UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

Estratégia de Controle aplicado a Sistemas de Geração Distribuída Segundo o Conceito de Gerador Síncrono Virtual

José Raimundo Dantas Neto

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro
Co-orientador: Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Automação e Sistemas) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Natal, RN, 17 de Dezembro de 2020

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN
Sistema de Bibliotecas - SISBI
Catalogação de Publicação na Fonte. UFRN - Biblioteca Central Zila Mamede

Dantas Neto, José Raimundo.
Estratégia de Controle aplicado a Sistemas de Geração Distribuída Segundo o Conceito de Gerador Síncrono Virtual / José Raimundo Dantas Neto. - 2021.
129f.: il.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Natal, 2021.
Orientador: Dr. Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro.
Coorientador: Dr. Mário Lúcio da Silva Martins.

1. Sistemas de Geração Distribuída - Dissertação. 2. Gerador Síncrono Virtual - Dissertação. 3. Inércia Virtual - Dissertação. 4. Controle do Fluxo de Potência - Dissertação. 5. Partida suave - Dissertação. I. Ribeiro, Ricardo Lúcio de Araújo. II. Martins, Mário Lúcio da Silva. III. Título.

RN/UF/BCZM CDU 621.3

Elaborado por Raimundo Muniz de Oliveira - CRB-15/429

Estratégia de Controle aplicado a Sistemas de Geração Distribuída Segundo o Conceito de Gerador Síncrono Virtual

José Raimundo Dantas Neto

Dissertação de Mestrado

Prof. Dr. Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro (Orientador) . . . . . UFRN

Prof. Dr. Mário Lúcio da Silva Martins (Co-orientador) . . . . . UFSM

Prof. Dr. Alexandre Cunha Oliveira . . . . . UFCG

Prof. Dr. Allan de Medeiros Martins . . . . . UFRN

Prof. Dr. Thiago de Oliveira Alves Rocha . . . . . UFRN

À minha família, especialmente meu
avô José Raimundo Dantas.

Agradecimentos

Primeiramente, agradeço aos meus pais Rogério e Dalvinha, por todo o suporte e cuidados dedicados durante toda a minha vida, promovendo uma formação de qualidade, tanto acadêmica quanto pessoal. Agradeço também ao meu irmão Gustavo, que sempre esteve ao meu lado.

A minha companheira Mariana Lopes, por todo o apoio diário, compreensão, carinho e ajuda nas decisões.

Ao meu orientador, Professor Ricardo Lúcio de Araújo Ribeiro, e coorientador Professor Mário Lúcio da Silva Martins por todos os ensinamentos durante o período do mestrado.

Aos meus amigos do Laboratório de Eletrônica Industrial e Energias Renováveis (LEIER), Gabriel Pereira, Sâmara Paiva e Thalles Queiroz, pela ajuda e companheirismo diário.

Aos amigos, Dênnyson Eliseu, Millena Campos, Wellerson Viana, Vitória Botelho, Fernanda Paranhos e Jéssika Cristina, por estarem sempre presentes nos momentos difíceis e de celebração.

Ao Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída de Energia Elétrica (INCT-GD), aos órgãos Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tenológico (CNPQ), Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio Grande do Sul (FAPERGS), pelo apoio financeiro na realização deste trabalho.

Resumo

A crescente utilização dos Sistemas de Geração Distribuída (SGD) baseados em fontes de energia renováveis (FER), tem contribuído a nível mundial para a redução de diversos impactos ambientais, econômicos e sociais causados pela queima de combustíveis fósseis no sistema de geração convencional. Entretanto, o aumento massivo da produção de energia elétrica a partir da utilização de FERs, também provoca impactos indesejáveis, como a redução da inércia do sistema elétrico, oscilações na amplitude da tensão e redução das margens de estabilidade. Além disso, o Sistema Elétrico de Potência (SEP) tem alterado sua configuração e o conceito de microrrede tem ganhado interesse nos últimos anos. Nessa abordagem, sistemas de controle mais eficientes e confiáveis são requeridos para uma operação adequada do SEP. Portanto, estratégias de controle têm sido desenvolvidas, com o objetivo de que os SGDs forneçam a potência gerada pela fonte primária, mas também deem suporte de tensão e frequência à rede elétrica, promovendo o aumento das suas margens de estabilidade e garantindo a qualidade de energia. Dessa forma, neste trabalho é empregado um sistema de controle baseado no conceito de Gerador Síncrono Virtual (GSV), com o objetivo de contribuir com a estabilidade de uma microrrede CA, dando suporte de tensão através da regulação do fluxo de potência entre o SGD e a rede, a partir do uso da técnica de controle por decaimento $P-\omega/Q-V$. O suporte de frequência é obtido com a introdução de uma inercia virtual no SGD. Diferentemente da maioria dos trabalhos que utilizam a abordagem de GSV, um esquema de partida suave é proposto, utilizando a estimação do vetor tensão da rede elétrica, realizada por meio do uso de um SRF-PLL (do inglês, *Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop*). A inércia virtual é emulada por meio de técnicas de atraso de transporte aplicadas nas malhas de potência ativa e reativa. Resultados de simulação são apresentados para validar o método desenvolvido.

Palavras-chave: Sistemas de Geração Distribuída, Gerador Síncrono Virtual, Inércia Virtual, Controle do Fluxo de Potência, Partida suave.

Abstract

The increasing of Distributed Generation (DG) based on renewable energy sources (RES) has contributed to the reduction of several environmental, economic and social impacts caused by the burning of fossil fuels in the conventional generation system. However, the massive increase in the energy production based on FERs, also causes undesirable impacts, such as the decrease of the grid inertia, voltage oscillations, and stability margins reduction. In addition, the Electrical Power System (EPS) has changed its configuration and the microgrid concept has gained interest in recent years. In this approach, more efficient and reliable control systems are required for proper EPS operation. Thereby, DG control strategies have been developed aiming, not only to provide the power from primary sources, but also provide voltage and frequency support to the power grid, increasing the stability margins and guaranteeing the energy quality. Thus, this work uses a control system based on Virtual Synchronous Generator (VSG) approach, aiming to contribute to the stability of an AC Microgrid, providing voltage support by regulating the power flow, using the $P-\omega$ and $Q-V$ droop control technique. Frequency support is obtained by introducing a virtual inertia in the DG. Unlike most works that use the VSG approach, a smooth start-up scheme is proposed, using the voltage vector estimation of the electrical grid, made by an SRF-PLL (Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop). The virtual inertia is emulated by means of transport delay techniques applied in the power loop. Simulation results are presented to validate the developed method.

Keywords: Distributed generation, Power Flow Control, Virtual Synchronous Genetator, Virtual Inertia, smooth start-up.

Sumário

Sumário i

Lista de Figuras iii

Lista de Tabelas v

Lista de Símbolos vii

Lista de Abreviaturas e Siglas xiii

1 Introdução 1

1.1 Motivação 5
1.2 Objetivos 5
1.3 Contribuições 6
1.4 Organização do Texto 7

2 Estado da Arte 8

2.1 Microrredes: Visão Geral 8
2.2 Controle de Conversores em Microrredes 10
2.3 Gerador Síncrono Virtual 12
2.3.1 Partida do GSV 18
2.3.2 Inércia Virtual 20
2.4 Síntese do Capítulo 23

3 Descrição e Modelagem do Sistema 25

3.1 Descrição do Sistema 25
3.2 Modelagem do SAE 26
3.3 Modelagem do VSI conectado à Rede 28
3.3.1 Modelo da planta de corrente 29
3.3.2 Modelo da planta de Tensão 31
3.4 Modelagem do Fluxo de Potência 33
3.4.1 Potência Ativa x Ângulo de Carga 36

3.4.2 Potência Reativa x Amplitude da Tensão 42
3.5 Modelagem do Barramento CC 44
3.6 Modelagem do conversor *Boost* 46
3.7 Síntese do Capítulo 47

4 Sistema de Controle **48**
4.1 Descrição da Estrutura de Controle 49
4.2 Controle por Decaimento 49
4.3 Inércia Virtual 51
4.4 Partida do GSV 52
4.5 Projeto dos Controladores 53
4.5.1 Controle de Corrente de saída do VSI 53
4.5.2 Controle de Tensão do PAC 57
4.5.3 Controle de corrente do *Boost* 59
4.5.4 Controle de Tensão do Barramento CC 61
4.5.5 Controle de Potência Ativa 63
4.5.6 Controle de Potência Reativa 66
4.6 Síntese do Capítulo 69

5 Resultados de Simulação **70**
5.1 Descrição do Sistema Simulado 70
5.1.1 Parâmetros do modelo do SAE 71
5.2 Dimensionamento do Sistema de Controle 72
5.2.1 Inércia Virtual 73
5.2.2 Parâmetros da Partida Controlada 75
5.2.3 Controle por Decaimento 75
5.2.4 Controlador de Corrente do VSI 76
5.2.5 Controlador de Tensão do PAC 77
5.2.6 Controlador de Corrente do *Boost* 79
5.2.7 Controlador de Tensão do Barramento CC 80
5.2.8 Controlador de Potência Ativa 81
5.2.9 Controlador de Potência Reativa 83
5.3 Análise dos Resultados 87
5.3.1 GSV sem esquema de partida 87
5.3.2 GSV com esquema de partida 88
5.3.3 Variação de Referência de Potência 89
5.3.4 Análise da Inércia Virtual 90

5.3.5 Tensões e Correntes de saída do GSV 92
5.4 Síntese do Capítulo 92

6 Conclusões **94**
6.1 Conclusões Gerais 94
6.2 Trabalhos Futuros 95

Referências Bibliográficas **96**

A Código do sistema de controle **101**

Lista de Figuras

1.1 Matriz elétrica brasileira em abril de 2020. 2
1.2 Percentual das usinas térmicas (Combustíveis Fósseis) e solar/eólica na matriz energética brasileira de 2014 a 2019. 3

2.1 Diagrama simplificado das formas de controle de conversores em microrredes. (a) modo corrente. (b) modo tensão. (c) modo tensão com suporte à rede. (d) modo corrente com suporte à rede. 12

3.1 Diagrama elétrico do SGD trifásico conectado à rede elétrica por meio do filtro LC. 26
3.2 Modelo da bateria. (a) híbrido. (b) simplificado. 27
3.3 Filtro LC para interconexão do VSI com a rede elétrica. 28
3.4 Circuito equivalente do conversor conectado com a rede elétrica. 34
3.5 Circuito equivalente do capacitor eletrolítico. (a) modelo dos fabricantes. (b) modelo simplificado. 45
3.6 Circuito do conversor *Boost*. 46

4.1 Diagrama de blocos do sistema de controle. (a) GSV (b) Barramento CC. 50
4.2 Funções de decaimento de frequência e tensão em redes predominantemente indutivas. 50
4.3 Esquema proposto de partida do GSV. 53
4.4 Diagrama de blocos da malha de controle das correntes fornecidas pelo VSI. 54
4.5 Diagrama de polos e zeros de malha aberta do controle de corrente. 55
4.6 Diagrama de blocos da malha de controle das tensões do PAC. 57
4.7 Lugar das raízes da malha de controle de tensão. 58
4.8 Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do conversor *boost*. 59
4.9 Diagrama de polos e zeros de malha aberta de corrente do conversor *boost*. 60
4.10 Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento CC. . 61
4.11 Diagrama de polos e zeros de malha aberta do controle de tensão do barramento CC. 62

4.12 Diagrama de blocos da malha de controle da potência ativa fornecida pelo SGD. 64
4.13 Diagrama de blocos da malha de controle da Potência Reativa fornecida pelo SGD. 67

5.1 Resposta ao degrau de potência ativa com diferentes valores de inércia virtual. 74
5.2 Diagrama de bode de $G'_P(s)$. 82
5.3 Diagrama de bode de $G'_P(s)$ com aproximação em torno da frequência de cruzamento de ganho. 83
5.4 Diagrama de bode de $G_{Pma}(s)$. 84
5.5 Diagrama de bode de $G_{Pma}(s)$ com aproximação em torno da frequência de cruzamento de ganho. 84
5.6 Diagrama de bode de $G'_Q(s)$. 85
5.7 Diagrama de bode de $G'_Q(s)$ com aproximação em torno da frequência de cruzamento de ganho. 86
5.8 Diagrama de bode de $G_{Qma}(s)$. 86
5.9 Diagrama de bode de $G_{Qma}(s)$ com aproximação em torno da frequência de cruzamento de ganho. 87
5.10 Potência ativa de saída do GSV sem esquema de partida. (a) Com controle por decaimento. (b) Sem controle por decaimento. 89
5.11 Potência ativa de saída na partida do GSV com esquema de partida proposto. 90
5.12 Potência de saída do GSV com alteração de referência (a) potência ativa (b) potência Reativa. 91
5.13 Efeito da inércia virtual na potência ativa do GSV. 91
5.14 Efeito da inércia virtual na potência reativa do GSV. 92
5.15 Efeito da inércia virtual na oscilação de frequência. 92
5.16 Resultados em regime permanente (a) tensão no PAC (b) corrente da rede. 93
5.17 FFT das tensões no PAC. 93

Lista de Tabelas

1.1 Capacidade instalada no SIN (abr/2020) por fonte de geração e expansão de oferta já contratada (dez/2024). 4
1.2 Listagem de Publicações. 6
1.3 Listagem de Publicações 2. 7

2.1 Resumo da revisão bibliográfica. 23

5.1 Parâmetros do sistema. 71
5.2 Parâmetros do modelo da bateria Chumbo-Ácido. 72
5.3 Parâmetros da Máquina Síncrona. 73
5.4 Análise da inércia virtual para diferentes atrasos de transporte. 74
5.5 Resumo dos parâmetros dos controladores. 88

Lista de Símbolos

$0dq$	Referencial síncrono.
$A(\omega_{pg})$	Termo de dedução da planta de potência ativa.
a_0	Elemento de segunda ordem da função de transferência $G_P(s)$.
a_1	Elemento de primeira ordem da função de transferência $G_P(s)$.
a_2	Elemento de ordem zero da função de transferência $G_P(s)$.
$B(\omega_{pg})$	Termo de dedução da planta de potência ativa.
b_0	Elemento de segunda ordem da função de transferência $G_Q(s)$.
b_1	Elemento de primeira ordem da função de transferência $G_Q(s)$.
b_2	Elemento de ordem zero da função de transferência $G_Q(s)$.
C	Capacitor do barramento CC.
C_f	Capacitor do Filtro LC.
$C_i(s)$	Função de transferência do controlador de corrente do VSI.
$C_{i_{SAE}}$	Função de transferência do controlador de corrente do *boost*.
C_P	Controlador de potência ativa.
C_Q	Controlador de potência reativa.
C_{tl}	Capacitância de resposta lenta do modelo da bateria.
C_{tr}	Capacitância de resposta rápida do modelo da bateria.
$C_v(s)$	Função de transferência do controlador de tensão do PAC.
$C_{v_{bar}}(s)$	Função de transferência do controlador de tensão do barramento CC.
$D(\omega_{qg})$	Termo de dedução da planta de potência reativa.
D^e_{dq}	Perturbação a ser compensada pelo controle de tensão.
D_P	Coeficiente de decaimento $P-\omega$.
D_Q	Coeficiente de decaimento $Q-V$.
df/dt	Taxa de variação da frequência
$d\omega/dt$	Taca de variação da frequência do sistema.
D_z	Diodo Zener do barramento CC.
$E(\omega_{qg})$	Termo de dedução da planta de potência reativa.
E_K	Energia armazenada no capacitor do barramento CC.
f_n	Frequência nominal da rede.

esr	Resistência das perdas no dielétrico do capacitor do barramento CC.
$G_{at}(s)$	Função de transferência do atraso de transporte.
$G_i(s)$	Função de transferência do modelo de corrente do VSI.
$G_{i_{MA}}(s)$	Função de transferência em malha aberta do controle de corrente do VSI.
$G_{i_{MF}}(s)$	Função de transferência em malha fechada do controle de corrente do VSI.
$G_{i_{SAE}}(s)$	Função de transferência do modelo do *boost*.
$G_{i_{SAE_{MA}}}(s)$	Função de transferência em malha aberta do modelo do *boost*.
$G_P(s)$	Função de transferência que relaciona $\Delta P(s)$ por $\Delta\delta(s)$.
$G_{P_{MA}}(s)$	Função de transferência do controle de potência ativa em malha aberta.
$G_Q(s)$	Função de transferência que relaciona $\Delta Q(s)$ por $\Delta V_o(s)$.
$G_{Q_{MA}}(s)$	Função de transferência do controle de potência reativa em malha aberta.
$G_v(s)$	Modelo da planta de tensão do PAC.
$G_{v_{bar}}(s)$	Função de transferência do modelo de impedância no capacitor do barramento CC.
$G_{v_{bar_{MA}}}(s)$	Função de transferência em malha aberta do controle de tensão do barramento CC.
H_∞	Tipo de controlador robusto.
i_{bat}	Corrente da bateria.
i_c	Corrente do capacitor do barramento CC.
i_{cabc}	Corrente do capacitor do filtro LC.
i_{fr}	Corrente de saída da FER.
$\dot{I}_g$	Corrente fornecida pelo SGD.
I_g	Corrente RMS do SGD.
i_{gabc}	Correntes da rede no referencial trifásico.
$i^e_{g_{0dq}}$	Correntes da rede no referencial síncrono.
i_{oabc}	Correntes de saída do VSI no referencial trifásico.
$i^e_{o_{0dq}}$	Correntes de saída do VSI no referencial síncrono.
$i^e_{o_{0dq}}$	Correntes de saída do VSI nominais no referencial síncrono.
i_{SAE}	Corrente do SAE.
i_{VSI}	Corrente de entrada do VSI.
J	Momento de inércia do rotor
k_{ib}	Ganho integral corrente do *boost*.
$k_{i_{bar}}$	Ganho integral tensão do barramento CC.

k_{ii}	Ganho integral corrente do VSI.
k_{iv}	Ganho integral tensão do PAC.
k_{ip}	Ganho integral potência ativa.
k_{iq}	Ganho integral potência reativa.
k_{pb}	Ganho proporcional corrente do *boost*.
$k_{p_{bar}}$	Ganho proporcional tensão do barramento CC.
k_{pi}	Ganho proporcional corrente do VSI.
k_{pv}	Ganho proporcional tensão do PAC.
k_{pp}	Ganho proporcional potência ativa.
k_{pq}	Ganho proporcional potência reativa.
K_ω	Ganho proveniente do filtro passa-baixa.
L	Coeficiente do atraso de transporte do método de inércia virtual.
l_b	Indutor do conversor *boost*.
l_c	Indutor do modelo do capacitor do barramento CC.
l_i	Indutor do Filtro LC.
l_g	Indutância da rede elétrica.
MF_{Pd}	Margem de fase desejada do controle de potência ativa.
$M_{P_{max}}$	Sobressinal máximo.
P	Potência ativa entregue à rede elétrica.
P_B	Potência do SGD.
P_n	Potência ativa nominal.
P_q	polo dominante do controle de tensão do PAC.
P_{ref}	Potência ativa de referência.
P_o	Potência ativa de saída.
Q	Potência reativa entregue à rede elétrica.
Q_n	Potência nominal reativa.
Q_{ref}	Potência reativa de referência.
Q_o	Potência reativa de saída.
r_b	Resistor intrínseco do indutor do conversor *boost*.
r_d	Resistor de amortecimento do filtro LC.
r_g	Resistência da rede elétrica.
r_i	Resistência intrínseca do indutor do filtro LC.
r_p	Resistência do capacitor do barramento CC.
r_s	Resistência interna do modelo da bateria.
r_{tl}	Resistência da resposta transitória lenta do modelo da bateria.
r_{tr}	Resistência da resposta transitória rápida do modelo da bateria.

S	Potência entregue à rede elétrica.
S_B	Potência da máquina.
S_n	Potência aparente nominal do SGD.
SOC_0	Estado de carga inicial da bateria.
$T_{abc-0dq}$	Transformada de Park do referencial trifásico para o referencial síncrono
$T_{0dq-abc}$	Transformada de Park do referencial síncrono para o referencial trifásico
T_J	Tempo para que a tensão do barramento CC atinja seu valor nominal.
$T_{J_{GSR}}$	Constante de inércia do gerador síncrono rotacional.
T_s	Tempo de amostragem.
$T_{SS_{2\%}}$	Tempo de estabilização a 2% do valor final.
$T_{ss_{PLL}}$	Tempo de estabilização do PLL.
U_g	amplitude inicial da rede.
v_a	Tensão no polo chaveado do conversor *boost*.
V_{bat}	Tensão de saída da bateria.
V_{cc}	Tensão do barramento CC.
V_{ca}	Tensão interna da bateria.
v_{oabc}	Tensões do PAC no referencial trifásico.
$v^e_{o_{0dq}}$	Tensões do PAC no referencial síncrono.
$v^e_{o_{0dqn}}$	Tensões nominais do PAC no referencial síncrono.
v_{fabc}	Tensão de saída do VSI no referencial trifásico.
$v^e_{f_{0dq}}$	Tensão de saída do VSI no referencial síncrono.
$\dot{V}_g$	Tensão interna da rede elétrica.
V_g	Tensão RMS interna da rede elétrica.
V_{gn}	Tensão RMS nominal interna da rede elétrica.
v_{gabc}	Tensões da rede no referencial trifásico.
$v^e_{g_{0dq}}$	Tensões da rede no referencial síncrono.
$\dot{V}_o$	Tensão de saída do SGD.
V_o	Tensão RMS de saída do SGD.
V_{on}	Tensão RMS nominal de saída do SGD.
W_K	Energia cinética armazenada no rotor.
x_{abc}	Referencial trifásico.
x^e_{dq}	Referencial síncrono.
X_g	Reatância indutiva da rede.
y^e_{0dq}	Grandeza no referencial síncrono.

y_{abc}	Grandeza no referencial trifásico.
$\alpha\beta$	Referencial estacionário.
$\Delta\theta$	Variação de fase da rede elétrica.
$\Delta\omega$	Diferença angular entre o GSV e a rede elétrica.
δ^*	angulo de transformação $T_{0dq-abc}$.
δ	Fase da tensão de saída do SGD.
δ_n	Ângulo de carga nominal
Δf	Variação de frequência da rede elétrica.
$\Delta i^e_{o_{0dq}}$	Variação das correntes de saída do VSI no referencial síncrono.
ΔJ	Variação do momento de inércia.
ΔP	Variação de potência ativa entregue à rede.
ΔP_{max}	Variação de potência máxima recomendada por norma.
ΔP_ω	Parcela da potência ativa de referência referente ao controle por decaimento.
ΔQ	Variação de potência reativa entregue à rede elétrica.
ΔQ_{max}	Variação de potência reativa máxima recomendada por norma.
ΔQ_v	Parcela de potência reativa de referência referente ao controle por decaimento.
ΔV	Variação de tensão.
ΔV_{max}	Variação máxima de tensão recomendada por norma.
V_o	Variação da tensão RMS de saída do SGD.
$\Delta v^e_{o_{0dq}}$	Variação das tensões do PAC no referencial síncrono.
$\Delta\delta$	Variação de fase da tensão de saída do SGD
$\Delta\omega$	Variação de frequência imposta pelo atraso de transporte.
$\Delta\omega_{max}$	Variação máxima de frequência recomendada por norma.
ξ_{bar}	Coeficiente de amortecimento do controle do barramento CC.
ξ_i	Coeficiente de amortecimento do controle de corrente do VSI.
ξ_{n_b}	Coeficiente de amortecimento do controle de corrente do *boost*
ξ_v	Coeficiente de amortecimento do controle de tensão do PAC.
Θ	Fase da corrente do SGD.
θ_d	Argumento de angulo utilizado na transformação $T_{abc-0dq}$.
θ_g	Fase inicial do vetor tensão da rede elétrica.
θ_{P_1}	Ângulo entre o polo da planta e o ponto desejado no lugar geométrico das raízes.
θ_{P_1}	Ângulo entre o polo dp PI e o ponto desejado no lugar geométrico das raízes.

