC), Controle Central da Microrrede (MGCC) e Ponto de Conexão Comum (PCC) entre a MR e a rede convencional.

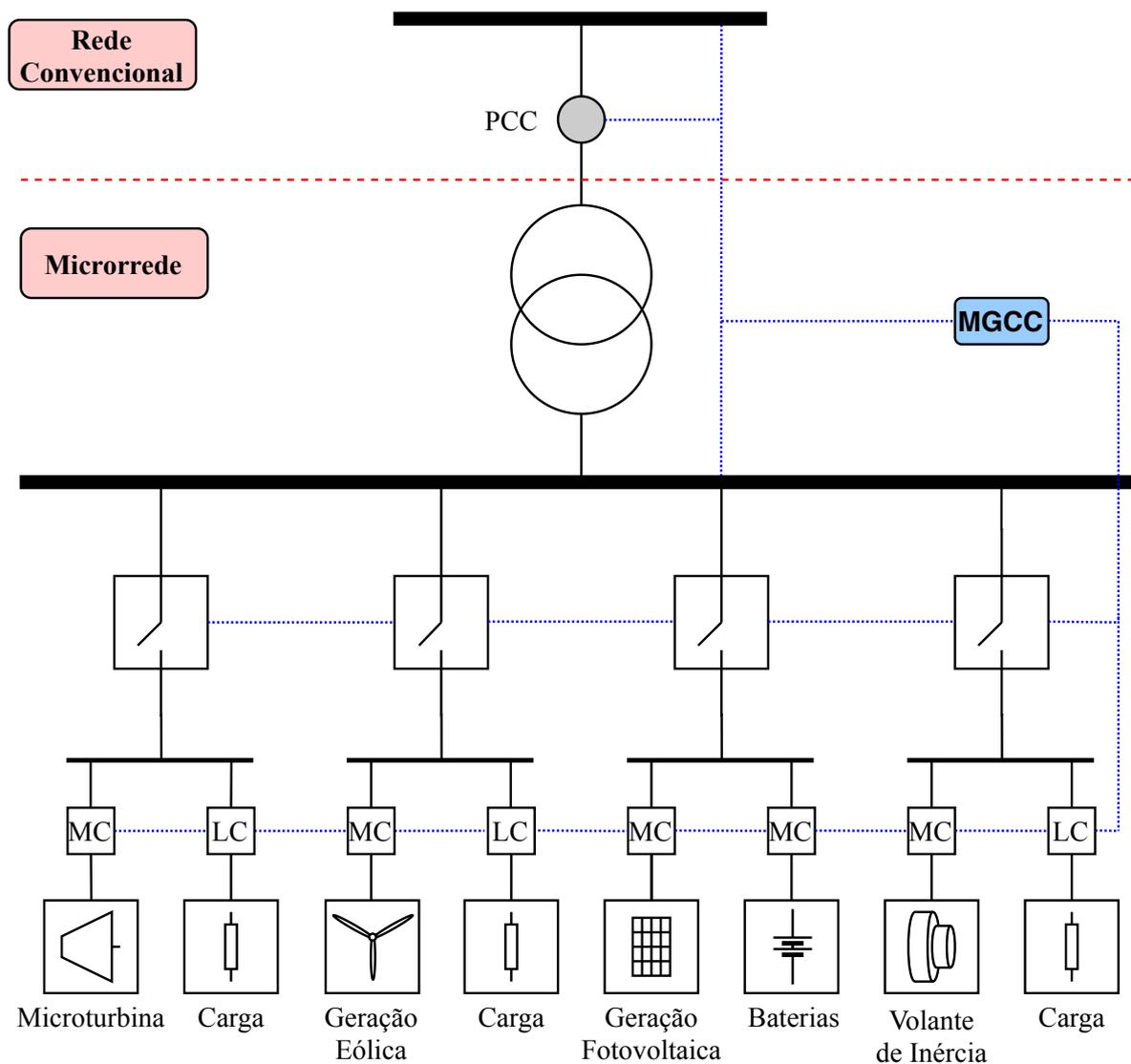


Figura 10 – Microrredes.

Fonte – Adaptado de (BEVRANI *et al.*, 2017).

2.4.2 Modos de Operação de Microrredes

Uma das maiores vantagens obtidas ao se utilizar MRs para conectar GD em sistemas de energia é a sua flexibilidade de operar conectada ou desconectada eletricamente de uma rede tradicional, possibilitando maior flexibilidade operativa.

No modo conectado, a rede convencional fornece suporte de tensão e controle de frequência para a MR, possibilitando que o maior objetivo das fontes de geração desta MR seja buscar o ponto de geração de potência ativa mais vantajoso economicamente, respeitando suas restrições elétricas. Neste modo de operação, de acordo com o cenário de geração de suas fontes, pode haver importação ou exportação de energia entre a MR e a rede tradicional.

No modo desconectado, não há conexão elétrica entre a MR e a rede convencional, sendo necessário que a carga e requisitos de qualidade de energia sejam atendidos apenas com seus recursos de controle e geração de energia. O balanço entre a geração e carga é feito pela coordenação entre os recursos de geração e gerenciamento do consumo de energia. Neste modo de operação, se há mais geração do que consumo, a energia excedente deve ser armazenada ou as fontes de geração controláveis devem diminuir sua geração. Em contrapartida, quando a carga é maior que a geração, o controle de frequência atua pelo gerenciamento de consumo ou aumento de geração quando possível.

A transição entre o modo conectado e o modo desconectado pode ser definido por questões de manutenção, planejamento ou defeitos na rede convencional, entre outros.

2.4.3 Filosofias de Controle de Microrredes

O controle de MRs tem como objetivo atender a demanda com qualidade e continuidade de energia, independentemente do seu modo de operação. Para isso, os controladores devem possuir uma estrutura que possibilite que as fontes de GD façam o balanço de geração e consumo, forneçam localmente controle de tensão e assegure a estabilidade da MR.

Manter a estabilidade e qualidade de energia em MRs requer o desenvolvimento de estratégias de controle sofisticadas (MOREL *et al.*, 2010). Para atingir esse objetivo pode-se genericamente dividir as filosofias de controle de MR em estratégias de controle centralizado ou estratégias de controle descentralizado.

As estratégias de controle centralizado, ou hierárquico, podem possuir três níveis (HATZIARGYRIOU *et al.*, 2006). No primeiro nível está o controle local, no qual é executado o comando de ajuste de geração de potência ativa e reativa pelas GDs e controle de cargas. O segundo nível visa, além do atendimento da carga com qualidade, aspectos de otimização operativa e econômica. O terceiro nível é responsável pela troca de informações com os sistemas externos, definindo por exemplo a exportação e importação de energia entre a MR e a rede convencional.

No controle descentralizado, não há a necessidade de programar a geração pelo operador do sistema de distribuição, pois a geração de potência ativa e reativa da MR é definida por seus controladores de modo que todas as fontes possam contribuir

de forma coordenada, porém sem a necessidade de um sistema de comunicação entre elas para atingir os objetivos de controle de MR. O controle descentralizado utiliza o conceito *plug-and-play*, facilitando a expansão da MR sem que haja necessidade de efetuar grandes mudanças estruturais ou de controle.

2.5 POUCA OU NENHUMA INÉRCIA EM MICRORREDES

Como visto anteriormente, a inserção de GD com interface de eletrônica de potência não causa grandes impactos em termos de diminuição de inércia em sistemas tradicionais de energia. Porém sistemas isolados de pequeno porte são mais propensos a dificuldades operacionais devido à grande quantidade de GD conectada a eles (ETXEGARAI *et al.*, 2015).

Como uma parcela significativa da geração de energia em MRs é oriunda de fontes não-convencionais, sua inércia pode ser baixa ou até nula. Devido a este fato, muitos esforços estão sendo direcionados para o desenvolvimento de estratégias de controle dos inversores dessas fontes de geração não-convencionais para que a sua injeção de potência emule o comportamento da inércia de máquinas síncronas, mitigando os efeitos negativos causados pela característica de baixa inércia em MRs. Algumas dessas estratégias de controle de inversores para MRs de baixa inércia que emulam máquinas síncronas são apresentadas com mais detalhes nos próximos capítulos deste trabalho.

2.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo apresenta-se o conceito de geração distribuída, enfatizando sua importância para o aumento da integração de fontes tipicamente renováveis a sistemas de energia. A GD traz diversos benefícios socioeconômicos, ambientais e técnicos para sistemas de energia, porém sua inserção em larga escala pode trazer complicações para redes de distribuição. Alguns desses problemas, conforme relatado neste capítulo, são relacionados a dificuldade do controle de tensão em redes de baixa tensão, mudança do fluxo unidirecional para bidirecional na rede de distribuição, diminuição da qualidade de energia devida à injeção de harmônicos por inversores, e coordenação da operação multiagentes na distribuição de alta complexidade.

Outra complicação trazida pelas GDs é que a maioria dessas fontes são, além de intermitentes, conectadas à rede via inversores. Essa interface de eletrônica de potência das GDs desacopla fisicamente a dinâmica da fonte primária de energia; ocorrendo em grande escala, tal desacoplamento pode ocasionar uma diminuição considerável da inércia de sistemas de energia.

Alguns dos problemas intrínsecos da integração em grande escala de GD em redes de distribuição, podem ser mitigados mediante o conceito de MR, que pode ser

visto como uma função auxiliar para a integração de GDs em redes de média e baixa tensão. As MRs, em geral, devem possuir capacidade de operar no modo conectado ou desconectado de uma rede convencional, possibilitando maior flexibilidade operativa, qualidade e continuidade de energia.

É previsto que, no modo desconectado da rede convencional, a MR possua fontes de armazenamento de energia e gerenciamento da demanda, para auxiliar em seu controle de frequência.

Em acréscimo, apresenta-se os objetivos de controle de MR e como atingi-los por meio de duas filosofias de controle, sejam elas via ação centralizada ou estratégia descentralizada.

Como discutido ao longo do capítulo, para possibilitar uma operação segura de MRs é necessário o desenvolvimento de estratégias sofisticadas de controle de suas fontes, como por exemplo a emulação de inércia via inversores, visando mitigar as dificuldades operativas ocasionadas pelo fato de a inércia de MRs ser baixa se comparada a de sistemas de energia tradicionais.

No próximo capítulo será apresentada com mais detalhes estratégia de controle que podem ser utilizadas em MR de baixa inércia operando desconectadas de redes convencionais.

3 CONTROLE DE INVERSORES EM MICRORREDES DE BAIXA INÉRCIA

3.1 INTRODUÇÃO

Diferentemente de sistemas de energia convencionais, nos quais predomina a geração de energia por máquinas síncronas, microrredes (MRs) possuem unidades de gerações que não contribuem intrinsecamente com a resposta inercial a perturbações, como variações de carga. Valores reduzidos de inércia constituem-se em um fator preocupante para operação de sistemas de potência, pela evidente degradação de comportamento dinâmico da MR. Este efeito é observado com mais regularidade em MR operando desconectadas de um sistema de energia convencional, o que é caracterizado como modo de operação ilhado.

No que diz respeito às filosofias de controle, MRs operando conectadas a uma rede convencional recebem suporte para controle de tensão e frequência. Nesta situação as fontes de geração da MR têm como objetivo principal atender patamares de geração economicamente favoráveis, respeitando suas restrições elétricas.

Já em MRs operando no modo ilhado, os controles de tensão e de frequência devem ser efetuados apenas mediante seus recursos internos, que envolvem tipicamente fontes de geração com baixa inércia, cargas controláveis e fontes de armazenamento de energia. Portanto no modo de operação ilhado prioriza-se a operação segura em níveis de frequência e tensão adequados, ao invés do despacho de energia mais favorável economicamente.

Visando abordar os desafios encontrados na operação de MR isoladas, propõe-se analisar as características de topologias de inversores e de metodologias de controle capazes de melhorar a dinâmica de MR com baixa inércia. Uma das soluções promissoras discutidas na literatura consiste no desenvolvimento de mecanismos de emulação do comportamento dinâmico de máquinas síncronas, mediante a implementação de controles digitais apropriados, atuantes sobre os inversores que conectam as fontes de geração à MR (ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017; ZHONG; WEISS, 2011).

Neste capítulo serão abordados diversos conteúdos, dos quais os principais são: *(i)* objetivos do controle de inversores; *(ii)* operação de inversores em paralelo; *(iii)* controle de inversores em microrredes; *(iv)* emulação do comportamento inercial de máquinas síncronas via inversores. Além disso, a seguir é feita uma breve discussão sobre a relevância da inércia para sistemas de energia.

3.2 A RELEVÂNCIA DE INÉRCIA EM SISTEMAS DE ENERGIA

Em sistemas convencionais de potência, a grande maioria das fontes de geração são baseadas em máquinas síncronas de grande porte. A conversão da energia cinética para energia elétrica é feita por uma interface mecânica, tipicamente represen-

tada pelos geradores e máquinas primárias destas usinas. Além disso, na presença dessas fontes de geração é possível estabelecer uma relação direta entre a velocidade das máquinas síncronas e a frequência da rede elétrica.

Quando ocorre um distúrbio em sistemas de energia cujas fontes de geração são majoritariamente convencionais, as massas girantes dessas máquinas opõem uma resistência natural à variação da frequência elétrica do sistema. Esse efeito acontece devido à inércia dessas massas girantes.

As equações que representam a máquina síncrona a partir do modelo clássico ou simplificado, considerando o efeito combinado do amortecimento intrínseco da própria máquina e sensibilidade da carga à frequência por meio de um coeficiente de amortecimento, são:

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = T_m - T_e - D(\omega_m - \omega_r) \quad (1)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m - \omega_r \quad (2)$$

em que J é o momento de inércia, θ_m é a posição angular do rotor, T_m é o torque mecânico, T_e é o torque eletromagnético, D é o coeficiente de amortecimento, ω_m é a velocidade angular do rotor da máquina síncrona e ω_r é a velocidade angular da rede elétrica.

Ao multiplicar a equação (1) pela velocidade angular e efetuar algumas manipulações algébricas chega-se a:

$$2H \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = P_m - P_e - K_d(\omega_m - \omega_r) \quad (3)$$

em que H é a constante de inércia da máquina, P_m é a potência mecânica, P_e é a potência elétrica e K_d é a constante de amortecimento.

Esta equação é conhecida como equação de oscilação, e relaciona o impacto da diferença entre potência elétrica e mecânica da máquina com a variação de sua velocidade. A constante de inércia representa a quantidade de energia cinética armazenada na máquina síncrona em sua velocidade nominal. Quanto maior H maior é a resistência que a máquina apresenta a variações de torque aplicado ao seu eixo. Portanto, valores altos de inércia são desejáveis do ponto de vista da dinâmica e controle de sistemas de energia elétrica.

A estabilidade de sistemas de energia pode ser divididas em três classes, sejam elas: (i) estabilidade angular dos rotores das máquinas; (ii) estabilidade de tensão; e (iii) estabilidade de frequência (KUNDUR *et al.*, 1994). Por mais que a variação da inércia afete estas três categorias de estabilidade, será discutida em maiores detalhes sua influência na estabilidade de frequência.

3.2.1 Influência da Inércia na Estabilidade de Frequência

A frequência em sistemas de potência é definida pela velocidade dos geradores síncronos que estão conectados a estes sistemas. Em regime normal de operação, a frequência da rede está muito próxima de seu valor nominal. A variação da frequência se dá pelo desbalanço entre a geração e o consumo de energia, e a estabilidade de frequência está relacionada à capacidade que sistemas de energia possuem de manter essa variação em patamares operacionais após um desbalanço de carga e geração (KUNDUR *et al.*, 2004).

Em (TARNOWSKI, 2012), dividem-se os motivos de desbalanço de geração e consumo de energia em dois tipos distintos. O primeiro deles relaciona-se às variações de carga e geração que acontecem normalmente no decorrer do dia, durante o que é considerado regime normal de operação, enquanto a segunda ocorre quando há grandes perturbações no sistema, como rejeição de um grande bloco de carga ou perda de geração.

Em regime normal de operação, a frequência deve variar na ordem de centenas de μHz ao redor do valor referência. No Brasil, essa variação está restrita em $\pm 0,1 \text{ Hz}$. Durante grandes perturbações, a variação de frequência pode atingir valores na ordem de poucos Hz . Essa variação pode aumentar a corrente magnetizante de transformadores e motores a indução, afetar o desempenho de geradores convencionais, ocasionar desligamento de usinas termoelétricas e cargas, entre outras dificuldades operativas (TIELENS, 2017).

O período de restabelecimento da frequência após um desbalanço de carga e geração pode ser dividido em três intervalos distintos. Primeiramente atua a resposta inercial das máquinas, em seguida atua o controle primário, e finalmente o controle secundário de frequência. A resposta inercial, na qual as máquinas apresentam resistência à variação instantânea da frequência, atua no intervalo de dezenas de microssegundos até poucos segundos (TIELENS; VAN HERTEM, 2016b). Em seguida, atuando na ordem de poucos segundos até dezenas de segundos, o controle primário de frequência ajusta localmente a potência das máquinas primárias, visando minimizar o erro de frequência em relação a referência. Finalmente, na ordem de minutos, entra em operação o controle secundário de frequência, que tem como característica ajustar a geração de fontes selecionadas previamente com o intuito de zerar o erro de frequência do sistema. Os fenômenos físicos e ações de controle que influenciam no controle de frequência podem ser sintetizados, de acordo com sua faixa de ação temporal, conforme a Figura 11, adaptada de (MILANO, 2010), com destaque para a resposta inercial.

A diminuição da inércia reduz o efeito da resposta inercial frente a desbalanços de carga e geração, ocasionando aumento da Taxa de Variação de Frequência (ROCOF). O aumento da ROCOF pode ser considerado como um dos principais desafios

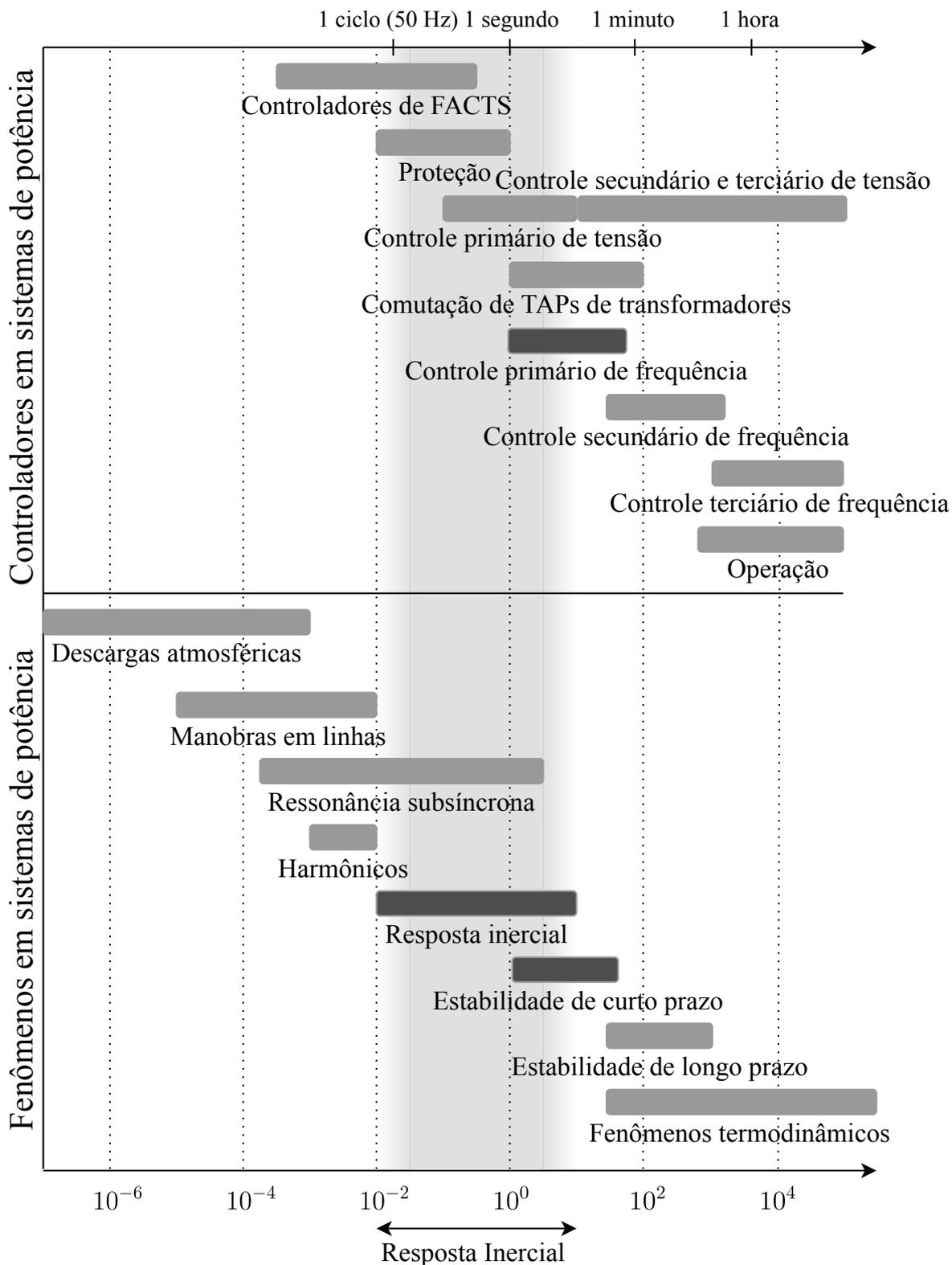


Figura 11 – Divisão temporal de fenômenos físicos em sistemas de potência.

Fonte – Adaptado de (MILANO, 2010).

para operação de sistemas de energia de baixa inércia. Além de diminuir o tempo permissível para atuação do controle primário de frequência antes que esta atinja valores

nos quais cargas ou gerações são cortadas, sabe-se que tanto o ROCOF como o valor instantâneo da frequência são importantes para determinar os ajustes de esquemas de proteção sistêmicos ou de dispositivos sensíveis à variação de frequência (TIELENS; VAN HERTEM, 2016b; LALOR *et al.*, 2004). A Figura 12 ilustra genericamente o comportamento da frequência de um sistema de energia após uma perturbação severa, incluindo as ações dos controles primário e secundário, além de indicar valores mínimos de frequência atingido e o ROCOF.

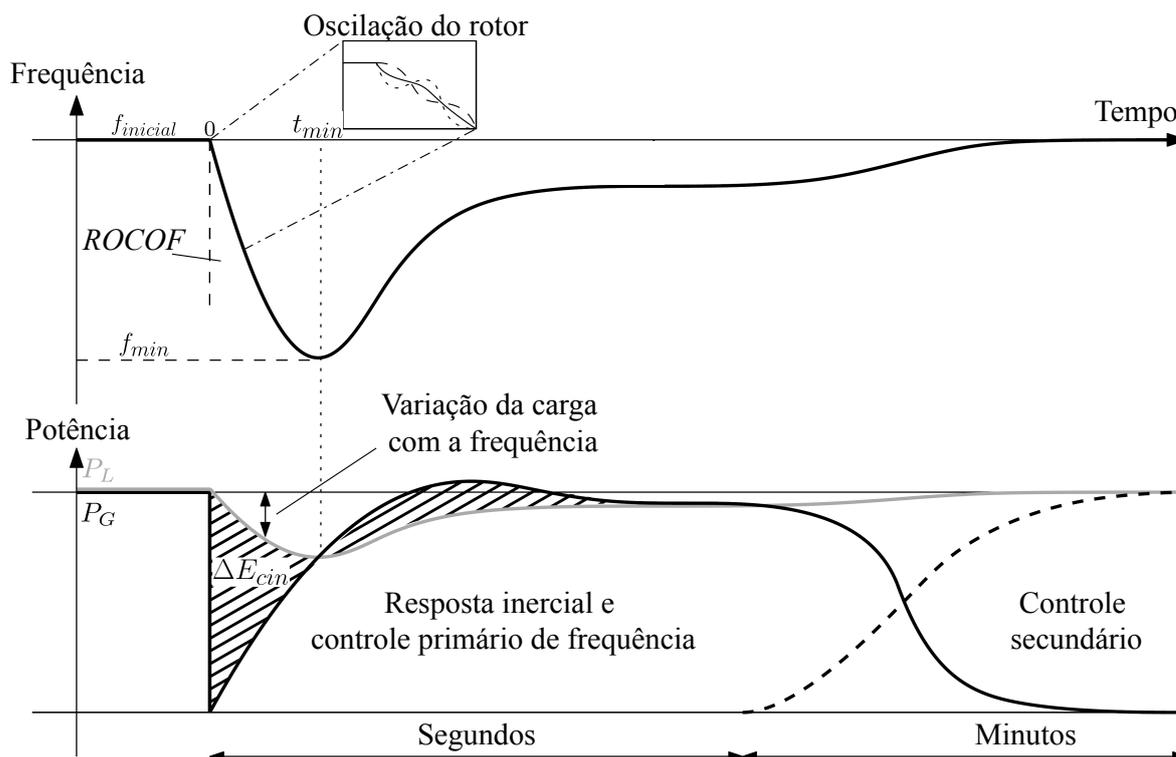


Figura 12 – Recomposição de frequência após distúrbios em sistemas de potência.

Fonte – (TIELENS; VAN HERTEM, 2016b).

Fontes de geração não-convencionais necessitam de interfaces de eletrônica de potência para serem conectadas a sistemas de energia elétrica. Este fato faz com que essas fontes não contribuam intrinsecamente para a inércia de sistemas de energia. Uma das alternativas de diminuir esse impacto, apresentada posteriormente neste capítulo, é emular o comportamento inercial da máquina síncrona pela ação de controladores. A seguir, apresentam-se objetivos de controle de inversores em microrredes.

3.3 OBJETIVOS DE CONTROLE DE INVERSORES EM MICRORREDES

Fontes primárias de energia como eólica, solar, células a combustível, entre outras, necessitam de uma combinação específica de conversores para controlar a energia injetada na rede. Em geral, as estruturas dos controladores dos inversores

atuam para equilibrar a energia retirada da fonte primária com a energia injetada na rede. Transitoriamente, se a energia retirada da fonte primária for maior que a energia injetada na rede, a tensão do barramento em Corrente Contínua (CC) aumenta, e, caso ocorra o contrário, a tensão do barramento CC diminui.

Uma estrutura genérica dessas interfaces pode ser representada pela Figura 13, na qual o conversor de entrada conecta a fonte primária ao barramento CC, enquanto que o conversor de saída conecta o barramento CC ao filtro de saída, que é responsável pela conexão da unidade de geração à rede elétrica.

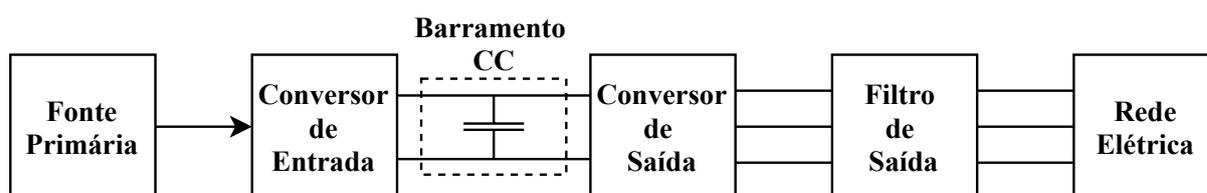


Figura 13 – Estrutura típica de interfaces de eletrônica de potência.

Fonte – Autoria própria.

A rede elétrica pode ser representada por sistemas de energia convencionais ou microrredes. No caso em que a fonte de geração está conectada a uma rede convencional, o controle da energia extraída da fonte primária, efetuado pelo conversor de entrada, prioriza a maximização de geração de energia da fonte. Para isso, diversos controles podem ser desenvolvidos, como o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) para geração solar ou eólica, ou controle de velocidade do rotor de turbinas eólicas. Essa troca de energia é bidirecional, de acordo com a necessidade operativa da fonte. Além disso, o conversor de entrada possui diversas estruturas de proteção da fonte primária. O inversor de saída atua para processar essa energia da melhor maneira possível, de modo que a qualidade de energia, sincronização e operação em paralelo do inversor com outras fontes seja mantido (HORNÍK, 2010).

Em aplicações em que os recursos de controle de tensão e frequência são limitados, como é o caso de MR ilhadas, a fonte de geração como um todo prioriza a operação segura em detrimento da otimização de recursos energéticos. Desta forma, desenvolvem-se estruturas de controle para o inversor de saída para, além de manter a capacidade de sincronização, operação em paralelo com outras fontes e injetar energia de qualidade, ajudar no controle de frequência e tensão da MR e garantir sua estabilidade. Neste caso, o conversor de entrada possui estruturas de controle para auxiliar o bom funcionamento do inversor de saída, atuando para evitar tanto quanto possível variações da tensão do barramento CC.

3.4 OPERAÇÃO DE INVERSORES EM PARALELO

Para que seja possível uma operação coordenada de diversos inversores em uma mesma MR, é necessário que uma estratégia de operação em paralelo de inversores seja estabelecida. Na literatura, relatam-se três metodologias típicas utilizadas para operação em paralelo de inversores, as quais são: (i) controle mestre-escravo; (ii) controle de divisão de corrente/potência; e (iii) controle *droop* de frequência e tensão.

Na metodologia proposta pelo controle mestre-escravo, um inversor definido como mestre é responsável pelo controle de tensão, além de estipular valores de referência de corrente para os outros inversores, que são definidos como escravos. Neste método, a sincronização dos inversores não necessita de uma unidade de estimação de frequência. Porém uma grande desvantagem desta opção é a grande dependência do bom funcionamento do inversor mestre para que se atinja uma operação eficaz. Outra desvantagem é que há a necessidade de comunicação entre inversores (MOHD *et al.*, 2010).

No controle de divisão de corrente/potência, mede-se a corrente de carga da rede e assim é definida a geração necessária de cada uma de suas unidades para atender essa carga (TULADHAR, 2000). Este método proporciona uma boa divisão de potência entre as fontes de geração do sistema, mas não possibilita a utilização do conceito *plug-and-play*, pois os ajustes dos controladores dependem da topologia da rede.

A implementação do controle *droop* para operação em paralelo de inversores prevê que as fontes de geração da rede atendam a carga proporcionalmente à sua capacidade nominal. As potências ativa e reativa geradas são definidas de acordo os sinais medidos na saída do inversor, não necessitando comunicação entre inversores. Esta metodologia é bastante indicada para MRs, pois é modular e proporciona grande facilidade de adaptação a possíveis mudanças de topologia de MR. Porém, este controle também apresenta pontos negativos, como a possibilidade de circulação de corrente entre inversores e necessidade de medição da frequência da rede (MOHD *et al.*, 2010), ou da utilização de métodos de cálculo de potência instantânea.

Opta-se neste trabalho pelo controle *droop* como método de operação de inversores em paralelo. A seguir, apresentam-se mais detalhes do controle *droop* e de estratégias de sincronização de inversores e estimação de frequência.

3.4.1 Controle *Droop*

Em máquinas síncronas, o controle *droop*, também conhecido como estatismo, auxilia na partilha de variação de carga entre essas máquinas. Uma maneira de imple-

mentar este controle em inversores é por meio da equação a seguir:

$$\omega = \omega_n - m_p P \quad (4)$$

em que ω é a velocidade angular calculada para o VSI, ω_n é a velocidade angular nominal da rede elétrica, m_p é a constante do *droop* de potência ativa e P é a potência ativa medida na saída do VSI.

Em MRs, diversos trabalhos propõem, além da utilização do controle *droop* de potência ativa e frequência para inversores, o *droop* de potência reativa e tensão. Este controle pode ser implementado pela equação:

$$V^* = V_n - n_q Q \quad (5)$$

em que V^* é o módulo de tensão que será referência para o VSI, V_n é o módulo da tensão nominal da rede, n_q é a constante do *droop* de potência reativa e Q é a potência reativa medida na saída do VSI.

3.4.2 Sincronização de Inversores e Estimação de Frequência

Um aspecto importante para o bom funcionamento de inversores é que seja possível se estimar com precisão o módulo e ângulo da tensão em seu ponto de conexão, para assim possibilitar a sincronização correta entre o inversor e a rede (EGHTEDAR-POUR; FARJAH, 2014). É também de grande importância efetuar medições rápidas e precisas da frequência na rede tanto para utilizar esta medição como variável de entrada nos controladores, quanto para assegurar a sincronização entre diferentes dispositivos na mesma MR. Alguns dos métodos que possuem bons desempenhos para medição do módulo e ângulo da tensão e estimação da frequência são os *Decoupled Double Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop* (DDSRF-PLL) e *Double Second-Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop* (DSOGI-FLL) (FUAD, 2014).

3.5 QUALIDADE DE ENERGIA

O processamento de energia de inversores necessita de uma ponte de transistores comutando entre estado de condução e estado de bloqueio de corrente. A frequência desta comutação em inversores de baixa e média tensão é da ordem de poucos kHz. Esse processamento de energia gera harmônicos que podem distorcer a tensão da rede, diminuindo sua qualidade de energia (HORNÍK, 2010).

Para minimizar este efeito, é comum a utilização de filtros ativos e passivos na saída destes inversores. Desta forma, no próximo capítulo é feita uma comparação entre três topologias de filtros passivos distintos utilizados para minimizar a injeção de harmônicos de alta frequência gerados no processo de comutação de inversores.

3.6 CONTROLE DA ENERGIA INJETADA POR INVERSORES

Como indica a Figura 13, uma interface de eletrônica de potência típica possui genericamente dois conversores de potência, cada um com sua aplicação e malhas de controle específicas. No caso de microrredes, o inversor de saída deve ter a capacidade de manter a qualidade de energia, sincronização e operação em paralelo com outras fontes de geração, ao mesmo tempo em que auxilia no controle de frequência e tensão da microrrede.

A seguir, faz-se uma análise genérica dos controladores de inversores para operação de MRs autônomas sob o viés dos inversores de saída, partindo do princípio de que é garantido bom funcionamento do conversor de entrada. Nesta seção, são apresentados: uma análise sobre controle hierárquico em microrredes; uma classificação de inversores; metodologias de controle típicas; e estratégias de controle de inversores.

3.6.1 Controle Hierárquico em Microrredes

Em uma microrrede na qual tecnologias com muitas características distintas interagem com o objetivo de minimizar custos de operação ao mesmo tempo em que eficiência, confiabilidade e controlabilidade são maximizadas, indica-se a utilização de uma estrutura de controle hierárquico (ROCABERT *et al.*, 2012). Este controle hierárquico pode possuir três malhas de controle distintas, nomeadas como *controle primário*, *controle secundário* e *controle terciário*.

O controle primário tem a atuação local, auxiliando no controle de frequência e de tensão. Este controle ainda assegura a divisão do atendimento da variação da carga entre as fontes de geração, normalmente via controle *droop*.

O controle secundário atua de forma automatizada nos níveis de geração das fontes, visando minimizar os erros de frequência e tensão em regime permanente. Além disso, o controle secundário é responsável por manter a operação da MR dentro de limites elétricos impostos previamente. Esta malha de controle apresenta tempo de resposta na ordem de minutos e necessita de uma infraestrutura de comunicação para assegurar um bom funcionamento.

O controle terciário é projetado para otimizar a operação da MR, normalmente baseado em critérios econômicos, como por exemplo ajustando a geração para manter o nível de intercâmbio de energia entre a MR e a rede convencional de acordo com valores planejados.

Embora o controle secundário e terciário sejam importantes para operação de uma MR com estrutura hierárquica, essas malhas de controle possuem tempo de resposta relativamente elevado em comparação com o controle primário. Neste trabalho, serão representadas apenas estruturas de controle cujo tempo de resposta é

da ordem de no máximo poucos segundos.

3.6.2 Classificação de Inversores Conectados à Rede

Os inversores de conexão com a rede podem ser classificados em três tipos distintos, como está descrito abaixo (BOUZID *et al.*, 2015; ROCABERT *et al.*, 2012).

- *Grid-Forming*: Nesta estrutura, os inversores podem ser representados por uma fonte de tensão ideal em série com uma impedância baixa, sendo que as referências do módulo da tensão e frequência são fixadas em seus valores nominais. Este tipo de inversor é indicado para MR operando no modo ilhado quando a fonte primária de energia é uma fonte de corrente contínua estável, como baterias e células a combustível (ROCABERT *et al.*, 2012). A representação desta topologia é descrita pela Figura 14, na qual ω^* é a referência de velocidade angular, V^* é a referência do módulo da tensão, C_v é um controlador de tensão genérico, v^* é a referência senoidal de tensão, e Z é a impedância de conexão do inversor com a rede elétrica.

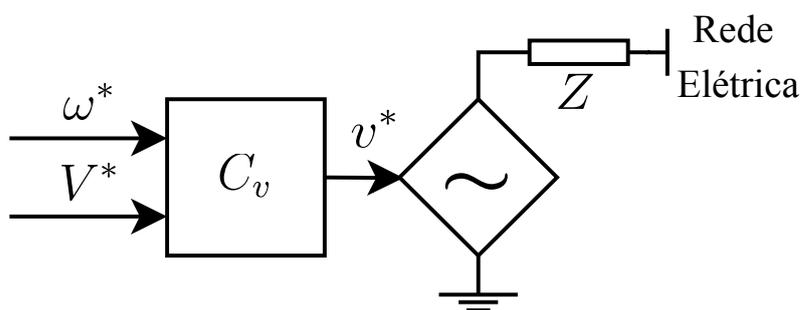


Figura 14 – Inversor do tipo *Grid-Forming*.

Fonte – Adaptado de (ROCABERT *et al.*, 2012).

- *Grid-Feeding*: O principal objetivo destes inversores é injetar níveis de potência ativa e reativa em uma MR ou rede convencional. A operação deste tipo de inversor é normalmente regulada por uma malha externa de controle, tal como uma malha de rastreamento de máxima potência (MPPT). Para que a injeção de potência seja efetuada com êxito, este inversor deve possuir capacidade de sincronização com a rede à qual está conectada. Sua representação pode ser feita via fonte de corrente ideal em paralelo com uma impedância de valor elevado, como indica a Figura 15, na qual P^* é a referência de potência ativa, Q^* é a referência de potência reativa, C_S é um controlador de potência aparente genérico, i^* é a referência senoidal de corrente, e Z é a impedância em paralelo com a fonte de corrente controlada.

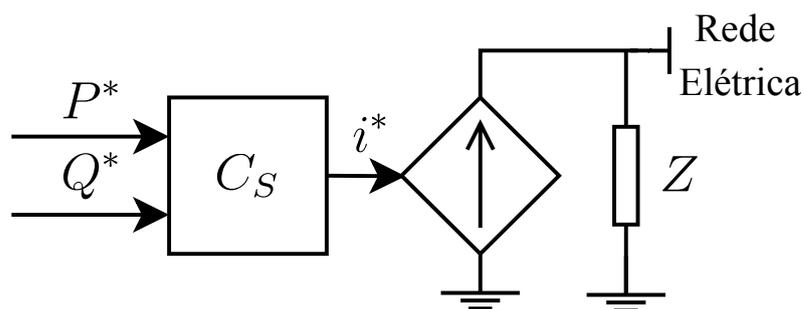


Figura 15 – Inversor do tipo *Grid-Feeding*.

Fonte – Adaptado de (ROCABERT *et al.*, 2012).

Esta topologia não permite que o inversor auxilie no controle de tensão ou de frequência da rede à qual está conectada, não sendo indicada para redes elétricas com recursos de controle escassos (ROCABERT *et al.*, 2012).

- *Grid-Supporting*: Este tipo de inversor pode ser utilizado em MRs operando no modo ilhado ou no modo conectado a uma rede convencional, e são desenvolvidos para auxiliar simultaneamente no controle de tensão e frequência da rede. Nesse método, há duas maneiras de implementar os controladores, podendo ser desenvolvidos para operar como fonte de corrente ou fonte de tensão, como indicado na Figuras 16 e 17, respectivamente. Entretanto, a segunda opção é mais utilizada (BRABANDERE, 2006). Além disso, é comum a utilização do controle *droop* para auxiliar na divisão de potência entre as fontes do sistema.

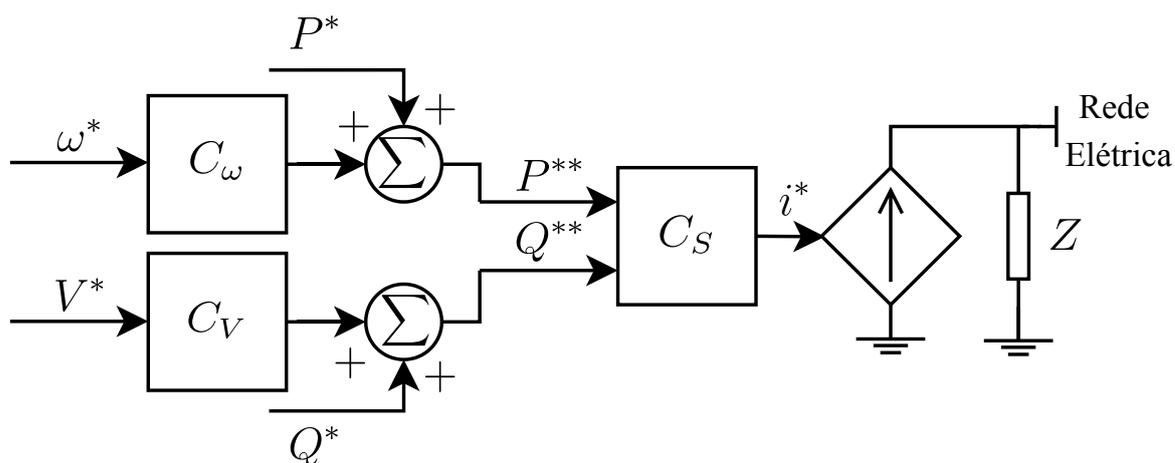


Figura 16 – Inversor do tipo *Grid-Supporting* operando como fonte de corrente.

Fonte – Adaptado de (ROCABERT *et al.*, 2012).

Na Figura 16 ω^* é a referência de velocidade angular, V^* é a referência do módulo da tensão, C_ω é um controlador da velocidade angular genérico, C_V é

um controlador do módulo da tensão genérico, P^* é a referência da potência ativa, Q^* é a referência da potência reativa, P^{**} é a referência da potência ativa considerando a influência da malha de controle da velocidade angular, Q^{**} é a referência da potência reativa considerando a influência da malha de controle do módulo da tensão, C_S é um controlador de potência aparente genérico, i^* é a referência senoidal de corrente, e Z é a impedância em paralelo com a fonte de corrente controlada.

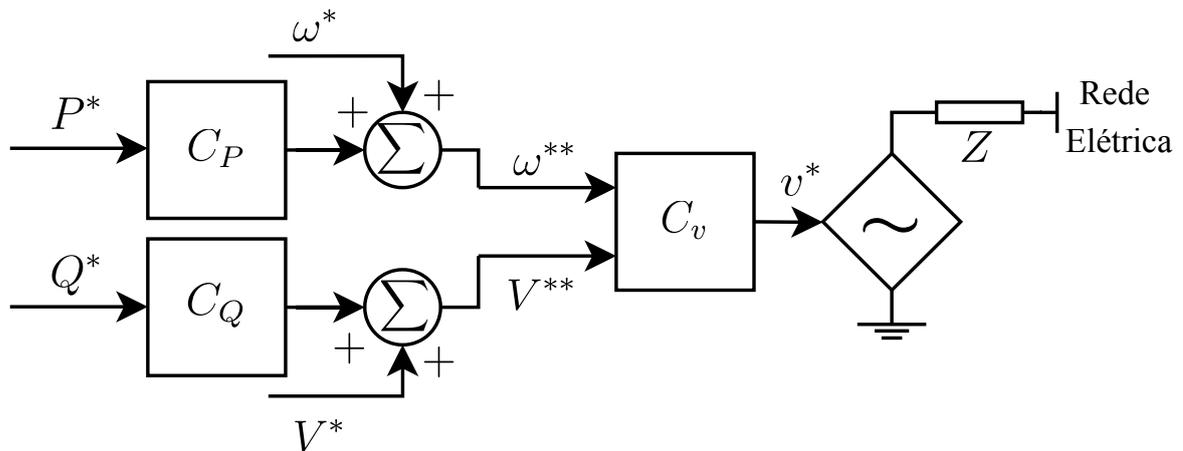


Figura 17 – Inversor do tipo *Grid-Supporting* operando como fonte de tensão.

Fonte – Adaptado de (ROCABERT *et al.*, 2012).

Na Figura 17 ω^* é a referência de velocidade angular, V^* é a referência do módulo da tensão, P^* é a referência da potência ativa, Q^* é a referência da potência reativa, C_P é um controlador genérico potência ativa, C_Q é um controlador genérico de potência reativa, ω^{**} é a referência de velocidade angular considerando a malha de potência ativa, V^{**} é a referência do módulo da tensão considerando a malha de potência reativa, C_V é o controlador de tensão v^* é a referência senoidal de tensão, e Z é a impedância de conexão do inversor com a rede elétrica.

Visto que é de interesse deste trabalho utilizar uma estrutura de controle para uma MR autônoma que tenha a capacidade de se conectar com uma rede convencional, e considerando que é a estrutura mais utilizada para esta aplicação, opta-se neste trabalho pelo inversor *Grid-Supporting* operando como fonte de tensão.

3.6.3 Metodologias de Controle de Inversores Típicas

Existem diversas metodologias para implementar controladores de inversores, que em geral são projetados para controlar a corrente e/ou a tensão no ponto de conexão do inversor com a rede elétrica. A seguir são apresentadas algumas dessas estratégias.

3.6.3.1 Controle Proporcional-Integral

O controle Proporcional-Integral (PI) é um controlador de primeira ordem com a função de transferência dada por:

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (6)$$

em que K_p e K_i são constantes.

O controle PI em dispositivos de eletrônica de potência é normalmente utilizado associado à transformação de Park (PARK, 1929). Essa transformação, discutida com mais detalhes no próximo capítulo, converte sinais no sistema de referências abc para o sistema de referências $dq0$. Obtém-se assim componentes em corrente contínua a partir de um sistema trifásico oscilatório, possibilitando a obtenção de erro nulo a partir de um controlador simples como o PI.

Uma característica típica da utilização do sistema de referências $dq0$ a partir de um sistema trifásico a três fios é não propiciar intrinsecamente desacoplamento entre as componentes dq , podendo dificultar o controle de injeção de potência ativa e reativa em inversores, por exemplo. Entretanto, este desacoplamento pode ser introduzido a partir de estratégias de controle específicas.

3.6.3.2 Controle Proporcional-Ressonante

O controle Proporcional-Ressonante (PR) é um sistema de segunda ordem e possui a seguinte função transferência:

$$C_{PR}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_{PR}^2} \quad (7)$$

em que K_p , K_r e ω_{PR} são constantes.

Por mais que este controlador possibilite erro nulo para sinais senoidais, é comum que seja utilizado junto com a transformação de Clarke (CLARKE, 1943). Uma das vantagens desse controlador é possibilitar a injeção ou filtragem de harmônicos do inversor (TIMBUS, A. V. *et al.*, 2006), auxiliando no rendimento e/ou na qualidade de energia da fonte de geração. Uma de suas desvantagens é que este controlador é sintonizado na frequência fundamental, e desvios de frequência diminuem seu desempenho (RESE, 2012; TIMBUS, A. V. *et al.*, 2006).

3.6.3.3 Controle *Dead-beat*

O controle *Dead-beat* proporciona respostas muito rápidas, e é adequado para controle de corrente de inversores (BAEK *et al.*, 2009). Esse método é classificado como controle preditivo. Métodos de controle preditivo são desenvolvidos para prever os efeitos da ação do controlador de modo que o sinal que está sendo controlado possa ser rastreado adequadamente.

As desvantagens deste método é possuir baixa robustez em relação a variações paramétricas da planta e aos ruídos da medição (BOUZID *et al.*, 2015). Alguns trabalhos são propostos na literatura para melhorar sua robustez, porém tornando o controlador muito complexo (BOUZID *et al.*, 2015; TIMBUS, A., 2007).

3.6.3.4 Controle de Histerese

O controle de histerese é um controle não linear baseado em comparadores de histerese. Algumas de suas vantagens são sua simplicidade, robustez, independência de parâmetros de carga e boa resposta dinâmica (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998). Neste método não há necessidade da etapa de modulação, pois os estados das pontes de transistores podem ser obtidos diretamente a partir do erro de corrente, implicando em respostas rápidas para o controlador. Em contrapartida, o controle de histerese possui uma desvantagem evidente que é a variação da frequência de comutação do inversor no tempo, podendo causar diversas dificuldades, como definição do filtro de saída do inversor (BOUZID *et al.*, 2015).

3.6.4 Estratégias de Controle de Inversores

Tipicamente opta-se por duas estratégias distintas para controle de inversores. A primeira delas é denominada controle no modo de tensão. Nesta estratégia, a injeção desejada de potências ativa e reativa pela fonte na rede elétrica é obtida variando-se a tensão complexa na saída do inversor. Este método é utilizado em larga escala para aplicações de alta tensão; entretanto é menos comum em inversores de baixa tensão (ALMEITA, 2013). Além disso, ao utilizar o modo de controle de tensão, deve-se desenvolver soluções de proteção de sobrecorrente para o inversor, pois a proteção de sobrecorrente não pode ser efetuada via ação de controle, como é o caso do controle no modo de corrente a ser visto em seguida.

Em aplicações de baixa potência, é comum a estratégia de controle no modo de corrente. Neste caso, as potências ativa e reativa injetadas na rede pelo inversor são controladas a partir da corrente injetada no ponto de conexão com a rede elétrica. O controle no modo de corrente apresenta desempenho dinâmico superior ao modo de controle de tensão, além de fornecer proteção intrínseca de sobrecorrentes (IRWIN, 2002).

Há também a utilização da estratégia de controle multimalhas, na qual a malha interna é responsável pela rapidez de resposta enquanto que as malhas mais externas, que são mais lentas, atuam para melhorar a operação e estabilidade do sistema (TEODORESCU *et al.*, 2011).

Na aplicação de inversores, um controle multimalhas típico pode possuir uma malha interna mais rápida para o controle de corrente e uma malha externa mais lenta para o controle de tensão. Essa estratégia também promove maior flexibilidade

ao possibilitar a atuação da proteção de sobretensão e sobrecorrente pelos controladores (D'ARCO; SUUL, 2013). Além disso, para aplicação de inversores do tipo *Grid-Supporting* operando em microrredes, indica-se o acoplamento de uma terceira malha de controle mais externa para efetuar o controle de potência, como mostra a Figura 18, na qual ω^* é a referência de velocidade angular, V^* é a referência do módulo da tensão, P^* é a referência de potência ativa, Q^* é a referência de potência reativa, C_P é um controlador de potência ativa genérico, C_Q é um controlador de potência reativa genérico, ω^{**} é a referência de velocidade angular considerando a malha de potência ativa, V^{**} é a referência do módulo da tensão considerando a malha de potência reativa, C_v é um controle de tensão genérico, i^* é a referência senoidal de corrente, C_i é um controlador genérico de corrente, v^* é a referência senoidal de tensão, e Z é a impedância de conexão do inversor com a rede elétrica.

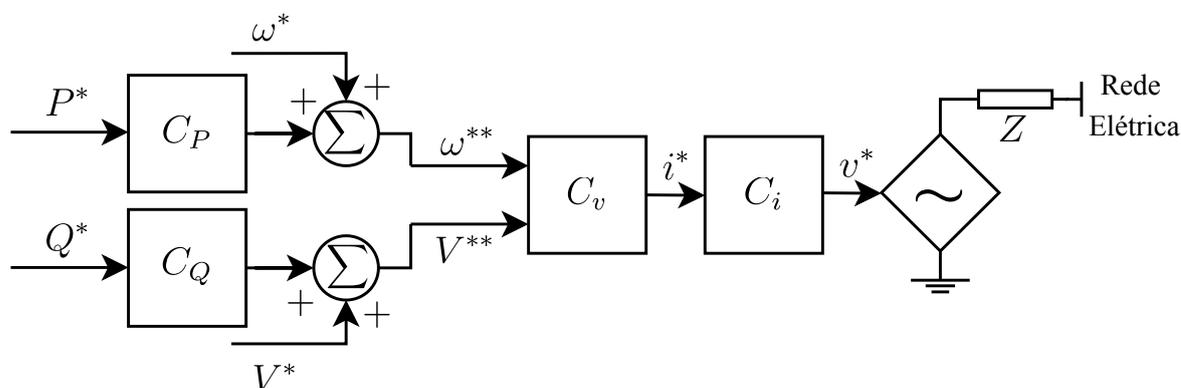


Figura 18 – Controle mutimalhas de um inversor *Grid-Supporting*.

Fonte – Autoria própria.

Como a microrrede proposta neste trabalho possui baixa inércia, é de grande interesse que a malha de controle de potência, além de assegurar a operação em paralelo de inversores, possua a função de emulação de inércia.

A próxima seção faz uma revisão dos métodos de emulação de inércia a partir de algoritmos de máquinas síncronas virtuais mais utilizados atualmente, e em seguida é apresentada a estrutura completa do controle mutimalhas proposto para uma fonte de geração conectada à microrrede por uma interface de eletrônica de potência.

3.7 EMULAÇÃO DE INÉRCIA VIA INVERSORES

As estratégias de emulação de inércia, em geral, consistem no controle digital dos inversores que conectam fontes de geração às redes ou microrredes. Mais especificamente, simulam comportamentos de máquinas síncronas convencionais.

Uma das principais motivações para utilização de algoritmos de emulação de inércia é o grande potencial de crescimento de fontes de geração que necessitam de

interface de eletrônica de potência. Este potencial pode indicar uma evolução atual dos sistemas tradicionais de energia baseados em máquinas síncronas para um sistema com inércia reduzida devido a essas novas tecnologias de geração (TAMRAKAR *et al.*, 2017), como mostra a Figura 19.

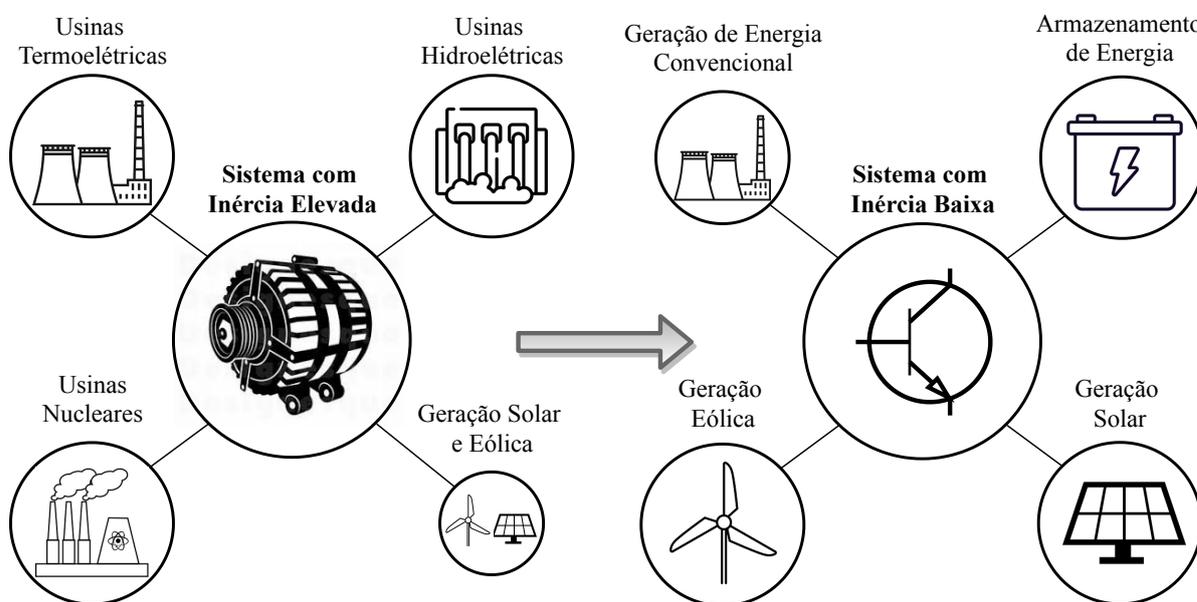


Figura 19 – Evolução de sistemas de energia.

Fonte – Adaptado de (TAMRAKAR *et al.*, 2017).

Em microrredes, a emulação de inércia possui já na atualidade grande aplicação, pois grande parte da geração de energia é feita via fontes de geração distribuída que necessitam de inversores, de modo que sua inércia pode ser muito baixa ou até mesmo nula.

O conceito de Máquina Síncrona Virtual (VSM) é proposto primeiramente em (BECK; HESSE, 2007). A partir deste trabalho, diversas abordagens para emulação de inércia via inversores foram desenvolvidas. As variações entre estratégias para este propósito diferenciam-se pelo grau de detalhamento dos modelos da máquina síncrona, definição de seus parâmetros e estruturas suplementares de controle.

A fim de avaliar qualitativamente e quantitativamente maneiras de emular a inércia virtual, diferentes metodologias são exploradas em (ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017). Nesta referência, o autor as classifica como estratégias de emulação de inércia via *algoritmos de ordem elevada* e *algoritmos de baixa ordem*. No caso dos algoritmos de ordem elevada, a máquina virtual é representada pelas equações elétricas trifásicas do estator e pela equação de oscilação de segunda ordem. Já os algoritmos de baixa ordem consideram apenas a equação de oscilação de segunda ordem integrada com controles de tensão e corrente. Além disso, em (ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017) são relatados testes para verificar o desempenho dinâmico em situações de variação

instantânea de carga e curtos-circuitos trifásicos, injeção de distorção harmônica pelo inversor, e comportamento dinâmico considerando tensões desequilibradas. Ponderando os resultados obtidos nos testes citados e a complexidade de implementação, foi concluído que é vantajoso optar por métodos de baixa ordem ao invés de métodos de ordem elevada.

A referência (TAMRAKAR *et al.*, 2017) compara as topologias mais utilizadas na literatura, identificando a complexidade de implementação e desempenho dinâmico de cada uma frente às variações de demanda. Porém, ao compará-las entre si, os autores de (TAMRAKAR *et al.*, 2017) concluem que nenhum método aparenta superioridade. Em acréscimo, o trabalho propõe a classificação entre estratégias de emulação de inércia de forma bastante detalhada, definindo sete classes de modelos possíveis para emulação de inércia virtual em inversores. A divisão é feita de acordo com a ordem e tipo do modelo da máquina síncrona, sendo o modelo mais complexo o de sétima ordem e o menos complexo é o modelo baseado na medição da frequência para cálculo da referência de potência ativa. Os autores analisam também se é necessário o auxílio de uma unidade específica para sincronização da máquina síncrona para implementação da máquina síncrona.

A contribuição (D'ARCO; SUUL, 2013) apresenta as distinções entre métodos de implementação de inércia virtual de forma mais generalizada. Propõe-se três grupos de máquinas síncronas virtuais: (i) Modelo em malha aberta; (ii) Modelo em malha fechada com controles de tensão e corrente, e (iii) Modelo em malha fechada com controles de tensão e corrente com auxílio de um PLL para sincronização da máquina síncrona virtual.

Apesar das referências (ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017; TAMRAKAR *et al.*, 2017; D'ARCO; SUUL, 2013) contraporem diversas estratégias distintas, atualmente não há um consenso indicando qual conduta é mais apropriada para implementar inércia via inversores. Existem diversas nomenclaturas utilizadas para designar máquinas síncronas virtuais. Algumas delas são tratadas nos parágrafos seguintes.

Uma das primeiras máquinas síncronas virtuais desenvolvidas é denominada *Synchronverter* (ZHONG; WEISS, 2011), a qual é extensivamente explorada por diversos autores (ZHONG; HORNIK, 2012; NATARAJAN; WEISS, 2017; ZHANG, C. *et al.*, 2013; ZHAN; WU, Z., 2016; DONG; CHEN, Y. C., 2017). O *Synchronverter* contém equações elétricas trifásicas dos estatores da máquina síncrona virtual e a equação de oscilação. Desta forma, o modelo desempenha o controle de frequência e tensão no barramento a partir da injeção ou absorção de potência ativa e reativa. Em trabalhos mais recentes (ZHONG *et al.*, 2014; ZHONG, 2016), identificam-se formas de sincronizar a máquina virtual à rede sem a necessidade de uma unidade de sincronização.

Diferentemente do *Synchronverter*, a topologia de máquina virtual definida em (TAMRAKAR *et al.*, 2017) como *Ise Lab's Topology*, não detalha as equações elétricas

trifásicas do estator. Para emular inércia em inversores considera-se a equação de oscilação de segunda ordem para o controle da potência ativa, enquanto o controle da tensão é feito via *droop* de potência reativa. Observa-se também uma melhora no comportamento dinâmico deste modelo ao considerar a inércia da máquina virtual como sendo variável (ALIPOOR *et al.*, 2015). No trabalho (LIU, J. *et al.*, 2014), um modelo de pequenos sinais é obtido para o método *Ise Lab's Topology* e o controle *droop*. Conclui-se que a utilização da máquina síncrona virtual é benéfica para a estabilidade do sistema. Ao longo dos anos, diversas abordagens utilizam este modelo de máquina síncrona para aplicação no fornecimento de inércia a sistemas de energia por meio de interfaces de eletrônica de potência (SAKIMOTO *et al.*, 2011, 2015).

Um modelo mais simplificado de máquina síncrona virtual, por vezes chamado de *Virtual Synchronous Generator* (VSG) (TAMRAKAR *et al.*, 2017), também é bastante investigado na literatura. Esta estratégia é baseada na expansão do conceito *droop*, que já é bastante consolidado em aplicações de controle de inversores operando em paralelo (BRABANDERE *et al.*, 2007; CHIANG; CHANG, 2001). Em (VYVER *et al.*, 2016), é analisada matematicamente a equivalência do *droop* anexado a filtros passa-baixa com a equação de oscilação, possibilitando assim a geração de inércia virtual a partir desta topologia. Esta inércia pode ser gerada acrescentando filtros passa-baixa em cascata com o controle *droop*. Existem diversas referências semelhantes com o foco neste método de emulação de inércia (SHRESTHA *et al.*, 2017; TAMRAKAR *et al.*, 2016; TORRES; LOPES, L., 2013).

Apesar de apresentarem melhora na estabilidade dinâmica de sistemas de energia, os métodos citados anteriormente são definidos em (D'ARCO; SUUL, 2013) como modelos em *malha aberta*. Isto significa que não há malhas de controle de corrente e de tensão auxiliando o algoritmo de emulação de inércia. Os controles de tensão e de corrente em inversores são bastante abordados na literatura, e sua ausência pode ocasionar riscos a operação destes dispositivos (D'ARCO; SUUL, 2013).

Vislumbrando este fato, alguns autores dedicaram trabalhos que utilizam controladores de tensão e corrente associados à emulação de inércia virtual (D'ARCO *et al.*, 2014; D'ARCO *et al.*, 2015; HIRASE *et al.*, 2013; CHEN, Y. *et al.*, 2011).

Em (D'ARCO *et al.*, 2014), modela-se a topologia *Inversor-Filtro-Rede* no espaço de estados, agregando controladores de corrente e tensão em coordenadas de Park além da emulação de inércia. Um estudo de autovalores é realizado com o objetivo de melhor definir os parâmetros dos controladores. Em (D'ARCO *et al.*, 2015), o mesmo autor faz um estudo semelhante ao anterior, porém, em um caso em que o inversor opera no modo ilhado.

Já em (HIRASE *et al.*, 2013; CHEN, Y. *et al.*, 2011) a máquina virtual gera uma referência de tensão, a qual é transformada em referência de corrente a partir de uma impedância virtual. A referência de corrente é entrada de um controlador de corrente e

em seguida os interruptores do inversor são acionados a partir da modulação nominada em inglês como *Pulse Width Modulation* (PWM).

Com o objetivo de eliminar a necessidade da utilização de uma unidade específica de medição de frequência, a referência (MARKOVIC *et al.*, 2017) propõe a emulação de inércia virtual por meio de algoritmos que simulem o comportamento de máquinas a indução. Esta estratégia é comumente citada na literatura como *inducverter* (ASHABANI *et al.*, 2016).

Outra aplicação na qual está sendo pesquisada a influência de emulação de inércia virtual é em sistemas HVDC. Em (AOUINI *et al.*, 2016) e (DONG *et al.*, 2016), são observadas melhoras dinâmicas em topologias distintas de HVDC após a implementação de inércia via inversores.

Além dos métodos citados acima, existem outras abordagens com resultados satisfatórios encontradas na literatura, como são os casos de *Virtual Synchronous Machine* (VISMA) (HESSE *et al.*, 2009); *Synchronous Power Controllers* (SPC) (RODRIGUEZ *et al.*, 2013; ZHANG, W. *et al.*, 2016), entre outros.

Em (BEVRANI *et al.*, 2017), discute-se as características e desempenho dinâmico de máquinas síncronas virtuais e da estratégia de controle via *droop*, enfatizando a importância da emulação de inércia virtual em microrredes de baixa inércia. O interesse de desenvolver a modelagem de máquinas virtuais e investigar sua influência na estabilidade a partir de representações em espaço de estados de redes de baixa inércia também é observado (D'ARCO *et al.*, 2015; PIYA; KARIMI-GHARTEMANI, 2016; NATARAJAN; WEISS, 2017).

Na Europa, diversos esforços estão sendo dedicados ao desenvolvimento de tecnologias de emulação de máquinas virtuais em inversores por meio do projeto denominado em inglês como *Virtual Synchronous Machines for Frequency Stabilization in Future Grids With a Significant Share of Decentralized Generation* (VSYNC) (VISSCHER; HAAN, 2008).

No Brasil, outros grupos de pesquisa também dedicam atenção a temas correlatos e deram origem a trabalhos na área. Alguns exemplos são a influência da inércia virtual no controle de tensão e frequência em microrredes (ROLIM *et al.*, 2018), e o impacto da implementação da tecnologia em geradores eólicos de grande porte conectados a redes convencionais (CUNHA *et al.*, 2018).

A seguir apresentam-se algumas considerações iniciais necessárias para viabilizar a emulação de inércia via inversores; e faz-se uma classificação e apresentação de diferentes topologias de emulação de inércia, as quais em seguida são comparadas entre si.

3.7.1 Considerações Iniciais para Emulação de Inércia

Por mais que uma fonte de geração com interface de eletrônica de potência cause o desacoplamento dinâmico entre a fonte primária e a rede elétrica, é possível utilizar a energia da fonte primária para sintetizar o efeito físico da inércia advinda dessas fontes na rede elétrica.

No caso da energia eólica, há energia cinética armazenadas nas pás, caixa de engrenagem e geradores. A inércia de fontes de geração eólicas pode variar de acordo com sua tecnologia, mas estudos indicam que essa inércia pode ser comparada com a de uma máquina síncrona convencional, obtendo-se valores da constante de inércia (H) entre 3 e 6 segundos (LITTLER *et al.*, 2005; MORREN *et al.*, 2006; MULLANE *et al.*, 2005).

Dispositivos de armazenamento de energia, como baterias, supercapacitores e fontes de geração com células a combustível não possuem energia cinética armazenada. Porém, estruturas rápidas de controle podem ser desenvolvidas para que possa ser retirada energia dessas fontes primárias a fim de proporcionar o efeito de inércia em redes elétricas. Além disso, indica-se a implementação de fontes de armazenamento de energia em microrredes com capacidade de operar no modo ilhado, para que o balanço de geração e carga seja atendido mesmo em situações climáticas desfavoráveis.

A geração fotovoltaica não possui armazenamento de energia intrínseco à sua tecnologia. Assim, algumas estratégias são desenvolvidas para possibilitar que essa fonte de geração auxilie no controle de frequência de sistemas de energia. Soluções combinando geração fotovoltaica e armazenamento de energia, como baterias e supercapacitores, são propostas na literatura para esse fim (DELILLE *et al.*, 2012). Outra solução encontrada na literatura é alterar o ponto de operação da geração fotovoltaica, que normalmente é projetada para operar segundo estratégias de MPPT. Desta forma, a fonte de geração opera fora de seu ponto de maior geração para que tenha capacidade de geração reserva com o intuito de auxiliar no controle de frequência de sistemas de energia (LIU, Y. *et al.*, 2016). Por mais que essa estratégia diminua a capacidade de geração da fonte, há indicações que é mais viável economicamente do que a inserção de baterias à geração fotovoltaica para possibilitar sua contribuição no controle de frequência (ZARINA *et al.*, 2014).

Por mais que seja possível emular inércia por meio destas fontes de armazenamento e geração, há diferenças entre o comportamento da inércia destas fontes se comparado ao de máquinas síncronas. Primeiramente, devido ao fato da fonte primária de energia estar desacoplada da rede elétrica, o momento de inércia emulado não precisa representar a quantidade de energia real armazenada. Assim, a resposta inercial pode ser definida de modo que assegure uma operação estável. Por exemplo, se é definido um momento de inércia alto para geradores eólicas, a variação da velocidade

das pás pode ser muito elevado, podendo levar ao desligamento da fonte de geração (TIELENS; VAN HERTEM, 2016b).