θ_{Z_1}	Ângulo entre o zero do PI e o ponto desejado no lugar geométrico das raízes.
Ω	Velocidade síncrona do rotor.
ω^*	Frequência de transformação $T_{0dq-abc}$.
ω_{cg}	Frequência de cruzamento de ganho para controle de potência ativa.
ω_{qg}	Frequência de cruzamento de ganho para controle de potência reativa.
ω_d	Frequência angular do sistema de referência.
ω_n	Frequência nominal da rede.
ξ_{n_b}	Banda passante do controle de corrente do *boost*.
$\xi_{n_{bar}}$	Banda passante do controle do barramento CC.
ω_{ni}	Banda passante do controle de corrente do VSI.
ω_o	Frequência obtida via PLL.
THD_v	Distorção harmônica total das tensões do PAC.
THD_i	Distorção harmônica total das correntes da microrrede.

Lista de Abreviaturas e Siglas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CC	Corrente Contínua.
CA	Corrente Alternada.
CS	Concersor Síncrono.
CSSA	Conversor Síncrono com Sincronização Automática.
FER	Fonte de Energia Renovável.
FPB	Filtro Passa-baixas.
GSV	Gerador Síncrono Virtual.
GSVE	Gerador Síncrono Virtual Estendido.
IEEE	*Institute of Electric and Electronic Engineers*.
IEC	*International Electrotechnical Commission*.
L	Indutivo.
LC	Indutivo-Capacitivo.
LCL	Indutivo-Capacitivo-Indutivo.
MPPT	*Maximum Power Point Tracking*.
MSC	Máquina Síncrona Virtual.
NP	Negativo Pequeno.
NG	Negativo Grande.
OFFD	Oscilações de Frequência Fundamental Dobrada.
ONS	Operador Nacional do Sistema.
PAC	Ponto de Acoplamento Comum.
PLL	*Phase Locked Loop*.
PI	Proporcional-Integral.
PP	Positivo Pequeno.
PG	Positivo Grande.

PWM	*Pulse Width Modulation*.
RFD	Regulador de Frequência Distribuído.
RMS	*Root Mean Square*.
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia.
SGD	Sistema de Geração Distribuída.
SEP	Sistema Elétrico de Potência.
SOGI	*Second Order Generalized Integrator*.
SGD	Sistemas de Geração Distribuída.
SRF-PLL	*Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop*.
THD	*Total Harmonic Distortion*.
VSI	*Voltage Source Inverter*.
ZE	Zero.

Capítulo 1

Introdução

O Sistema Elétrico de Potência (SEP) tradicional é composto, basicamente, pelas unidades de geração, transmissão e distribuição. Nesse sistema, o fluxo de potência é unidirecional, sendo utilizadas unidades concentradas de geração, que são baseadas em máquinas síncronas de elevada potência. Geralmente, a geração concentrada é instalada em locais afastados dos centros urbanos. Devido a essa característica é necessária a utilização de linhas de transmissão, para conduzir a energia produzida aos grandes centros consumidores. Nos últimos anos, a estrutura do SEP tem mudado de configuração e unidades de geração de menor porte são conectadas diretamente nas redes de distribuição. Essas unidades são denominadas Sistemas de Geração Distribuída (SGD) e, geralmente, utilizam fontes de energias renováveis (FER), como por exemplo energia solar, eólica e biomassa. As FERs, geralmente, se interconectam à rede elétrica por meio de conversores de potência e, diferentemente da geração convencional, fornecem potência de forma quase instantânea, não possuindo inércia (SLOOTWEG; KLING, 2002). Essa mudança no perfil do SEP no mundo vem ocorrendo devido as preocupações ambientais, econômicas e sociais decorrentes da queima de combustíveis fósseis na geração convencional, além do aumento da demanda por energia elétrica (WILLIS; SCOTT, 2000; LAWRENCE; MIDDLEKAUFF, 2005).

A integração dos SGDs baseados em FERs nas redes de distribuição está se tornando cada vez mais frequente, devido as vantagens dessa forma de geração, como a proximidade dos centros consumidores e a rapidez de instalação. Além disso, os países têm promovido políticas de incentivo para a utilização de SGDs, pois o aumento desse tipo de geração contribui para redução de perdas elétricas nas linhas de transmissão e melhorar o perfil de tensão da rede (SLOOTWEG; KLING, 2002; BEGOVIC et al., 2001). No Brasil, devido a sua favorável hidrologia, a maior parte da energia elétrica produzida é obtida com a utilização de hidrelétricas de grande porte, onde a geração da energia é concentrada. Entretanto, no últimos anos, o percentual de geração por SGDs vem aumentando bastante. Em 2007, cerca de 76% da capacidade instalada da matriz de energia elétrica brasileira

era de origem hidráulica, enquanto $0,2\%$ era de origem eólica (EPE, 2008). Em 2017, a matriz energética brasileira possuía cerca de $65,2\%$ de energia hidráulica, $17,1\%$ de usinas térmicas, enquanto solar e eólica somaram $6,9\%$, tendo um crescimento de $6,7\%$ em 10 anos (EPE, 2018). Esse aumento da utilização de SGDs no decorrer dessa década está bastante relacionado a evolução da regulamentação da geração distribuída no Brasil. A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), por meio da resolução normativa (REN) n° 482 de 2012, estabeleceu as condições gerais para instalação de micro e minigeração distribuída nas redes de distribuição, além do sistema de compensação de energia elétrica, que possibilita o abatimento da conta de energia elétrica do consumidor a partir do excedente gerado pelo seu SGD (ANEEL, 2012). Na Figura 1.1 é ilustrada a capacidade de geração de energia elétrica, instalada no Sistema Interligado Nacional (SIN) em abril de 2020, de acordo com o Plano de Operação Energética (PEN) 2020-2024, realizado pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) (ONS, 2020).

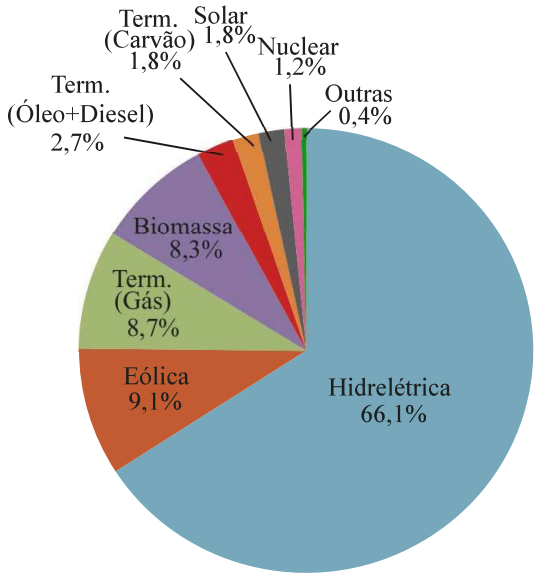


Figura 1.1: Matriz elétrica brasileira em abril de 2020.

A partir da análise da Figura 1.1 é possível observar um aumento significativo na capacidade instalada de sistemas de geração solar e eólica no Brasil de 2007 a 2020. Atualmente, a energia eólica é a segunda fonte mais utilizada no país, ficando atrás apenas da geração hidrelétrica. Em 2007, essa fonte foi a menos utilizada, ficando atrás da energia nuclear. Já a energia solar não possuía parcela relevante em 2007. Na atualidade, a contribuição dessas duas formas de geração somam $10,9\%$ da matriz energética brasileira. Com o aumento do uso dessas fontes primárias, as usinas térmicas que empregam combustíveis fósseis (gás natural, derivados de petróleo e carvão) vêm sendo cada vez menos utilizadas.

Na Figura 1.2 é apresentada uma comparação entre os percentuais da geração térmica a base combustíveis fósseis e das gerações eólica e solar na matriz energética nacional de 2014 a 2019, segundo o Balanço Energético Nacional (BEN) realizado anualmente pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE).

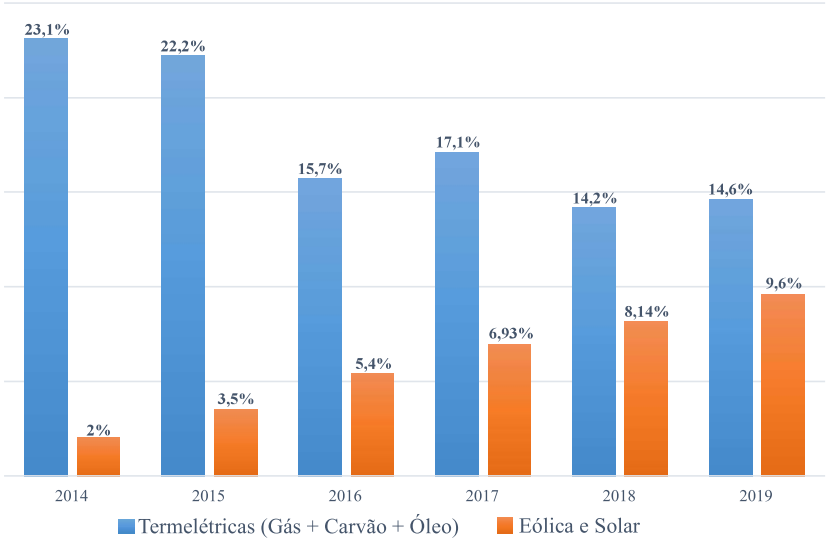


Figura 1.2: Percentual das usinas térmicas (Combustíveis Fósseis) e solar/eólica na matriz energética brasileira de 2014 a 2019.

Com base nos dados da Figura 1.2 pode-se comprovar a redução nos últimos anos da utilização de combustíveis fósseis como fonte primária na geração de energia elétrica, ao passo que as formas de geração solar e eólica vêm aumentando. Dessa forma, os impactos ambientais provenientes da queima desses combustíveis vêm sendo diminuídos, como a emissão de gases do efeito estufa. Além disso, o uso dessas fontes renováveis possibilita a autonomia energética do país, permite a criação de novos empregos e incentiva o desenvolvimento de novas tecnologias.

De acordo com o PEN 2020-2024 (ONS, 2020), a matriz energética brasileira tende a continuar mudando nos próximos anos. A capacidade instalada de geração, considerando a oferta de energia já contratada via leilões, será expandida de 163.983 MW para 175.504 MW de abril de 2020 a dezembro de 2024. Esse valor ainda pode aumentar em função de novos leilões de energia. No período em questão, o maior incremento anual é de 2022 para 2023, principalmente devido a integração de 920 MW de geração eólica na região nordeste do país. Na Tabela 1.1 é especificado o crescimento da capacidade de geração para cada fonte primária, destacando-se as energias solar e eólica, que terão um crescimento de $48,3\%$ e 29%, respectivamente.

Tabela 1.1: Capacidade instalada no SIN (abr/2020) por fonte de geração e expansão de oferta já contratada (dez/2024).

Tipo	**abr/2020**		**dez/2024**		**Cresc. abr/20-dez/24**	
	MW	%	**MW**	%	**MW**	%
Hidrelétrica	108.362	66,1	109.164	62,2	802	0,7
Nuclear	1.990	1,2	1.990	1,1	-	-
Gás / GNL	14.208	8,7	18.176	10,4	3.968	27,9
Carvão	3.017	1,8	3.017	1,7	-	-
Óleo / Diesel	4.404	2,7	4.692	2,7	288	6,5
Biomassa	13.549	8,3	14.120	8,0	571	4,2
Eólica	14.975	9,1	19.320	11,0	4.345	29,0
Solar	2.887	1,8	4.280	2,4	1.393	48,3
Outras	590	0,4	745	0,4	155	26,3
TOTAL	**163.983**	**100**	**175.504**	**100**	**11.521**	**7,0**

Fonte: Plano de Operação Energética - PEN 2020/2024

Os SGDs baseados em energia solar e eólica continuarão crescendo nos próximos anos e representarão uma parcela ainda maior da matriz energética brasileira. As usinas eólicas terão um aumento de 4345 MW na potência instalada, o que é um valor bastante relevante. Já as usinas de energia solar fotovoltaicas apresentarão o maior aumento percentual ($48,3\%$), representando uma grande ampliação na quantidade de unidades instaladas, tendo em vista que a potência desse tipo de geração é geralmente pequena.

Os impactos da alta penetração de SGDs nas redes de distribuição têm sido objeto de vários estudos na literatura (AZMY; ERLICH, 2005; TIMBUS et al., 2009; MEEGAHAPOLA; FLYNN, 2010). Um dos principais impactos é a redução da inércia da rede elétrica. No SEP tradicional, a geração concentrada utiliza máquinas síncronas de elevada potência, que são capazes de amortecer as flutuações de potência devido aos seus altos valores de inércia. Entretanto, com o aumento da utilização de SGDs baseados em conversores de potência, essa inércia é reduzida, não amortecendo oscilações indesejadas de tensão e frequência na rede elétrica, devido a diminuição da influência das máquinas síncronas convencionais e pela ação dos conversores.

Devido a crescente inserção de SGDs nas redes de distribuição, o SEP tem mudado sua estrutura básica e as microrredes começaram a ser utilizadas. As microrredes podem ser definidas como pequenos sistemas de potência, que integram SGDs, cargas e sistemas

de armazenamento como um único sistema controlável (JUSTO et al., 2013). Nessa abordagem, requisitos como: regulação de tensão e frequência, controle do fluxo de potência e proteção inteligente, são necessários para a operação adequada do SEP. Nesse contexto, estratégias de controle aplicadas a SGDs têm sido pospostas, com objetivo de amenizar os impactos causados pelo aumento do nível de penetração dos SGDs e para atender as necessidades das microrredes. Dentre essas estratégias, o conceito de Gerador Síncrono Virtual (GSV) tem ganhado interesse, devido a sua capacidade de realizar o controle do fluxo de potência dos SGDs de forma adequada, emulando o comportamento dinâmico de uma máquina síncrona convencional. Além disso, essa abordagem pode contribuir para a estabilidade de frequência da rede elétrica, por meio da inserção de inércia virtual. Dessa forma, nessa dissertação é proposto um estudo que emprega o conceito de GSV no controle de SGDs conectados ao SEP.

1.1 Motivação

Os impactos ambientais e sociais decorrentes da queima de combustíveis fósseis, em conjunto com o aumento cada vez maior da demanda por energia elétrica, têm contribuído para a inserção de SGDs que utilizam FERs no SEP. A crescente integração desse tipo de geração nas redes de distribuição, reduz a influência dos geradores síncronos convencionais no SEP, provocando uma diminuição da inércia da rede. Além disso, a intermitência das FERs podem causar oscilações de tensão que são prejudiciais ao SEP. Com base nisso, a motivação deste trabalho é a implementação de um sistema de controle aplicado a um SGD, utilizando o conceito de GSV, para que o SGD forneça suporte de tensão e frequência à rede elétrica, além de contribuir com sua estabilidade, reduzindo os impactos da inserção desse tipo de geração no sistema elétrico.

1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver uma estratégia de partida suave aplicada a SGDs, que utilizam o conceito de Gerador Síncrono Virtual, conectados a uma microrrede CA via VSI (do inglês, *Voltage Source Inverter*). Além disso, introduzir inércia virtual utilizando uma técnica de atraso de transporte. Essa estratégia de controle deve ser concebida para dar suporte e contribuir com a estabilidade da rede, por meio da regulação da tensão e da frequência do Ponto de Acoplamento Comum (PAC).

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Desenvolvimento das equações matemáticas que descrevem o comportamento dinâmico do SGD conectado à microrrede;
- Projeto do sistema de controle aplicado ao SGD, para que o mesmo tenha comportamento de um GSV;
- Emulação de Inércia Virtual ao SGD, por meio do uso de estratégias de atraso de transporte;
- Implementação de um método de partida suave do GSV;
- Avaliar o desempenho do método proposto por meio de resultados de simulação.

1.3 Contribuições

A principal contribuição desse trabalho é implementação de uma estratégia de partida suave do GSV utilizando a medição (estimação) do ângulo da rede, obtido por meio de uma estratégia PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*). Além disso, emular o efeito da inércia virtual no sistema, utilizando técnicas de atraso de transporte.

Com relação às publicações geradas diretamente por este trabalho, destacam-se dois artigos publicados e apresentados em conferências internacionais, listados na Tabela 1.2.

Tabela 1.2: Listagem de Publicações.

Evento	Título	Autores
Innovative Smart Grid Technologies Conference Latin America - ISGT LA 2019	Implementation of a DG interconnection system by using the Virtual Synchronous Generator Approach	Rocha, T. O. A.; **Neto, J. R. D.**; De Oliveira, G. P.; Ribeiro, R. L. A.
12th Seminar on Power Electronics and Control - SEPOC	Aspectos Técnicos para Interconexão de Unidades de Geração Distribuída Baseados no Conceito de Máquina Síncrona Virtual	**Neto, J. R. D.**; Ribeiro, R. L. A.; Rocha, T. O. A.; Martins, M. L. S.; De Oliveira, G. P.

Além das produções científicas apresentadas na Tabela 1.2, mais duas publicações foram geradas indiretamente por esse trabalho durante o período de mestrado, as quais são listadas na Tabela 1.3.

Tabela 1.3: Listagem de Publicações 2.

Evento	Título	Autores
Innovative Smart Grid Technologies Conference Latin America - ISGT LA 2019	Improvements on Power Flow Control of Voltage-Source-Based Grid-Supporting Converter by Using Virtual Impedance Concept	Cardoso, L. S.; Rocha, T. de O. A.; Ribeiro, R. L. A.; Pinheiro, J. R.; **Neto, J. R. D.**
12th Seminar on Power Electronics and Control - SEPOC	Controle Cooperativo do Fluxo de Potência com uso de Bateria	De Oliveira, G. P.; Ribeiro, R. L. A.; Rocha, T. O. A.; Costa, F. B.; **Neto, J. R. D.**

1.4 Organização do Texto

No Capítulo 1 é apresentada a relevância do tema, situando o tema no contexto atual dos sistemas de geração distribuída, por meio dos motivos, objetivos e as possíveis contribuições do trabalho. No Capítulo 2 é levantado o estado da arte, destacando-se as estratégias de controle com a inserção do conceito de inércia virtual e de como elas podem ser aplicadas na regulação do fluxo de potência do GSV. A descrição e modelagem do SGD conectado à rede elétrica são apresentadas no Capítulo 3. O Capítulo 4 discute as técnicas de projeto empregadas no dimensionamento dos parâmetros do reguladores de corrente, tensão e das potências ativa e reativa. No Capítulo 5 são mostrados os resultados obtidos por meio da simulação digital do sistema de controle aplicado ao SGD, utilizando uma plataforma PSIM. Por último, no Capítulo 6 são apresentadas as considerações finais deste trabalho e as atividades a serem desenvolvidas para sua conclusão.

Capítulo 2

Estado da Arte

Tradicionalmente, a grande maioria dos SGDs operam conectados a rede elétrica, funcionando como fonte de corrente controlada. No entanto, estudos recentes têm entremostrado a viabilidade de SGD operando como fonte de tensão controlada, permitindo também a sua operação no modo ilhado. Esta última configuração expande as funcionalidades da primeira, possibilitando a regulação do vetor tensão do PAC, para que o SGD atue como sistema de suporte à rede elétrica. Para isso, é necessário que o SGD implementado via fonte de tensão incorpore atributos que possibilitem otimizar a sua resposta inercial e contribuir para estabilidade de frequência e de tensão. Na literatura, SGDs com tais características têm sido denominado comumente de conversor síncrono ou gerador síncrono virtual.

Nesta perspectiva, neste capítulo é apresentado um levantamento do estado da arte dos principais métodos de controle aplicados aos SGDs, usando a abordagem de GSV, dando-se ênfase aos métodos utilizados para emular inércia virtual e formas de partida suave. Também é apresentada uma tabela sumarizando os artigos analisados, as técnicas empregadas e os processos de validação utilizados.

2.1 Microrredes: Visão Geral

Com a integração cada vez maior de SGDs baseados em FERs na rede de distribuição, o SEP tem mudado sua configuração e passado a ser organizado por meio de microrredes como a sua unidade básica. As microrredes possuem características dinâmicas diferentes do sistema de distribuição tradicional, com baixa inércia, acoplamento entre as potência ativa e reativa, desvios de tensão e de frequência, entre outros. Sendo assim, as estratégias de controle empregadas nessas microrredes devem ser capazes de promover o aumento da margem de estabilidade, garantir qualidade de energia e, gerenciar os seus fluxos de potência. Além disso, levar em conta a necessidade de reconfiguração e de adaptação.

De modo geral, uma microrrede pode ser definida como um conjunto de cargas, uni-

dades de geração e sistemas de armazenamento, operando como um sistema único, controlável em fluxo de potência e capaz de operar nos modos conectado e ilhado (LASSETER, 2002). O Departamento de Energia dos Estados Unidos define microrredes de forma mais específica, estabelecendo um grupo de cargas e SGDs interconectados, o qual possui limites elétricos bem determinados, opera como uma unidade única controlável e pode atuar tanto conectada a rede elétrica como de forma isolada (DOE, 2012). Já em Justo et al. (2013) o conceito é ainda mais detalhado, instituindo microrredes como pequenos sistemas de potência que incluem SGDs, cargas (controladas ou não) e sistemas de armazenamento, operando em conjunto e de forma coordenada, utilizando dispositivos eletrônicos de potência controláveis integrados com dispositivos de proteção. Além disso, as microrredes podem operar baseando-se nos princípios dos sistemas de potência em corrente alternada (Microrredes CA), em corrente contínua (Microrredes CC) ou ambos simultaneamente (Microrredes Híbridas).

Para atender os requisitos de operação e controle das microrredes, tais como: regulação de tensão/frequência, compartilhamento de cargas, controle bidirecional do fluxo de potência, sincronização com a rede elétrica e otimização dos custos, estratégias de controle hierárquico têm sido propostas (BIDRAM; DAVOUDI, 2012). A estratégia de controle hierárquico emprega um esquema de multicamadas, distribuídas da seguinte forma:

- Nível 0: controle de tensão e de corrente;
- Nível 1 (Primário): compartilhamento de potência;
- Nível 2 (Secundário): restauração dos valores nominais;
- Nível 3 (Terciário): definição dos valores nominais em função de variáveis, tais como: custo de energia (sazonal e/ou diário), estado de carga das baterias, dentre outras variáveis.

A camada 0 é responsável pelas malhas de controle mais internas, como regulação das tensões no PAC e correntes de saída dos conversores. A camada primária é responsável pelo regulação do fluxo de potência local, realizando o controle das potências ativa e reativa fornecidas à microrrede. Diversos métodos de controle têm sido utilizados nessa camada, buscando melhorar os limites de estabilidade, desacoplamento entre potência ativa e reativa e realizar o controle do fluxo de potência de forma adequada. Dentre eles, destacam-se os controles por decaimento (*Droop Control*), aplicado normalmente na regulação do fluxo de potência e pelo uso do conceito de impedância virtual empregado na distribuição de potência. O controle secundário tem a principal função a realização do restauro de tensão e frequência aos seus valores nominais. Os desvios nessas grandezas são provenientes de variações no ponto de operação dos SGDs que compõem a microrrede. Além disso, esse nível também atua na sincronização das microrredes com a rede elétrica,

normalmente requerida na transição dos modos conectados e ilhado ou nos procedimento de partida suave. Métodos de otimização são aplicadas no controle secundário, a partir das informações dos SGDs e por meio de técnicas de minimização de funções custo para definir os pontos de operação para cada unidade, com base no balanço energético da microrrede (MEHRIZI-SANI; IRAVANI, 2010). O terceiro e último nível é o controle terciário, que promove o gerenciamento energético de toda a microrrede, levando em conta a estabilidade global e considerando aspectos econômicos. Na literatura são encontrados estratégias implementadas por meio de algoritmos inteligentes baseados na teoria dos jogos (WEAVER; KREIN, 2009) ou em protocolos epidêmicos (VANTHOURNOUT et al., 2005) no gerenciamento ótimo do fluxo de potência das microrredes. Todas as camadas devem ser desacopladas por meio do projeto de seu sistema de controle. Como o controle é implementado em cascata é necessário que as malhas mais internas possuam atuação mais rápida que as malhas mais externas. O nível 0 possui dinâmica mais rápida, atendendo os transitórios de carga. Já o nível 1 é mais lento que o nível 0 e assim sucessivamente. Isto permite a implementação de Controle Clássico, em que as plantas são modeladas por funções de transferência SISO (do inglês, *Single Input Single Output*). Se isto não ocorresse, teriam-se sistemas MIMO (do inglês, *Multiple Input Multiple Output*).

2.2 Controle de Conversores em Microrredes

Normalmente os SGDs são interligados à rede, por meio de conversores de potência. Essa conexão é realizada por meio de filtros de interconexão, que podem ser de topologias L, LC ou LCL. Esses filtros são utilizados para atenuar as componentes de alta frequência no PAC (ROCHA, 2015). Os conversores que compõem as microrredes devem ser controlados de forma estruturada e hierárquica para atender todos os requisitos de operação com eficiência e segurança. Com base nisso, os SGDs podem operar no modo corrente (*Grid-Feeding*), no modo tensão (*Grid-Forming*) ou no modo de suporte à rede elétrica (*Grid-Supporting*) (ROCABERT et al., 2012). Essa classificação está relacionada com a forma de atuação dos conversores de potência na microrrede. Em todos os casos, é possível dar suporte de tensão e frequência à rede elétrica. Os sistemas de interconexão implementados por meio de fontes de corrente operam apenas no modo conectado. Já os que operam como fonte de tensão, podem operar no modos conectado e ilhado.

Em sistemas que atuam no modo corrente, os conversores são controlados como uma fonte de corrente, apresentando impedância paralelo de alto valor. Nessa configuração, é comum a utilização de filtros LCL para conexão do conversor com o PAC. Como operam sempre conectados à rede, é necessário a utilização de ferramentas de sincronismo. Ao

longo dos anos diversos métodos de sincronismo foram desenvolvidos, como por exemplo o método de filtragem da tensão da rede (SVENSSON, 2001) e o de cruzamento por zero (WALL, 2003), ambos com problemas de desempenho, principalmente quando as tensões do PAC possuem variações e/ou componentes de alta frequência. Atualmente, as técnicas mais empregadas baseiam-se na utilização de um PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*) para a estimação do vetor tensão da rede elétrica (BLAABJERG et al., 2006). Normalmente, esse tipo de SGD é implementado por uma estrutura de controle em cascata, no qual a malha interna regula as correntes de saída e a malha externa a tensão do barramento CC. Quando a fonte primária utilizada é do tipo fotovoltaica ou eólica, geralmente algoritmos de rastreamento de máxima potência MPPT (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*) são utilizados para definição da corrente de referência (TIMBUS et al., 2009).

A grande maioria dos SGDs operam no modo corrente, fornecendo a máxima potência disponível à rede de distribuição. O impacto da conexão desses sistemas depende de inúmeros fatores, como grau de penetração, potência nominal e do modo de operação empregado. Entretanto, com o aumento das unidades de geração distribuída, reduz-se a capacidade de regulação de potência do sistema elétrico, geralmente realizado por geradores síncronos convencionais, que garantem a inércia do sistema. Com o aumento da utilização dos SGDs há uma redução da inércia da rede e, consequentemente, a possível ocorrência de oscilações de frequência no sistema. Tais oscilações podem gerar instabilidade no PAC, reduzindo a confiabilidade da rede elétrica (AZMY; ERLICH, 2005). Outro ponto importante é a natureza intermitente desse tipo de geração, que por muitas vezes pode causar variações na amplitude da tensão do PAC, podendo provocar sobretensões e instabilidade de tensão.

Já nos SGDs que operam no modo tensão, os conversores são controlados como fonte de tensão, apresentando uma baixa impedância série. Essa configuração pode operar nos modos conectado e ilhado, logo em casos que a rede seja desconectada, esse tipo de sistema pode ser utilizado como referência e regulador de potência para os demais SGDs. Nesse modo de operação, os valores nominais de tensão e de frequência são empregados para definição dos valores de referência da amplitude do vetor tensão e do seu respectivo ângulo de carga. Geralmente, os sistemas controlados no modo tensão utilizam fontes armazenadoras de energia, como baterias e células de combustível, para expandir as suas margens de estabilidade e atuar como suavizadores de potência. (ROCABERT et al., 2012).

Os SGDs que atuam no modo de suporte à rede têm a função de dar suporte de frequência/tensão à rede de distribuição geralmente no modo conectado. Nesse modo de operação os seus conversores podem ser controlados como uma fonte de tensão ou de corrente. Em geral, o método de controle por decaimento é utilizado para definir as

referências do vetor tensão (fonte de tensão controlada) ou do vetor de corrente (fonte de corrente controlada) (VASQUEZ et al., 2009). O controle por decaimento é definido de acordo com o perfil de impedância característica da rede elétrica. Quando a rede possui perfil indutivo, as relações entre potência ativa e frequência P/ω e entre potência reativa e tensão Q/V são usadas. Já nas redes com perfil resistivo as associações são invertidas, e passam a ser utilizadas as relações P/V e Q/ω, respectivamente. No caso de redes complexas, é necessário empregar estratégias de desacoplamento para que um dos métodos de controle por decaimento possa ser empregado.

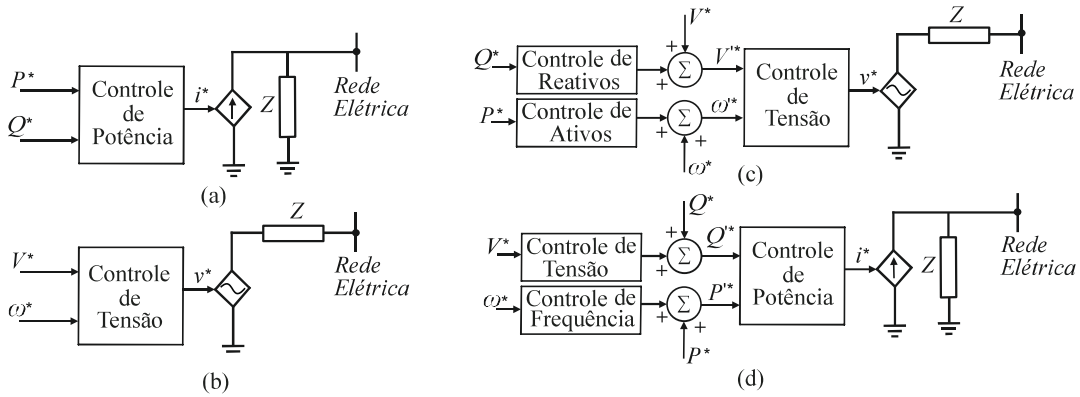


Figura 2.1: Diagrama simplificado das formas de controle de conversores em microrredes. (a) modo corrente. (b) modo tensão. (c) modo tensão com suporte à rede. (d) modo corrente com suporte à rede.

2.3 Gerador Síncrono Virtual

O GSV é uma estratégia de controle utilizada em SGDs para que o conversor de interconexão simule o comportamento dinâmico de uma máquina síncrona convencional (MSC). Esses sistemas possuem inércia reduzida por não terem elementos mecânicos (rotativos) em sua estrutura. Desta forma, para simular o comportamento dinâmico de MSC é necessário emular o efeito da inércia contribuindo com a estabilidade de frequência da microrrede. Além disso, é necessário regular a tensão do PAC onde o SGD é conectado, para viabilizar o efetivo controle do fluxo de potência e garantir o balanço de energia.

Na literatura o conceito de GSV foi inicialmente apresentado em Beck e Hesse (2007), com o objetivo de fazer com que o SGD imitasse o comportamento estático e dinâmico de uma MSC. A estratégia foi implementada segundo o modelo completo da máquina síncrona de polos lisos no referencial $0dq$. No sistema proposto, um algoritmo calcula a corrente de referência do sistema de controle, por meio das equações do modelo matemá-

tico da máquina. Os parâmetros elétricos e magnéticos do modelo, como impedâncias do estator, coeficiente de amortecimento, impedância de excitação e de acoplamento, além da constante de inércia, podem ser configurados livremente considerando que o conversor é sempre capaz de fornecer a corrente calculada. Os resultados experimentais apresentados comprovam que o sistema é capaz de fornecer a potência necessária para amortecer as oscilações no ponto de acoplamento. Entretanto, o trabalho não trata da partida do GSV e não apresenta o controlador de tensão do PAC. Além disso, não é avaliado no trabalho o efeito da inércia virtual na resposta de potência.

Uma abordagem similar, focada na questão estabilidade de frequência e aplicação da inércia virtual, é apresentada em Driesen e Visscher (2008). Para os autores, o método evita a instabilidade da rede causada por grandes desvios de frequência, mantém a segurança da rede em casos de falta e estabelece uma base para o ilhamento da microrrede, utilizando um sistema de armazenamento de energia (SAE) para o balanço energético. Além disso, é demonstrado que a inércia virtual é capaz de contribuir para a estabilização de frequência e pode ser adicionada a qualquer SGD por meio de um SAE. Na abordagem proposta não é discutido o comportamento dinâmico do sistema, nem são apresentadas as funções de transferência dos modelos e dos controladores utilizados.

Na mesma direção, Torres e Lopes (2009) implementaram um esquema de GSV aplicado a uma rede elétrica autônoma baseada em geração eólica e gerador a diesel. Nessa microrrede, o sistema a diesel regula a frequência utilizando um controlador PI na malha de potência e a inércia virtual é implementada via SAE, relacionando a potência do armazenamento com a frequência da rede e sua derivada por meio de ganho proporcional. Com isso, em caso de distúrbios na tensão da rede, o armazenamento fornece/consome a potência elétrica necessária para compensar as variações causadas por tais distúrbios e reduzir o desvio de frequência. Os resultados de simulação são apresentados comparando o sistema com e sem inércia virtual. Fica clara a redução do desvio de frequência com a utilização da estratégia. Também é mostrada a influência do ganho proporcional na resposta inercial, de forma que quanto maior o ganho, menor o desvio. No entanto, as oscilações também aumentam a medida que o ganho aumenta. Além disso, nenhuma limitação de potência do SAE é tratada no trabalho nem efetuada a análise de estabilidade do sistema.

Em Chen et al. (2011) é aplicado o conceito de um GSV em um SGD conectado à rede elétrica, visando melhorar qualidade de energia e estabilidade da rede. No trabalho em questão, o SGD opera no modo corrente, de forma que o GSV gera o valor de referência aplicado na malha de controle de corrente. Nessa malha, a estratégia utilizada é o controle por histerese, que compara o erro entre a referência e o sinal realimentado, chaveando entre os seus valores máximo e mínimo pré-definidos. Os autores avaliam o fornecimento

de potência à rede, além do suporte de frequência. Os resultados mostram que a GSV é capaz de reagir a variações de carga, apresentando menores oscilações e desvios na frequência. Porém, o método continua sem controlador de tensão, como nos métodos discutidos anteriormente. Além disso, não são consideradas as limitações do SAE na implementação da inércia virtual e do VSI no cálculo da corrente fornecida pela GSV.

Segundo a mesma metodologia, Zhong e Weiss (2011) propuseram o método denominado de Conversor Síncrono (CS). Nessa estratégia, o SGD opera no modo tensão e utiliza um filtro LC na interconexão do VSI com a rede elétrica. No método, é considerado que a tensão sobre o capacitor do filtro é a tensão terminal da máquina síncrona, o indutor do filtro o enrolamento do estator e a tensão nos braços do VSI a força eletromotriz proveniente do movimento mecânico do rotor. O sistema de controle é responsável por implementar as equações do modelo mecânico da máquina síncrona, tensão de excitação e potências fornecidas pelo CS. Além disso, o método de controle por decaimento P-ω e Q-V é implementado na malha de potência do sistema. A inércia do CS é um parâmetro configurado nas equações baseadas na constante de tempo do controle por decaimento. No trabalho a inercia é implementada via sistema de controle e não é utilizado um SAE. Os resultados de simulação e experimentais apresentados comprovam a eficiência do método proposto, no que diz respeito ao fornecimento de potência em casos de oscilações de amplitude e frequência da tensão da rede. No entanto, não é implementado controle de corrente, de forma que as tensões de saída do CS são usadas como referência para o acionamento PWM do VSI, deixando o sistema desprotegido em casos de elevações de corrente. No trabalho, não é discutida a estabilidade do sistema utilizando a inércia virtual. Além disso, é utilizado um esquema de sincronização aplicando um PLL, porém não é detalhada a conexão do CS com a rede elétrica. Apesar de eficiente, o uso do PLL causa impactos na estabilidade do SGD (JOVCIC; LAMONT; XU, 2003), limita o sistema a operar de forma conectada, como também apresenta dificuldades na realização de uma sintonia adequada, sabendo que sua dinâmica deve ser rápida o suficiente para não afetar o desempenho dos controladores, sem aumentar muito a complexidade.

Seguindo o pensamento de buscar cada vez mais um modelo fiel a MSC, em Zhang et al. (2013) é proposto um CS, considerando o modelo de terceira ordem de uma máquina síncrona. Essa estratégia contempla as equações de oscilação e balanço de energia, modelo de excitação da máquina, além do modelo eletromagnético de transitório, que calcula as tensões terminais da máquina. Os resultados de simulação mostram que o comportamento do CS se aproxima de uma MSC em situações de queda de tensão, faltas e transferência de potência. Entretanto, a complexidade do modelo é muito elevada, aumentando bastante o esforço computacional se comparado aos trabalhos anteriores. A complexidade não é justificada, tendo em vista que para contribuir com a estabilidade e

suporte de tensão/frequência da rede, modelos mais simples podem ser utilizados. Além disso, o sistema também é desprotegido em caso de elevações de corrente.

Para simplificar o procedimento de partida, Zhong et al. (2014) desenvolveu um esquema de auto-sincronismo com a rede chamado de Conversor Síncrono com Sincronização Automática (CSSA). Essa estratégia possibilita a retirada da unidade de sincronização utilizada nas versões anteriores, reduzindo o algoritmo de controle, melhorando o desempenho e diminuindo o esforço computacional. Os resultados de simulação e experimentais em conjunto com uma análise quantitativa das melhorias de desempenho e da redução de esforço computacional comprovam a eficiência do método. Como pontos negativos, salienta-se a ausência da malha de corrente e do estudo de estabilidade associado a inércia virtual.

Levando em consideração a semelhança nas abordagens de Controle por Decaimento e GSV, alguns trabalhos passaram a realizar comparações e análises entre esses dois métodos. Em Du et al. (2013) é realizada inicialmente uma comparação entre o controle por decaimento P-ω e a equação de oscilação da máquina síncrona aplicada no GSV, mostrando uma dinâmica similar para pequenas perturbações. Em seguida, os autores propõem a adição de um regulador de frequência distribuído (RFD), o qual gera um incremento de potência ΔP a partir da diferença entre a frequência de referência e da rede elétrica. Com isso, a dinâmica entre a potência e a velocidade angular do GSV passa a ter duas parcelas, as quais podem ser analisadas como filtros passa-baixa (FPB) aplicados nos erros de potência e frequência. Os FPB possuem como parâmetros os coeficientes de inércia e de amortecimento, além de um ganho K_ω proveniente do RFD. Uma análise do comportamento dinâmico e de regime permanente é desenvolvida no trabalho, mostrando que a adição do RFD não altera o estado estacionário, porém é capaz de promover uma resposta dinâmica mais eficiente se comparado com o controle por decaimento. Os resultados de simulação comprovam a análise realizada, apresentando comparações entre as duas abordagens e o efeito da variação de K_ω. A partir da análise desses resultados é possível verificar que para um projeto correto de K_ω, o esquema proposto é capaz de promover uma resposta transitória mais rápida e amortecida do que o controle por decaimento convencional. Porém, no trabalho não é apresentado um método para esse projeto, além de não ser feito uma análise dos limites de estabilidade do sistema em função do valor desse parâmetro.

Já em D'Arco e Suul (2014), além de uma comparação entre os métodos de controle por decaimento e GSV, é estabelecida uma equivalência entre tais abordagens. A correspondência das estratégias é feita a partir do desenvolvimento do modelo matemático do controle por decaimento P-ω, o qual é representado pela equação de uma reta que relaciona as variações de frequência e potência, levando em consideração um filtro

passa-baixa aplicado na medição de potência ativa. Com base na expressão alcançada é possível, por meio de manipulações algébricas e simplificações, chegar em um modelo no mesmo formato da equação de balanço de energia do GS, o qual é aplicado no GSV. Por meio da comparação dos parâmetros é realizada a associação entre o ganho do controle por decaimento com o coeficiente de amortecimento, além da constante de inércia com a constante de tempo do FPB aplicado na medição de potência. Com a equivalência entre os métodos, a implementação do método de GSV é simplificada, tendo em vista que não é necessário desenvolver as equações dinâmicas da MSC. O projeto do GSV passa a ser feito baseando-se na estratégia de controle por decaimento, a qual já é bastante utilizada em SGDs, e no dimensionamento da inércia virtual a ser aplicada no FPB da medição de potência. O resultado apresentado no trabalho comprova o comportamento similar dos métodos por meio de uma variação degrau na potência ativa de referência. No entanto, a equivalência é válida para certas condições, pois considera que a frequência da rede possui valor constante, entretanto em casos de microrredes ilhadas essa frequência é determinada por outros conversores. Além disso, não são mostradas as dinâmicas de tensão e corrente e a resposta inercial não apresenta atraso de transporte.

Com o objetivo de aumentar os limites de estabilidade de frequência e levar em consideração a qualidade das tensões e correntes entregues a rede, alguns trabalhos passaram a levar em conta desequilíbrios na rede no projeto do GSV. Por exemplo, em Wu et al. (2016) é apresentado um método de projeto de um GSV baseando-se na resposta frequencial das malhas de potência. Na estratégia são analisadas as condições necessárias para o desacoplamento das malhas de potência ativa e reativa. Também é definido um critério de projeto a fim de atenuar o efeito das OFFD (Oscilações de Frequência Fundamental Dobrada), que são oscilações presentes nas potências ativa e reativa caso as tensões da rede tornem-se desbalanceadas, a partir da presença de cargas desbalanceadas, distúrbios e/ou faltas (KABIRI; HOLMES; MCGRATH, 2016). A redução do efeito das OFFD é importante, pois as flutuações nas potências podem ser refletidas nas tensões de saída do GSV, causando distorções nas suas formas de onda e, consequentemente, nas correntes entregues a rede. No método proposto é definido, que para atenuar o efeito das OFFD é necessário que a largura de banda das malhas de potência sejam menores do que o dobro da frequência da rede, fazendo com que o ganho dessas malhas seja suficientemente pequeno na frequência em questão. Com isso, o comportamento do sistema em alta frequência não precisa ser considerado, facilitando a modelagem de pequenos sinais. A partir da análise desse modelo, as condições de desacoplamento entre as malhas de potência ativa e reativa são encontradas, baseando-se na margem de fase das malhas de controle. Além disso, a inércia virtual é representada por meio da utilização de um FPB. Os resultados experimentais exibidos mostram a eficácia do método de projeto, apresen-

tando quase nenhum acoplamento entre as potências, além de ser discutido o efeito das OFFD com o aumento da largura de banda dos controladores. No entanto, não é tratado o efeito da inércia virtual nas respostas de potência, que nesse trabalho é de suma relevância, sabendo que o dimensionamento do FPB responsável pela inércia é dependente dos parâmetros de desempenho do sistema, podendo levá-lo a instabilidade.

Outra metodologia de GSV, que considera os efeitos oscilatórios causados por distúrbios na rede é apresentada em Chen et al. (2017). No trabalho é abordado um controle de potência flexível do GSV quando as tensões da rede são desbalanceadas. Esse desequilíbrio faz com que surjam componentes de sequência negativa nas tensões e correntes do sistema, consequentemente oscilações nas potências do GSV, como visto anteriormente. Nesse caso, os autores propõem uma malha de controle para as componentes de sequência positiva, a qual é responsável pela implementação das características de GSV (Controle por decaimento, inércia virtual e amortecimento). Além de uma malha extra para o controle das componentes de sequência negativa, cuja responsabilidade é compensar as OFFD. Porém, quando as tensões da rede elétrica estão desbalanceadas, não é possível retirar as oscilações nas potências ativa e reativa simultaneamente, sem apresentar correntes distorcidas. Portanto, a malha das componentes de sequência negativa pode compensar as OFFD na potência ativa ou reativa, ou fornecer correntes balanceadas a rede. Para separar as componentes de sequência os autores utilizam um SOGI (do inglês, *Second Order Generalized Integrator*), que é uma técnica geralmente aplicada na estimação de frequência, a qual gera sinais ortogonais precisos e de igual amplitude com a fundamental do sinal de entrada, atenuando os harmônicos (PAN; ZHANG, 2017). O barramento CC é alimentado por um sistema de armazenamento, que não é especificado, assim como o valor do coeficiente de inércia. Os resultados de simulação e experimentais mostram que a aplicação de um GSV convencional em uma rede desequilibrada não é satisfatório, e que a utilização do método de compensação de oscilações proposto é efetivo nos três casos analisados (Potência ativa, reativa ou correntes). Apesar de não detalhar a estratégia de inércia virtual, seu efeito é comprovado na frequência da rede devido a um degrau de potência ativa.

Tendo em vista as incertezas paramétricas presentes nas microrredes, oscilações de tensão, entrada/saída de cargas e unidades de geração, além de flutuações de potência e frequência devido a intermitência das fontes utilizadas, as estratégias de controle aplicadas em SGDs necessitam de maior robustez, garantindo a estabilidade do sistema. Nesse contexto, Fathi, Shafiee e Bevrani (2018) apresentam um método de controle robusto, aplicado na regulação de frequência utilizando o conceito de Gerador Síncrono Virtual Estendido (GSVE). A principal diferença do GSVE em relação aos métodos anteriores, está na implementação de um controlador que une as propriedades de inércia, amorteci-

mento e controle de frequência de um GS convencional. Nessa proposição, são consideradas duas malhas de regulação de frequência, em que a primeira é formada por um controle por decaimento e a segunda por um controlador PI. A dinâmica do rotor de um GS convencional é emulada pela equação do balanço de potência, a qual inclui os coeficientes de inércia e amortecimento. Normalmente, em trabalhos que aplicam o conceito de GSV, os parâmetros do modelo são definidos baseando-se em um GS convencional ou na tentativa e erro. Porém, nesse trabalho os parâmetros são determinados por um controlador robusto do tipo H_∞, que consiste em um método de controle matricial que busca adequar o sistema para as condições de desempenho e robustez aplicando um problema de minimização da matriz função de transferência, usando a norma infinita (SOUZA, 2017). Nesse método são consideradas tanto incertezas quanto distúrbios, que nesse trabalho estão nos coeficientes de inércia/amortecimento e nas variações das fontes primárias/cargas, respectivamente. O método H_∞ proposto visa obter os parâmetros adequados do GSVE, comparando a resposta em frequência (amplitude e fase) com o método de escolha de parâmetros tradicional, que é escolhendo os dados de GS convencional. Os resultados de simulação comparam o desempenho do controlador do GSVE com projeto de parâmetros usando H_∞ e escolha convencional, mostrando que o primeiro possui uma resposta mais satisfatória na presença de incertezas paramétricas e distúrbios provocados por variações de geração e carga. Porém, a implementação do controlador requer maior esforço computacional. Além de que essa estratégia robusta normalmente apresenta ordens elevadas de controladores, podendo ser reduzida por métodos de otimização (CABELLO, 2014), o que aumenta ainda mais a complexidade.