Como há o desacoplamento entre a fonte primária e a rede elétrica, e a velocidade de atuação dos controles de dispositivos de eletrônica de potência é elevada, outras maneiras de auxiliar no controle de frequência por intermédio dessas fontes podem ser definidas. Em (ERIKSSON *et al.*, 2017), essas estratégias são divididas em dois tipos: inércia sintética e a estratégia que é chamada em inglês como *Fast Frequency Response* (FFR). Ainda no mesmo trabalho é feita a seguinte definição para as duas estratégias:

- Inércia Sintética: É a contribuição de torque elétrico proporcional à taxa de variação da frequência (ROCOF) imposta por estruturas de controle de uma unidade de geração.
- FFR: É a contribuição de torque elétrico imposta por estruturas de controle de uma unidade de geração de tal forma que este torque possa responder rapidamente a variações de frequência para minimizar efeitos negativos de sistemas de baixa inércia.

Neste trabalho, a premissa é de emular máquinas síncronas via inversores. Desta forma, opta-se pela implementação de inércia sintética ao invés de FFR.

No que diz respeito à modelagem da energia contida na fonte primária, neste trabalho é feita a consideração de invariabilidade da tensão do barramento de corrente contínua. Esta hipótese é utilizada na grande maioria dos trabalhos de emulação de inércia via inversores, como em (BEVRANI *et al.*, 2017; D'ARCO; SUUL, 2013; ZHONG; WEISS, 2011), e considera que a troca de energia entre a fonte de energia primária e o barramento em corrente contínua efetuada pelo inversor de entrada é igual à troca de energia entre este barramento e a rede elétrica, efetuada pelo inversor de saída.

De acordo com as considerações aqui expostas, a seguir são apresentados mais detalhes sobre a implementação de inércia sintética via inversores.

3.7.2 Metodologias de Emulação de Inércia via Inversores

Para auxiliar na escolha da maneira de emular inércia mais apropriada para o objetivo do trabalho, são propostas duas classificações distintas desses métodos, para que no final da seção seja possível apresentar um resumo dos pontos positivos e negativos de cada estratégia de acordo com as classificações propostas.

A primeira classificação é relativa ao grau de detalhamento matemático utilizado para emular o comportamento de máquinas síncronas, enquanto a segunda classificação está mais direcionada à estrutura extra de controladores necessária para implementar este controlador de acordo com seu sinal de saída.

3.7.2.1 Classificação de Métodos de Emulação de Inércia de Acordo com a Ordem da Máquina Síncrona

De acordo com esta classificação, os métodos de emulação de inércia são reunidos em dois grupos distintos, sendo eles os algoritmos de ordem elevada e algoritmos de baixa ordem (ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017).

Nos métodos de ordem elevada, representam-se as dinâmicas associadas a fenômenos elétricos e mecânicos da máquina síncrona. Uma alternativa para representação das dinâmicas do estator de forma simplificada é considerar suas equações elétricas trifásicas, que são então combinadas com a equação de oscilação. Chega-se nas seguintes equações:

$$E_a - v_a = R_{sa}i_a + L_{sa}\frac{di_a}{dt} \quad (8)$$

$$E_b - v_b = R_{sb}i_b + L_{sb}\frac{di_b}{dt} \quad (9)$$

$$E_c - v_c = R_{sc}i_c + L_{sc}\frac{di_c}{dt} \quad (10)$$

$$J_{vsm}\frac{d\omega_{vsm}}{dt} = P_{vsm}^m - P_e - P_{vsm}^d \quad (11)$$

$$\theta_{vsm} = \int_0^t \omega_{vsm} dt \quad (12)$$

$$P_{vsm}^d = K_d(\omega_{vsm} - \omega_r) \quad (13)$$

Nas equações acima, os subscritos a , b e c são referentes às fases do sistema trifásico, E_a , E_b e E_c representam as tensões na saída do estator; v_a , v_b e v_c representam as tensões internas da máquina; R_{sa} , R_{sb} e R_{sc} representam as resistências do estator da máquina síncrona virtual; L_{sa} , L_{sb} e L_{sc} representam as indutâncias do estator da máquina síncrona virtual; J_{vsm} representa o momento de inércia da máquina síncrona virtual; P_{vsm}^m , P_e e P_{vsm}^d representam as potências mecânica, elétrica e de amortecimento; e θ_{vsm} e ω_{vsm} são a posição e velocidade angular da máquina síncrona virtual, respectivamente. Essa máquina síncrona virtual pode ser representada pela Figura 20.

Existem diversas maneiras de implementar este modelo simplificado de uma máquina síncrona em estruturas de controle, que dependem da definição de quais são as entradas e saídas do diagrama de blocos. Na Figura 21, a estrutura de controle tem como sinais de entrada o módulo da tensão da rede V_r , o módulo da tensão referência V^* , a potência ativa referência P^* e a velocidade angular da rede ω_r , enquanto que o sinal de saída é a referência trifásica de corrente (i^*). Já na Figura 22, os sinais de entrada dos controladores são a corrente injetada na rede elétrica pelo VSI (i_r), o

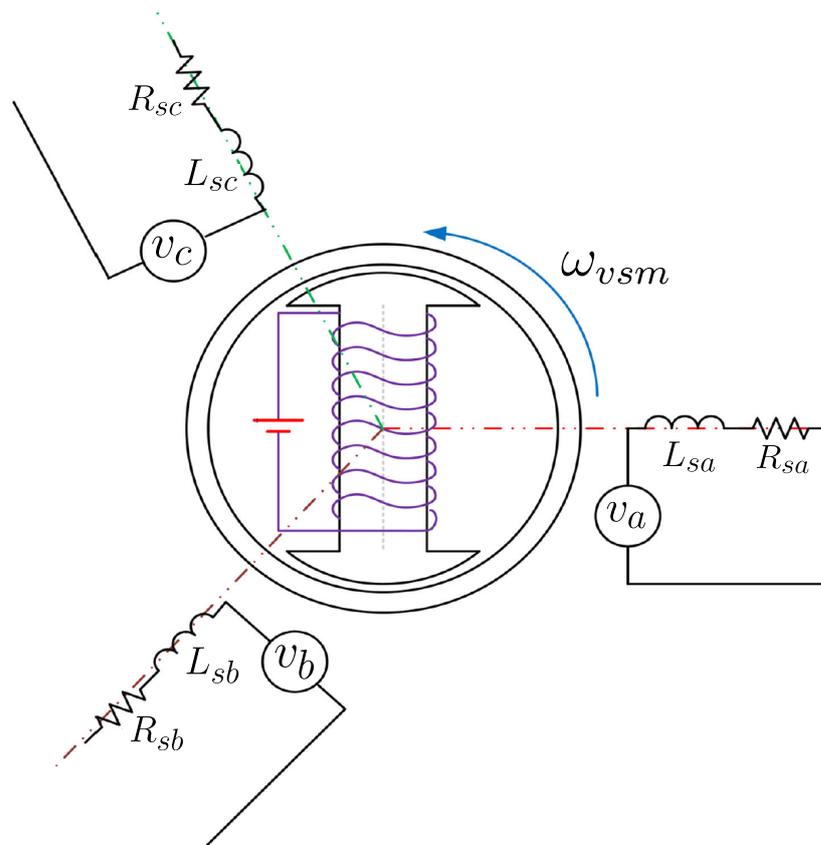


Figura 20 – Modelo simplificado da máquina síncrona.

Fonte – Adaptado de (ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017).

módulo da tensão referência V^* , a potência ativa referência (P^*) e a velocidade angular da rede ω_r , enquanto que a saída é um sinal de tensão trifásico (v^*).

Note que, como visto neste capítulo, a potência mecânica emulada pela máquina síncrona virtual não está necessariamente atrelada a uma potência mecânica existente na fonte primária de energia. Desta forma, alguns autores utilizam, ao invés do termo *Potência Mecânica* (P_m), a nomenclatura *Potência Referência* (P^*). Neste trabalho, será priorizada a nomenclatura *Potência Referência* (P^*).

De acordo com (ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017), máquinas síncronas virtuais de baixa ordem não representam as dinâmicas do estator, sendo restritas à implementação da equação de oscilação. A equação de oscilação apresentada na equação (1) pode ser reescrita com a devida terminologia de máquinas síncronas virtuais da forma:

$$J_{vsm} \frac{d^2 \theta_{vsm}}{dt^2} = T_{vsm}^m - T_e - D(\omega_{vsm} - \omega_r) \quad (14)$$

em que T_{vsm}^m e T_e são o torque mecânico e o torque eletromagnético; J_{vsm} e D representam o momento inércia e fator de amortecimento da máquina síncrona virtual; e θ_{vsm} , ω_{vsm} e ω_r representam a posição angular e velocidade angular da máquina

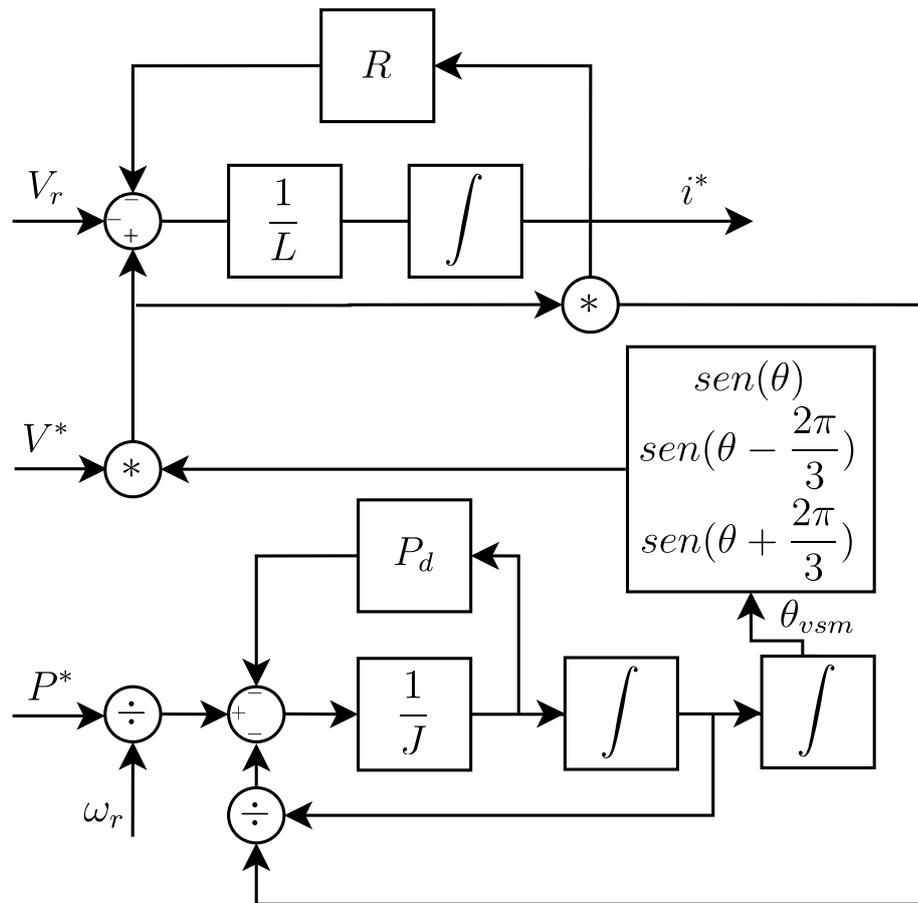


Figura 21 – Diagrama de blocos de uma VSM de ordem elevada com saída em corrente.

Fonte – Adaptado de (ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017).

síncrona virtual, e a velocidade angular estimada da rede elétrica, respectivamente.

A equação (14) pode ser reescrita em termos de potência pela equação:

$$J_{vsm} \frac{d^2 \theta_{vsm}}{dt^2} = P^* - P_e - K_d (\omega_{vsm} - \omega_r) \quad (15)$$

em que P^* e P_e são a potência referência e a potência elétrica da máquina síncrona virtual; J_{vsm} e K_d representam o momento de inércia e coeficiente de amortecimento; e θ_{vsm} , ω_{vsm} e ω_r representam a posição angular e a velocidade angular da máquina síncrona virtual, e velocidade angular estimada da rede elétrica, respectivamente. A implementação em diagrama de blocos pode ser feita a partir da Figura 23.

Nesta estrutura de controle, tem-se como saída a velocidade e posição angular. Para formar a tensão de referência de saída, é necessário implementar uma malha de controle adicional, com o objetivo de controlar o módulo desta tensão. Além disso, neste método indica-se a utilização de estruturas de controle de tensão e corrente adicionais.

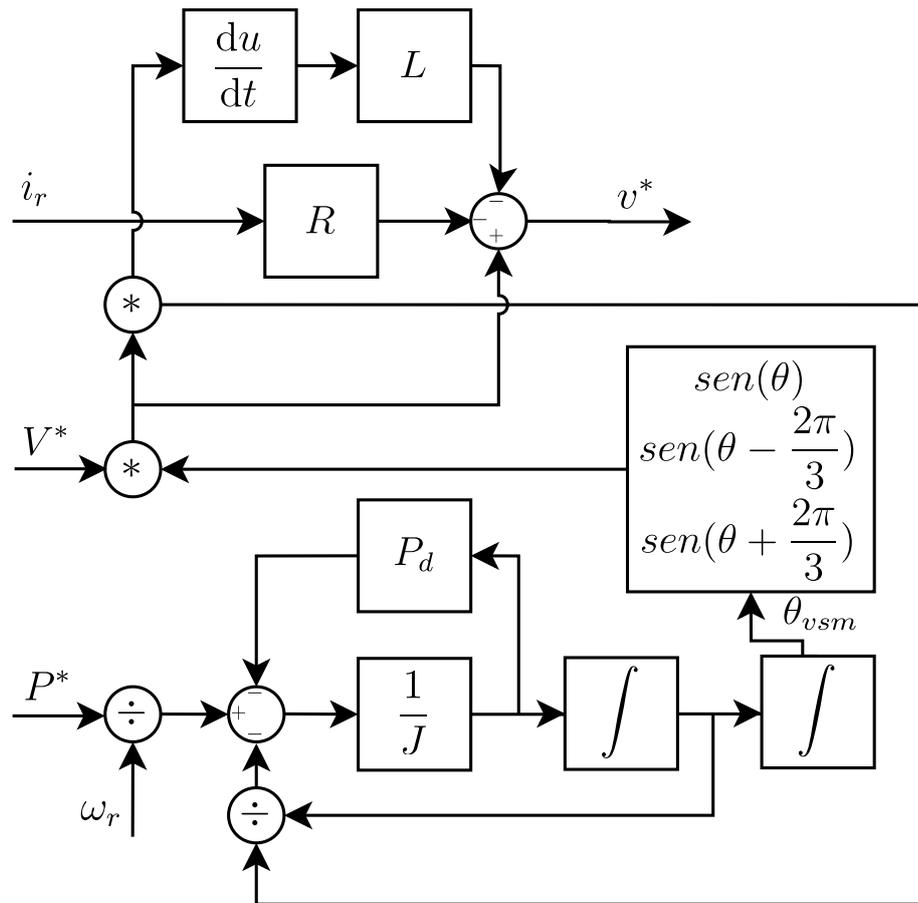


Figura 22 – Diagrama de blocos de uma VSM de ordem elevada com saída em tensão.

Fonte – Adaptado de (ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017).

Afirma-se em (D'ARCO; SUUL, 2013) que caso o objetivo da utilização da máquina síncrona seja emular com precisão a dinâmica deste tipo de máquina, deve-se optar por métodos de ordem elevada. Porém se o objetivo é emular o efeito físico da inércia, métodos de ordem baixa possuem bom desempenho e maior estabilidade numérica.

3.7.2.1.1 Consistência Entre a Equação de Oscilação e o Controle via Droop

Uma das principais vantagens do conceito de máquina síncrona virtual é de possibilitar a divisão de carga entre unidades de geração operando em paralelo e de possuir a capacidade de auxiliar a operação de sistemas elétricos autônomos e microrredes (D'ARCO; SUUL, 2013). Uma das estratégias mais utilizadas para proporcionar a divisão de carga entre unidades de geração é o controle *droop*. Em (D'ARCO; SUUL, 2013), mostra-se que este controle pode ser adaptado para desempenhar função semelhante ao de uma VSM de baixa ordem. Para isso, tem-se a seguir uma das formas

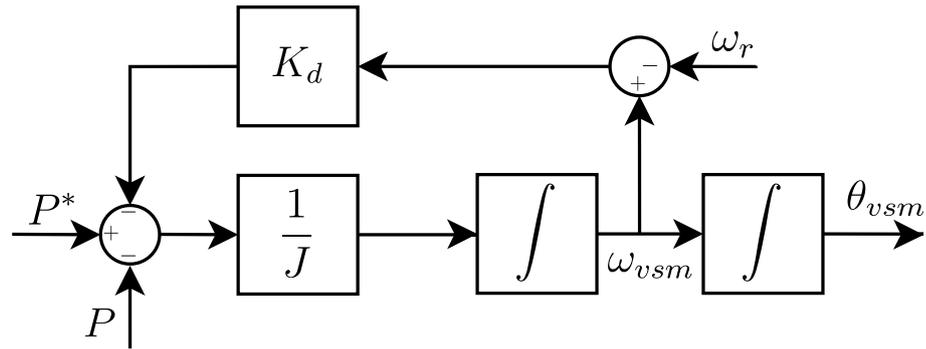


Figura 23 – Diagrama de blocos de uma VSM baixa ordem.

Fonte – Adaptado de (ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017).

do controle *droop* de potência ativa:

$$\omega = \omega_r - m_p(P - P^*) \quad (16)$$

Nesta forma de implementar o controle *droop*, ω é a velocidade angular calculada para o VSI, ω_r é a velocidade angular da rede elétrica, m_p é a constante do controle *droop*, P é a potência ativa medida na saída do VSI e P^* é a potência ativa referência. A potência ativa medida necessita de um filtro passa-baixa para eliminar componentes de alta frequência como ruídos, este filtro tem a função de transferência da equação a seguir:

$$G_f(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (17)$$

em que ω_c é a frequência de corte do filtro.

Assim, a potência medida é advinda da equação:

$$P = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \hat{p} \quad (18)$$

em que \hat{p} é a potência elétrica instantânea na saída do inversor.

Ao substituir a equação (18) na equação (16), chega-se a:

$$\omega = \omega_r - m_p \left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c} \hat{p} - P^* \right) \quad (19)$$

então:

$$\hat{p} = \left(\frac{s}{\omega_c} + 1 \right) \left(\frac{1}{m_p} (\omega_r - \omega + P^*) \right) \quad (20)$$

Efetuando-se o produto, tem-se:

$$\hat{p} = \frac{(s\omega_r - s\omega)}{\omega_c m_p} + \frac{(\omega_r - \omega)}{m_p} + \frac{sP^*}{\omega_c} + P^* \quad (21)$$

De modo a demonstrar a equivalência da VSM de baixa ordem com o controle *droop* associado a um filtro passa-baixa no âmbito de pequenos sinais, considera-se a frequência da rede e a potência ativa de referência como constantes. Desta forma, a equação (21) pode ser reescrita pela equação:

$$\frac{1}{\omega_c m_p} s\omega = P^* - \hat{p} - \frac{1}{m_p}(\omega - \omega_r) \quad (22)$$

A equação (22) é equivalente a equação de oscilação apresentada em (15), considerando que:

$$J_{vsm} = \frac{1}{\omega_c m_p} \quad (23)$$

$$K_d = \frac{1}{m_p} \quad (24)$$

$$\omega_{vsm} = \omega \quad (25)$$

$$\theta_{vsm} = \frac{1}{s}\omega \quad (26)$$

$$\theta_{vsm} = \theta \quad (27)$$

Desta forma, o fator de amortecimento é inversamente proporcional ao coeficiente m_p do controle *droop* de potência ativa, e a inércia pode ser definida ajustando a frequência de corte do filtro passa-baixa utilizado para a medição da potência elétrica na saída do inversor para valores menores que o necessário para filtrar os ruídos de alta frequência. Assim, o diagrama de blocos da VSM de baixa ordem baseada no controle *droop* de potência ativa é representado pela Figura 24.

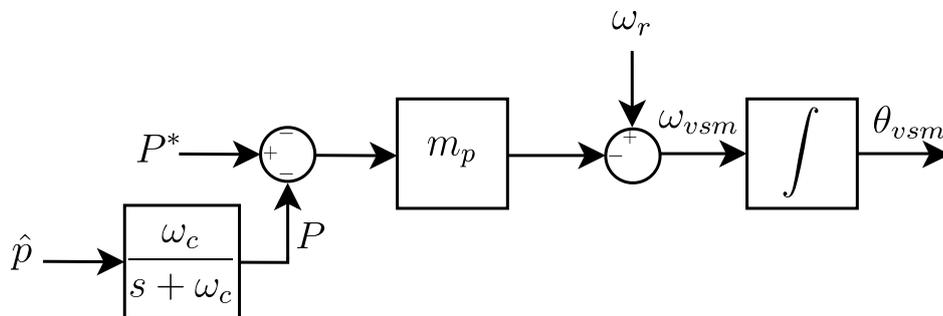


Figura 24 – Controle *droop* com filtro passa-baixa e integrador.

Fonte – adaptado de (D'ARCO *et al.*, 2015).

3.7.2.2 Classificação de Métodos de Emulação de Inércia de Acordo com o Sinal de Saída do Controlador

Anteriormente, os métodos de emulação de inércia são classificados de acordo com a ordem do modelo matemático da máquina síncrona virtual. Entretanto, outra forma conveniente de classificar métodos de emulação de inércia é de acordo com o sinal de saída do controlador, pois este sinal indica quais estruturas de controle adicionais devem ser implementadas para assegurar um bom funcionamento do controle do inversor como um todo. Essa classificação foi proposta inicialmente em (D'ARCO; SUUL, 2013). Neste trabalho, classificam-se métodos de emulação de inércia em três tipos diferentes de acordo com sua estrutura, sendo eles: (i) estrutura de VSM com saída em corrente; (ii) estrutura de VSM com saída em tensão; e (iii) estrutura de VSM com saída em potência. Mais detalhes sobre cada uma das estruturas citadas são fornecidos a seguir.

3.7.2.2.1 Estrutura de VSM com Saída em Corrente

Esta estrutura pode ser implementada tanto para algoritmos de emulação de inércia de baixa ordem como para algoritmos de ordem elevada, porém, é utilizada com mais frequência em controladores que representam mais detalhes da modelagem da máquina síncrona como é apresentado em (BECK; HESSE, 2007). A Figura 25 detalha os sinais de entrada e saída necessários para implementar este controle. Primeiramente calcula-se a potência instantânea injetada na rede pelo inversor a partir de medições da tensão do capacitor e a corrente de saída do filtro LCL, para posteriormente gerar a referência de tensão da VSM. Outra entrada deste controlador é a tensão da rede que, juntamente com a referência de tensão, são utilizadas para gerar uma referência de corrente. Esta referência de corrente, por sua vez, passará por um controle de corrente e pela geração de PWM.

Essa estrutura é indicada para sintetizar detalhadamente as dinâmicas de máquinas síncronas, porém na literatura relata-se dificuldades de implementação prática devido a instabilidades numéricas (D'ARCO; SUUL, 2013; TAMRAKAR *et al.*, 2017; ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017).

3.7.2.2.2 Estrutura de VSM com Saída em Tensão

Em geral, a implementação deste tipo de VSM possui modelos de baixa ordem, como, por exemplo, a equação de oscilação. O comportamento inercial é representado pela posição angular da máquina síncrona virtual calculada a partir da potência instantânea na saída do inversor e a potência estipulada como referência, enquanto o módulo da tensão é definido por uma estrutura adicional de controle.

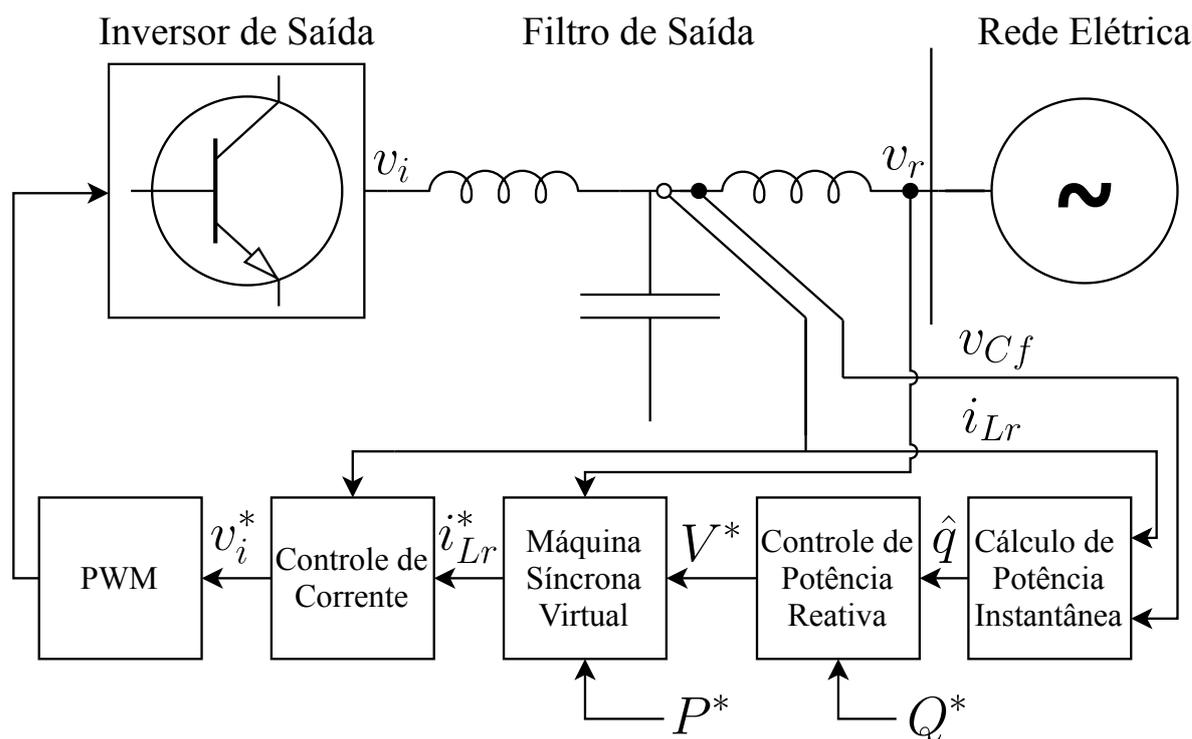


Figura 25 – VSM com saída em corrente.

Fonte – Adaptado de (D'ARCO; SUUL, 2013).

Na literatura encontram-se duas principais abordagens para implementação de VSM com saída em tensão. A primeira delas é apresentada com mais detalhes na Figura 26. Neste modo, a tensão complexa obtida pela malha de emulação de inércia, em conjunto com uma malha de controle do módulo da tensão, é aplicada diretamente no gerador de PWM. Devido a este fato, essa forma de emular inércia é intitulada como *método em malha aberta*.

Este método pode ser considerado como o mais simples de implementar, porém, por mais que seja bastante utilizado (NATARAJAN; WEISS, 2017; PIYA; KARIMI-GHARTEMANI, 2016; ZHONG; WEISS, 2011), apresenta desvantagens claras, como não possibilitar a implementação direta de proteções de sobrecorrente e sobretensão via controladores.

Com o objetivo de melhorar a controlabilidade desta estrutura em malha aberta e possibilitar a ação de proteção de sobrecorrente e sobretensão por meio de controladores, indica-se a implementação de controladores de tensão e de corrente em série com a VSM (D'ARCO; SUUL, 2013), como mostra a Figura 27.

O controle de tensão e corrente em cascata, além de possibilitar a implementação direta de controladores para proteção de corrente e sobretensão, é bastante utilizado em combinação com o controle de *droop* de potência ativa para aplicações em microrredes (BOUZID *et al.*, 2015; VASQUEZ *et al.*, 2009; YAO *et al.*, 2011), inclu-

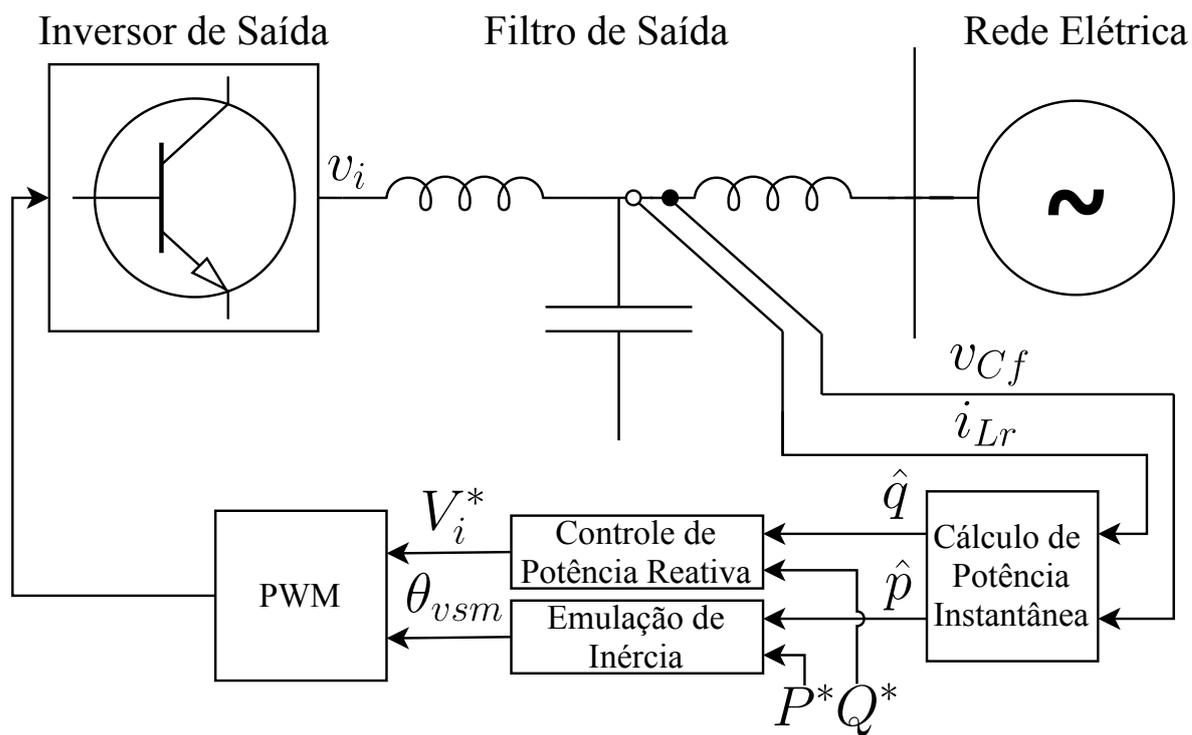


Figura 26 – VSM com saída em tensão do tipo malha aberta.

Fonte – Adaptado de (D'ARCO; SUUL, 2013).

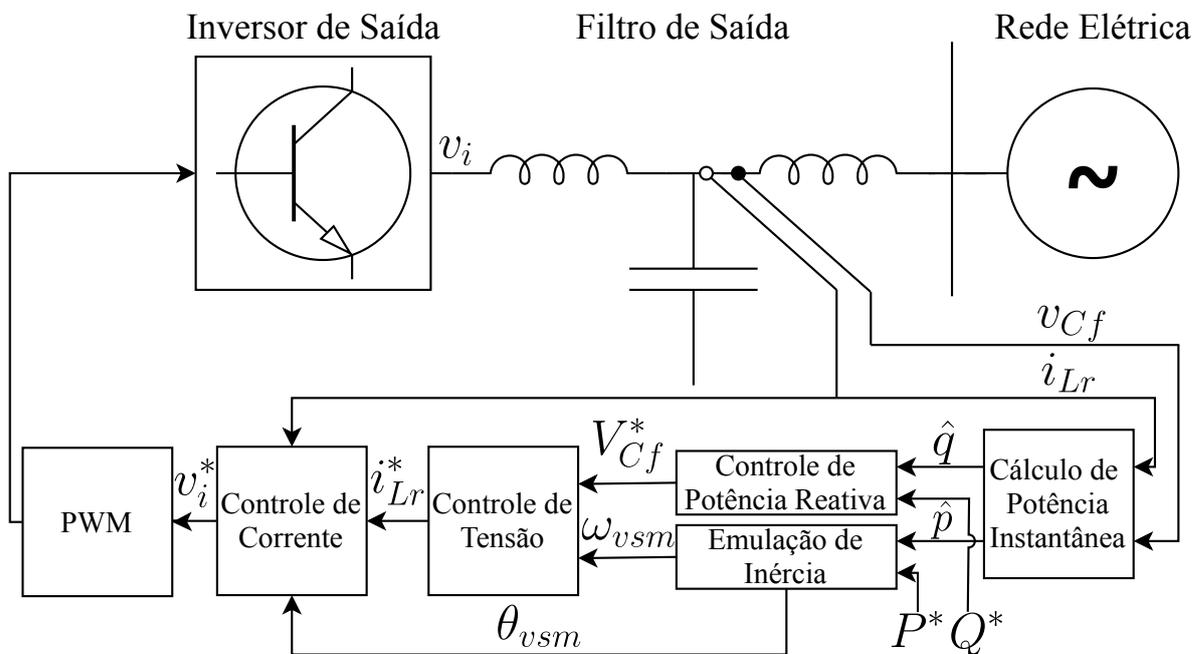


Figura 27 – VSM com saída em tensão do tipo malha fechada.

Fonte – Adaptado de (D'ARCO; SUUL, 2013).

sive explicitando a dinâmica do filtro passa-baixa de medição de potência (POGAKU *et al.*, 2007). Em acréscimo, métodos que utilizam estruturas de controle de corrente e/ou tensão são referidos como *métodos em malha fechada*.

3.7.2.2.3 Estrutura de VSM com Saída em Potência

A resposta inercial pode também ser emulada a partir da medição da frequência e tensão da rede. Estes sinais são utilizados para gerar uma referência de potência pelo VSM, a qual é transformada em sinal de corrente com o auxílio da medição da tensão da rede elétrica. Os detalhes desta VSM são apresentados na Figura 28. Entretanto, além de não ser muito abordada na literatura, este método não é indicado para microrredes.

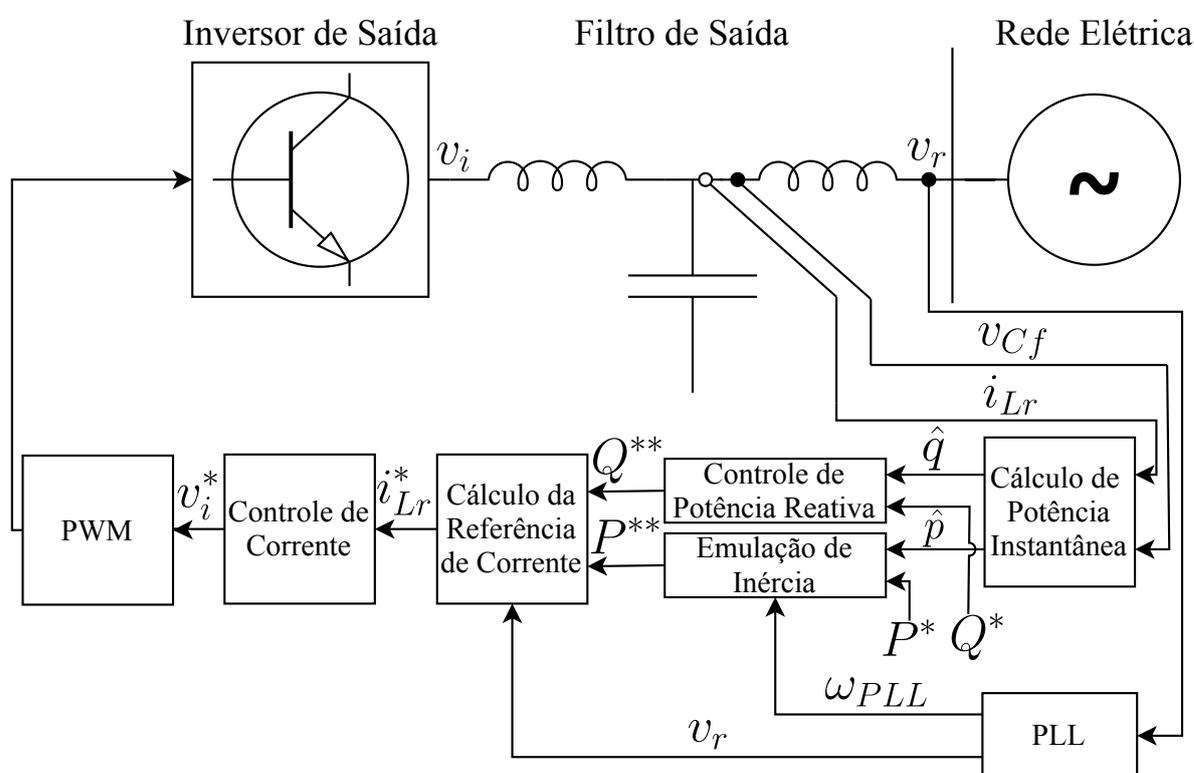


Figura 28 – VSM com saída em potência.

Fonte – Adaptado de (D'ARCO; SUUL, 2013).

3.7.3 Visão Geral de Métodos de Emulação de Inércia

Como citado anteriormente, existem diversas maneiras de emular inércia via diferentes estratégias de controle. Os trabalhos (TAMRAKAR *et al.*, 2017; D'ARCO; SUUL, 2013; ALSIRAJI; EL-SHATSHAT, 2017), fazem comparações detalhadas entre estas estratégias, tanto qualitativamente quanto via simulação computacional. A partir

das conclusões destes três trabalhos, propõe-se a divisão de métodos de emulação de inércia de acordo com a técnica de controle considerada na sua implementação, conforme detalhado a seguir:

- Modelo detalhado da máquina síncrona: representação dinâmica dos fenômenos elétricos e mecânicos da máquina síncrona;
- Equação de Oscilação: controle com representação matemática da equação da oscilação para geração da posição angular da máquina síncrona virtual;
- Medição de frequência da rede: Medição da frequência da rede para cálculo de potência referência;
- Controle *droop*: estrutura do controle *droop* de potência ativa em conjunto com um filtro passa-baixa e um bloco integrador.

As características de cada uma das classes definidas podem ser resumidas pela Tabela 1.

O método baseado no controle *droop* apresenta desempenho semelhante aos algoritmos que representam a máquina síncrona ou apenas a equação de oscilação, no que diz respeito à emulação de inércia. Em acréscimo, há extensa literatura indicando sua implementação para controle de inversores em microrredes, por não necessitar de infraestrutura de comunicação e efetuar a divisão de carga entre as unidades de geração.

Desta forma, opta-se neste trabalho pela utilização do método de emulação de inércia via controle *droop*. De modo a melhorar seu desempenho dinâmico bem como a controlabilidade e segurança da microrrede, combina-se a máquina virtual baseada no controle *droop* com um controle em cascata de tensão e corrente.

3.8 TIPO DE INVERSOR E ESTRUTURA PROPOSTA PARA OS CONTROLADORES

Com o objetivo de propor uma topologia de inversor e controlador conveniente para operação de uma microrrede de baixa inércia, opta-se neste trabalho pela utilização de um inversor do tipo *Grid-Supporting* com um controle multimalhas.

O controle multimalhas é composto por uma malha de controle de potência, na qual implementa-se emulação de inércia baseado no controle *droop* de potência ativa, enquanto que o módulo da tensão de saída é calculado via *droop* de potência reativa. Em série com o controle de potência, implementa-se um controle em cascata de tensão e corrente, como é apresentado pela a Figura 18.

Tabela 1 – Vantagens e desvantagens de diferentes métodos de emulação de inércia.

Técnica de Controle	Vantagens	Desvantagens
Modelo detalhado da máquina síncrona	<ul style="list-style-type: none"> - Emula com precisão as dinâmicas da máquina síncrona; - Não necessita de derivada da frequência; - Utiliza PLL somente para a sincronização do inversor. 	<ul style="list-style-type: none"> - Detalhamento desnecessário para auxílio na estabilidade do sistema; - Instabilidade numérica observada na implementação; - Tipicamente necessita da utilização de estruturas adicionais de proteção de sobrecorrente.
Equação de Oscilação	<ul style="list-style-type: none"> - Fácil implementação; - Não necessita da derivada da frequência; - Utiliza PLL somente para a sincronização; - Possibilidade de ser combinado com diversas estruturas de controle adicionais. 	<ul style="list-style-type: none"> - Oscilação de potência e frequência; - Tipicamente necessita da utilização de estruturas adicionais de proteção de sobrecorrente.
Medição de frequência da rede	<ul style="list-style-type: none"> - Fácil implementação; - Inversor tipicamente implementado como fonte de corrente. 	<ul style="list-style-type: none"> - Instabilidade devido ao PLL em redes fracas; - Não possui a capacidade de operar em sistemas ilhados; - Necessita da derivada da frequência, sendo sensível à ruídos.
Controle <i>droop</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Fácil implementação; - Não necessita de comunicação entre unidades de geração; - Possibilidade de ser combinado com diversas estruturas de controle adicionais; - Utiliza PLL somente para a sincronização do inversor; - Extensa literatura para aplicações em microrredes. 	<ul style="list-style-type: none"> - Resposta transitória lenta; - Circulação imprópria de potência entre inversores durante transitórios.

3.9 CONCLUSÕES

Este capítulo tem como principal objetivo apresentar as topologias de inversores e controladores para aplicações em microrredes de baixa inércia. A relevância da inércia em sistemas de energia é apontada no início do capítulo com o viés de auxiliar na estabilidade de frequência de sistemas de energia. Além disso, comenta-se que microrredes tipicamente possuem baixa inércia, devido às tecnologias de geração de energia utilizadas nessas aplicações.

Em seguida apresenta-se os objetivos de controle de inversores em microrredes de baixa inércia, enfatizando que em sistemas de energia com limitações de recursos de controle, as unidades de geração com interface de eletrônica de potência devem auxiliar no controle de frequência e tensão. Outros objetivos citados são: possibilitar a sincronização da fonte com a microrrede, operação em paralelo de diferentes fontes e assegurar a qualidade na energia injetada. Além disso, as diferentes topologias e metodologias de controle são revisadas.

Discute-se ainda a possibilidade de emular inércia via inversores para auxiliar o controle de frequência de microrredes. Para melhor compreender o estado da arte da tecnologia, faz-se uma revisão bibliográfica detalhada sobre métodos de emular a resposta inercial de máquinas síncronas, bem como as considerações necessárias para que possam ser implementados e modelados do modo adequado. Em acréscimo, algoritmos e estruturas de controladores utilizados para este fim são comparados. Ponderando-se suas vantagens e desvantagens, decide-se pela utilização neste trabalho do método de emulação de inércia baseado no controle *droop*.

No próximo capítulo são apresentados mais detalhes sobre a topologia e controle escolhidos, bem como a modelagem dinâmica das fontes de geração para possibilitar um melhor ajuste de controladores e análise de estabilidade.

4 MODELAGEM DINÂMICA DE VSIS

4.1 INTRODUÇÃO

De modo a facilitar estudos em sistemas de energia com grande inserção de fontes de energia via interfaces de eletrônica de potência, o que é normalmente o caso de microrredes, é preciso desenvolver modelos matemáticos que representem eventos físicos com precisão. Esses modelos são de grande valia para viabilizar novas estratégias de controle, executar análises de estabilidade e identificar novos problemas que possam surgir com o aumento de geração de energia a partir de fontes não convencionais.

Este capítulo visa desenvolver um modelo dinâmico para fontes de geração conectadas à rede via inversores. O objetivo principal para a elaboração desta modelagem é possibilitar análises de estabilidade a pequenas perturbações e auxiliar nos ajustes dos controladores dos Inversores Fonte de Tensão (VSI). Assim, todos os modelos apresentados são linearizados em torno de um ponto de operação e representados por equações no espaço de estados. A estratégia de modelagem adotada é modular, facilitando a adaptação do modelo obtido para diversas topologias de inversores e estratégias de controles distintas.

Em eletrônica de potência é comum desenvolver a modelagem dinâmica considerando diversos sistemas de coordenadas, como por exemplo coordenadas $\alpha\beta\gamma$, $dq0$ e abc . Opta-se neste trabalho pela modelagem em coordenadas $dq0$, obtidas a partir da transformação de Park (PARK, 1929).

Este capítulo inicia com a apresentação da modelagem do barramento em corrente contínua (CC) e dos interruptores do inversor. Em seguida é feita uma discussão sucinta sobre filtros típicos utilizados na saída dos inversores, e são apresentadas equações que representam o comportamento dinâmico do inversor. Em uma terceira etapa, é apresentada com mais detalhes a estrutura de controle multimalhas proposta no Capítulo 3, bem como sua representação linearizada no espaço de estados. Para finalizar, todos os modelos desenvolvidos são agrupados em um único modelo do VSI no espaço de estados.

Para cumprir os objetivos acima, este capítulo é dividido em *Introdução*, *Topologias Típicas para VSIs*, *Modelagem de Inversores e Filtro de Saída*, *Modelagem de Controladores do VSI*, *Modelo Completo do VSI* e *Conclusão*.

4.2 DESCRIÇÃO DA ESTRUTURA TÍPICA DE UM VSI

Existem diversas topologias de inversores que possibilitam a conexão de fontes de geração distribuída em microrredes ou redes convencionais (ETXEBERRIA *et al.*, 2012; JUAN; RAMOS-PAJA, 2017; AMAMRA *et al.*, 2017). Neste trabalho é escolhida

a utilização da topologia do tipo VSI, que é uma das topologias mais utilizadas para conexão e fontes de geração não convencionais à redes elétricas (ANDRETA, 2014). A Figura 29 representa a estrutura escolhida para o VSI, que é trifásica a três fios.

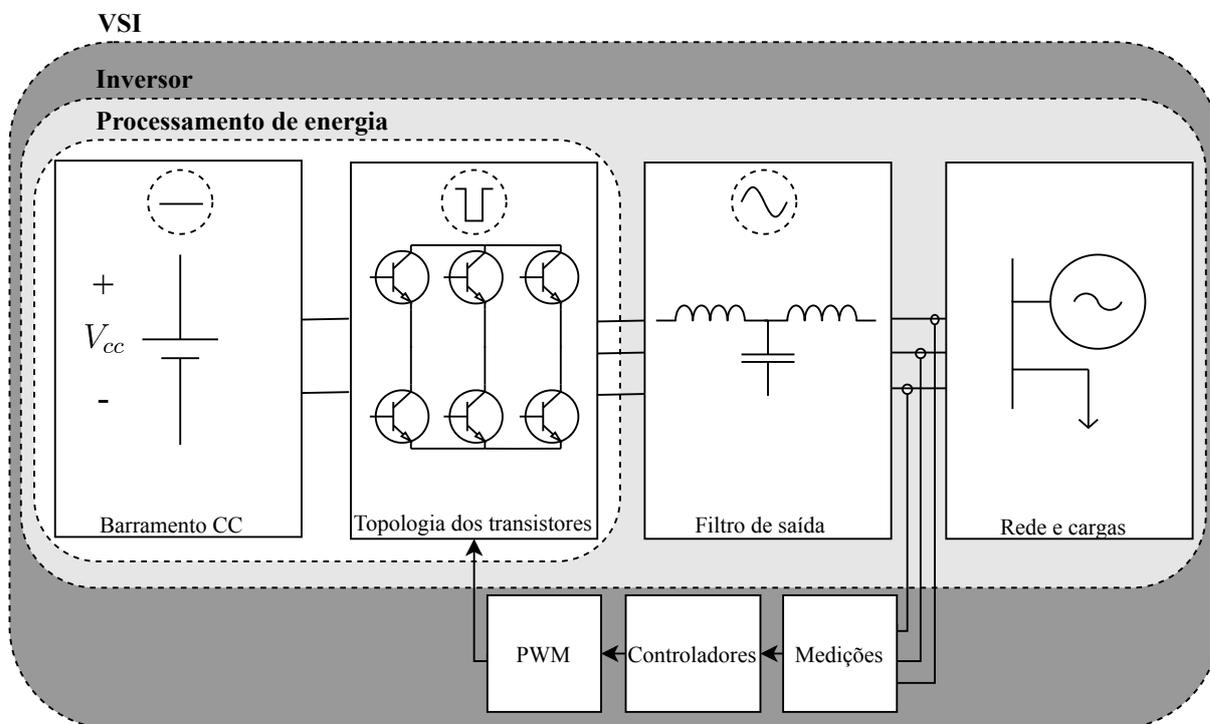


Figura 29 – Estrutura típica de um VSI.

Fonte – Autoria própria.

O barramento CC representa a dinâmica da fonte primária de geração. Simplificadamente, quando a energia injetada no barramento CC pela fonte primária é maior que a energia injetada na rede, a tensão deste barramento aumenta, caso contrário, a tensão diminui. Porém, como não é o foco deste trabalho estudar a dinâmica da fonte primária de energia, considera-se a tensão no barramento CC como invariável.

O inversor é bidirecional, apresentando características do conversor *Buck* quando retira energia do barramento em corrente contínua e injeta na rede, e características do conversor *Boost* quando retira energia da rede e injeta no barramento em corrente contínua. Em acréscimo, na etapa de modelagem, os transistores são considerados ideais (isto é, despreza-se a representação de perdas de comutação e condução, tempo morto de comutação, entre outras características não ideais típicas de transistores).

O filtro de saída é responsável pela atenuação das componentes de tensão e corrente originárias do processo de comutação que possuem frequências mais elevadas do que a frequência fundamental. Além disso, é comum utilizar transformadores para conectar o inversor à rede elétrica, e estes são tipicamente representados por meio de um ramo RL em série com indutor de saída do filtro.

Neste capítulo, a tensão da rede elétrica é representada como sinais de entrada do modelo linearizado no espaço de estados do VSI. No próximo capítulo será proposta uma forma detalhada de modelagem da rede elétrica e das cargas a partir de equações diferenciais, bem como a combinação desses elementos com os modelos dos VSIs desenvolvidos neste capítulo.

A estrutura de controladores multimalhas é composta por três malhas em cascata. A malha externa faz o controle de potência, a malha intermediária o controle de tensão e a malha interna o controle de corrente. Como visto no Capítulo 3, a malha de controle de potência mimetiza o comportamento dinâmico de máquinas síncronas, contribuindo para o controle de frequência da microrrede.

4.3 MODELAGEM DINÂMICA DE INVERSORES

Esta seção trata da modelagem do inversor que, de acordo com a Figura 29, compreende o estágio de processamento de energia e o filtro de saída que está conectado com a rede elétrica.

Para efetuar esta modelagem do inversor, são apresentadas algumas simplificações necessárias para construir um modelo médio a partir do modelo comutado do estágio de processamento de energia. A seguir, são brevemente discutidos os filtros de saída, bem como a escolha de um deles para este trabalho. Finalmente, são apresentados os equacionamentos necessários para construir um modelo no espaço de estados para o inversor. Algumas das etapas apresentadas a seguir são baseadas em (RESE *et al.*, 2012a; ANDRETA *et al.*, 2015; MACHADO, 2016).

4.3.1 Modelagem da Etapa de Processamento de Energia

Uma das modelagens típicas para etapa de processamento de energia é baseada no modelo médio da função comutação. Esta consideração é bastante utilizada para fins de estudo de estabilidade face a pequenas perturbações e para projetos de controladores para inversores (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). Neste trabalho, as principais simplificações consideradas são:

- A função de comutação é representada a partir de um modelo médio;
- Desconsidera-se a dinâmica das fontes de geração conectadas ao barramento em corrente contínua do inversor;
- Os transistores são ideais.

A representação da função de comutação por meio de um modelo médio implica na desconsideração de dinâmicas em frequências mais elevadas do que a frequência de comutação do inversor. Como os controladores são ajustados para trabalhar em

frequências muito abaixo da frequência de comutação, esta simplificação não causa perdas significativas no modelo desenvolvido.

A desconsideração das dinâmicas das fontes primárias de geração é representada no modelo ao manter constante a tensão do barramento CC do inversor. Em termos práticos, esta simplificação significa que a energia injetada neste barramento pela fonte primária é igual a energia que está sendo injetada na rede elétrica. Para ser viável na prática, a simplificação requer a associação de estratégias de controle e elementos passivos de armazenamento de energia ao barramento CC.

Ao aplicar as simplificações citadas acima, o barramento CC e os transistores podem ser representados a partir da Figura 30.

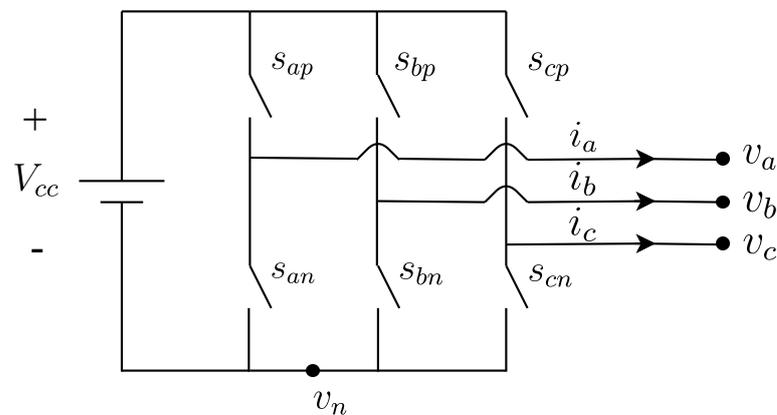


Figura 30 – Modelo de inversor com interruptores ideais.

Fonte – Adaptado de (MACHADO, 2016).

Sabendo que V_{cc} é a tensão no barramento CC, v_n é a tensão de neutro, S_{ap} , S_{bp} e S_{cp} são interruptores relacionados ao polo positivo do barramento em corrente contínua, S_{an} , S_{bn} e S_{cn} são os interruptores relacionados ao polo negativo deste barramento, v_a , v_b e v_c são tensões na saída da etapa de processamento de energia do inversor e i_a , i_b e i_c são correntes na saída da etapa de processamento de energia do inversor.

A função de comutação, que define quais interruptores estão em condução e quais interruptores estão bloqueados, pode ser representada por:

$$S_{xy}(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } S_{xy} \text{ está conduzindo} \\ 0, & \text{se } S_{xy} \text{ está bloqueado} \end{cases} \quad (28)$$

onde $x \in \{a, b, c\}$ e $y \in \{p, n\}$.

Sabe-se que os interruptores conectados na mesma fase ($S_{ap} - S_{an}$; $S_{bp} - S_{bn}$; e $S_{cp} - S_{cn}$) não conduzem ao mesmo tempo, pois isto ocasionaria curto-circuito no barramento CC. Esta restrição pode ser incluída matematicamente pela equação:

$$S_{xp} + S_{xn} = 1 \quad (29)$$

De acordo com a equação (28), a ação dos interruptores pode ser interpretada por meio de uma lógica binária, como mostra a Figura 31.

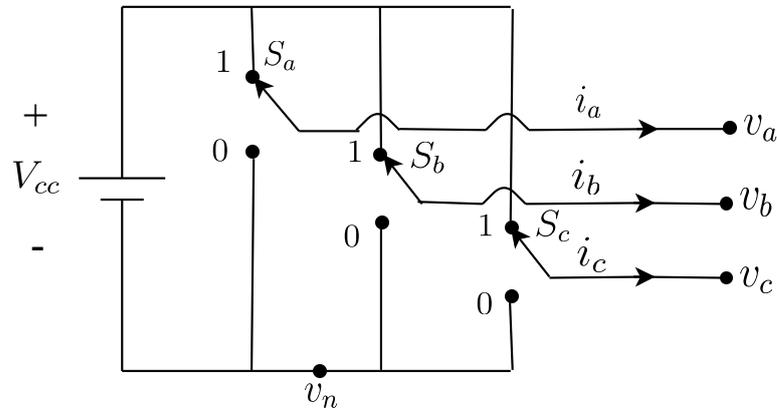


Figura 31 – Modelo de inversor com interruptores representados de forma binária.

Fonte – Adaptado de (MACHADO, 2016).

Pode-se então definir a função de comutação como:

$$S_x = S_{xp} = 1 - S_{xn} \quad (30)$$

onde S_x é a função de comutação e $x \in \{a, b, c\}$.

A tensão de saída da etapa de processamento de energia do inversor pode ser calculada por:

$$v_x = S_x V_{cc} \quad (31)$$

onde v_x é a tensão na saída da etapa de processamento de energia do inversor e $x \in \{a, b, c\}$.

O valor médio da função de comutação pode ser calculado da seguinte forma:

$$d_x = \frac{1}{T_{com}} \int_{t-T_{com}}^t S_x(\tau) d\tau \quad (32)$$

onde $x \in \{a, b, c\}$, T_{com} é o período de comutação e d_x é o valor médio da função comutação.

Assim, pode-se interpretar o modelo comutado por meio de um modelo médio da função comutação. Este modelo médio é constituído por fontes de tensão controladas, as quais dependem do valor da função comutação, como é mostrado pela Figura 32, na qual V_{cc} é a tensão do barramento CC e d_a , d_b e d_c são os valores médios das funções de comutação relativas aos barramentos A, B e C, respectivamente.

4.3.2 Filtros de Saída Típicos

Genericamente, o filtro de saída tem como objetivo prioritário preservar a componente fundamental da corrente injetada pelo VSI, atenuando componentes harmônicas

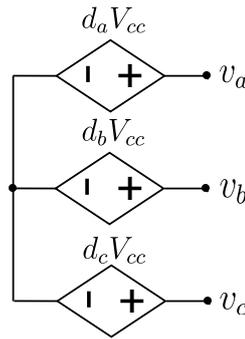


Figura 32 – Modelo de inversor considerando modelo médio da função de comutação.

Fonte – Adaptado de (MACHADO, 2016).

de frequência mais elevadas geradas pelo estágio de comutação dos interruptores.

Na prática, a injeção de componentes harmônicas diferentes da frequência fundamental por inversores deve ser determinada previamente, a fim de preservar a qualidade de energia da rede.

Além de sua grande importância em termos de qualidade de energia fornecida pelo VSI, os filtros de saída também influenciam em sua resposta dinâmica. Por isso, é necessário considerar esses efeitos na modelagem dinâmica dessas fontes.

A seguir são apresentados tipos de filtros típicos utilizados para esta aplicação, sendo eles: *Filtro L*; *Filtro LC*; e *Filtro LCL*.

4.3.2.1 Filtro L

Um dos filtros mais simples que podem ser acrescentados na saída de inversores é o *Filtro L*. Este filtro consiste apenas de um indutor em série com cada uma das fases do inversor, como mostra a Figura 33.

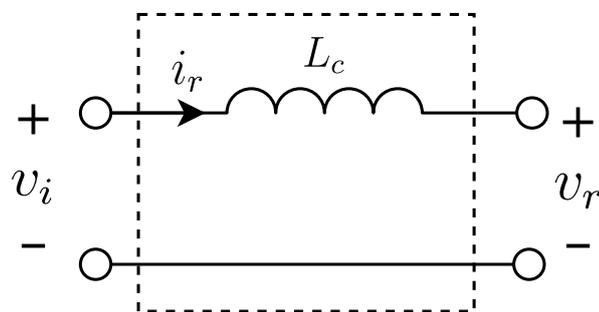


Figura 33 – Representação do filtro L.

Fonte – Autoria própria.

A função transferência deste filtro é dada por:

$$\frac{i_r(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{L_c s} \quad (33)$$

em que L_c é a indutância do indutor que constitui o filtro, i_r é a corrente injetada na rede, v_i é a tensão de entrada do filtro e v_r é a tensão da rede elétrica.

Por mais que o filtro L apresente facilidades em termos de modelagem e possua apenas um componente, sua característica de primeira ordem demandaria valores de indutância elevados para atingir níveis adequados de atenuação de componentes harmônicas. Esses valores elevados de indutância para o Filtro L aumentariam seu custo, inviabilizando economicamente sua utilização em inversores de potência nominal elevada (LISERRE *et al.*, 2005).

Outro fator agravante é que um valor elevado de indutância ocasionaria em uma queda de tensão significativa nos terminais do indutor, afetando negativamente no desempenho e na resposta dinâmica do inversor (AHMED *et al.*, 2007; ARAUJO *et al.*, 2007).

4.3.2.2 Filtro LC

A topologia do *Filtro LC* é composta por um indutor e um capacitor como é mostrado na Figura 34, sabendo que v_i é a tensão de entrada do filtro, L_c é o indutor do filtro, C_f é o capacitor do filtro, i_r é a corrente injetada na rede e v_r é a tensão da rede.

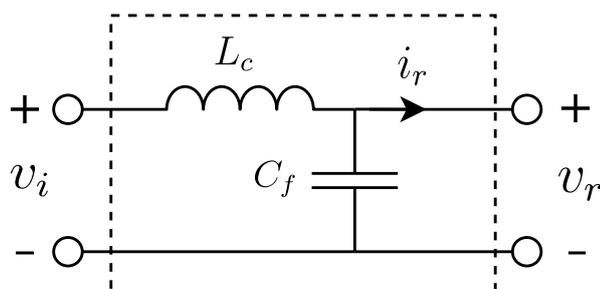


Figura 34 – Representação do filtro LC.

Fonte – Autoria própria.

A inserção do capacitor melhora a qualidade da tensão na saída do inversor, e o filtro apresenta características de segunda ordem, possibilitando a utilização de indutores menores do que os que seriam necessários para o filtro L (WU, B., 2007). Pode-se encontrar a seguinte função transferência para o filtro LC:

$$\frac{i_r(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{L_c C_f s^2 + L_c s + 1} \quad (34)$$

Embora possa apresentar características dinâmicas e econômicas mais atraentes que o filtro L, o filtro LC apresenta características ressonantes dependentes da impedância da rede, o que pode ocasionar problemas de instabilidade no sistema (HAMZA *et al.*, 2015).

4.3.2.3 Filtro LCL

O *Filtro LCL* é constituído por dois indutores série e um capacitor em paralelo entre os indutores, como mostra a Figura 35, e sua função transferência é apresentada pela equação (35).

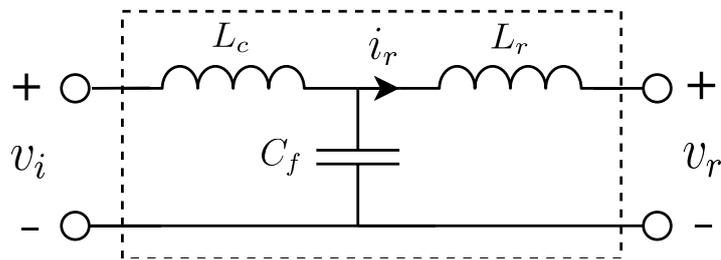


Figura 35 – Representação do filtro LCL.

Fonte – Autoria própria.

Nesta Figura, v_i é a tensão de entrada, L_c é o indutor de entrada, C_f é o capacitor, e L_r é o indutor de saída do filtro LCL.

$$\frac{i_r(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{L_c L_r C_f s^3 + (L_c + L_r)s} \quad (35)$$

Devido à atenuação característica de um filtro de terceira ordem, este filtro possibilita melhor atenuação de harmônicos do que os filtros L e LC a partir de componentes menores e mais baratos. Além disso, os componentes menores permitem um melhor desempenho dinâmico do inversor (HORNIK, 2010).

Esta topologia também apresenta características ressonantes, porém há um maior desacoplamento entre a impedância do filtro e da rede, possibilitando a utilização de diferentes estratégias para minimizar o efeito negativo trazido pela característica ressonante do filtro (GABE *et al.*, 2009; HAMZA *et al.*, 2015). Diversas técnicas foram propostas para minimizar este efeito ressonante, como por exemplo adicionar amortecimento passivo e ativo a este filtro (DANNEHL *et al.*, 2010, 2011; LISERRE *et al.*, 2004; WU, W. *et al.*, 2013).

Neste capítulo, opta-se pela utilização de um filtro LCL sem estratégias de amortecimento para a frequência de ressonância característica deste tipo de filtro. No Capítulo 6 é feita uma breve análise da influência de um ramo de amortecimento passivo no filtro LCL no VSI a partir de diagramas de Bode.

4.3.3 Equacionamento Dinâmico de Inversores

Nesta etapa será desenvolvido a modelagem de um inversor a três fios, no qual o processamento de energia é representado por valores médios, o filtro de saída do inversor é o filtro LCL com perdas resistivas. O inversor está conectado a uma rede elétrica que é representada como uma fonte de tensão trifásica, assim como apresenta a Figura 36, em que V_{cc} é a tensão do barramento CC; d_a , d_b e d_c são as funções médias de comutação de cada fase do inversor; L_{ca} , L_{cb} e L_{cc} são os indutores de entrada do filtro LCL; R_{ca} , R_{cb} e R_{cc} são as resistências que modelam as perdas na entrada do filtro LCL; i_{Lca} , i_{Lcb} e i_{Lcc} são as correntes nos indutores de entrada do filtro LCL; C_{fa} , C_{fb} e C_{fc} são os capacitores do filtro LCL; v_{Cfa} , v_{Cfb} e v_{Cfc} são as tensões nos capacitores do filtro LCL; L_{ra} , L_{rb} e L_{rc} são os indutores de saída do filtro LCL; R_{ra} , R_{rb} e R_{rc} são as resistências que modelam as perdas na saída do filtro LCL; i_{Lra} , i_{Lrb} e i_{Lrc} são as correntes nos indutores de saída do filtro LCL; v_{ra} , v_{rb} e v_{rc} são as tensões da rede elétrica; v_{nc} , v_{nf} e v_{nr} representam as tensões em modo comum do conversor, do filtro e da rede, respectivamente.

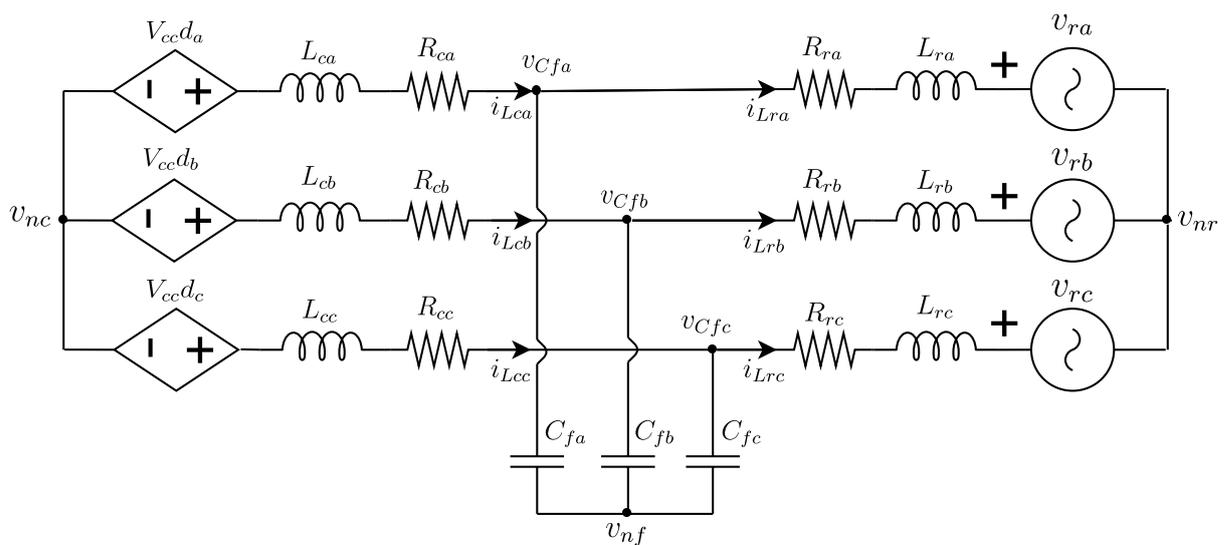


Figura 36 – Modelo do Inversor.

Fonte – Adaptado de (MACHADO, 2016).

Considerando as tensões, correntes e função de comutação como sendo grandezas vetoriais, e admitindo as simplificações indicadas na equação (36), o inversor

pode ser interpretado por um modelo vetorial unifilar, como apresenta a Figura 37.

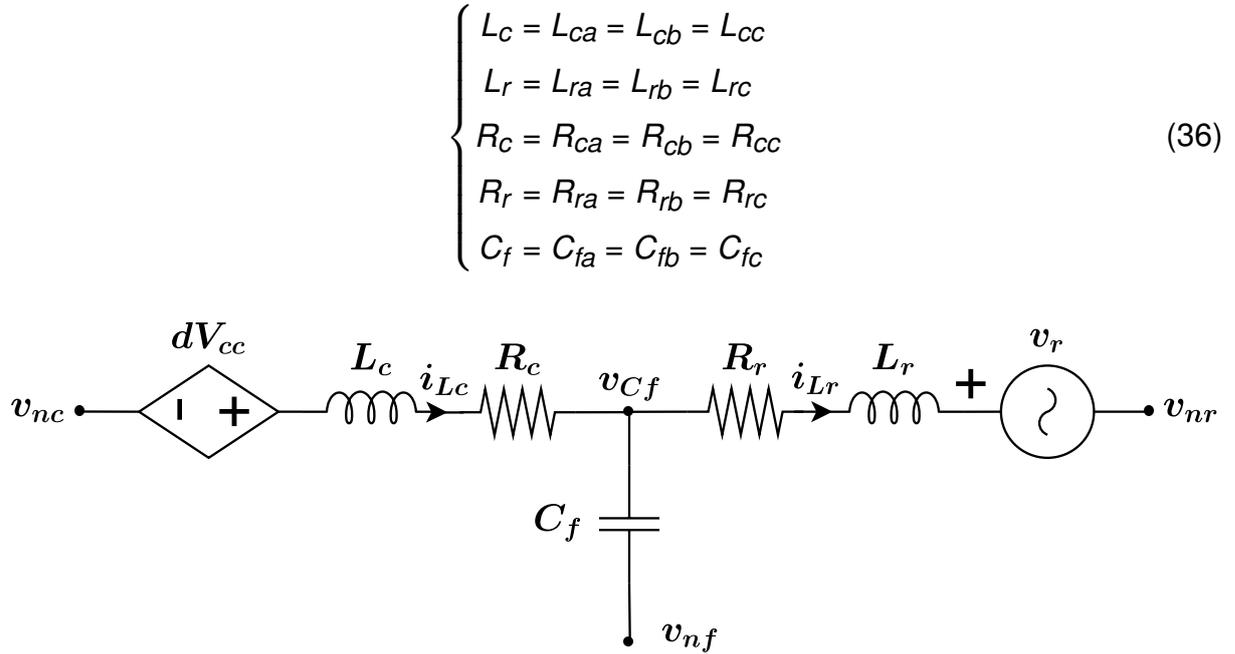


Figura 37 – Modelo unifilar do inversor.