2.3.1 Partida do GSV

Nos últimos anos, novas estratégias de controle aplicadas a GSV têm sido propostas com o intuito de melhorar a qualidade do sinal das correntes e tensões entregues a rede, adicionar robustez a perturbações e aumentar os limites de estabilidade. No entanto, os métodos de partida desses sistemas nem sempre são discutidos nos trabalhos científicos, onde muitas vezes são apresentados apenas resultados após a partida da máquina. Na partida, o GSV se depara com um sistema não linear, com diferenças significativas entre os valores da amplitude e do ângulo de potência requerido para se alcançar a efetiva sincronização.

O CSSA proposto em Zhong et al. (2014) implementa uma estratégia de sincronismo, que suaviza a conexão do sistema com a rede elétrica. A ideia é não fornecer ativos nem reativos a rede, fazendo com que as potências de referência sejam zero na partida. Além disso, um controlador PI é adicionado na saída do controle por decaimento P-ω, levando

a derivada da frequência a zero. Dessa forma, a frequência de referência é o próprio valor nominal da rede. No entanto, como não há fornecimento de potência, a corrente entregue à rede é zero. Para emular o processo de conexão de uma máquina com a rede, um indutor virtual (com sua resistência intrínseca) é introduzido, de forma que a tensão sobre ele é a diferença entre as tensões da rede e do PAC. A corrente virtual que flui sobre esse indutor, é utilizada no sistema de controle durante a partida. Com isso, não há fluxo de potência real durante o sincronismo do CSSA. Quando a corrente virtual converge para zero, o vetor tensão da máquina se alinha com o da rede elétrica, promovendo o sincronismo. O esquema de partida proposto não utiliza PLL, o que melhora o desempenho do sistema de controle. No entanto, não é discutido no trabalho a resposta do método em situações de desequilíbrio nas tensões da rede. Além disso, não é detalhado o efeito de diferentes valores de indutância virtual na partida.

Em Sang et al. (2019) é apresentado um método de partida para um GSV aplicado a um SGD baseado em energia eólica. O sistema inicialmente utiliza a amplitude (U_g) e a fase (θ_g) da tensão da rede, obtido via PLL, como referências para o PWM do conversor. O processo de partida é iniciado conectando a rede de forma direta através do conversor, a fim de realizar um pré-carregamento no capacitor do barramento CC em uma tensão inferior a nominal, sendo utilizado um resistor série com o conversor para limitar a corrente de carga do capacitor. Quando a tensão do barramento CC estabiliza, o resistor de pré-carregamento é retirado. Em seguida, o ângulo do GSV é monitorado e comparado com o da rede. Quando os ângulos estão próximos, uma chave conecta um controlador PI que regula o barramento CC em seu valor nominal, de forma que a saída desse controlador é uma variação de fase $\Delta\theta$ adicionada a θ_g e aplicado como referência no PWM. Quando o barramento CC atinge sua tensão nominal, é conectado o sistema de inércia virtual, que é implementado via balanço de energia do barramento CC. Esse esquema de inércia virtual gera o ângulo do GSV, que é aplicado como referência no PWM. Na sequência, a malha de potência reativa é conectada, em seguida, o retificador do lado da máquina. O método proposto no artigo é capaz de suavizar o transitório de partida do GSV, possuindo menor complexidade do que o desenvolvido em Zhong et al. (2014), por não utilizar a técnica de impedância virtual.

Luan et al. (2019) propõem uma estratégia usando o PLL como dispositivo auxiliar na partida do GSV. Esse método calcula inicialmente a diferença entre os ângulos ($\Delta\theta$) e as frequências (Δf) das tensões da rede e do GSV. Em seguida, a partida do sistema é efetuada utilizando o ângulo obtido pelo PLL como referência. Em paralelo, a diferença de frequência Δf é aplicada a um controlador PI, cuja saída é somada com a frequência inicial do GSV. Concomitantemente, os módulos dos sinais $\Delta\theta$ e Δf são monitorados. Quando os valores dessas variáveis são inferiores a valores limites estabelecidos previ-

amente, isso indica que o GSV está sincronizado com a rede elétrica. Dessa forma, o angulo obtido pelo PLL deixa de ser utilizado, sendo alterado pelo angulo do GSV com a utilização de uma chave seletora. Os resultados de simulação mostram que a estratégia é eficiente, porém o trabalho não apresenta a modelagem da malha de controle que aplica o PI na regulação do desvio de frequência.

Em Tang e Liu (2019) é proposta uma estratégia de pré-sincronização do GSV utilizando dois controladores PI implementados no referencial $\alpha\beta$. Esse método converte as tensões trifásicas de saída do GSV e da rede elétrica em tensões bifásicas no referencial $\alpha\beta$, por meio da transformada de Clark. Como esse referencial é estacionário, não é necessário aplicar ângulo de referência. A partir das tensões bifásicas são calculados $sen(\Delta\theta)$ e ΔV, que são o seno do desvio de fase e o desvio de amplitude entre as tensões do GSV e da rede, respectivamente. Para ângulos pequenos é considerado que $sen(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$, assim regulando o seno é tido que o desvio também é regulado. O sistema parte de forma ilhada, ao passo que $sen(\Delta\theta)$ e ΔV são aplicados em controladores PI, cujas as referências são zero. Quando o sistema atinge o regime permanente, assume-se que a frequência e a amplitude das tensões do GSV e da rede elétrica se igualam. Com isso, o SGD pode ser conectado a rede sem transitórios elevados. Os resultados de simulação comprovam a efetividade do método, mostrando pouca oscilação na potência ativa no momento do fechamento da chave de conexão. Porém, são adicionados dois controladores somente para a partida. Além disso, os projetos desses PIs não são apresentados.

2.3.2 Inércia Virtual

Os conceitos de MSV, CS, CSSA, GSV e GSVE apresentam diferenças significativas na estrutura de controle aplicada ao SGD, como visto na seção 2.3. De fato, existem vários métodos que reproduzem o comportamento dinâmico do GS tradicional, porém a característica comum a todos as estratégias é a emulação da inércia mecânica. Esse efeito é de fundamental importância para a estabilidade transitória das microrredes, pois reduzem os desvios de frequência, tornando o sistema mais robusto a distúrbios e oscilações. Sistemas de armazenamento podem ser utilizados para adicionar inércia ao SGD e melhorar a resposta transiente, porém em redes de distribuição com muitas unidades de geração distribuída, essa solução pode ser custosa e ineficaz (SRIVASTAVA; KUMAR; SCHULZ, 2012). Nesse contexto, os métodos para adição de inércia vem sendo amplamente inseridos de forma virtual no sistema de controle dos SGD. Algumas dessas estratégias já foram comentadas na seção 2.3, porém outros modelos de inércia são apresentados nessa seção, sempre visando a redução de desvios de frequência e tensão durante distúrbios e transferência de potência na microrrede.

Em Soni, Doolla e Chandorkar (2013), a inércia virtual é implementada mediante a modificação do ganho do controle por decaimento, de forma que o mesmo seja função da taxa de variação da frequência (df/dt) durante transitórios. Nesse método, o ganho do controle por decaimento de potência ativa decresce, de forma exponencial, com o aumento do desvio de frequência, consequentemente o conversor fornece um valor maior de potência e reduz o desvio de frequência. Com esse artifício, o sistema passa a ter inércia virtual, podendo diminuir as atuações do sistema de proteção e amenizar a demanda por armazenamento. O sistema proposto no artigo utiliza o controle por decaimento P-ω e Q-V na regulação do fluxo de potência dos SGDs na microrrede. As malhas de potência reativa e ativa geram as referências de amplitude e ângulo de fase para o controle de tensão do PAC, respectivamente a partir da utilização de controladores do tipo PI. No trabalho não é implementada a malha de controle de corrente, somente um esquema de amortecimento ativo na saída da malha de tensão, deixando o SGD desprotegido em caso de elevações de corrente. O método apresenta uma redução nos desvio de frequência, tanto em casos de variações bruscas de potência fornecida quanto para distúrbios na microrrede causados pelo ilhamento de outras gerações. Entretanto apresenta a desvantagem da necessidade do cálculo da derivada df/dt, que em sistemas reais pode chegar a valores elevados, aumentando as oscilações na potência como é apresentado nos resultados de simulação.

Os SGDs que utilizam a estratégia de controle baseado em GSV possuem comportamento dinâmico semelhante ao de uma MSC. Entretanto, a tolerância transitória devido a distúrbios e alterações é menor no caso do GSV. Portanto, um GSV pode deixar de funcionar em virtude de oscilações de elevada amplitude na tensão e/ou frequência provocados por perturbações, como por exemplo entrada/saída de cargas e gerações. Nesse contexto, alguns trabalhos foram desenvolvidos utilizando um valor variável de inércia virtual, com valores fixos de constante de amortecimento. Alguns trabalhos também apresentam valores variáveis de inércia e amortecimento. Essa mudança se dá, normalmente, em função da diferença entre a frequência angular do GSV e da rede elétrica ($\Delta\omega$), além da taxa de variação da frequência do sistema ($d\omega/dt$). Nesse sentido, em Alipoor, Miura e Ise (2015) é proposto um método de inércia virtual variável de um GSV empregando controladores *On-Off*, visando uma maior estabilidade do sistema. Esse controle aplica um chaveamento entre um valor máximo e um mínimo do momento de inércia durante uma oscilação na frequência, de forma que em momentos de aceleração a inércia é maior e em desaceleração é menor, ou seja, havendo troca de sinal de $\Delta\omega$ ou de $d\omega/dt$, o valor da inércia é chaveado. Os resultados de simulação e experimentais mostram uma melhora na estabilidade de frequência se comparado a sistemas com inércia fixa, no entanto, nenhum método de projeto dos valores máximo e mínimo da inércia virtual é fornecido.

Além disso, os controladores *On-Off*, apesar de simples e robustos, possuem implicações nas implementações práticas devido ao chaveamento com frequência variável, podendo causar desgaste nos elementos do sistema.

Seguindo a ideia de inércia virtual variável, em Hu et al. (2016) é apresentado um método de controle em que é aplicado lógica *Fuzzy* para determinar a inércia virtual do CS. O sistema conta com um valor de momento de inércia inicial adicionado a um ΔJ, em que ΔJ é a saída do controlador *fuzzy* e representa a variação de momento de inércia a ser adicionado. O sistema de controle *fuzzy* utiliza as variáveis $\Delta\omega$ e $d\omega/dt$ como entradas, as quais são normalizadas e convertidas em vetores por meio das funções de pertinência. No trabalho em questão, são desenvolvidas cinco funções que avaliam os valores das entradas e classificam-as em Negativo Pequeno (NP), Negativo Grande (NG), Zero (ZE), Positivo Pequeno (PP) e Positivo Grande (PG). Após esse processo, são criadas as regras *fuzzy* para a inércia virtual, de forma que a partir da avaliação das entradas é encontrada a classificação da saída, que é feita utilizando as mesmas cinco funções de pertinência. Portanto, a inércia de saída ΔJ do controlador pode ser NP, NG, ZE, PP ou PG a depender da combinação das especificações das entradas. Os resultados de simulação mostram a efetividade do método ao comparar a estratégia em questão com sistemas de inércia fixa, apresentando uma resposta de frequência com um desvio de regime razoável e pouca oscilação, o que não é obtido com o método de inércia fixa, já que quanto maior o momento de inércia menor o desvio de frequência, porém a oscilação aumenta. E de forma análoga, quanto menor o momento de inércia maior o desvio, porém com menos oscilação. Entretanto, apesar da eficiência do sistema desenvolvido, o trabalho não considera a influência do coeficiente de amortecimento na inércia, também não implementa a malha de controle de potência reativa e não apresenta um método de projeto para obtenção dos valores de inércia.

Assim como nas técnicas de GSV, as estratégias de inércia virtual passaram a buscar robustez, considerando variações paramétricas e perturbações. Esse tipo de análise, na maioria dos trabalhos, avalia estabilidade e desempenho de SGDs conectados à rede elétrica. Nesse sentido, em Kerdphol et al. (2018) é proposto um controlador robusto H_∞ na obtenção da inércia virtual para aprimorar a estabilidade de frequência de uma microrrede ilhada. Além disso, o controlador considera a alta penetração de SGDs e cargas em seu projeto. Os resultados de simulação mostram a eficácia do método, apresentando menores desvios de frequência em diversos cenários se comparado ao controlador PI, mostrando maior robustez a variações de inércia, flutuações das gerações e perturbações de carga. No entanto, assim como em Fathi, Shafiee e Bevrani (2018), a técnica H_∞ leva a sistemas de ordem elevada, e no caso do trabalho em questão, mesmo com o algoritmo de redução de ordem, o controlador gerado é de quarta ordem.

2.4 Síntese do Capítulo

Na Tabela 2.1 é apresentado um quadro resumo, em ordem cronológica, das principais publicações referentes aos métodos de controle utilizando a abordagem GSV aplicados à SGD, além de técnicas de implementação de inércia virtual, destacando-se também o processo de validação de cada trabalho.

Tabela 2.1: Resumo da revisão bibliográfica.

Referência	Técnica Empregada	Técnica de Inércia	Validação	
			Simu.[1]	Exp.[2]
Beck e Hesse (2007)	GSV	SAE	-	√
Driesen e Visscher (2008)	GSV	SAE	-	-
Torres e Lopes (2009)	GSV	SAE	√	-
Chen et al. (2011)	GSV	SAE	-	√
Zhong e Weiss (2011)	CS	Controle por Decaimento	√	√
Zhang et al. (2013)	CS	-	√	-
Soni, Doolla e Chandorkar (2013)	-	Controle por decaimento Modificado	√	-
Zhong et al. (2014)	CSSA	Controle por Decaimento	√	√
Du et al. (2013)	Controle por Decaimento	RFD	√	-
D'Arco e Suul (2014)	GSV	FPB	√	-
Alipoor, Miura e Ise (2015)	GSV	*On-Off*	√	√
Wu et al. (2016)	GSV	FPB	-	√
Hu et al. (2016)	CS	*Fuzzy*	√	-
Chen et al. (2017)	GSV	SAE	-	√
Fathi, Shafiee e Bevrani (2018)	GSVE	H_∞	√	√
Kerdphol et al. (2018)	-	H_∞	√	-

Baseado nas referências bibliográficas, o trabalho desenvolvido é composto por um SGD trifásico conectado à rede elétrica por meio de um filtro de interconexão de topologia LC. O SGD opera no modo de suporte à rede, se comportando com uma fonte de tensão controlada. A estratégia de controle utiliza o conceito de Gerador Síncrono Virtual (GSV), com o objetivo de contribuir com a estabilidade da rede elétrica, emulando inércia virtual. Além disso, o método de controle por decaimento P-ω/Q-V é empregado nas malhas de regulação de potência, visando o suporte de amplitude e frequência da tensão da rede elétrica.

No trabalho, o sistema de controle é implementado no referencial síncrono $0dq$ (vetor tensão), utilizando o ângulo de carga do GSV gerado pelo regulador de potência ativa como referência. A malha de controle mais interna é a de corrente, onde as correntes de saída do conversor são reguladas. A malha intermediária é a de tensão, que controla a tensão de saída do SGD sobre o capacitor do filtro. A malha mais externa é a de potência, regulando as potências ativa e reativa entregues a rede elétrica. Em todas as malhas de controle são utilizados controladores PI, devido a sua simplicidade e capacidade de zerar o erro de regime para referências constantes.

A inércia virtual é emulada por meio da inserção de um atraso de transporte na malha de potência. Esse atraso é comum nas modelagens de geradores convencionais, representando o tempo decorrido para que o rotor produza torque na ponta do eixo da máquina. Com o atraso inserido na malha de potência, as oscilações abruptas de geração não são sentidas imediatamente no PAC, contribuindo para a inércia do sistema.

Nesse trabalho, também é desenvolvido um esquema de partida suave do GSV. O método utiliza a medição da tensão do PAC, obtida via PLL, para realizar o sincronismo do SGD com a rede elétrica e, consequentemente, reduzir o transitório de partida. Uma comparação é apresentada, mostrando o sistema com e sem o método de sincronização desenvolvido, comprovando a eficiência da estratégia.

[1] Simulação
[2] Experimental

Capítulo 3

Descrição e Modelagem do Sistema

Na implementação de um SGD conectado à rede elétrica, o projeto dos componentes e a modelagem do sistema são fundamentais para o dimensionamento do sistema de controle. Nesse sentido, nesse capítulo é apresentada descrição do sistema utilizado e a modelagem do mesmo. A partir da modelagem é possível obter as funções de transferências que são usadas no projeto do sistema de controle. A modelagem se divide em: i) VSI conectado á rede elétrica, ii) sistema de armazenamento de energia, iii) fluxo de potência ativa e reativa , iv) barramento CC e v) conversor *boost*.

3.1 Descrição do Sistema

Na Figura 3.1 é apresentado o esquema elétrico do SGD trifásico utilizado neste trabalho. O bloco da FER representa o sistema de captação da energia proveniente da fonte primária, podendo incluir um conversor de potência, como por exemplo em sistemas fotovoltaicos de dois estágios, sistemas de geração eólica, entre outros exemplos. O barramento CC é formado por um banco de capacitores representado por C, possuindo a tensão V_{cc}. Um SAE é conectado ao barramento CC por meio de um conversor CC/CC do tipo *boost*, com o objetivo de regular a tensão V_{cc} e realizar o balanço de energia do sistema. O VSI, por sua vez, realiza a conversão CC/CA a partir de sinais PWM oriundos do sistema de controle, por meio de uma modulação escalar. i_{oabc} e v_{fabc} são as correntes e tensões de saída do VSI. O SGD é implementado no modo tensão, portanto um filtro de conexão LC é empregado para a atenuação das componentes de alta frequência introduzidas pelo VSI no PAC. Esse filtro é composto pelo indutor l_i (com resistência intrínseca r_i) e pelo capacitor C_f. Devido ao pico de ressonância presente nessa topologia de filtro, circuitos de amortecimento podem ser utilizados. Nesse trabalho, o resistor r_d é adicionado em série com o capacitor C_f para amortecer o pico de ressonância (ROCHA, 2015). As tensões v_{oabc} sobre o capacitor do filtro são as tensões do PAC, reguladas pelo sistema de controle.

O filtro LC é conectado à microrrede CA, que é representada pelo modelo equivalente de Thevenin, possuindo uma fonte trifásica ideal v_{gabc} em série com sua impedância interna. A impedância interna é composta pela associação série da resistência r_g e da indutância l_g.

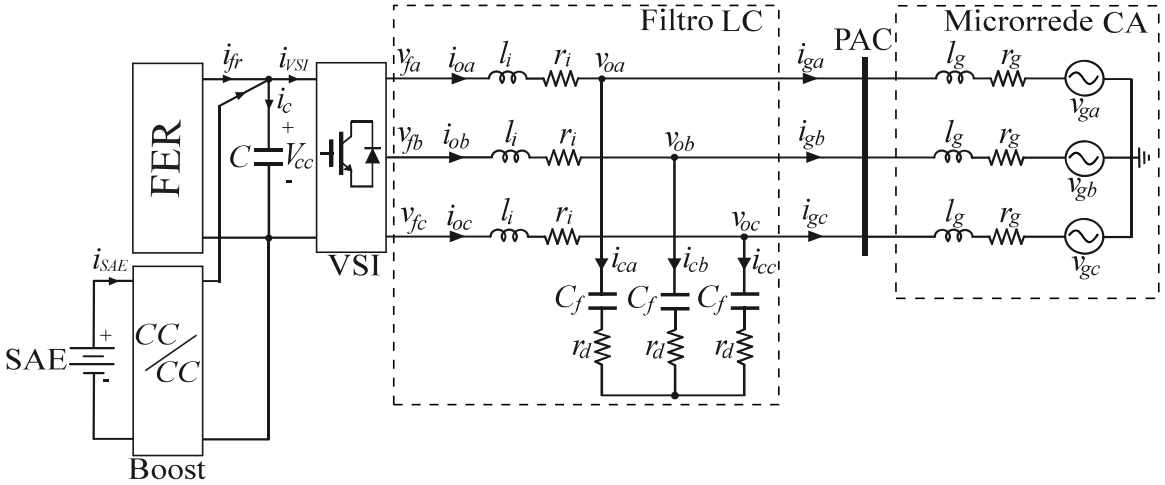


Figura 3.1: Diagrama elétrico do SGD trifásico conectado à rede elétrica por meio do filtro LC.

3.2 Modelagem do SAE

Os SAEs são sistemas de fundamental importância para a operação e confiabilidade das microrredes. Em redes com alta penetração de FERs, os SAEs possibilitam a flexibilização da produção de energia, garantem o equilíbrio energético, além de realizarem serviços auxiliares, como promover inércia virtual e suavização de variações bruscas de potência. Existem diversas formas de armazenamento de energia, como: baterias, células de hidrogênio, supercapacitores, dentre outros exemplos. O SAE utilizado neste trabalho é composto por um conjunto de baterias.

Diversos modelos de bateria têm sido desenvolvidos buscando representar de forma aproximada o comportamento dinâmico desses dispositivos, além de estimar sua vida útil, parâmetros internos e o estado de carga ou SOC (do inglês, *State-of-Charge*), que é o nível de carga da bateria. De modo geral, são consideradas quatro categorias de modelos de baterias, que são: modelos de circuito elétrico, analíticos, eletroquímicos e estocásticos (JONGERDEN; HAVERKORT, 2009). Cada família de modelos possui características específicas, além de apresentarem vantagens e desvantagens. Os modelos eletroquímicos são os mais precisos, utilizam equações diferenciais complexas para descrever de forma

detalhada os processos químicos da bateria. Entretanto, exigem conhecimento aprofundado das transformações eletroquímicas, além de bastante esforço computacional. Os modelos estocásticos representam o comportamento das baterias como um processo de Markov com probabilidades em termos dos parâmetros eletroquímicos internos, no entanto, possui limitação em caso de diferentes perfis de cargas e correntes de descarga. Os modelos analíticos são simplificações dos modelos eletroquímicos e podem descrever bem as não linearidades e estimar o SOC das baterias, porém não descrevem as características de tensão/corrente das mesmas. Já os modelos voltados para circuitos elétricos, utilizam fontes de tensão e corrente, além de cadeias de resistores e capacitores para descrever as características de tensão/corrente das baterias. Tais modelos são os ideais para a operação com outros sistemas e circuitos elétricos, porém não compreendem os comportamentos não lineares desses dispositivos.

O modelo utilizado nesse trabalho baseia-se no desenvolvido em Kim e Qiao (2011), o qual é constituído parte por um modelo de circuito elétrico e por um modelo analítico, como apresentado na Figura 3.2(a). A parcela analítica do modelo é responsável pela estimação do SOC, utilizando estado de carga inicial SOC_o e a corrente da bateria i_{bat}. O valor estimado do SOC é usado para calcular a tensão de circuito aberto v_{ca} e os parâmetros do circuito elétrico do modelo. O resistor r_s é usado para caracterizar as perdas de carga/descarga da bateria, a malha formada pelo resistor r_{tr} e o capacitor C_{tr} descreve a resposta transitória rápida e a malha formada pelo resistor r_{tl} e o capacitor C_{tl} representa a resposta transitória lenta. Na aplicação desse trabalho não é avaliada a influência da variação do SOC no modelo, além disso é considerado que o SAE é sempre capaz de fornecer ou absorver potência, ou seja, é considerado que o SOC da bateria é tal que seja possivel fornecer ou consumir potência da bateria. Dessa forma, é considerado que o SOC da bateria é constante e possui um valor intermediário. Logo, o modelo pode ser simplificado de acordo com a Figura 3.2(b).

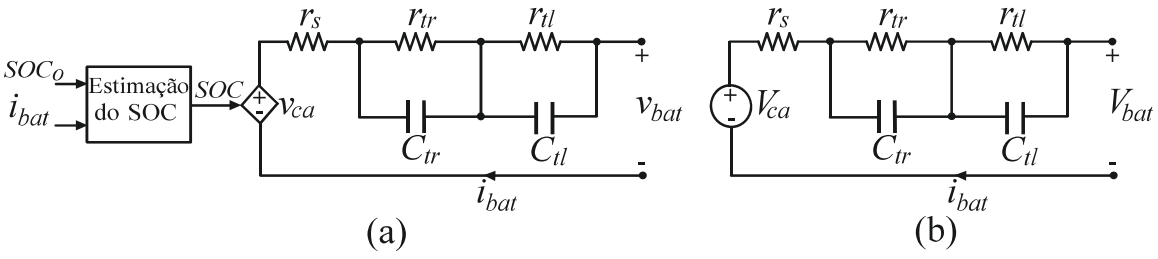


Figura 3.2: Modelo da bateria. (a) híbrido. (b) simplificado.

3.3 Modelagem do VSI conectado à Rede

A modelagem do VSI trifásico conectado à rede elétrica baseia-se no comportamento dinâmico do filtro LC de interconexão. Na Figura 3.3 é apresentado o circuito do filtro, em que a corrente i_{oabc} e a tensão v_{oabc} são reguladas pelo sistema de controle.

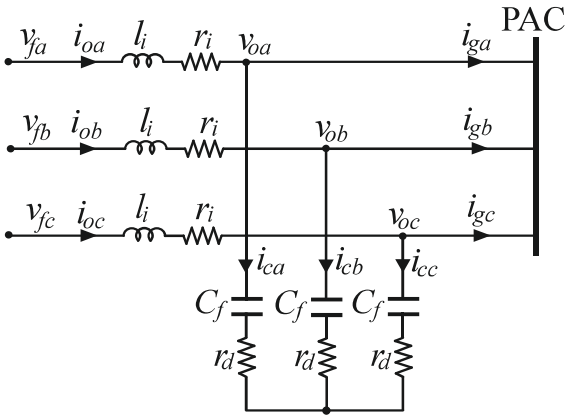


Figura 3.3: Filtro LC para interconexão do VSI com a rede elétrica.

Para o desenvolvimento dos modelos dinâmicos são aplicadas as leis de Kirchhoff no circuito da Figura 3.3. Na modelagem da planta de corrente é aplicada a lei de Kirchhoff das tensões na malha do indutor l_i, que é apresentada abaixo:

$$[v_{fabc}] - r_i[i_{oabc}] - l_i\frac{d}{dt}[i_{oabc}] - [v_{oabc}] = 0, \tag{3.1}$$

em que,

$$[v_{fabc}] = \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix}, [i_{oabc}] = \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix}, [v_{oabc}] = \begin{bmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \\ v_{oc} \end{bmatrix}. \tag{3.2}$$

No caso da planta de tensão são aplicadas as Leis de Kirchhoff das correntes e das tensões no ramo do capacitor C_f, resultando nas seguintes expressões:

$$[i_{oabc}] = [i_{cabc}] + [i_{gabc}], \tag{3.3}$$

$$[v_{oabc}] = r_d[i_{cabc}] + \frac{1}{C_f}\int [i_{cabc}], \tag{3.4}$$

em que,

$$[i_{cabc}] = \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix}, [i_{gabc}] = \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix}. \tag{3.5}$$

As Equações 3.1, 3.3 e 3.4 determinam o comportamento dinâmico do filtro LC no referencial natural trifásico. No entanto, nesse trabalho o sistema de controle é desenvolvido no referencial síncrono x^e_{dq}, onde o subíndice dq representa os eixos d e q e o sobrescrito "e" representa o referencial vetor tensão (síncrono). Esse sistema de referência mapeia um sistema trifásico em um bifásico equivalente, representado por um par de eixos perpendiculares, denominados de eixo direto e eixo em quadratura. Esses eixos giram com a velocidade definida pelo vetor tensão das tensões do PAC, dessa forma as grandezas são constantes em regime permanente. Normalmente o eixo direto é alinhado com o sistema de referência. Com o objetivo de possibilitar a transformação do referencial síncrono x^e_{dq} para o referencial trifásico x_{abc} é adicionado um eixo ao sistema, denominado de componente "0". Em sistemas simétricos e equilibrados, essa componente é igual a zero. As grandezas do referencial síncrono podem ser obtidas com a seguinte relação:

$$[y^e_{0dq}] = [T_{abc-0dq}][y_{abc}], \tag{3.6}$$

em que y^e_{0dq} e y_{abc} são grandezas nos referenciais síncrono e natural, respectivamente e $T_{abc-0dq}$ é a matriz de transformação de Park, que nesse trabalho é utilizada na sua forma conservativa em potência, como é apresentada na seguinte expressão:

$$[T_{abc-0dq}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ cos(\theta_d) & cos(\theta_d - 2\pi/3) & cos(\theta_d + 2\pi/3) \\ -sen(\theta_d) & -sen(\theta_d - 2\pi/3) & -sen(\theta_d + 2\pi/3) \end{bmatrix}, \tag{3.7}$$

sendo θ_d o argumento utilizado na transformação de referencial. A matriz de transformação de Park (Equação 3.7) é ortogonal, ou seja, sua inversa é igual a sua transposta. A partir dessa propriedade é possível descrever as grandezas y_{abc} em função das grandezas y^e_{0dq}, como segue:

$$[y_{abc}] = [T_{0dq-abc}][y^e_{0dq}], \tag{3.8}$$

sendo

$$[T_{0dq-abc}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & cos(\theta_d) & -sen(\theta_d) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & cos(\theta_d - 2\pi/3) & -sen(\theta_d - 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & cos(\theta_d + 2\pi/3) & -sen(\theta_d + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \tag{3.9}$$

3.3.1 Modelo da planta de corrente

A modelagem da planta de corrente desenvolvida nesse trabalho segue o método tratado em Cardoso (2019). Como visto na Seção 3.3, para a modelagem da planta de

corrente é utilizada a Equação 3.1. Aplicando-se a transformada de Park, as grandezas trifásicas dessa equação podem ser reescritas da seguinte forma:

$$[v_{fabc}] = [T_{0dq-abc}][v^e_{f_{0dq}}], \tag{3.10}$$

$$[i_{oabc}] = [T_{0dq-abc}][i^e_{o_{0dq}}], \tag{3.11}$$

e

$$[v_{oabc}] = [T_{0dq-abc}][v^e_{o_{0dq}}]. \tag{3.12}$$

Substituindo as Equações 3.10, 3.11 e 3.12 na Equação 3.1, é obtida a expressão a seguir:

$$[T_{0dq-abc}][v^e_{f_{0dq}}] - r_i[T_{0dq-abc}][i^e_{o_{0dq}}] - l_i\frac{d}{dt}([T_{0dq-abc}][i^e_{o_{0dq}}]) - [T_{0dq-abc}][v^e_{o_{0dq}}] = 0. \tag{3.13}$$

Aplicando-se a propriedade da derivada de um produto de funções e em seguida multiplicando-se a matriz $[T_{abc-0dq}]$ à esquerda da Equação 3.13, (produto entre $[T_{abc-0dq}]$ e $[T_{0dq-abc}]$ é igual a matriz identidade), tem-se que:

$$[v^e_{f_{0dq}}] - r_i[i^e_{o_{0dq}}] - l_i\frac{d}{dt}[i^e_{o_{0dq}}] - l_i[T_{abc-0dq}]\frac{d}{dt}([T_{0dq-abc}])[i^e_{o_{0dq}}] - [v^e_{o_{0dq}}] = 0. \tag{3.14}$$

A matriz $[T_{0dq-abc}]$ é variante no tempo. Portanto, utilizando a regra da cadeia

$$[T_{abc-0dq}]\frac{d}{dt}[T_{0dq-abc}] = \omega_d \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \tag{3.15}$$

sendo

$$\omega_d = \frac{d\theta_d}{dt}, \tag{3.16}$$

em que ω_d é frequência angular do sistema de referência escolhido. Dessa forma, substituindo a Equação 3.15 na Equação 3.14, obtém-se:

$$[v^e_{f_{0dq}}] - r_i[i^e_{o_{0dq}}] - l_i\frac{d}{dt}[i^e_{o_{0dq}}] - l_i\omega_d \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}[i^e_{o_{0dq}}] - [v^e_{o_{0dq}}] = 0. \tag{3.17}$$

Admitindo-se um sistema simétrico e equilibrado, a componente homopolar pode ser desconsiderada e a Equação 3.17 pode ser separada nos eixos d e q, como demonstrado

nas seguintes expressões:

$$v^e_{f_d} = r_i i^e_{o_d} + l_i \frac{d}{dt} i^e_{o_d} - \omega_d l_i i^e_{o_q} + v^e_{o_d}, \tag{3.18}$$

e

$$v^e_{f_q} = r_i i^e_{o_q} + l_i \frac{d}{dt} i^e_{o_q} + \omega_d l_i i^e_{o_d} + v^e_{o_q}. \tag{3.19}$$

Os termos de acoplamento entre os eixos, $\omega_d l_i i^e_{o_q}$ e $\omega_d l_i i^e_{o_d}$, juntamente com os termos das tensões do PAC, $v^e_{o_d}$ e $v^e_{o_q}$, das Equações 3.18 e 3.19 são considerados como perturbações a serem compensadas pelo controle de corrente. Dessa forma, para fins de modelagem, admite-se que:

$$v'^e_{f_d} = v^e_{f_q} + \omega_d l_i i^e_{o_q} - v^e_{o_q}, \tag{3.20}$$

$$v'^e_{f_q} = v^e_{f_q} - \omega_d l_i i^e_{o_d} - v^e_{o_q}, \tag{3.21}$$

e, consequentemente,

$$[v'^e_{f_{dq}}] = r_i [i^e_{o_{dq}}] + l_i \frac{d}{dt} [i^e_{o_{dq}}]. \tag{3.22}$$

Para a obtenção da função de transferência que relaciona as correntes $I^e_{o_{dq}}(s)$ com as tensões $V'^e_{f_{dq}}(s)$ é empregada a transformada de Laplace na Equação 3.22, o que resulta em:

$$G_i(s) = \frac{I^e_{o_{dq}}(s)}{V'^e_{f_{dq}}(s)} = \frac{1/l_i}{s + r_i/l_i}, \tag{3.23}$$

em que $G_i(s)$ é a função de transferência de malha aberta utilizada no dimensionamento do controle de corrente.

3.3.2 Modelo da planta de Tensão

A modelagem da planta de tensão baseia-se no metodologia abordada em Cardoso (2019). O modelo é desenvolvido isolando as correntes i_{cabc} na Equação 3.3 e substituindo na Equação 3.4, obtém-se a seguinte expressão:

$$[v_{oabc}] = r_d([i_{oabc}] - [i_{gabc}]) + \frac{1}{C_f} \int ([i_{oabc}] - [i_{gabc}]), \tag{3.24}$$

derivando os dois lados da Equação 3.24, tem-se:

$$\frac{d}{dt}[v_{oabc}] = r_d \frac{d}{dt}([i_{oabc}] - [i_{gabc}]) + \frac{1}{C_f}([i_{oabc}] - [i_{gabc}]). \tag{3.25}$$

Seguindo a mesma metodologia utilizada na modelagem da planta de corrente, a transformada de Park é utilizada para transformar o referencial natural trifásico para o síncrono $0dq$. Dessa forma, reescrevendo a Equação 3.25 em função da matriz de transformação de Park, obtém-se:

$$\frac{d}{dt}([T_{0dq-abc}][v^e_{o_{0dq}}]) = r_d\frac{d}{dt}([T_{0dq-abc}]([i^e_{o_{0dq}}]-[i^e_{g_{0dq}}]))+\frac{1}{C_f}[T_{0dq-abc}]([i^e_{o_{0dq}}]-[i^e_{g_{0dq}}]), \tag{3.26}$$

multiplicando por $[T_{abc-0dq}]$ a esquerda,

$$\begin{aligned}[T_{abc-0dq}]\frac{d}{dt}([T_{0dq-abc}][v^e_{o_{0dq}}]) = r_d[T_{abc-0dq}]\frac{d}{dt}([T_{0dq-abc}]([i^e_{o_{0dq}}]-[i^e_{g_{0dq}}]))+\\ \frac{1}{C_f}[T_{abc-0dq}][T_{0dq-abc}]([i^e_{o_{0dq}}]-[i^e_{g_{0dq}}]),\end{aligned} \tag{3.27}$$

aplicando-se a propriedade da derivada do produto de funções e, considerando, o produto entre $[T_{abc-0dq}]$ e $[T_{0dq-abc}]$ a matriz identidade, a seguinte expressão pode ser obtida:

$$\begin{aligned}[T_{abc-0dq}]\frac{d}{dt}([T_{0dq-abc}])[v^e_{o_{0dq}}]+\frac{d}{dt}[v^e_{o_{0dq}}] = r_d([T_{abc-0dq}]\frac{d}{dt}([T_{0dq-abc}])([i^e_{o_{0dq}}]-[i^e_{g_{0dq}}])\\ +\frac{d}{dt}([i^e_{o_{0dq}}]-[i^e_{g_{0dq}}]))+\frac{1}{C_f}([i^e_{o_{0dq}}]-[i^e_{g_{0dq}}]).\end{aligned} \tag{3.28}$$

Substituindo a Equação 3.15 na Equação 3.28:

$$\begin{aligned}\omega_d\begin{bmatrix}0&0&0\\0&0&-1\\0&1&0\end{bmatrix}[v^e_{o_{0dq}}]+\frac{d}{dt}[v^e_{o_{0dq}}] = r_d\omega_d\begin{bmatrix}0&0&0\\0&0&-1\\0&1&0\end{bmatrix}([i^e_{o_{0dq}}]-[i^e_{g_{0dq}}])+\\ r_d\frac{d}{dt}([i^e_{o_{0dq}}]-[i^e_{g_{0dq}}])+\frac{1}{C_f}([i^e_{o_{0dq}}]-[i^e_{g_{0dq}}]),\end{aligned} \tag{3.29}$$

desconsiderando a componente homopolar e separando a equação nos eixos d e q, tem-se que:

$$-\omega_d v^e_{oq}+\frac{dv^e_{od}}{dt} = r_d\omega_d(i^e_{g_q}-i^e_{o_q})+r_d\frac{d}{dt}(i^e_{o_d}-i^e_{g_d})+\frac{1}{C_f}(i^e_{o_d}-i^e_{g_d}), \tag{3.30}$$

$$\omega_d v^e_{od}+\frac{dv^e_{oq}}{dt} = r_d\omega_d(i^e_{o_d}-i^e_{g_d})+r_d\frac{d}{dt}(i^e_{o_q}-i^e_{g_q})+\frac{1}{C_f}(i^e_{o_q}-i^e_{g_q}). \tag{3.31}$$

Isolando os termos de acoplamento entre os eixos, juntamente com os termos das

correntes da rede, obtém-se que:

$$D_d^e = \omega_d v_{oq}^e + r_d \omega_d (i_{gq}^e - i_{oq}^e) - r_d \frac{di_{gd}^e}{dt} - \frac{1}{C_f} i_{gd}^e, \tag{3.32}$$

$$D_q^e = -\omega_d v_{od}^e + r_d \omega_d (i_{od}^e - i_{gd}^e) - r_d \frac{di_{gq}^e}{dt} - \frac{1}{C_f} i_{gq}^e, \tag{3.33}$$

em que D_{dq}^e é considerada uma perturbação a ser compensada pelo controle de tensão. Para a obtenção da função de transferência que relaciona as correntes i_{odq}^e com as tensões v_{odq}^e, aplica-se a transformada de Laplace nas Equações 3.30 e 3.31, desconsiderando-se as perturbações, resultando na seguinte expressão:

$$G_v(s) = \frac{V_{odq}^e(s)}{I_{odq}^e(s)} = \frac{r_d(s + \frac{1}{r_d C_f})}{s}, \tag{3.34}$$

em que $G_v(s)$ é a função de transferência utilizada para o dimensionamento da malha de controle de tensão.

3.4 Modelagem do Fluxo de Potência

O SGD utilizado nesse trabalho é regulado baseando-se no conceito de um GSV, dessa forma o sistema é controlado no modo tensão com suporte a rede. A potência proveniente da geração distribuída é injetada no PAC por meio da diferença de tensão RMS e de fase da tensão sobre o capacitor e a tensão interna da microrrede CA. Portanto, para a implementação do controle do fluxo de potência é necessário desenvolver a modelagem que relaciona as potências ativa e reativa com a amplitude e a fase do vetor tensão do PAC. No entanto, essa relação é não linear e dependente da impedância da rede elétrica. Na Figura 3.4 é ilustrado o circuito fasorial de regime permanente do conversor conectado à microrrede, em que a tensão de saída do SGD é representada pela fonte de tensão controlada $\dot{V}_o = V_o \angle \delta$, valor RMS Vo e fase delta. A reatância indutiva X_g e a resistência r_g são a reatância e a resistência da microrrede CA, $\dot{I}_g = I_g \angle \theta$ é a corrente fornecida pelo SGD, como valor RMS I_g e fase θ, e $\dot{V}_g = V_g \angle 0^\circ$ é tensão interna da rede elétrica, cuja fase é zero pois considera-se que o vetor tensão da rede está na referência.

A partir da análise da Figura 3.4, pode-se calcular a potência fornecida pelo SGD à microrrede, como apresentado na expressão abaixo:

$$S = \dot{V}_o \dot{I}_g^*, \tag{3.35}$$

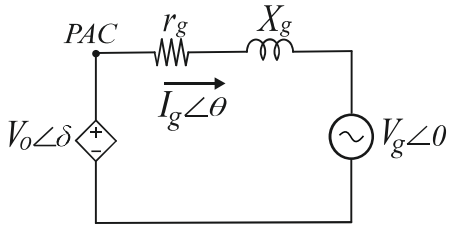


Figura 3.4: Circuito equivalente do conversor conectado com a rede elétrica.

em que a corrente $\dot{I}_g$ é dada por:

$$\dot{I}_g = \frac{V_o \angle \delta - V_g \angle 0^\circ}{r_g + jX_g}. \tag{3.36}$$

Substituindo a Equação 3.36 na Equação 3.35, obtém-se:

$$S = V_o \angle \delta \left(\frac{(V_o \angle -\delta) - V_g \angle 0^\circ}{r_g - jX_g} \right), \tag{3.37}$$

desenvolvendo a Equação 3.37, tem-se que:

$$S = \frac{V_o^2 - V_o V_g e^{j\delta}}{r_g - jX_g} = \frac{V_o^2 - V_o V_g (cos\delta + jsen\delta)}{r_g - jX_g}. \tag{3.38}$$

A potência aparente pode ser escrita em função da potência ativa e reativa da seguinte forma:

$$S = P + jQ, \tag{3.39}$$

dessa forma, a Equação 3.38 pode ser separada em:

$$P = \frac{V_o}{r_g^2 + X_g^2}[r_g(V_o - V_g cos\delta) + X_g V_g sen\delta], \tag{3.40}$$

e

$$Q = \frac{V_o}{r_g^2 + X_g^2}[X_g(V_o - V_g cos\delta) - r_g V_g sen\delta]. \tag{3.41}$$

Por meio das Equações 3.40 e 3.41, pode-se calcular as potências ativa e reativa entregues à microrrede. A partir da análise das expressões, é possível observar um acoplamento entre as potências, de modo que variações da tensão V_o ou da fase δ do vetor tensão de saída do SGD alteram tanto a potência ativa quanto a reativa, o que dificulta a regulação dessas grandezas. No entanto, a impedância característica da microrrede, por meio da relação X_g/R_g, tem influência direta no acoplamento P/Q. Em redes com impedância característica com perfil predominantemente resistivo ($r_g \gg X_g$), a componente indutiva

X_g pode ser desconsiderada. Além disso, admitindo-se que o ângulo de carga δ é pequeno ($-\pi/6 \leq \delta \leq \pi/6$), pode-se realizar as seguintes aproximações: $sen(\delta) \approx \delta$ e $cos(\delta) \approx 1$. Portanto, as Equações 3.40 e 3.41 podem ser reescritas como:

$$P \approx \frac{V_o}{R_g}(V_o - V_g cos(\delta)) \rightarrow V_o - V_g \approx \frac{PR_g}{V_o}, \tag{3.42}$$

e

$$Q \approx \frac{V_o}{R_g}(-V_g sen(\delta)) \rightarrow \delta \approx \frac{-QR_g}{V_o V_g}. \tag{3.43}$$

Analisando as Equações 3.42 e 3.43 é possível observar que a diferença entre o valor RMS das tensões depende da potência ativa, enquanto o ângulo de carga é dependente da potência reativa. Com isso, V_o e δ podem ser controlados de forma independente, por meio da regulação de P e Q, respectivamente.

Quando a rede possui impedância predominantemente indutiva ($X_g \gg r_g$), a parte resistiva r_g pode ser negligenciada. Considerando novamente que o ângulo de carga δ é pequeno ($-\pi/6 \leq \delta \leq \pi/6$), as Equações 3.40 e 3.41 podem ser simplificadas da seguinte forma:

$$P \approx \frac{V_o}{X_g}(V_g sen(\delta)) \rightarrow \delta \approx \frac{X_g P}{V_o V_g}, \tag{3.44}$$

e

$$Q \approx \frac{V_o}{X_g}(V_o - V_g cos(\delta)) \rightarrow V_o - V_g \approx \frac{X_g Q}{V_o}. \tag{3.45}$$

Nas Equações 3.44 e 3.45 é possível notar que as relações de dependência entre as variáveis são invertidas se comparadas as Equações 3.42 e 3.43, pois a potência ativa se relaciona como o ângulo teta e a potência reativa com a diferença de tensão. Portanto, em redes com impedância predominantemente indutiva, δ e V_o são controlados independentemente, por meio da regulação de P e Q, respectivamente.

De modo geral, as redes elétricas de média (MT) e alta tensão (AT) possuem impedância característica com perfil predominantemente indutivo. Logo, as Equações 3.44 e 3.45 podem ser utilizadas nesse tipo de rede. Entretanto, em redes de baixa tensão (BT), que geralmente é o caso das microrredes, a impedância da rede é complexa ($R_g + jX_g$), resultando em um acoplamento P/Q elevado. Dessa forma, técnicas de desacoplamento são necessárias para a regulação do fluxo de potência. Na literatura, a estratégia de impedância virtual (CARDOSO et al., 2019) e matriz de rotação (BRABANDERE et al., 2007) são utilizadas para desacoplar as potências ativa e reativa. No caso deste trabalho, considera-se que a microrrede emprega uma dessas técnicas de desacoplamento, de forma que sua impedância seja predominantemente indutiva, possibilitando a modelagem que relaciona P/δ e Q/V_o. A escolha pela microrrede indutiva deve-se a maior quantidade

de trabalhos encontrados na literatura que utilizam essa abordagem.

3.4.1 Potência Ativa x Ângulo de Carga

As Equações 3.44 e 3.45 determinam o fluxo de potência entregue pelo SGD à microrrede CA em regime permanente. No entanto, para fins de controle e análise de estabilidade, é fundamental desenvolver a modelagem dinâmica que relaciona as potências ativa e reativa com ângulo de carga e tensão. Dessa forma, para a obtenção desses modelos é empregada a metodologia apresentada em Zhang, Harnefors e Nee (2010). Nesse método, a modelagem dinâmica de pequenos sinais das potências é desenvolvida no referencial síncrono $0dq$. Os autores realizam a mudança de referencial, usando a matriz de transformação de Park na sua versão conservativa em amplitude. Porém, nesse trabalho é empregada a matriz descrita na Equação 3.7, a qual é conservativa em potência, pois é desejado que a potência não se altere com a mudança de referencial.