Fonte – Adaptado de (MACHADO, 2016).

Sabendo que:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_r = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_{Cf} = \begin{bmatrix} v_{Cfa} \\ v_{Cfb} \\ v_{Cfc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{Lc} = \begin{bmatrix} i_{Lca} \\ i_{Lcb} \\ i_{Lcc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{Lr} = \begin{bmatrix} i_{Lra} \\ i_{Lrb} \\ i_{Lrc} \end{bmatrix} \\ \mathbf{v}_{nc} = \begin{bmatrix} v_{nc} \\ v_{nc} \\ v_{nc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_{nf} = \begin{bmatrix} v_{nf} \\ v_{nf} \\ v_{nf} \end{bmatrix} \quad \mathbf{v}_{nr} = \begin{bmatrix} v_{nr} \\ v_{nr} \\ v_{nr} \end{bmatrix} \quad \mathbf{d} = \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{L}_c = \begin{bmatrix} L_c & 0 & 0 \\ 0 & L_c & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{bmatrix} \quad \mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_c = \begin{bmatrix} R_c & 0 & 0 \\ 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_f = \begin{bmatrix} C_f & 0 & 0 \\ 0 & C_f & 0 \\ 0 & 0 & C_f \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \mathbf{V}_{cc} = \begin{bmatrix} V_{cc} & 0 & 0 \\ 0 & V_{cc} & 0 \\ 0 & 0 & V_{cc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (37)$$

onde \mathbf{v}_r representa a tensão trifásica da rede elétrica, \mathbf{v}_{Cf} representa a tensão trifásica no capacitor do Filtro LCL, \mathbf{i}_{Lc} representa a corrente trifásica no indutor de entrada do filtro LCL, \mathbf{i}_{Lr} representa a corrente trifásica no indutor de saída do filtro LCL, \mathbf{v}_{nc} é a tensão de modo comum trifásica do inversor, \mathbf{v}_{nf} é a tensão de modo comum trifásica do filtro LCL, \mathbf{v}_{nr} é a tensão de modo comum trifásica da rede elétrica, \mathbf{d} é o valor

médio da função de comutação de cada fase do inversor, \mathbf{U} é um vetor com três linhas com apenas valores unitários, \mathbf{L}_c é a representação matricial da indutância de cada fase do indutor de entrada do filtro LCL, \mathbf{L}_r é a representação matricial da indutância de cada fase do indutor de saída do filtro LCL, \mathbf{C}_f é a representação matricial da capacitância de cada fase do capacitor do filtro LCL, \mathbf{R}_c é a representação matricial da resistência que modela as perdas em cada fase na entrada do filtro LCL, \mathbf{R}_r é a representação matricial da resistência que modela as perdas em cada fase na saída do filtro LCL e \mathbf{V}_{cc} é a representação matricial da tensão no barramento CC.

O equacionamento do diagrama da Figura 37 é dado por:

$$\begin{cases} \mathbf{L}_c \frac{d\mathbf{i}_{Lc}}{dt} = \mathbf{V}_{cc}\mathbf{d} - \mathbf{v}_{Cf} - \mathbf{R}_c\mathbf{i}_{Lc} - \mathbf{v}_{fc}\mathbf{U} \\ \mathbf{L}_r \frac{d\mathbf{i}_{Lr}}{dt} = \mathbf{v}_{Cf} - \mathbf{v}_r - \mathbf{R}_r\mathbf{i}_{Lr} - \mathbf{v}_{fr}\mathbf{U} \\ \mathbf{C}_f \frac{d\mathbf{v}_{Cf}}{dt} = (\mathbf{i}_{Lc} - \mathbf{i}_{Lr}) \end{cases} \quad (38)$$

em que:

$$\begin{cases} v_{rc} = v_{nr} - v_{nc} \\ v_{fc} = v_{nf} - v_{nc} \\ v_{fr} = v_{nf} - v_{nr} \end{cases} \quad (39)$$

Os projetos de controladores para inversores são normalmente efetuados em coordenadas síncronas ($dq0$), obtidas pela transformação de Park (PARK, 1929), ou em coordenadas estacionárias ($\alpha\beta\gamma$), obtidas a partir da transformação de Clarke (CLARKE, 1943). A continuação da modelagem do inversor será efetuada a seguir a partir transformação de Park.

4.3.4 Modelagem de Inversores em Coordenadas $dq0$

Uma das motivações para utilização da transformação de Park é o fato desta proporcionar componentes contínuas a partir de um sistema trifásico oscilatório. Isto viabiliza a utilização de controladores mais simples para obtenção de erro nulo em regime, como, por exemplo o controlador proporcional integral (PI).

O vetor $dq0$ de uma grandeza em coordenadas abc , pode ser obtido a partir de:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_p \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (40)$$

em que x_d , x_q e x_0 são variáveis genéricas no eixo direto, no eixo em quadratura, e no eixo zero; x_a , x_b e x_c são variáveis genéricas na fase A, B e C; e \mathbf{T}_p é a matriz de

transformação de Park, definida por (PARK, 1929):

$$\mathbf{T}_P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\omega t) & -\text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} & \sqrt{\frac{2}{3}} & \sqrt{\frac{2}{3}} \end{bmatrix} \quad (41)$$

em que ω é a velocidade angular do VSI calculada via máquina síncrona virtual, como visto no Capítulo 3.

Ao substituir valores em coordenadas abc por valores em $dq0$ com auxílio da transformação inversa de Park, é possível reescrever a equação (38) como:

$$\begin{cases} L_c \frac{d\mathbf{T}_P^{-1} \mathbf{i}_{Lc,dq0}}{dt} = \mathbf{T}_P^{-1} V_{cc} \mathbf{d}_{,dq0} - \mathbf{T}_P^{-1} v_{Cf,dq0} - \mathbf{T}_P^{-1} \mathbf{R}_c \mathbf{i}_{Lc,dq0} - \mathbf{T}_P^{-1} v_{fc} \mathbf{U}_{,dq0} \\ L_r \frac{d\mathbf{T}_P^{-1} \mathbf{i}_{Lr,dq0}}{dt} = \mathbf{T}_P^{-1} v_{Cf,dq0} - \mathbf{T}_P^{-1} v_{r,dq0} - \mathbf{T}_P^{-1} \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{Lr,dq0} - \mathbf{T}_P^{-1} v_{fr} \mathbf{U}_{,dq0} \\ C_f \frac{d\mathbf{T}_P^{-1} v_{Cf,dq0}}{dt} = \mathbf{T}_P^{-1} (\mathbf{i}_{Lc,dq0} - \mathbf{i}_{Lr,dq0}) \end{cases} \quad (42)$$

nas equações acima, o subscrito $dq0$ indica que as grandezas possuem componentes no eixo direto, eixo em quadratura e eixo zero.

Multiplicando as equações de (42) pela matriz \mathbf{T}_P , e aplicando a regra do produto quando necessário, tem-se:

$$\begin{cases} L_c \left(\frac{d\mathbf{i}_{Lc,dq0}}{dt} + \mathbf{T}_P \frac{d\mathbf{T}_P^{-1} \mathbf{i}_{Lc,dq0}}{dt} \right) = V_{cc} \mathbf{d}_{,dq0} - v_{cf,dq0} - \mathbf{R}_c \mathbf{i}_{Lc,dq0} - v_{fc} \mathbf{U}_{,dq0} \\ L_r \left(\frac{d\mathbf{i}_{Lr,dq0}}{dt} + \mathbf{T}_P \frac{d\mathbf{T}_P^{-1} \mathbf{i}_{Lr,dq0}}{dt} \right) = v_{Cf,dq0} - v_{r,dq0} - \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{Lr,dq0} - v_{fr} \mathbf{U}_{,dq0} \\ C_f \left(\frac{dv_{Cf,dq0}}{dt} + \mathbf{T}_P \frac{d\mathbf{T}_P^{-1} v_{Cf,dq0}}{dt} \right) = (\mathbf{i}_{Lc,dq0} - \mathbf{i}_{Lr,dq0}) \end{cases} \quad (43)$$

em que:

$$\mathbf{T}_P \frac{d\mathbf{T}_P^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (44)$$

A transformação de abc para $dq0$ do vetor $\mathbf{U}_{,dq0}$ mostra que este só possui componente em coordenada 0, além disso, sabe-se que em um sistema trifásico equilibrado, a componente 0 das coordenadas $dq0$ será sempre nula. Desta forma, as parcelas que multiplicam $\mathbf{U}_{,dq0}$ podem ser desconsideradas.

Em acréscimo, ao substituir a equação (44) em (43), isolando a componente que possui um termo de derivada, e separando as equações em eixo direto e em eixo

de quadratura, obtém-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{Lc,d}}{dt} = \frac{V_{cc}d_{,d}}{L_c} - \frac{v_{Cf,d}}{L_c} - \frac{R_c i_{Lc,d}}{L_c} + \omega i_{Lc,q} \\ \frac{di_{Lc,q}}{dt} = \frac{V_{cc}d_{,q}}{L_c} - \frac{v_{Cf,q}}{L_c} - \frac{R_c i_{Lc,q}}{L_c} - \omega i_{Lc,d} \\ \frac{di_{Lr,d}}{dt} = \frac{v_{Cf,d}}{L_r} - \frac{v_{r,d}}{L_r} - \frac{R_c i_{Lr,d}}{L_r} + \omega i_{Lr,q} \\ \frac{di_{Lr,q}}{dt} = \frac{v_{Cf,q}}{L_r} - \frac{v_{r,q}}{L_r} - \frac{R_c i_{Lr,q}}{L_r} - \omega i_{Lr,d} \\ \frac{dv_{Cf,d}}{dt} = \frac{(i_{Lc,d} - i_{Lr,d})}{C_f} + \omega v_{Cf,q} \\ \frac{dv_{Cf,q}}{dt} = \frac{(i_{Lc,q} - i_{Lr,q})}{C_f} - \omega v_{Cf,d} \end{array} \right. \quad (45)$$

sabendo que o subscrito d está relacionado à parâmetros em eixo direto e q está relacionado à parâmetros em eixo em quadratura.

4.3.4.1 Linearização do Modelo do Inversor em Coordenadas dq

Em estudos de modelagem de inversores conectados em redes tradicionais de energia, é comum a consideração de que ω seja constante. Nos casos em que o inversor está conectado a sistemas de energia que possuem inércia elevada, essa simplificação não acarreta grandes imprecisões. Porém, em microrredes ou em redes de baixa inércia, a variação da frequência pode ser significativa, e por isso há o interesse em considerar estas variações neste trabalho.

Entretanto, ao considerar a variação de ω , chega-se a um modelo não linear para o inversor. Como o objetivo deste capítulo é desenvolver modelos lineares para VSIs, é necessário linearizar as equações apresentadas em (45) em torno de um ponto de operação, o que leva ao seguinte modelo linearizado:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta \dot{i}_{Lc,d} = \frac{V_{cc}\Delta d_{,d}}{L_c} - \frac{\Delta v_{Cf,d}}{L_c} - \frac{R_c \Delta i_{Lc,d}}{L_c} + \omega_0 \Delta i_{Lc,q} + I_{Lc,q} \Delta \omega \\ \Delta \dot{i}_{Lc,q} = \frac{V_{cc}\Delta d_{,q}}{L_c} - \frac{\Delta v_{Cf,q}}{L_c} - \frac{R_c \Delta i_{Lc,q}}{L_c} - \omega_0 \Delta i_{Lc,d} - I_{Lc,d} \Delta \omega \\ \Delta \dot{i}_{Lr,d} = \frac{\Delta v_{Cf,d}}{L_r} - \frac{\Delta v_{r,d}}{L_r} - \frac{R_c \Delta i_{Lr,d}}{L_r} + \omega_0 \Delta i_{Lr,q} + I_{Lr,q} \Delta \omega \\ \Delta \dot{i}_{Lr,q} = \frac{\Delta v_{Cf,q}}{L_r} - \frac{v_{r,q}}{L_r} - \frac{R_c \Delta i_{Lr,q}}{L_r} - \omega_0 \Delta i_{Lr,d} - I_{Lr,d} \Delta \omega \\ \Delta v_{Cf,d} = \frac{(\Delta i_{Lc,d} - \Delta i_{Lr,d})}{C_f} + \omega_0 \Delta v_{Cf,q} + V_{Cf,q} \Delta \omega \\ \Delta v_{Cf,q} = \frac{(\Delta i_{Lc,q} - \Delta i_{Lr,q})}{C_f} - \omega_0 \Delta v_{Cf,d} - V_{Cf,d} \Delta \omega \end{array} \right. \quad (46)$$

em que ω_0 , $I_{Lc,d}$, $I_{Lc,q}$, $I_{Lr,d}$, $I_{Lr,q}$, $V_{Cf,d}$ e $V_{Cf,q}$ são constantes.

4.3.5 Representação Linear em Espaço de Estados do Inversor

As equações diferenciais linearizadas em (46) podem ser reescritas na forma de equações de estado como:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t)\end{aligned}\quad (47)$$

onde as variáveis de estado são: $\Delta i_{Lc,d}$, $\Delta i_{Lc,q}$, $\Delta v_{Cf,d}$, $\Delta v_{Cf,q}$, $\Delta i_{Lr,d}$ e $\Delta i_{Lr,q}$, e as entradas são: $\Delta v_{i,d}$, $\Delta v_{i,q}$, $\Delta v_{r,d}$, $\Delta v_{r,q}$ e $\Delta\omega$, sendo (POGAKU *et al.*, 2007):

$$\Delta v_{i,d} = V_{cc}\Delta d_{,d} \quad \Delta v_{i,q} = V_{cc}\Delta d_{,q} \quad (48)$$

desta forma, o modelo completo no espaço de estados do inversor pode ser definido como:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{Lc,d} \\ \Delta \dot{i}_{Lc,q} \\ \Delta \dot{v}_{Cf,d} \\ \Delta \dot{v}_{Cf,q} \\ \Delta \dot{i}_{Lr,d} \\ \Delta \dot{i}_{Lr,q} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{inv} \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{inv1} \begin{bmatrix} \Delta v_{i,d} \\ \Delta v_{i,q} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{inv2} \begin{bmatrix} \Delta v_{r,d} \\ \Delta v_{r,q} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{inv3} [\Delta\omega] \quad (49)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{inv} \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{inv1} \begin{bmatrix} \Delta v_{i,d} \\ \Delta v_{i,q} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{inv2} \begin{bmatrix} \Delta v_{r,d} \\ \Delta v_{r,q} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{inv3} [\Delta\omega]$$

onde \mathbf{A}_{inv} , \mathbf{B}_{inv1} , \mathbf{B}_{inv2} , \mathbf{B}_{inv3} , \mathbf{C}_{inv} , \mathbf{D}_{inv1} , \mathbf{D}_{inv2} e \mathbf{D}_{inv3} são:

$$\mathbf{A}_{inv} = \begin{bmatrix} \frac{-R_c}{L_c} & \omega_0 & \frac{-1}{L_c} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_0 & \frac{-R_c}{L_c} & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_0 & \frac{-1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega_0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 & \frac{-R_r}{L_r} & \omega_0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & -\omega_0 & \frac{-R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (50)$$

$$\mathbf{B}_{inv1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_c} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B}_{inv2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_r} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_{inv3} = \begin{bmatrix} I_{Lc,q} \\ -I_{Lc,d} \\ V_{Cf,q} \\ -V_{Cf,d} \\ I_{Lr,q} \\ -I_{Lr,d} \end{bmatrix} \quad (51)$$

$$C_{inv} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (52)$$

$$D_{inv1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; D_{inv2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; D_{inv3} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (53)$$

Uma das desvantagens associadas à utilização da transformação $dq0$, é o acoplamento entre as variáveis de eixo direto e eixo em quadratura. Esse problema pode ser atenuado por meio de estratégias de controle, a serem apresentadas nas próximas seções.

4.4 MODELAGEM DOS CONTROLADORES DO VSI

Para obter o modelo completo do VSI, é necessário efetuar a modelagem dos controladores desta fonte. Neste caso, a modelagem é obtida a partir de um controlador multimalhas, como é apresentado no Capítulo 3. A Figura 38 descreve com mais detalhes este controle multimalhas.

4.4.1 Modelagem do Controle de Potência

Neste trabalho, além do controle de injeção de potência, há também interesse que essa malha de controle permita a operação de diversas fontes em paralelo. Uma estratégia bastante utilizada para operação de inversores em paralelo é via controle via estatismo (*droop*).

Além disso, é interessante avaliar a influência da inserção de emulação de inércia no controle de potência. Para tanto, propõe-se a combinação do controle *droop* com um filtro de saída e um integrador, como é indicado pela Figura 24 apresentada no Capítulo 3. Essa estrutura opera de forma semelhante à equação de oscilação, como mostrado no capítulo anterior, e é considerada na literatura como uma forma simples e efetiva para emulação de inércia. A Figura 39 mostra as etapas implementadas para o controle de potência.

Primeiramente, são feitas medições das grandezas a serem controladas. Opta-se pela tensão do filtro do capacitor ($v_{Cf,abc}$) e corrente no indutor de acoplamento

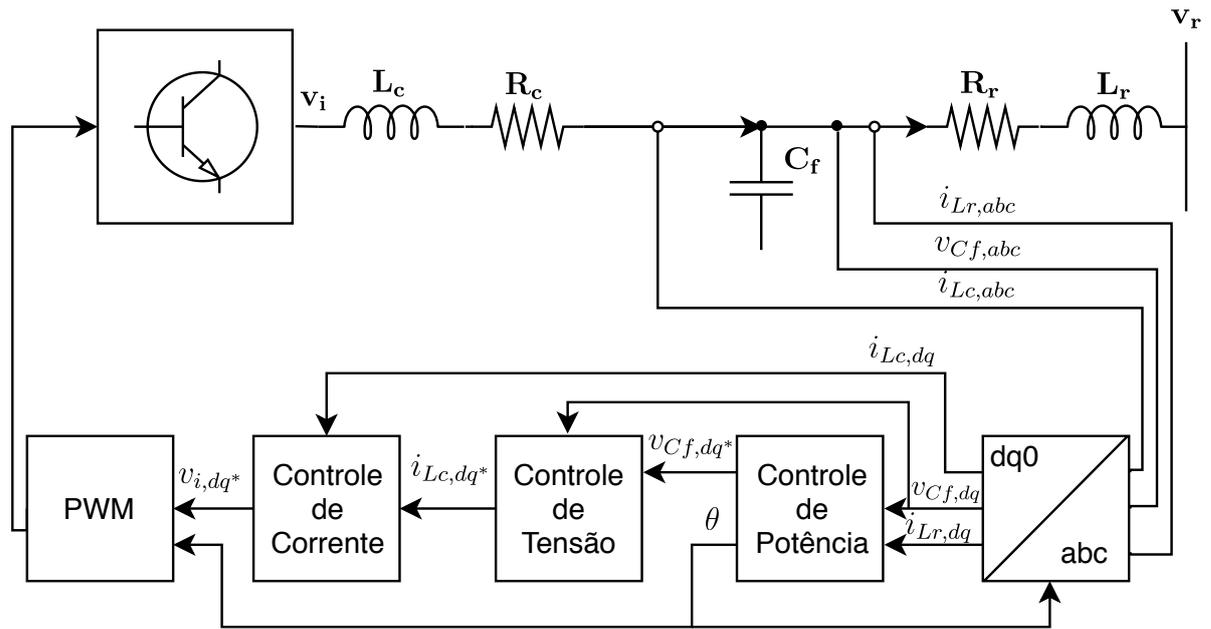


Figura 38 – Representação do VSI com controlador multimalhas.

Fonte – Autoria própria.

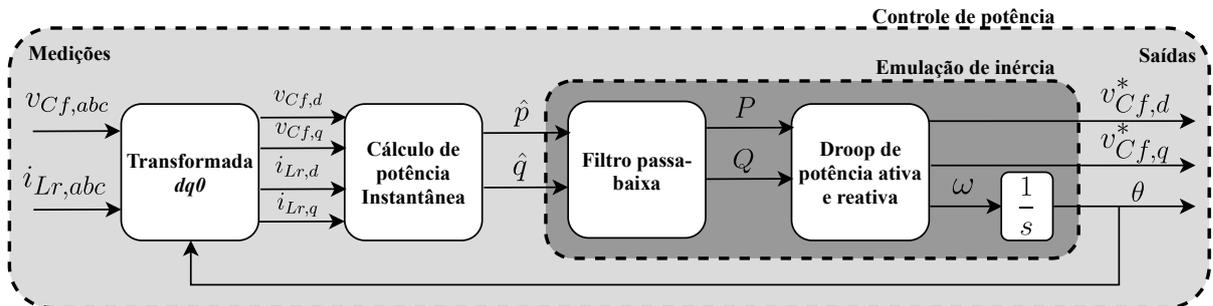


Figura 39 – Controle de potência.

Fonte – Autoria própria.

com a rede ($i_{Lr,abc}$). Essas medições são convenientes, pois a partir de métodos de cálculo de potência instantânea, chega-se no valor instantâneo da potência ativa e reativa injetada na rede pela fonte. As potências ativa e reativa instantâneas estão indicadas na Figura 39 por \hat{p} e \hat{q} , respectivamente. O método de potência instantânea escolhido é apresentado pelas equações (54) e (55), em coordenadas $dq0$.

$$\hat{p} = v_{Cf,d}i_{Lr,d} + v_{Cf,q}i_{Lr,q} \quad (54)$$

$$\hat{q} = v_{Cf,q}i_{Lr,d} - v_{Cf,d}i_{Lr,q} \quad (55)$$

em que \hat{p} é a potência ativa instantânea, \hat{q} é a potência reativa instantânea, $v_{Cf,d}$

é a tensão do capacitor em eixo direto, $v_{Cf,q}$ é a tensão do capacitor em eixo em quadratura, $i_{Lr,d}$ é a corrente do indutor de saída em eixo direto e $i_{Lr,q}$ é a corrente do indutor de saída em eixo em quadratura.

A partir dos valores de \hat{p} e \hat{q} , obtêm-se os valores medidos da potência ativa (P) e reativa (Q) injetadas pelo inversor após uma etapa de filtragem, como mostra a equação a seguir:

$$P = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \hat{p} \quad (56)$$

$$Q = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \hat{q} \quad (57)$$

em que ω_c é o parâmetro do filtro passa-baixa.

A potência ativa medida é utilizada pelo *droop* de potência ativa para cálculo da velocidade angular (ω). Já a potência reativa medida é utilizada pelo *droop* de potência reativa para cálculo da tensão de eixo direto e em quadratura do capacitor do filtro LCL. Definindo a magnitude da tensão de saída alinhada com a coordenada de eixo direto do inversor, obtém-se que a componente da tensão de eixo em quadratura do capacitor, $v_{Cf,q}^*$, pode ser assumida como nula, logo, tem-se:

$$\omega = \omega_n - m_p P \quad (58)$$

$$v_{Cf,d}^* = V_n - n_q Q \quad (59)$$

$$v_{Cf,q}^* = 0 \quad (60)$$

em que ω_n é a velocidade angular nominal da rede elétrica e V_n é o módulo da tensão nominal da rede elétrica.

As constantes m_p e n_q são os ganhos do *droop* de potência ativa e reativa, respectivamente. Seu ajuste pode ser definido a partir das equações abaixo:

$$m_p = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{P_{max}} \quad (61)$$

$$n_q = \frac{V_{Cf,d,max} - V_{Cf,d,min}}{Q_{max}} \quad (62)$$

na qual ω_{max} é a velocidade angular máxima da rede elétrica para que o VSI tenha seu valor mínimo de potência ativa como referência, ω_{min} é a velocidade angular mínima da rede elétrica para que o VSI tenha seu valor máximo de potência ativa como referência, $V_{Cf,d,max}$ é o módulo de tensão máximo da rede elétrica para que o VSI tenha seu valor mínimo de potência reativa como referência, $V_{Cf,d,min}$ é o módulo de tensão mínimo da rede elétrica para que o VSI tenha seu valor máximo de potência

reativa como referência, P_{max} é capacidade máxima de geração de potência ativa do VSI e Q_{max} é capacidade máxima de geração de potência reativa do VSI.

Para possibilitar o desenvolvimento de um modelo genérico de microrredes, a cada inversor é associada sua própria referência angular, e a interconexão entre essas fontes é feita a partir de uma referência global. O ângulo de cada fonte em relação à referência global é estipulado como δ , de acordo com a equação a seguir:

$$\delta = \int_0^t (\omega - \omega_{com}) d\tau \quad (63)$$

então:

$$\dot{\delta} = \omega - \omega_{com} \quad (64)$$

em que ω é a velocidade angular da fonte, e ω_{com} é a velocidade angular referência global. Substituindo a equação (58) na equação (64), chega-se em:

$$\dot{\delta} = \omega_n - m_p P - \omega_{com} \quad (65)$$

É possível, também, substituir a equação (54) em (56) e (55) em (57), e isolar \dot{P} e \dot{Q} , obtendo:

$$\dot{P} = -P\omega_c + \omega_c (v_{Cf,d} i_{Lr,d} + v_{Cf,q} i_{Lr,q}) \quad (66)$$

$$\dot{Q} = -Q\omega_c + \omega_c (v_{Cf,q} i_{Lr,d} - v_{Cf,d} i_{Lr,q}) \quad (67)$$

linearizando as equações (58), (59), (60), (65), (66) e (67), tem-se:

$$\Delta\omega = -\Delta m_p P \quad (68)$$

$$\Delta v_{Cf,d}^* = -n_q \Delta Q \quad (69)$$

$$\Delta v_{Cf,q}^* = 0 \quad (70)$$

$$\Delta\dot{\delta} = -m_p \Delta P - \omega_{com} \quad (71)$$

$$\Delta\dot{P} = -\Delta P \omega_c + \omega_c V_{Cf,d} \Delta i_{Lr,d} + \omega_c i_{Lr,d} \Delta v_{Cf,d} + \omega_c V_{Cf,q} \Delta i_{Lr,q} + \omega_c i_{Lr,q} \Delta v_{Cf,q} \quad (72)$$

$$\Delta\dot{Q} = -\Delta Q \omega_c + \omega_c V_{Cf,q} \Delta i_{Lr,d} + \omega_c i_{Lr,d} \Delta v_{Cf,q} - \omega_c V_{Cf,d} \Delta i_{Lr,q} - \omega_c i_{Lr,q} \Delta v_{Cf,d} \quad (73)$$

A partir das equações anteriores, é possível escrever o modelo linearizado do controle de potência por meio de equações no espaço de estados, como é feito a seguir:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{P} \\ \Delta \dot{Q} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_p \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} + \mathbf{B}_p \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{pcom} [\Delta \omega_{com}] \quad (74)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \omega \\ \Delta v_{Cf,d}^* \\ \Delta v_{Cf,q}^* \end{bmatrix} = \mathbf{C}_p \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} + \mathbf{D}_p \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{pcom} [\Delta \omega_{com}]$$

em que as matrizes \mathbf{A}_p , \mathbf{B}_p , \mathbf{B}_{pcom} , \mathbf{C}_p , \mathbf{D}_p e \mathbf{D}_{pcom} são:

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} 0 & -m_p & 0 \\ 0 & -\omega_c & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_c \end{bmatrix} \quad (75)$$

$$\mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_c l_{Lr,d} & \omega_c l_{Lr,q} & \omega_c V_{Cf,d} & \omega_c V_{Cf,q} \\ 0 & 0 & \omega_c l_{Lr,q} & -\omega_c l_{Lr,d} & -\omega_c V_{Cf,q} & \omega_c V_{Cf,d} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{pcom} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (76)$$

$$\mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{P\omega} \\ \mathbf{C}_{Pv} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_{P\omega} = \begin{bmatrix} 0 & -m_p & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_{Pv} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -n_p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (77)$$

$$\mathbf{D}_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D}_{pcom} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (78)$$

4.4.2 Modelagem do Controle de Tensão

O controle de tensão é apresentado pela Figura 40. Este esquema de controladores são bastante utilizados para inversores em coordenada $dq0$. Os sinais gerados pelo controle de potência, $v_{Cf,d}^*$ e $v_{Cf,q}^*$, são comparados com os sinais de medição $v_{Cf,d}$ e $v_{Cf,q}$. Os erros dessas comparações passam por controladores PI, os quais garantem erro nulo para sinais senoidais em coordenadas dq . Além disso, acrescentam-se ramos de controle *feedforward* para desacoplamento entre os eixos direto e quadratura. Há também *feedforwards* de corrente que são somados diretamente aos sinais de saída.

Esta ação tem como uma das vantagens melhorar o desempenho do controlador. Para auxílio no desenvolvimento matemático, define-se:

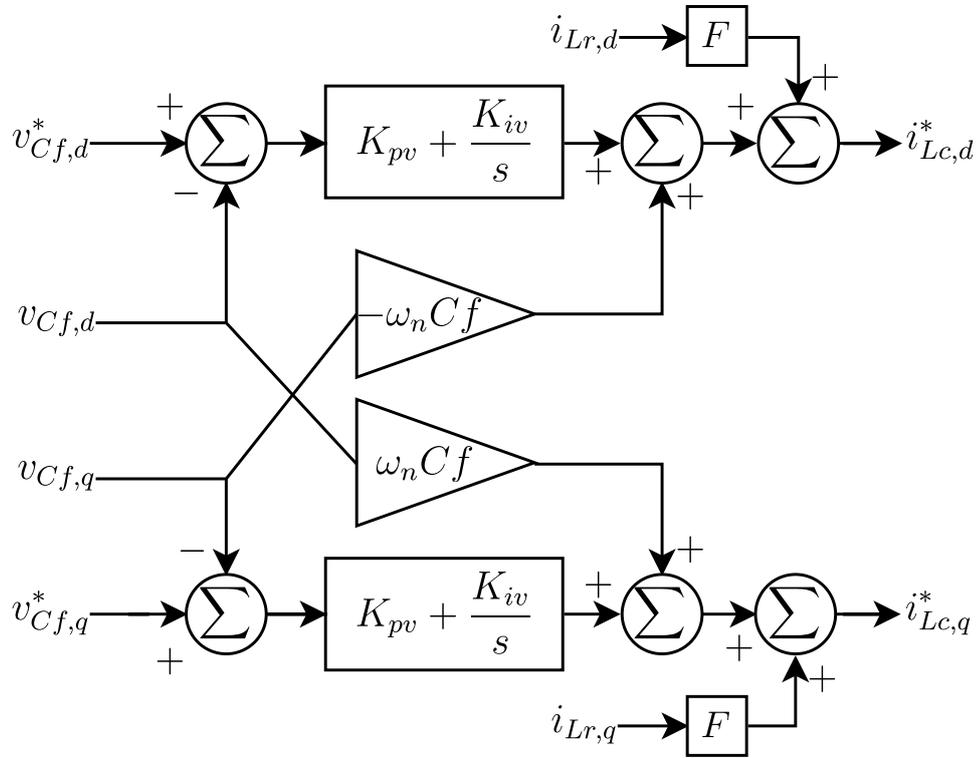


Figura 40 – Controle de tensão.

Fonte – Adaptado de (POGAKU *et al.*, 2007).

$$\dot{\phi}_d = v_{Cf,d}^* - v_{Cf,d} \quad (79)$$

$$\dot{\phi}_q = v_{Cf,q}^* - v_{Cf,q} \quad (80)$$

Equacionando o diagrama de blocos apresentado na Figura 40, e incluindo os termos ϕ_d e ϕ_q , chega-se às seguintes relações:

$$i_{Lc,d}^* = F i_{Lr,d} - \omega_n C_f v_{Cf,q} + K_{pv}(v_{Cf,d}^* - v_{Cf,d}) + K_{iv}\phi_d \quad (81)$$

$$i_{Lc,q}^* = F i_{Lr,q} + \omega_n C_f v_{Cf,d} + K_{pv}(v_{Cf,q}^* - v_{Cf,q}) + K_{iv}\phi_q \quad (82)$$

em que $i_{Lc,dq}^*$ são as referências de eixo direto e em quadratura da corrente do indutor de entrada do filtro LCL, F é uma constante para ponderar o efeito do ramo em *feed-forward*, K_{pv} é a componente proporcional do PI utilizado para o controle de tensão e K_{iv} é a componente integral do PI utilizado para o controle de tensão.

As linearizações das equações (79), (80), (81) e (82) são praticamente imediatas, desta forma, é possível propor uma representação linearizada no espaço de estado, da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\phi}_{,d} \\ \Delta \dot{\phi}_{,q} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_v \begin{bmatrix} \Delta \phi_{,d} \\ \Delta \phi_{,q} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{v1} \begin{bmatrix} \Delta v_{Cf,d}^* \\ \Delta v_{Cf,q}^* \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{v2} \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \end{bmatrix} \quad (83)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d}^* \\ \Delta i_{Lc,q}^* \end{bmatrix} = \mathbf{C}_v \begin{bmatrix} \Delta \phi_{,d} \\ \Delta \phi_{,q} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{v1} \begin{bmatrix} \Delta v_{Cf,d}^* \\ \Delta v_{Cf,q}^* \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{v2} \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \end{bmatrix}$$

em que as matrizes \mathbf{A}_v , \mathbf{B}_{v1} , \mathbf{B}_{v2} , \mathbf{C}_v , \mathbf{D}_{v1} e \mathbf{D}_{v2} são:

$$\mathbf{A}_v = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (84)$$

$$\mathbf{B}_{v1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{v2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (85)$$

$$\mathbf{C}_v = \begin{bmatrix} K_{iv} & 0 \\ 0 & K_{iv} \end{bmatrix} \quad (86)$$

$$\mathbf{D}_{v1} = \begin{bmatrix} K_{pv} & 0 \\ 0 & K_{pv} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D}_{v2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -K_{pv} & -\omega_n C_f & F & 0 \\ 0 & 0 & \omega_n C_f & -K_{pv} & 0 & F \end{bmatrix} \quad (87)$$

4.4.3 Modelagem do Controle de Corrente

Este controlador recebe os sinais gerados pelo controlador de tensão, $i_{Lc,d}^*$ e $i_{Lc,q}^*$ e os compara com as correntes $i_{Lc,d}$ e $i_{Lc,q}$ medidas. Como no controle de tensão, o erro dessa comparação passa por controladores PI. Um ramo *feedforward* é adicionado para desacoplar os eixos direto e em quadratura. Este controlador é representado pela Figura 41.

Para auxílio no desenvolvimento da modelagem, são definidas as variáveis γ_d e γ_q da seguinte forma:

$$\dot{\gamma}_{,d} = i_{Lc,d}^* - i_{Lc,d} \quad (88)$$

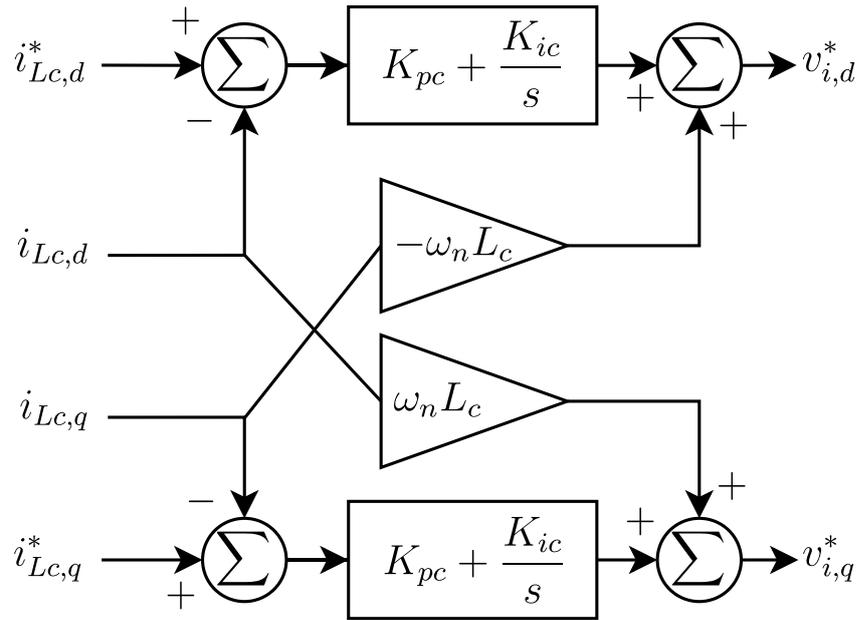


Figura 41 – Controle de corrente.

 Fonte – Adaptado de (POGAKU *et al.*, 2007).

$$\dot{\gamma}_{,q} = i_{Lc,q}^* - i_{Lc,q} \quad (89)$$

Assim, é possível encontrar as seguintes relações para o cálculo de $v_{i,d}^*$ e $v_{i,q}^*$:

$$v_{i,d}^* = v_{Cf,d} - \omega_n L_c i_{Lc,q} + K_{pc}(i_{Lc,d}^* - i_{Lc,d}) + K_{ic}\gamma_d \quad (90)$$

$$v_{i,q}^* = v_{Cf,q} - \omega_n L_c i_{Lc,d} + K_{pc}(i_{Lc,q}^* - i_{Lc,q}) + K_{ic}\gamma_q \quad (91)$$

em que $v_{i,d}^*$ são as referências de eixo direto e em quadratura da tensão na saída do inversor, K_{pc} é a componente proporcional do PI utilizado para o controle de corrente e K_{ic} é a componente integral do PI utilizado para o controle de corrente.

A partir das equações desenvolvidas, chega-se ao seguinte modelo em espaço de estados linearizado:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\gamma}_{,d} \\ \Delta \dot{\gamma}_{,q} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_c \begin{bmatrix} \Delta \gamma_{,d} \\ \Delta \gamma_{,q} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{c1} \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d}^* \\ \Delta i_{Lc,q}^* \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{c2} \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \end{bmatrix} \quad (92)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{v}_{i,d}^* \\ \Delta \dot{v}_{i,q}^* \end{bmatrix} = C_c \begin{bmatrix} \Delta \gamma, d \\ \Delta \gamma, q \end{bmatrix} + D_{c1} \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d}^* \\ \Delta i_{Lc,q}^* \end{bmatrix} + D_{c2} \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \end{bmatrix}$$

em que as matrizes A_c , B_{c1} , B_{c2} , C_c , D_{c1} e D_{c2} são:

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (93)$$

$$B_{c1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad B_{c2} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (94)$$

$$C_c = \begin{bmatrix} K_{iv} & 0 \\ 0 & K_{iv} \end{bmatrix} \quad (95)$$

$$D_{c1} = \begin{bmatrix} K_{pc} & 0 \\ 0 & K_{pc} \end{bmatrix}; \quad D_{c2} = \begin{bmatrix} -K_{pc} & -\omega_n L_c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_n L_c & -K_{pc} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (96)$$

4.5 MODELO DINÂMICO COMPLETO DO VSI

Esta seção apresenta a combinação entre os modelos dinâmicos desenvolvidos anteriormente em um único modelo no espaço de estados. A Figura 42 mostra as relações de entradas e saídas para os modelos do controle de potência, controle de tensão, controle de corrente e do inversor.

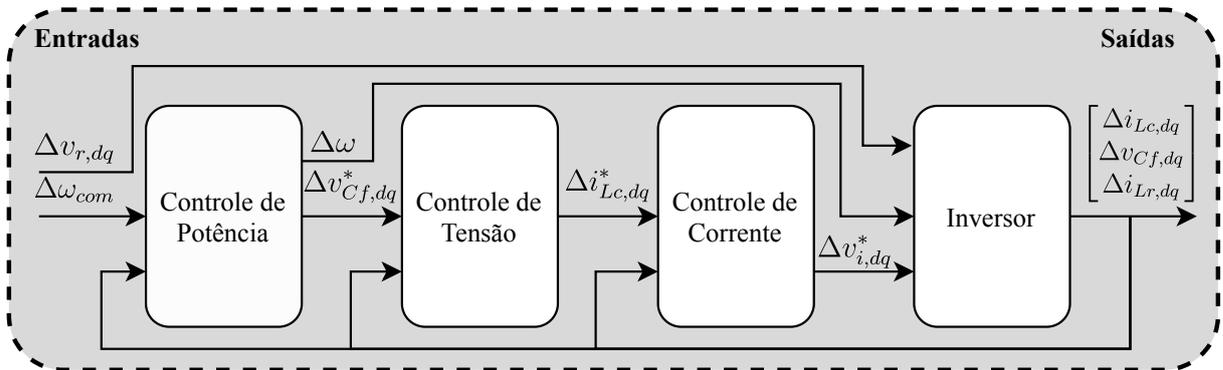


Figura 42 – Conexão entre modelos individuais do VSI.

Fonte – Autoria própria.

Para construir um modelo único de um VSI, faz-se as seguintes etapas:

- Etapa 1: Desconsideração inicial das entradas $\Delta\omega$ e $\Delta v_{r,dq}$ no Inversor;
- Etapa 2: Combinação série entre o controle de corrente e o inversor, sem as entradas citadas anteriormente, resultando no modelo equivalente 1;
- Etapa 3: Realimentação das saídas no modelo equivalente 1, resultando no modelo equivalente 2;
- Etapa 4: Combinação série entre o controle de tensão e modelo equivalente 2, resultando no modelo equivalente 3;
- Etapa 5: Realimentação das saídas no modelo equivalente 3, resultando no modelo equivalente 4;
- Etapa 6: Inserção da entrada $v_{r,dq}$ no controle de potência;
- Etapa 7: Reinserção das entradas $\Delta\omega$ e $\Delta v_{r,dq}$ no modelo equivalente 4;
- Etapa 8: Combinação série entre o controle de potência e o modelo equivalente 4, resultando no modelo equivalente 5;
- Etapa 9: Realimentação das saídas no modelo equivalente 5, resultando no modelo equivalente 6.

O desenvolvimento matemático detalhados dessas etapas encontra-se no Apêndice A.

4.5.1 Modelo Completo do VSI no Espaço de Estados

O modelo completo do VSI desenvolvido no Apêndice A pode ser escrito como:

$$\dot{\mathbf{X}}_{\text{VSI}} = \mathbf{A}_{\text{VSI}}\mathbf{X}_{\text{VSI}} + \mathbf{B}_{\text{VSI}\omega_{\text{com}}}\Delta\omega_{\text{com}} + \mathbf{B}_{\text{VSI}}\Delta v_{r,dq} \quad (97)$$

$$\mathbf{Y}_{\text{VSI}} = \mathbf{C}_{\text{VSI}}\mathbf{X}_{\text{VSI}}$$

utilizando a nomenclatura do Apêndice A, tem-se:

$$\dot{\mathbf{X}}_{\text{VSI}} = \dot{\mathbf{X}}_{\text{eq6}}; \quad \mathbf{X}_{\text{VSI}} = \mathbf{X}_{\text{eq6}}; \quad \mathbf{Y}_{\text{VSI}} = \mathbf{Y}_{\text{eq6}} \quad (98)$$

$$\mathbf{A}_{\text{VSI}} = \mathbf{A}_{\text{eq6}}$$

$$\mathbf{B}_{\text{VSI}\omega_{\text{com}}} = \mathbf{B}_{\text{eq6},1}; \quad \mathbf{B}_{\text{VSI}} = \mathbf{B}_{\text{eq6},2}$$

$$\mathbf{C}_{\text{VSI}} = \mathbf{C}_{\text{eq6}}$$

explicitamente, tem-se:

$$\mathbf{X}_{\text{VSI}} = \left[\Delta\delta \quad \Delta P \quad \Delta Q \quad \Delta\phi_{dq} \quad \Delta\gamma_{dq} \quad \Delta i_{Lc,dq} \quad \Delta v_{Cf,dq} \quad \Delta i_{Lr,dq} \right]^T \quad (99)$$

$$\mathbf{Y}_{\text{VSI}} = \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta i_{Lc,dq} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{\text{VSI}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_r} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_{\text{VSI}\omega_{\text{com}}} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_{\text{VSI}} = \begin{bmatrix} 0 & -m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

os termos $\mathbf{D}_{\text{eq6},1}$ e $\mathbf{D}_{\text{eq6},2}$ definidos no Apêndice A possuem somente valores nulos, e por isso não serão representados.

$$\mathbf{A}_{\text{VSI}} = \begin{bmatrix}
 0 & -m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -\omega_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{3I_{Lr,d}\omega_c}{2} & \frac{3I_{Lr,q}\omega_c}{2} & \frac{3V_{Cf,d}\omega_c}{2} & \frac{3V_{Cf,q}\omega_c}{2} \\
 0 & 0 & -\omega_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{3I_{Lr,q}\omega_c}{2} & \frac{3I_{Lr,d}\omega_c}{2} & \frac{3V_{Cf,q}\omega_c}{2} & -\frac{3V_{Cf,d}\omega_c}{2} \\
 0 & 0 & -n_q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & -K_{pv}n_q & K_{iv} & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv} & -C_f\omega_n & F & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & K_{iv} & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f\omega_n & -K_{pv} & 0 & F \\
 0 & -I_{Lc,q}m_p & -\frac{K_{pc}K_{pv}n_q}{L_c} & \frac{K_{iv}K_{pc}}{L_c} & 0 & \frac{K_{ic}}{L_c} & 0 & \frac{-K_{pc}-R_c}{L_c} & \omega_0 - \omega_n & \frac{-1-K_{pc}K_{pv}}{L_c} & \frac{-C_fK_{pc}\omega_n}{L_c} & \frac{FK_{pc}}{L_c} & 0 \\
 0 & I_{Lc,d}m_p & 0 & 0 & \frac{K_{iv}K_{pc}}{L_c} & 0 & \frac{K_{ic}}{L_c} & \omega_n - \omega_0 & \frac{-K_{pc}-R_c}{L_c} & \frac{C_fK_{pc}\omega_n}{L_c} & \frac{-1-K_{pc}K_{pv}}{L_c} & 0 & \frac{FK_{pc}}{L_c} \\
 0 & -V_{Cf,q}m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & \omega_0 & \frac{-1}{C_f} & 0 \\
 0 & V_{Cf,d}m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_f} \\
 \frac{1}{L_r} & -I_{Lr,q}m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 & \frac{-R_r}{L_r} & \omega_0 \\
 \frac{1}{L_r} & I_{Lr,d}m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & -\omega_0 & \frac{-R_r}{L_r}
 \end{bmatrix} \quad (100)$$

4.6 CONCLUSÕES

Este capítulo apresenta a modelagem de fontes de geração conectadas à rede via inversores. A metodologia utilizada é modular, abordando de maneira independente a etapa de processamento de energia, filtro de saída e controladores do VSI. Esses modelos são linearizados e combinados para gerar um único modelo em espaço de estados designado *Modelo Completo do VSI*.

Algumas simplificações são adotadas durante o desenvolvimento do modelo, como a desconsideração da dinâmica da fonte primária, representação da função de comutação por um modelo médio e utilizar modelos ideais de transistores. Essas considerações são condizentes com a literatura sobre o tema, e não implicam em perdas significativas de generalidade para o tema desta dissertação.

Uma breve descrição a respeito de filtros de saída de inversores é apresentada, explicitando as vantagens do filtro LCL frente os filtros L e LC.

O ponto de conexão do inversor com a rede elétrica é representado partir de uma fonte de tensão. Quando inversores estão conectados a redes convencionais, esta representação pode ser suficiente para análise de pequenas perturbações e ajuste de controladores. Porém essa estratégia pode não ser indicada para inversores operando em uma microrrede isolada. Desta forma, o próximo capítulo apresenta uma modelagem mais detalhada da rede elétrica e das cargas para microrredes operando desconectadas da rede convencional.

O esquema de controle apresentado neste capítulo tem sido usado na literatura por apresentar bons resultados para estabilização da fonte, ao mesmo tempo que auxilia a operação em paralelo de diversas fontes distintas. Além disso, o controle de potência pode fornecer emulação de inércia, auxiliando no controle de frequência de microrredes de baixa inércia.

Os modelos desenvolvidos são de grande interesse para análise de pequenas perturbações e ajustes de controladores. Em acréscimo, foram desenvolvidos de forma modular para que sejam facilmente acoplados em uma microrrede sem a necessidade de grandes modificações. Este assunto é tratado com mais detalhes no Capítulo 5.

5 MODELAGEM DINÂMICA DE MICRORREDES

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo desenvolve-se um modelo completo de uma microrrede genérica que possui VSIs, rede elétrica e cargas. Os modelos de diversos VSIs, da rede elétrica e das cargas são apresentados individualmente, e em um segundo momento são agrupados de modo a se obter um modelo matemático completo da microrrede.

A modelagem é linearizada em torno de um ponto de operação e tem como principais propósitos viabilizar o ajuste de controladores e proporcionar a realização análises de estabilidade a pequenas perturbações. Em acréscimo, o modelo completo da microrrede possibilita observar, além da influência dos ajustes dos controladores, o comportamento dinâmico da microrrede em função de variações dos parâmetros da rede elétrica e das cargas.

O ponto de operação em relação ao qual é feita a linearização dos modelos dos componentes da microrrede pode ser encontrado de diversas maneiras, como por exemplo mediante estudos de fluxo de potência (RESE *et al.*, 2013). Porém, como este não é o foco do estudo, neste trabalho os pontos de operação, são encontrados através de simulações conduzidas com um modelo não linear da microrrede.

Em (LEE; WANG, 2008), a modelagem da microrrede é desenvolvida por meio de diagramas de blocos. No trabalho, modelam-se fontes de geração como eólicas, solares, células a combustível, gerador a diesel e sistemas de armazenamento, por funções de transferência de primeira ordem, enquanto que a dinâmica da rede elétrica é desconsiderada.

Nos trabalhos (KARIMI *et al.*, 2008; GAO; IRAVANI, 2008), propõe-se a modelagem de uma microrrede autônoma, em que a dinâmica da fonte de geração e da rede elétrica é desconsiderada e as cargas são representadas por equações diferenciais. Porém, nessa metodologia, considera-se apenas um VSI alimentando uma carga, não sendo representadas as características de inversores operando em paralelo em microrredes autônomas.

A modelagem apresentada por (KATIRAEI *et al.*, 2007) aborda uma microrrede que possui fontes de geração convencionais operando em conjunto com fontes de geração conectadas a microrrede via interface de eletrônica de potência. A rede elétrica e cargas desta microrrede são representadas dinamicamente, porém o trabalho também não aborda a operação em paralelo de VSIs.

Este trabalho visa modelar uma microrrede genérica, possibilitando que a mesma estratégia aqui desenvolvida possa ser utilizada em outras disposições de microrredes. Além disso, como citado no capítulo anterior, há o interesse de analisar o comportamento de uma microrrede em que todas as fontes de geração fazem uso de VSIs.

Em sistemas de potência convencionais, é comum que a modelagem represente

os rotores das máquinas síncronas e controladores por equações diferenciais, e as dinâmicas dos estatores das máquinas síncronas, da rede elétrica e de cargas sejam desprezadas. Esta consideração possibilita que a rede e cargas sejam representadas matematicamente por meio de equações algébricas.

Microrredes caracterizadas por possuírem fontes majoritariamente não convencionais, as quais necessitam de interfaces de eletrônica de potência, apresentam respostas dinâmicas muito mais rápidas do que em sistemas de potência típicos. Assim, alguns estudos indicam que em microrredes de baixa inércia a dinâmica da rede elétrica e das cargas são relevantes (KATIRAEI *et al.*, 2007; POGAKU *et al.*, 2007; MOHAMED; EL-SAADANY, 2008). Desta forma, propõe-se que a rede e as cargas sejam também modeladas via equações diferenciais.

Em resumo, opta-se por microrredes isoladas que possuem somente geração conectada a esta via VSIs. O método de modelagem escolhido para este trabalho é proposto inicialmente em (POGAKU *et al.*, 2007) e utilizado como referência de diversos trabalhos em microrredes (DEHGHAN BANADAKI *et al.*, 2017; BOTTRELL *et al.*, 2013; HAMMER *et al.*, 2018). Porém, em (POGAKU *et al.*, 2007) as etapas de conexão dos modelos individuais dos componentes da microrrede em um único modelo no espaço de estados não é apresentada, dificultando a aplicação do método proposto em outras configurações de microrredes. Além disso, o fato daquela referência omitir detalhes relevantes do desenvolvimento matemático dificulta o aporte de contribuições externas para aprimoramento da metodologia proposta.

Desta forma, este capítulo tem como objetivo desenvolver detalhadamente um modelo de microrrede genérico que possa ser aplicado para diferentes topologias. Para isso, primeiramente apresentam-se os modelos individuais linearizados de VSIs, cargas e rede elétrica. Em um segundo momento, esses modelos são conectados, gerando um único modelo linearizado no espaço de estados da microrrede.

5.2 ESTRATÉGIA MODULAR DE MODELAGEM DE MICRORREDES

De modo a desenvolver uma metodologia genérica para modelagem de microrredes, opta-se pelo desenvolvimento individual de componentes típicos desta microrrede de forma modular, como é feito em diversos trabalhos (RESE *et al.*, 2012b; POGAKU *et al.*, 2007; BOTTRELL *et al.*, 2013). Os componentes básicos propostos nesta dissertação são: (i) VSIs; (ii) Cargas; (iii) Rede elétrica.

No capítulo anterior, é apresentado o modelo de VSI considerando sua própria referência angular. Porém, ao propor uma microrrede com diversos VSIs, surge a necessidade de escolher uma referência angular única para o sistema. Em geral, define-se arbitrariamente a referência de um dos VSIs como sendo a referência angular global da microrrede. Este fato torna necessária uma transformação de coordenadas para representação dos demais VSIs. Esta ação será tratada com mais profundidade nos

próximos tópicos. A conexão de todos os modelos é feita algebricamente, especificando entradas e saídas dos blocos no espaço de estados, como propõe (CHEN, C.-T., 1998). Também é desenvolvida uma metodologia para representar matematicamente a topologia da rede.

5.3 DEFINIÇÕES DE COORDENADAS GLOBAIS E COORDENADAS LOCAIS

Como citado anteriormente, no modo individualizado de cada VSI as variáveis são referidas à sua própria referência angular em eixo direto e em quadratura, representados pelo subscrito dq na Figura 43. Entretanto, na presença de múltiplos VSIs, torna-se necessário definir uma referência global para o sistema, representada pelo subscrito DQ na mesma figura. As variáveis definidas como f_{dq} e f_{DQ} são genéricas. Na equação (101), pode-se observar a transformação de uma variável local para uma variável global.

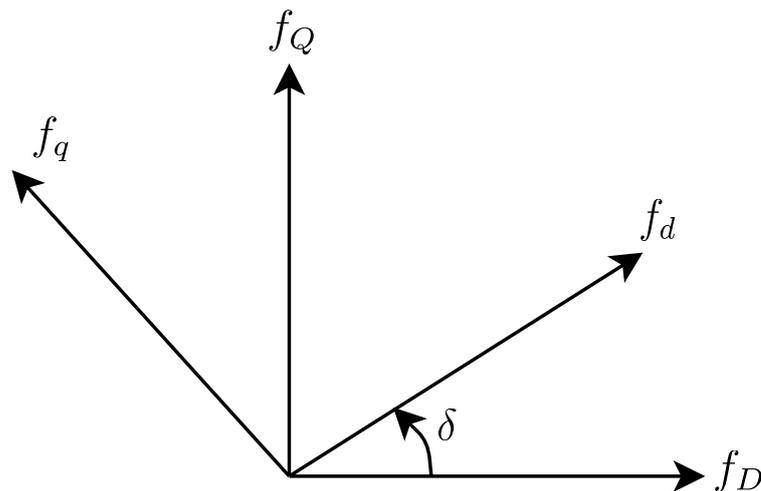


Figura 43 – Transformação de uma variável local para uma variável global.

Fonte – Autoria própria.

$$\begin{bmatrix} f_D \\ f_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & -\text{sen}(\delta) \\ \text{sen}(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (101)$$

Linearizando (101), chega-se a:

$$\begin{bmatrix} \Delta f_D \\ \Delta f_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_o) & -\text{sen}(\delta_o) & -\text{sen}(\delta_o)F_d - \cos(\delta_o)F_q \\ \text{sen}(\delta_o) & \cos(\delta_o) & \cos(\delta_o)F_d - \text{sen}(\delta_o)F_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_d \\ \Delta f_q \\ \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (102)$$

A equação (102) pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} \Delta f_D \\ \Delta f_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_o) & -\text{sen}(\delta_o) \\ \text{sen}(\delta_o) & \cos(\delta_o) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_d \\ \Delta f_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\text{sen}(\delta_o) & -\cos(\delta_o) \\ \cos(\delta_o) & -\text{sen}(\delta_o) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \Delta \delta \quad (103)$$

em que F_d , F_q e δ_0 são constantes.

Assim, a transformação linearizada de uma variável local (Δf_{dq}) para uma variável global (Δf_{DQ}), é dada por:

$$\begin{bmatrix} \Delta f_{DQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_{dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{c,F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (104)$$

em que:

$$T_s = \begin{bmatrix} \cos(\delta_0) & -\text{sen}(\delta_0) \\ \text{sen}(\delta_0) & \cos(\delta_0) \end{bmatrix} \quad (105)$$

$$T_{c,F} = \begin{bmatrix} -F_d \text{sen}(\delta_0) - F_q \cos(\delta_0) \\ F_d \cos(\delta_0) - F_q \text{sen}(\delta_0) \end{bmatrix} \quad (106)$$

$$\Delta \delta = \int_0^t (\Delta \omega - \Delta \omega_{com}) d\tau \quad (107)$$

em que ω é a frequência angular do VSI e ω_{com} é a frequência angular global.

De forma análoga, pode-se encontrar a transformação de uma variável global para uma variável local, a partir de:

$$\begin{bmatrix} \Delta f_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta f_{DQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{v,F} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (108)$$

em que:

$$T_{v,F}^{-1} = \begin{bmatrix} -F_D \text{sen}(\delta_0) - F_Q \cos(\delta_0) \\ F_D \cos(\delta_0) - F_Q \text{sen}(\delta_0) \end{bmatrix} \quad (109)$$

em que $T_{c,F}$ e $T_{v,F}$ são definidas para F_d e F_q .

5.3.1 Transformação de Coordenadas Globais e Locais

Como cada VSI é modelado em sua própria referência angular, é necessário que suas saídas sejam transformadas para a referência angular global, e suas entradas sejam transformadas para a referência angular do VSI em questão. Para o modelo proposto, tem-se como variável de saída a corrente em eixo direto e em quadratura injetada no barramento em que o VSI está conectado.

Desta forma, a corrente injetada no barramento de saída de um VSI genérico pode ser transformada de sua referência individual para uma referência global a partir de:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,DQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (110)$$

em que:

$$T_c = \begin{bmatrix} -I_{Lr,d} \text{sen}(\delta_0) - I_{Lr,q} \cos(\delta_0) \\ I_{Lr,d} \cos(\delta_0) - I_{Lr,q} \text{sen}(\delta_0) \end{bmatrix} \quad (111)$$

onde $\Delta i_{Lr,DQ}$ é a corrente injetada no barramento de saída do VSI na referência angular global, $\Delta i_{Lr,dq}$ é a corrente injetada no barramento de saída do VSI na referência

angular local, e $\Delta\delta$ é a diferença angular entre o o ângulo do VSI e o ângulo global da microrrede.

A variável de entrada de cada VSI é a tensão de seu barramento de saída. A modelagem deste barramento, bem como a modelagem da rede elétrica da microrrede, é desenvolvido no referencial global. Assim, é necessário que esta seja transformada da referência angular global para a local. Esta ação é feita a partir de:

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{r,dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta v_{r,DQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_v \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta\delta \end{bmatrix} \quad (112)$$

em que:

$$T_v^{-1} = \begin{bmatrix} -V_{r,D} \text{sen}(\delta_0) - V_{r,Q} \text{cos}(\delta_0) \\ V_{r,D} \text{cos}(\delta_0) - V_{r,Q} \text{sen}(\delta_0) \end{bmatrix} \quad (113)$$

onde $\Delta v_{r,DQ}$ é a tensão no barramento de saída do VSI na referência angular global e $\Delta v_{r,dq}$ é a tensão no barramento de saída do VSI na referência angular local.

Aplicando as transformações apresentadas anteriormente, pode-se apresentar a modelagem de um único inversor na referência angular a global a partir de:

$$\Delta \dot{X}_{\text{VSI},i} = A_{\text{VSI},i} \Delta X_{\text{VSI},i} + B_{\text{VSI},i\omega_{\text{com}}} \Delta \omega_{\text{com}} + B_{\text{VSI},i} \Delta v_{r,DQ,i} \quad (114)$$

$$\Delta Y_{\text{VSI},i} = C_{\text{VSI},i} \Delta X_{\text{VSI},i}$$

$$C_{\text{VSI},i} = \begin{bmatrix} C_{\text{VSI}\omega,i} \\ C_{\text{VSI}c,i} \end{bmatrix} \quad (115)$$

em que o subscrito i indica que o o modelo é relativo ao VSI i , e as variáveis de estado e de saída escolhidas são:

$$\Delta X_{\text{VSI},i} = \left[\Delta\delta_i \quad \Delta P_i \quad \Delta Q_i \quad \Delta\phi_{dq,i} \quad \Delta\gamma_{dq,i} \quad \Delta i_{Lc,dq,i} \quad \Delta v_{Cf,dq,i} \quad \Delta i_{Lr,dq,i} \right]^T \quad (116)$$

$$\Delta Y_{\text{VSI},i} = \begin{bmatrix} \Delta\omega_i \\ \Delta i_{Lr,dq,i} \end{bmatrix} \quad (117)$$

as matrizes $A_{\text{VSI},i}$, $B_{\text{VSI},i\omega_{\text{com}}}$, $B_{\text{VSI},i}$, $C_{\text{VSI}\omega,i}$ e $C_{\text{VSI}c,i}$ são dadas por:

$$\mathbf{A}_{VSI} = \begin{bmatrix}
 0 & -m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -\omega_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{3I_{Lr,d}\omega_c}{2} & \frac{3I_{Lr,q}\omega_c}{2} & \frac{3V_{Cf,d}\omega_c}{2} & \frac{3V_{Cf,q}\omega_c}{2} \\
 0 & 0 & -\omega_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{3I_{Lr,q}\omega_c}{2} & \frac{3I_{Lr,d}\omega_c}{2} & \frac{3V_{Cf,q}\omega_c}{2} & -\frac{3V_{Cf,d}\omega_c}{2} \\
 0 & 0 & -n_q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & -K_{pv}n_q & K_{iv} & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv} & -C_f\omega_n & F & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & K_{iv} & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f\omega_n & -K_{pv} & 0 & F \\
 0 & -I_{Lc,q}m_p & -\frac{K_{pc}K_{pv}n_q}{L_c} & \frac{K_{iv}K_{pc}}{L_c} & 0 & \frac{K_{ic}}{L_c} & 0 & \frac{-K_{pc}-R_c}{L_c} & \omega_0 - \omega_n & \frac{-1-K_{pc}K_{pv}}{L_c} & \frac{-C_fK_{pc}\omega_n}{L_c} & \frac{FK_{pc}}{L_c} & 0 \\
 0 & I_{Lc,d}m_p & 0 & 0 & \frac{K_{iv}K_{pc}}{L_c} & 0 & \frac{K_{ic}}{L_c} & \omega_n - \omega_0 & \frac{-K_{pc}-R_c}{L_c} & \frac{C_fK_{pc}\omega_n}{L_c} & \frac{-1-K_{pc}K_{pv}}{L_c} & 0 & \frac{FK_{pc}}{L_c} \\
 0 & -V_{Cf,q}m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & \omega_0 & \frac{-1}{C_f} & 0 \\
 0 & V_{Cf,d}m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_f} \\
 \frac{-V_{r,Q}\cos(\delta_0)-V_{r,D}\sin(\delta_0)}{L_r} & -I_{Lr,q}m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 & \frac{-R_r}{L_r} & \omega_0 \\
 \frac{V_{r,D}\cos(\delta_0)+V_{r,Q}\sin(\delta_0)}{L_r} & I_{Lr,d}m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & -\omega_0 & \frac{-R_r}{L_r}
 \end{bmatrix} \quad (118)$$

$$\mathbf{C}_{VSI,com} = \begin{bmatrix}
 0 & -m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -I_{Lr,q}\cos\delta_0 - I_{Lr,d}\sin\delta_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(\delta_0) & -\sin(\delta_0) \\
 I_{Lr,d}\cos\delta_0 - I_{Lr,q}\sin\delta_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sin(\delta_0) & \cos(\delta_0)
 \end{bmatrix} \quad (119)$$

$$\mathbf{C}_{VSI,i} = \begin{bmatrix}
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -I_{Lr,q}\cos\delta_0 - I_{Lr,d}\sin\delta_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(\delta_0) & -\sin(\delta_0) \\
 I_{Lr,d}\cos\delta_0 - I_{Lr,q}\sin\delta_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sin(\delta_0) & \cos(\delta_0)
 \end{bmatrix} \quad (120)$$

$$B_{VSI} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-\cos(\delta_0)}{L_r} & \frac{-\sin(\delta_0)}{L_r} \\ \frac{\sin(\delta_0)}{L_r} & \frac{-\cos(\delta_0)}{L_r} \end{bmatrix}; \quad B_{VSI\omega_{com}} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (121)$$

em que $C_{VSI,com}$ é a referente ao VSI que gera a referência de velocidade angular global (ω_{com}) e $C_{VSI,i}$ é referente aos VSIs restantes da microrrede.

5.3.2 Modelagem no Espaço de Estados de Diversos VSIs

Há interesse em agrupar diversos modelos de VSI em um único modelo para essas fontes. Como o modelo do VSI desenvolvido anteriormente já considera a transformação das variáveis de entrada e saída para conectá-lo à uma rede modelada na referência global, pode-se expressar o modelo no espaço de estados genérico de diversos VSI na forma:

$$\Delta \dot{X}_{VSI,comp} = A_{VSI,comp} \Delta X_{VSI,comp} + B_{VSI,comp} \Delta v_{r,DQ,comp} \quad (122)$$

$$\Delta Y_{VSI,comp} = C_{VSIc,comp} \Delta X_{VSI,comp}$$

Como em (ZHU *et al.*, 2013), e considerando o primeiro VSI como sendo a referência angular dos outros VSIs, chega-se em:

$$\Delta X_{VSI,comp} = \begin{bmatrix} \Delta X_{VSI,1} \\ \Delta X_{VSI,2} \\ \vdots \\ \Delta X_{VSI,s} \end{bmatrix}; \quad \Delta Y_{VSI,comp} = \begin{bmatrix} \Delta i_{Lr,DQ,1} \\ \Delta i_{Lr,DQ,2} \\ \vdots \\ \Delta i_{Lr,DQ,s} \end{bmatrix} \quad (123)$$

$$A_{VSI,comp} = \begin{bmatrix} A_{VSI,1} + B_{\omega_{com},1} C_{VSI\omega,1} & 0 & 0 & \cdots \\ B_{\omega_{com},2} C_{VSI\omega,2} & A_{VSI,2} & 0 & \cdots \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ B_{\omega_{com},s} C_{VSI\omega,s} & \cdots & \cdots & A_{VSI,s} \end{bmatrix} \quad (124)$$

$$\mathbf{B}_{\text{VSI,comp}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{VSI},1} \\ \mathbf{B}_{\text{VSI},2} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{\text{VSI},s} \end{bmatrix} \quad (125)$$

$$\mathbf{C}_{\text{VSIc,comp}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\text{VSIc},1} & 0 & 0 & \cdots \\ 0 & \mathbf{C}_{\text{VSIc},2} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \mathbf{C}_{\text{VSIc},s} \end{bmatrix} \quad (126)$$

em que s é um número inteiro indicando quantos VSI estão conectados à microrrede.

5.3.3 Modelagem Dinâmica da Rede Elétrica em Microrredes

Este tópico aborda uma modelagem genérica de redes elétricas de microrredes, em que os componentes modelados são as linhas de distribuição e as cargas desta microrrede. Tanto as linhas de distribuição como as cargas são modeladas a partir de equações diferenciais, e são representadas por meio de uma resistência em série com uma indutância (ramo RL). Além disso, os modelos são desenvolvidos em coordenadas dq na referência global da microrrede, não necessitando de transformações para conectá-las aos VSIs desenvolvidos no tópico anterior.

5.3.3.1 Modelo Dinâmico das Linhas de Distribuição em Microrredes

As equações que representam as linhas de distribuição são:

$$\dot{i}_{\text{line},Di} = \frac{-R_{\text{line},i}}{L_{\text{line},i}} i_{\text{line},Di} + \omega i_{\text{line},Qi} + \frac{v_{r,Dj}}{L_{\text{line},i}} - \frac{v_{r,Dk}}{L_{\text{line},i}} \quad (127)$$

$$\dot{i}_{\text{line},Qi} = \frac{-R_{\text{line},i}}{L_{\text{line},i}} i_{\text{line},Qi} - \omega i_{\text{line},Di} + \frac{v_{r,Qj}}{L_{\text{line},i}} - \frac{v_{r,Qk}}{L_{\text{line},i}} \quad (128)$$

em que $i_{\text{line},Di}$ e $i_{\text{line},Qi}$ são as correntes de eixo direto e quadratura da corrente que flui pela linha i ; $R_{\text{line},i}$ e $L_{\text{line},i}$ são a resistência e indutância da linha i ; $v_{r,Dj}$ e $v_{r,Qj}$ são as tensões de eixo direto e eixo em quadratura do barramento j ; e $v_{r,Dk}$ e $v_{r,Qk}$ são as tensões de eixo direto e em quadratura do barramento k . Ao linearizar as equações anteriores, chega-se a:

$$\Delta \dot{i}_{\text{line},Di} = \frac{-R_{\text{line},i}}{L_{\text{line},i}} \Delta i_{\text{line},Di} + \omega_0 \Delta i_{\text{line},Qi} + I_{\text{line},Qi} \Delta \omega + \frac{\Delta v_{r,Dj}}{L_{\text{line},i}} - \frac{\Delta v_{r,Dk}}{L_{\text{line},i}} \quad (129)$$

$$\Delta \dot{i}_{\text{line},Qi} = \frac{-R_{\text{line},i}}{L_{\text{line},i}} \Delta i_{\text{line},Qi} - \omega_0 \Delta i_{\text{line},Di} - I_{\text{line},Di} \Delta \omega + \frac{\Delta v_{r,Qj}}{L_{\text{line},i}} - \frac{\Delta v_{r,Qk}}{L_{\text{line},i}} \quad (130)$$

O modelo de espaço de estados das linhas de distribuição é da forma:

$$\Delta \dot{\mathbf{X}}_{\text{net}} = \mathbf{A}_{\text{net}} \Delta \mathbf{X}_{\text{net}} + \mathbf{B}_{1\text{net}} \Delta \mathbf{v}_{r,DQ} + \mathbf{B}_{2\text{net}} \Delta \omega \quad (131)$$

$$\mathbf{Y}_{\text{net}} = \mathbf{C}_{\text{net}} \Delta \mathbf{X}_{\text{net}}$$

onde:

$$\Delta \mathbf{X}_{\text{net}} = \begin{bmatrix} \Delta i_{\text{line},DQ,1} \\ \Delta i_{\text{line},DQ,2} \\ \vdots \\ \Delta i_{\text{line},DQ,s} \end{bmatrix}; \quad \Delta \mathbf{Y}_{\text{net}} = \Delta \mathbf{X}_{\text{net}}; \quad \Delta \mathbf{v}_{r,DQ} = \begin{bmatrix} \Delta v_{r,DQ,1} \\ \Delta v_{r,DQ,2} \\ \vdots \\ \Delta v_{r,DQ,s} \end{bmatrix} \quad (132)$$

$$\Delta \omega = \Delta \omega_{\text{com}} \quad (133)$$

$$\mathbf{A}_{\text{net}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{net},1} & 0 & 0 & \cdots \\ 0 & \mathbf{A}_{\text{net},2} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \mathbf{A}_{\text{net},s} \end{bmatrix} \quad (134)$$

$$\mathbf{B}_{1\text{net}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{1\text{net},1} \\ \mathbf{B}_{1\text{net},2} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{1\text{net},n} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{2\text{net}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{2\text{net},1} \\ \mathbf{B}_{2\text{net},2} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{2\text{net},n} \end{bmatrix} \quad (135)$$

$$\mathbf{A}_{\text{net},i} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{\text{line},i}}{L_{\text{line},i}} & \omega_0 \\ -\omega_0 & \frac{-R_{\text{line},i}}{L_{\text{line},i}} \end{bmatrix} \quad (136)$$

$$\mathbf{B}_{1\text{net},i} = \begin{bmatrix} \cdots & \frac{1}{L_{\text{line},i}} & \cdots & \frac{-1}{L_{\text{line},i}} & 0 & \cdots \\ \cdots & 0 & \frac{1}{L_{\text{line},i}} & \cdots & 0 & \frac{-1}{L_{\text{line},i}} & \cdots \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{2\text{net},i} = \begin{bmatrix} I_{\text{line},Qi} \\ -I_{\text{line},Di} \end{bmatrix} \quad (137)$$

$$\mathbf{C}_{\text{net}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (138)$$

5.3.3.2 Modelo Dinâmico de Cargas em Microrrede

A modelagem das cargas é análoga à da rede de distribuição. Considerando as cargas como indutivas, as equações dinâmicas não lineares que as descrevem em coordenadas dq são:

$$\dot{i}_{load,Di} = \frac{-R_{load,i}}{L_{load,i}} i_{load,Di} + \omega i_{load,Qi} + \frac{v_{r,Dj}}{L_{load,i}} \quad (139)$$

$$\dot{i}_{load,Qi} = \frac{-R_{load,i}}{L_{load,i}} i_{load,Qi} + \omega i_{load,Di} + \frac{v_{r,Qj}}{L_{load,i}} \quad (140)$$

em que $i_{load,Di}$ e $i_{load,Qi}$ são as correntes de eixo direto e quadratura da corrente da carga i ; e $R_{load,i}$ e $L_{load,i}$ são a resistência e indutância da carga i . Linearizando em torno de um ponto de operação, tem-se:

$$\Delta \dot{i}_{load,Di} = \frac{-R_{load,i}}{L_{load,i}} \Delta i_{load,Di} + \omega_0 \Delta i_{load,Qi} + I_{load,Qi} \Delta \omega + \frac{\Delta v_{r,Dj}}{L_{load,i}} \quad (141)$$

$$\Delta \dot{i}_{load,Qi} = \frac{-R_{load,i}}{L_{load,i}} \Delta i_{load,Qi} + \omega_0 \Delta i_{load,Di} + I_{load,Di} \Delta \omega + \frac{\Delta v_{r,Qj}}{L_{load,i}} \quad (142)$$

em que ω_0 e $I_{load,DQi}$ são constantes.

Logo, o modelo no espaço de estados das cargas da microrrede é:

$$\Delta \dot{\mathbf{X}}_{load} = \mathbf{A}_{load} \Delta \mathbf{X}_{load} + \mathbf{B}_{1load} \Delta \mathbf{v}_{r,DQ} + \mathbf{B}_{2load} \Delta \omega \quad (143)$$

$$\Delta \mathbf{Y}_{load} = \mathbf{C}_{load} \Delta \mathbf{X}_{load}$$

em que:

$$\Delta \mathbf{X}_{load} = \begin{bmatrix} \Delta i_{load,DQ,1} \\ \Delta i_{load,DQ,2} \\ \vdots \\ \Delta i_{load,DQ,p} \end{bmatrix}; \quad \Delta \mathbf{Y}_{load} = \Delta \mathbf{X}_{load} \quad (144)$$

$$\mathbf{A}_{load} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{load,1} & 0 & 0 & \cdots \\ 0 & \mathbf{A}_{load,2} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \mathbf{A}_{load,p} \end{bmatrix} \quad (145)$$

$$\mathbf{B}_{1load} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{1load,1} \\ \mathbf{B}_{1load,2} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{1load,n} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{2load} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{2load,1} \\ \mathbf{B}_{2load,2} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{2load,n} \end{bmatrix} \quad (146)$$

$$A_{\text{load},i} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{\text{load},i}}{L_{\text{load},i}} & \omega_0 \\ -\omega_0 & \frac{-R_{\text{load},i}}{L_{\text{load},i}} \end{bmatrix} \quad (147)$$

$$B_{1\text{load},i} = \begin{bmatrix} \dots & \frac{1}{L_{\text{load},i}} & 0 & \dots \\ \dots & 0 & \frac{1}{L_{\text{load},i}} & \dots \end{bmatrix}; \quad B_{2\text{load},i} = \begin{bmatrix} I_{\text{load},Qi} \\ -I_{\text{load},Di} \end{bmatrix} \quad (148)$$

$$C_{\text{load}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (149)$$

5.4 DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DA MICRORREDE UTILIZADA NESTE TRABALHO

A estrutura de microrrede utilizada neste trabalho tem sido bastante usada na literatura para análise de estabilidade, ajuste de controladores e verificação do comportamento dinâmico de microrredes. Esta microrrede é representada na Figura 44.

A microrrede é constituída por três VSIs (VSI 1, VSI 2 e VSI 3), os quais estão conectados via três barramentos, que serão denominados de Barramento 1, Barramento 2 e Barramento 3, e suas tensões são $v_{r,DQ,1}$, $v_{r,DQ,2}$ e $v_{r,DQ,3}$, respectivamente. A conexão dos barramentos é feita por duas linhas de distribuição representadas por ramos RL. A Linha 1 conecta os Barramentos 1 e 2 e a Linha 2 conecta os Barramentos 2 e 3. Em cada um dos barramentos é representada uma carga com características indutivas. De modo semelhante às cargas, as linhas da microrrede também apresentam características indutivas.

5.4.1 Estimativa da Tensão nos Barramentos de Saída

Os modelos individuais dos VSIs, rede de distribuição e cargas, foram modelados de forma que as variáveis de saída sejam as correntes injetadas no barramento aos quais estão conectados. Esta abordagem é apresentada inicialmente em (POGAKU *et al.*, 2007), pois facilita a conexão dos modelos dinâmicos individuais desenvolvidos em um modelo dinâmico único da microrrede.

De modo a viabilizar esta ação, propõe-se uma estratégia de estimação das respectivas tensões terminais. Para tanto, cria-se o conceito de resistência virtual, a qual possui um valor elevado e conecta os barramentos à terra. Estas resistências virtuais são indicadas como R_V na Figura 45.

$$v_{r,Di} = R_V(i_{Lr,Di} - i_{\text{load},Di} + i_{\text{line},Dij}) \quad (150)$$

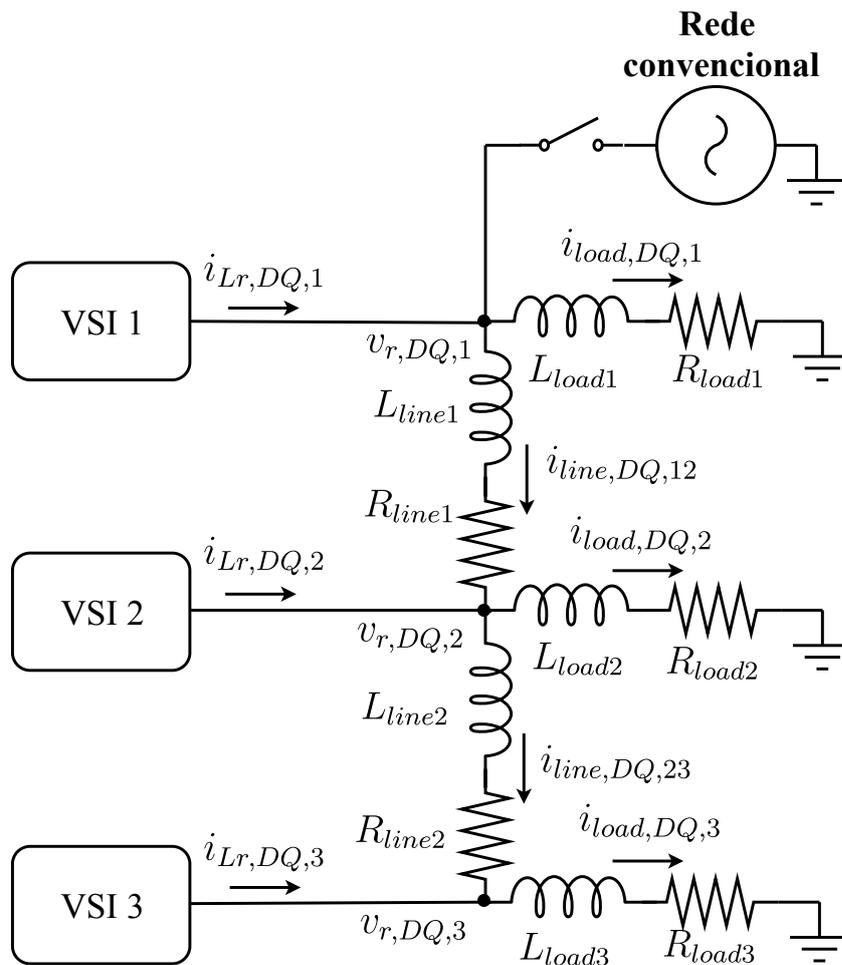


Figura 44 – Diagrama unifilar da microrrede proposta.

Fonte – Autoria própria.

$$v_{r,Qi} = R_V(i_{Lr,Qi} - i_{load,Qi} + i_{line,Qij}) \quad (151)$$

Para representar matematicamente quais componentes estão conectados a um determinado barramento da microrrede, e qual o sentido definido previamente da corrente para o cálculo de sua tensão, usa-se uma matriz definida como matriz de mapeamento, a qual assume valores nulos e unitários positivos e negativos.

Essa matriz assegura que só são consideradas as correntes dos modelos que estão conectados em um determinado barramento para cálculo de sua tensão, e também que o sentido dessa corrente definido previamente seja aplicado. Esta ação é necessária para descrever a topologia da rede, indicando quais os barramentos estão conectados por uma linha de distribuição, e quais barramentos possuem VSIs e cargas.

Incluindo as matrizes de mapeamento para cálculo das tensões dos barramen-

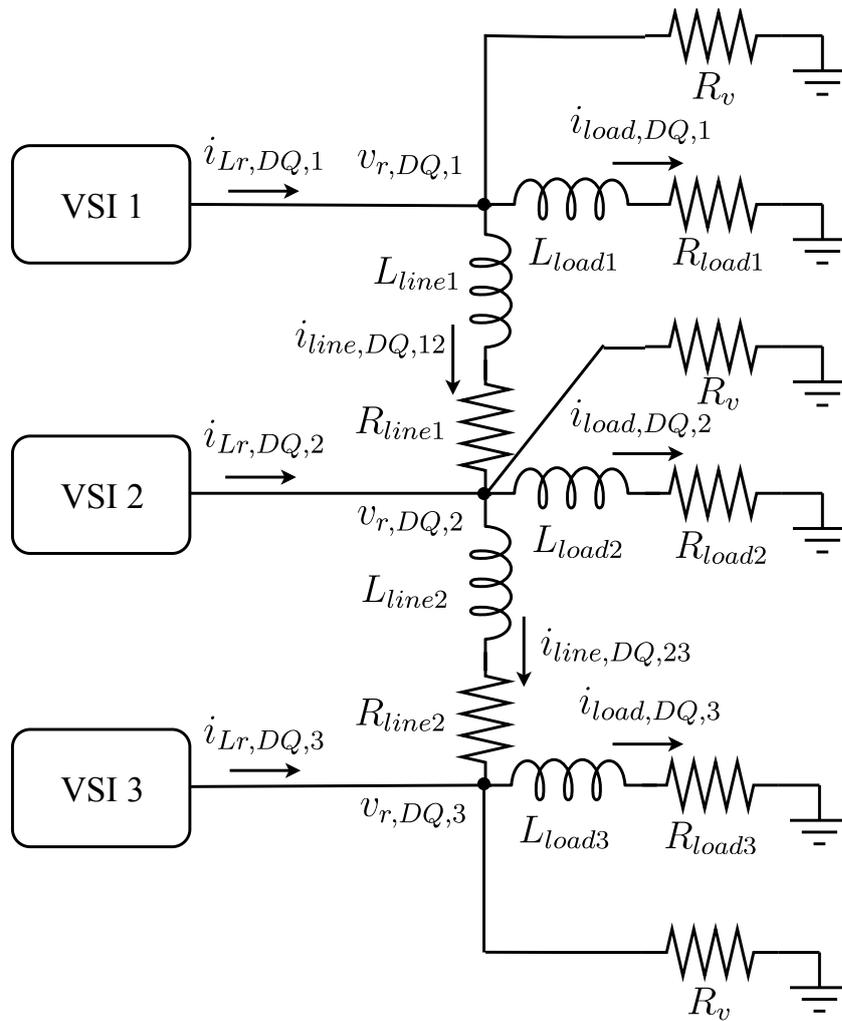


Figura 45 – Diagrama unifilar da microrrede com a resistência virtual.

Fonte – Autoria própria.

tos da microrrede em coordenadas dq no referencial angular global, tem-se:

$$\Delta v_{r,DQ} = R_v(M_{inv}\Delta i_{Lr,DQ} + M_{load,DQ}\Delta i_{load,DQ} + M_{line,DQ}\Delta i_{line,DQ}) \quad (152)$$

em que M_{INV} , M_{LOAD} e M_{LINE} são as matrizes de mapeamento do VSI, das cargas e da rede de distribuição, respectivamente.

As variáveis de entrada desta microrrede são as tensões de seus barramentos. Para analisá-la dinamicamente, é interessante que esta variação de tensão seja modelada a partir de uma variação de carga ou de um curto-circuito. Visando esse objetivo, pode-se agregar ao cálculo da tensão dos barramentos uma corrente que representa as causas dessas variações de tensão. Essa corrente é denominada como corrente de distúrbio (i_{dist}).

A Figura 46 apresenta uma representação gráfica de como essa corrente de distúrbio é modelada na microrrede. Nesta figura, a corrente de distúrbio está sendo

aplicada ao Barramento 1, mas a modelagem prevê que ela possa ser aplicada a qualquer barramento da microrrede.

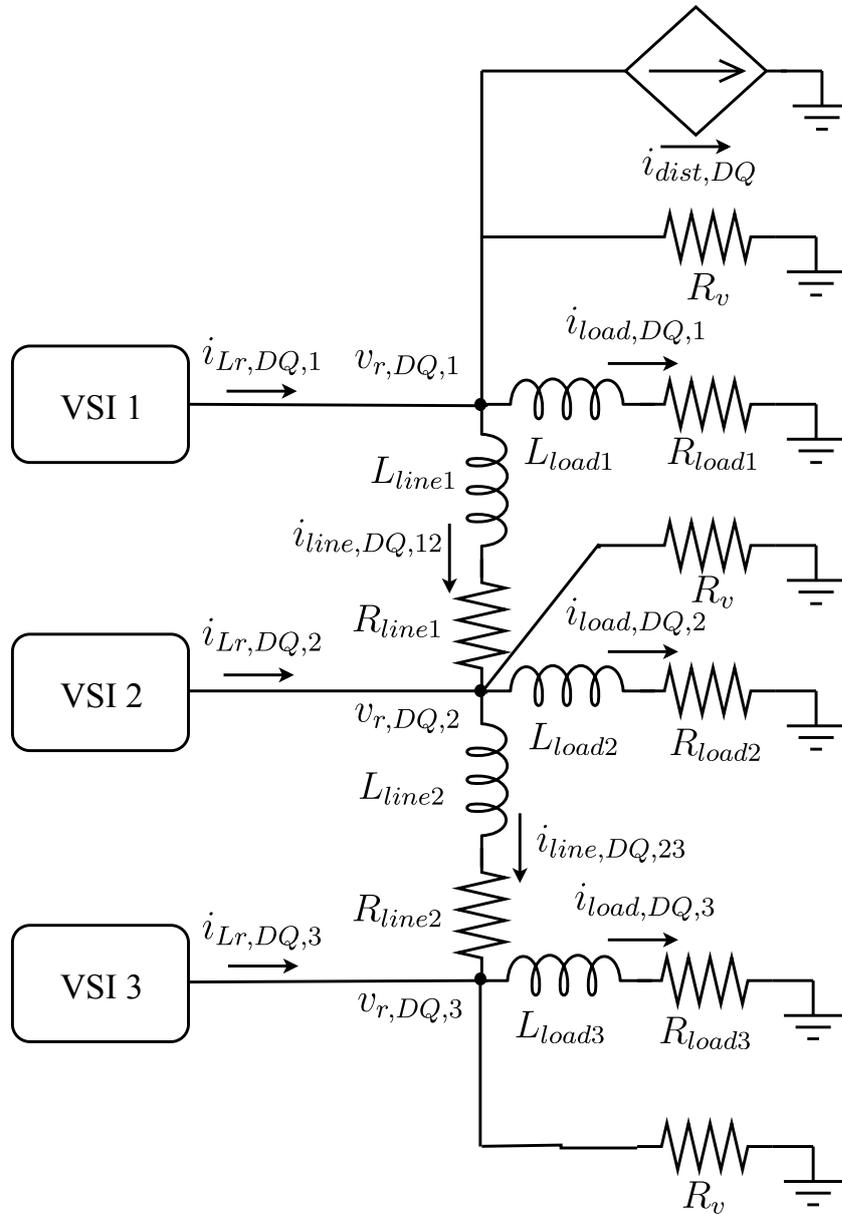


Figura 46 – Diagrama unifilar da microrrede com distúrbio de corrente.

Fonte – Autoria própria.

Ao considerar correntes de distúrbio linearizadas, o cálculo de $\Delta v_{r,DQ}$ passa a ser feito pela equação:

$$\Delta v_{r,DQ} = R_v (M_{inv} \Delta i_{Lr,DQ} + M_{load,DQ} \Delta i_{load,DQ} + M_{line,DQ} \Delta i_{line,DQ} + M_{dist} \Delta i_{dist,DQ}) \quad (153)$$

em que M_{dist} é a matriz de mapeamento da corrente de distúrbio, indicando em qual barramento ela está sendo aplicada.

5.5 MODELO COMPLETO DA MICRORREDE

Como citado anteriormente, há o interesse de combinar os modelos desenvolvidos em um único modelo em espaço de estados. A conexão entre estes modelos é feita a partir das entradas e saídas de cada um deles, como indica a Figura 47.

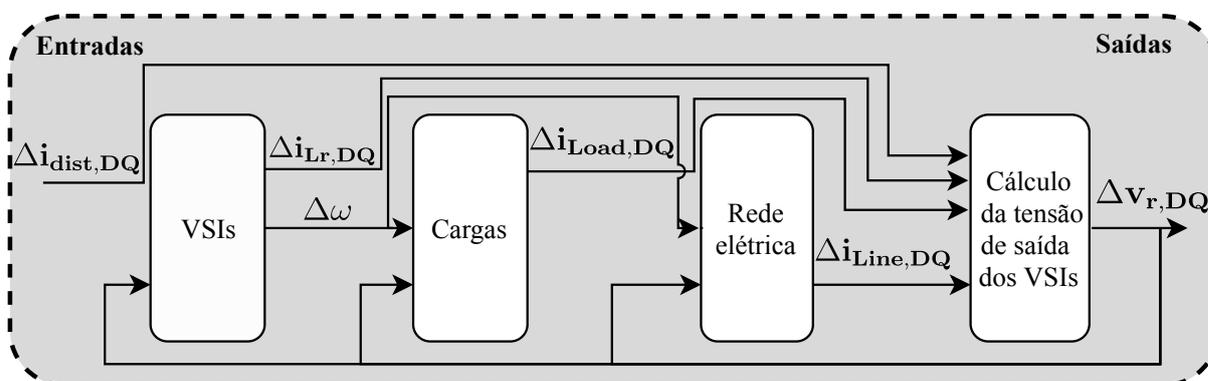


Figura 47 – Conexão entre modelos individuais da microrrede.

Fonte – Autoria própria.

Para que os modelos representados na Figura 47 possam ser combinados, seguem as seguintes etapas:

- Etapa 1: Incluir cálculo de $v_{r,DQ}$ no modelo dinâmico da Rede;
- Etapa 2: Realimentação das saídas no modelo equivalente 1, obtido na etapa 1;
- Etapa 3: Conexão do modelo equivalente 2, obtido na etapa 2, com o modelo das cargas;
- Etapa 4: Realimentação das saídas no modelo equivalente 3, obtido na etapa 3;
- Etapa 5: Conexão do modelo equivalente 4, obtido na etapa 4, com o modelo dos VSIs;
- Etapa 6: Realimentação das saídas no modelo equivalente 5, obtido na etapa 5;
- Etapa 7: Modificação das saídas do modelo equivalente 6, obtido na etapa 6, expandindo as saídas do modelo para todos seus estados.

O desenvolvimento matemático detalhados dessas etapas encontra-se no Apêndice B.

5.5.1 Modelo Completo em Espaço de Estados

O modelo completo da microrrede desenvolvido no item anterior, pode ser reescrito como:

$$\dot{X}_{\text{MIC}} = A_{\text{MIC}}X_{\text{MIC}} + B_{\text{MIC}}U_{\text{dist}} \quad (154)$$

$$Y_{\text{MIC}} = C_{\text{MIC}}X_{\text{MIC}}$$

utilizando a nomenclatura do Apêndice B, tem-se:

$$\dot{X}_{\text{MIC}} = \dot{X}_{\text{eq7}} \quad X_{\text{MIC}} = X_{\text{eq7}} \quad Y_{\text{MIC}} = Y_{\text{eq7}} \quad (155)$$

$$A_{\text{MIC}} = A_{\text{eq7}} \quad B_{\text{MIC}} = B_{\text{eq7}} \quad C_{\text{MIC}} = C_{\text{eq7}} \quad (156)$$

em que:

$$X_{\text{MIC}} = \left[X_{\text{VSI}} \quad X_{\text{load}} \quad X_{\text{net}} \right]^T \quad (157)$$

5.6 CONCLUSÕES

Este capítulo propõe uma estratégia de modelagem de microrredes de forma modular, na qual os componentes são apresentados individualmente e posteriormente agrupados em um único modelo completo.

O modelo final apresentado é linearizado, e possibilita o estudo de estabilidade a pequenas perturbações e ajuste de controladores. A validação do modelo é feita no Capítulo 7 por meio de simulações não-lineares no domínio do tempo utilizando o programa Simulink/Matlab.

A estrutura matemática desenvolvida é genérica, possibilitando sua expansão para diferentes topologias de microrredes, e diferentes fontes de geração. Por exemplo, se há interesse em agregar turbinas a gás na modelagem da microrrede, basta desenvolver o modelo no espaço de estados desta fonte de modo que tenha como variável de entrada a tensão do barramento em que está sendo conectada, e a injeção de corrente neste barramento como saída.

Outra adaptação viável da estrutura apresentada permitiria representar a dinâmica das fontes primárias no barramento CC dos VSIs. Esta abordagem produz mais informações sobre a interação entre fontes distintas, como geração solar, eólica, fontes de armazenamento, entre outras.

Opta-se também pela modelagem dinâmica da rede elétrica e cargas. Essa ação é justificada pelo fato de uma microrrede de baixa inércia, com grande parcela de sua geração conectadas à rede via dispositivos de eletrônica de potência, apresentar comportamento dinâmico muito mais rápido do que redes elétricas convencionais.

6 AJUSTE DE CONTROLADORES E ANÁLISE DE ESTABILIDADE

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, utilizam-se os modelos lineares desenvolvidos nos Capítulos 4 e 5 para ajustar controladores do VSI e analisar a estabilidade a pequenas perturbações da microrrede (MR) a partir em um ponto de operação.

Apesar da microrrede-teste escolhida ser extensamente abordada na literatura, os trabalhos se restringem a modelagem e análise de estabilidade desta MR, não apresentando detalhadamente uma estratégia de ajuste de controladores. Propõe-se, então, desenvolver uma metodologia detalhada para ajuste destes controladores. Na metodologia proposta os controladores de cada VSI são ajustados individualmente e sua efetividade é avaliada a partir de análises de estabilidade do modelo completo da MR.

A análise de estabilidade, a partir dos autovalores da matriz de estados, contempla a avaliação do comportamento dinâmico da microrrede-teste frente a variações de parâmetros das linhas, patamares de carga, e ajuste de controladores.

Em acréscimo, neste capítulo são propostas duas estratégias para melhorar o desempenho dinâmico da MR, a partir de modificações que não necessitem de alterações estruturais significativas na estrutura do VSI utilizado. A primeira delas é a adição de um ramo de amortecimento passivo no filtro de saída, sintonizado em sua frequência de ressonância, enquanto a segunda alternativa prevê a inclusão de um ramo *feedforward* da tensão do capacitor no controle de corrente.

6.2 SISTEMA-TESTE

A microrrede utilizada neste trabalho é inicialmente apresentada em (POGAKU *et al.*, 2007) e posteriormente abordada em diversos trabalhos distintos para avaliar o comportamento dinâmico de microrredes, que possuem apenas fontes de geração não convencionais, operando no modo ilhado (DEGHAN BANADAKI *et al.*, 2017; BOTRELL *et al.*, 2013; MOHAMED; EL-SAADANY, 2008; TANG *et al.*, 2014). A microrrede possui três inversores iguais conectados em três barramentos distintos, os quais estão interligados através de duas linhas de distribuição. As cargas estão conectadas nos mesmos barramentos em que estão conectados os inversores, como mostra a Figura 48.

A Tabela 2 apresenta os parâmetros dos inversores, filtros de saída e da rede elétrica. Os parâmetros apresentados nesta tabela são relativos ao de uma microrrede real apresentada em (POGAKU *et al.*, 2007).

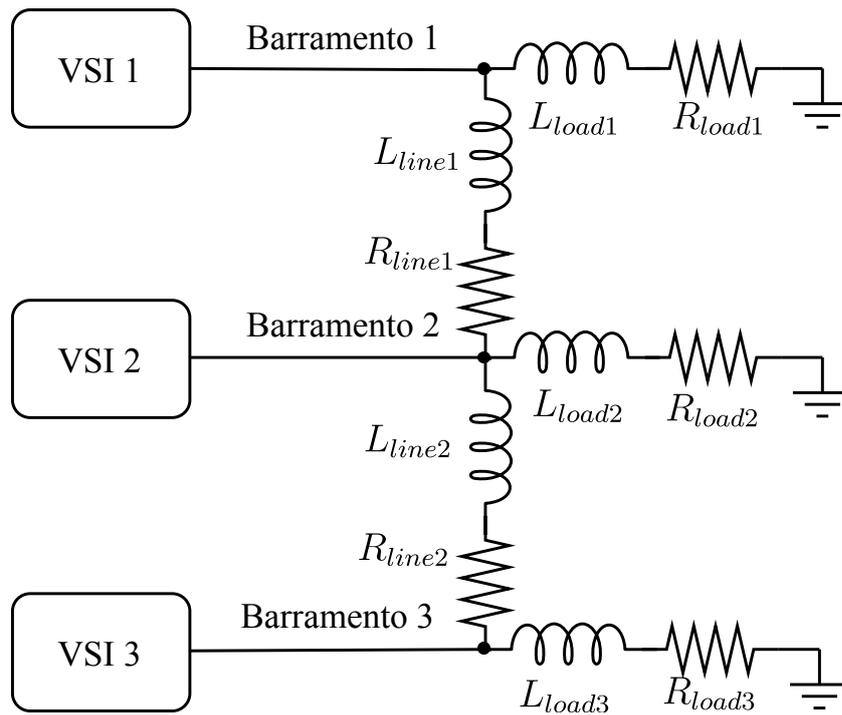


Figura 48 – Diagrama unifilar do sistema-teste.

Fonte – Autoria própria.

Tabela 2 – Parâmetros do sistema-teste.

Equipamento	Parâmetro	Valor
Inversor	Potência Nominal (S_n)	10 kVA
	Frequência de Comutação (f_c)	8 kHz
Filtro de Saída	R_c	0,1 Ω
	L_c	1,35 mH
	C_f	50 μF
	R_r	0,03 Ω
	L_r	0,35 mH
Rede Elétrica	Frequência Nominal (f_n)	50 Hz
	R_{line1}	0,23 Ω
	L_{line1}	0,318 mH
	R_{line2}	0,35 Ω
	L_{line2}	1,84 mH
	R_{load1}	25 Ω
	L_{load1}	0,318 mH
	R_{load2}	0 Ω
	L_{load2}	0 mH
	R_{load3}	20 Ω
L_{load3}	0,318 mH	

6.3 AJUSTE DE CONTROLADORES

A estrutura de controle proposta possui três malhas principais, sendo elas a malha de controle de corrente, malha de controle de tensão e malha de controle de potência. Nesta seção é proposta uma estratégia detalhada de ajuste destas malhas de controle em coordenadas dq .

6.3.1 Malha de Controle de Corrente

O controle de corrente é desenvolvido para controlar a corrente no indutor de saída do inversor ($i_{Lc,dq}$). O diagrama de blocos explicitando as entradas e saídas é representado pela Figura 49, em que $i_{Lc,dq}^*$ é a corrente referência do indutor, $i_{Lc,dq}$ é a corrente do indutor, $v_{i,dq}^*$ é a referência da tensão de saída no inversor, $C_i(s)$ é a função de transferência do controle de corrente e $G_i(s)$ é a função de transferência do inversor e de seu respectivo filtro de saída.

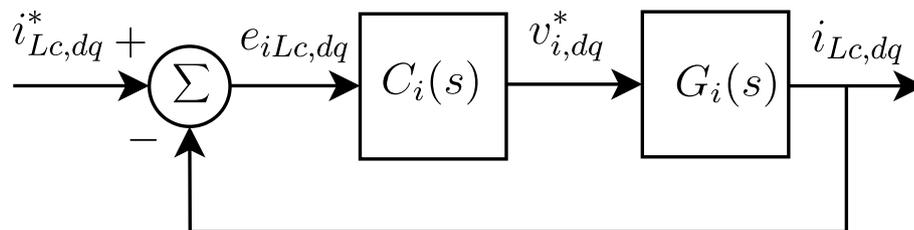


Figura 49 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.

Fonte – Autoria própria.

Na prática duas estruturas de controle de corrente são implementadas, uma para controlar a corrente em eixo direto no indutor ($i_{Lc,d}$) e a segunda é responsável pelo controle da corrente em eixo quadratura do indutor ($i_{Lc,q}$), como é apresentado pela Figura 50, em que $G_{i,d}(s)$ é a função de transferência do inversor e de seu respectivo filtro de saída de eixo direto $G_{i,q}(s)$ é a função de transferência do inversor e de seu respectivo filtro de saída de eixo em quadratura.

A função de transferência da planta de corrente do inversor e do filtro de saída pode ser obtida pelo modelo no espaço de estados desenvolvidos no Capítulo 4 a partir da equação:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (158)$$

Como $G_{i,d}(s)$ é idêntica a $G_{i,q}(s)$, utilizar-se a representação $G_{i,dq}(s)$, a qual diz respeito a ambos os eixos dq . Assim, utilizando a notação apresentada do Capítulo

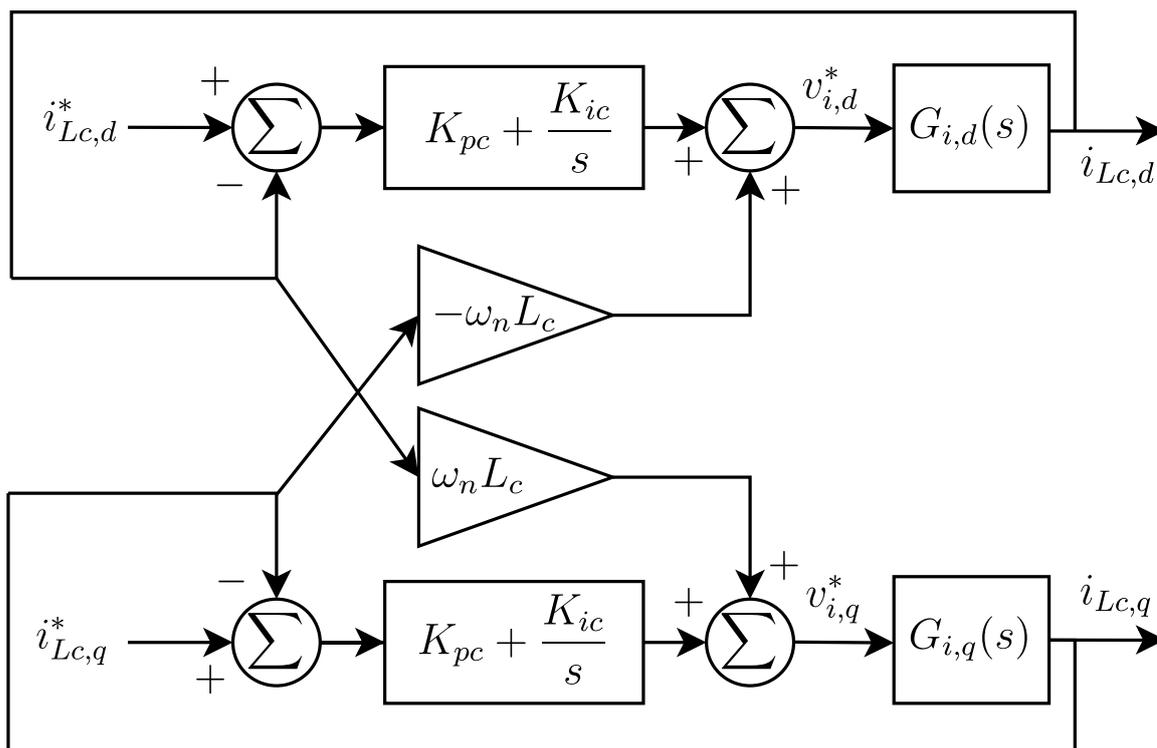


Figura 50 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente detalhada.

Fonte – Autoria própria.

4, a função de transferência $G_{i,dq}(s)$ pode ser calculada a partir da equação:

$$G_{i,dq}(s) = \frac{i_{Lc,dq}}{v_{i,dq}^*} = C_{inv}(sI - A_{inv})B_{inv1} + D_{inv2} \quad (159)$$

em que I é a matriz identidade, as matrizes A_{inv} , B_{inv1} , C_{inv} e D_{inv2} foram apresentadas no Capítulo 4.

Entretanto, é comum a consideração da influência do efeito do *feedforward* da corrente do indutor diretamente em $G_i(s)$ para ajuste de controladores. Esta ação é apresentada com mais detalhes a seguir.

6.3.1.1 Influência do *Feedforward* de Corrente

Como visto anteriormente, a utilização dos eixos *dq* para implementação de controladores em sistemas trifásicos possibilita atingir erro nulo por meio de controladores de primeira ordem como o PI. Porém, uma das desvantagens é o acoplamento existente entre o eixo direto e o eixo em quadratura.

O desacoplamento entre esses eixos pode ser implementado a partir de ramos de controle em *feedforward*. Para avaliar matematicamente este desacoplamento, a

partir da Figura 50, chega-se em:

$$v_{i,d}^* = (i_{Lc,d}^* - i_{Lc,d})(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s}) - i_{Lc,q}\omega_n L_c \quad (160)$$

$$v_{i,q}^* = (i_{Lc,q}^* - i_{Lc,q})(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s}) + i_{Lc,d}\omega_n L_c \quad (161)$$

As equações do filtro de saída que correlacionam $i_{Lc,dq}$ e $v_{i,dq}^*$, como apresentado em detalhes no Capítulo 4, são:

$$L_c \frac{di_{Lc,d}}{dt} = v_{i,d}^* - v_{Cf,d} - R_c i_{Lc,d} + i_{Lc,q}\omega L_c \quad (162)$$

$$L_c \frac{di_{Lc,q}}{dt} = v_{i,q}^* - v_{Cf,q} - R_c i_{Lc,q} - i_{Lc,d}\omega L_c \quad (163)$$

Substituindo a equação (160) na equação (162) e a equação (161) na equação (163), tem-se:

$$L_c \frac{di_{Lc,d}}{dt} = (i_{Lc,d}^* - i_{Lc,d})(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s}) - v_{Cf,d} - R_c i_{Lc,d} + i_{Lc,q}L_c(\omega - \omega_n) \quad (164)$$

$$L_c \frac{di_{Lc,q}}{dt} = (i_{Lc,q}^* - i_{Lc,q})(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s}) - v_{Cf,q} - R_c i_{Lc,q} - i_{Lc,d}L_c(\omega - \omega_n) \quad (165)$$

Na etapa de ajuste de controladores é comum a consideração que o ramo *feedforward* proporcione desacoplamento perfeito entre o eixo direto e em quadratura. Essa consideração é representada pela aproximação:

$$\omega = \omega_n \quad (166)$$

em que ω é a velocidade angular do VSI e ω_n pode possuir um valor constante, normalmente ajustado no valor da velocidade angular nominal desta rede, ou pode ser obtida a partir de estimadores de frequência da rede para que ω_n seja o mais próximo possível de ω . Assim, considerando a aproximação apresentada na equação (166), as equações (164) e (165) podem ser reescritas como:

$$L_c \frac{di_{Lc,d}}{dt} = (i_{Lc,d}^* - i_{Lc,d})(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s}) - v_{Cf,d} - R_c i_{Lc,d} \quad (167)$$

$$L_c \frac{di_{Lc,q}}{dt} = (i_{Lc,q}^* - i_{Lc,q})(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s}) - v_{Cf,q} - R_c i_{Lc,q} \quad (168)$$

Ao considerar o desacoplamento perfeito entre os eixos direto e em quadratura, o diagrama de blocos do controlador e da planta de corrente pode ser representado pela Figura 51, na qual $G_i'(s)$ é a função transferência do inversor considerando o

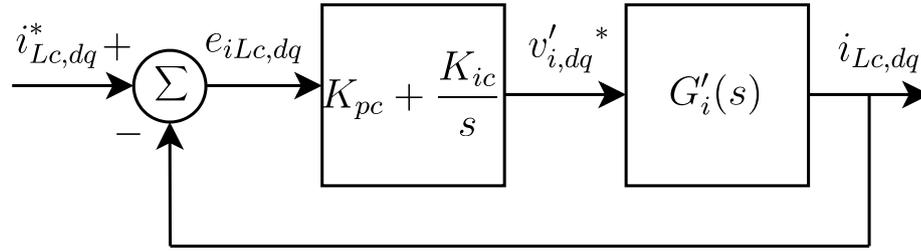


Figura 51 – Digrama de blocos da malha de controle de corrente considerando desacoplamento entre eixos direto e em quadratura.

Fonte – Autoria própria.

desacoplamento perfeito dos ramos em *feedforward*. Nesta figura, considera-se as equações 169 e 170 a seguir:

$$v'_{i,dq}^* = (i_{Lc,dq}^* - i_{Lc,dq}) \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) \quad (169)$$

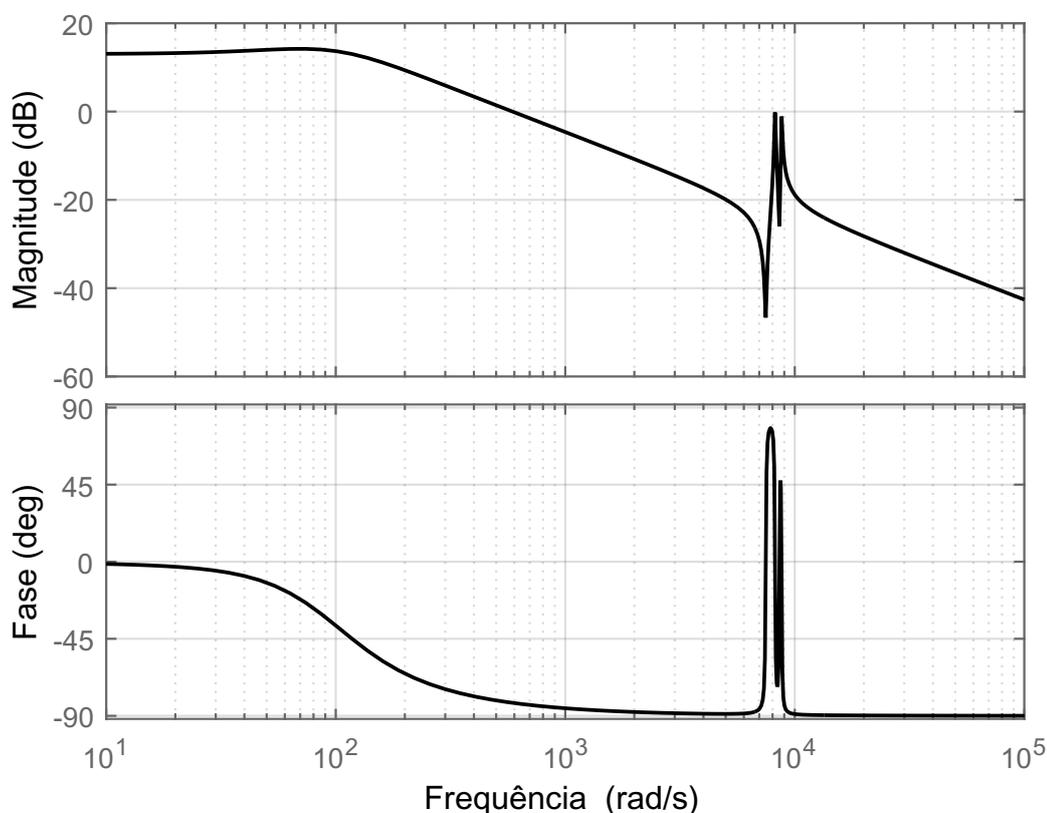
$$G'_{i,dq}(s) = \frac{i_{Lc,dq}(s)}{v'_{i,dq}^*(s)} = C_{inv}(sI - A'_{inv})B_{inv1} + D_{inv1} \quad (170)$$

em que I é a matriz identidade, B_{inv1} , C_{inv} e D_{inv1} foram apresentados no Capítulo 4, e a matrizes A'_{inv} , que já considera a influência dos ramos em *feedforward* para desacoplamento dos eixos dq , é dada por:

$$A'_{inv} = \begin{bmatrix} \frac{-R_c}{L_c} & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_c}{L_c} & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_0 & \frac{-1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega_0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 & \frac{-R_r}{L_r} & \omega_0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & -\omega_0 & \frac{-R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (171)$$

Em inversores de baixa potência, ajusta-se o controle de corrente para que a frequência de corte seja na ordem de poucos kHz, que seria aproximadamente uma década abaixo de sua frequência de comutação. De acordo com o diagrama de Bode, que está representado na Figura 52, a ressonância do filtro de saída está entre 1kHz e 2kHz, dificultando o ajuste de um controlador PI de desempenho satisfatório sem que haja mais de um cruzamento por zero no diagrama de Bode da malha de controle de corrente.

Desta forma, por mais que esta estrutura de controladores e filtro de saída sejam extensamente utilizadas na literatura para esta topologia de microrrede, propõe-se neste trabalho duas alternativas para minimizar o efeito da ressonância do filtro de saída dos VSIs, as quais são apresentadas a seguir.

Figura 52 – Comparativo entre diagramas de Bode - $G_i(s)$.

Fonte – Autoria própria.

6.3.1.2 Estratégias para Minimizar Efeito de Ressonância do Filtro LCL

De modo a manter o desempenho da malha de controle de corrente e visando evitar um projeto de controladores que proporcione dois cruzamentos por zero no diagrama de Bode, este trabalho propõe duas estratégias para minimizar o efeito da ressonância do filtro LCL. Uma premissa adotada é que as alternativas não impliquem em modificações estruturais substanciais nos componentes já existente do filtro de saída e da estrutura de controladores definidas para os VSIs. A primeira estratégia é adicionar um ramo de amortecimento passivo no filtro de saída, e a segunda é introduzir a medição da tensão do capacitor no controle de corrente. Ambas as estratégias serão tratadas com mais detalhes a seguir.

6.3.1.3 Ramo de Amortecimento Passivo no Filtro de Saída

Como o problema de ressonância é causado pelo filtro de saída, uma alternativa intuitiva de melhorar a resposta deste filtro é modificando seus parâmetros. Porém, como este trabalho propõe a melhora de uma MR já existente, não é conveniente

modificar o projeto deste filtro. Uma estratégia bastante efetiva, e que não necessita modificações dos componentes do filtro de saída original, é adicionar um ramo de amortecimento passivo, assim como mostra a Figura 53, na qual C_a é o capacitor e R_a é o resistor do ramo de amortecimento.

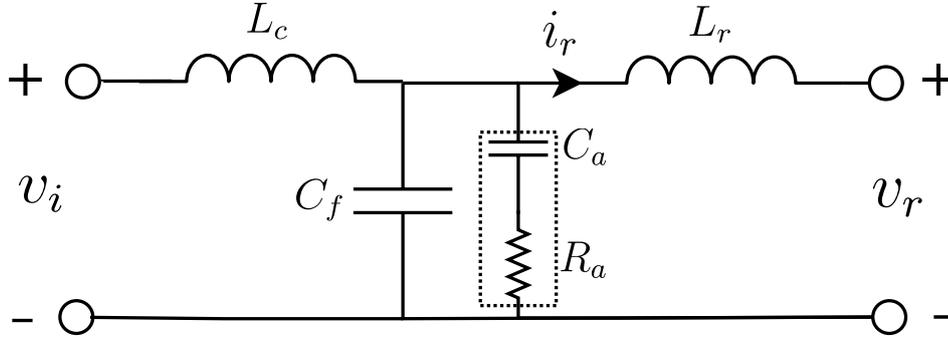


Figura 53 – Filtro LCL com ramo de amortecimento passivo.

Fonte – Autoria própria.

Há então a necessidade de modificação da modelagem do filtro de saída considerando dois novos estados, que são a tensão em eixo direto e tensão em eixo quadratura no capacitor do ramo de amortecimento. O modelo linearizado do VSI considerando o ramo de amortecimento proposto é representado pelas equações:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta i_{Lc,d} \dot{=} \frac{\Delta v_i}{L_c} - \frac{\Delta v_{Cf,d}}{L_c} - \frac{R_c \Delta i_{Lc,d}}{L_c} + \omega_0 \Delta i_{Lc,q} + I_{Lc,q} \Delta \omega \\ \Delta i_{Lc,q} \dot{=} \frac{\Delta v_i}{L_c} - \frac{\Delta v_{Cf,q}}{L_c} - \frac{R_c \Delta i_{Lc,q}}{L_c} - \omega_0 \Delta i_{Lc,d} - I_{Lc,d} \Delta \omega \\ \Delta v_{Cf,d} \dot{=} \frac{(\Delta i_{Lc,d} - \Delta i_{Lr,d})}{C_f} + \frac{(\Delta v_{Ca,d} - \Delta v_{Cf,d})}{RaC_f} + \omega_0 \Delta v_{Cf,q} + V_{Cf,q} \Delta \omega \\ \Delta v_{Cf,q} \dot{=} \frac{(\Delta i_{Lc,q} - \Delta i_{Lr,q})}{C_f} + \frac{(\Delta v_{Ca,q} - \Delta v_{Cf,q})}{RaC_f} - \omega_0 \Delta v_{Cf,d} - V_{Cf,d} \Delta \omega \\ \Delta i_{Lr,d} \dot{=} \frac{\Delta v_{Cf,d}}{L_r} - \frac{\Delta v_{r,d}}{L_r} - \frac{R_c \Delta i_{Lr,d}}{L_r} + \omega_0 \Delta i_{Lr,q} + I_{Lr,q} \Delta \omega \\ \Delta i_{Lr,q} \dot{=} \frac{\Delta v_{Cf,q}}{L_r} - \frac{v_{r,q}}{L_r} - \frac{R_c \Delta i_{Lr,q}}{L_r} - \omega_0 \Delta i_{Lr,d} - I_{Lr,d} \Delta \omega \\ \Delta v_{Ca,d} \dot{=} \frac{(\Delta v_{Cf,d} - \Delta v_{Ca,d})}{RaCa} + \omega_0 \Delta v_{Ca,q} + V_{Ca,q} \Delta \omega \\ \Delta v_{Ca,q} \dot{=} \frac{(\Delta v_{Cf,q} - \Delta v_{Ca,q})}{RaCa} - \omega_0 \Delta v_{Ca,d} - V_{Ca,d} \Delta \omega \end{array} \right. \quad (172)$$

em que R_c e R_r são as resistências que representam as perdas na entrada e na saída do filtro, respectivamente.

Assim, um novo modelo em espaço de estados considerando o ramo de amortecimento passivo é representado como:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{Lc,d} \\ \Delta \dot{i}_{Lc,q} \\ \Delta \dot{v}_{Cf,d} \\ \Delta \dot{v}_{Cf,q} \\ \Delta \dot{i}_{Lr,d} \\ \Delta \dot{i}_{Lr,q} \\ \Delta \dot{v}_{Ca,d} \\ \Delta \dot{v}_{Ca,q} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{\text{inv},a} \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \\ \Delta v_{Ca,d} \\ \Delta v_{Ca,q} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{\text{inv}1,a} \begin{bmatrix} \Delta v_{i,d} \\ \Delta v_{i,q} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{\text{inv}2,a} \begin{bmatrix} \Delta v_{r,d} \\ \Delta v_{r,q} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{\text{inv}3,a} [\Delta \omega] \quad (173)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\text{inv},a} \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,d} \\ \Delta i_{Lc,q} \\ \Delta v_{Cf,d} \\ \Delta v_{Cf,q} \\ \Delta i_{Lr,d} \\ \Delta i_{Lr,q} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{\text{inv}1,a} \begin{bmatrix} \Delta v_{i,d} \\ \Delta v_{i,q} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{\text{inv}2,a} \begin{bmatrix} \Delta v_{r,d} \\ \Delta v_{r,q} \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{\text{inv}3,a} [\Delta \omega]$$

onde $\mathbf{A}_{\text{inv},a}$, $\mathbf{B}_{\text{inv}1,a}$, $\mathbf{B}_{\text{inv}2,a}$, $\mathbf{B}_{\text{inv}3,a}$, $\mathbf{C}_{\text{inv},a}$, $\mathbf{D}_{\text{inv}1,a}$, $\mathbf{D}_{\text{inv}2,a}$ e $\mathbf{D}_{\text{inv}3,a}$ são:

$$\mathbf{A}_{\text{inv},a} = \begin{bmatrix} \frac{-R_c}{L_c} & \omega_0 & \frac{-1}{L_c} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_0 & \frac{-R_c}{L_c} & 0 & \frac{-1}{L_c} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & \frac{-1}{R_a C_f} & \omega_0 & \frac{-1}{C_f} & 0 & \frac{1}{R_a C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega_0 & \frac{-1}{R_a C_f} & 0 & \frac{-1}{C_f} & 0 & \frac{1}{R_a C_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 & \frac{-R_r}{L_r} & \omega_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & -\omega_0 & \frac{-R_r}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_a C_a} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{R_a C_a} & \omega_0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_a C_a} & 0 & 0 & -\omega_0 & \frac{-1}{R_a C_a} \end{bmatrix} \quad (174)$$

$$\mathbf{B}_{\text{inv}1,a} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_c} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{\text{inv}2,a} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-1}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_{\text{inv}3,a} = \begin{bmatrix} I_{Lc,q} \\ -I_{Lc,d} \\ v_{Cf,q} \\ -v_{Cf,d} \\ I_{Lr,q} \\ -I_{Lr,d} \\ v_{Ca,q} \\ -v_{Ca,d} \end{bmatrix} \quad (175)$$

$$C_{\text{inv},a} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (176)$$

$$D_{\text{inv}1,a} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad D_{\text{inv}2,a} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad D_{\text{inv}3,a} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (177)$$

O valor do capacitor e da resistência utilizados no ramo de amortecimento podem ser definidos a partir de métodos apresentados em (WU, W. *et al.*, 2013). Desta maneira, um valor conveniente para o capacitor C_a é $50\mu F$ e para o resistor R_a é de 4Ω .

6.3.1.4 *Feedforward* da Tensão do Capacitor

Outra estratégia utilizada na literatura para melhora a resposta dinâmica de filtros de saída de inversores é a realimentação da tensão do capacitor no controle de corrente (D'ARCO *et al.*, 2015). O controle de corrente detalhado com o *feedforward* da tensão do capacitor é representado pela Figura 54.

Acrescentando o *feedforward* da tensão do capacitor, o diagrama de blocos simplificado da malha de corrente pode ser resumido pela Figura 55, sabendo que $v_{Cf,dq}$ é a tensão no capacitor C_f do filtro de saída em coordenadas dq , e que $v'_{i,dq}$ é representado pela equação (178).

$$v'_{i,dq}{}^* = v''_{i,dq}{}^* + v_{Cf,dq} \quad (178)$$

Assumindo que a tensão $v_{Cf,dq}$ não tenha distorções devido ao processo de medição, e substituindo a equação (178) nas equações (169), (167) e (168), chega-se a:

$$L_c \frac{di_{Lc,dq}}{dt} = v''_{i,dq}{}^* - R_c i_{Lc,dq} \quad (179)$$

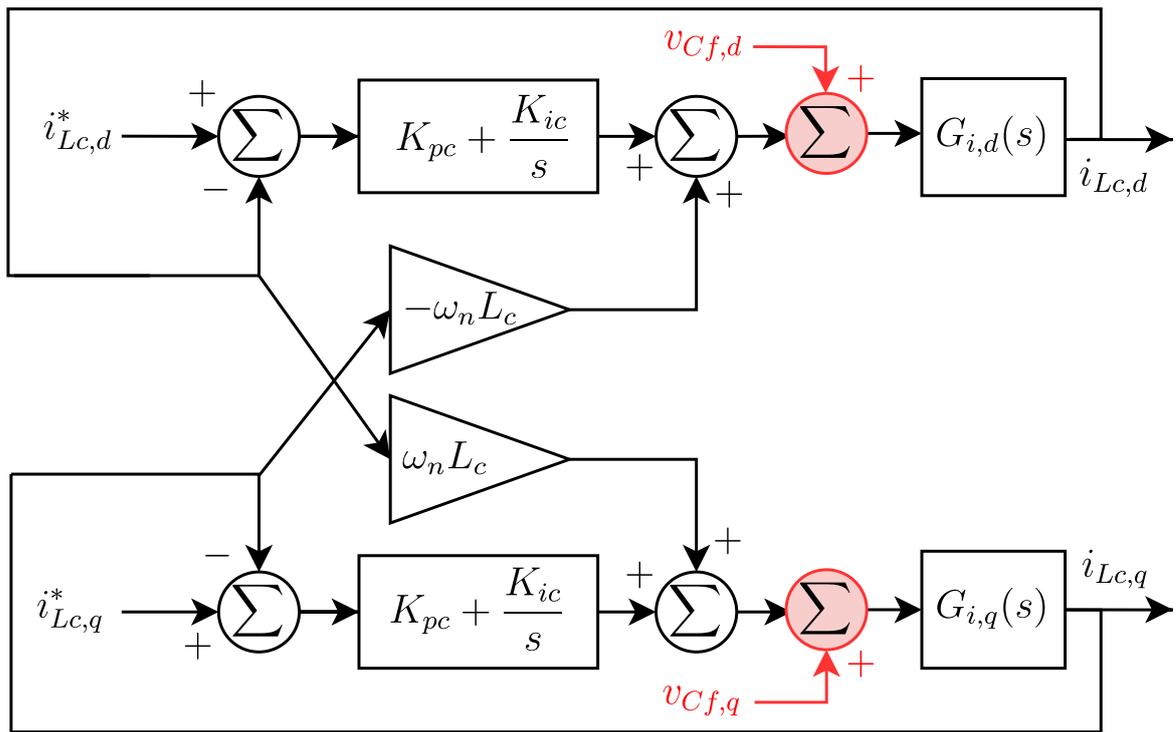


Figura 54 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente detalhada com ramo em *feedforward*.

Fonte – Autoria própria.

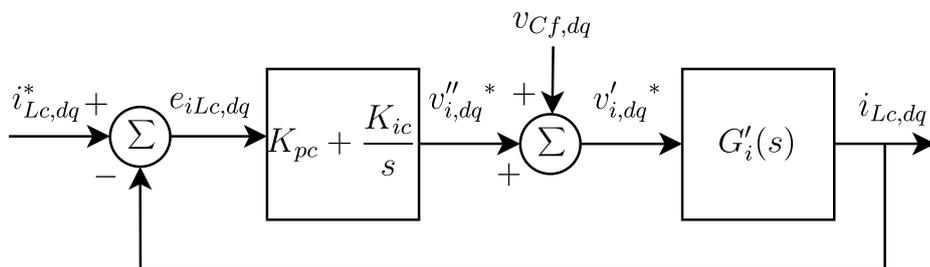


Figura 55 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente com *feedforward* da tensão do capacitor.

Fonte – Autoria própria.

Aplicando a transformada de Laplace, tem-se:

$$G''_{i,dq}(s) = \frac{i_{Lc,dq}}{v''_{i,dq}^*} \approx \frac{1}{sL_c + R_c} \quad (180)$$

O diagrama de blocos da malha de corrente, considerando o efeito do ramo em *feedforward* da tensão do capacitor na função transferência do inversor e filtro de saída, pode ser aproximada pela Figura 56, na qual $G''_i(s)$ é a função transferência do inversor considerando os ramos em *feedforward* de desacoplamento entre os eixos *dq* e da tensão do capacitor C_f .

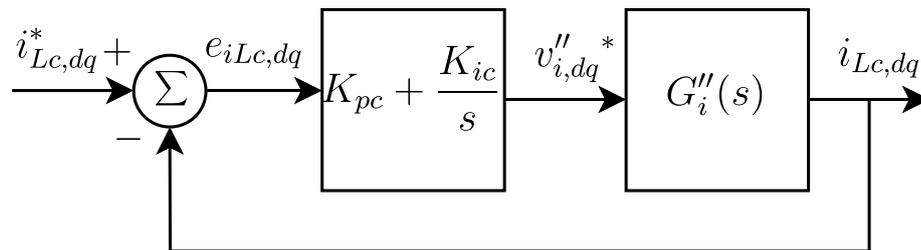


Figura 56 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente considerando desacoplamento entre eixos direto e em quadratura e realimentação da tensão do capacitor do filtro de saída.

Fonte – Autoria própria.

Apesar da equação (180) ser normalmente apresentada na literatura (D'ARCO *et al.*, 2015), neste trabalho gerou-se diagramas de Bode admitindo a diferença de 5% entre ω e ω_n e simultaneamente, também 5% de diferença entre a tensão real e a tensão medida do capacitor. Este diagrama é representado pela Figura 57. A motivação de gerar este resultado é para avaliar a consistência da aproximação apresentada na equação (180), para que esta seja utilizada para o ajuste dos controladores da malha de controle de corrente. A Figura 57 apresenta os diagramas de Bode da equação (180) em preto tracejado, e o diagrama de Bode considerando a não efetividade perfeita dos ramos em *feedforward* em vermelho.

A partir dessa Figura é possível concluir que, ao adicionar o *feedforward* da tensão do capacitor na malha de controle de corrente, a planta de corrente pode ser aproximada pela equação (180) para etapa de ajuste de controladores.

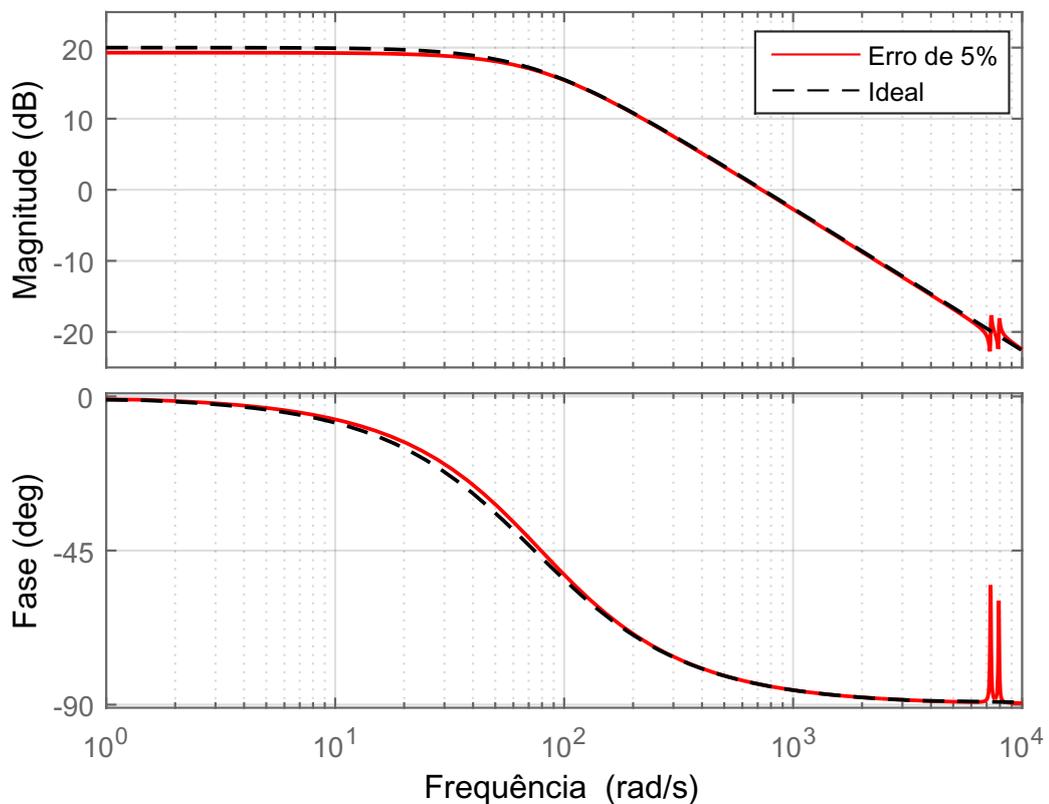


Figura 57 – Comparativo entre diagramas de Bode.

Fonte – Autoria própria.

6.3.1.5 Comparativo das Estratégias via Diagrama de Bode

A Figura 58 apresenta a comparação de três diagramas de Bode. Em preto, observa-se o diagrama de Bode obtido a partir da planta $G'_i(s)$, na qual destaca-se a ressonância do filtro de saída em valores de frequência próximos a frequência de corte destinada ao controle de corrente. A influência do ramo de amortecimento passivo no filtro de saída é representada pela curva vermelho. Já a curva azul representa a função de transferência obtida a partir da implementação do *feedforward* da tensão do capacitor no controle de corrente.

É nítido que ambas as estratégias propostas para mitigação da ressonância do filtro de saída obtiveram êxito. Neste trabalho, opta-se pelo *feedforward* da tensão do capacitor do filtro para minimizar este efeito da ressonância.

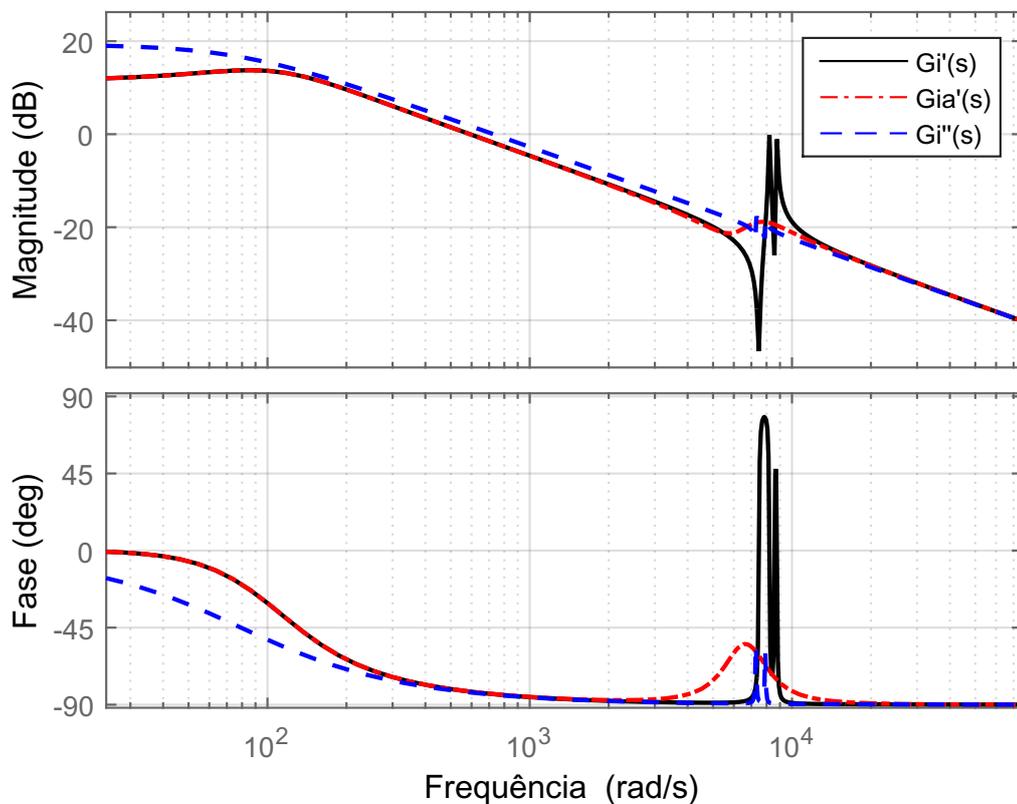


Figura 58 – Comparativo entre diagramas de Bode - $G_i''(s)$, $G_i'(s)$ e $G_{ia}'(s)$.