A potência ativa em função das correntes e tensão no referencial síncrono x^e_{dq} é dada como mostrado abaixo:

$$P = v^e_{od} i^e_{gd} + v^e_{oq} i^e_{gq}. \tag{3.46}$$

Considerando uma pequena variação em torno do ponto de operação nominal, os termos da Equação 3.46 podem representados da seguinte forma:

$$P = P_n + \Delta P, \tag{3.47}$$

$$v^e_{od} = v^e_{odn} + \Delta v^e_{od}, \tag{3.48}$$

$$i^e_{gd} = i^e_{gdn} + \Delta i^e_{gd}, \tag{3.49}$$

$$v^e_{oq} = v^e_{oqn} + \Delta v^e_{oq}, \tag{3.50}$$

$$i^e_{gq} = i^e_{gqn} + \Delta i^e_{gq}, \tag{3.51}$$

em que o subscrito n representa a componente no ponto de operação nominal da grandeza e Δ descreve a pequena variação em torno desse ponto. Com isso, e Equação 3.46 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$P_n + \Delta P = (v^e_{odn} + \Delta v^e_{od})(i^e_{gdn} + \Delta i^e_{gd}) + (v^e_{oqn} + \Delta v^e_{oq})(i^e_{gqn} + \Delta i^e_{gq}). \tag{3.52}$$

Desenvolvendo a Equação 3.52, obtém-se:

$$P_n + \Delta P = v^e_{odn} i^e_{gdn} + v^e_{odn} \Delta i^e_{gd} + \Delta v^e_{od} i^e_{gdn} + \Delta v^e_{od} \Delta i^e_{gd} + v^e_{oqn} i^e_{gqn} + v^e_{oqn} \Delta i^e_{gq} + \Delta v^e_{oq} i^e_{gqn} + \Delta v^e_{oq} \Delta i^e_{gq}. \tag{3.53}$$

Separando os termos nominais dos termos com desvios, tem-se que:

$$P_n = v^e_{odn} i^e_{gdn} + v^e_{oqn} i^e_{gqn}, \tag{3.54}$$

e

$$\Delta P = v^e_{odn} \Delta i^e_{gd} + \Delta v^e_{od} i^e_{gdn} + \Delta v^e_{od} \Delta i^e_{gd} + v^e_{oqn} \Delta i^e_{gq} + \Delta v^e_{oq} i^e_{gqn} + \Delta v^e_{oq} \Delta i^e_{gq}. \tag{3.55}$$

A modelagem dinâmica é desenvolvida baseando-se no desvio de potência ΔP, pois é utilizada a modelagem de pequenos sinais, então a Equação 3.55 é utilizada. Considerando pequenos desvios, os termos que multiplicam a variação de duas grandezas podem ser considerados como desprezíveis. Dessa forma ΔP pode ser dado por:

$$\Delta P = v^e_{odn} \Delta i^e_{gd} + \Delta v^e_{od} i^e_{gdn} + v^e_{oqn} \Delta i^e_{gq} + \Delta v^e_{oq} i^e_{gqn}. \tag{3.56}$$

A partir da Equação 3.56 a função de transferência que relaciona a variação de potência ativa com a variação do ângulo de carga pode ser obtido. Os termos Δi^e_{gd} e Δi^e_{gq} são obtidos por meio da aplicação da Lei de Kirchhoff das Tensões no circuito da Figura 3.4, resultando na expressão abaixo:

$$[v_{oabc}] = R_g [i_{gabc}] + L_g \frac{d[i_{gabc}]}{dt} + [v_{gabc}]. \tag{3.57}$$

Substituindo as tensões e correntes trifásicas pelo produto da matriz $T_{abc-0dq}$ (Equação 3.7), pelas tensões e correntes no referencial síncrono, respectivamente, é possível obter a seguinte expressão

$$[v^e_{o_{0dq}}] = R_g [i^e_{g_{0dq}}] + L_g \frac{d[i^e_{g_{0dq}}]}{dt} + \omega_g L_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} [i^e_{g_{0dq}}] + [v^e_{g_{0dq}}], \tag{3.58}$$

em que

$$\begin{bmatrix} v^e_{o_0} \\ v^e_{o_d} \\ v^e_{o_q} \end{bmatrix} = [T_{abc-0dq}] \begin{bmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \\ v_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{3}V_o cos(\delta) \\ \sqrt{3}V_o sen(\delta) \end{bmatrix}, \tag{3.59}$$

$$\begin{bmatrix} v^e_{g_0} \\ v^e_{g_d} \\ v^e_{g_q} \end{bmatrix} = [T_{abc-0dq}] \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{3}V_g \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{3.60}$$

Desprezando a componente homopolar e separando a Equação 3.58 nos seus eixos d e q, as seguintes equações são obtidas:

$$L_g \frac{i^e_{gd}}{dt} = v^e_{od} - R_g i^e_{gd} + \omega_g L_g i^e_{gq} - v^e_{gd}, \tag{3.61}$$

$$L_g \frac{i^e_{gq}}{dt} = v^e_{oq} - R_g i^e_{gq} - \omega_g L_g i^e_{gd} - v^e_{gq}. \tag{3.62}$$

Substituindo as Equações 3.59 e 3.60 nas Equações 3.61 e 3.62, tem-se que:

$$L_g \frac{di^e_{gd}}{dt} = \sqrt{3}V_o cos(\delta) - R_g i^e_{gd} + \omega_g L_g i^e_{gq} - \sqrt{3}V_g, \tag{3.63}$$

e

$$L_g \frac{di^e_{gq}}{dt} = \sqrt{3}V_o sen(\delta) - R_g i^e_{gq} - \omega_g L_g i^e_{gd}. \tag{3.64}$$

Para desenvolver a modelagem em função de transferência, é necessário realizar a linearização do sistema, devido a natureza não linear das Equações 3.63 e 3.64. Dessa forma, assume-se pequenos desvios em torno do ponto de operação nominal. As correntes i^e_{gdq} podem ser expressas como apresentado nas Equações 3.49 e 3.51. As tensões V_o e V_g são consideradas constantes em seus valores nominais, resultando nas seguintes expressões:

$$\delta = \delta_n + \Delta\delta, \tag{3.65}$$

$$V_o = V_{on}, \tag{3.66}$$

$$V_g = V_{gn}, \tag{3.67}$$

em que δ_n é o valor nominal do ângulo de carga e $\Delta\delta$ o desvio em torno desse valor.

Substituindo as Equações 3.65, 3.66, 3.67, 3.49 e 3.51 nas Equações 3.63 e 3.64,

tem-se que:

$$L_g\frac{d(i^e_{gdn}+\Delta i^e_{gd})}{dt} = \sqrt{3}V_{on}cos(\delta_n+\Delta\delta) - R_g(i^e_{gdn}+\Delta i^e_{gd}) + \omega_g L_g(i^e_{gqn}+\Delta i^e_{gq}) - \sqrt{3}V_{gn}, \tag{3.68}$$

$$L_g\frac{d(i^e_{gqn}+\Delta i^e_{gq})}{dt} = \sqrt{3}V_{on}sen(\delta_n+\Delta\delta) - R_g(i^e_{gqn}+\Delta i^e_{gq}) - \omega_g L_g(i^e_{gdn}+\Delta i^e_{gd}). \tag{3.69}$$

Considerando pequenos desvios ($-pi/6 <= \delta <= pi/6$), as seguintes aproximações podem ser realizadas:

$$cos(\delta_n+\Delta\delta) \approx cos(\delta_n) - \Delta\delta sen(\delta_n), \tag{3.70}$$

e

$$sen(\delta_n+\Delta\delta) \approx sen(\delta_n) + \Delta\delta cos(\delta_n). \tag{3.71}$$

As Equações 3.68 e 3.69 podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} L_g\frac{di^e_{gdn}}{dt} + L_g\frac{d\Delta i^e_{gd}}{dt} = \sqrt{3}V_{on}(cos(\delta_n) - \Delta\delta sen(\delta_n)) - R_g i^e_{gdn} - R_g\Delta i^e_{gd} + \\ \omega_g L_g i^e_{gqn} + \omega_g L_g\Delta i^e_{gq} - \sqrt{3}V_{gn}, \end{aligned} \tag{3.72}$$

e

$$\begin{aligned} L_g\frac{di^e_{gqn}}{dt} + L_g\frac{d\Delta i^e_{gq}}{dt} = \sqrt{3}V_{on}(sen(\delta_n) + \Delta\delta cos(\delta_n)) - R_g i^e_{gqn} - R_g\Delta i^e_{gq} - \\ \omega_g L_g i^e_{gdn} - \omega_g L_g\Delta i^e_{gd}. \end{aligned} \tag{3.73}$$

A derivada das correntes i^e_{gdqm} é igual a zero. Dessa forma, as seguintes expressões são obtidas

$$L_g\frac{di^e_{gdn}}{dt} = \sqrt{3}V_{on}cos(\delta_n) - \sqrt{3}V_{gn} - R_g i^e_{gdn} + \omega_g L_g i^e_{gqn} = 0, \tag{3.74}$$

$$L_g\frac{di^e_{gqn}}{dt} = \sqrt{3}V_{on}sen(\delta_n) - R_g i^e_{gqn} - \omega_g L_g i^e_{gdn} = 0, \tag{3.75}$$

então

$$L_g\frac{d\Delta i^e_{gd}}{dt} = -\sqrt{3}V_{on}\Delta\delta sen(\delta_n) - R_g\Delta i^e_{gd} + \omega_g L_g\Delta i^e_{gq}, \tag{3.76}$$

e

$$L_g\frac{d\Delta i^e_{gq}}{dt} = \sqrt{3}V_{on}\Delta\delta cos(\delta_n) - R_g\Delta i^e_{gq} - \omega_g L_g\Delta i^e_{gd}. \tag{3.77}$$

Aplicando a Transformada de Laplace nas Equações 3.76 e 3.77, tem-se que:

$$sL_g\Delta I^e_{gd}(s) = -\sqrt{3}V_{on}\Delta\delta(s)sen(\delta_n) - R_g\Delta I^e_{gd}(s) + \omega_g L_g\Delta I^e_{gq}(s), \tag{3.78}$$

e

$$sL_g\Delta I^e_{gq}(s) = \sqrt{3}V_{on}\Delta\delta(s)cos(\delta_n) - R_g\Delta I^e_{gq}(s) - \omega_g L_g\Delta I^e_{gd}(s). \tag{3.79}$$

Isolando o termo $\Delta I^e_{gd}(s)$ na Equação 3.78 e substituindo na Equação 3.79, depois isolando $\Delta I^e_{gq}(s)$ na Equação 3.79 e substituindo na Equação 3.78, pode-se obter as seguintes expressões:

$$\Delta I^e_{gd}(s) = \sqrt{3}V_{on}\frac{\omega_g L_g cos(\delta_n) - (sL_g + R_g)sen(\delta_n)}{(sL_g + R_g)^2 + (\omega_g L_g)^2}\Delta\delta(s), \tag{3.80}$$

e

$$\Delta I^e_{gq}(s) = \sqrt{3}V_{on}\frac{\omega_g L_g sen(\delta_n) + (sL_g + R_g)cos(\delta_n)}{(sL_g + R_g)^2 + (\omega_g L_g)^2}\Delta\delta(s). \tag{3.81}$$

As funções de transferência descritas nas Equações 3.80 e 3.81 relacionam $\Delta I^e_{gdq}(s)$ com $\Delta\delta(s)$. Para obter a função de transferência que relaciona ΔP e $\Delta\delta$ é necessário obter os termos Δv^e_{od}, Δv^e_{oq}, v^e_{odn},v^e_{oqn}, i^e_{gdn} e i^e_{gqn} restantes da Equação 3.56.

Os termos Δv^e_{od} e Δv^e_{oq} podem ser obtidos por meio da linearização das Equações 3.61 e 3.62. Dessa forma, assume-se pequenos desvios em torno do ponto de operação nominal

$$L_g\frac{d(i^e_{gdn} + \Delta i^e_{gd})}{dt} = v^e_{odn} + \Delta v^e_{od} - R_g(i^e_{gdn} + \Delta i^e_{gd}) + \omega_g L_g(i^e_{gqn} + \Delta i^e_{gq}) - v^e_{gd}, \tag{3.82}$$

e

$$L_g\frac{d(i^e_{gqn} + \Delta i^e_{gq})}{dt} = v^e_{oqn} + \Delta v^e_{oq} - R_g(i^e_{gqn} + \Delta i^e_{gq}) - \omega_g L_g(i^e_{gdn} + \Delta i^e_{gd}). \tag{3.83}$$

Como

$$L_g\frac{di^e_{gdn}}{dt} = v^e_{odn} - R_g i^e_{gdn} + \omega_g L_g i^e_{gqn} - v^e_{gd} = 0, \tag{3.84}$$

$$L_g\frac{di^e_{gqn}}{dt} = v^e_{oqn} - R_g i^e_{gqn} - \omega_g L_g i^e_{gdn} = 0, \tag{3.85}$$

então

$$L_g\frac{d\Delta i^e_{gd}}{dt} = \Delta v^e_{od} - R_g\Delta i^e_{gdn} + \omega_g L_g\Delta i^e_{gq}, \tag{3.86}$$

e

$$L_g\frac{d\Delta i^e_{gq}}{dt} = \Delta v^e_{oq} - R_g\Delta i^e_{gq} - \omega_g L_g\Delta i^e_{gd}. \tag{3.87}$$

Aplicando a transformada de Laplace, tem-se que:

$$\Delta V^e_{od}(s) = \Delta I^e_{gd}(s)(sL_g + R_g) - \omega_g L_g\Delta I^e_{gq}(s), \tag{3.88}$$

e

$$\Delta V^e_{oq}(s) = \Delta I^e_{gq}(s)(sL_g + R_g) + \omega_g L_g\Delta I^e_{gd}(s). \tag{3.89}$$

As Equações 3.88 e 3.89 relacionam $\Delta V^e_{odq}(s)$ com $\Delta I^e_{gdq}(s)$.

Os termos restantes da Equação 3.56 são v^e_{odn}, v^e_{oqn}, i^e_{gdn} e i^e_{gqn}. Tais termos possuem valores constantes no ponto de operação nominal. As tensões v^e_{odn} e v^e_{oqn} podem ser calculadas por meio da Equação 3.59, resultando nas expressões abaixo:

$$v^e_{odn} = \sqrt{3} V_{on} cos(\delta_n), \tag{3.90}$$

e

$$v^e_{oqn} = \sqrt{3} V_{on} sen(\delta_n). \tag{3.91}$$

As correntes i^e_{gdn} e i^e_{gqn} podem ser calculadas por meio da seguinte expressão:

$$\sqrt{3}\dot{I}_{gn} = i^e_{gdn} + j i^e_{gqn}, \tag{3.92}$$

em que $\dot{I}_{gn}$ é o fasor corrente nominal da rede, cuja expressão pode ser obtida por meio da análise do circuito da Figura 3.4, dada por:

$$\dot{I}_{gn} = \frac{\dot{V}_{on} - \dot{V}_{gn}}{R_g + j\omega_g L_g}. \tag{3.93}$$

Substituindo a Equação 3.93 na Equação 3.92, tem-se que:

$$i^e_{gdn} + j i^e_{gqn} = \sqrt{3}\left(\frac{\dot{V}_{on} - \dot{V}_{gn}}{R_g + j\omega_g L_g}\right) = \left(\frac{(v^e_{odn} + j v^e_{oqn}) - (v^e_{gdn} + j v^e_{gqn})}{R_g + j\omega_g L_g}\right). \tag{3.94}$$

Separando o lado direito da Equação 3.94 em parte real e imaginária e comparando com o lado da esquerdo, as seguintes expressões são obtidas:

$$i^e_{gdn} = \frac{R_g v^e_{odn} - R_g v^e_{gdn} + \omega_g L_g v^e_{oqn}}{R_g^2 + (\omega_g L_g)^2}, \tag{3.95}$$

$$i^e_{gqn} = \frac{R_g v^e_{oqn} + \omega_g L_g v^e_{gdn} - \omega_g L_g v^e_{odn}}{R_g^2 + (\omega_g L_g)^2}. \tag{3.96}$$

A modelagem da variação de potência ativa ΔP em função da variação do ângulo de carga $\Delta\delta$, pode ser obtida substituindo as Equações 3.80, 3.81, 3.88, 3.89, 3.90, 3.91, 3.95 e 3.96 na Equação 3.56, e posteriormente, agrupando seus termos semelhantes. O que resulta na seguinte função de transferência $G_P(s)$ que relaciona $\Delta P(s)$ por $\Delta\delta(s)$:

$$G_P(s) = \frac{\Delta P(s)}{\Delta\delta(s)} = \frac{a_0 s^2 + a_1 s + a_2}{(sL_g + R_g)^2 + (\omega_g L_g)^2}, \tag{3.97}$$

em que

$$a_0 = \frac{\frac{3}{2}V_{on}}{R_g^2 + (\omega_g L_g)^2}(R_g L_g^2 V_{gn} sen(\delta_n) + \omega_g L_g^3 (V_{gn} cos(\delta_n) - V_{on})), \tag{3.98}$$

$$a_1 = \frac{\frac{3}{2}V_{on}}{R_g^2 + (\omega_g L_g)^2}(2R_g^2 L_g V_{gn} sen(\delta_n) + 2R_g \omega_g L_g^2 (V_{gn} cos(\delta_n) - V_{on})), \tag{3.99}$$

e

$$a_2 = \frac{3}{2} V_{on} V_{gn} (R_g sen(\delta_n) + \omega_g L_g cos(\delta_n). \tag{3.100}$$

A função de transferência apresentada na Equação 3.97 é utilizada para o projeto do controlador de potência ativa. A partir da análise dessa função, observa-se a forte influência da impedância e frequência da microrrede na dinâmica do sistema, tendo em vista que o denominador é dependente dos parâmetros R_g, L_g e ω_g. Além disso, os termos que compõem o numerador, expressos nas Equações 3.98, 3.99 e 3.100, dependem tanto dos parâmetros da linha, quanto do ponto de operação do sistema, por meio dos termos V_{gn}, V_{on} e δ_n.

3.4.2 Potência Reativa x Amplitude da Tensão

A modelagem da potência reativa em função da tensão do PAC segue a mesma metodologia utilizada na potência ativa. Dessa forma, a potência reativa em função das correntes e tensões no referencial síncrono x_{dq}^e é dada como:

$$Q = v_{oq}^e i_{gd}^e - v_{od}^e i_{igq}^e. \tag{3.101}$$

Assumindo uma variação de pequenos sinais em torno do ponto de operação nominal, tem-se que:

$$Q = Q_n + \Delta Q, \tag{3.102}$$

em que Q_n é a potência reativa nominal e ΔQ é o desvio em torno desse valor.

Reescrevendo a Equação 3.101, substituindo as Equações 3.48, 3.49, 3.50, 3.51 e 3.102, obtém-se:

$$Q_n + \Delta Q = (v_{oqn}^e + \Delta v_{oq}^e)(i_{gdn}^e + \Delta i_{gd}^e) - (v_{odn}^e + \Delta v_{od}^e)(i_{gqn}^e + \Delta i_{gq}^e). \tag{3.103}$$

Desenvolvendo a Equação 3.103, de forma similar a feita nas Equações 3.53, 3.54 e 3.55 para a potência ativa, considerando os termos que multiplicam a variação de dois desvios como desprezíveis. A seguinte expressão de ΔQ pode ser obtida:

$$\Delta Q = \Delta v_{oq}^e i_{gdn}^e - \Delta v_{od}^e i_{gqn}^e - v_{odn}^e \Delta i_{gq}^e + v_{oqn}^e \Delta i_{gd}^e. \tag{3.104}$$

A Equação 3.104 é utilizada para a obtenção da função de transferência que modela a variação de potência reativa ΔQ em relação a variação de tensão ΔV_o.

Os termos Δv^e_{od}, Δv^e_{od}, v^e_{odn}, v^e_{oqn}, i^e_{gdn} e i^e_{gqn} são os mesmos obtidos nas Equações 3.88, 3.89, 3.90, 3.91, 3.95 e 3.96. Portanto, é necessário obter Δi^e_{gd} e Δi^e_{gq}. Com tal finalidade, a linearização das Equações 3.63 e 3.64 é desenvolvida, assumindo pequenos desvios em torno do ponto de operação nominal. No entanto, nesse caso é considerado que o ângulo de carga δ é constante em seu valor nominal e não a tensão V_o, resultando nas seguintes expressões:

$$\delta = \delta_n, \tag{3.105}$$

e

$$V_o = V_{on} + \Delta V_o. \tag{3.106}$$

Reescrevendo as Equações 3.63 e 3.64 em função dos valores nominais e dos desvios, tem-se que:

$$L_g \frac{d(i^e_{gdn} + \Delta i^e_{gd})}{dt} = \sqrt{3}(V_{on} + \Delta V_o)cos(\delta_n) - R_g(i^e_{gdn} + \Delta i^e_{gd}) + \omega_g L_g((i^e_{gqn} + \Delta i^e_{gq})) - \sqrt{3}V_{gn}, \tag{3.107}$$

e

$$L_g \frac{d(i^e_{gqn} + \Delta i^e_{gq})}{dt} = \sqrt{3}(V_{on} + \Delta V_o)sen(\delta_n) - R_g(i^e_{gqn} + \Delta i^e_{gq}) - \omega_g L_g((i^e_{gdn} + \Delta i^e_{gd})). \tag{3.108}$$

A derivada das correntes i^e_{gdqn} é igual a zero, utilizando Equações 3.74 e 3.75, as Equações 3.107 e 3.108 podem ser simplificadas, resultando nas expressões abaixo:

$$L_g \frac{d\Delta i^e_{gd}}{dt} = \sqrt{3}\Delta V_o cos(\delta_n) - R_g \Delta i^e_{gd} + \omega_g L_g \Delta i^e_{gq}, \tag{3.109}$$

e

$$L_g \frac{d\Delta i^e_{gq}}{dt} = \sqrt{3}\Delta V_o sen(\delta_n) - R_g \Delta i^e_{gq} - \omega_g L_g \Delta i^e_{gd}. \tag{3.110}$$

Aplicando a transformada de Laplace nas Equações 3.109 e 3.110. Em seguida, isolando os termos $\Delta I^e_{gd}(s)$ e $\Delta I^e_{gq}(s)$ nas suas respectivas equações e substituindo uma na outra, obtém-se as seguintes expressões:

$$\Delta I^e_{gd}(s) = \sqrt{3}\frac{\omega_g L_g sen(\delta_n) + (sL_g + R_g)cos(\delta_n)}{(sL_g + R_g)^2 + (\omega_g L_g)^2}\Delta V_o(s), \tag{3.111}$$

e

$$\Delta I^e_{gq}(s) = \sqrt{3}\frac{(sL_g + R_g)sen(\delta_n) - \omega_g L_g cos(\delta_n)}{(sL_g + R_g)^2 + (\omega_g L_g)^2}\Delta V_o(s). \tag{3.112}$$

As funções de transferência descritas nas Equações 3.111 e 3.112 relacionam $\Delta I^{e}_{gdq}(s)$ com $\Delta V_o(s)$.