Fonte – Autoria própria.

6.3.1.6 Ajuste do Controle de Corrente

O ajuste do controle de corrente é feito via alocação de polos, definindo a frequência de corte próxima a 1600 Hz e estipulando uma margem de fase mínima de 60 graus. Considerando estes requisitos, o ajuste do controle de corrente pode ser efetuado de maneira bastante intuitiva utilizando a ferramenta do programa computacional Matlab chamada de SISO Design Tool. Com auxílio desta ferramenta, encontra-se como ajustes ideais do controle de corrente os parâmetros:

$$K_{pc} = 14,13 \quad K_{ic} = 12847 \quad (181)$$

O diagrama de Bode do Controlador+Planta é representado pela Figura 59.

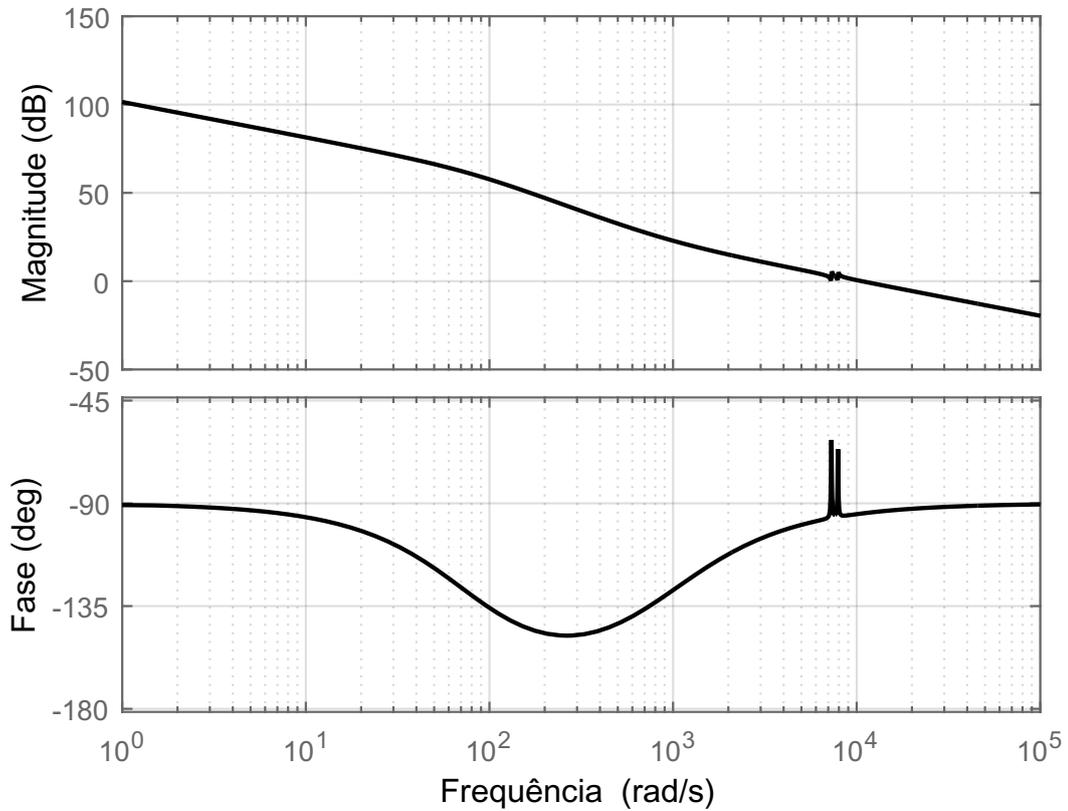


Figura 59 – Diagrama de Bode do controlador+planta da malha de controle de corrente.

Fonte – Autoria própria.

6.3.2 Malha de Controle de Tensão

Esta malha de controle atua para controlar a tensão no capacitor do filtro de saída (v_{Cf}). O diagrama detalhando as entradas e saídas é representado pela Figura 60, onde v_{Cf}^* é a tensão referência no capacitor C_f , $C_v(s)$ é a função de transferência do controle de tensão e $G_v(s)$ é a função de transferência referente ao filtro de saída do inversor.

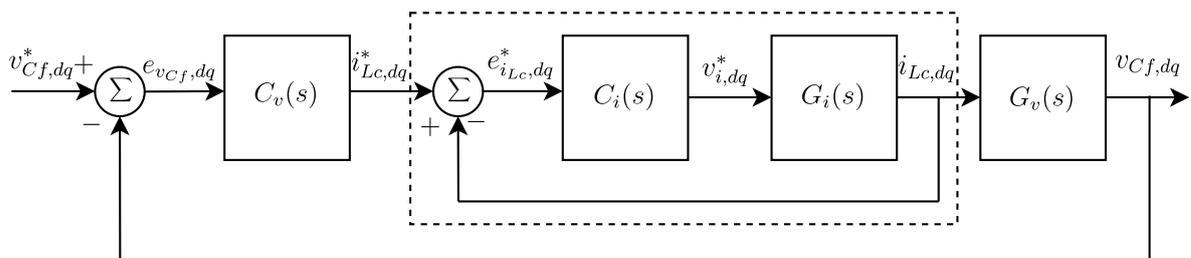


Figura 60 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão.

Fonte – Autoria própria.

A Figura 61 apresenta com detalhes as estruturas de controle no eixo direto e em quadratura, na qual $G_{i,d}^{MF}(s)$ e $G_{i,q}^{MF}(s)$ são as funções de transferência em eixo direto e em quadratura em malha fechada da malha de corrente com seus devidos controladores.

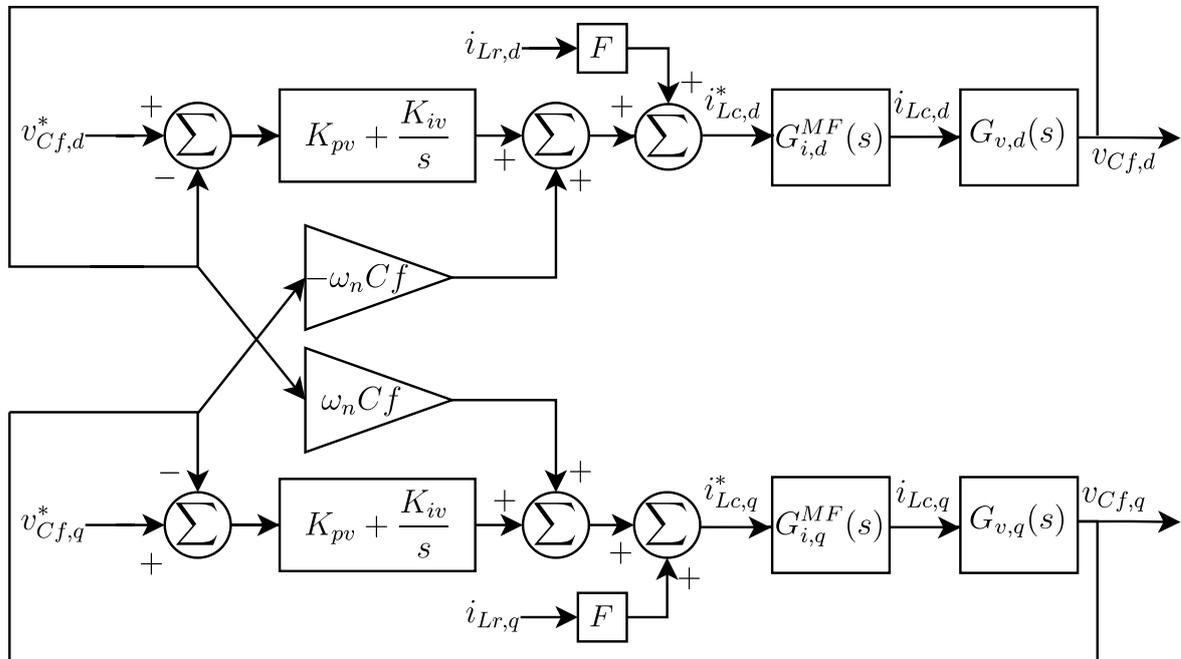


Figura 61 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão detalhada

Fonte – Autoria própria.

6.3.2.1 Influência dos ramos *feedforward*

Como feito para a malha de controle de corrente, apresenta-se a seguir o desenvolvimento matemático para contemplar o efeito dos ramos em *feedforward* diretamente na função transferência $G_v(s)$, para facilitar o ajuste dos controladores da malha de tensão via diagrama de Bode. Assim, a partir da Figura 61, chega-se a:

$$i_{Lc,d}^* = F i_{Lr,d} + (v_{Cf,d}^* - v_{Cf,d}) \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) - v_{Cf,q} \omega_n C_f \quad (182)$$

$$i_{Lc,q}^* = F i_{Lr,q} + (v_{Cf,q}^* - v_{Cf,q}) \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) + v_{Cf,d} \omega_n C_f \quad (183)$$

As equações do filtro de saída que correlacionam $v_{Cf,dq}$ e $i_{Lc,dq}$, assim como indicado no Capítulo 4, são:

$$C_f \frac{dv_{Cf,d}}{dt} = i_{Lc,d} - i_{Lr,d} + v_{Cf,q} \omega C_f \quad (184)$$

$$C_f \frac{dv_{Cf,q}}{dt} = i_{Lc,q} - i_{Lr,q} - v_{Cf,d} \omega C_f \quad (185)$$

Como a frequência de corte do controle de tensão é substancialmente menor que a frequência de corte do controle de corrente, é comum considerar que $i_{Lc,dq}^* = i_{Lc,dq}$ na etapa do ajuste do controle de tensão. Com esta consideração, é possível substituir a equação (182) na equação (184) e a equação (183) na equação (185), chegando a:

$$C_f \frac{dv_{Cf,d}}{dt} = (v_{Cf,d}^* - v_{Cf,d}) \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) + F i_{Lr,d} - i_{Lr,d} + v_{Cf,q} C_f (\omega - \omega_n) \quad (186)$$

$$C_f \frac{dv_{Cf,q}}{dt} = (v_{Cf,q}^* - v_{Cf,q}) \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) + F i_{Lr,q} - i_{Lr,q} - v_{Cf,d} C_f (\omega - \omega_n) \quad (187)$$

Definindo $F = 1$ e assumindo a aproximação $\omega = \omega_n$, as equações (186) e (187) podem ser reescritas como:

$$C_f \frac{dv_{Cf,d}}{dt} = (v_{Cf,d}^* - v_{Cf,d}) \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \quad (188)$$

$$C_f \frac{dv_{Cf,q}}{dt} = (v_{Cf,q}^* - v_{Cf,q}) \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \quad (189)$$

Desta forma, considerando as simplificações apresentadas anteriormente, a malha de tensão pode ser representada de acordo com a Figura 62, na qual $G'_v(s)$ leva em conta a influência dos ramos em *feedforward*. Na figura, as seguintes redefinições são empregadas:

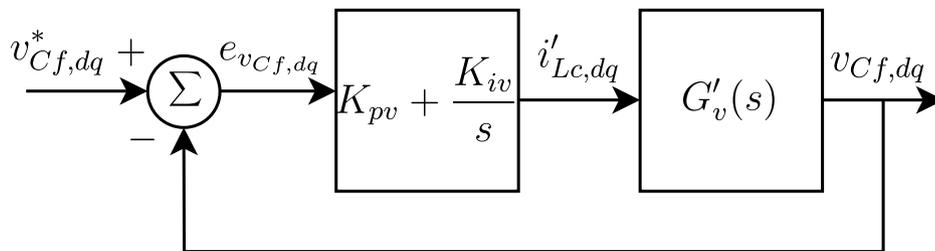


Figura 62 – Diagrama de blocos da malha de controle de tensão considerando ramos em *feedforward*.

Fonte – Autoria própria.

sabendo que:

$$i'_{Lc,dq} = (v_{Cf,dq}^* - v_{Cf,dq}) \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \quad (190)$$

Assim, aplicando a transformada de Laplace, chega-se a:

$$G'_{v,dq}(s) \approx \frac{v_{Cf,dq}}{i'_{Lc,dq}^*} \approx \frac{1}{sC_f} \quad (191)$$

6.3.2.2 Ajuste do Controle de Tensão

O ajuste do controle de tensão também é feito via alocação de polos com auxílio da ferramenta SISO Design Tool, definindo a frequência de corte próxima de 400 Hz e margem de fase mínima de 60 graus. De acordo com estes critérios, encontra-se:

$$K_{pv} = 0,1047 \quad K_{iv} = 0,01636 \quad (192)$$

O diagrama de Bode, considerando a dinâmica do controle de corrente, é representado pela Figura 63.

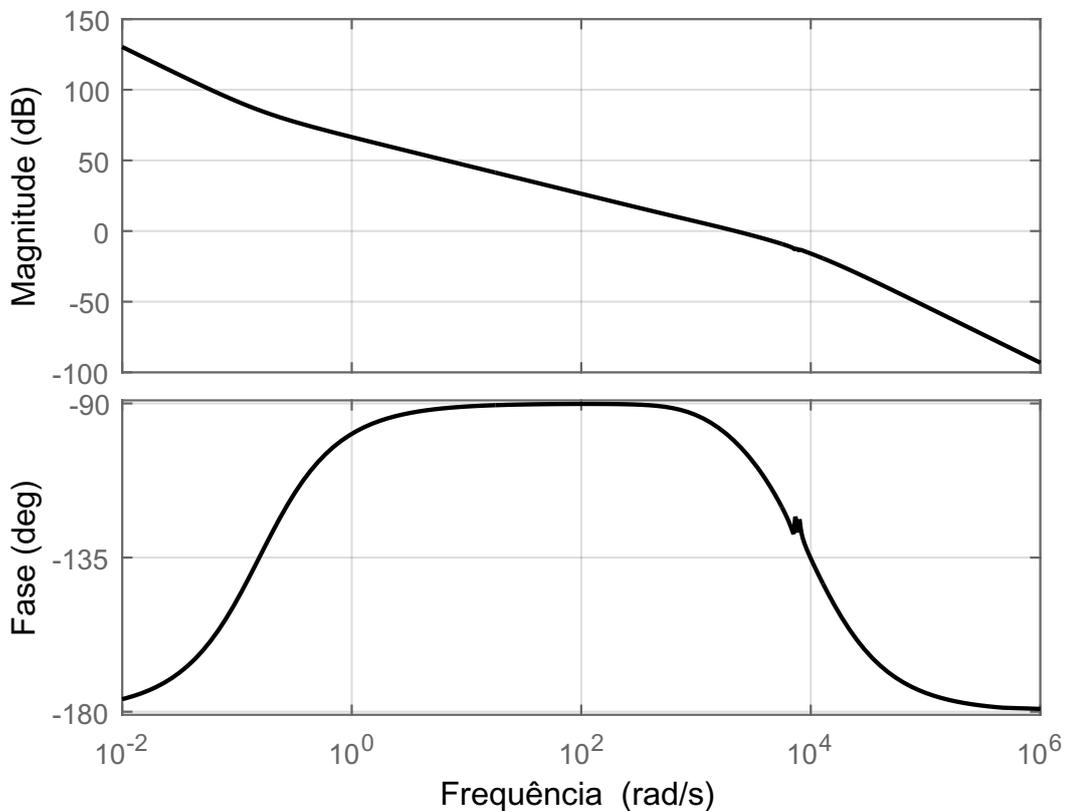


Figura 63 – Diagrama de Bode do controlador+planta da malha de controle de tensão.

Fonte – Autoria própria.

6.3.3 Malha de Controle de Potência

O controle de potência possui a estrutura indicada na Figura 64, na qual as entradas são as tensões do capacitor ($v_{Cf,dq}$) e correntes no indutor de conexão com a rede elétrica ($i_{Lr,dq}$). A partir dessas entradas, calcula-se a potência instantânea ativa e reativa injetada na rede (\hat{p}) e (\hat{q}). A potência instantânea passa por um filtro passa baixa e por controladores *droop* de potência ativa e reativa, sendo que a saída do

droop de potência ativa é integrada para gerar a referência angular do VSI, e a saída do *droop* de potência reativa gera a referência de tensão do controle de tensão.

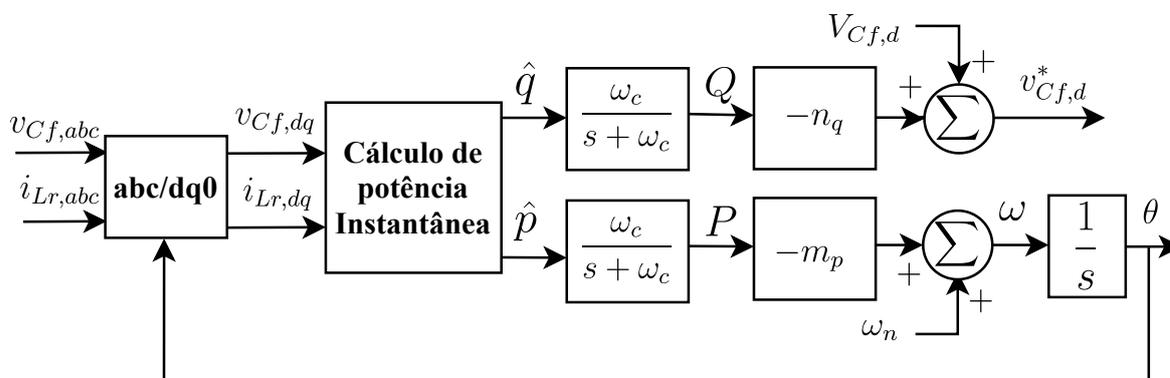


Figura 64 – Diagrama de blocos da malha de controle de potência.

Fonte – Autoria própria.

O ajuste do controle de potência é feito definindo a constante m_p do *droop* de potência ativa, n_p do *droop* de potência reativa e a frequência de corte do filtro passa baixa, sendo que as constantes m_p e n_p podem ser calculadas pelas equações (61) e (62), apresentadas no Capítulo 4.

Inicialmente, assume-se o ajuste do *droop* de potência ativa em 0,3% ($9,4 \cdot 10^{-5}$), o ajuste do *droop* de potência reativa em 2% ($1,3 \cdot 10^{-3}$) e que ω_c é definido como 31,41. Este ajuste de potência definido nesta seção, que é utilizado em (POGAKU *et al.*, 2007), é considerado apenas como ponto inicial para as análises da influência desta malha de controle na estabilidade a pequenas perturbações da MR, que será apresentada posteriormente neste capítulo, e na resposta dinâmica frente a grandes perturbações da MR, que será apresentada no Capítulo 7.

6.4 ANÁLISE DE ESTABILIDADE A PEQUENAS PERTURBAÇÕES

A partir do modelo dinâmico linearizado da MR, é possível avaliar sua estabilidade a pequenas perturbações calculando os autovalores do sistema em espaço de estados. A análise de estabilidade via autovalores permite, além da melhor compreensão do comportamento dinâmico da MR ao variar seus parâmetros, verificar se a MR é estável para um determinado ponto de operação e identificar quais são seus modos de oscilação e respectivos amortecimentos.

Ressalta-se que os ajustes dos controladores neste trabalho são feitos para cada VSI individualmente, não considerando características de operação em paralelo de VSIs e dinâmicas das linhas de distribuição e das cargas. Desta forma, a análise de estabilidade pode validar e até mesmo fornecer informações para aprimorar estes ajustes para melhorar a operação da MR como um todo.

Nesta seção são avaliados os autovalores da matriz de estados em diferentes pontos de operação, variando patamares de carga, comprimentos das linhas de distribuição e ajuste de controladores. Além disso, para melhorar a visualização dos resultados, não são apresentados autovalores com módulo da parte real muito elevados (acima de 10.000).

Em acréscimo, é esperado que sempre ocorra um autovalor nulo. Isso acontece porque os ângulos dos VSIs em relação a referência global são definidos como estados do sistema e, como a referência angular do VSI 1 é definida como referência global, a linha da matriz A_{MIC} correspondente à diferença entre o ângulo do VSI 1 e a referência global possuem somente valores nulos.

6.4.1 Análise de Estabilidade via Autovalores

A Figura 65 mostra os autovalores dominantes da matriz A_{MIC} apresentada com detalhes no Capítulo 5. Os valores das linhas e das cargas são definidos na Tabela 2.

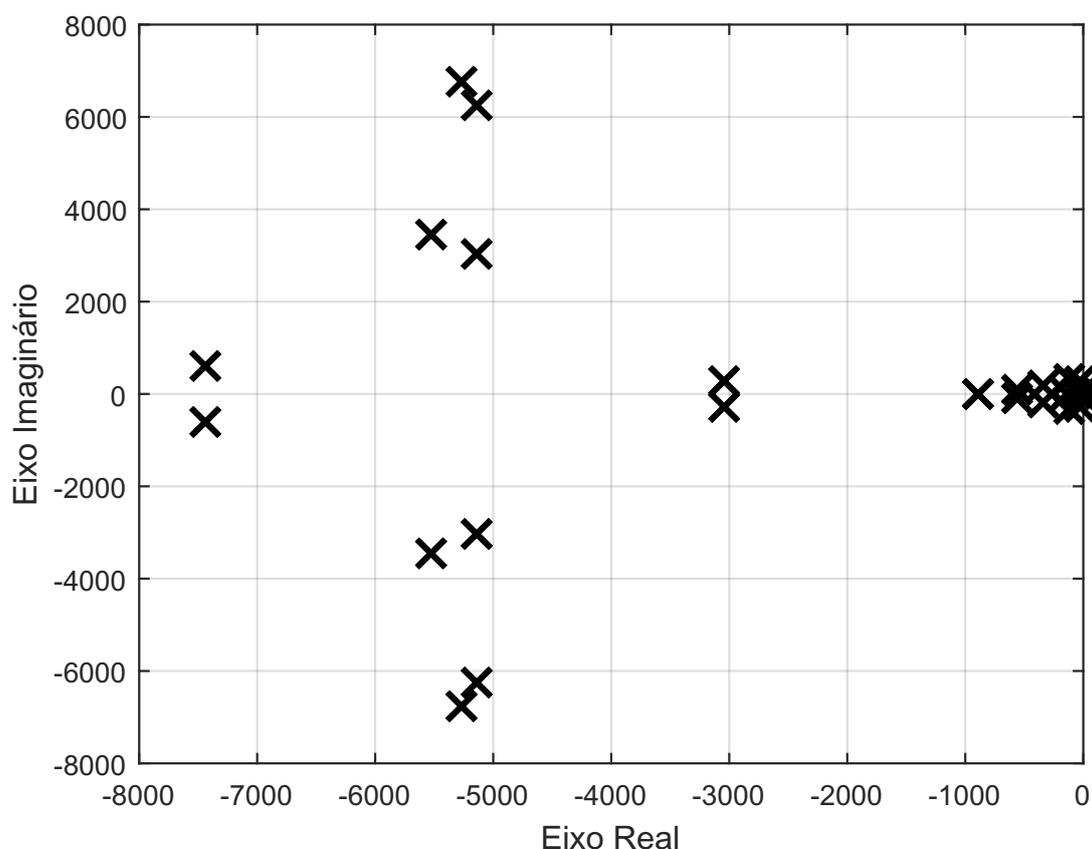


Figura 65 – Autovalores da matriz de estados.

Fonte – Autoria própria.

Os autovalores com valores da parte real mais próximos de zero apresentados na Figura 65, podem ser observados com mais detalhes na Figura 66.

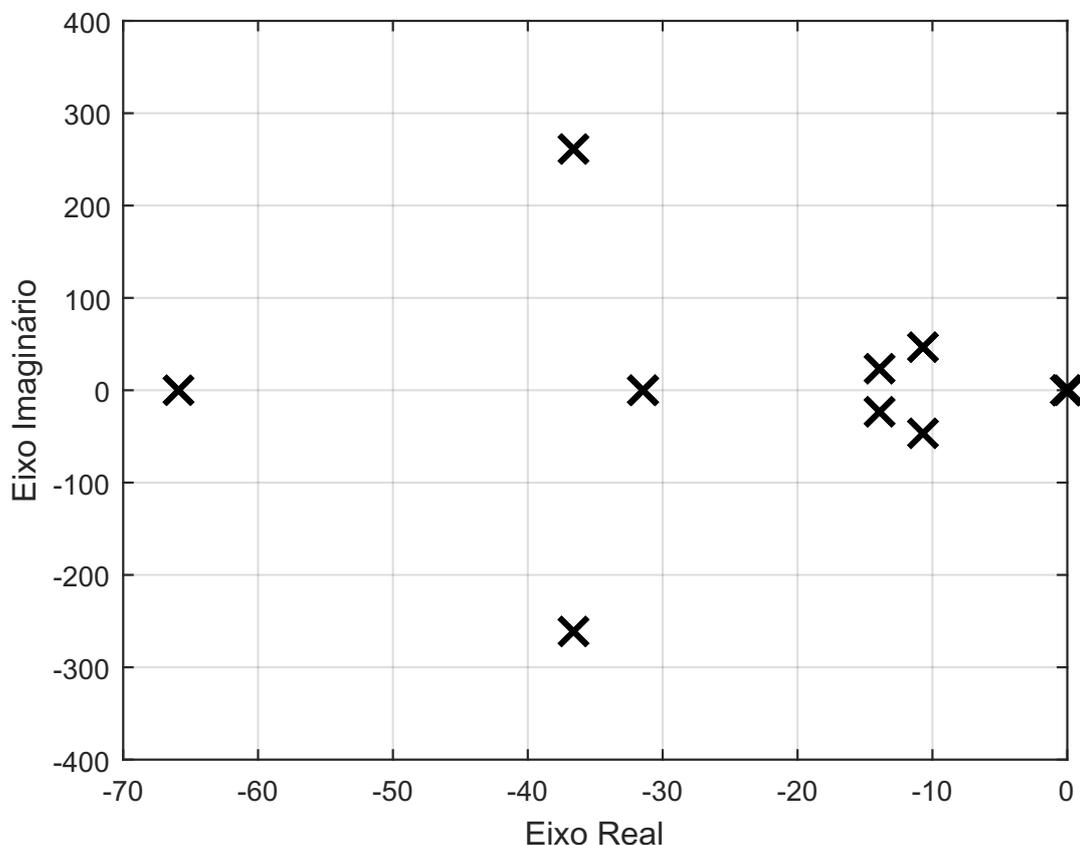


Figura 66 – Autovalores dominantes da matriz de estados.

Fonte – Autoria própria.

Estas Figuras indicam que a MR é estável para este ponto de operação. Entretanto existem diversos autovalores próximos do eixo imaginário, indicando possibilidade de instabilidade para outros pontos de operação. Para verificar o comportamento da dinâmica da MR, a seguir são feitas análises de estabilidade via autovalores variando pontos de operação, parâmetros de controladores e a topologia da MR.

6.4.2 Efeito da Variação dos Patamares de Carga nos Autovalores Dominantes

Para avaliar a variação dos autovalores em relação a diferentes patamares de carga, são propostos três pontos de operação distintos modificando os valores das impedâncias das cargas conectadas aos nós 1 e 3 da MR. Os patamares de carga estão descritos na Tabela 3, apresentando os valores de impedância e a porcentagem da carga em relação a potência total dos inversores.

Tabela 3 – Patamares de carga.

Patamar de Carga	Barra	Impedância (Ω)	Capacidade total da MR (%)
Alta	1	$12,5 + j0,0157$	88%
	3	$10 + j0,0157$	
Média	1	$25 + j0,0314$	44%
	3	$20 + j0,0314$	
Baixa	1	$50 + j0,0628$	22%
	3	$40 + j0,0628$	

A Figura 67 mostra os autovalores em pontos de operação distintos para cada patamar de carga. Os polos mais próximos do eixo imaginário na Figura 67 são apresentados com mais detalhes na Figura 68.

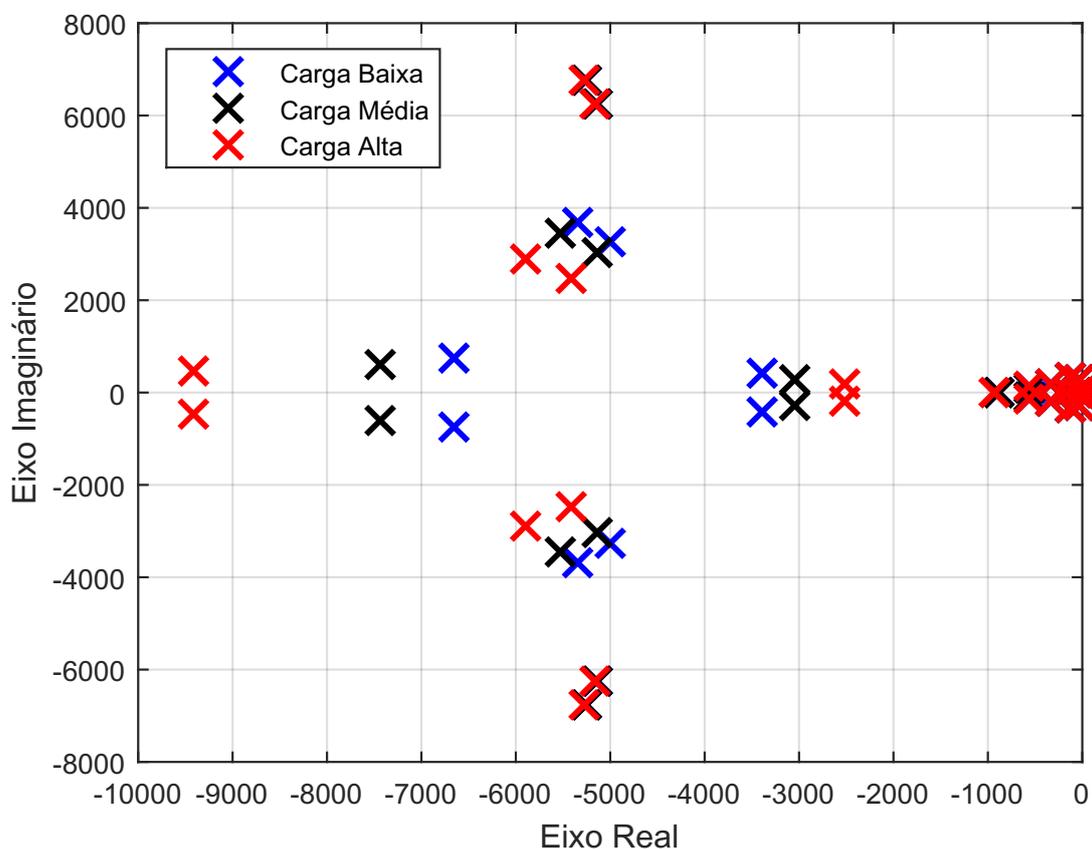


Figura 67 – Autovalores do modelo dinâmico da microrrede - variação da carga.

Fonte – Autoria própria.

De acordo com a Figura 68, identifica-se que a alteração da carga não implica em variações significativas nos autovalores mais próximos do eixo imaginário, não influenciando diretamente na estabilidade da MR.

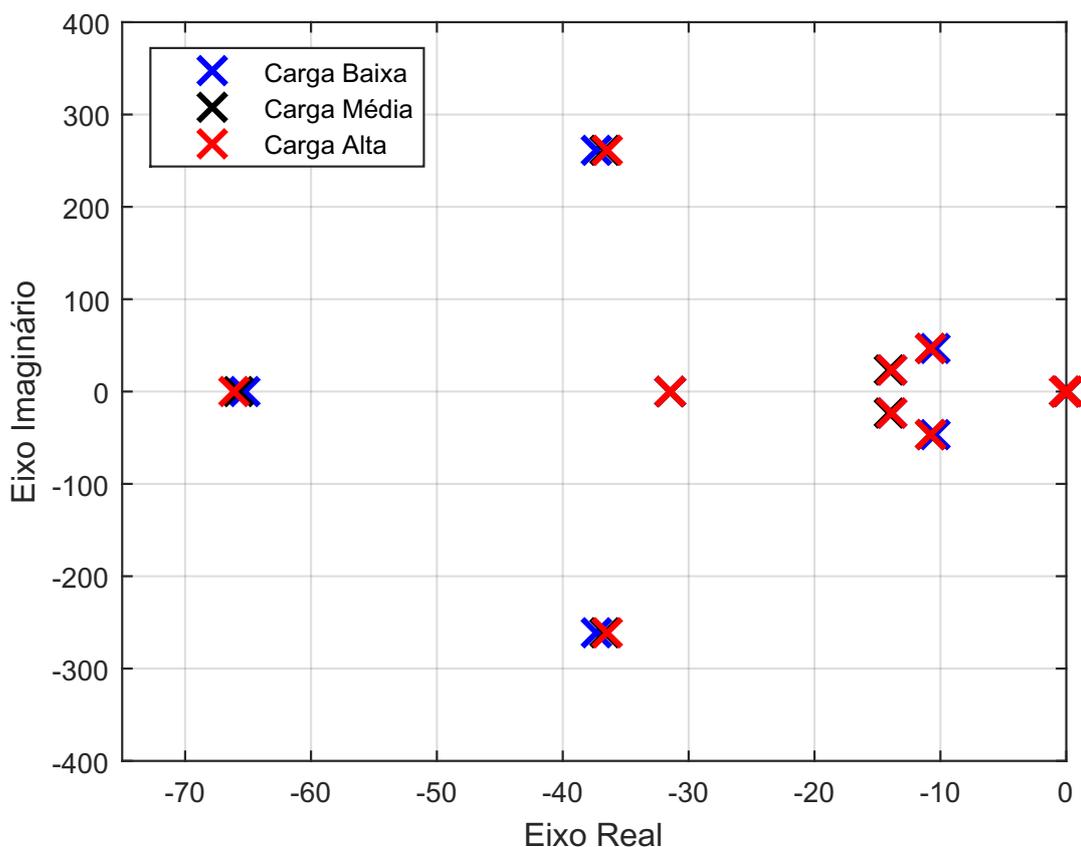


Figura 68 – Autovalores dominantes do modelo dinâmico da microrrede - variação da carga.

Fonte – Autoria própria.

6.4.3 Efeito da Variação dos Comprimentos das Linhas nos Autovalores Dominantes

É também de interesse deste trabalho compreender o impacto que a topologia da MR causa em sua estabilidade. Para efetuar esta avaliação, definem-se três tamanhos distintos das linhas da MR, como detalha a Tabela 4.

Tabela 4 – Comprimentos das linhas de distribuição.

Descrição das Linhas	Barra (De)	Barra (Para)	Impedância (Ω)
Linhas Curtas	1	2	0,115+j0,050
	2	3	0,175+j0,260
Linhas Médias	1	2	0,230+j0,100
	2	3	0,350+j0,580
Linhas Longas	1	2	0,460+j0,20
	2	3	0,700+j1,160

Na Figura 69 é possível observar que, para este patamar de carga, comprimentos maiores das linhas de distribuição favorecem a estabilidade da MR, diminuindo a

oscilação dos autovalores bem amortecidos.

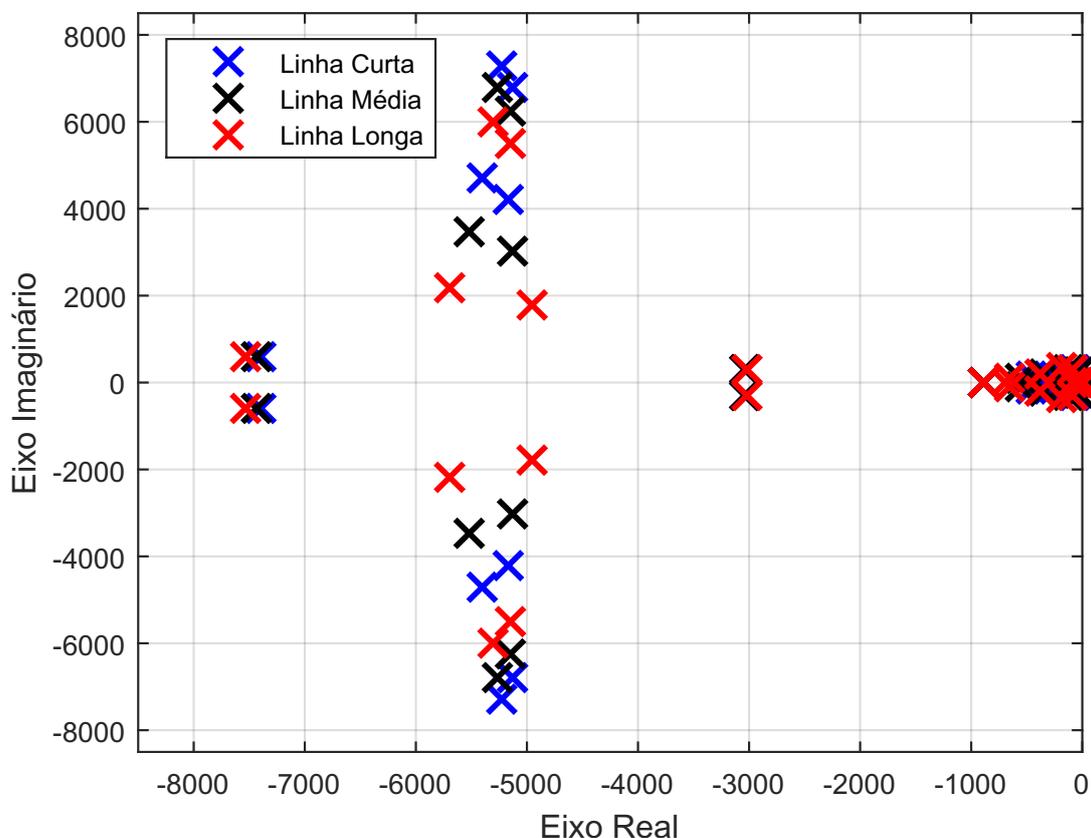


Figura 69 – Autovalores do modelo dinâmico da microrrede - variação do comprimento da linha.

Fonte – Autoria própria.

Os autovalores pouco amortecidos são representados na Figura 70, na qual destaca-se o fato da variação do comprimento das linhas de transmissão serem bastante relevantes na estabilidade da MR, pois ocasiona grandes variações no posicionamento desses autovalores. Em acréscimo, para este patamar de carga, a microrrede com linha de distribuição curta é instável por apresentar um par de autovalores com parte real positiva.

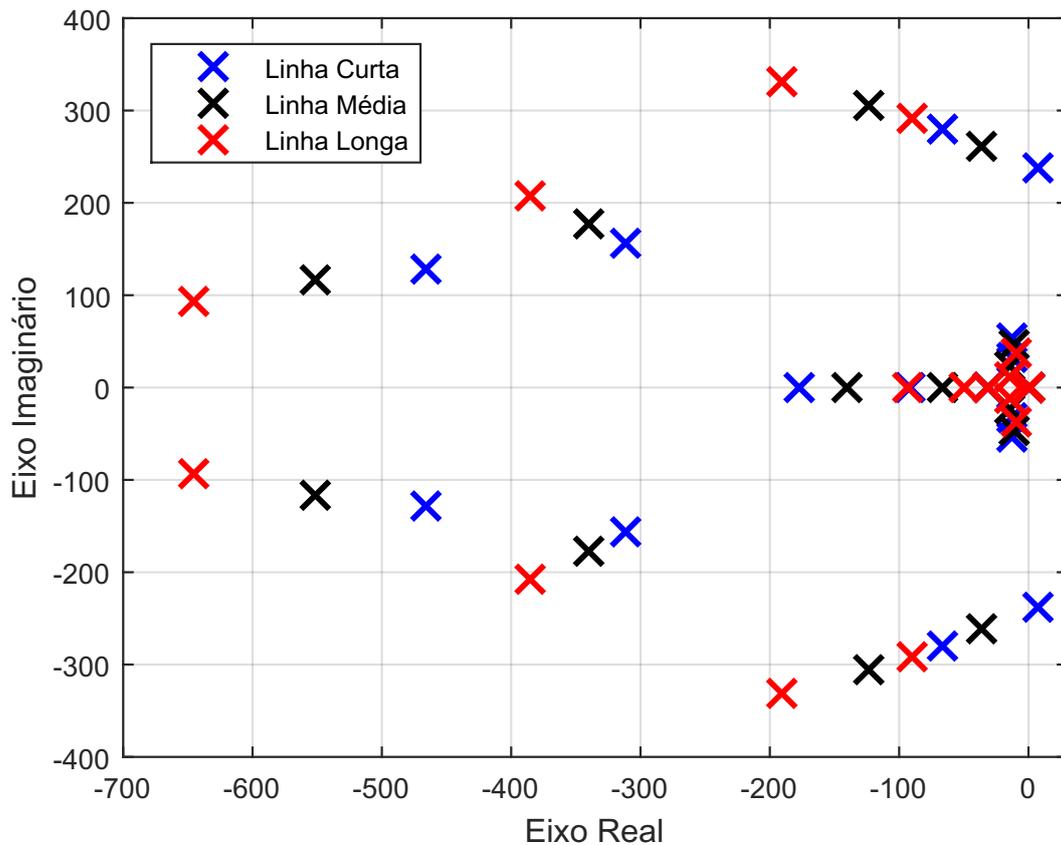


Figura 70 – Autovalores dominantes do modelo dinâmico da microrrede - variação do comprimento da linha.

Fonte – Autoria própria.

6.4.4 Efeito do Ganho do *Droop* de Potência Ativa nos Autovalores Dominantes

A Figura 71 mostra a trajetória dos autovalores dominantes da MR ao variar o ganho do *droop* de potência ativa simultaneamente nos três inversores de $1,570 \cdot 10^{-5}$ a $4,057 \cdot 10^{-4}$.

De acordo com a Figura 71, o aumento do m_p diminui a margem de estabilidade da MR, fazendo o sistema ficar mais oscilatório. Para este ponto de operação, a MR se tornaria instável a partir de um ganho igual a $3,257 \cdot 10^{-4}$. Entretanto, um valor muito baixo deste parâmetro piora o tempo de resposta do inversor.

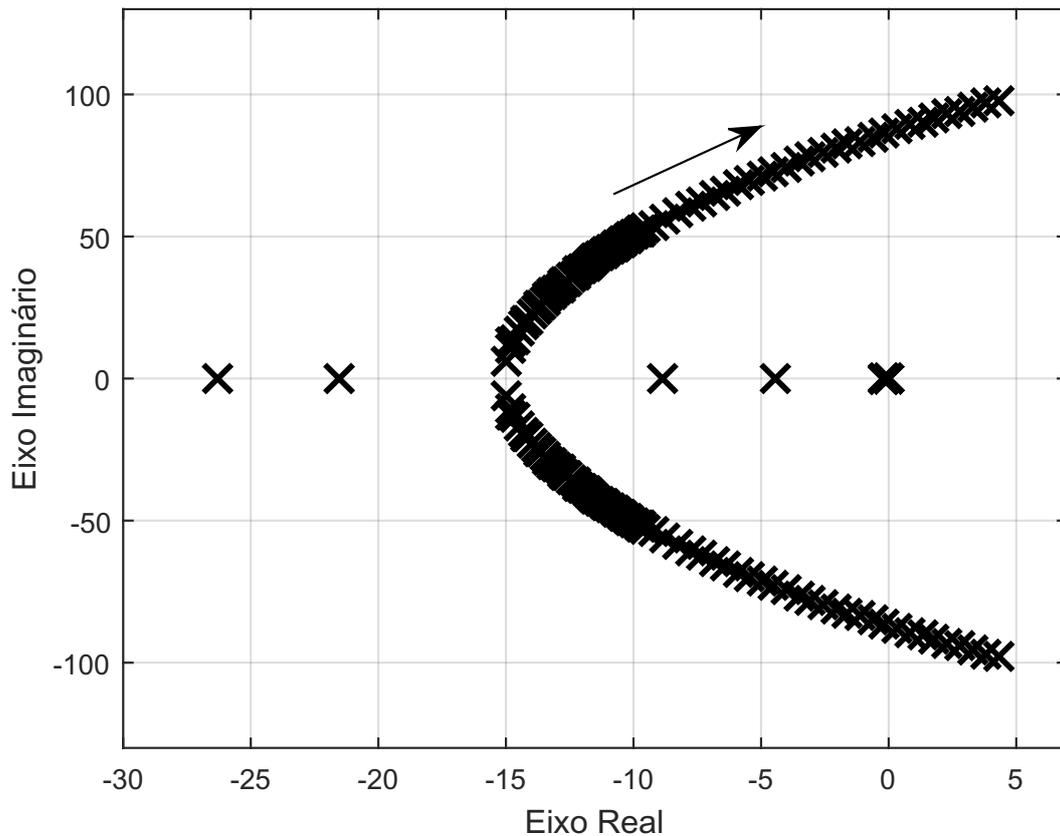


Figura 71 – Autovalores dominantes do modelo dinâmico da microrrede - variação do ganho do *droop* de potência ativa.

Fonte – Autoria própria.

6.4.5 Efeito do Ganho do *Droop* de Potência Reativa nos Autovalores Dominantes

A Figura 72 representa o posicionamento dos autovalores dominantes da MR ao variar o ganho do *droop* de potência reativa n_q de $3,17 \cdot 10^{-4}$ à $4,70 \cdot 10^{-3}$.

De acordo com esta Figura, observa-se que, aumentando o ganho do *droop* de potência reativa, cresce a tendência de a MR ser instável. Para o patamar de carga considerado, a MR fica instável para valores de $2,80 \cdot 10^{-3}$ ou superiores para n_q .

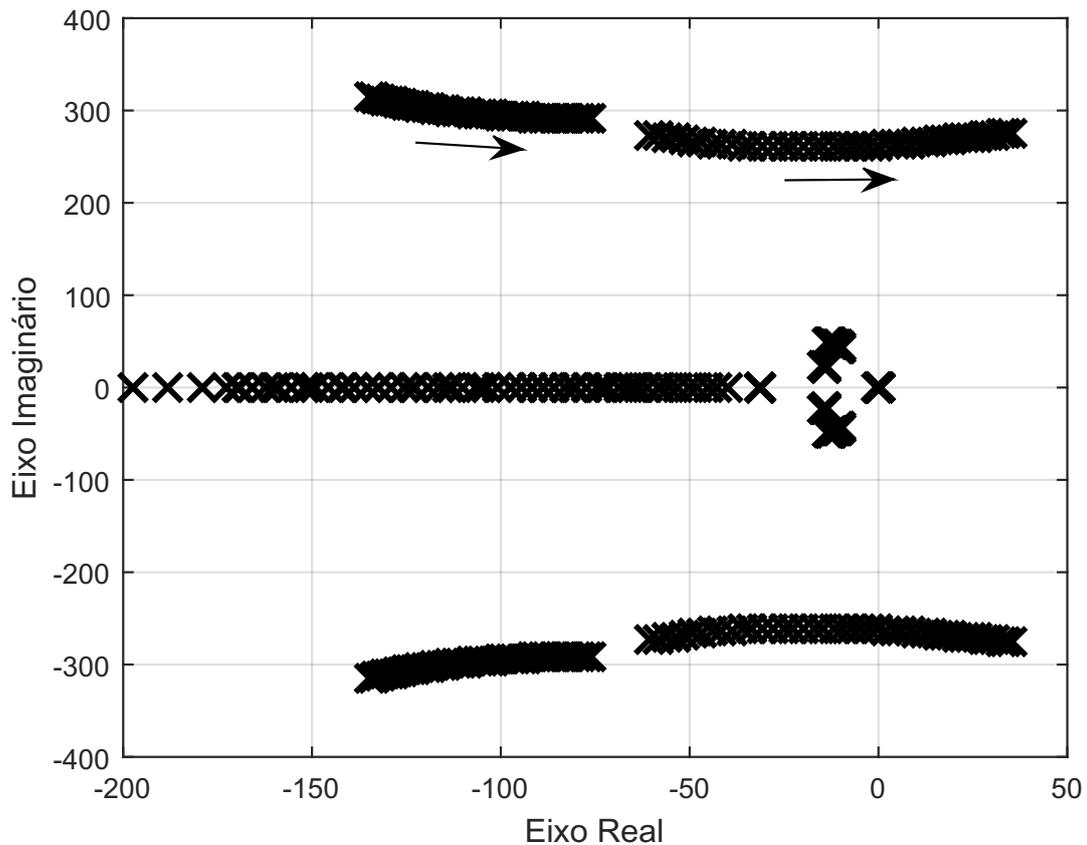


Figura 72 – Autovalores dominantes do modelo dinâmico da microrrede - variação do ganho do *droop* de potência reativa.

Fonte – Autoria própria.

6.4.6 Efeito da Frequência de Corte do Filtro passa Baixa nos Autovalores Dominantes

A Figura 73 mostra a trajetória dos autovalores ao variar a frequência de corte do filtro passa baixa de 1 a 377 rad/s . De acordo com esta figura, o aumento da frequência de corte do filtro passa baixa do controle de potência pode levar a MR à instabilidade. Neste caso a instabilidade se dará a partir de uma frequência de corte igual ou superior a 78,5 rad/s . Em acréscimo, como relatado no Capítulo 3, este filtro passa baixa está relacionado com a inércia virtual emulada pelo inversor. Desta forma, a escolha da frequência de corte do filtro deve ser feita em conjunto com o ganho do *droop* de potência ativa para que, além de assegurar estabilidade à MR, o controle de potência proporcione valores de inércia compatíveis com a energia da fonte primária do inversor.

Além disso, uma frequência de corte baixa para este filtro é desejável, pois proporciona boa atenuação de harmônicos de alta frequência que podem ser gerados no controle de potência (POGAKU *et al.*, 2007), e garante desacoplamento dinâmico

entre o controle de potência e controle de tensão.

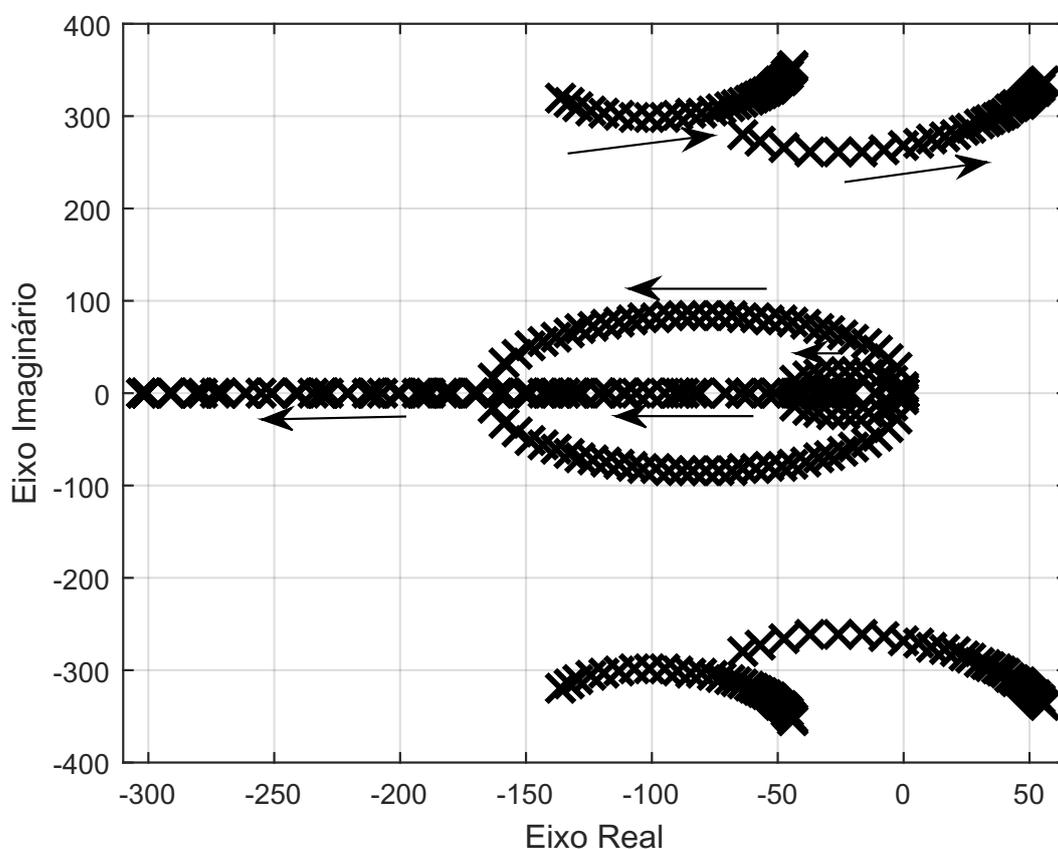


Figura 73 – Autovalores dominantes do modelo dinâmico da microrrede - variação na frequência de corte do filtro passa-baixa do controle de potência.

Fonte – Autoria própria.

6.5 CONCLUSÕES

Este capítulo apresenta de forma detalhada os ajustes de controladores e análise de estabilidade de uma microrrede previamente utilizada na literatura para avaliar o comportamento dinâmico de inversores operando em paralelo em redes elétricas de baixa inércia.

Por mais que esta topologia já tenha sido utilizada, não é proposta na literatura uma metodologia detalhada para ajuste de controladores. Neste trabalho, opta-se pelo ajuste de cada VSI individualmente. Posteriormente são feitas análises de estabilidade da MR como um todo, comprovando assim sua estabilidade para diversos pontos de operação.

O ajuste dos controladores é feito da malha de controle mais interna para a mais externa: inicia-se com o controle de corrente, em seguida é feito o ajuste do controle

de tensão e finalmente, o ajuste do controle de potência.

Na etapa de ajuste do controle de corrente foi identificada uma frequência de ressonância próxima da frequência de corte ideal para esta malha de controle. A partir desta identificação, são propostas duas estratégias para minimizar o efeito dessa ressonância. Apesar de ambas as proposições efetuadas neste capítulo tenham obtido êxito para a redução da ressonância do filtro de saída, opta-se pela implementação da estrutura do controlador com um ramo *feedforward* da tensão do capacitor para esse fim. Também nesta etapa, analisa-se matematicamente e via diagrama de Bode, o efeito deste ramo adicional no controle de corrente. Além disso, é verificada a eficácia dos ramos em *feedforward* mesmo para erros de medição elevados.

A planta da malha do controle de tensão é obtida a partir das equações do filtro de saída e simplificações proporcionadas pelos ramos em *feedforward*. Para o ajuste do controle de tensão, é considerada a dinâmica da malha de controle de corrente.

O controle de potência atua em frequências muito menores que as duas malhas de controle citadas anteriormente, e por isso, seus parâmetros são ajustados inicialmente por equações típicas utilizadas para ajuste do controle *droop*. Esse ajuste é avaliado com mais detalhes a partir da análise de estabilidade também efetuada no capítulo. O ajuste do controle de potência será discutido com mais detalhes no próximo capítulo.

Com o objetivo de analisar o comportamento dinâmico da MR completa, são efetuadas análises de estabilidade por meio dos autovalores da matriz de estados apresentada com detalhes no Capítulo 5. Estas análises são contempladas para diversos pontos de operação distintos, modificando patamares de carga, comprimento das linhas de distribuição, e parâmetros dos controladores.

Um dos interesses em modelar dinamicamente as linhas de distribuição e cargas da MR é identificar sua influência na estabilidade da MR. Neste capítulo, a partir dos pontos de operação considerados, observa-se que por mais que a variação dos patamares de carga modifique substancialmente os autovalores mais amortecidos, não proporciona grandes mudanças nos autovalores dominantes do sistema. Já a variação do comprimento das linhas de distribuição é bastante relevante no que diz respeito a sua influência nos polos dominantes da MR. Por exemplo, a redução do comprimento destas linhas à metade levaria a microrrede à instabilidade para o ponto de operação considerado.

Observa-se também que o controle de potência está diretamente relacionado aos modos de oscilação menos amortecidos da MR.

A análise de estabilidade por meio de autovalores propicia informações sobre o comportamento dinâmico da MR em pontos de operação específicos. Para avaliar este comportamento com mais detalhes, o próximo capítulo apresenta o comportamento da MR a partir de simulações não-lineares no tempo.

7 VALIDAÇÃO DE MODELOS E SIMULAÇÃO NÃO-LINEAR NO TEMPO

7.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como propósitos a validação do modelo linearizado no espaço de estados desenvolvido nos Capítulos 4 e 5, bem como proceder à análise de estabilidade e avaliação do desempenho dinâmico da MR e dos controladores dos VSIs para grandes perturbações, a partir de simulações não-lineares no tempo.

Apresenta-se, no decorrer deste capítulo, a implementação detalhada do modelo não-linear da microrrede a partir de blocos do Matlab/Simulink. Visando minimizar o tempo de simulação, avalia-se a possibilidade da utilização do modelo médio do inversor para a simulação não-linear. Em coordenadas dq o modelo médio do inversor e do filtro de saída, da rede elétrica, das cargas e da máquina síncrona virtual são não-lineares, como visto nos Capítulos 4 e 5. Neste capítulo, após a apresentação da implementação da MR no Simulink/Matlab, compara-se o comportamento dinâmico do modelo não-linear da MR considerando o inversor pelo modelo médio e o modelo não-linear da MR considerando o inversor pelo modelo comutado.

Em seguida, é analisada a aderência entre o modelo não-linear implementado por blocos no Simulink/Matlab e o modelo linear no espaço de estados. Esta avaliação é de grande importância, pois o ajuste de controladores e análise de estabilidade da MR a pequenos sinais é desempenhado a partir do modelo linearizado no espaço de estados. Como o modelo proposto é bastante detalhado, espera-se que a resposta dinâmica a pequenas perturbações do modelo linearizado no espaço de estados seja convergente com o modelo não-linear implementado por blocos no Simulink/Matlab.

Após esta etapa inicial dedicada à apresentação da implementação e validação de modelos, precede-se às avaliações via simulações não-lineares no Matlab/Simulink.

Algumas das motivações para estas simulações não-lineares são: possibilitar a avaliação do desempenho dos controladores dos VSIs para grandes perturbações; identificar a capacidade da MR em atender a demanda de forma satisfatória; e verificar o comportamento dinâmico da máquina síncrona virtual baseada no controle via *droop* de potência ativa. Além disso, embora tenha sido analisada a estabilidade da MR a pequenas perturbações em torno de pontos de operação distintos no Capítulo 6, é importante que seja avaliado a estabilidade da MR para grandes perturbações.

Para realizar esta análise, são propostos seis casos distintos: (i) aumento de carga; (ii) rejeição de carga; (iii) contingência intempestiva de linhas; (iv) perda de geração; (v) variação do *droop* de potência ativa; e (vi) variação do filtro passa-baixa da máquina síncrona virtual.

As seções restantes deste capítulo são dedicadas a: introdução; implementação da microrrede-teste no Matlab/Simulink; comparação entre modelos não-lineares da MR a partir do modelo médio e comutado dos inversores; comparação entre modelo

linearizado no espaço de estados da MR e modelo não-linear a partir do modelo médio dos inversores; simulação não-linear no tempo; e conclusão.

7.2 IMPLEMENTAÇÃO DA MICRORREDE-TESTE NO MATLAB/SIMULINK

Nesta seção é apresentada com detalhes a implementação da microrrede-teste no programa Matlab/Simulink. Como citado na introdução, são implementados dois modelos não-lineares distintos, sendo que um deles é baseado no modelo médio do inversor, enquanto o segundo é baseado no modelo comutado do inversor. Para ambos, utilizam-se os mesmos modelos de controladores, filtro de saída, rede elétrica, e cargas.

Embora esta seção seja destinada a apresentar a implementação da MR por blocos do Simulink/Matlab, ao final é também apresentada uma implementação do modelo linear em espaço de estados da MR, para fins ilustrativos.

7.2.1 Rede Elétrica e Cargas

As linhas de distribuição e cargas foram representadas no Matlab/Simulink por ramos RL. As cargas são equilibradas e suas variações, que também são equilibradas, são representadas igualmente por ramos RL que são conectados à microrrede a partir do fechamento de uma chave. A Figura 74 apresenta o modelo trifilar da rede elétrica e cargas da microrrede-teste. Como apresentado nessa figura, a microrrede está no modo de operação ilhado, no qual as únicas fontes de geração são três VSIs, conectados em cada um dos barramentos. Esta figura corresponde ao diagrama de blocos da Figura 48 do Capítulo 6.

7.2.2 Inversores e Filtros de Saída

Como discutido no Capítulo 4, a etapa de processamento de energia do inversor é constituída pelo barramento em corrente contínua e pontes de transístores. A representação desta etapa a partir do modelo médio pode ser feita por fontes de tensão controladas. O filtro de saída é representado por dois ramos RL e um capacitor *shunt*, como é apresentado pela Figura 75.

Nesta figura, destacam-se os sinais de tensão de referência da fonte de tensão controlada. Os sinais *Vidref1* e *Viqref1* são advindos do controle de corrente do inversor e a referência de frequência *Theta1* é calculada na máquina síncrona virtual. Ambos os sinais são transformados de *dq0* para *abc* a partir de um bloco pronto do Matlab/Simulink com auxílio da posição angular *Theta1* calculada pela máquina síncrona virtual.

Caso seja de interesse da simulação apresentar com precisão dinâmicas com tempo de resposta menores do que os correspondentes à frequência de comutação, é

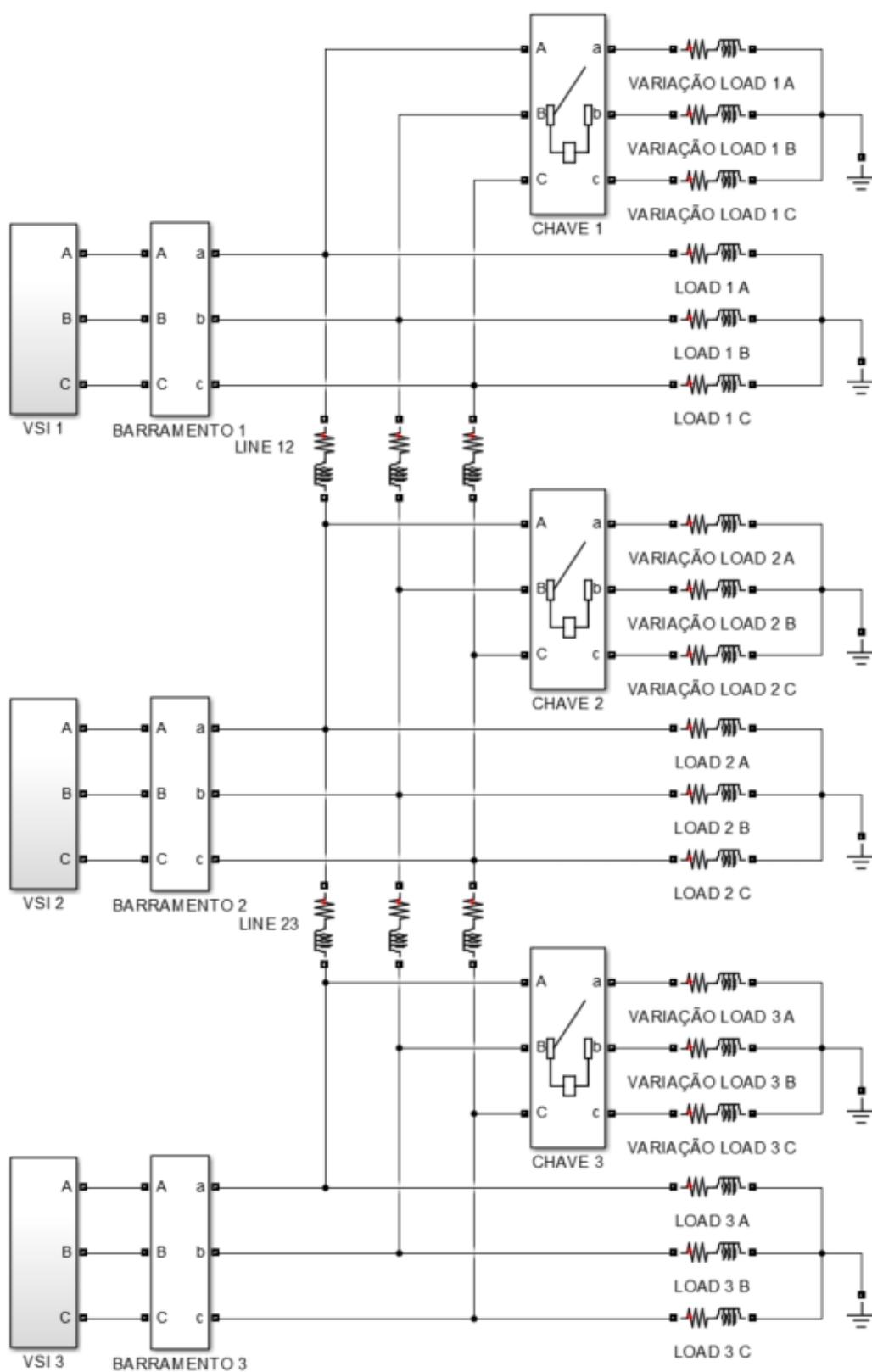


Figura 74 – Rede elétrica e cargas implementadas no Simulink/Matlab.

Fonte – Autoria própria.

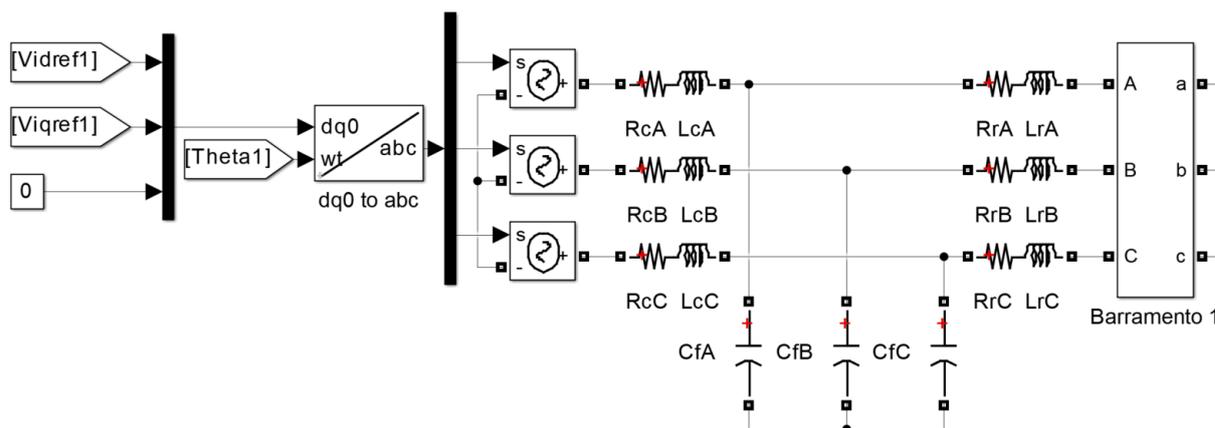


Figura 75 – Inversor representado pelo modelo médio e filtro de - Simulink/Matlab.

Fonte – Autoria própria.

necessário que a etapa de processamento de energia da fonte seja representada pelo modelo comutado. No Matlab/Simulink a representação do inversor a partir: do modelo comutado é feita a partir do bloco que modela a ponte de transistores, os quais são *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBTs) com perdas de condução; do barramento em corrente contínua, que neste trabalho é representado como uma fonte de tensão constante invariável no tempo; e dos sinais de acionamento dos transistores, que são implementados a partir de um bloco gerador de PWM. O inversor, representado pelo modelo comutado, e o filtro de saída são apresentados na Figura 76. Observe que os sinais de referência de tensão trifásica do modelo médio são idênticos ao do modelo comutado.

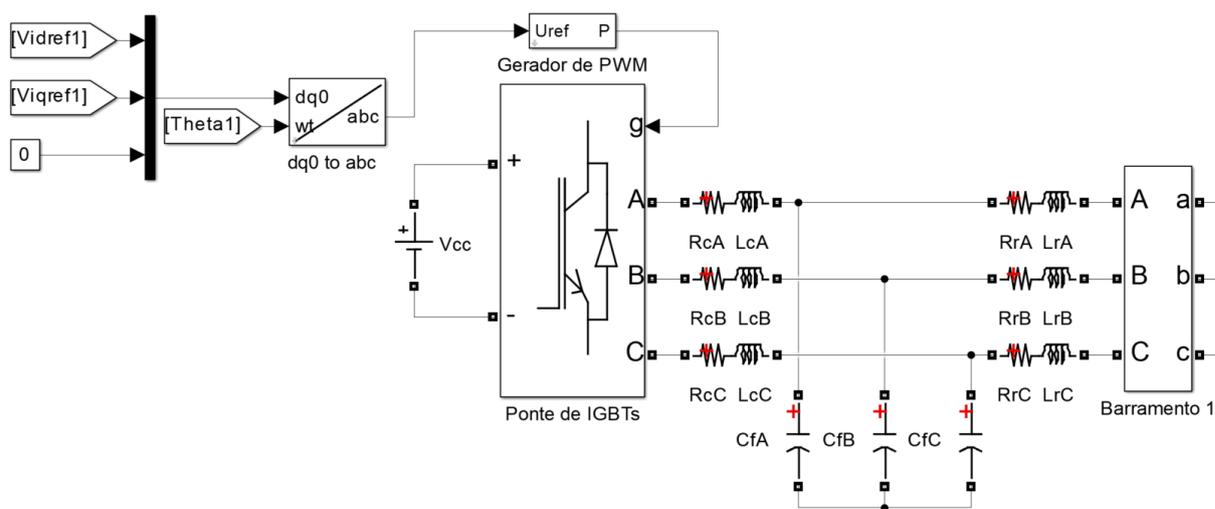


Figura 76 – Inversor representado pelo modelo comutado e filtro de saída - Simulink/Matlab.

Fonte – Autoria própria.

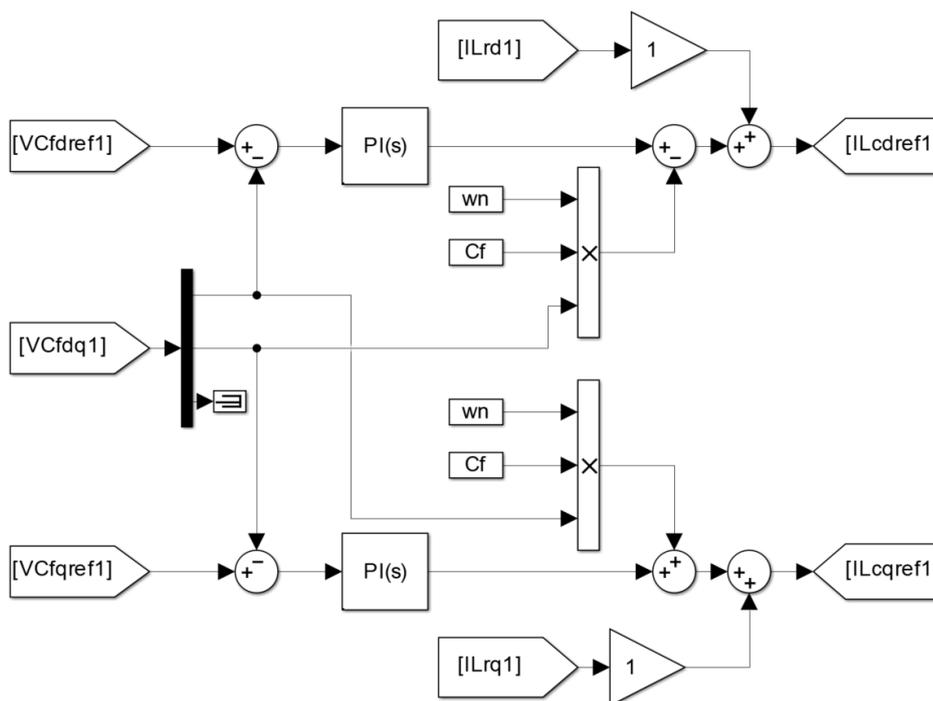


Figura 78 – Controle de tensão implementado no Simulink/Matlab.

Fonte – Autoria própria.

7.2.5 Controle de Potência

No controle de potência é feita a leitura da tensão do capacitor do filtro de saída e corrente injetada na microrrede, que são transformados da referência abc para a referência $dq0$ com auxílio do ângulo referência gerado na máquina síncrona virtual, como mostra a Figura 79, que é equivalente ao diagrama de blocos apresentado na Figura 64 do Capítulo 6. Essa ação possibilita a operação em paralelo de inversores sem a necessidade de utilização de técnicas dedicadas de estimação de frequência para sincronizar diferentes VSIs à rede elétrica. Ressalta-se que, como as simulações não-lineares são realizadas considerando referências de potências ativa e reativa nulas para cada VSI, como será explicado mais detalhadamente neste capítulo, estas referências não estão representadas na Figura 79.

Os sinais de tensão e corrente em coordenadas $dq0$ são entradas de um bloco de cálculo de potência instantânea que é apresentado inicialmente em (WILLEMS, 1992). Este método, que considera a multiplicação de duas entradas que variam no tempo, é não-linear, e pode ser implementado como indica a Figura 80. O equacionamento matemático deste método de cálculo de potência instantânea é apresentado no Capítulo 4.

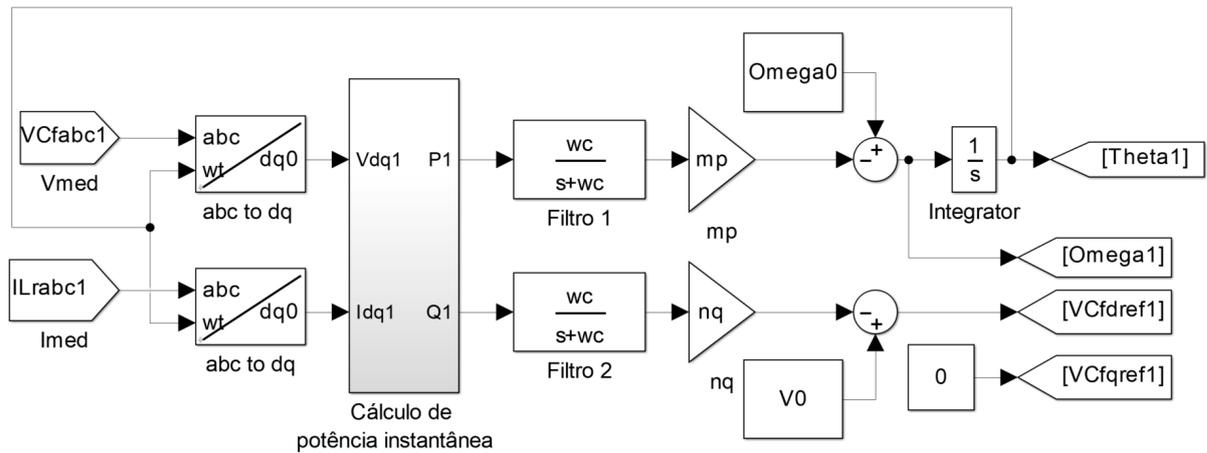


Figura 79 – Controle de potência implementado no Simulink/Matlab.

Fonte – Autoria própria.

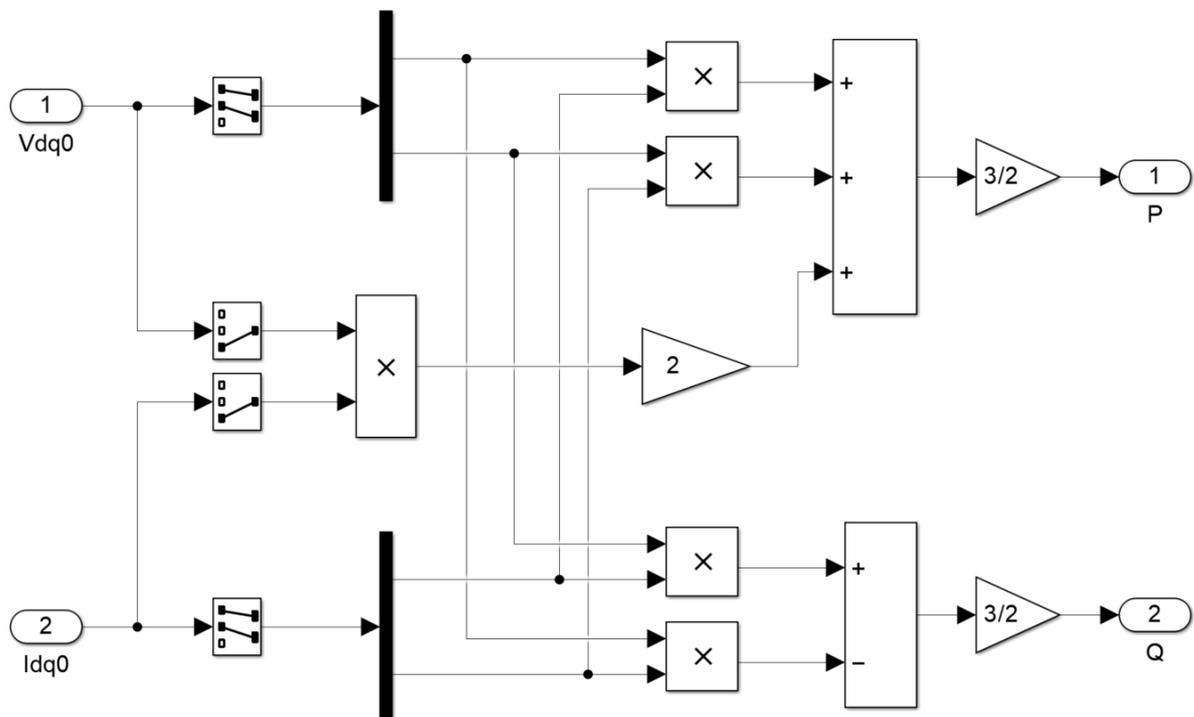


Figura 80 – Cálculo de potência instantânea implementado no Simulink/Matlab.

Fonte – Autoria própria.

7.2.6 Modelo Linear em Espaço de Estados

A implementação do modelo linearizado da microrrede no Simulink/Matlab é automática a partir do bloco *state-space*. Os estados, as matrizes A , B , C e D e as saídas foram definidas nos Capítulos 5. Também no Capítulo 5 definem-se as entradas do modelo por distúrbios de corrente de eixo direto e eixo em quadratura em cada um dos barramentos da MR. A Figura 81 ilustra a implementação deste modelo.

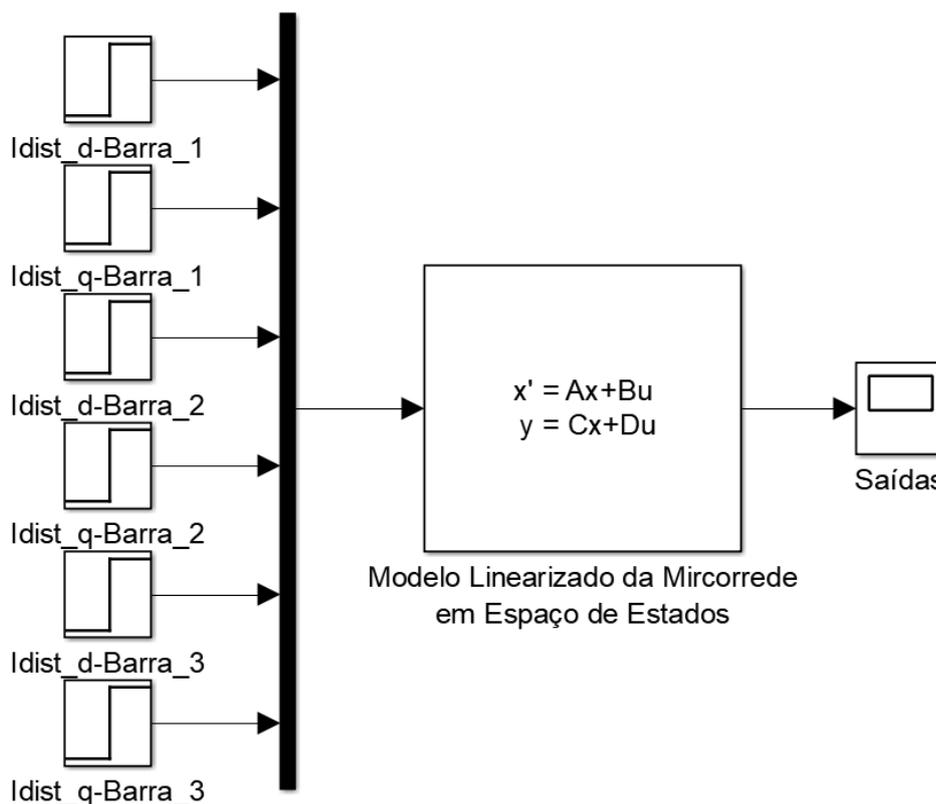


Figura 81 – Implementação do modelo linearizado em espaço de estados no Simulink/Matlab.

Fonte – Autoria própria.

7.3 COMPARAÇÃO ENTRE MODELOS NÃO-LINEARES DA MR A PARTIR DO MODELO MÉDIO E COMUTADO DOS INVERSORES

Como citado no Capítulo 4, o modelo médio do inversor pode ser utilizado para avaliar o desempenho dinâmico da microrrede e de seus controladores. Entretanto, para algumas aplicações como por exemplo estudos de qualidade de energia, é indicado que se utilize o modelo comutado do inversor para que os fenômenos com frequências maiores que a frequência de comutação sejam representados. Neste trabalho, com o objetivo de validar a eficiência da representação do inversor via modelo

médio, são comparadas duas simulações computacionais da MR. Na primeira simulação o inversor é representado pelo modelo comutado, como é indicado na Figura 76. O bloco PWM utiliza um sinal triangular como onda portadora e os transistores são representados por IGBTs não ideais. Na segunda simulação, o inversor é representado por fontes de tensão controladas ideais. Os eventos simulados nesse caso são listados a seguir:

- (1) $0 < t < 0,001$ segundo: início da simulação partindo de uma MR totalmente desligada. Neste período os VSIs são inicializados, porém a MR ainda opera sem carga.
- (2) $0,001 < t < 0,4$ segundo: no instante $0,001$ s são ligadas duas cargas trifásicas equilibradas nos Barramentos 1 e 3. As cargas são representadas por ramos RL, assim como são apresentadas na Figura 74, sendo que a impedância da carga no Barramento 1 é $25 + j0,0314 \Omega$ e a impedância da carga no Barramento 3 é $20 + j0,0314 \Omega$.
- (3) $0,4 < t < 0,8$ segundo: no instante $0,4$ s é ligada uma carga resistiva no Barramento 1 com impedância 40Ω , como é apresentada na Figura 74.

Durante toda a simulação, a referência de frequência do controle *droop* de potência ativa é 50 Hz e a referência de tensão de pico fase-terra do controle *droop* de potência reativa é 311 V.

A partir das duas simulações são geradas figuras contendo os valores medidos de potência ativa (Figura 82) de cada VSI e corrente injetada na MR pelo inversor 1 (Figura 83). O detalhe da Figura 83 com foco no instante $0,4$ s é apresentado na Figura 84. Nessas figuras, as curvas em vermelhos representam os resultados obtidos a partir da simulação considerando o modelo comutado do inversor e as curvas em preto tracejado representam os resultados obtidos a partir da simulação considerando o modelo médio do inversor.

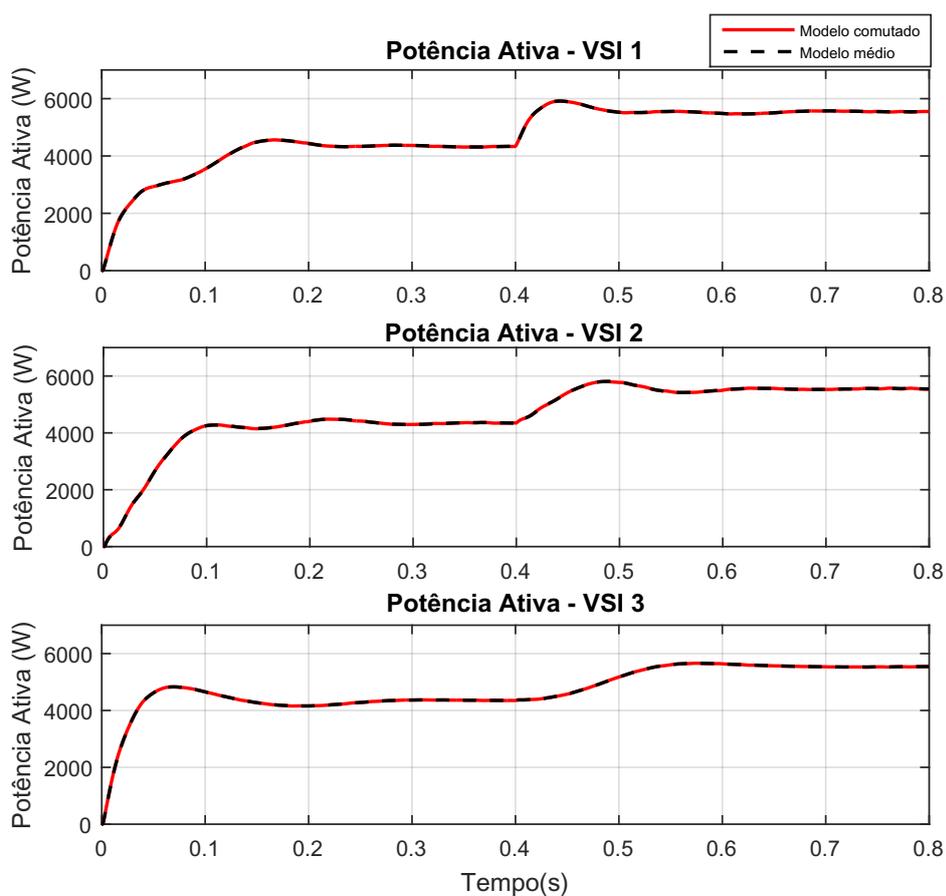


Figura 82 – Potência ativa medida dos VSIs - comparação entre modelos de inversor.

Fonte – Autoria própria.

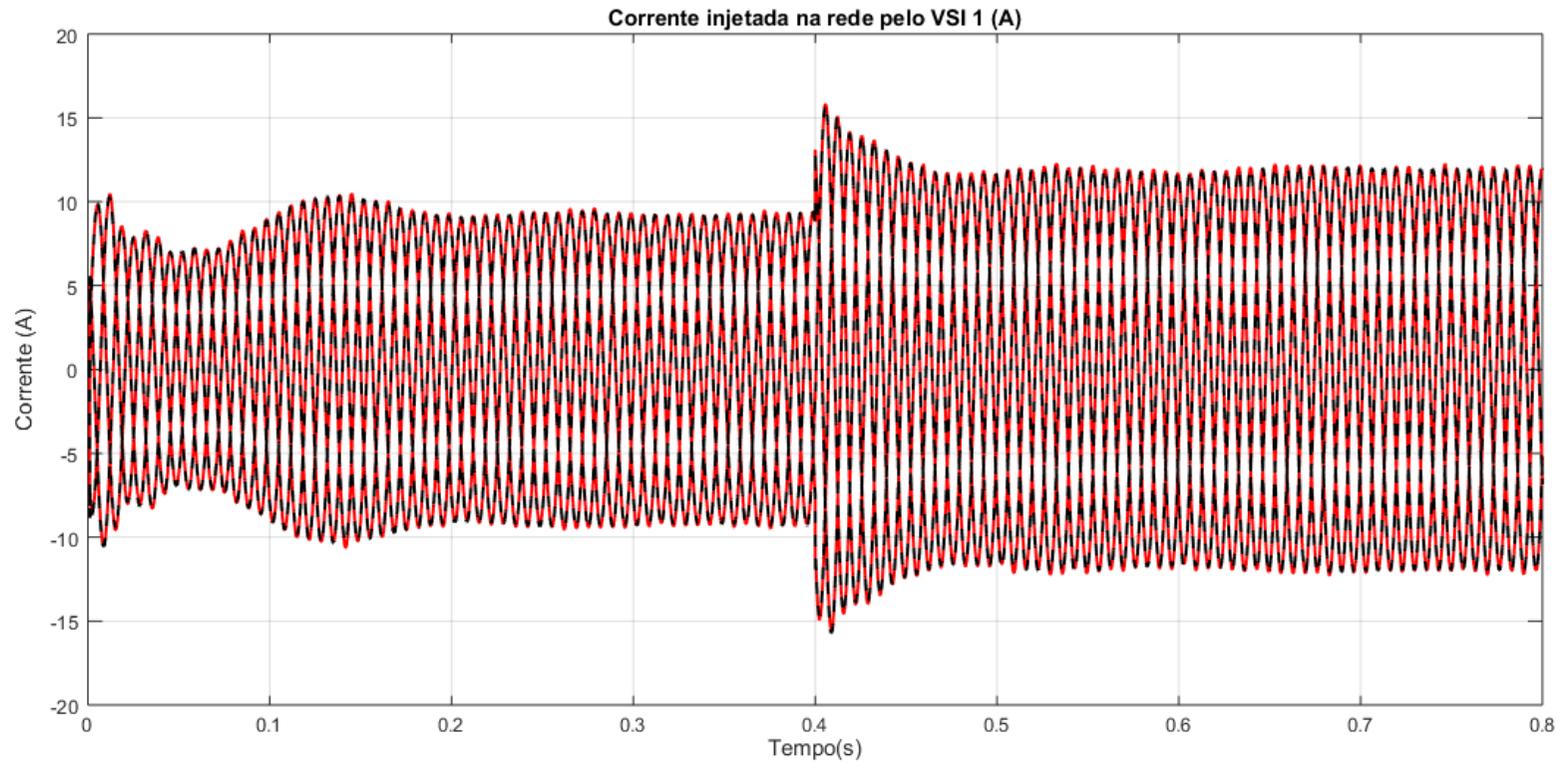


Figura 83 – Corrente injetada pelo VSI 1 - comparação entre modelos de inversor.

Fonte – Autoria própria.

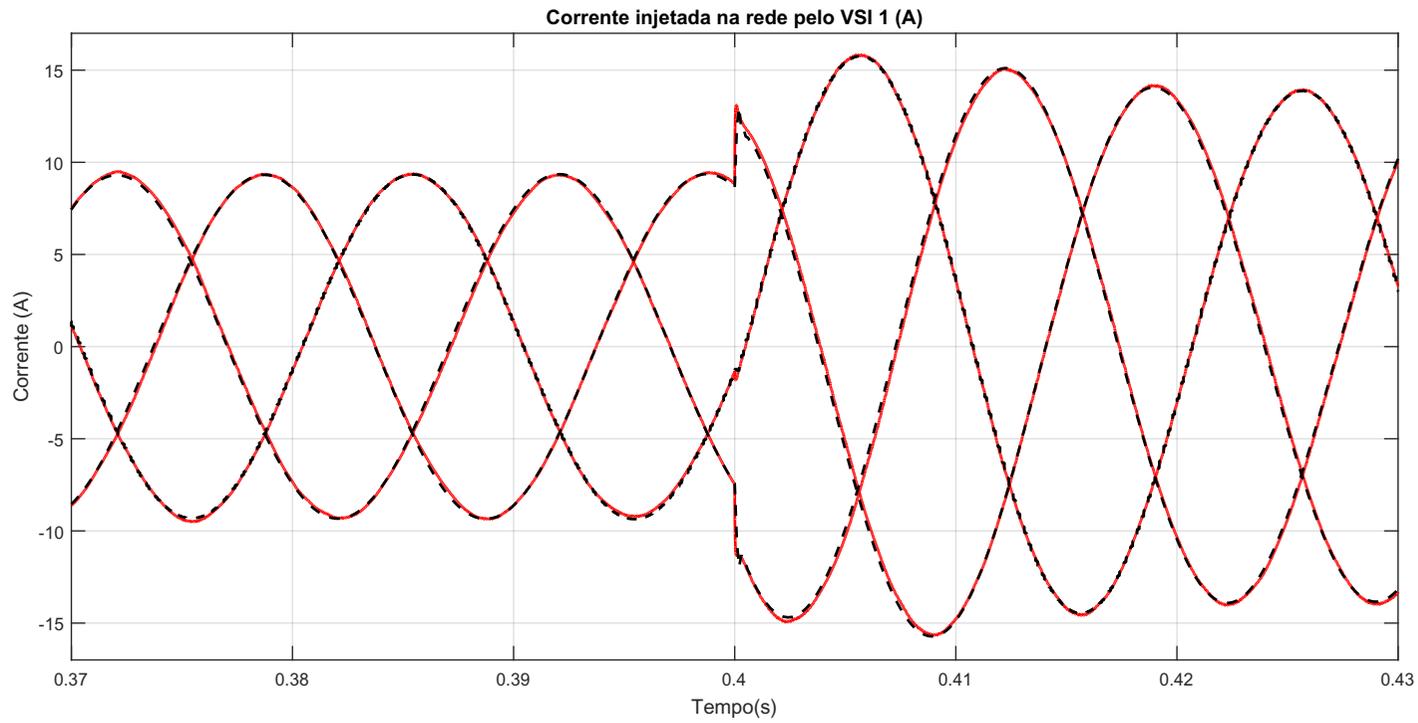


Figura 84 – Detalhe da corrente injetada pelo VSI 1 - comparação entre modelos de inversor.

Fonte – Autoria própria.

De acordo com os resultados obtidos na simulação é possível concluir que o modelo médio é bastante aderente ao modelo comutado no que diz respeito à representação do comportamento dinâmico da MR para o caso simulado. Desta forma, opta-se neste trabalho pela representação do inversor pelo modelo médio nas simulações não-lineares efetuadas no decorrer deste capítulo.

7.4 COMPARAÇÃO ENTRE MODELO LINEARIZADO NO ESPAÇO DE ESTADOS DA MR E MODELO NÃO-LINEAR A PARTIR DO MODELO MÉDIO DOS INVERSORES

A fim de validar a modelagem no espaço de estados apresentada nos Capítulos 4 e 5, nesta seção é feita uma comparação entre resultados obtidos a partir da simulação linear via espaço de estados e a simulação não-linear no tempo utilizando modelos médios para o inversor.

O ponto de operação utilizado na simulação linearizada é obtido a partir da simulação não-linear no tempo. Tanto a simulação linear quanto a simulação não-linear são iniciadas a partir de um ponto de operação estável da MR. Os eventos simulados nesse caso são listados a seguir:

- (1) $0,9 < t < 1$ segundo: início da simulação partindo de um ponto de operação estável da MR. As impedâncias das cargas que estão sendo alimentadas neste período são de $25 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 1 e $20 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 3.
- (2) $1 < t < 1,5$ segundo: no instante 1 segundo é ligada uma carga resistiva no Barramento 1 com impedância 40Ω . Esse aumento de carga é representado no modelo linear a partir de um degrau de corrente no Barramento 1, assim como é apresentado no Capítulo 5.

Durante toda a simulação a referência de frequência do controle *droop* de potência ativa é 50 Hz e a referência de tensão de pico fase-terra do controle *droop* de potência reativa é 311 V .

Os resultados da simulação são apresentados nas figuras a seguir, em que a Figura 85 mostra a potência ativa medida de cada VSI, a Figura 86 mostra a potência reativa medida de cada VSI, a Figura 87 mostra corrente de eixo direto no indutor de saída do filtro LCL de cada VSI, e a Figura 88 mostra o detalhe da tensão de eixo direto no capacitor do filtro LCL após a variação de carga no Barramento 1.

O instante inicial da simulação é $0,9\text{s}$, pois é o tempo que o modelo não-linear demora para atingir o ponto de operação escolhido como ponto de operação inicial no modelo linearizado.

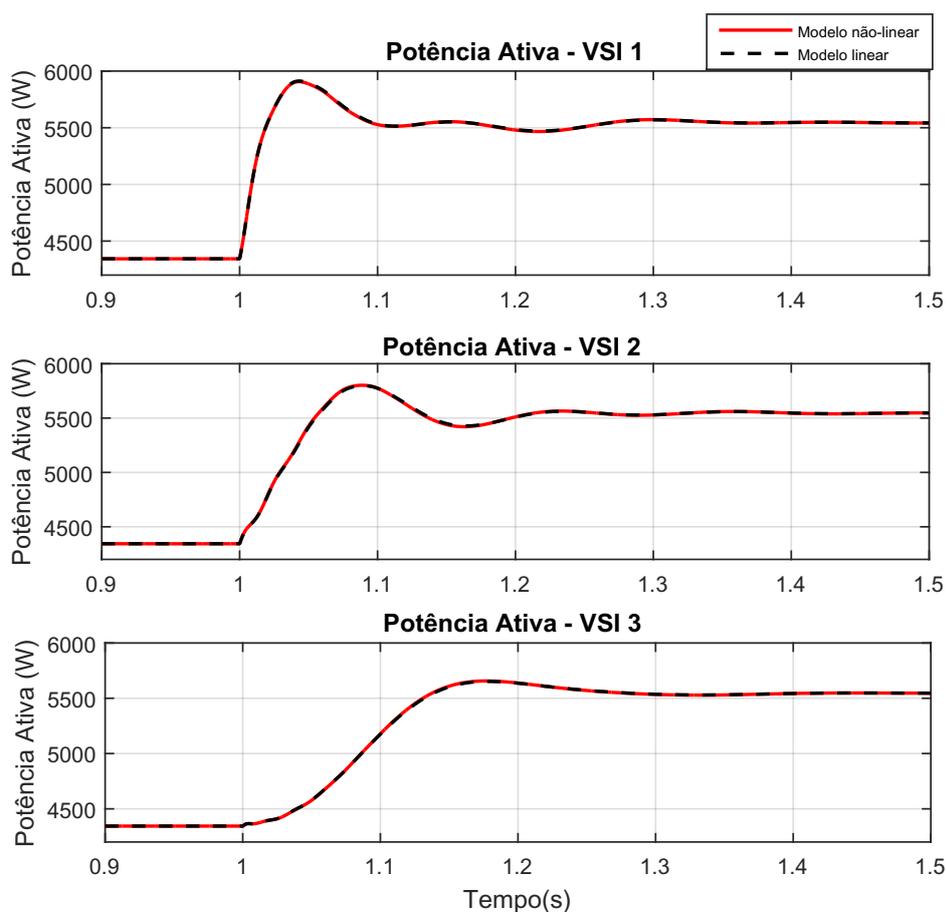


Figura 85 – Potência ativa medida dos VSIs - comparação entre o modelo linear e modelo não-linear.

Fonte – Autoria própria.

A partir dessas figuras é possível verificar que há uma grande semelhança entre o comportamento dinâmico do modelo linear e o comportamento dinâmico do modelo não-linear para o caso simulado. A compatibilidade entre as respostas do modelo linear e a do modelo não-linear valida a metodologia de modelagem empregada neste trabalho, além de indicar que o detalhamento utilizado nesta estratégia obteve êxito em representar precisamente o comportamento dinâmico da MR a pequenas perturbações.

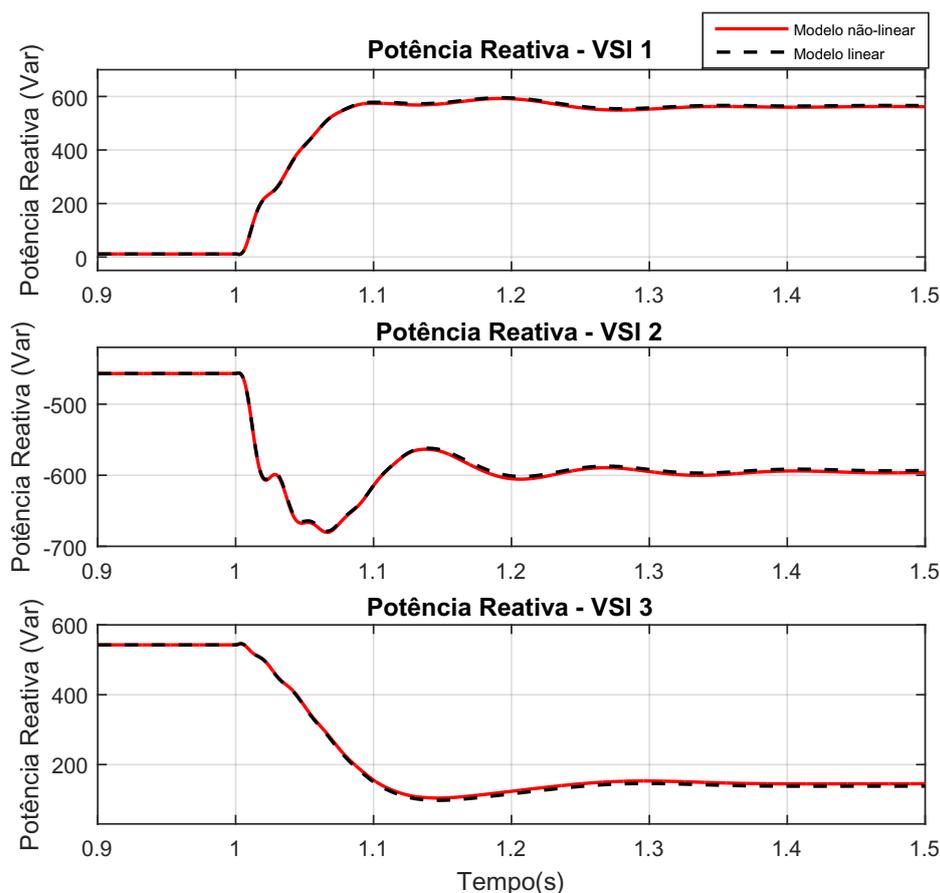


Figura 86 – Potência reativa medida de cada VSI - comparação entre o modelo linear e modelo não-linear.

Fonte – Autoria própria.

7.5 SIMULAÇÃO NÃO-LINEAR NO TEMPO

Nesta seção são efetuadas diversas simulações a partir do modelo não-linear da MR considerando o modelo médio do inversor. Os casos simulados possuem diversos propósitos práticos, entre eles o de avaliar o desempenho dinâmico e estabilidade da MR, e verificar a eficácia da máquina síncrona virtual baseada no controle *droop* de potência ativa.

Outra motivação para execução da simulação não-linear no tempo para grandes perturbações é detectar possíveis dificuldades operacionais da MR, como por exemplo, variações elevadas de tensão na ocorrência de eventos de variação de carga, ou até identificar qual é o barramento com pior comportamento dinâmico frente esses eventos.

O desempenho da máquina síncrona virtual pode ser avaliado a partir de dois critérios principais. O primeiro é possibilitar a sincronização e divisão de potência ativa dos inversores sem a necessidade da utilização de estimadores de frequência. O segundo é possuir a capacidade de emular inércia.

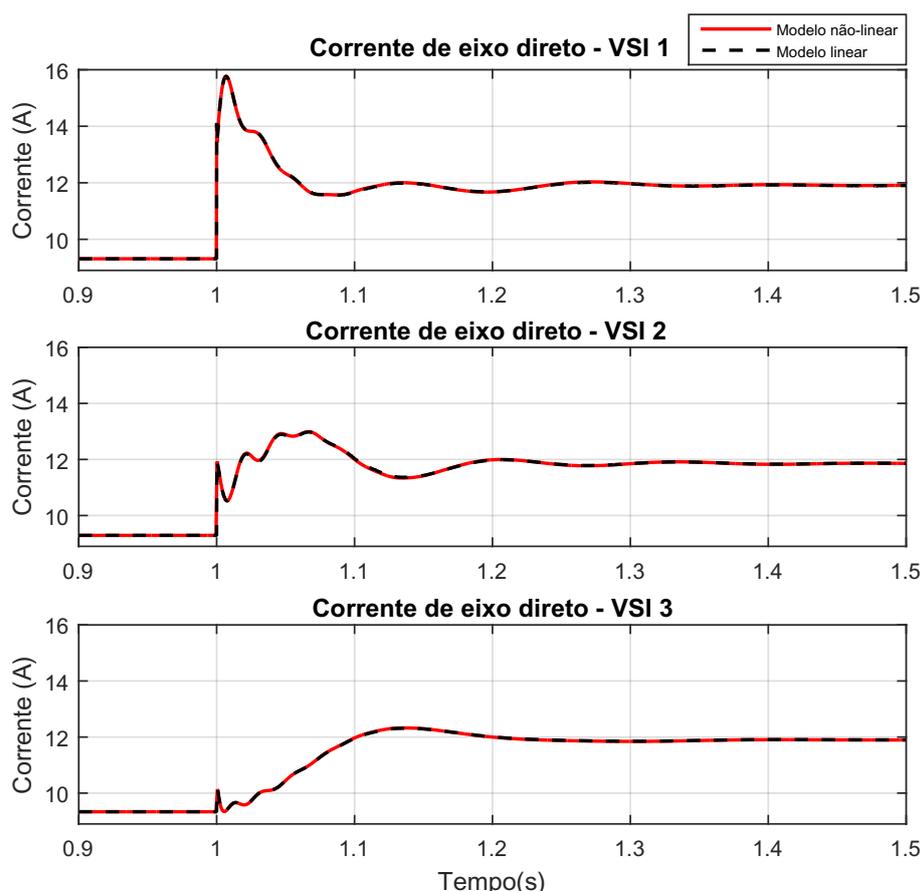
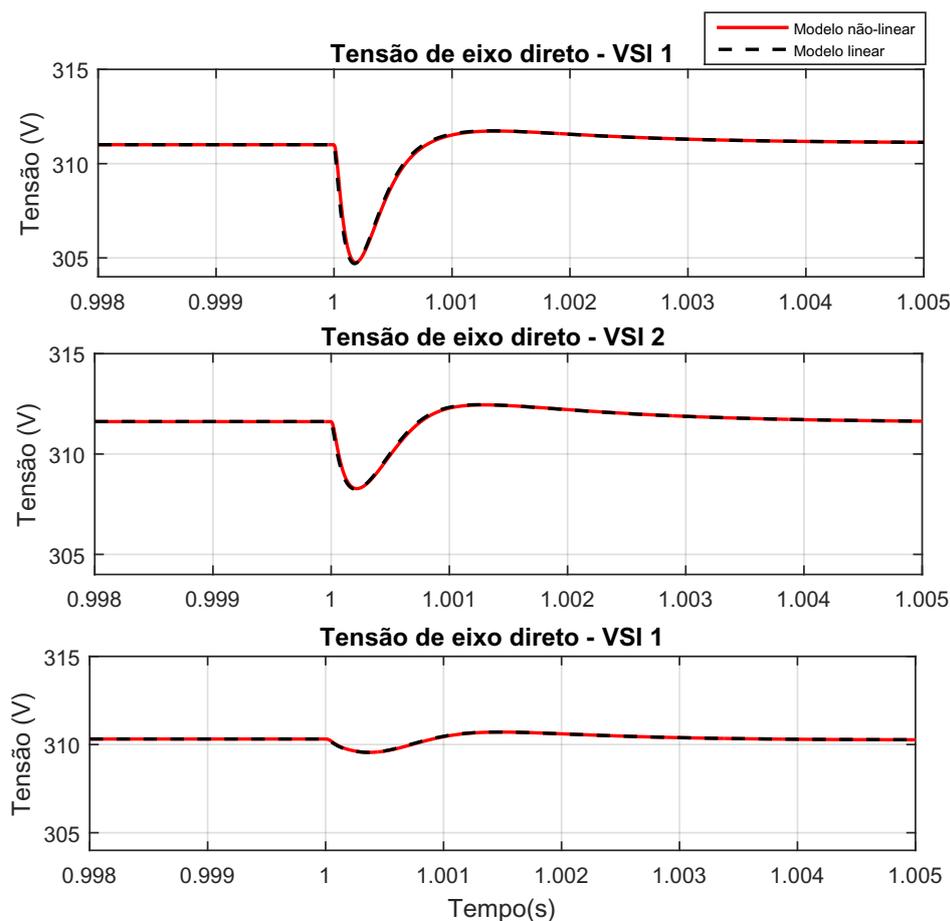


Figura 87 – Corrente de eixo direto no indutor de saída de cada VSI - comparação entre o modelo linear e modelo não-linear.

Fonte – Autoria própria.

Ressalta-se que não há a necessidade de implementar um método de estimação de frequência nem para a sincronização dos VSIs nem para a medição da frequência da MR, pois a máquina síncrona virtual fornece a frequência exata de operação de cada inversor. Desta forma, não existem erros atrelados à medição de frequência. Em acréscimo, define-se como critério que as constantes de *droop* de potência ativa mp são idênticas para os três VSIs em todos os casos simulados. Assim, espera-se que em regime permanente essas fontes tenham patamares de geração iguais. É previsto também que haja circulação de potência ativa entre os inversores em regime transitório ocasionado pela máquina síncrona virtual implementada.

Durante todas as simulações, a referência de frequência do controle *droop* de potência ativa é mantida em 50 Hz e a referência de tensão de pico fase-terra do controle *droop* de potência reativa em 311 V. Além disso, para melhor ilustrar o comportamento da máquina síncrona virtual, opta-se por definir a referência de potência ativa como nula. Esta ação implica em que todo aumento de carga da MR



Fonte – Autoria própria.

Figura 88 – Tensão de eixo direto do capacitor do filtro LCL em cada VSI - comparação entre o modelo linear e modelo não-linear.

provoque queda de sua frequência.

Os casos apresentados a seguir são: (i) variação de carga no Barramento 1; (ii) rejeição de carga no Barramento 3; (iii) contingência da linha entre os Barramentos 1 e 2; (iv) perda de geração do VSI 2; (v) variação de carga no Barramento 1 para diversos valores de *droop* de potência ativa; (vi) variação de carga no Barramento 2 para diversos valores do filtro-passa baixa da máquina síncrona virtual.

7.5.1 Caso 1: Variação de Carga no Barramento 1

O Caso 1 consiste em uma variação de carga no Barramento 1. Os eventos simulados nesse caso são listados a seguir:

- (1) $0 < t < 0,5$ segundo: início da simulação partindo da MR totalmente desligada. A simulação inicia já com as cargas conectadas na MR, e suas impedâncias são de $25 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 1 e $20 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 3.

- (2) $0,5 < t < 1$ segundo: no instante $0,5$ s é ligada uma carga resistiva no Barramento 1 com impedância 40Ω .

Os ajustes dos parâmetros da máquina síncrona virtual utilizados para esta simulação são os mesmos definidos no Capítulo 6, apresentados pela Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros da máquina síncrona virtual.

Parâmetro	Valor
m_p	$9,4 \cdot 10^{-5}$
n_q	$1,3 \cdot 10^{-3}$
ω_c	31,41

A Figura 89 mostra o comportamento da potência ativa. Nesta figura é possível identificar que inicialmente a geração de potência ativa no Barramento 3 é mais elevada. Isto acontece devido ao fato que a carga ligada neste barramento antes do início da simulação é maior. Em seguida, após a oscilação de geração entre os VSIs, a geração de cada fonte estabiliza em valores iguais devido ao parâmetro m_p de cada fonte ser igual. A variação da potência ativa após o incremento de carga no Barramento 1 no instante $0,5$ s acarreta em um comportamento de variação de potência ativa semelhante ao observado no início da simulação, porém com o detalhe que, como a variação de carga é no Barramento 1, o VSI 1 apresenta uma variação de geração inicial de potência maior. Nos instantes seguintes a microrrede atinge o regime permanente com contribuições de geração de potência ativa constantes e idênticas para cada VSI.

No Capítulo 3, relata-se que uma das características da máquina síncrona virtual baseado no controle *droop* é proporcionar oscilação de potência ativa entre VSIs operando em paralelo durante transitórios. A Figura 90 auxilia na compreensão de que no regime transitório existem oscilações relevantes de potência entre cada fonte. Nesta figura apresenta-se a soma da potência ativa injetada pelos três VSIs. Nota-se que o atendimento à carga é praticamente constante durante todo o período de simulação, exceto na inicialização e variação de carga, indicando que o comportamento oscilatório da potência ativa na Figura 89 em regime transitório se deve à troca de energia entre os diferentes VSIs.

A Figura 91 mostra a geração de potência reativa de cada VSI. Por mais que o *droop* de potência reativa n_q seja ajustado da mesma forma para cada VSI, espera-se que não haja coincidência de geração de potência reativa de cada fonte. Isso ocorre, pois a geração de potência reativa está relacionada ao controle local de tensão. Desta forma cada VSI gera a potência reativa necessária para controlar a tensão no barramento em que está conectado.

As tensões em cada um dos barramentos da simulação é apresenta na Figura 92, nesta figura é possível identificar que a tensão é praticamente invariável durante toda simulação. Este bom comportamento de tensão da MR é obtido como consequên-

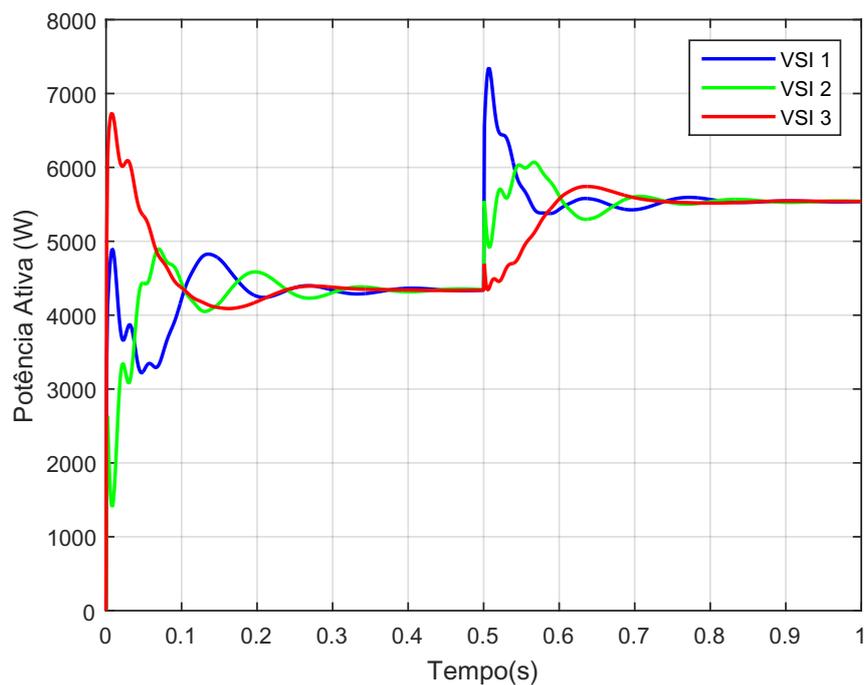


Figura 89 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 1: aumento de carga no Barramento 1.

Fonte – Autoria própria.

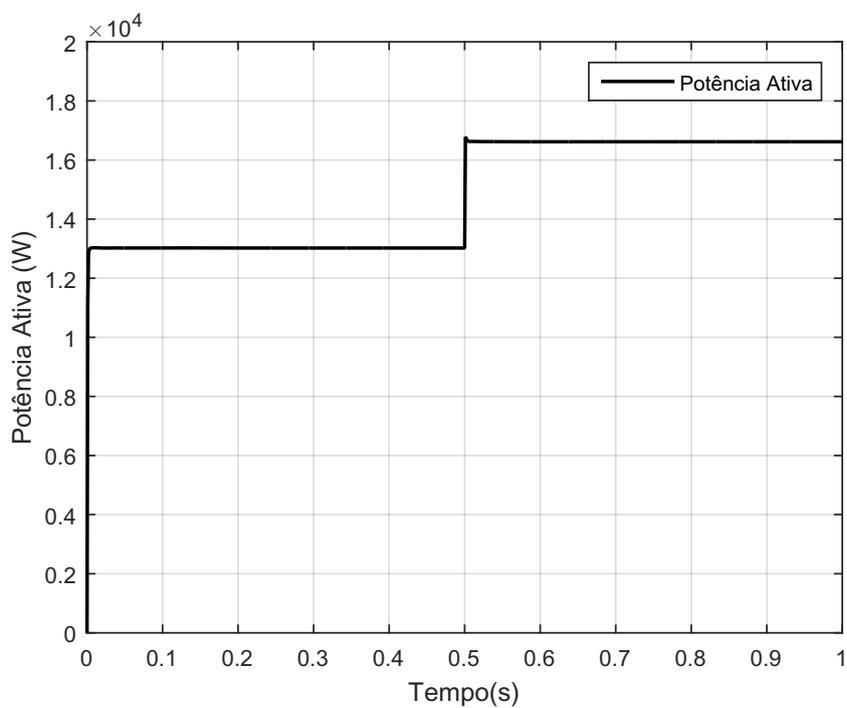


Figura 90 – Soma da potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 1: aumento de carga no Barramento 1.

Fonte – Autoria própria.

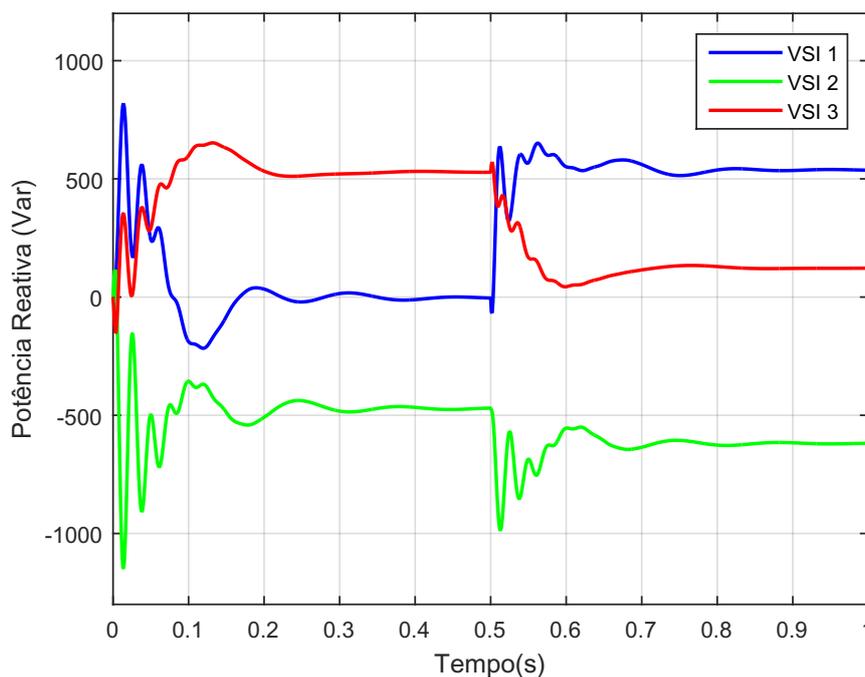


Figura 91 – Potência reativa injetada pelos VSIs - Caso 1: aumento de carga no Barramento 1.

Fonte – Autoria própria.

cia do *droop* de potência reativa estar ajustado em um valor elevado. Entretanto, como é mostrado no Capítulo 6, o aumento do valor do parâmetro n_q faz com que os autovalores do sistema se aproximem do eixo imaginário. Neste caso em específico, para assegurar a estabilidade da MR, opta-se por manter o ajuste do *droop* de potência reativa em um valor elevado e o ajuste do *droop* de potência ativa em um valor reduzido.

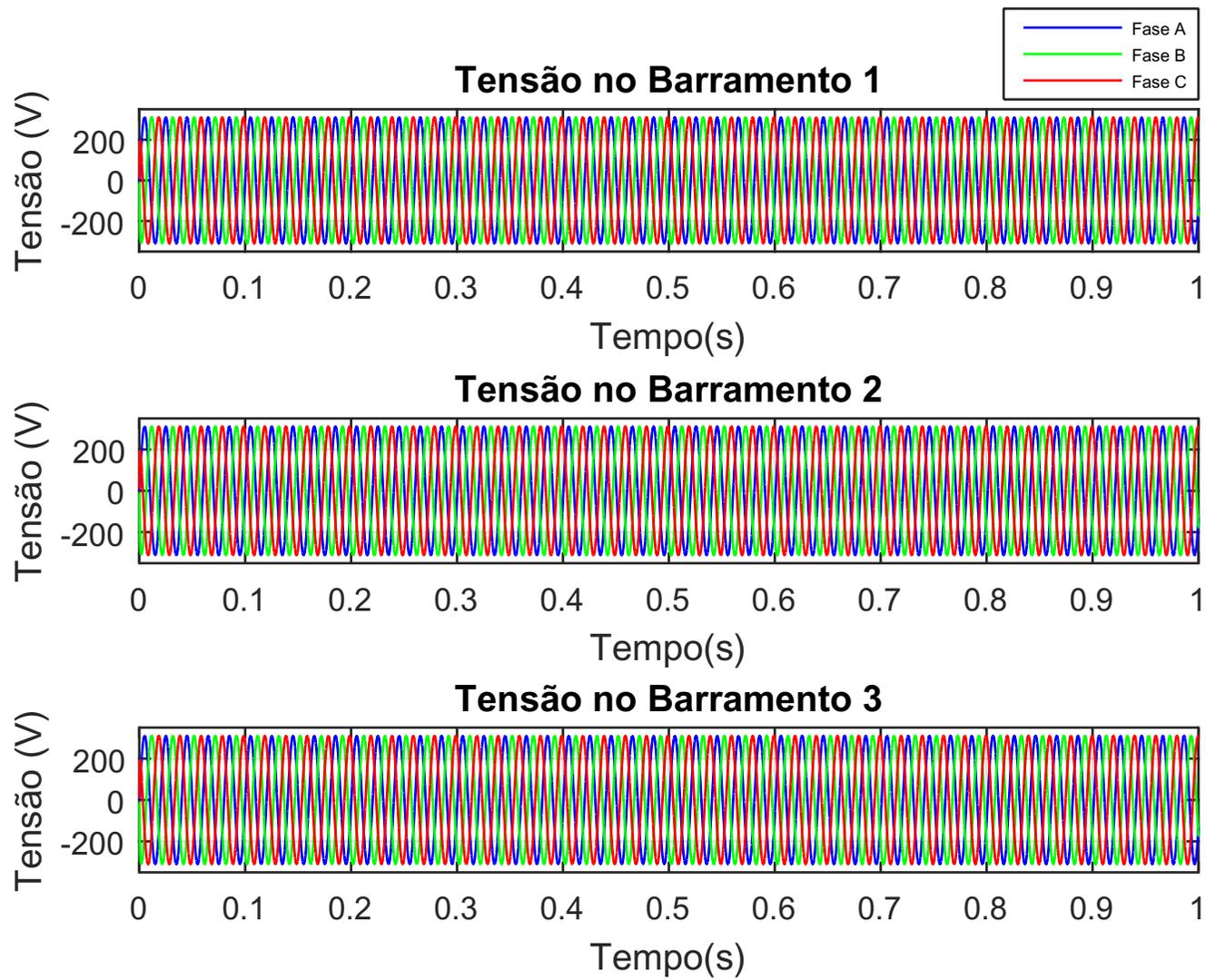


Figura 92 – Tensão em cada barramento da MR - Caso 1: aumento de carga no Barramento 1.

Fonte – Autoria própria.

Outro resultado relevante é o comportamento da frequência de cada VSI, que pode ser ilustrado pela Figura 93, na qual é possível visualizar que o aumento da carga ocasiona na diminuição da frequência de operação da MR. Nota-se também que o comportamento da frequência é semelhante ao obtido a partir de máquinas síncronas convencionais.

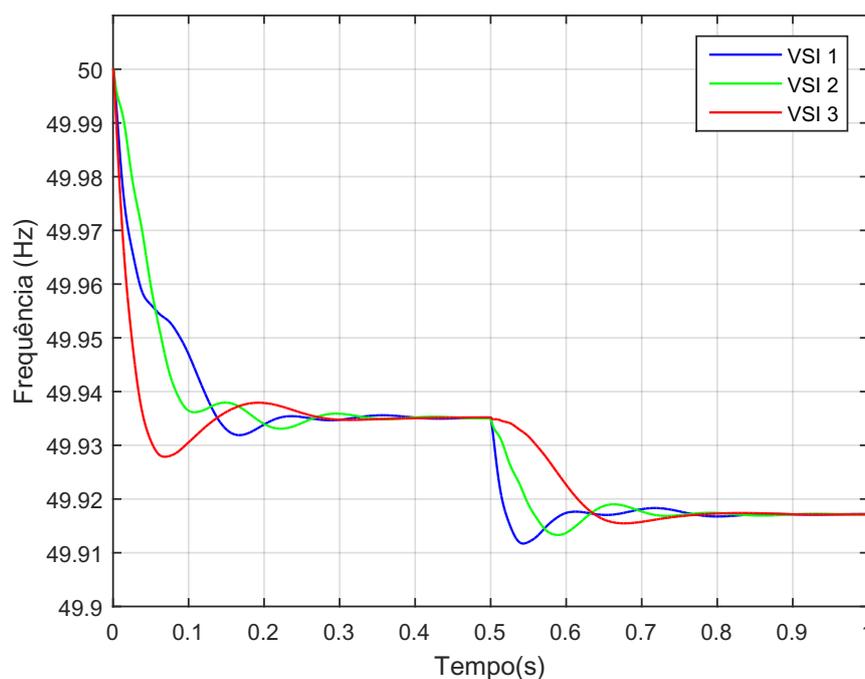


Figura 93 – Frequência de cada VSI - Caso 1: aumento de carga no Barramento 1.

Fonte – Autoria própria.

7.5.2 Caso 2: Rejeição de Carga no Barramento 3

A partir de simulações de variação de carga adicionais não apresentadas neste trabalho, identificou-se que o Barramento 3 apresenta resposta dinâmica inferior às respostas dinâmicas dos Barramentos 1 e 2 quando de variação de carga. Desta forma, propõe-se como Caso 2 a rejeição de carga neste barramento. Os eventos simulados nesse caso são listados a seguir:

- (1) $0 < t < 0,5$ segundo: início da simulação partindo da MR totalmente desligada. A simulação inicia já com as cargas conectadas na MR, e suas impedâncias são de $20 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 1 e $14,3 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 3.
- (2) $0,5 < t < 1$ segundo: no instante 0,5 segundo há uma rejeição de carga no Barramento 3, que passa a alimentar uma carga de impedância $50 + j0,0314 \Omega$.

Os ajustes dos parâmetros da máquina síncrona virtual são mantidos iguais aos informados na Tabela 5.

A Figura 94 apresenta a potência ativa injetada por cada VSI, a qual possui comportamento inicial similar à Figura 90. No instante 0,5 s, quando da ocorrência de rejeição de carga, é possível verificar que o VSI 3 passa a absorver potência ativa, enquanto que os VSIs 1 e 2 alteram sua geração de potência ativa em direção ao regime permanente de modo mais sutil.

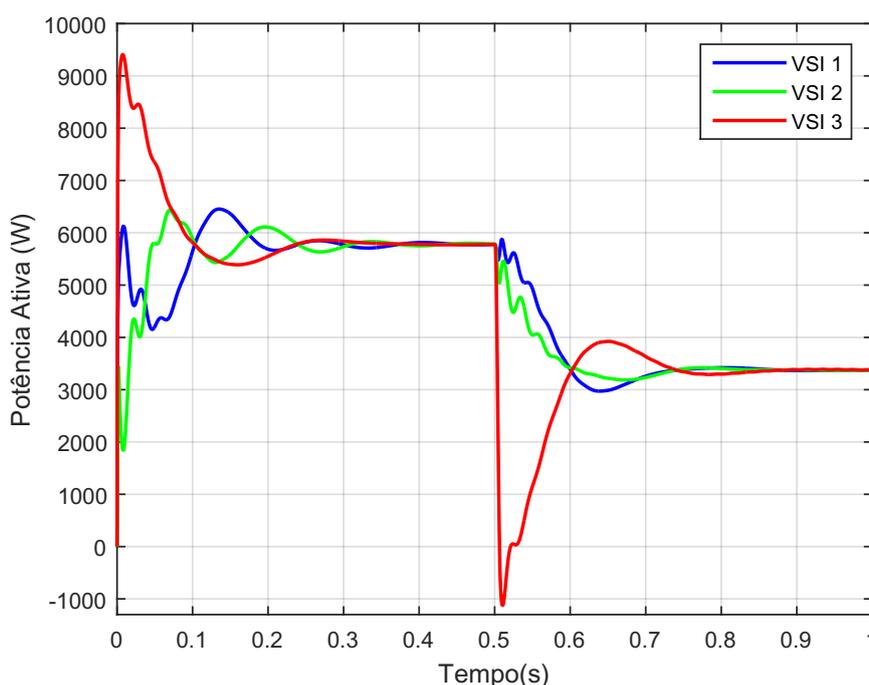


Figura 94 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 2: rejeição de carga no Barramento 3.

Fonte – Autoria própria.

A absorção de potência pelo VSI 3 no período após a rejeição de carga pode ser visualizado em termos das correntes injetadas na MR pela Figura 95, na qual é possível identificar inversão de fase da corrente trifásica no VSI 3 no período seguinte a rejeição de carga.

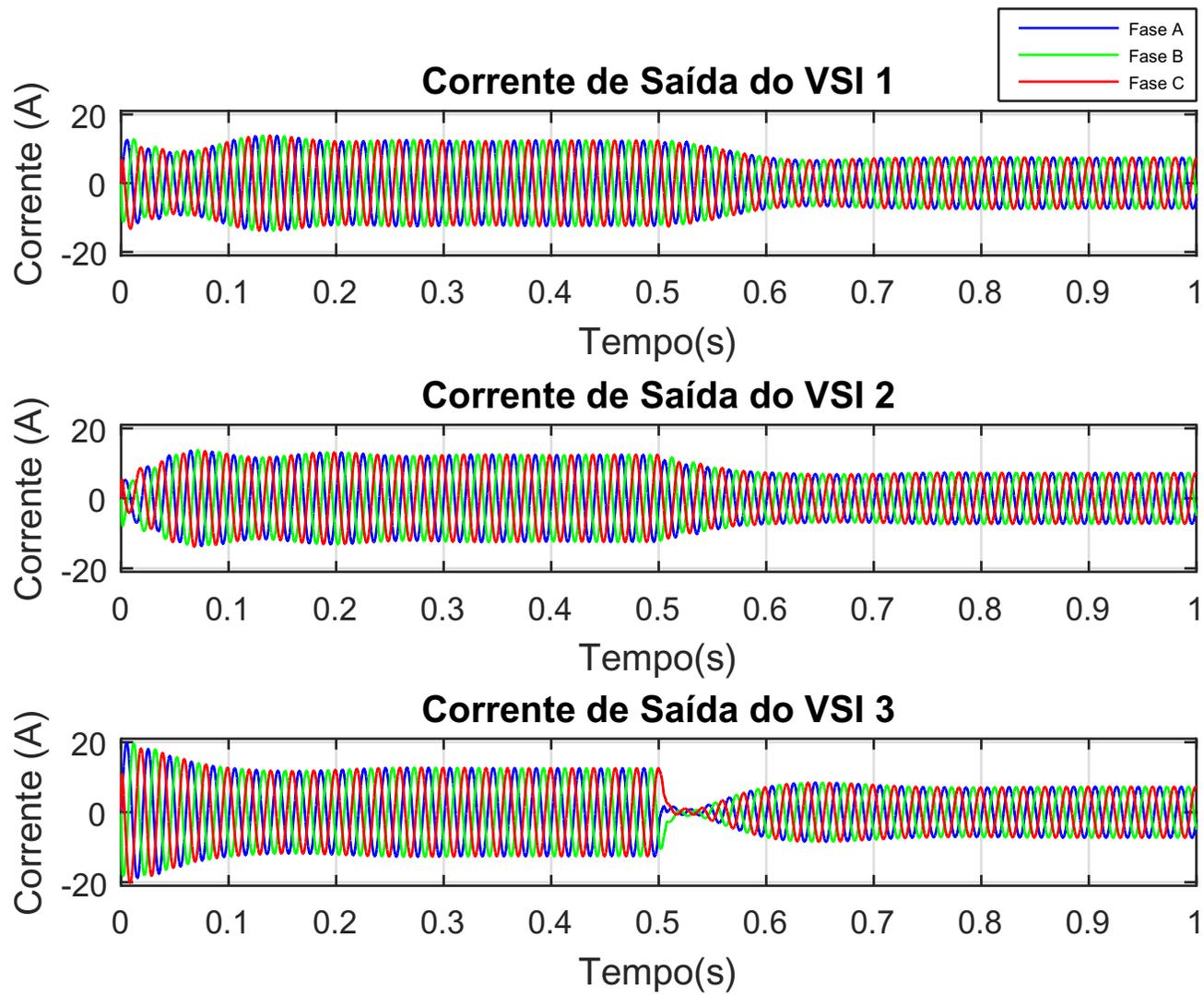


Figura 95 – Corrente injetada pelos VSIs - Caso 2: rejeição de carga no Barramento 3.

Fonte – Autoria própria.

Essa variação de potência ativa transitória elevada no Barramento 3 apresentada na Figura 94 acontece pois o VSI 3 está mais distante eletricamente dos VSIs 1 e 2. Desta forma, quando ocorre uma variação de carga no Barramento 3, inicialmente não são observadas grandes contribuições dos VSIs 1 e 2 para atendimento desta variação de demanda, e por isso são verificadas grandes excursões de potência no VSI 3 no regime transitório. Em termos operacionais, para esta topologia de MR, seria indicada a instalação de dispositivos de armazenamento de energia para auxiliar o atendimento da demanda na ocorrência de grandes variações de carga no Barramento 3.

A Figura 96 apresenta a potência reativa gerada por cada VSI. No instante 0,5 s identifica-se um pico de geração de potência reativa no VSI 3, que provoca uma pequena sobretensão neste instante na MR, como pode ser verificado na Figura 97. Esta sobretensão tem duração de poucos milissegundos e não compromete o atendimento da carga.

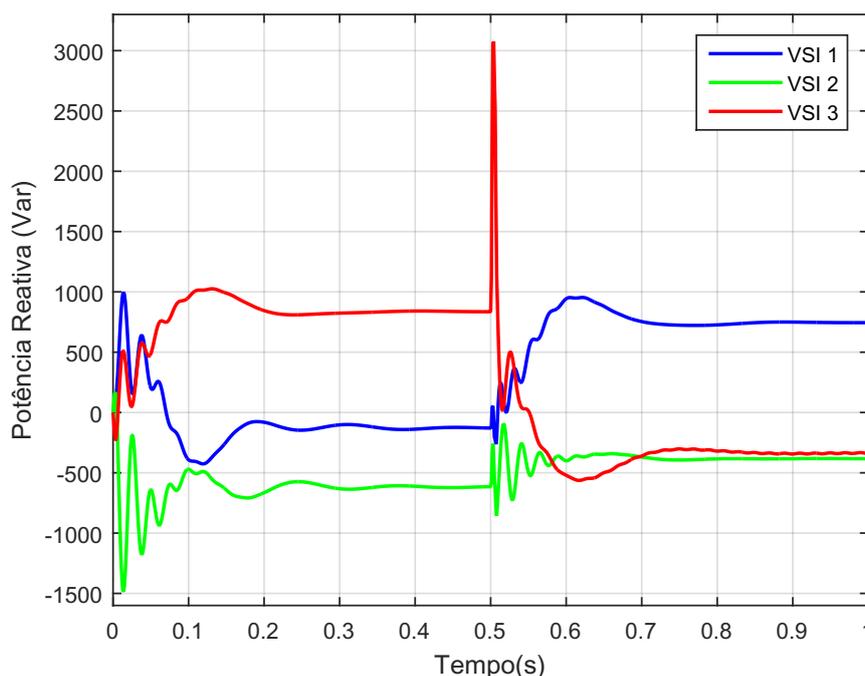


Figura 96 – Potência reativa injetada pelos VSIs - Caso 2: rejeição de carga no Barramento 3.

Fonte – Autoria própria.

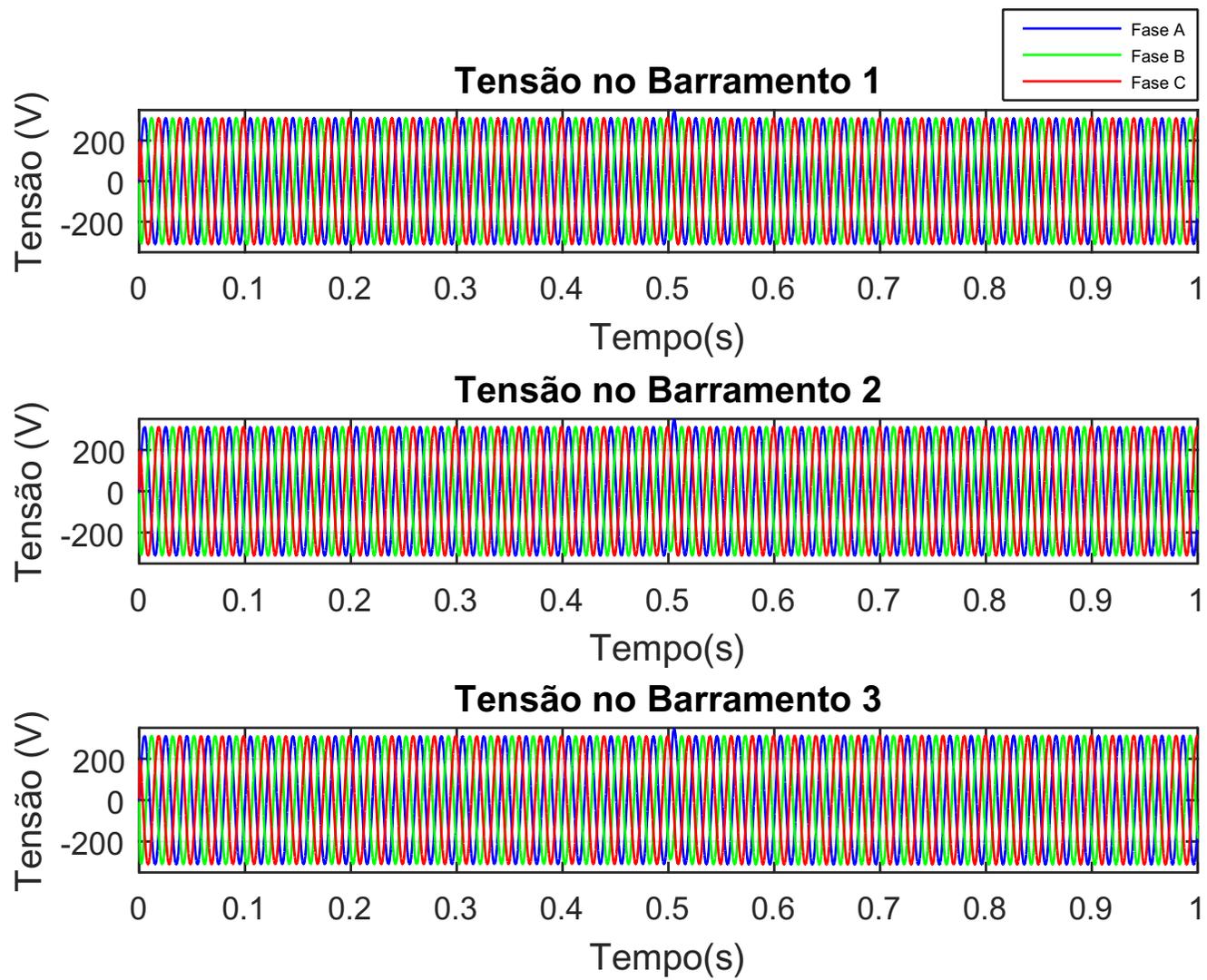


Figura 97 – Tensão em cada barramento da MR - Caso 2: rejeição de carga no Barramento 3.