Substituindo as Equações 3.88, 3.89, 3.90, 3.91, 3.95, 3.96, 3.111 e 3.112 na Equação 3.104. Em seguida, agrupando os termos semelhantes, obtém-se a função de transferência que relaciona a variação de potência reativa $\Delta Q(s)$ com a variação de tensão do PAC $\Delta V_o(s)$, como apresentado abaixo:

$$G_Q(s) = \frac{\Delta Q(s)}{\Delta V_o(s)} = \frac{b_0 s^2 + b_1 s + b_2}{(sL_g + R_g)^2 + (\omega_g L_g)^2}, \tag{3.113}$$

em que

$$b_0 = \frac{3/2}{R_g^2 + (\omega_g L_g)^2}(-R_g L_g^2 V_{gn} sen(\delta_n) + \omega_g L_g^3 (V_{on} - V_{gn} cos(\delta_n))), \tag{3.114}$$

$$b_1 = \frac{3/2}{R_g^2 + (\omega_g L_g)^2}(-2R_g^2 L_g V_{gn} sen(\delta_n) + 2R_g \omega_g L_g^2 (V_{on} - V_{gn} cos(\delta_n)), \tag{3.115}$$

e

$$b_2 = \frac{3}{2}(2\omega_g L_g V_{on} - V_{gn}(R_g sen(\delta_n) + \omega_g L_g cos(\delta_n))). \tag{3.116}$$

A função de transferência descrita na Equação 3.113 é utilizada para projeto do controlador de potência reativa. Essa função possui parâmetros bastante semelhantes aos encontrados na modelagem da potência ativa. Os denominadores são iguais, sofrendo forte influencia da impedância e da frequência da microrrede. Além disso, os numeradores são similares, apresentando dependência da impedância de linha e do ponto de operação do sistema.

3.5 Modelagem do Barramento CC

A regulação da tensão do barramento CC é fundamental para garantir o balanço de energia do SGD conectado à microrrede. Dessa forma, é necessário desenvolver um modelo matemático para o dimensionamento do controlador. A modelagem do barramento CC baseia-se na resposta dinâmica do capacitor eletrolítico utilizado para reduzir a ondulação de tensão na entrada do VSI. Na literatura são encontrados diversos modelos para esse capacitor, visando incluir características não lineares e parâmetros de operação, tais como frequência e temperatura. Neste trabalho, o modelo utilizado é o apresentado em Aeloiza et al. (2005), o qual também é usado pelos fabricantes. O circuito equivalente do capacitor é ilustrado na Figura 3.5(a).

No circuito da Figura 3.5(a), C é a capacitância do elemento, o resistor esr representa

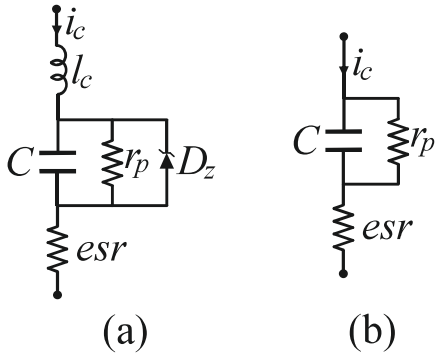


Figura 3.5: Circuito equivalente do capacitor eletrolítico. (a) modelo dos fabricantes. (b) modelo simplificado.

as perdas no dielétrico, o diodo zener D_z modela as características de sobretensão e tensão reversa, l_c é a indutância relacionada aos terminais do capacitor e o resistor r_p está associado a corrente de fuga do mesmo. Considerando a aplicação deste trabalho, algumas simplificações podem ser realizadas como apresentado em Ribeiro et al. (2015a). O diodo zener D_z pode ser desconsiderado devido a não influência no comportamento linear do capacitor. A indutância l_c também pode ser desprezada, pois não apresenta valor significativo em aplicações com frequência de chaveamento inferior a 100 kHz. Portanto, o modelo do capacitor simplificado pode ser representado pelo circuito da Figura 3.5(b).

Com base na análise do circuito da Figura 3.5(b) e aplicando a transformada de Laplace, a função de transferência que modela o capacitor é dada por:

$$\frac{V_{cc}(s)}{I_c(s)} = \frac{r_p}{r_p C s + 1} + esr. \tag{3.117}$$

Considerando que, normalmente, os capacitores eletrolíticos utilizados em barramento CC possuem o valor de r_p muito maior do que o esr, a função de transferência da Equação 3.117 pode ser simplificada, desprezando a resistência esr. Dessa forma, o modelo resultante do capacitor passa a ter a seguinte expressão:

$$\frac{V_{cc}(s)}{I_c(s)} = \frac{r_p}{r_p C s + 1}. \tag{3.118}$$

Por meio da análise da Figura 3.1 e aplicando a Lei de Kirchhoff das correntes no nó do barramento CC, a corrente no capacitor pode ser dada por:

$$I_c(s) = I_{fr}(s) + I_{SAE}(s)(1-D) - I_{VSI}(s), \tag{3.119}$$

em que D é o ciclo de trabalho em regime permanente do conversor *boost*.

Como neste trabalho, o controle da tensão do barramento CC é realizado por meio do SAE, as correntes $I_{fr}(s)$ e $I_{VSI}(s)$ são consideradas perturbações a serem compensadas pelo controlador. Dessa forma, o modelo utilizado para o dimensionamento do controlador de tensão do barramento CC é expresso da seguinte forma:

$$G_{v_{bar}}(s) = \frac{V_{cc}(s)}{I_{SAE}(s)} = \frac{\frac{1}{C}(1-D)}{s+\frac{1}{r_p C}}. \tag{3.120}$$

3.6 Modelagem do conversor *Boost*

A modelagem do conversor *boost* é realizada com base no comportamento dinâmico do indutor no circuito da Figura 3.6. O modelo relaciona a corrente no indutor i_{SAE} com a tensão de saída na chave v_a.

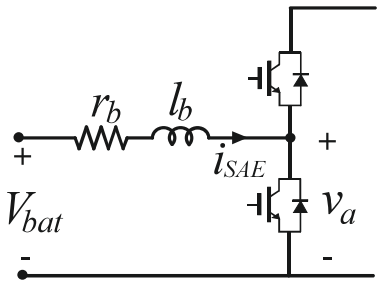


Figura 3.6: Circuito do conversor *Boost*.

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões na malha do indutor, tem-se que:

$$V_{bat} - v_a = r_b i_{SAE} + l_b \frac{di_{SAE}}{dt}, \tag{3.121}$$

empregando a Transformada de Laplace, obtém-se:

$$V_{bat}(s) - V_a(s) = r_b I_{SAE}(s) + s l_b I_{SAE}(s), \tag{3.122}$$

isolando a corrente $I_{SAE}(s)$, a seguinte expressão é obtida:

$$I_{SAE}(s) = \frac{1/l_b}{s + r_b/l_b}(V_{bat}(s) - V_a(s)). \tag{3.123}$$

A tensão da bateria $V_{bat}(s)$ é considerada como perturbação a ser compensada pelo

controlador de corrente. Portanto, a seguinte função de transferência é obtida:

$$G_{i_{SAE}} = \frac{I_{SAE}(s)}{V_a(s)} = -\frac{1/l_b}{s + r_b/l_b}. \tag{3.124}$$

A função de transferência descrita na Equação 3.124 é utilizada para o projeto do controlador de corrente do SAE.

3.7 Síntese do Capítulo

Nesse capítulo é apresentada uma descrição do SGD utilizado nesse trabalho, mostrando os componentes e as grandezas presentes nesse sistema. A modelo do SAE é descrito, especificando os elementos do circuito que modelam a dinâmica da bateria. A modelagem do VSI trifásico conectado à rede via filtro de conexão LC é realizada, analisando a dinâmica das tensões e correntes no indutor e no capacitor do filtro. O barramento CC também é modelado, utilizando um modelo comum entre fabricantes de capacitor eletrolítico. Já o conversor *boost* utilizado na conexão do SAE com o barramento CC é modelado por meio da análise da dinâmica no indutor desse conversor.

Além disso, nesse trabalho é considerado que a impedância da microrrede é predominantemente indutiva, portanto os modelos de potência ativa e reativa desenvolvidos relacionam-se com ângulo de carga e amplitude da tensão, respectivamente. A dinâmica da potência tem comportamento não linear, sendo necessário linearizar o sistema em torno do ponto de operação com o intuito de se obter a função de transferência.

Capítulo 4

Sistema de Controle

O sistema de controle aplicado aos SGDs é responsável por impor os valores de referência a serem comparados com os valores medidos, promovendo assim uma determinada atuação de acordo com os métodos e critérios de projeto definidos. Esse sistema pode ser implementado com o intuito de atender diversos requisitos diferentes, tanto de desempenho transitório quanto de regime permanente. Portanto, o sistema de controle é fundamental para determinar o desempenho do SGD.

Nesse sentido, a estratégia de controle empregada nesse trabalho utiliza o conceito de GSV, com o objetivo de contribuir com a estabilidade da microrrede CA. Nessa estratégia, o SGD opera como fonte de tensão no modo de suporte à rede. O sistema é composto por três malhas em cascata, sendo a mais interna usada para o controle das correntes de saída do VSI, a intermediária para a regulação da tensão do PAC e a mais externa para o controle do fluxo de potência entregue pelo SGD à microrrede. O método de controle por decaimento é empregado na malha de fluxo de potência, para fornecer suporte de tensão e frequência à microrrede. Nessa mesma malha de controle, a técnica de inércia virtual é utilizada por meio da inserção de um atraso de transporte, com o objetivo de retardar a resposta de potência e, consequentemente, reduzir as oscilações de tensão e frequência decorrentes de perturbações na geração e no PAC. Além disso, um esquema de partida suave do GSV é desenvolvido visando a redução do transitório no momento da conexão com a microrrede.

Nesse capítulo, o sistema de controle desenvolvido nesse trabalho é descrito. Em seguida, os métodos de projeto aplicados em cada malha são apresentados, juntamente com o dimensionamento dos parâmetros dos controladores em função do desempenho de malha fechada requerido.

4.1 Descrição da Estrutura de Controle

No diagrama de blocos do sistema de controle, mostrado na Figura 4.1(a), são apresentadas as três malhas que implementam o GSV proposto. No sistema, são empregados controladores do tipo PI para as três malhas de controle. A frequência e a amplitude da tensão da microrrede são obtidos via a utilização de um SRF-PLL. O controle de potência ativa é responsável pela fornecimento do ângulo de carga δ^*, que é utilizado nas transformações abc/dq. A potência ativa de referência P_{ref} é composta por duas parcelas, que são: i) P_n, que é a potência ativa nominal requerida na saída do SGD, cujo valor é definido pela camada de controle secundária da microrrede e ii) ΔP_ω, que é a contribuição do controle por decaimento D_p, calculado a partir da variação da frequência da microrrede. Já o controle de potência reativa é responsável pela geração da amplitude do vetor tensão v_{odq}^{e*} sobre o ramo capacitivo do GSV. A potência reativa de referência Q_{ref}, assim como P_{ref}, possui a parcela ΔQ_v gerada pelo controle por decaimento D_q, a partir da variação de amplitude da tensão da microrrede, e uma parcela Q_n, que é a potência reativa nominal demandada na saída do GSV, cujo valor é definido na camada de controle secundária da microrrede. O bloco e^{-Ls} inserido nas malhas de potência ativa e reativa, é o atraso de transporte utilizado para emular a inércia virtual. O controle de tensão impõe o valor de amplitude v_{odq}^{e*}, gerado pelo malha de potência reativa, originando as correntes de referência i_{idq}^{e*}. Essas correntes são impostas na saída do VSI pela sua respectiva malha de controle. A saída dos reguladores de corrente fornece as tensões v_{fdq}^{e*}, que são transformadas para o referencial trifásico e utilizadas como referência para o PWM. Na Figura 4.1(b) são ilustradas as malhas de controle da tensão do barramento CC e da corrente do conversor *boost*. Novamente são empregados controladores PI para garantir erro nulo em regime permanente. O controle da tensão V_{cc} do barramento CC gera as correntes de referência i_{SAE}^*, que é imposta na saída do SAE pela respectiva malha de controle.

4.2 Controle por Decaimento

Como visto na seção 3.4 do Capítulo 3, a impedância da microrrede tem influência direta na modelagem do fluxo de potência fornecido pelo SGD. Em redes com impedância predominantemente indutiva, as relações entre potência ativa e frequência, bem como, potência reativa e tensão podem ser utilizadas.

Nesse sentido, a estratégia de controle por decaimento relaciona P/ω e Q/V, por meio das seguintes expressões:

$$\Delta P_\omega = P_n - P_o = D_p(\omega_n - \omega_o), \tag{4.1}$$

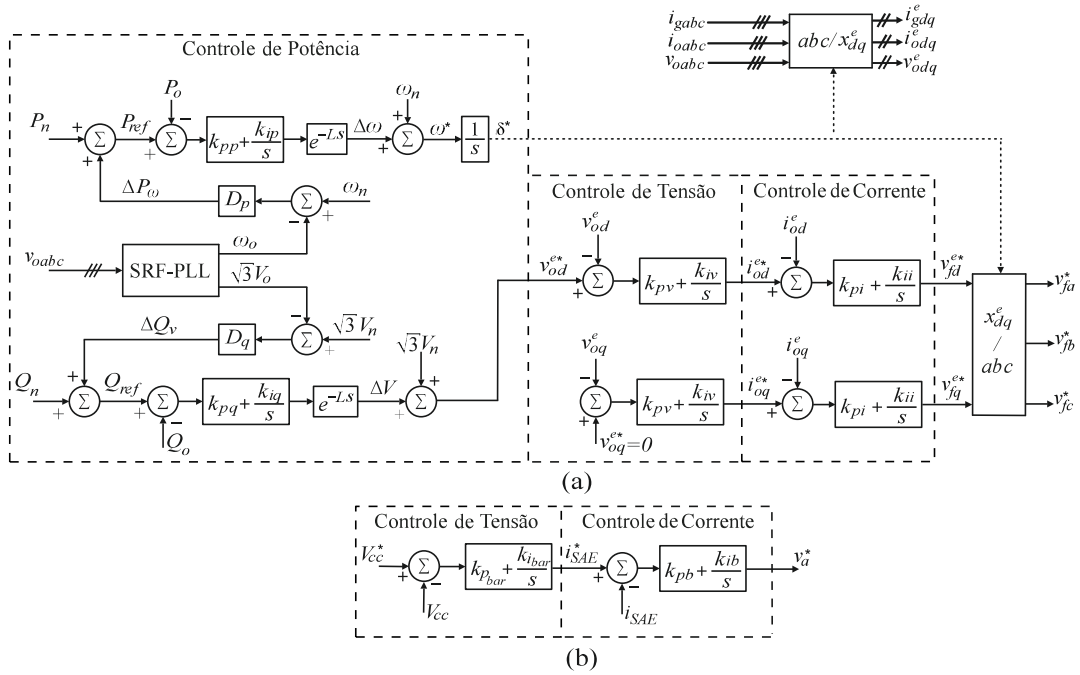


Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema de controle. (a) GSV (b) Barramento CC.

$$\Delta Q_v = Q_n - Q_o = D_q(V_n - V_o), \tag{4.2}$$

em que V_o e ω_o são os valores de amplitude e frequência da tensão do PAC, obtidos via SRF-PLL, V_n e ω_n são os valores de amplitude e frequência nominais da tensão do PAC, D_p e D_q são os ganhos do controle por decaimento, e ΔP_ω e ΔQ_v são as variações de potência ativa e reativa geradas para contribuir com redução dos desvios de frequência e tensão no PAC. Na Figura 4.2 são apresentadas as representações gráficas do controle por decaimento.

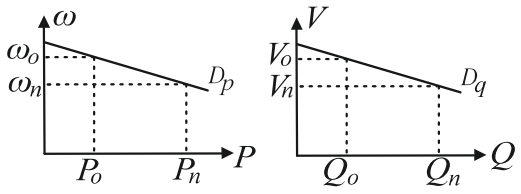


Figura 4.2: Funções de decaimento de frequência e tensão em redes predominantemente indutivas.

Os desvios de potência ΔP_ω e ΔQ_v, gerados pelo controle por decaimento, são utilizados para ajustar as referências de potência ativa e reativa, fornecendo suporte de frequência e tensão à microrrede. Os coeficientes de decaimento D_p e D_q são projetados com base no código de rede descrito na norma EN50438 (2013). Nessa norma são determinados

os requisitos para conexão dos SGDs em paralelo com redes elétricas públicas de baixa tensão. De acordo com essas recomendações, uma alteração de 100% na potência ativa, deve ser equivalente a um desvio de 2% na frequência da rede. Logo, o coeficiente D_p pode ser calculado pela seguinte expressão:

$$D_p = \frac{\Delta P_{max}}{\Delta \omega_{max}} = \frac{S_n}{(2\pi f_n) \times 0,02}, \tag{4.3}$$

em que S_n é a potência aparente nominal do SGD e f_n é a frequência nominal da rede.

Além disso, nessa norma é determinado que uma variação de 100% na potência reativa, deve corresponder a um desvio de 10% na tensão da rede. Portanto, o coeficiente D_q pode ser obtido por meio da seguinte equação:

$$D_q = \frac{\Delta Q_{max}}{\Delta V_{max}} = \frac{S_n}{(\sqrt{2}V_n) \times 0,1}, \tag{4.4}$$

em que V_n é a tensão RMS nominal da microrrede.

4.3 Inércia Virtual

Para emular o efeito da inércia virtual, um atraso de transporte, implementado pelo bloco e^{-Ls}, é inserido no sistema de controle do GSV. Essa estratégia, provoca um atraso controlado no fornecimento de potência do SGD à rede elétrica. Com isso, o SGD contribui com a estabilidade de frequência da rede, pois as oscilações na potência não são traduzidas instantaneamente na frequência do GSV. O coeficiente L é o valor do atraso, dado em segundos. Essa característica demonstra uma relação direta entre o valor da inércia e do tempo de atraso, possibilitando um dimensionamento simples e prático da inércia virtual. Nesse trabalho, esse dimensionamento é feito com base na resposta transitória de um gerador síncrono convencional, com potência nominal igual a do SGD.

Em Xiong et al. (2016) é realizada uma comparação entre um gerador síncrono rotacional (GSR) e um SGD controlado com a estratégia de máquina síncrona virtual, denominado gerador síncrono estático (GSE). No trabalho em questão é determinado que a inércia intrínseca do GSR é associada ao rotor da máquina e do GSE é relacionada ao capacitor do barramento CC. De acordo com os autores, a constante de inércia do GSE pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$T_J = \frac{2E_K}{P_B}, \tag{4.5}$$

em que E_K é a energia armazenada no capacitor do barramento CC e P_B é potência do

SGD. O valor de T_J representa o tempo necessário para que a tensão do barramento atinja seu valor nominal. Dessa forma, para o cálculo da constante de inércia do GSR é considerada a energia cinética armazenada no rotor (W_K) e a potência da máquina (S_B). A energia cinética é dada pela expressão abaixo:

$$W_K = \frac{1}{2} J\Omega^2, \tag{4.6}$$

em que J é o momento de inércia e Ω é a velocidade síncrona do rotor (em rad/s). A partir da Equação 4.6 é possível calcular a constante de inércia do GSR, como mostra a seguinte expressão:

$$T_{J_{GSR}} = \frac{2W_K}{S_B}. \tag{4.7}$$

A partir da Equação 4.7 é possível determinar a constante de inércia de uma máquina síncrona rotacional. Assim como para a constante de inércia intrínseca do capacitor do barramento CC, o valor de $T_{J_{GSR}}$ representa o tempo necessário para que o rotor atinja sua velocidade nominal, em segundos. Esse valor é utilizado como base para o dimensionamento do atraso de transporte, que emula a inércia virtual.

4.4 Partida do GSV

Na partida, os valores de amplitude e ângulo do vetor tensão do GSV apresentam diferenças consideráveis em relação ao PAC. Logo, na interconexão desse tipo de sistema com a microrrede, transitórios severos podem ocorrer, já que o conversor conectado à microrrede possui baixa inércia. Desse modo, estratégias para suavização dessa partida são fundamentais na abordagem de GSV.

Na Figura 4.3 é apresentado o esquema desenvolvido para a suavização das oscilações durante a partida do GSV. Essa estratégia é dividida em duas etapas, a primeira é a inicialização do SRF-PLL antes da partida do GSV, pois como a informação do vetor tensão extraída do SRF-PLL é utilizada na partida do GSV, é necessário que essa estrutura esteja em regime permanente antes da partida. Para garantir isso, o tempo de partida T_p, deve ser dimensionado analisando o tempo de estabilização utilizado no SRF-PLL. Com isso, a estimação do ângulo e da amplitude do vetor tensão do PAC poderá ser utilizada. O segundo estágio é o monitoramento do ângulo θ do vetor tensão do PAC, estimado via SRF-PLL. Para a minimização do transitório de partida é necessário que o ângulo estimado encontre-se próximo de 0°. Para isso, esse ângulo deve estar dentro do intervalo $[0, \theta_p]$, em que θ_p é definido a partir do tempo de amostragem do sistema. Esse método promove uma redução da diferença angular entre os vetores tensão do GSV e PAC,

suavizando os transitórios presentes na partida do sistema.

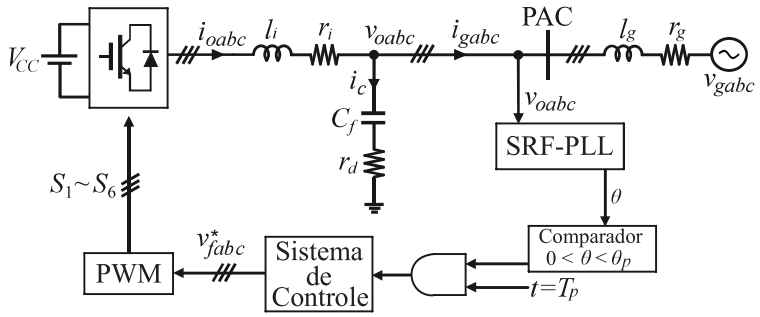


Figura 4.3: Esquema proposto de partida do GSV.

No dimensionamento de T_p realizado nesse trabalho, é considerado o tempo de estabilização $T_{ss_{PLL}}$ do SRF-PLL, como apresentado na seguinte expressão:

$$T_p > T_{ss_{PLL}}, \tag{4.8}$$

Já o valor de θ_p é calculado com base no período de amostragem T_s aplicado na implementação, utilizando a seguinte expressão:

$$\theta_p[rad] > T_s \omega_g, \tag{4.9}$$

em que ω_g é a frequência angular nominal da rede elétrica. A Equação 4.9 garante que θ_p seja maior do que a variação de ângulo referente ao tempo de uma amostra para outra, assegurando que pelo menos uma amostra esteja dentro do intervalo.

4.5 Projeto dos Controladores

Os projetos dos controladores são realizados com base nos modelos desenvolvidos no Capítulo 3. Como o sistema é implementado no referencial síncrono $0dq$, utilizando o ângulo δ^* como referência, as grandezas trifásicas senoidais são transformadas em grandezas bifásicas com valores constantes. Com o objetivo de obter-se erro nulo em regime permanente são empregados controladores PI em todas as malhas de controle.

4.5.1 Controle de Corrente de saída do VSI

O projeto dos controladores de corrente são realizados com base na função de transferência da Equação 3.23, que relaciona as correntes e as tensões de saída do VSI. O

método do Lugar Geométrico das Raízes (LGR) é empregado para o dimensionamento desses controladores. Esse método consiste em um gráfico no plano completo s, desenvolvido a partir dos polos e zeros do sistema em malha aberta, o qual possibilita visualizar como os polos de malha fechada variam a medida que se altera o ganho de malha aberta (CASTRUCCI; BITTAR; SALES, 2011).

Na Figura 4.4 é apresentado o digrama de blocos da malha de controle de corrente, em que $G_i(s)$ é o modelo da planta, determinado pela Equação 3.23, e $C_i(s)$ é a função de transferência do controlador utilizado nessa malha.