Fonte – Autoria própria.

A frequência de cada VSI pode ser verificada na Figura 98. Inicialmente a frequência da microrrede diminui devido ao atendimento da carga conectada na MR no começo da simulação. Entretanto, quando da rejeição de carga é observado um aumento da frequência da MR.

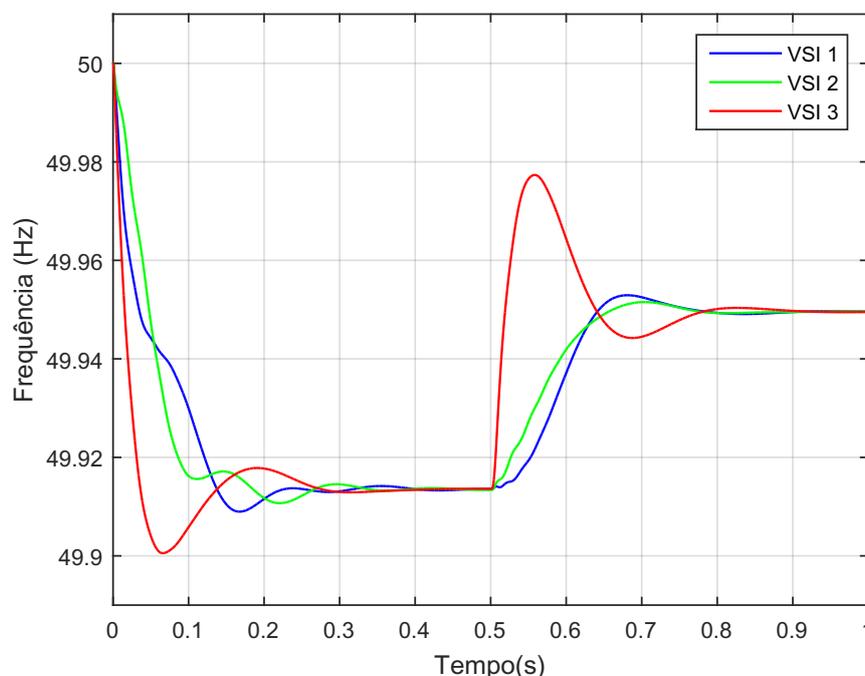


Figura 98 – Frequência de cada VSI - Caso 2: rejeição de carga no Barramento 3.

Fonte – Autoria própria.

7.5.3 Caso 3: Abertura Intempestiva da Linha Entre os VSIs 1 e 2

Ao contrário da simulação linearizada no espaço de estados, nesta simulação não-linear no tempo implementada em Matlab/Simulink é possível modificar com facilidade a topologia da MR durante a simulação. Como contingências intempestivas de linhas são recorrentes em sistemas elétricos, este tipo de estudo é relevante para o desenvolvimento de uma MR autônoma. Desta forma, o Caso 3 consiste na abertura da linha que conecta os Barramentos 1 e 2. Os eventos simulados nesse caso são listados a seguir:

- (1) $0 < t < 0,5$ segundo: início da simulação partindo da MR totalmente desligada. A simulação inicia já com as cargas conectadas na MR, e suas impedâncias são de $25 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 1 e $20 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 3.
- (2) $0,5 < t < 1$ segundo: no instante 0,5 é desligada a linha que conecta os Barramentos 2 e 3.

Os ajustes dos parâmetros da máquina síncrona virtual são mantidos iguais aos informados na Tabela 5.

A Figura 99 ilustra a injeção de potência de cada VSI. Após o período de inicialização da MR e sincronização das fontes, quando da abertura da linha entre os VSIs 1 e 2, percebe-se uma elevação em degrau da geração do VSI 1, que atende isoladamente a carga do barramento 1, enquanto os VSIs 2 e 3 são ressinchronizados para atender conjuntamente a carga dos Barramentos 2 e 3.

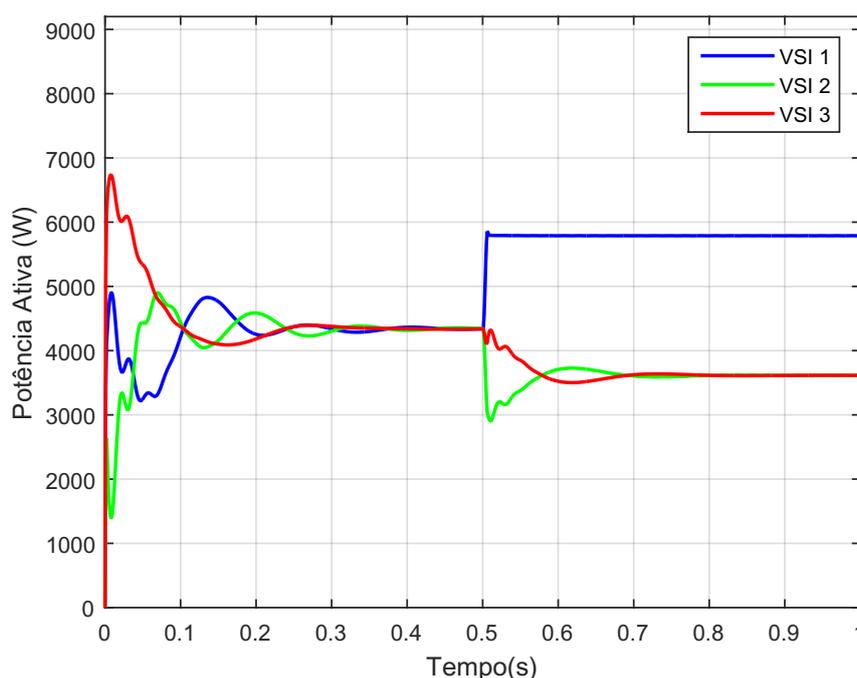
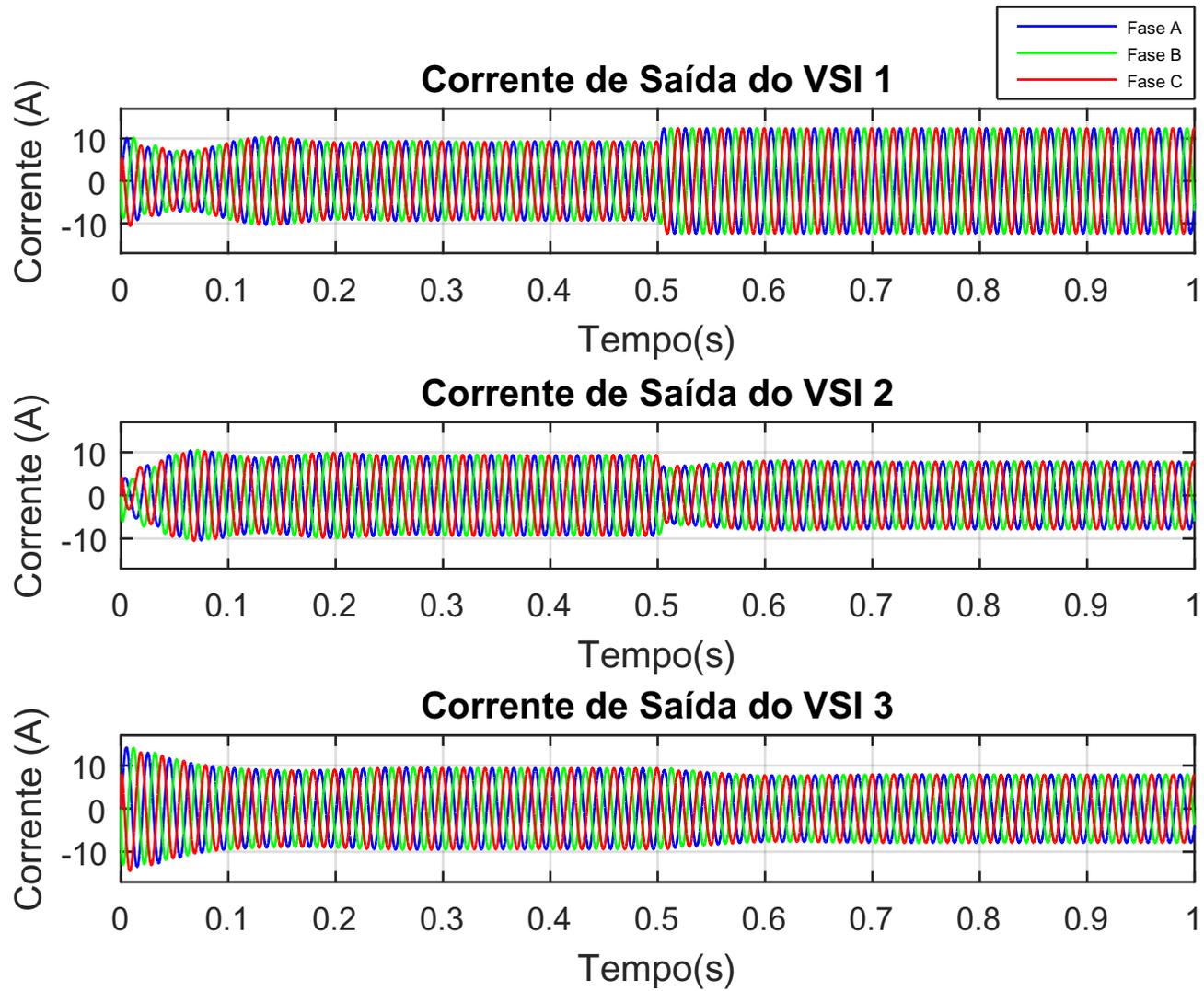


Figura 99 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 3: abertura intempestiva da linha entre os VSIs 1 e 2.

Fonte – Autoria própria.

A Figura 100 apresenta a injeção de corrente de cada VSI na MR e a Figura 101 a tensão trifásica de cada um dos barramentos, indicando que mesmo para grandes perturbações as fontes de geração têm capacidade de atender satisfatoriamente a carga.

Figura 100 – Corrente injetada por cada VSI - Caso 3: abertura intempestiva da linha entre os VSIs 1 e 2.



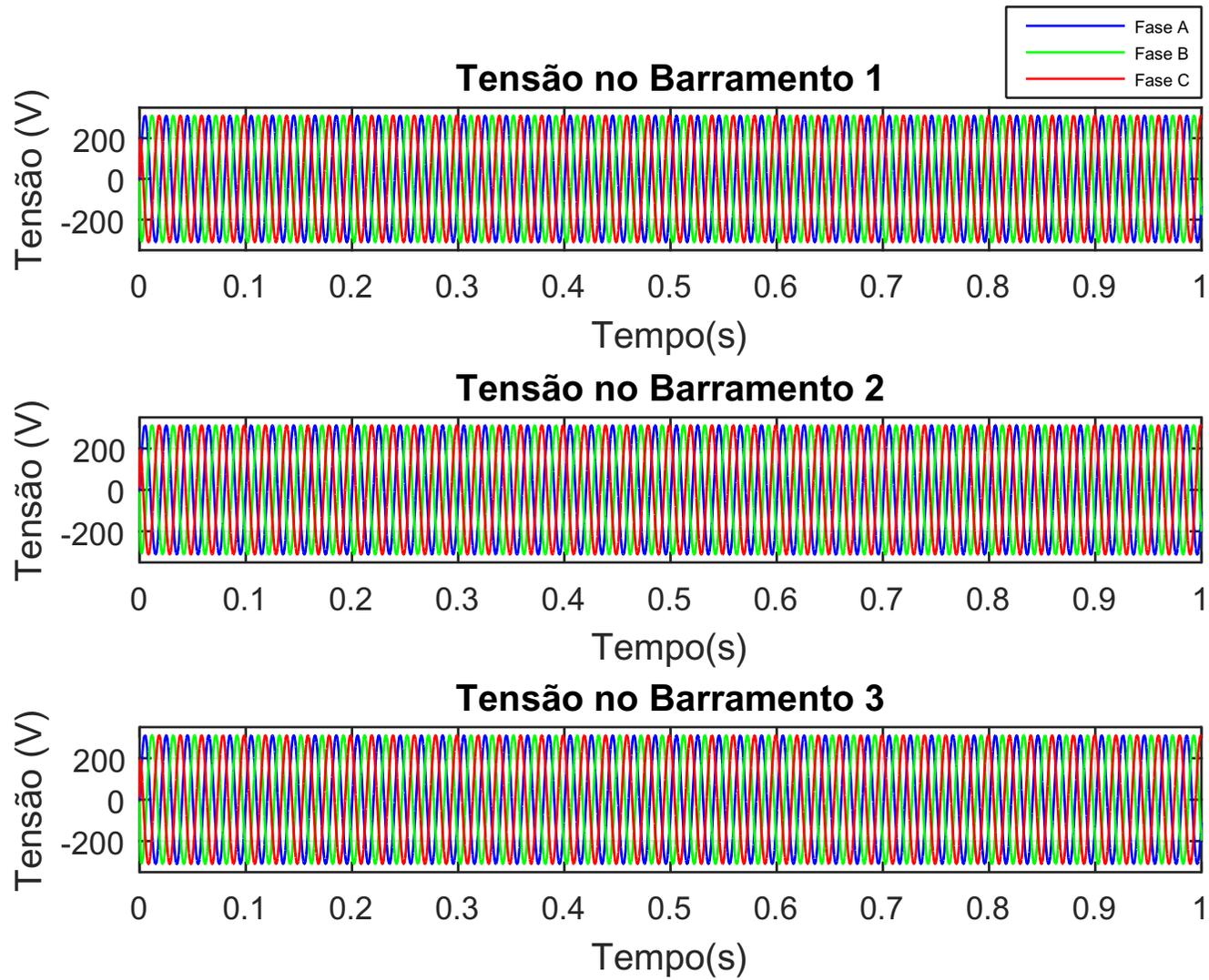


Figura 101 – Tensão em cada barramento da MR - Caso 3: abertura intempestiva da linha entre os VSIs 1 e 2.

Fonte – Autoria própria.

A frequência de cada VSI é apresentada na Figura 102, na qual é evidente o isolamento do VSI 1 após a abertura da linha entre os Barramentos 1 e 2 e a ressinchronização dos VSIs 2 e 3 em um novo valor de frequência.

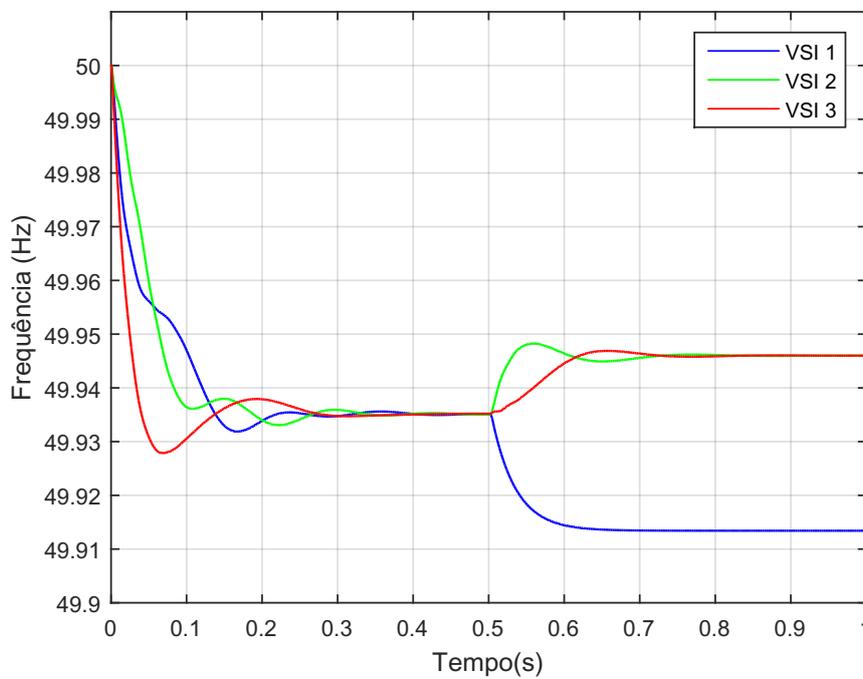


Figura 102 – Frequência de cada VSI - Caso 3: abertura intempestiva da linha entre os VSIs 1 e 2.

Fonte – Autoria própria.

Esta simulação mostra que, embora o ajuste de controladores e análise de estabilidade tenham sido desempenhados para condições de pequenos sinais, a topologia de controladores proposta se apresenta bastante resiliente a grandes perturbações. Em acréscimo, a capacidade de ressinchronização automática das fontes de geração após grandes perturbações é bastante favorável à operação de MRs que não estão conectadas a uma rede convencional.

7.5.4 Caso 4: Perda de Geração do VSI 2

Assim como o caso anterior, o Caso 4 também considera uma grande perturbação na MR. Entretanto neste caso é simulada a perda de geração do VSI 2. Os eventos simulados são listados a seguir:

- (1) $0 < t < 0,5$ segundo: início da simulação partindo da MR totalmente desligada. A simulação inicia já com as cargas conectadas na MR, e suas impedâncias são de $30 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 1 e $14,3 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 3.

- (2) $0,5 < t < 1$ segundo: no instante 0,5 é desligada a conexão do VSI 2 com o Barramento 2, de forma que esta fonte passe a operar a vazio.

Os ajustes dos parâmetros da máquina síncrona virtual são mantidos iguais aos informados na Tabela 5.

A Figura 103 apresenta o comportamento da potência em cada VSI. Esta Figura mostra que no instante em que ocorre a desconexão do VSI 2 do Barramento 2, sua potência ativa se anula, enquanto os VSIs 2 e 3 aumentam a geração de potência ativa para possibilitar o atendimento da carga.

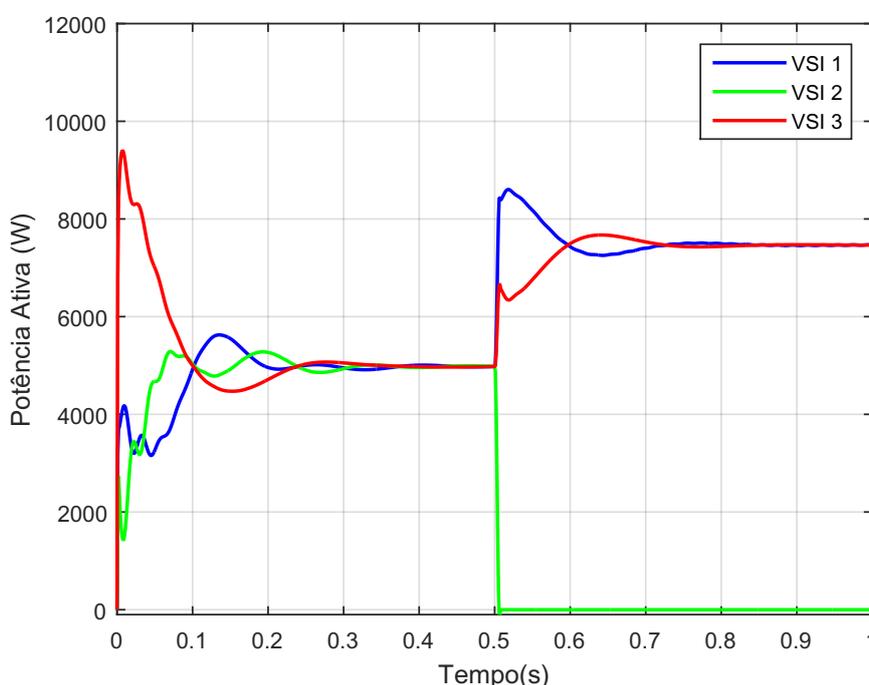


Figura 103 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 4: perda de geração do VSI 2.

Fonte – Autoria própria.

A Figura 104 apresenta a injeção de corrente de cada VSI na MR e a Figura 105 a tensão trifásica de cada um dos barramentos, indicando que na ocorrência deste evento não haveria problemas para continuar suprindo o consumo satisfatoriamente.

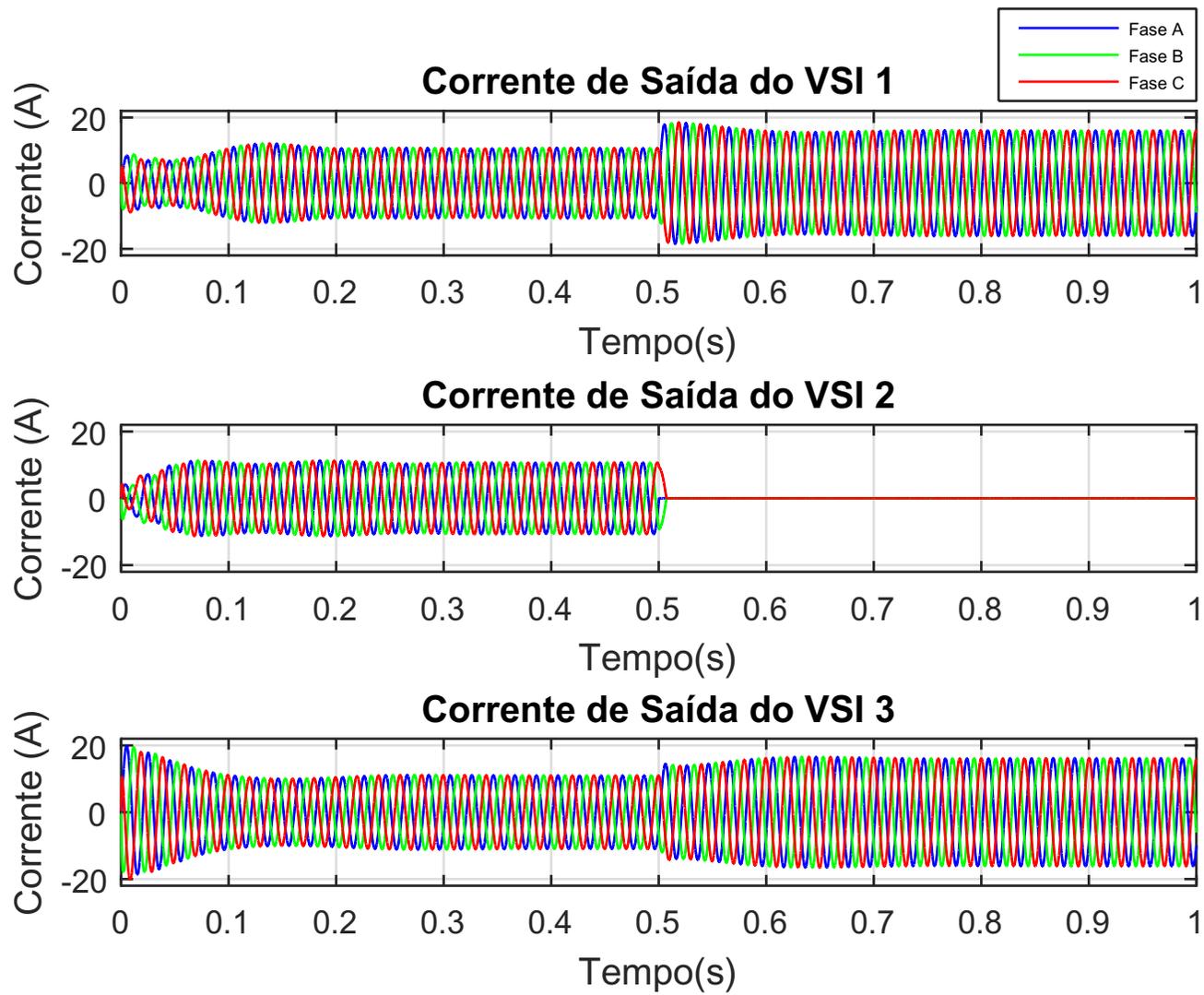


Figura 104 – Corrente injetada por cada VSI - Caso 4: Perda de geração do VSI 2.

Fonte – Autoria própria.

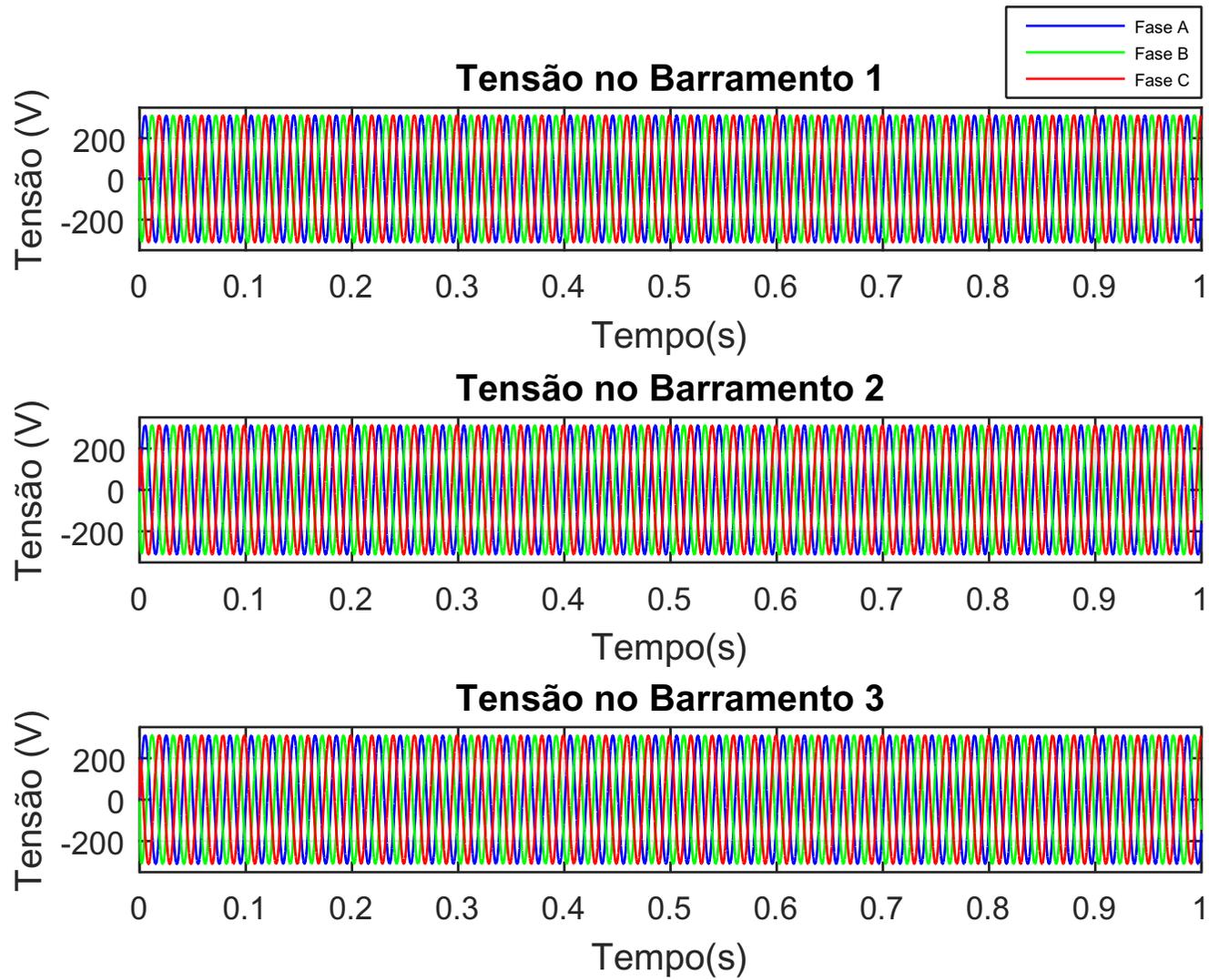


Figura 105 – Tensão em cada barramento da MR - Caso 4: perda de geração do VSI 2.

Fonte – Autoria própria.

A frequência de cada VSI está representada pela Figura 106. Como o VSI 2 passa a operar a vazio e, como citado no início da seção, a referência de potência ativa é nula para todas simulações, a frequência desta fonte volta para a frequência referência, que é 50 Hz.

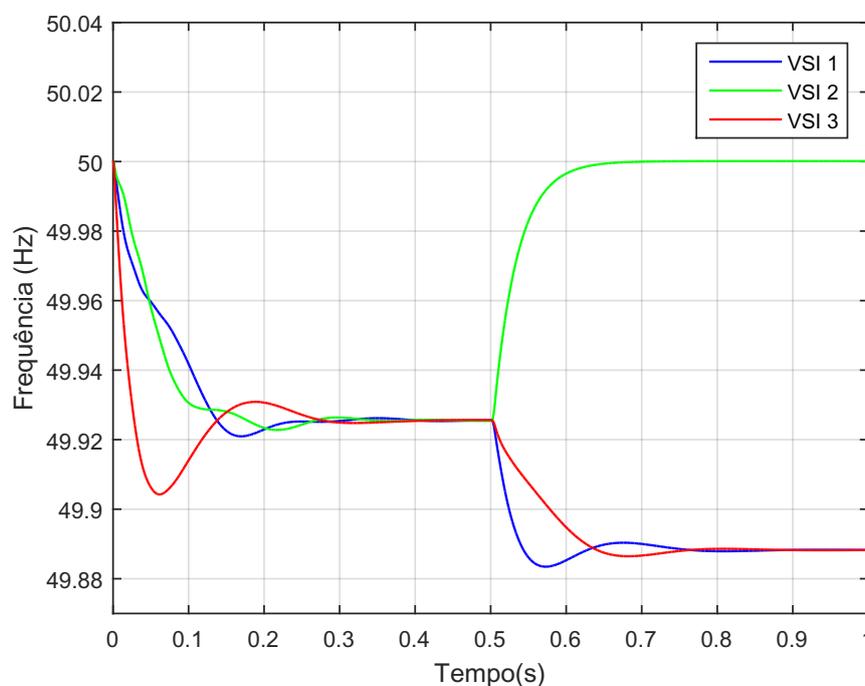


Figura 106 – Frequência de cada VSI - Caso 4: perda de geração do VSI 2.

Fonte – Autoria própria.

7.5.5 Caso 5: Variação no Ajuste *Droop* de Potência Ativa

O Caso 5 contempla a variação de carga da MR para diversos valores de *droop* de potência ativa (m_p). O *droop* de potência ativa está relacionado diretamente à variação de frequência do VSI frente a uma dada variação de carga. Simplificadamente, quanto maior é o valor de ajuste para o parâmetro m_p , maior é o sinal de controle chega ao VSI.

Como visto no Capítulo 3, a variação deste parâmetro também está relacionada à emulação da inércia da máquina síncrona virtual. Esta inércia é inversamente proporcional ao *droop* de potência ativa.

Neste Caso são contempladas cinco simulações distintas, modificando-se apenas o *droop* de potência ativa. Os eventos, que são iguais para as cinco simulações, estão descritos a seguir:

- (1) $0 < t < 0,05$ segundo: início da simulação partindo da MR totalmente desligada. No instante 0 s as fontes são ligadas, porém a MR ainda não possui cargas

conectadas aos seus barramentos.

- (2) $0,05 < t < 1$ segundo: no instante 0,05 segundo as cargas são conectadas na MR, e suas impedâncias são de $25 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 1 e $20 + j0,0314 \Omega$ no barramento 3.

A motivação do Caso 5 é identificar o comportamento da potência ativa e da frequência de acordo com a variação do *droop* de potência ativa. Para ser objetivo, os resultados apresentados a seguir se restringem às curvas de potência ativa e de frequência dos VSIs.

A Tabela 6 apresenta os ajustes do *droop* de potência ativa (m_p) para cada uma das simulações do Caso 5. Os outros parâmetros da máquina síncrona (n_q e ω_c) são ajustados de acordo com a Tabela 6.

Tabela 6 – Ajuste do m_p para diferentes simulações do Caso 5.

Simulação	Ajuste do m_p
1	$5 \cdot 10^{-5}$
2	$10 \cdot 10^{-5}$
3	$15 \cdot 10^{-5}$
4	$20 \cdot 10^{-5}$
5	$25 \cdot 10^{-5}$

A seguir é apresentada uma figura de potência ativa injetada pelos VSIs para cada simulação proposta na Tabela 6. As figuras 107 a 111 correspondem às simulações 1 a 5 da Tabela 6.

Observa-se que quanto maior for o valor do *droop* de potência ativa, mais oscilatória é a resposta de potência de cada VSI. Além da oscilação de potência, também é possível afirmar que, quanto maior é o valor de m_p , maior é o tempo para a MR atingir o regime permanente. Por exemplo, para $m_p = 5 \cdot 10^{-5}$ a MR atinge o regime permanente em aproximadamente 0,4 s, enquanto para $m_p = 25 \cdot 10^{-5}$ a MR ainda apresenta características oscilatórias mesmo após 1 s de simulação.

A Figura 112 apresenta o comportamento da frequência do VSI 3 durante os eventos propostos no Caso 5. Como esperado, quanto maior o ajuste do m_p , maior é a queda de frequência em regime permanente da MR. É possível identificar também que quanto maior é o m_p , mais oscilatória é a frequência do VSI 3 e conseqüentemente da MR.

Destaca-se que mesmo para valores baixos de m_p ($25 \cdot 10^{-5}$), como mostra a Figura 111, o comportamento da MR se torna demasiado oscilatório. Caso seja necessário estabelecer valores maiores para o *droop* de potência ativa devido à restrições impostas pela fonte primária de energia, deve-se reajustar os outros parâmetros da máquina síncrona virtual para assegurar que a MR seja estável. Uma das opções

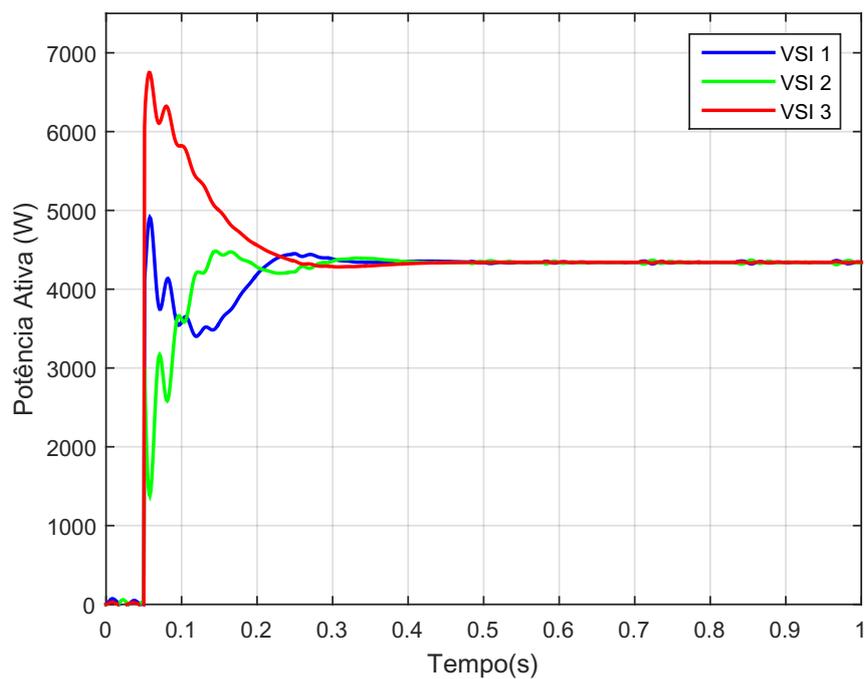


Figura 107 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 5: Simulação 1 ($m_p = 5 \cdot 10^{-5}$).

Fonte – Autoria própria.

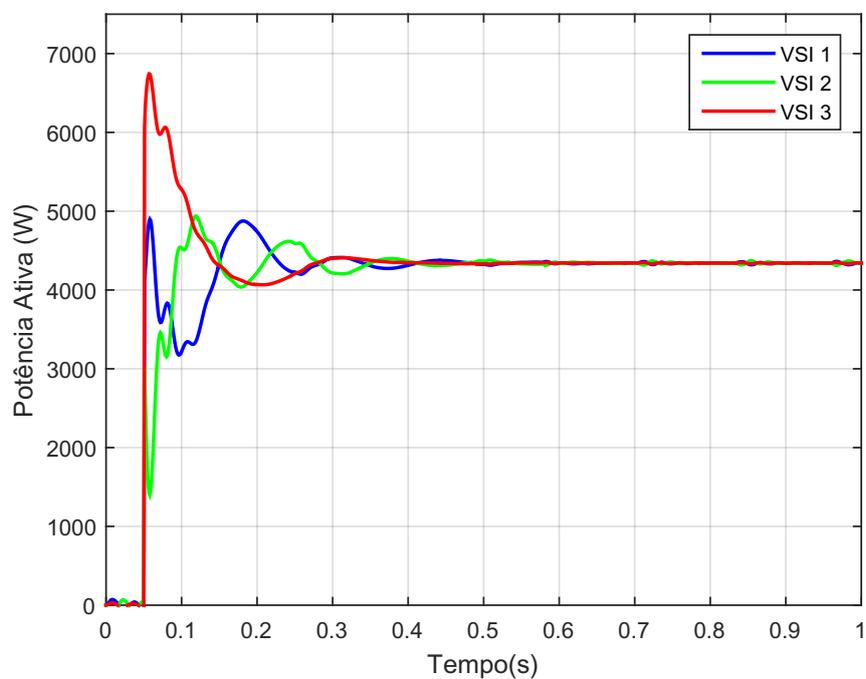


Figura 108 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 5: Simulação 2 ($m_p = 10 \cdot 10^{-5}$).

Fonte – Autoria própria.

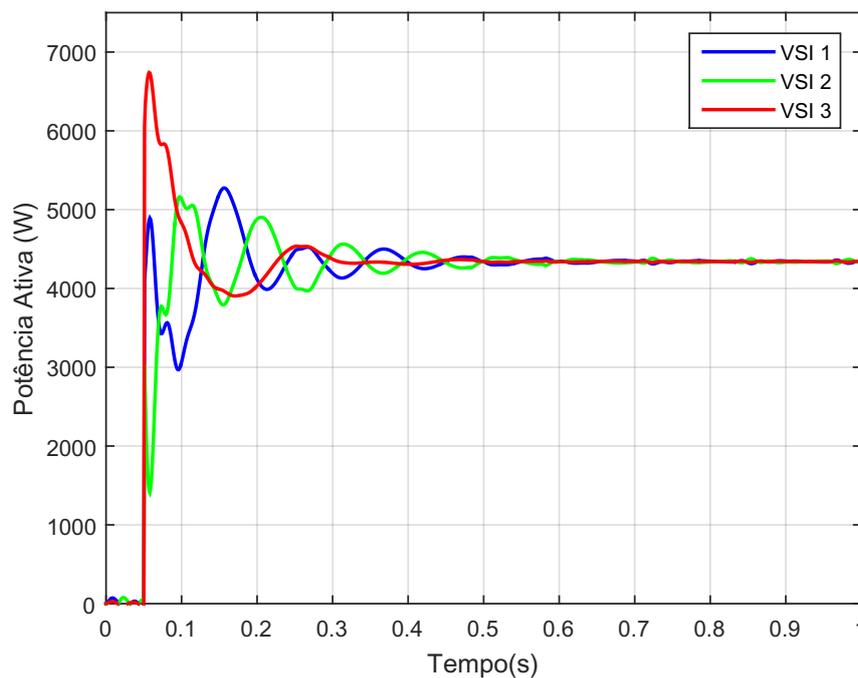


Figura 109 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 5: Simulação 3 ($m_p = 15 \cdot 10^{-5}$).

Fonte – Autoria própria.

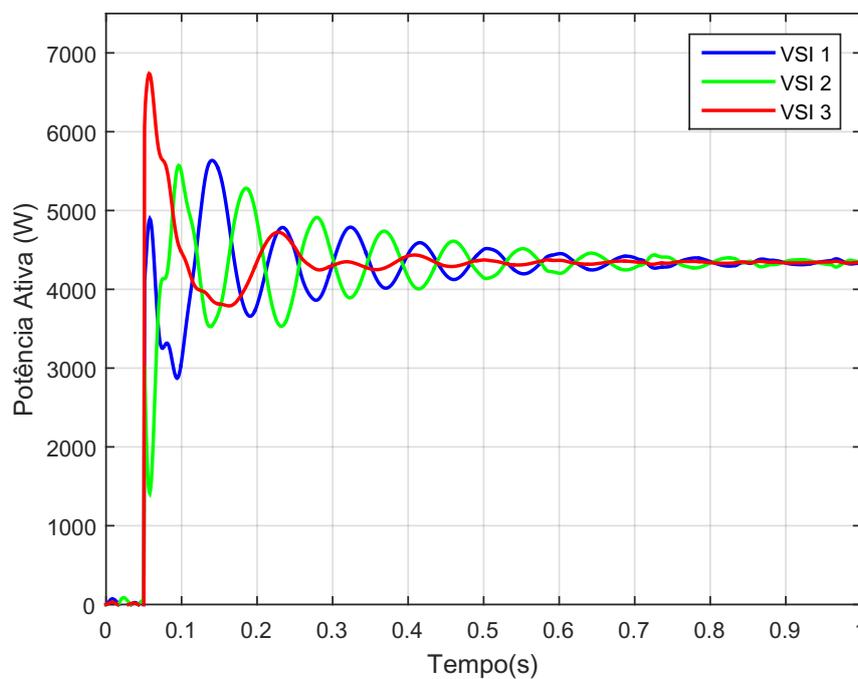


Figura 110 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 5: Simulação 4 ($m_p = 20 \cdot 10^{-5}$).

Fonte – Autoria própria.

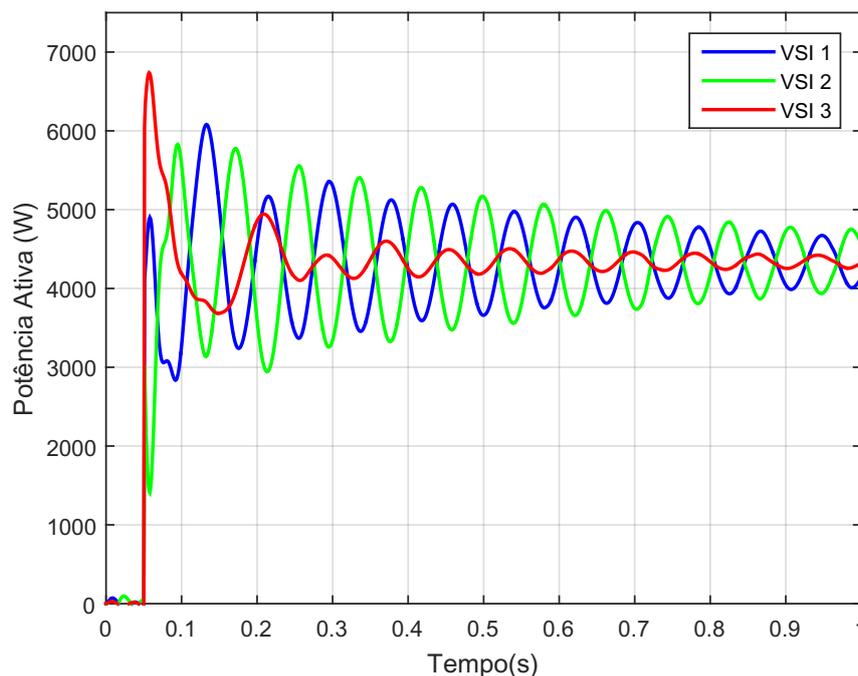


Figura 111 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 5: Simulação 5 ($m_p = 25 \cdot 10^{-5}$).

Fonte – Autoria própria.

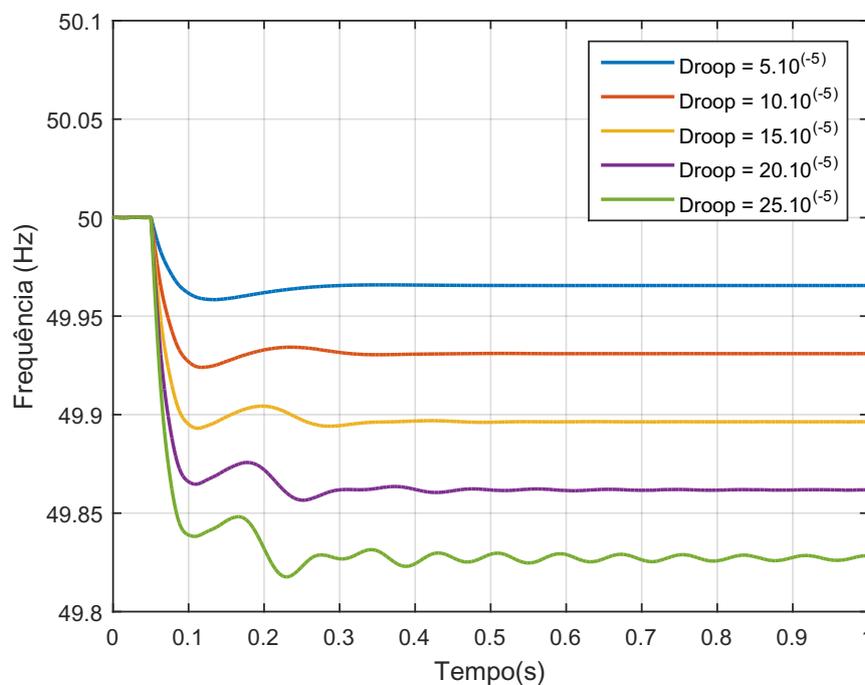


Figura 112 – Frequência do VSI 3 para diferentes valores de *droop* de potência ativa - Caso 5.

Fonte – Autoria própria.

imediatas nesta situação pode ser a diminuição do ganho do *droop* de potência reativa, melhorando a estabilidade da MR em detrimento do desempenho do controle de tensão.

7.5.6 Caso 6: Variação do Parâmetro ω_c do Filtro Passa-Baixa da Máquina Síncrona Virtual

O Caso 6 considera a variação de carga da MR para valores distintos para ω_c , que é o parâmetro do filtro passa-baixa definido no Capítulo 3. Assim como o *droop* de potência ativa, o parâmetro ω_c tem relação direta com a inércia emulada pela máquina síncrona virtual, conforme visto na Seção 3.7.2.1.1.

Para melhor ilustrar a influência do ω_c na resposta de potência ativa e de frequência de cada VSI na MR, o Caso 6 propõe cinco simulações com eventos iguais da MR, entretanto variando este parâmetro da máquina síncrona. Os eventos simulados estão descritos a seguir:

- (1) $0 < t < 0,05$ segundo: início da simulação partindo da MR totalmente desligada. No instante 0 s as fontes são ligadas, porém a MR ainda não possui cargas conectadas aos seus barramentos.
- (2) $0,05 < t < 3$ segundos: no instante $0,05$ segundo as cargas são conectadas na MR, e suas impedâncias são de $50 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 1, 45Ω no Barramento 2 e $50 + j0,0314 \Omega$ no Barramento 3.
- (3) $3 < t < 6$ segundos: no instante 3 s é ligada uma carga resistiva no barramento 1 com impedância 15Ω .

Assim como o Caso 5, serão apresentadas a seguir somente curvas de potência ativa e de frequência dos VSIs.

A Tabela 7 apresenta os ajustes do parâmetro ω_c para cada uma das simulações do Caso 6. Na Simulação 5 definida como *droop* puro, o filtro-passa baixa é ajustado em 8000 Hz, que é um valor típico que se utiliza para este filtro visando apenas a eliminação de ruídos dos sinais de medição de potência. Para assegurar a estabilidade da microrrede para a Simulação 5, opta-se pela modificação dos outros parâmetros da máquina síncrona virtual, sendo os novos valores $n_q = 1.10^{-4}$ e $m_p = 15.10^{-5}$.

A seguir é apresentada uma figura de potência ativa injetada por cada inversor para cada simulação proposta na Tabela 7. As figuras 113 a 117 correspondem respectivamente aos casos 1 a 5 da Tabela 7.

Para valores reduzidos de ω_c , observa-se que há maior troca de potência ativa entre os VSIs. Esse comportamento se assemelha ao de máquinas síncronas em

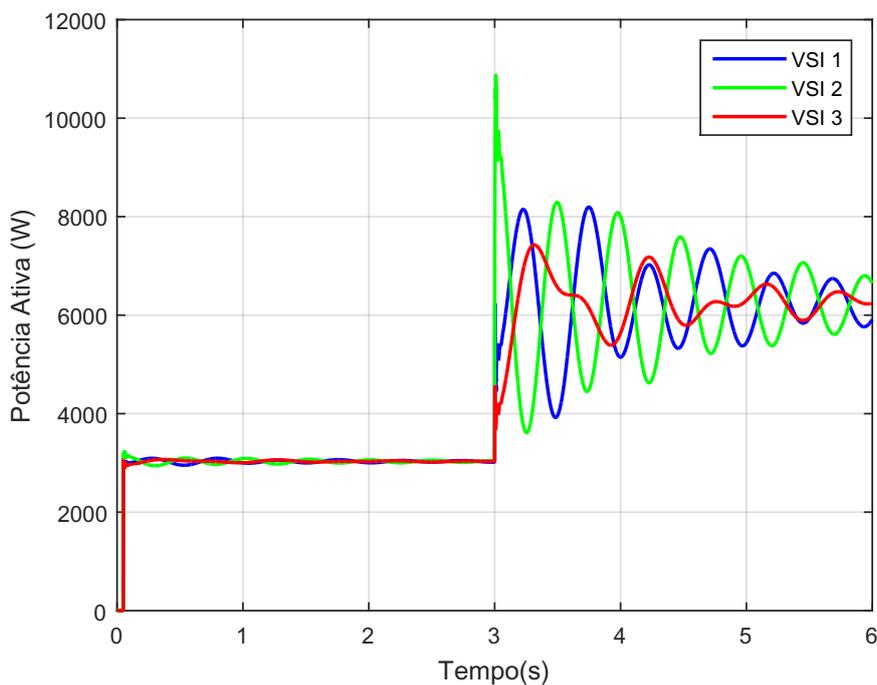


Figura 113 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 6: simulação 1 ($\omega_c = 2$).

Fonte – Autoria própria.

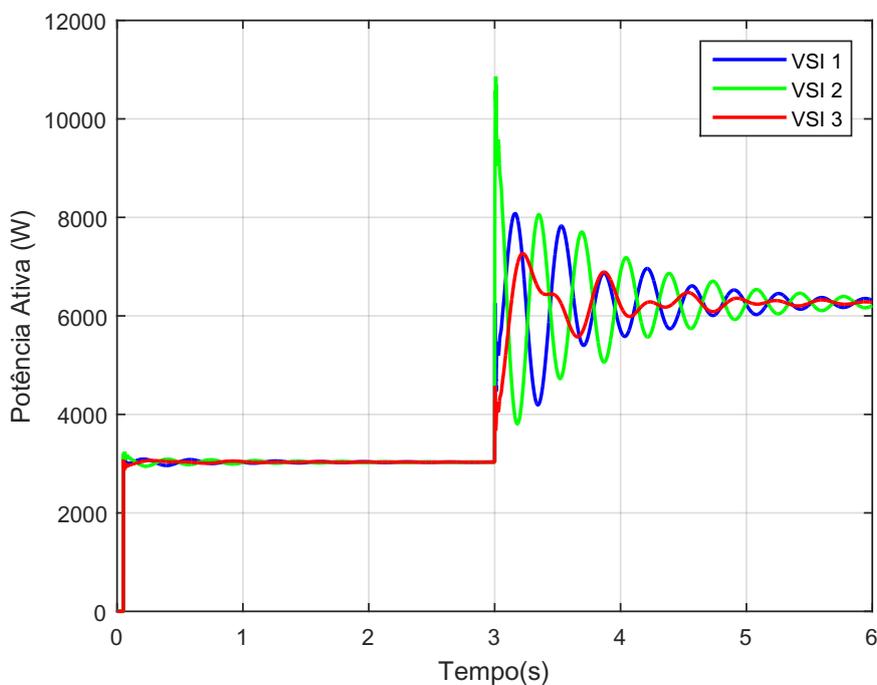


Figura 114 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 6: simulação 2 ($\omega_c = 4$).

Fonte – Autoria própria.

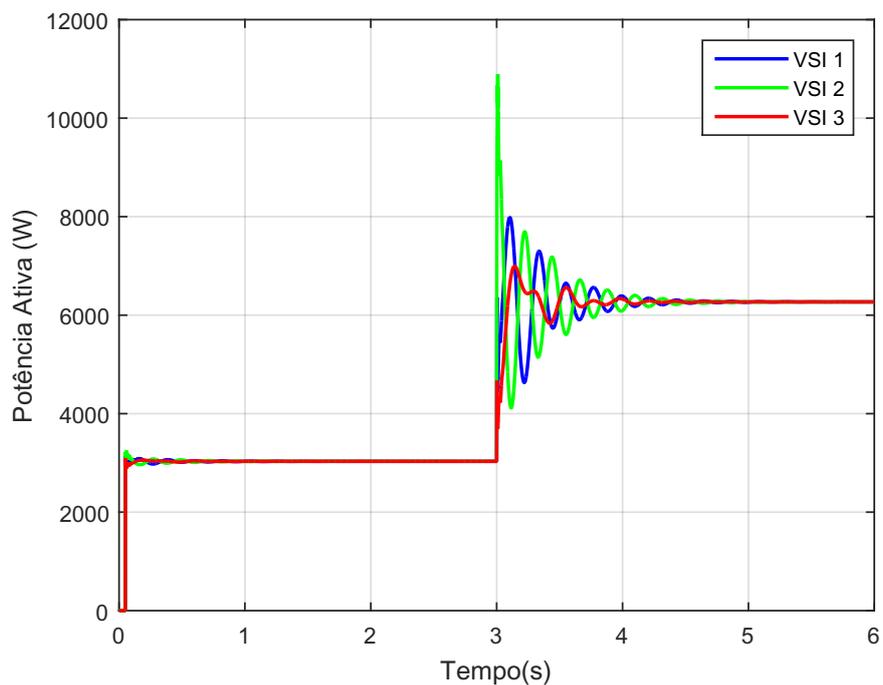


Figura 115 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 6: simulação 3 ($\omega_c = 10$).

Fonte – Autoria própria.

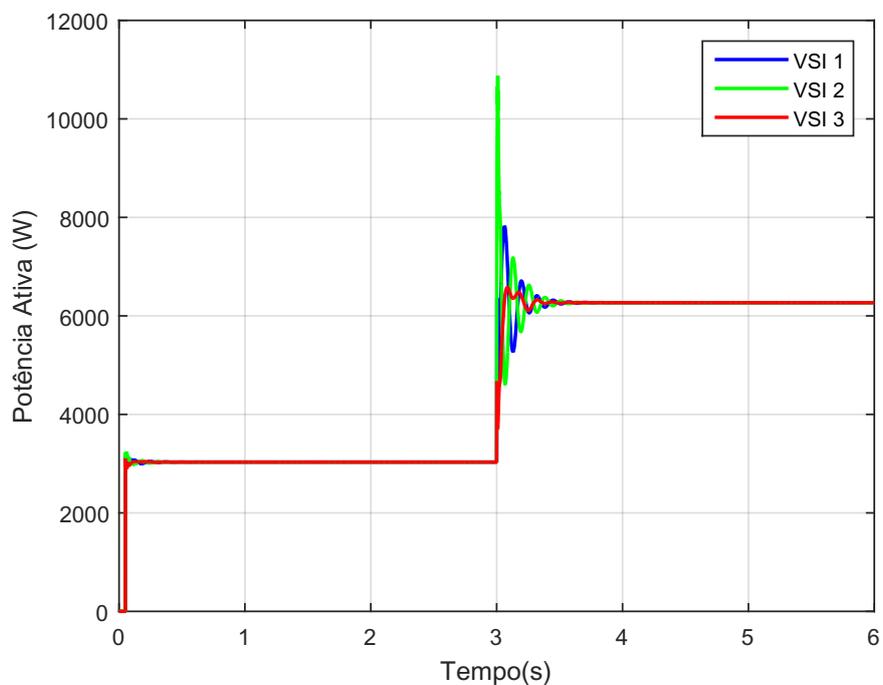
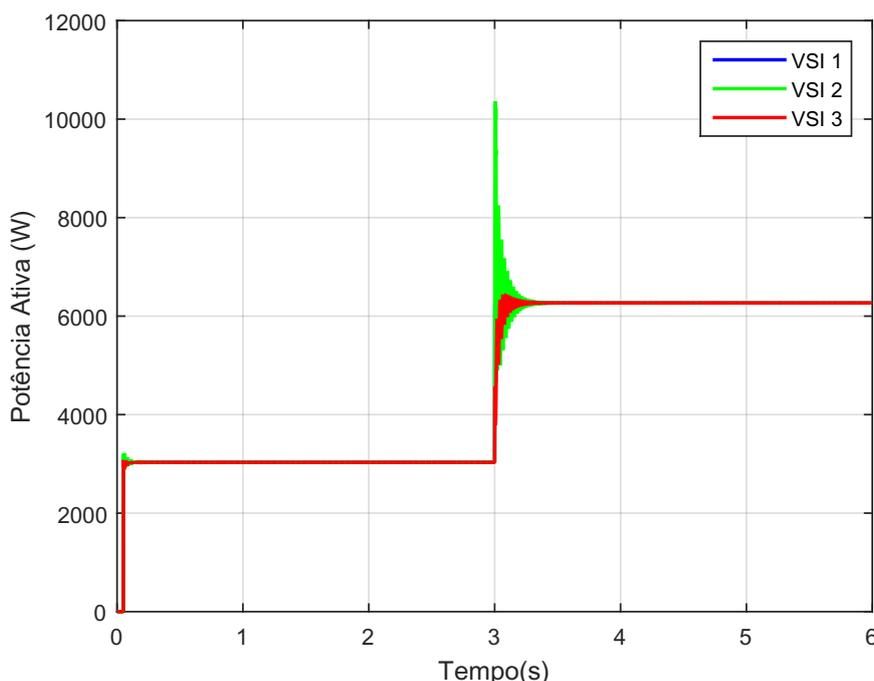


Figura 116 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 6: simulação 4 ($\omega_c = 30$).

Fonte – Autoria própria.

Tabela 7 – Ajuste do ω_c para diferentes simulações do Caso 6.

Simulação	Ajuste do ω_c
1	2
2	4
3	10
4	30
5	<i>droop puro</i>

Figura 117 – Potência ativa injetada pelos VSIs - Caso 6: simulação 5 (*droop puro*).

Fonte – Autoria própria.

regime transitório, no qual as máquinas oscilam até atingir um novo ponto de operação em regime permanente.

Outra questão notável, que também é um dos objetivos do Caso 6, é mostrar a diferença do comportamento da MR para variações de carga distintas. No início da simulação (0,05 s) são conectadas cargas similares em cada um dos três barramentos de MR. O fato das variações de carga em cada barramento serem similares, faz com que no instante seguinte à energização das cargas, a geração dos três VSIs sejam semelhantes. Desta forma, não são observadas grandes oscilações de potência ativa entre os VSIs no período de 0,05s a 3s. Entretanto, no instante 3s aplica-se uma variação de carga ativa apenas no Barramento 2. Esta variação de carga em apenas um barramento provoca oscilações de potência ativa relevantes entre os VSIs da MR transitoriamente.

A Figura 118 apresenta a frequência de cada um dos VSIs para a Simulação 1

do Caso 6, com destaque para o entrelaçamento da frequência dos três VSIs após a variação de carga no Barramento 2 no instante 3 s.

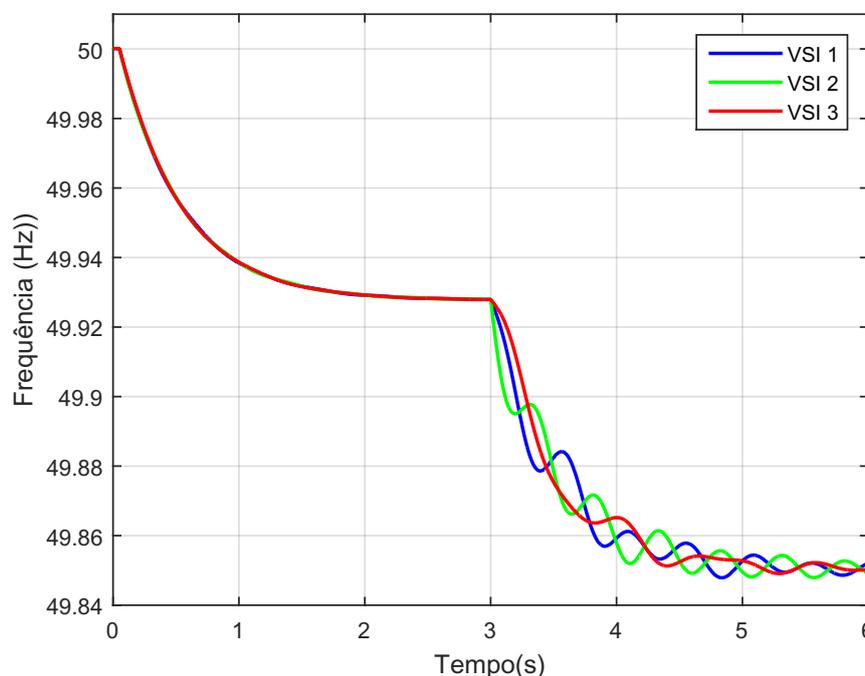


Figura 118 – Frequência em cada VSI - Caso 6: Simulação 1 ($\omega_c = 2$).

Fonte – Autoria própria.

Como observado anteriormente, em regime transitório a frequência de cada VSI assume valores distintos. Para melhor comparar a influência do ajuste do parâmetro ω_c , são apresentadas a seguir a frequência de cada VSI para cada uma das simulações propostas. Na Figura 119, pode-se observar a evolução da frequência no VSI 1 para cada uma das cinco simulações propostas.

A frequência do VSI 2 para cada uma das simulações propostas no Caso 6 está representada na Figura 120. Como o VSI 2 está conectado ao barramento em que ocorre a variação de carga no instante 3 s, observa-se uma variação de frequência mais elevada inicialmente nesta fonte, com destaque para a resposta obtida na Simulação 5 em verde, que considera a implementação do *droop* puro.

Como o VSI 3 está mais distante eletricamente do evento simulado, espera-se que sua resposta em frequência apresente variação de frequência menos acentuada transitoriamente que os VSIs 1 e 2. Esta afirmação pode ser comprovada pela Figura 121, que apresenta a frequência do VSI 3 para cada uma das simulações propostas no Caso 6.

A partir das figuras mencionadas acima, é possível verificar o funcionamento da máquina síncrona virtual para diversos ajustes de ω_c . Para valores menores de ω_c a queda da frequência é mais lenta, indicando que a inércia emulada é maior. Para

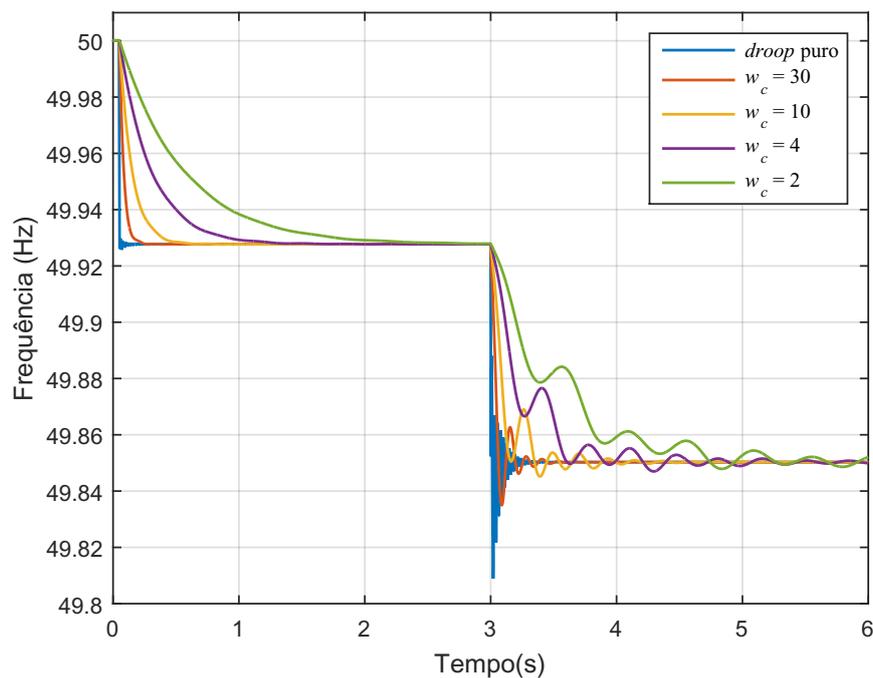


Figura 119 – Frequência do VSI 1 para diferentes valores de ω_c - Caso 6.

Fonte – Autoria própria.

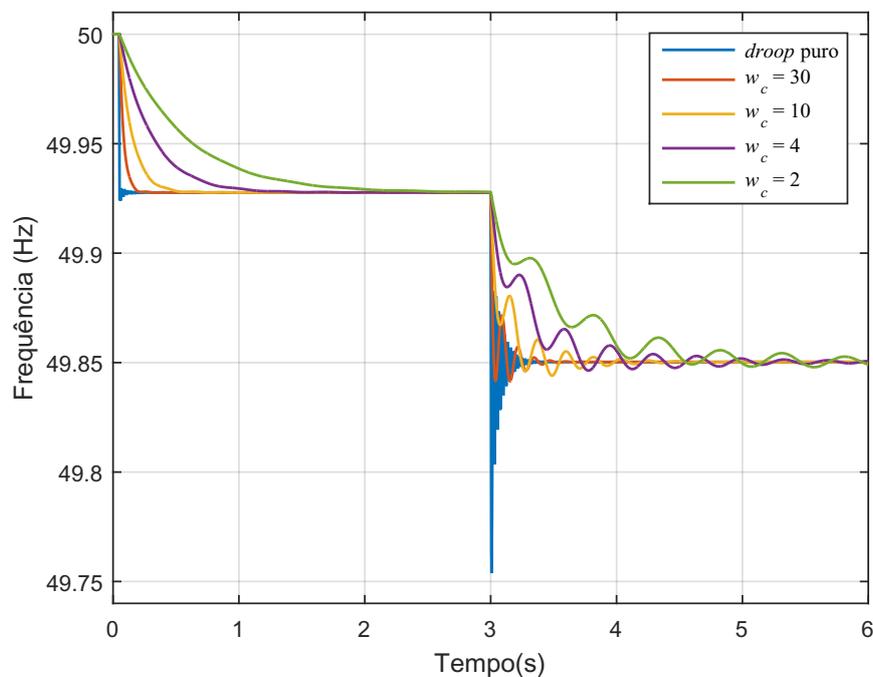


Figura 120 – Frequência do VSI 2 para diferentes valores de ω_c - Caso 6.

Fonte – Autoria própria.

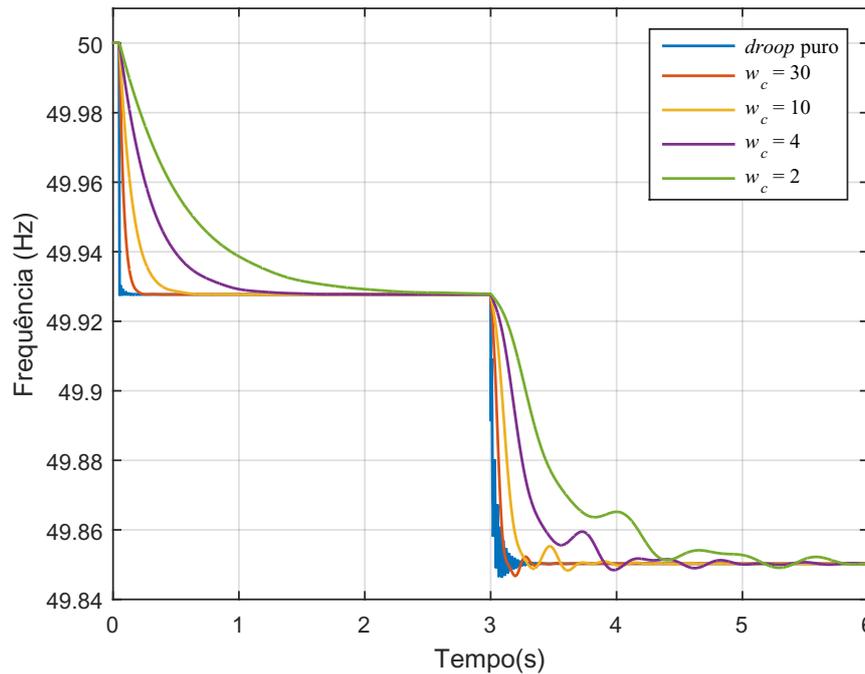


Figura 121 – Frequência do VSI 3 para diferentes valores de ω_c - Caso 6.

Fonte – Autoria própria.

valores mais elevados de ω_c a queda de frequência é mais rápida, indicando que a inércia emulada é menor, de modo que a máquina síncrona virtual cada vez mais se aproxima de um controle *droop* tradicional, apresentando excursões de frequência quase que instantâneas.

7.6 CONCLUSÕES

Este capítulo é estruturado de forma que seja possível analisar diversas questões relacionadas a microrredes. Alguns dos objetivos cumpridos neste capítulo são: (i) descrever detalhadamente diferentes características de implementação de modelos distintos de MR; (ii) verificar a possibilidade da utilização do modelo médio para a representação do inversor para efetuar as simulações implementadas no Simulink/Matlab; (iii) avaliar aspectos da modelagem em espaço de estados proposta e sua respectiva aderência ao modelo não-linear da MR; (iv) analisar o desempenho e resiliência da estrutura de controladores proposta; (v) avaliar o desempenho dinâmico da microrrede para grandes perturbações; (vi) identificar características da MR que possivelmente dificultariam sua operação autônoma; (vii) avaliar o desempenho da máquina síncrona virtual para diferentes ajustes de seus parâmetros.

Os modelos desenvolvidos por blocos no Simulink/Matlab são de dois tipos distintos. No primeiro a representação do inversor é feita via modelo médio, no segundo

o inversor é representado pelo modelo comutado. Em ambas as representações do inversor, o modelo global da microrrede é não-linear.

A primeira análise feita no capítulo é avaliar a aderência entre os resultados obtidos a partir do modelo não-linear em que o inversor é representado pelo modelo médio e os resultados obtidos a partir do modelo não-linear em que o inversor é representado pelo modelo comutado. Identificou-se que as duas formas de representação do inversor acarretam resultados bastante semelhantes, comprovando que é possível optar pelo modelo médio do inversor para efetuar as simulações seguintes deste capítulo. A grande motivação de representar o inversor pelo modelo médio é que este proporciona uma diminuição substancial do tempo de processamento das simulações.

A seguir, faz-se uma análise semelhante entre o modelo não-linear implementado por blocos no Simulink/Matlab e o modelo linearizado desenvolvido nos Capítulos 4 e 5. O motivo principal desta avaliação é validar o comportamento dinâmico do modelo linearizado no espaço de estados, uma vez que este trabalho propõe uma estratégia de modelagem bastante detalhada visando a obtenção de um modelo linearizado representativo da MR. De acordo com simulação proposta neste capítulo, o modelo linearizado em espaço de estados apresenta grandes semelhanças com o modelo não-linear.

Após a validação do modelo linearizado no espaço de estados, são propostos diferentes casos de simulação não-linear no tempo, com os seguintes propósitos: avaliar o desempenho dos controladores; avaliar a estabilidade da MR para grandes perturbações; identificar características específicas operacionais da MR; e identificar o desempenho da máquina síncrona virtual para diversos parâmetros distintos.

A partir dos resultados obtidos é possível afirmar que a estrutura de controladores utilizada neste trabalho é adequada para operação autônoma da MR proposta, apresentando bom desempenho dinâmico e resiliência frente a grandes perturbações, como variação de carga, contingência de linhas e perda de geração.

Uma importante característica da máquina síncrona virtual é possibilitar a operação em paralelo de diversas fontes de geração distintas. Todas as simulações feitas indicam que a máquina síncrona virtual possibilita a divisão de potência ativa gerada por cada VSI e permite sua sincronização sem a necessidade de estimadores de frequência. Além disso, nos casos 5 e 6 são feitas avaliações mais detalhadas do desempenho da máquina síncrona variando seus parâmetros. No Caso 5 o parâmetro variado é o m_p relacionado ao *droop* de potência ativa, e no Caso 6 é variado o parâmetro ω_c . A partir das simulações efetuadas, verifica-se que a máquina síncrona virtual baseado no controle *droop* possibilita desempenho satisfatório no que diz respeito à emulação de inércia.

Por fim, é identificado que a estrutura de controle proposta se apresenta conveniente e indicada para aplicações de microrredes autônomas.

8 CONCLUSÕES

8.1 RECAPITULAÇÃO DAS PROPOSTAS E CONTRIBUIÇÕES DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho tem como objetivo a análise do comportamento dinâmico e projeto de controladores de microrredes de baixa inércia. O desenvolvimento do trabalho ocorre em um momento de crescente expansão de geração de energia elétrica advindas de fontes alternativas, como é o exemplo da geração de energia eólica e fotovoltaica. Tais fontes de geração necessitam de interfaces de eletrônica de potência para serem conectadas à rede elétrica, as quais desacoplam dinamicamente a fonte de energia primária e a rede elétrica. Este desacoplamento dinâmico implica que essas fontes não convencionais não contribuem com a inércia do sistema.

Face a esse cenário, esta dissertação contempla a proposição de métodos de modelagem, análise de estabilidade e projeto de controladores associados a microrredes de baixa inércia operando desconectada de redes convencionais. Com este intuito, é apresentada uma metodologia de modelagem de microrredes, partindo de equações dinâmicas linearizadas da rede elétrica, cargas e dos VSIs com seus respectivos filtros de saída e malhas de controle.

O Capítulo 2 desta dissertação é dedicado à apresentação de conceitos referentes a geração distribuída e microrredes, enfatizando suas vantagens para expansão da geração de energia elétrica a partir de fontes não convencionais. As fontes de energia que tipicamente necessitam de interfaces de eletrônica de potência para serem conectadas à rede elétrica são apresentadas, com ênfase nas estruturas típicas de conversores utilizados para efetuar este processamento de energia. Este capítulo apresenta também os modos de operação de microrredes, introduzindo a problemática da operação no modo ilhado sob condições de pouca ou até nenhuma inércia.

O Capítulo 3 é focado em apresentar estratégias de controle de inversores com ênfase em estruturas capazes de auxiliar a operação de microrredes de baixa inércia. No início do capítulo é ressaltada a relevância da inércia em sistemas de energia e discutida a possibilidade de emular inércia por inversores a partir de estratégias de controle. Em seguida são apresentados os objetivos de controle de inversores. Nesta etapa, distinguem-se os tipos de inversores e são descritas as estruturas de controle típicas. Em acréscimo, visando compreender o estado da arte da emulação de inércia via inversores, é apresentada uma revisão bibliográfica detalhada do assunto. Após uma visão geral de métodos distintos de emulação de inércia e considerações tomadas neste trabalho para modelá-la, é proposta a utilização da máquina síncrona virtual baseada no controle via estatismo (*droop*) em combinação com duas malhas internas de controle de tensão e de corrente como estrutura dos controladores proposta para os inversores.

No Capítulo 4 é desenvolvida uma metodologia de modelagem de VSIs con-

siderando as malhas de controle escolhidas no Capítulo 3. A modelagem é feita a partir de equações linearizadas e representadas no espaço de estados, incluindo a representação do inversor pelo modelo médio. O inversor, juntamente com seu filtro de saída, e cada malha de controle a ele associada são modelados isoladamente em coordenadas $dq0$. Ao final do capítulo é feita a combinação dos modelos individuais para se obter o modelo completo do VSI.

No Capítulo 5, de modo semelhante à técnica utilizada no Capítulo 4, apresenta-se o desenvolvimento detalhado e modular de uma microrrede. Neste capítulo as cargas e a rede elétrica são modeladas isoladamente a partir de equações dinâmicas e combinadas linearmente com o modelo de VSI desenvolvido no Capítulo 4, originando assim um modelo linear no espaço de estados para a microrrede. Ressalta-se que, devido à sua característica modular, a metodologia de modelagem utilizada neste trabalho pode ser aplicada para diversas topologias de VSIs e microrredes distintas.

O Capítulo 6 apresenta uma estratégia de ajuste dos controladores introduzidos nos capítulos anteriores, e é feita a análise de estabilidade de pequenos sinais da microrrede. O ajuste do controle de corrente e de tensão é efetuado por alocação de polos visando atingir margens de fase e frequência de corte pré-estabelecidas. Nesta etapa, são também examinadas maneiras de melhorar a resposta dinâmica da microrrede a partir de estruturas de controle adicionais ou ramos de amortecimento no filtro de saída dos inversores. Em acréscimo, além da análise de estabilidade para pequenos sinais em diversos pontos de operação, faz-se neste capítulo uma análise de sensibilidade de ajuste dos parâmetros da máquina síncrona virtual na estabilidade da microrrede.

O Capítulo 7 pode ser dividido em duas partes. A primeira parte é destinada à descrição da implementação da microrrede no Matlab/Simulink e validação de modelos. Inicialmente é feita uma comparação entre dois modelos não-lineares da microrrede: o primeiro, a partir do modelo médio do inversor, e o segundo, mais detalhado e que portanto requer maior esforço computacional, a partir do modelo comutado do inversor. Os experimentos comprovam a validade do modelo médio para estudos relacionados à análise de estabilidade e projeto de controladores de microrredes. A seguir, a comparação feita é entre o modelo não-linear implementado por blocos do Simulink/Matlab baseado no modelo médio do inversor e o modelo linear no espaço de estados, visando a validação deste último. Na segunda parte do capítulo são efetuadas diversas simulações não-lineares para grandes perturbações aplicadas à microrrede. Esta etapa permite a avaliação do desempenho dinâmico de controlares projetados sob a hipótese de linearidade; da estabilidade da microrrede a grandes perturbações; e da efetividade da utilização de estratégias de controle para mimetizar o comportamento elétrico de máquinas síncronas via inversores, possibilitando a operação em paralelo de diversas fontes de geração e a emulação de inércia.

8.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Muitas são as dificuldades técnicas e operacionais de microrredes de baixa inércia. A motivação deste trabalho é identificar dentre essas dificuldades as que mais severamente afetam o desempenho dinâmico de uma microrrede e propor soluções viáveis via projeto de controladores para permitir operação dinâmica satisfatória. Com este viés, os principais resultados da dissertação são apresentados nos Capítulos 6 e 7.

Uma estratégia de ajuste de controladores em cascata é proposta no Capítulo 6. Esse método de ajuste, embora considere apenas as dinâmicas de um VSI conectado a uma fonte de tensão, apresentam resultados bastante satisfatórios. A análise de estabilidade a pequenos sinais possibilitou extrair conclusões interessantes sobre a estabilidade da microrrede, variando-se parâmetros de sua topologia e da máquina síncrona virtual. Um resultado observado particularmente importante é a grande variabilidade dos autovalores menos amortecidos do modelo linearizado no espaço de estados quando da mudança do comprimento das linhas, indicando a importância da modelagem dinâmica da rede elétrica para avaliar o comportamento dinâmico de microrredes. Outros resultados deste capítulo são a avaliação da eficácia dos ramos *feedforward* de desacoplamento dos eixos dq considerando erros de medição e/ou simplificações de dados de frequência da rede elétrica, e a proposição de duas soluções para melhorar a resposta dinâmica da microrrede.

A validação do modelo linearizado no espaço de estados desenvolvido nos Capítulos 4 e 5 é efetuada via simulação no tempo no Capítulo 7. Neste capítulo também se avalia o desempenho da estrutura de controladores proposta para grandes perturbações. De acordo com as simulações efetuadas, esta estrutura de controle se apresenta bastante favorável para aplicações a microrredes de baixa inércia. Em acréscimo, a partir de simulações não-lineares no tempo, identifica-se que a máquina síncrona virtual baseada no controle do tipo *droop* apresenta desempenho suficiente no que diz respeito à operação em paralelo de diferentes fontes e à emulação de inércia.

Um subproduto importante dessa dissertação é a revisão bibliográfica detalhada de máquinas síncronas virtuais apresentada no Capítulo 3. Essa revisão proporciona uma visão geral bastante completa do estado da arte de implementação de controladores para simular o comportamento de máquinas síncronas através de inversores de potência, a partir de trabalhos efetuados no Brasil e no mundo.

Por fim, é possível afirmar que este trabalho apresenta uma metodologia detalhada e modular de modelagem microrredes, ajuste de controladores em cascata, análise de estabilidade de pequenas e grandes perturbações. Adicionalmente, é feita uma avaliação da implementação de máquinas síncronas virtuais para microrredes de baixa inércia, o que poderá ser útil para trabalhos futuros neste assunto.

8.3 TRABALHOS FUTUROS

A seguir são sugeridos alguns direcionamentos para trabalhos futuros em microrredes de baixa inércia que complementam tópicos apresentados neste trabalho:

- Neste trabalho são consideradas algumas premissas para o estudo de máquinas síncronas virtuais via inversores. Uma delas é a modelagem do barramento CC como invariável no tempo. Embora esta consideração seja feita em diversos trabalhos que envolvem a implementação de controladores que mimetizam máquinas síncronas virtuais em inversores, é interessante que tanto o barramento em corrente contínua quanto a fonte de energia primária sejam modelados dinamicamente. Esse detalhamento permite uma melhor sensibilidade das dificuldades práticas destas estruturas de controle;
- Comparação via análise de estabilidade e simulações computacionais de diversas estratégias de implementar máquinas síncronas virtuais via inversores. Embora este documento apresente uma avaliação qualitativa destas estratégias, apenas a máquina virtual baseada no controle *droop* é implementada neste trabalho;
- Realização de estudos mais aprofundados em relação à estabilidade a pequenos sinais, utilizando técnicas de *mode shapes* e análises de sensibilidade, por exemplo;
- Comparação entre estruturas de controladores proposta neste trabalho com estruturas de controle que utilizam outras técnicas, como as baseadas em controle ótimo, por exemplo.
- Avaliar o desempenho das estruturas de controladores propostas neste trabalho em microrredes desequilibradas;
- Avaliar a utilização das estruturas de controladores propostas neste trabalho para emular inércia em sistemas convencionais de energia;
- Desenvolver estratégias para efetuar a conexão, desconexão e detecção de ilhamentos da microrrede com respeito a um sistema convencional de energia;
- Desenvolver filosofias de proteção para microrredes e analisar seu comportamento para condições de curto-circuito;
- Adicionar o controle secundário nas fontes de geração visando zerar o erro de frequência em regime permanente;
- Efetuar estudos de energização de equipamentos da microrrede em relação a transitórios eletromagnéticos.

REFERÊNCIAS

ACKERMANN, T.; GÖRAN, A.; SÖDER, L. Distributed generation: a definition. **Electric power systems research**, Elsevier, v. 57, n. 3, p. 195–204, 2001.

AHMED, K. H.; FINNEY, S. J.; WILLIAMS, B. W. Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation. **Compatibility in Power Electronics**, p. 1–9, mai. 2007. ISSN 2166-9538. DOI: 10.1109/CPE.2007.4296511.

ALIPOOR, J.; MIURA, Y.; ISE, T. Power System Stabilization Using Virtual Synchronous Generator With Alternating Moment of Inertia. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 3, n. 2, p. 451–458, jun. 2015. ISSN 2168-6777. DOI: 10.1109/JESTPE.2014.2362530.

ALMEITA, P. M. **Contribuições ao estudo de conexão de sistemas Fotovoltaicos à rede elétrica sem filtros passivos: projeto de controladores digitais para redução do conteúdo harmônico**. 2013. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Brasil.

ALSIRAJI, H. A.; EL-SHATSHAT, R. Comprehensive assessment of virtual synchronous machine based voltage source converter controllers. **IET Generation, Transmission & Distribution**, IET, v. 11, n. 7, p. 1762–1769, 2017.

AMAMRA, S.; MEGHRICHE, K.; CHERIFI, A.; FRANCOIS, B. Multilevel Inverter Topology for Renewable Energy Grid Integration. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 11, p. 8855–8866, nov. 2017. ISSN 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2016.2645887.

ANDRETA, A. G. **Estratégia Híbrida de Controle para Inversores Trifásico Conectados à Rede Baseada em Controle Deadbeat e Proporcional+Ressonante**. 2014. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.

ANDRETA, A. G.; ORTMANN, M. S.; HELDWEIN, M. L. Hybrid current control technique applied to grid connected inverters. **IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**, p. 2268–2274, mar. 2015. DOI: 10.1109/ICIT.2015.7125432.

- AOUINI, R.; MARINESCU, B.; KILANI, K. Ben; ELLEUCH, M. Synchronverter-Based Emulation and Control of HVDC Transmission. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 31, n. 1, p. 278–286, jan. 2016. ISSN 0885-8950. DOI: 10.1109/TPWRS.2015.2389822.
- ARAUJO, S. V.; ENGLER, A.; SAHAN, B.; ANTUNES, F. L. M. LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines. **7th International Conference on Power Electronics**, p. 1133–1138, out. 2007. ISSN 2150-6078. DOI: 10.1109/ICPE.2007.4692556.
- ASHABANI, M.; FREIJEDO, F. D.; GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M. Inducverters: PLL-Less Converters With Auto-Synchronization and Emulated Inertia Capability. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 7, n. 3, p. 1660–1674, mai. 2016. ISSN 1949-3053. DOI: 10.1109/TSG.2015.2468600.
- BAEK, Y.; LEE, K.; HYUN, D. Improved predictive current control by parameter estimation in grid connected inverter applications. **IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference**, p. 1535–1538, mai. 2009. DOI: 10.1109/IPEMC.2009.5157632.
- BECK, H.; HESSE, R. Virtual synchronous machine. **9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation**, p. 1–6, out. 2007. ISSN 2150-6647. DOI: 10.1109/EPQU.2007.4424220.
- BEVRANI, H.; FRANÇOIS, B.; ISE, T. **Microgrid Dynamics and Modeling**. [S.l.]: Wiley, 2017.
- BOTTRELL, N.; PRODANOVIC, M.; GREEN, T. C. Dynamic Stability of a Microgrid With an Active Load. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 11, p. 5107–5119, nov. 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2241455.
- BOUZID, A. M.; GUERRERO, J. M.; CHERITI, A.; BOUHAMIDA, M.; SICARD, P.; BENGHANEM, M. A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 44, p. 751–766, 2015. ISSN 1364-0321. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.01.016>. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211500026X>.

BRABANDERE, K. **Voltage and Frequency Droop Control in Low Voltage Grids by Distributed Generators with Inverter Front-End**. 2006. Tese de Doutorado – Katholieke Universiteit Leuven, Leuven, Belgica.

BRABANDERE, K.; BOLSENS, B.; KEYBUS, J. V.; WOYTE, A.; DRIESEN, J.; BELMANS, R. A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 4, p. 1107–1115, jul. 2007. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2007.900456.

CHAVES, H. M. S. **Sistema de Controle de Inversores Trifásicos Conectados à Rede Elétrica Considerando Afundamento de Tensão**. 2018. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.

CHEN, Chi-Tsong. **Linear system theory and design**. [S.l.]: Oxford University Press, Inc., 1998.

CHEN, Y.; HESSE, R.; TURSCHNER, D.; BECK, H. Improving the grid power quality using virtual synchronous machines. **International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives**, p. 1–6, mai. 2011. ISSN 2155-5532. DOI: 10.1109/PowerEng.2011.6036498.

CHIANG, S. J.; CHANG, J. M. Parallel control of the UPS inverters with frequency-dependent droop scheme. **IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)**, v. 2, 957–961 vol.2, jun. 2001. ISSN 0275-9306. DOI: 10.1109/PESC.2001.954243.

CHOWDHURY, S. P.; CROSSLEY, P.; CHOWDHURY, S. **Microgrids and active distribution networks**. [S.l.]: The institution of Engineering e Technology, 2009.

CLARKE, E. **Circuit Analysis of A-C Power Systems**. [S.l.]: Wiley, 1943. (Circuit Analysis of A-C Power Systems, v. 1). Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=zR4hAAAAMAAJ>.

CUNHA, A. M.; PRADA, R. B.; JARDIM, J. L. A. Evaluation of the effects of the representation of the synthetic inertia in the doubly-fed induction generators wind turbine in the control of frequency. **Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)**, p. 1–6, mai. 2018. DOI: 10.1109/SBSE.2018.8395570.

- D'ARCO, S.; SUUL, J. A. Virtual synchronous machines — Classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids. **IEEE Grenoble Conference**, p. 1–7, jun. 2013. DOI: 10.1109/PTC.2013.6652456.
- D'ARCO, S.; SUUL, J. A.; FOSSO, O. B. Automatic Tuning of Cascaded Controllers for Power Converters Using Eigenvalue Parametric Sensitivities. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 2, p. 1743–1753, mar. 2015. ISSN 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2014.2354732.
- D'ARCO, S.; SUUL, J. A.; FOSSO, O. B. Small-signal modelling and parametric sensitivity of a Virtual Synchronous Machine. **2014 Power Systems Computation Conference**, p. 1–9, 2014.
- D'ARCO, S.; SUUL, J. A.; FOSSO, O. B. Small-signal modeling and parametric sensitivity of a virtual synchronous machine in islanded operation. English. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 72, Complete, p. 3–15, 2015. DOI: 10.1016/j.ijepes.2015.02.005.
- DANNEHL, J.; FUCHS, F. W.; HANSEN, S.; THOGERSEN, P. B. Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 4, p. 1509–1517, jul. 2010. ISSN 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2010.2049974.
- DANNEHL, J.; LISERRE, M.; FUCHS, F. W. Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 8, p. 3623–3633, ago. 2011. ISSN 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2010.2081952.
- DEHGHAN BANADAKI, A.; MOHAMMADI, F. D.; FELIACHI, A. State space modeling of inverter based microgrids considering distributed secondary voltage control. **North American Power Symposium (NAPS)**, p. 1–6, set. 2017. DOI: 10.1109/NAPS.2017.8107326.
- DELILLE, G.; FRANCOIS, B.; MALARANGE, G. Dynamic Frequency Control Support by Energy Storage to Reduce the Impact of Wind and Solar Generation on Isolated Power System's Inertia. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 3, n. 4, p. 931–939, out. 2012. ISSN 1949-3037. DOI: 10.1109/TSTE.2012.2205025.

DONDI, P.; BAYOUMI, D.; HAEDERLI, C.; SUTER, D. Julianand M. Network integration of distributed power generation. **Journal of power sources**, Elsevier, v. 106, n. 1-2, p. 1–9, 2002.

DONG, S.; CHEN, Y. C. Adjusting Synchronverter Dynamic Response Speed via Damping Correction Loop. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 32, n. 2, p. 608–619, jun. 2017. ISSN 0885-8969. DOI: 10.1109/TEC.2016.2645450.

DONG, S.; CHI, Y.; LI, Y. Active Voltage Feedback Control for Hybrid Multiterminal HVDC System Adopting Improved Synchronverters. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 31, n. 2, p. 445–455, abr. 2016. ISSN 0885-8977. DOI: 10.1109/TPWRD.2015.2420657.

EGHTEDARPOUR, N.; FARJAH, E. Power Control and Management in a Hybrid AC/DC Microgrid. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 3, p. 1494–1505, 2014. ISSN 1949-3061. DOI: 10.1109/TSG.2013.2294275.

ERICKSON, Robert W; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

ERIKSSON, R.; MODIG, N.; ELKINGTON, K. Synthetic inertia versus fast frequency response: a definition. **IET Renewable Power Generation**, IET, v. 12, n. 5, p. 507–514, 2017.

ETXEBERRIA, A.; VECHIU, I.; CAMBLONG, H.; VINASSA, J.-M. Comparison of three topologies and controls of a hybrid energy storage system for microgrids. **Energy Conversion and Management**, v. 54, n. 1, p. 113–121, 2012. ISSN 0196-8904. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2011.10.012>. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890411002779>.

ETXEGARAI, A.; EGUIA, P.; TORRES, E.; ITURREGI, A.; VALVERDE, V. Review of grid connection requirements for generation assets in weak power grids. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 41, p. 1501–1514, 2015.

FUAD, K. **Grid-voltage Synchronization Algorithms Based on Phase-locked Loop and Frequency-locked Loop for Power Converters**. 2014. F. 45+10. Tese de Doutorado – Aalto University, Finland. Disponível em: <http://urn.fi/URN:NBN:fi:aalto-201406272262>.

GABE, I. J.; MONTAGNER, V. F.; PINHEIRO, H. Design and Implementation of a Robust Current Controller for VSI Connected to the Grid Through an LCL Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1444–1452, jun. 2009. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2016097.

GAO, F.; IRAVANI, M. R. A Control Strategy for a Distributed Generation Unit in Grid-Connected and Autonomous Modes of Operation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 2, p. 850–859, abr. 2008. DOI: 10.1109/TPWRD.2007.915950.

GIL, N. J. A.; CABETE, S. *et al.* Identificação de condições de operação em modo isolado e procedimentos de controlo de emergência para multi-micro-redes, 2009.

GRANT, A.; EROMENKO, I.; GILMARTIN, M.; KOCKAR, I.; MCGREGOR, P. The economics of distributed energy generation: A literature review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 42, p. 543–556, 2015.

HAMMER, B.; GONG, K.; KONIGORSKI, U. Modeling and control of inverter-based microgrids**This work is funded by the German Federal Ministry for Economic Affairs and Energy under the support code 0324101. **IFAC-PapersOnLine**, v. 51, n. 2, p. 19–24, 2018. 9th Vienna International Conference on Mathematical Modelling. ISSN 2405-8963. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2018.03.004>. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2405896318300041>.

HAMZA, K. A. El Wahid; LINDA, H.; CHERIF, L. LCL filter design with passive damping for photovoltaic grid connected systems. **IREC2015 The Sixth International Renewable Energy Congress**, p. 1–4, mar. 2015. DOI: 10.1109/IREC.2015.7110945.

HATZIARGYRIOU, N. D.; JENKINS, N.; STRBAC, G.; LOPES, J. A P.; RUELA, J.; ENGLER, A.; OYARZABAL, J.; KARINIOTAKIS, G.; AMORIM, A. Microgrids-large scale integration of microgeneration to low voltage grids. **Proceedings of CIGRE 2006, 41st annual session conference**, 2006.

HESSE, R.; TURSCHNER, D.; BECK, H. P. Micro grid stabilization using the Virtual Synchronous Machine (VISMA). **Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09), Valencia, Spain**, p. 15–17, 2009.

- HIRASE, Y.; ABE, K.; SUGIMOTO, K.; SHINDO, Y. Research Paper. Undetermined. **Electrical Engineering in Japan**, v. 184, n. 4, p. 10–21, jun. 2013. DOI: 10.1002/eej.22428.
- HORNIK, T. **Power Quality in Microgrids**. [S.l.]: University of Liverpool, 2010. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=wIFdAQAACAAJ>.
- IRWIN, J. D. **Control in power electronics: selected problems**. [S.l.]: Elsevier, 2002.
- JÄRVENTAUSTA, P.; REPO, S.; RAUTIAINEN, A.; PARTANEN, J. Smart grid power system control in distributed generation environment. **Annual Reviews in Control**, Elsevier, v. 34, n. 2, p. 277–286, 2010.
- JUAN, Bastidas-Rodriguez; RAMOS-PAJA, Carlos. Types of inverters and topologies for microgrid applications. **UIS Inenierías**, v. 16, p. 7–14, jan. 2017.
- KARIMI, H.; NIKKHAJOEI, H.; IRAVANI, R. Control of an Electronically-Coupled Distributed Resource Unit Subsequent to an Islanding Event. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 1, p. 493–501, jan. 2008. DOI: 10.1109/TPWRD.2007.911189.
- KATIRAEI, F.; IRAVANI, M. R.; LEHN, P. W. Small-signal dynamic model of a micro-grid including conventional and electronically interfaced distributed resources. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 1, n. 3, p. 369–378, mai. 2007. DOI: 10.1049/iet-gtd:20045207.
- KAZMIERKOWSKI, Marian P; MALESANI, Luigi. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. **IEEE Transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 45, n. 5, p. 691–703, 1998.
- KROPOSKI, B.; JOHNSON, B.; ZHANG, Y.; GEVORGIAN, V.; DENHOLM, P.; HODGE, B.; HANNEGAN, B. Achieving a 100% Renewable Grid: Operating Electric Power Systems with Extremely High Levels of Variable Renewable Energy. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 15, n. 2, p. 61–73, 2017.
- KUNDUR, P.; BALU, N. J.; LAUBY, M. G. **Power system stability and control**. [S.l.]: McGraw-hill New York, 1994. v. 7.

- KUNDUR, P. *et al.* Definition and classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 19, n. 3, p. 1387–1401, ago. 2004. DOI: 10.1109/TPWRS.2004.825981.
- LALOR, G.; RITCHIE, J.; ROURKE, S.; FLYNN, D.; O'MALLEY, M. J. Dynamic frequency control with increasing wind generation. **IEEE Power Engineering Society General Meeting**, p. 1715–1720, 2004.
- LASSETER, R.; AKHIL, A.; MARNAY, C.; STEPHENS, J.; DAGLE, J.; GUTTROMSOM, R.; MELIOPOULOUS, A. S.; YINGER, R.; ETO, J. Integration of distributed energy resources. The CERTS Microgrid Concept, abr. 2002. DOI: 10.2172/799644.
- LEE, D.; WANG, L. Small-Signal Stability Analysis of an Autonomous Hybrid Renewable Energy Power Generation/Energy Storage System Part I: Time-Domain Simulations. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 23, n. 1, p. 311–320, mar. 2008. DOI: 10.1109/TEC.2007.914309.
- LETCHER, T. M. **Wind energy engineering: a handbook for onshore and offshore wind turbines**. [S.l.]: Academic Press, 2017.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, set. 2005. ISSN 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2005.853373.
- LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A.; BLAABJERG, F. Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 1, p. 76–86, jan. 2004. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2003.820540.
- LITTLER, T.; FOX, B.; FLYNN, D. Measurement-based Estimation of Wind Farm Inertia. **IEEE Russia Power Tech**, p. 1–5, jun. 2005. DOI: 10.1109/PTC.2005.4524432.
- LIU, J.; MIURA, Y.; ISE, T. Dynamic characteristics and stability comparisons between virtual synchronous generator and droop control in inverter-based distributed generators. **International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)**, p. 1536–1543, mai. 2014. ISSN 2150-6086. DOI: 10.1109/IPEC.2014.6869789.

- LIU, Y.; ZHU, L.; ZHAN, L.; GRACIA, J. R.; LIU, T. King and Y. Active power control of solar PV generation for large interconnection frequency regulation and oscillation damping. **International Journal of Energy Research**, Wiley Online Library, v. 40, n. 3, p. 353–361, 2016.
- LOPES, J. A. P.; HATZIARGYRIOU, N.; MUTALE, J.; DJAPIC, P.; JENKINS, N. Integrating distributed generation into electric power systems: A review of drivers, challenges and opportunities. **Electric power systems research**, Elsevier, v. 77, n. 9, p. 1189–1203, 2007.
- MACHADO, A. A. C. **Modelagem E Estudo De Estabilidade De Sistemas Com Múltiplos Filtros Ativos Paralelos Que Empregam Controladores Ressonantes**. 2016. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.
- MARKOVIC, U.; ARISTIDOU, P.; HUG, G. Virtual Induction Machine Strategy for Converters in Power Systems with Low Rotational Inertia. **Proceedings of IREP 2017 Symposium**, IREP, ago. 2017. This is an author produced version of a paper presented at the 10th Bulk Power Systems Dynamics and Control Symposium IREP 2017. Disponível em: <http://eprints.whiterose.ac.uk/120042/>.
- MERAL, M. E.; ÇELİK, D. A comprehensive survey on control strategies of distributed generation power systems under normal and abnormal conditions. **Annual Reviews in Control**, v. 47, p. 112–132, 2019. ISSN 1367-5788. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2018.11.003>. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1367578818301718>.
- MILANO, F. **Power system modelling and scripting**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2010.
- MOHAMED, Y. A. R. I.; EL-SAADANY, E. F. Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 23, n. 6, p. 2806–2816, 2008.
- MOHD, A.; ORTJOHANN, E.; MORTON, D.; OMARI, O. Review of control techniques for inverters parallel operation. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 80, n. 12, p. 1477–1487, 2010.

MOREL, J.; BEVRANI, H.; ISHII, T.; HIYAMA, T. A robust control approach for primary frequency regulation through variable speed wind turbines. **IEEJ Transactions on Power and Energy**, The Institute of Electrical Engineers of Japan, v. 130, n. 11, p. 1002–1009, 2010.

MORREN, J.; PIERIK, J.; DE HAAN, S. W. H. Inertial response of variable speed wind turbines. **Electric power systems research**, Elsevier, v. 76, n. 11, p. 980–987, 2006.

MULLANE, A.; BRYANS, G.; O'MALLEY, M. Kinetic energy and frequency response comparison for renewable generation systems. **International Conference on Future Power Systems**, 6–pp, 2005.

NATARAJAN, V.; WEISS, G. Synchronverters With Better Stability Due to Virtual Inductors, Virtual Capacitors, and Anti-Windup. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 7, p. 5994–6004, jul. 2017. ISSN 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2017.2674611.

PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 48, n. 3, p. 716–727, jul. 1929. ISSN 0096-3860. DOI: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.

PIYA, P.; KARIMI-GHARTEMANI, M. A stability analysis and efficiency improvement of synchronverter. **2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, p. 3165–3171, mar. 2016. DOI: 10.1109/APEC.2016.7468317.

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, mar. 2007. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2006.890003.

PUTTGEN, H. B.; MACGREGOR, P. R.; LAMBERT, F. C. Distributed generation: Semantic hype or the dawn of a new era? **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 1, n. 1, p. 22–29, jan. 2003. DOI: 10.1109/MPAE.2003.1180357.

RESE, L. **Modelagem, análise de estabilidade e controle de microrredes de energia elétrica**. 2012. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.

RESE, L.; COSTA, A. S.; E SILVA, A. S. A modified load flow algorithm for microgrids operating in islanded mode. **IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America)**, p. 1–7, 2013.

RESE, L.; COSTA, A. S.; SILVA, A. S. e. Enhanced modeling and control of VSIs in microgrids operating in grid-connected mode. **IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)**, p. 1–8, jan. 2012a. DOI: 10.1109/ISGT.2012.6175604.

RESE, L.; COSTA, A. S.; SILVA, A. S. e. Small-signal modeling and analysis of microgrids including network and VSI dynamics. **IEEE Power and Energy Society General Meeting**, p. 1–8, jul. 2012b. DOI: 10.1109/PESGM.2012.6345388.

ROGABERT, J.; LUNA, A.; BLAABJERG, F.; RODRIGUEZ, P. Control of power converters in AC microgrids. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, 2012.

RODRIGUEZ, P.; CANDELA, I.; LUNA, A. Control of PV generation systems using the synchronous power controller. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**, p. 993–998, set. 2013. ISSN 2329-3721. DOI: 10.1109/ECCE.2013.6646811.

ROLIM, L.; ALVES, M.; ASSIS, T. M. L.; GATTA, P. O. L.; TARANTO, G. N. Virtual inertia impact on microgrid voltage and frequency control. **Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)**, p. 1–6, mai. 2018. DOI: 10.1109/SBSE.2018.8395661.

SADDLER, H. *et al.* South Australia makes a fresh power play in its bid to end the blackouts. **Chain Reaction**, Friends of the Earth Australia, n. 129, p. 14, 2017.

SAKIMOTO, K.; MIURA, Y.; ISE, T. Characteristics of Parallel Operation of Inverter-Type Distributed Generators Operated by a Virtual Synchronous Generator. **Electrical Engineering in Japan**, Wiley Online Library, v. 192, n. 4, p. 9–19, 2015.

SAKIMOTO, K.; MIURA, Y.; ISE, T. Stabilization of a power system with a distributed generator by a Virtual Synchronous Generator function. **8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia**, p. 1498–1505, mai. 2011. ISSN 2150-6086. DOI: 10.1109/ICPE.2011.5944492.

SHRESTHA, D.; TAMRAKAR, U.; NI, Z.; TONKOSKI, R. Experimental verification of virtual inertia in diesel generator based microgrids. **IEEE International Conference**

on **Industrial Technology (ICIT)**, p. 95–100, mar. 2017. DOI:

10.1109/ICIT.2017.7913065.

TAMRAKAR, U.; SHRESTHA, D.; MAHARJAN, M.; BHATTARAI, B.; HANSEN, T.; TONKOSKI, R. Virtual inertia: Current trends and future directions. **Applied Sciences**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 7, n. 7, p. 654, 2017.

TAMRAKAR, U.; TONKOSKI, R.; NI, Zhen; HANSEN, T. M.; TAMRAKAR, I. Current control techniques for applications in virtual synchronous machines. **2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS)**, p. 1–6, mar. 2016. DOI:

10.1109/ICPES.2016.7584166.

TANG, X.; DENG, W.; QI, Z. Investigation of the Dynamic Stability of Microgrid. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 29, n. 2, p. 698–706, mar. 2014. ISSN

1558-0679. DOI: 10.1109/TPWRS.2013.2285585.

TARNOWSKI, G. **Coordinated Frequency Control of Wind Turbines in Power Systems with High Wind Power Penetration**. [S.l.: s.n.], jan. 2012. ISBN

9788792465658.

TEODORESCU, Remus; LISERRE, Marco; RODRIGUEZ, Pedro. **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. v. 29.

TIELENS, P. **Operation and control of power systems with low synchronous inertia**. 2017. Tese de Doutorado – Arenberg Doctoral School Faculty of Engineering Science, Belgica.

TIELENS, P.; VAN HERTEM, D. Influence of system wide implementation of virtual inertia on small-signal stability. **IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)**, p. 1–6, abr. 2016a. DOI: 10.1109/ENERGYCON.2016.7514022.

TIELENS, P.; VAN HERTEM, D. The relevance of inertia in power systems.

Renewable and Sustainable Energy Reviews, v. 55, p. 999–1009, 2016b. ISSN 1364-0321. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.11.016>. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211501268X>.

TIMBUS, A. V.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. Linear and Nonlinear Control of Distributed Power Generation Systems. v. 2, p. 1015–1023, out. 2006. ISSN 0197-2618. DOI: 10.1109/IAS.2006.256649.

- TIMBUS, Adrian. **Grid monitoring and advanced control of distributed power generation systems**. [S.l.]: Institute of Energy Technology, Aalborg University, 2007.
- TORRES, M.; LOPES, L. Virtual synchronous generator: A control strategy to improve dynamic frequency control in autonomous power systems. **Energy and Power Engineering**, Scientific Research Publishing, v. 5, n. 02, p. 32, 2013.
- TULADHAR, A. **Advanced control techniques for parallel inverter operation without control interconnections**. 2000. Master's thesis – The University of British Columbia.
- VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M.; LUNA, A.; RODRIGUEZ, P.; TEODORESCU, R. Adaptive Droop Control Applied to Voltage-Source Inverters Operating in Grid-Connected and Islanded Modes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 10, p. 4088–4096, out. 2009. ISSN 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2009.2027921.
- VISSCHER, K.; HAAN, S. W. H. De. Virtual synchronous machines (VSG's) for frequency stabilisation in future grids with a significant share of decentralized generation. **CIREC Seminar 2008: SmartGrids for Distribution**, p. 1–4, jun. 2008. ISSN 0537-9989.
- VYVER, J. Van de; KOONING, J. D. M. De; MEERSMAN, B.; VANDEVELDE, L.; VANDOORN, T. L. Droop Control as an Alternative Inertial Response Strategy for the Synthetic Inertia on Wind Turbines. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 31, n. 2, p. 1129–1138, mar. 2016. ISSN 0885-8950. DOI: 10.1109/TPWRS.2015.2417758.
- WILLEMS, J. L. A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 41, n. 4, p. 523–527, 1992.
- WU, B. **High-Power Converters and AC Drives**. [S.l.]: Wiley, 2007. ISBN 9780471773702. Disponível em:
<https://books.google.com.br/books?id=X1b1laKEtugC>.
- WU, W.; HE, Y.; TANG, T.; BLAABJERG, F. A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 10, p. 4339–4350, out. 2013. ISSN 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2012.2217725.

YAO, W.; CHEN, M.; MATAS, J.; GUERRERO, J. M.; QIAN, Z. Design and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Considering the Impact of the Complex Impedance on the Power Sharing. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 2, p. 576–588, fev. 2011. ISSN 1557-9948. DOI: 10.1109/TIE.2010.2046001.

ZARINA, P. P.; MISHRA, S.; SEKHAR, P. C. Exploring frequency control capability of a PV system in a hybrid PV-rotating machine-without storage system. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 60, p. 258–267, 2014. ISSN 0142-0615. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2014.02.033>. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061514000969>.

ZHAN, W.; WU, Z. Virtual Synchronous Generator Design Method Based on Stable Voltage and Frequency of the Machine. **8th International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC)**, v. 02, p. 480–483, ago. 2016. DOI: 10.1109/IHMSC.2016.231.

ZHANG, C.; ZHONG, Q.; MENG, J.; CHEN, X.; HUANG, Q.; CHEN, S.; LV, Z. An improved synchronverter model and its dynamic behaviour comparison with synchronous generator. **2nd IET Renewable Power Generation Conference (RPG 2013)**, p. 1–4, set. 2013. DOI: 10.1049/cp.2013.1879.

ZHANG, W.; CANTARELLAS, A.; DELGADO, J. Rocabert; LUNA, A.; RODRIGUEZ, P. Synchronous Power Controller with Flexible Droop Characteristics for Renewable Power Generation Systems. v. 7, p. 1572–1582, mai. 2016.

ZHONG, Q. Virtual Synchronous Machines: A unified interface for grid integration. **IEEE Power Electronics Magazine**, IEEE, v. 3, n. 4, p. 18–27, 2016.

ZHONG, Q.; HORNIK, T. **Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 97.

ZHONG, Q.; NGUYEN, P.; MA, Z.; SHENG, W. Self-Synchronized Synchronverters: Inverters Without a Dedicated Synchronization Unit. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 2, p. 617–630, fev. 2014. ISSN 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2258684.

ZHONG, Q.; WEISS, G. Synchronverters: Inverters That Mimic Synchronous Generators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1259–1267, abr. 2011. ISSN 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2010.2048839.

ZHU, M.; LI, H.; LI, X. Improved state-space model and analysis of islanding inverter-based microgrid. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, p. 1–5, mai. 2013. ISSN 2163-5145. DOI: 10.1109/ISIE.2013.6563600.

Apêndices

APÊNDICE A – DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO DO MODELO COMPLETO DO VSI

As relações algébricas necessárias para obtenção de um modelo único no espaço de estados de um VSI são apresentadas a seguir. O desenvolvimento é feito a partir de nove etapas distintas.

• *Etapa 1:*

Para facilitar o equacionamento matemático, em um primeiro momento as entradas $\Delta\omega$ e $\Delta v_{r,dq}$ são desconsideradas. Essas entradas podem ser verificadas na Figura 42. O modelo completo do inversor de forma genérica é representado por:

$$\dot{X}_{inv} = A_{inv}X_{inv} + B_{inv1}U_{inv1} + B_{inv2}U_{inv2} + B_{inv3}U_{inv3} \quad (193)$$

$$Y_{inv} = C_{inv}X_{inv} + D_{inv1}U_{inv1} + D_{inv2}U_{inv2} + D_{inv3}U_{inv3}$$

em que:

$$U_{inv1} = \Delta v_{i,dq}^*; \quad U_{inv2} = \Delta v_{r,dq}; \quad U_{inv3} = \Delta\omega \quad (194)$$

Desconsiderando temporariamente as entradas U_{inv2} e U_{inv3} , tem-se:

$$\dot{X}_{inv} = A_{inv}X_{inv} + B_{inv1}U_{inv1} \quad (195)$$

$$Y_{inv} = C_{inv}X_{inv} + D_{inv1}U_{inv1}$$

• *Etapa 2:*

Pela Figura 42, sabe-se que a saída $\Delta v_{i,dq}^*$ do controle de corrente é a entrada U_{inv1} do inversor. Desta forma, os dois modelos podem ser associados em série. O controle de corrente é descrito por:

$$\dot{X}_c = A_cX_c + B_{c1}U_{c1} + B_{c2}U_{c2} \quad (196)$$

$$Y_c = C_cX_c + D_{c1}U_{c1} + D_{c2}U_{c2}$$

em que:

$$U_{c1} = \Delta i_{Lc,dq}^*; \quad U_{c2} = \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,dq} \\ \Delta v_{Cf,dq} \\ \Delta i_{Lr,dq} \end{bmatrix}$$

igualando U_{inv1} e Y_c , chega-se a:

$$\dot{X}_{eq1} = A_{eq1}X_{eq1} + B_{eq1,1}U_{c1} + B_{eq1,2}U_{c2} \quad (197)$$

$$Y_{eq1} = C_{eq1}X_{eq1} + D_{eq1,1}U_{c1} + D_{eq1,2}U_{c2}$$

sabendo que:

$$\dot{X}_{eq1} = \begin{bmatrix} \dot{X}_c \\ \dot{X}_{inv} \end{bmatrix}; \quad X_{eq1} = \begin{bmatrix} X_c \\ X_{inv} \end{bmatrix}; \quad Y_{eq1} = Y_{inv} \quad (198)$$

$$A_{eq1} = \begin{bmatrix} A_c & 0 \\ B_{inv1}C_c & A_{inv} \end{bmatrix}; \quad B_{eq1,1} = \begin{bmatrix} B_{c1} \\ B_{inv1}D_{c1} \end{bmatrix}; \quad B_{eq1,2} = \begin{bmatrix} B_{c2} \\ B_{inv1}D_{c2} \end{bmatrix}$$

$$C_{eq1} = \begin{bmatrix} D_{inv1}C_c & C_{inv1} \end{bmatrix}; \quad D_{eq1,1} = \begin{bmatrix} D_{inv1}D_{c1} \end{bmatrix}; \quad D_{eq1,2} = \begin{bmatrix} D_{inv1}D_{c2} \end{bmatrix}$$

O subscrito *eq1* é acrescentado para representar o modelo Equivalente 1, o qual será utilizado nas etapas seguintes.

- *Etapas 3:*

De acordo com a Figura 42, o sinal de saída do inversor é realimentado no controle de corrente. Por meio da nomenclatura deste trabalho, tem-se:

$$Y_{eq1} = U_{c2} \quad (199)$$

Efetuando as equações algébricas necessárias o modelo Equivalente 2, que possui esta realimentação incluída internamente, pode ser representado por:

$$\dot{X}_{eq2} = A_{eq2}X_{eq2} + B_{eq2}U_{c1} \quad (200)$$

$$Y_{eq2} = C_{eq2}X_{eq2} + D_{eq2}U_{c1}$$

sabendo que:

$$\dot{X}_{eq2} = \dot{X}_{eq1}; \quad X_{eq2} = X_{eq1}; \quad Y_{eq2} = Y_{eq1} \quad (201)$$

$$A_{eq2} = A_{eq1} + B_{eq1,2}C_{eq1}; \quad B_{eq2} = B_{eq1,1} + B_{eq1,2}D_{eq1,1}$$

$$C_{eq2} = C_{eq1} + D_{eq1,2}C_{eq1}; \quad D_{eq2} = D_{eq1,2}D_{eq1,1}$$

- *Etapas 4:*

Verifica-se que a saída do controle de tensão $\Delta i_{Lc,dq}^*$ é a entrada U_{c1} do controle de corrente. Assim, é possível obter um modelo equivalente do controle de tensão e o modelo Equivalente 2. O controle de tensão é escrito por:

$$\dot{X}_v = A_v X_v + B_{v1} U_{v1} + B_{v2} U_{v2} \quad (202)$$

$$Y_v = C_v X_v + D_{v1} U_{v1} + D_{v2} U_{v2}$$

onde:

$$U_{v1} = \Delta v_{Cf,dq}^*; \quad U_{v2} = \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,dq} \\ \Delta v_{Cf,dq} \\ \Delta i_{Lr,dq} \end{bmatrix} \quad (203)$$

O modelo equivalente resultante é descrito pelas equações:

$$\dot{X}_{eq3} = A_{eq3} X_{eq3} + B_{eq3,1} U_{v1} + B_{eq3,2} U_{v2} \quad (204)$$

$$Y_{eq3} = C_{eq3} X_{eq3} + D_{eq3,1} U_{v1} + D_{eq3,2} U_{v2}$$

sabendo que:

$$\dot{X}_{eq3} = \begin{bmatrix} \dot{X}_v \\ \dot{X}_{eq2} \end{bmatrix}; \quad X_{eq3} = \begin{bmatrix} X_v \\ X_{eq2} \end{bmatrix}; \quad \dot{Y}_{eq3} = Y_{eq2} \quad (205)$$

$$A_{eq3} = \begin{bmatrix} A_v & 0 \\ B_{eq2,1} C_v & A_{eq2} \end{bmatrix}; \quad B_{eq3,1} = \begin{bmatrix} B_{v1} \\ B_{eq2,1} D_{v1} \end{bmatrix}; \quad B_{eq3,2} = \begin{bmatrix} B_{v2} \\ B_{eq2,1} D_{v2} \end{bmatrix}$$

$$C_{eq3} = \begin{bmatrix} D_{eq2} C_v & C_{eq2} \end{bmatrix}; \quad D_{eq3,1} = \begin{bmatrix} D_{eq2} D_{v1} \end{bmatrix}; \quad D_{eq3,2} = \begin{bmatrix} D_{eq2} D_{v2} \end{bmatrix}$$

• *Etapa 5:*

O sinal de saída Y_{eq3} é realimentada como o sinal de entrada U_{v2} do controle de tensão, logo:

$$Y_{eq3} = U_{v2} \quad (206)$$

De acordo com a relação anterior, é possível encontrar o modelo Equivalente 4, que é constituído do modelo Equivalente 3 e a realimentação de Y_{eq3} . O modelo Equivalente 4 pode ser escrito por:

$$\dot{X}_{eq4} = A_{eq4} X_{eq4} + B_{eq4} U_{v1} \quad (207)$$

$$Y_{eq4} = C_{eq4} X_{eq4} + D_{eq4} U_{v1}$$

sabendo que:

$$\dot{X}_{eq4} = \dot{X}_{eq3}; \quad X_{eq4} = X_{eq3}; \quad Y_{eq4} = Y_{eq3} \quad (208)$$

$$A_{eq4} = A_{eq3} + B_{eq3,2}C_{eq3}; \quad B_{eq4} = B_{eq3,1} + B_{eq3,2}D_{eq3,1}$$

$$C_{eq2} = C_{eq1} + D_{eq1,2}C_{eq1}; \quad D_{eq2} = D_{eq1,2}D_{eq1,2}$$

• *Etapa 6:*

Para facilitar o desenvolvimento algébrico, opta-se por inserir a entrada $\Delta v_{r,dq}$ no controle de potência. Essa ação acarreta em algumas mudanças estruturais no modelo do controle de potência apresentado previamente, porém os aspectos dinâmicos permanecem idênticos. Inicialmente, o modelo no espaço de estados do controle de potência tem a forma:

$$\dot{X}_p = A_p X_p + B_{p1} U_{p1} + B_{p2} U_{p2} \quad (209)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{p1} \\ Y_{p2} \end{bmatrix} = C_p X_p + D_{p1} U_{p1} + D_{p2} U_{p2}$$

Ao acrescentar mais uma entrada e mais uma saída no controle de potência, chega-se a:

$$\dot{X}_p = A_p X_p + B_{p1} U_{p1} + B_{p2} U_{p2} + B_{p3} U_{p3} \quad (210)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{p1} \\ Y_{p2} \\ Y_{p3} \end{bmatrix} = C_p X_p + D_{p1} U_{p1} + D_{p2} U_{p2} + D_{p3} U_{p3}$$

em que:

$$B_{p1} = B_{pcom}; \quad B_{p2} = B_p; \quad B_{p3} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \quad (211)$$

$$Y_{p1} = \Delta\omega; \quad Y_{p2} = \Delta v_{Cf,dq}^*; \quad Y_{p3} = \Delta v_{r,dq}$$

$$U_{p1} = \Delta\omega_{com}; \quad U_{p2} = \begin{bmatrix} \Delta i_{Lc,dq} \\ \Delta v_{Cf,dq} \\ \Delta i_{Lr,dq} \end{bmatrix}; \quad U_{p3} = \Delta v_{r,dq}$$

É interessante destacar que a entrada U_{p3} é idêntica a saída Y_{p3} , como esperado.

• *Etapa 7:*

De modo semelhante a Etapa 6, na Etapa 7 são adicionadas novas entradas a um modelo já apresentado. Nesse caso, incluem-se as entradas $\Delta\omega$ e $\Delta v_{r,dq}$ ao modelo Equivalente 4. Assim, as equações apresentadas em (207) podem ser reescritas por:

$$\dot{X}_{eq4} = A_{eq4}X_{eq4} + B_{eq4,1}U_{eq4,1} + B_{eq4,2}U_{eq4,2} + B_{eq4,3}U_{eq4,3} \quad (212)$$

$$Y_{eq4} = C_{eq4}X_{eq4} + D_{eq4,1}U_{eq4,1} + D_{eq4,2}U_{eq4,2} + D_{eq4,3}U_{eq4,3}$$

em que:

$$B_{eq4,1} = \begin{bmatrix} 0 & B_{inv3} \end{bmatrix}; \quad B_{eq4,2} = B_{eq4}; \quad B_{eq4,3} = \begin{bmatrix} 0 & B_{inv2} \end{bmatrix} \quad (213)$$

$$D_{eq4,1} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}; \quad D_{eq4,2} = D_{eq4}; \quad D_{eq4,3} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$$

$$U_{eq4,1} = \Delta\omega; \quad U_{eq4,2} = \Delta v_{Cf,dq}^*; \quad U_{eq4,3} = \Delta v_{r,dq}$$

• *Etapa 8:*

Após as modificações efetuadas pelas Etapas 6 e 7, as saídas do controle de potência são as entradas do modelo Equivalente 4, como mostram as equações a seguir:

$$Y_{p1} = U_{eq4,1}; \quad Y_{p2} = U_{eq4,2}; \quad Y_{p3} = U_{eq4,3} \quad (214)$$

Então, o modelo Equivalente 5, que é a associação série entre o controle de potência, apresentado na Etapa 6, e o modelo Equivalente 4, apresentado na Etapa 7, pode ser representado pelas equações:

$$\dot{X}_{eq5} = A_{eq5}X_{eq5} + B_{eq5,1}U_{p1} + B_{eq5,2}U_{p2} + B_{eq5,3}U_{p3} \quad (215)$$

$$Y_{eq5} = C_{eq5}X_{eq5} + D_{eq5,1}U_{eq5,1} + D_{eq5,2}U_{eq5,2} + D_{eq5,3}U_{eq5,3}$$

onde:

$$\dot{X}_{eq5} = \begin{bmatrix} \dot{X}_p \\ \dot{X}_{eq4} \end{bmatrix}; \quad X_{eq5} = \begin{bmatrix} X_p \\ X_{eq4} \end{bmatrix}; \quad Y_{eq5} = Y_{eq4} \quad (216)$$

$$A_{eq5} = \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ [B_{eq4,1} \ B_{eq4,2} \ B_{eq4,3}] C_p & A_{eq4} \end{bmatrix};$$

$$B_{eq5,1} = \begin{bmatrix} B_{p1} \\ B_{eq4,1}D_{p1} \end{bmatrix}; \quad B_{eq5,2} = \begin{bmatrix} B_{p2} \\ B_{eq4,2}D_{p2} \end{bmatrix}; \quad B_{eq5,3} = \begin{bmatrix} B_{p3} \\ B_{eq4,3}D_{p3} \end{bmatrix}$$

$$C_{eq5} = \left[\begin{bmatrix} B_{p1} & B_{p2} & B_{p3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_{eq4,1} & B_{eq4,2} & B_{eq4,3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{p1} & D_{p2} & D_{p3} \end{bmatrix} \right]$$

$$D_{eq5,1} = D_{eq4,1}D_{p1}; \quad D_{eq5,2} = D_{eq4,2}D_{p2}; \quad D_{eq5,3} = D_{eq4,3}D_{p3}$$

• *Etapa 9:*

Para finalizar, faz-se a realimentação da saída Y_{eq5} chegando no modelo Equivalente 6, descrito por:

$$\dot{X}_{eq6} = A_{eq6}X_{eq6} + B_{eq6,1}U_{p1} + B_{eq6,2}U_{p3} \quad (217)$$

$$Y_{eq6} = C_{eq6}X_{eq6} + D_{eq6,1}U_{p1} + D_{eq6,2}U_{p3}$$

sabendo que:

$$\dot{X}_{eq6} = \dot{X}_{eq5}; \quad X_{eq6} = X_{eq5}; \quad Y_{eq6} = Y_{eq5} \quad (218)$$

$$A_{eq6} = A_{eq5} + B_{eq5,2}C_{eq5}$$

além disso, tem-se:

$$B_{eq6,1} = B_{eq5,1} + B_{eq5,2}D_{eq5,1}; \quad B_{eq6,2} = B_{eq5,3} + B_{eq5,2}D_{eq5,3} \quad (219)$$

$$C_{eq6} = C_{eq5} + D_{eq5,2}C_{eq5}$$

$$D_{eq6,1} = D_{eq5,2}D_{eq5,1}; \quad D_{eq6,2} = D_{eq5,2}D_{eq5,3}$$

O modelo Equivalente 6 representa as dinâmicas do controle de potência, controle de tensão, controle de corrente e do inversor, a partir dos modelos linearizados desenvolvidos neste capítulo.

APÊNDICE B – DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO DO MODELO COMPLETO DA MICRORREDE

As relações algébricas necessárias para obtenção de um modelo único no espaço de estados completo da microrrede são apresentadas a seguir. O desenvolvimento é feito a partir de sete etapas distintas.

- *Etapa 1:*

Primeiramente, há o interesse de incluir o cálculo de $\Delta v_{r,DQ}$ no modelo da rede elétrica. Para isso, deve-se incluir as saídas em corrente dos VSIs ($\Delta I_{Lr,DQ}$), das cargas ($\Delta I_{Line,DQ}$) e das correntes que representam um distúrbio de corrente ($\Delta I_{dist,DQ}$) possibilitando que o cálculo de $\Delta v_{r,DQ}$, representado pela equação (153), seja feito internamente ao modelo da rede, que tem a forma:

$$\dot{X}_{net} = A_{net}X_{net} + B_{net1}U_{net1} + B_{net2}U_{net2} \quad (220)$$

$$Y_{net} = C_{net}X_{net}$$

em que:

$$U_{net1} = \Delta v_{r,DQ}; \quad U_{net2} = \Delta \omega_{com}; \quad (221)$$

Incluindo as entradas citadas anteriormente e modificando a matriz C_{net} , chega-se ao modelo Equivalente 1:

$$\dot{X}_{eq1} = A_{eq1}X_{eq1} + B_{eq1,1}U_{net1} + B_{eq1,2}U_{net2} \quad (222)$$

$$Y_{eq1} = C_{eq1}X_{eq1} + D_{eq1,1}U_{inv1} + D_{eq1,2}U_{load} + D_{eq1,3}U_{dist}$$

onde:

$$A_{eq1} = A_{net}; \quad B_{eq1,1} = B_{net1}; \quad B_{eq1,2} = B_{net2} \quad (223)$$

$$\dot{X}_{eq1} = \dot{X}_{net}; \quad X_{eq1} = X_{net}; \quad Y_{eq1} = \Delta v_{r,DQ} \quad (224)$$

$$C_{eq1} = C_{net}R_nM_{line}; \quad D_{eq1,1} = R_nM_{inv} \quad (225)$$

$$D_{eq1,2} = R_nM_{load}; \quad D_{eq1,3} = R_nM_{dist} \quad (226)$$

$$U_{inv} = \Delta i_{Lr,DQ}; \quad U_{load} = \Delta i_{load,DQ}; \quad U_{dist} = \Delta i_{dist,DQ} \quad (227)$$

Observa-se que o modelo Equivalente 1 apresenta as mesmas dinâmicas do modelo da rede, porém sua saída é $\Delta v_{r,DQ}$ ao invés de $\Delta I_{line,DQ}$.

- *Etapa 2:*

A segunda etapa prevê a integração da realimentação do sinal $v_{r,DQ}$ no modelo Equivalente 1, gerando o modelo Equivalente 2, sabe-se que:

$$Y_{eq1} = U_{net1} \quad (228)$$

Assim, chega-se no modelo Equivalente 2:

$$\dot{X}_{eq2} = A_{eq2}X_{eq2} + B_{eq2,1}U_{net2} + B_{eq2,2}U_{inv1} + B_{eq2,3}U_{load} + B_{eq2,4}U_{dist} \quad (229)$$

$$Y_{eq2} = C_{eq2}X_{eq2} + D_{eq2,1}U_{inv1} + D_{eq2,2}U_{load} + D_{eq2,3}U_{dist}$$

em que:

$$\dot{X}_{eq2} = \dot{X}_{eq1}; \quad X_{eq2} = X_{eq1}; \quad Y_{eq2} = Y_{eq1} \quad (230)$$

$$A_{eq2} = A_{eq1} + B_{eq1,1}C_{eq1}; \quad B_{eq2,1} = B_{eq1,2} \quad (231)$$

$$B_{eq2,2} = B_{eq1,1}D_{eq1,1}; \quad B_{eq2,3} = B_{eq1,1}D_{eq1,2}; \quad B_{eq2,4} = B_{eq1,1}D_{eq1,3} \quad (232)$$

$$C_{eq2} = C_{eq1} \quad (233)$$

$$D_{eq2,1} = D_{eq1,1}; \quad D_{eq2,2} = D_{eq1,2}; \quad D_{eq2,3} = D_{eq1,3} \quad (234)$$

- *Etapa 3:*

A Etapa 3 tem o objetivo de conectar o modelo das cargas ao modelo Equivalente 2. O modelo das cargas é da forma:

$$\dot{X}_{load} = A_{load}X_{load} + B_{load1}U_{load1} + B_{load2}U_{load2} \quad (235)$$

$$Y_{load} = C_{load}X_{load}$$

em que:

$$U_{load1} = \Delta v_{r,DQ}; \quad U_{load2} = \Delta \omega_{com} \quad (236)$$

Sabe-se que a saída Y_{load} é a entrada U_{load} do modelo Equivalente 2, desta forma, ao combinar o modelo de carga com o modelo Equivalente 2, chega-se a:

$$\dot{X}_{eq3} = A_{eq3}X_{eq3} + B_{eq3,1}U_{net2} + B_{eq3,2}U_{inv1} + B_{eq3,3}U_{load1} + B_{eq3,4}U_{dist} \quad (237)$$

$$Y_{eq3} = C_{eq3}X_{eq3} + D_{eq3,1}U_{inv1} + D_{eq3,2}U_{dist}$$

onde:

$$\dot{X}_{eq3} = \begin{bmatrix} \dot{X}_{load} \\ \dot{X}_{eq2} \end{bmatrix}; \quad X_{eq3} = \begin{bmatrix} X_{load} \\ X_{eq2} \end{bmatrix}; \quad Y_{eq3} = Y_{eq2} \quad (238)$$

$$A_{eq3} = \begin{bmatrix} A_{load} & 0 \\ B_{eq2,3}C_{load} & A_{eq2} \end{bmatrix}; \quad B_{eq3,1} = \begin{bmatrix} B_{load2} \\ B_{eq2,1} \end{bmatrix} \quad (239)$$

$$B_{eq3,2} = \begin{bmatrix} 0 \\ B_{eq2,2} \end{bmatrix}; \quad B_{eq3,3} = \begin{bmatrix} B_{load1} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad B_{eq3,4} = \begin{bmatrix} 0 \\ B_{eq2,4} \end{bmatrix} \quad (240)$$

$$C_{eq3} = \begin{bmatrix} D_{eq2,2}C_{load} & C_{eq2} \end{bmatrix}; \quad D_{eq3,1} = D_{eq2,1}; \quad D_{eq3,2} = D_{eq2,3} \quad (241)$$

• *Etapa 4:*

De acordo com a Figura 47, o sinal de saída do modelo Equivalente 3 é realimentado nele mesmo. Por meio da nomenclatura deste trabalho, tem-se:

$$Y_{eq3} = U_{load1} \quad (242)$$

Efetuada as equações algébricas necessárias o modelo Equivalente 4, que possui esta realimentação incluída internamente, pode ser representado por:

$$\dot{X}_{eq4} = A_{eq4}X_{eq4} + B_{eq4,1}U_{net2} + B_{eq4,2}U_{inv1} + B_{eq4,3}U_{dist} \quad (243)$$

$$Y_{eq4} = C_{eq4}X_{eq4} + D_{eq4,1}U_{inv1} + D_{eq4,2}U_{dist}$$

sabendo que:

$$\dot{X}_{eq4} = \dot{X}_{eq3}; \quad X_{eq4} = X_{eq3}; \quad Y_{eq4} = Y_{eq3} \quad (244)$$

$$A_{eq4} = A_{eq3} + B_{eq3,3}C_{eq3}; \quad B_{eq4,1} = B_{eq3,1} \quad (245)$$

$$B_{eq4,2} = B_{eq3,2} + B_{eq3,3}D_{eq3,1}; \quad B_{eq4,3} = B_{eq3,4} + B_{eq3,3}D_{eq3,2} \quad (246)$$

$$C_{eq4} = C_{eq3}; \quad D_{eq4,1} = D_{eq3,1}; \quad D_{eq4,2} = D_{eq3,2}; \quad (247)$$

• *Etapa 5:*

A Etapa 5 possibilita a conexão do modelo Equivalente 4 com o modelo dos VSIs, que é da forma:

$$\dot{X}_{VSI} = A_{VSI}X_{VSI} + B_{VSI}U_{VSI} \quad (248)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{VSI1} \\ Y_{VSI2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{VSI1} \\ C_{VSI2} \end{bmatrix} X_{VSI}$$

em que:

$$U_{VSI} = \Delta v_{r,DQ} \quad (249)$$

Sabe-se que as saídas Y_{VSI1} e Y_{VSI2} são as entradas U_{net2} e U_{inv} do modelo Equivalente 4, desta forma, ao combinar em série o modelo dos VSIs com este modelo equivalente, chega-se a:

$$\dot{X}_{eq5} = A_{eq5}X_{eq5} + B_{eq5,1}U_{VSI} + B_{eq5,2}U_{dist} \quad (250)$$

$$Y_{eq5} = C_{eq5}X_{eq5} + D_{eq5}U_{dist}$$

sabendo que:

$$\dot{X}_{eq5} = \begin{bmatrix} \dot{X}_{VSI} \\ \dot{X}_{eq4} \end{bmatrix}; \quad X_{eq5} = \begin{bmatrix} X_{VSI} \\ X_{eq4} \end{bmatrix}; \quad Y_{eq5} = Y_{eq4} \quad (251)$$

$$A_{eq5} = \begin{bmatrix} A_{VSI} & 0 \\ \begin{bmatrix} B_{eq4,1}C_{VSI1} \\ B_{eq4,2}C_{VSI2} \end{bmatrix} & A_{eq4} \end{bmatrix}; \quad B_{eq5,1} = \begin{bmatrix} B_{VSI} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad B_{eq5,2} = \begin{bmatrix} B_{eq4,3} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (252)$$

$$C_{eq5} = \begin{bmatrix} D_{eq4,1} \begin{bmatrix} 0 \\ C_{eq2} \end{bmatrix} & C_{Beq4} \end{bmatrix}; \quad D_{eq5} = D_{eq4,2} \quad (253)$$

- *Etapa 6:*

Sabe-se que Y_{eq5} é igual a entrada U_{VSI} do modelo Equivalente 5, então, este modelo pode ser reescrito por:

$$\dot{X}_{eq6} = A_{eq6}X_{eq6} + B_{eq6}U_{dist} \quad (254)$$

$$Y_{eq6} = C_{eq6}X_{eq6} + D_{eq6}U_{dist}$$

sabendo que:

$$\dot{X}_{eq6} = \dot{X}_{eq5}; \quad X_{eq6} = X_{eq5}; \quad Y_{eq6} = Y_{eq5} \quad (255)$$

$$A_{eq6} = A_{eq5} + B_{eq5,1}C_{eq5}; \quad B_{eq6} = B_{eq5,2} + B_{eq5,1}D_{eq5} \quad (256)$$

$$C_{eq6} = C_{eq5}; \quad D_{eq6} = D_{eq5} \quad (257)$$

O modelo Equivalente 6 é o modelo completo da microrrede, representando as dinâmicas dos VSIs, das cargas e da rede. A entrada deste modelo é representada pelo distúrbio de corrente ΔI_{dist} .

- *Etapa 7:*

O modelo Equivalente 6 representa todos os equipamentos modelados da microrrede em que as entradas são as correntes de distúrbio ($\Delta i_{dist,DQ}$) e as saídas são as tensões dos barramentos ($\Delta v_{r,DQ}$).

Para melhor compreender o modelo da microrrede, opta-se por alternar as matrizes C_{eq6} e D_{eq6} para que a saída do modelo final contenha todos os estados do sistema, como mostra o modelo Equivalente 7 a seguir:

$$\dot{X}_{eq7} = A_{eq7}X_{eq7} + B_{eq7}U_{dist} \quad (258)$$

$$Y_{eq7} = C_{eq7}X_{eq7} + D_{eq7}U_{dist}$$

sabendo que:

$$\dot{X}_{eq7} = \dot{X}_{eq6}; \quad X_{eq7} = X_{eq6}; \quad Y_{eq7} = Y_{eq6} \quad (259)$$

$$A_{eq7} = A_{eq6}; \quad B_{eq7} = B_{eq6} \quad (260)$$

$$\mathbf{C}_{\text{eq7}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D}_{\text{eq7}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (261)$$