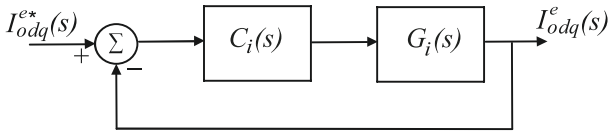


Figura 4.4: Diagrama de blocos da malha de controle das correntes fornecidas pelo VSI.

A função de transferência de malha fechada do controle de corrente $G_{i_{MF}}(s)$ do sistema da Figura 4.4, pode ser determinada pela seguinte expressão:

$$G_{i_{MF}}(s) = \frac{C_i(s)G_i(s)}{1 + C_i(s)G_i(s)}. \tag{4.10}$$

Logo, os polos de malha fechada são as raízes da equação característica

$$1 + C_i(s)G_i(s) = 0, \tag{4.11}$$

reescrevendo a Equação 4.11, tem-se que:

$$C_i(s)G_i(s) = -1. \tag{4.12}$$

Com base na Equação 4.12, dois requisitos são necessários para assegurar que determinado ponto do plano s faz parte do LGR, que são as condições de módulo e de fase, dadas por:

- Condição de módulo:

$$|G_i(s)C_i(s)| = 1. \tag{4.13}$$

- Condição de fase:

$$\angle G_i(s)C_i(s) = \angle zeros - \angle polos = 180^\circ \pm m360^\circ, (m = 0, 1, 2, ...). \tag{4.14}$$

A partir das Equações 4.13 e 4.14 e dos parâmetros de desempenho almejados em

malha fechada é possível determinar os ganhos do controlador $C_i(s)$. Sabendo que $C_i(s)$ corresponde a função de transferência de um controlador PI, tem-se que:

$$C_i(s) = \frac{k_{pi}(s + \frac{k_{ii}}{k_{pi}})}{s}, \tag{4.15}$$

em que k_{pi} e k_{ii} são os ganhos proporcional e integral dos controladores de corrente, que são determinados pelo projeto. Utilizando o modelo da planta (Equação 3.23) e do controlador $C_i(s)$, a função de transferência de malha aberta é dada por:

$$G_{i_{MA}}(s) = \frac{1/l_i}{s + r_i/l_i} \cdot \frac{k_{pi}(s + \frac{k_{ii}}{k_{pi}})}{s}. \tag{4.16}$$

Em virtude dos modelos da planta e do controlador serem de primeira ordem, a função de transferência de malha fechada é de segunda ordem, portanto os parâmetros de desempenho utilizados são apenas o coeficiente de amortecimento (ξ_i) e a banda passante (ω_{ni}). O coeficiente ξ_i tem uma relação direta com o sobressinal máximo (Mp_{max}), enquanto ω_{ni} está associado ao tempo de estabilização ($T_{ss_{2\%}}$), como mostram as equações abaixo:

$$\xi_i \geq \frac{|\, ln(Mp_{max})\,|}{\sqrt{\pi^2 + ln^2(Mp_{max})}}, \tag{4.17}$$

e

$$T_{ss_{2\%}} = \frac{4}{\xi_i \omega_{ni}}. \tag{4.18}$$

A partir dos parâmetros de desempenho e de $G_{i_{MA}}(s)$, o diagrama de polos e zeros pode ser construído como apresentado na Figura 4.5.

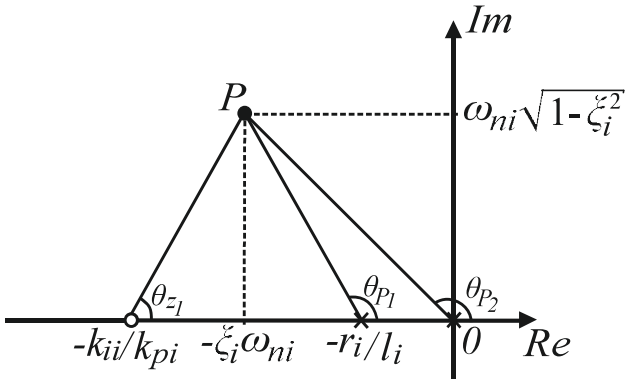


Figura 4.5: Diagrama de polos e zeros de malha aberta do controle de corrente.

O ponto P é determinado pelo desempenho dinâmico desejado para o controle de cor-

rente em malha fechada, calculado por meio dos parâmetros ξ_i e ω_{ni}. As variáveis θ_{P_1}, θ_{P_2} e θ_{z_1} são os ângulos dos polos e do zero de $G_{i_{MA}}$ em relação ao ponto P, respectivamente.

Com base no digrama de polos e zeros da Figura 4.5, utilizando as condições de módulo e fase, os ganhos do controlador $C_i(s)$ são determinados. Considerando inicialmente a condição de fase, tem-se que:

$$\angle G_i(s)C_i(s) = 180^\circ \rightarrow \theta_{z_1} - \theta_{P_1} - \theta_{P_2} = 180^\circ, \tag{4.19}$$

isolando o ângulo θ_{z_1} e reescrevendo os ângulos θ_{P_1} e θ_{P_2} em função dos parâmetros de desempenho e da planta, obtém-se:

$$\theta_{z_1} = 180^\circ + \left[180^\circ - tg^{-1}\left(\frac{\omega_{n_i}\sqrt{1-\xi_i^2}}{\xi_i\omega_{n_i} - r_i/l_i}\right)\right] + \left[180^\circ - tg^{-1}\left(\frac{\omega_{n_i}\sqrt{1-\xi_i^2}}{\xi_i\omega_{n_i}}\right)\right]. \tag{4.20}$$

Após o cálculo de θ_{z_1} pela Equação 4.20, é possível determinar a relação entre os ganhos do controlador, como é mostrado na seguinte expressão:

$$tg(\theta_{z_1}) = \frac{\omega_{n_i}\sqrt{1-\xi_i^2}}{k_{ii}/k_{pi} - \xi_i\omega_{n_i}}, \tag{4.21}$$

logo,

$$\frac{k_{ii}}{k_{pi}} = \frac{\omega_{n_i}\sqrt{1-\xi_i^2}}{tg(\theta_{z_1})} + \xi_i\omega_{n_i}. \tag{4.22}$$

Em seguida, é considerada a condição de módulo da Equação 4.13, resultando na expressão abaixo:

$$\left|\frac{1/l_i}{s + r_i/l_i}\right| \cdot \left|\frac{k_{pi}(s + \frac{k_{ii}}{k_{pi}})}{s}\right| = 1. \tag{4.23}$$

O módulo de cada termo da Equação 4.23 representa a distância entre o polo/zero de malha aberta e o ponto P na Figura 4.5. Logo, a Equação 4.23 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\left|\frac{1/l_i}{\sqrt{(\xi_i\omega_{n_i} - r_i/l_i)^2 + \left(\omega_{n_i}\sqrt{1-\xi_i^2}\right)^2}}\right| \left|\frac{k_{pi}\sqrt{(k_{ii}/k_{pi} - \xi_i\omega_{n_i})^2 + \left(\omega_{n_i}\sqrt{1-\xi_i^2}\right)^2}}{\sqrt{(\xi_i\omega_{n_i})^2 + \left(\omega_{n_i}\sqrt{1-\xi_i^2}\right)^2}}\right| = 1. \tag{4.24}$$

Isolando o ganho k_{pi}, tem-se que:

$$k_{pi} = \frac{\sqrt{(\xi_i \omega_{n_i})^2 + \left(\omega_{n_i}\sqrt{1-\xi_i^2}\right)^2}\sqrt{(\xi_i \omega_{n_i} - r_i/l_i)^2 + \left(\omega_{n_i}\sqrt{1-\xi_i^2}\right)^2}}{1/l_i\sqrt{(k_{ii}/k_{pi} - \xi_i \omega_{n_i})^2 + \left(\omega_{n_i}\sqrt{1-\xi_i^2}\right)^2}}. \tag{4.25}$$

Portanto, por meio das Equações 4.22 e 4.25 os ganhos dos controladores de corrente podem ser calculados, a partir dos critérios de desempenho desejados e dos parâmetros da planta.

4.5.2 Controle de Tensão do PAC

O projeto dos controladores de tensão é desenvolvido com base na Equação 3.34, que relaciona as tensões do PAC com as correntes de saída do VSI. O método de LGR também é utilizado para o dimensionamento desses controladores, portanto as condições de módulo e fase são utilizadas para o cálculo dos ganhos.

Na Figura 4.6 é apresentado o diagrama de blocos da malha de controle das tensões do PAC, em que $G_v(s)$ é o modelo da planta de tensão, descrito na Equação 3.34, e $C_v(s)$ é a função de transferência do controlador de tensão.

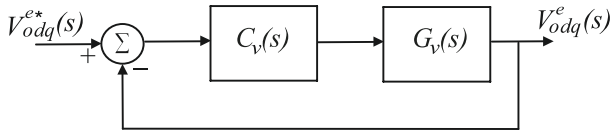


Figura 4.6: Diagrama de blocos da malha de controle das tensões do PAC.

O controlador utilizado na malha de tensão é do tipo PI, logo a função de transferência de malha aberta é dada por:

$$G_{v_{MA}}(s) = \frac{r_d(s + \frac{1}{r_d C_f})}{s} \cdot \frac{k_{pv}(s + \frac{k_{iv}}{k_{pv}})}{s}, \tag{4.26}$$

em que k_{pv} e k_{iv} são os ganhos proporcional e integral do controlador de tensão. A partir da Equação 4.26, o LGR pode ser construído como apresentado abaixo:

A partir da análise do LGR da Figura 4.7 é possível inferir que a malha de tensão pode apresentar dinâmica subamortecida ($\xi_v < 1$) com polos complexos conjugados, criticamente amortecida ($\xi_v = 1$) com polos reais e iguais ou superamortecida ($\xi_v > 1$) com polos reais e distintos. A medida que o ganho aumenta, os polos de malha de fechada

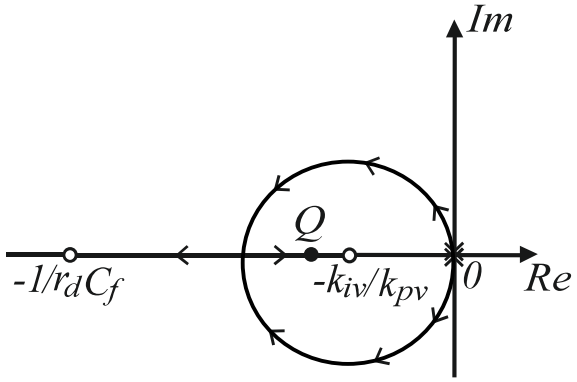


Figura 4.7: Lugar das raízes da malha de controle de tensão.

tendem a possuir uma resposta subamortecida inicialmente, porém na sequência eles se encontram em um ponto sobre o eixo real e se afastam buscando os zeros. Uma vez sobre o eixo real, o sistema deixa de apresentar sobressinal e passa a ter comportamento mais amortecido. Por se tratar de uma malha de controle externa a malha de corrente, a dinâmica superamortecida é adotada com o objetivo de gerar correntes de referência suaves. Portanto, o ponto Q na Figura 4.7 é utilizado como base para o cálculo dos ganhos do controlador. Como os polos tendem a se afastar no eixo real, a partir de certo ponto o polo mais próximo da origem passa ser mais dominante e a resposta se aproxima de um sistema de primeira ordem. Dessa forma, o critério de desempenho utilizado no projeto é o tempo de estabilização, considerando apenas a influência do polo dominante. Logo, para um polo posicionado no ponto Q, o $T_{ss_{2\%}}$ é dado por:

$$T_{ss_{2\%}} = \frac{4}{|p_q|}, \tag{4.27}$$

em que p_q é o polo dominante de malha fechada localizado no ponto Q. Para que o polo p_q faça parte do LGR, as condições de módulo e fase devem ser atendidas. Logo, tem-se que:

$$\angle zeros - \angle polos = \theta_{z_{planta}} + \theta_{z_{PI}} - \theta_{p_{planta}} - \theta_{p_{PI}} = 180^\circ \tag{4.28}$$

e

$$\left|\frac{r_d(s+\frac{1}{r_dC_f})}{s}\right| \cdot \left|\frac{k_{pv}(s+\frac{k_{iv}}{k_{pv}})}{s}\right| = 1. \tag{4.29}$$

Primeiramente, utilizando a condição de fase da Equação 4.28 e isolando o ângulo $\theta_{z_{PI}}$, obtém-se:

$$\theta_{z_{PI}} = 180^\circ - \theta_{z_{planta}} + \theta_{p_{planta}} + \theta_{p_{PI}}. \tag{4.30}$$

Por meio da análise do LGR, os ângulos dos polos/zeros de malha aberta em relação ao ponto Q podem ser determinados, resultando na seguinte expressão:

$$\theta_{z_{PI}} = 180^\circ - 0^\circ + 180^\circ + 180^\circ \rightarrow \theta_{z_{PI}} = 180^\circ + 360^\circ \rightarrow \theta_{z_{PI}} = 180^\circ. \tag{4.31}$$

Analisando a Equação 4.31, conclui-se que o zero introduzido pelo controlador PI na malha de controle de tensão pode ser posicionado em qualquer ponto no eixo real entre ponto Q e a origem. Portanto, a seguinte relação é definida:

$$0 < \frac{k_{iv}}{k_{pv}} < |p_q|. \tag{4.32}$$

Em seguida, a condição de módulo é utilizada. Assim como na malha de corrente, o módulo de cada termo da Equação 4.29 é dado pela distância entre o polo/zero de malha aberta e o ponto Q. Dessa forma, a expressão abaixo é obtida:

$$\frac{r_d \left|(\frac{1}{r_d C_f} - p_q)\right|}{|p_q - 0|} \cdot \frac{k_{pv} \left|(p_q - \frac{k_{iv}}{k_{pv}})\right|}{|(p_q - 0)|} = 1, \tag{4.33}$$

isolando o ganho k_{pv}, tem-se que:

$$k_{pv} = \frac{|p_q|^2}{r_d \left|(\frac{1}{r_d C_f} - p_q)\right| \left|(p_q - \frac{k_{iv}}{k_{pv}})\right|}. \tag{4.34}$$

Logo, por meio das Equações 4.32 e 4.34 os ganhos do controlador de tensão podem ser determinados, utilizando o critério de desempenho e os parâmetros da planta.

4.5.3 Controle de corrente do *Boost*

O projeto do controlador de corrente do *boost* é realizado com base na função de transferência da Equação 3.124. O método de LGR é utilizado para o dimensionamento desse controlador. Na Figura 4.8 é apresentado o diagrama de blocos da malha de controle de corrente do *boost*, em que $C_{i_{SAE}}(s)$ é a função de transferência do controlador de corrente.

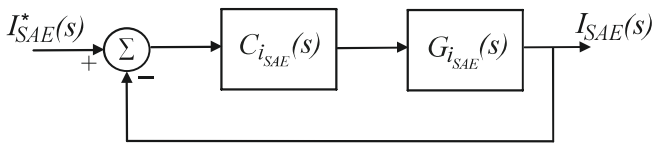


Figura 4.8: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente do conversor *boost*.

O procedimento utilizado é similar ao desenvolvido para o controle de corrente de saída do VSI, apresentado na seção 4.5.1. As condições de módulo e fase são utilizadas para o cálculo dos ganhos. O controlador utilizado nessa malha é do tipo PI, portanto a função de transferência de malha aberta é dada por:

$$G_{i_{SAE_{MA}}}(s) = \frac{1/l_b}{s + r_b/l_b} \cdot \frac{k_{pb}(s + k_{ib}/k_{pb})}{s}, \tag{4.35}$$

em que k_{pb} e k_{ib} são os ganhos proporcional e integral do controlador de corrente do *boost*.

Utilizando a função de transferência descrita na Equação 4.35 e os parâmetros de desempenho desejados (coeficiente de amortecimento ξ_b e banda passante ω_{nb}), o diagrama de polos e zeros pode ser construído, como ilustrado na Figura 4.9.

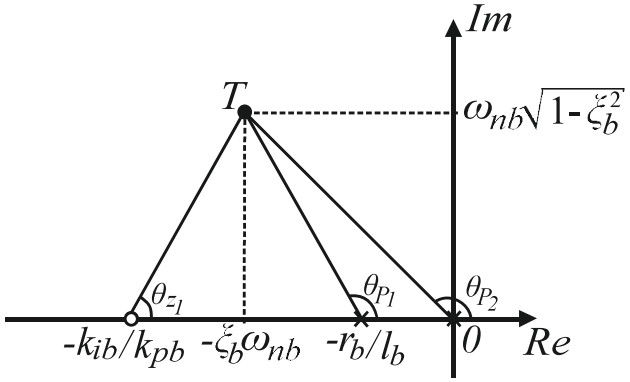


Figura 4.9: Diagrama de polos e zeros de malha aberta de corrente do conversor *boost*.

O ponto T é determinado pelo desempenho dinâmico almejado em malha fechada para esse controle. Dessa forma, para que o ponto T faça parte do LGR é necessário respeitar as condições de módulo e fase. Aplicando inicialmente a condição de fase, tem-se que:

$$\theta_{z_1} = 180^\circ + \left[180^\circ - tg^{-1}\left(\frac{\omega_{n_b}\sqrt{1-\xi_b^2}}{\xi_b\omega_{n_b} - r_b/l_b}\right)\right] + \left[180^\circ - tg^{-1}\left(\frac{\omega_{n_b}\sqrt{1-\xi_b^2}}{\xi_b\omega_{n_b}}\right)\right]. \tag{4.36}$$

A partir do cálculo de θ_{z_1}, a relação entre os ganhos do controlador pode ser determinada por:

$$tg(\theta_{z_1}) = \frac{\omega_{n_b}\sqrt{1-\xi_b^2}}{k_{ib}/k_{pb} - \xi_b\omega_{n_b}}, \tag{4.37}$$

logo,

$$\frac{k_{ib}}{k_{pb}} = \frac{\omega_{n_b}\sqrt{1-\xi_b^2}}{tg(\theta_{z_1})} + \xi_b\omega_{n_b}. \tag{4.38}$$

Posteriormente, considerando a condição de módulo na função de transferência de malha aberta $G_{i_{SAE_{MA}}}(s)$, têm-se que:

$$\left|\frac{1/l_b}{s+r_b/l_b}\right| \cdot \left|\frac{k_{pb}(s+\frac{k_{ib}}{k_{pb}})}{s}\right| = 1. \tag{4.39}$$

O cálculo dos módulos é realizado com base no ponto T do diagrama de polos e zeros apresentado na Figura 4.9. Logo, a Equação 4.39 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\left|\frac{1/l_b}{\sqrt{(\xi_b\omega_{n_b}-r_b/l_b)^2+\left(\omega_{n_b}\sqrt{1-\xi_b^2}\right)^2}}\right| \left|\frac{k_{pb}\sqrt{(k_{ib}/k_{pb}-\xi_b\omega_{n_b})^2+\left(\omega_{n_b}\sqrt{1-\xi_b^2}\right)^2}}{\sqrt{(\xi_b\omega_{n_b})^2+\left(\omega_{n_b}\sqrt{1-\xi_b^2}\right)^2}}\right| = 1. \tag{4.40}$$

Isolando o ganho k_{pb}, tem-se que:

$$k_{pb} = \frac{\sqrt{(\xi_b\omega_{n_b})^2+\left(\omega_{n_b}\sqrt{1-\xi_b^2}\right)^2}\sqrt{(\xi_b\omega_{n_b}-r_b/l_b)^2+\left(\omega_{n_b}\sqrt{1-\xi_b^2}\right)^2}}{1/l_b\sqrt{(k_{ib}/k_{pb}-\xi_b\omega_{n_b})^2+\left(\omega_{n_b}\sqrt{1-\xi_b^2}\right)^2}}. \tag{4.41}$$

Portanto, por meio das Equações 4.38 e 4.41 os ganhos do controlador de corrente do *boost* podem ser calculados a partir dos parâmetros de desempenho e da planta.

4.5.4 Controle de Tensão do Barramento CC

O projeto de controle da tensão do barramento CC é realizado com base na função de transferência descrita na Equação 3.120. O método de LGR também é utilizado para o cálculo dos ganhos do controlador. Na Figura 4.10 é mostrado o diagrama de blocos da malha de controle da tensão do barramento CC, em que $C_{v_{bar}}(s)$ é função de transferência do controlador de tensão.

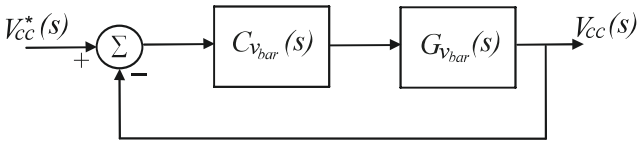


Figura 4.10: Diagrama de blocos da malha de controle de tensão do barramento CC.

O controlador $C_{v_{bar}}(s)$ é do tipo PI, logo a função de transferência de malha aberta é

dada por:

$$G_{v_{bar_{MA}}}(s) = \frac{\frac{1}{C}(1-D)}{s+\frac{1}{r_pC}} \cdot \frac{k_{p_{bar}}(s+\frac{k_{i_{bar}}}{k_{p_{bar}}})}{s}. \tag{4.42}$$

Utilizando a função de transferência de malha aberta $G_{v_{bar_{MA}}}(s)$ e os parâmetros de desempenho (ξ_{bar} e $\omega_{n_{bar}}$), o diagrama de polos e zeros pode ser construído, como ilustrado na Figura 4.11.

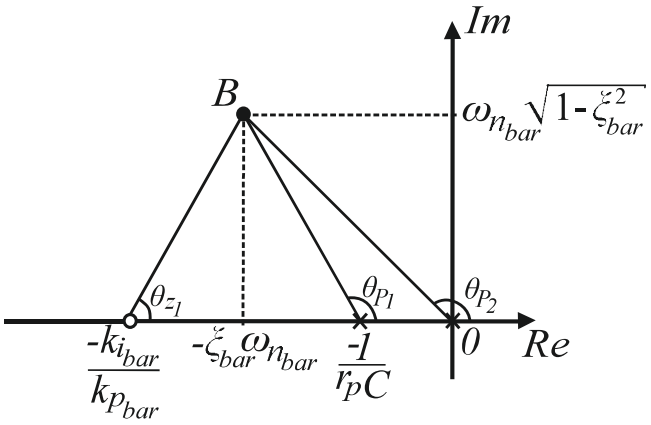


Figura 4.11: Diagrama de polos e zeros de malha aberta do controle de tensão do barramento CC.

Para que o ponto B faça parte do LGR, as condições de módulo e fase devem ser atendidas. Aplicando a condição de fase, tem-se que:

$$\theta_{z_1} = 180^\circ + \left[180^\circ - tg^{-1}\left(\frac{\omega_{n_{bar}}\sqrt{1-\xi_{bar}^2}}{\xi_{bar}\omega_{n_{bar}} - 1/r_pC}\right)\right] + \left[180^\circ - tg^{-1}\left(\frac{\omega_{n_{bar}}\sqrt{1-\xi_{bar}^2}}{\xi_{bar}\omega_{n_{bar}}}\right)\right]. \tag{4.43}$$

Utilizando o ângulo θ_{z_1}, a relação entre os ganhos do PI pode ser calculada da seguinte forma:

$$tg(\theta_{z_1}) = \frac{\omega_{n_{bar}}\sqrt{1-\xi_{bar}^2}}{k_{i_{bar}}/k_{p_{bar}} - \xi_{bar}\omega_{n_{bar}}}, \tag{4.44}$$

logo,

$$\frac{k_{i_{bar}}}{k_{p_{bar}}} = \frac{\omega_{n_{bar}}\sqrt{1-\xi_{bar}^2}}{tg(\theta_{z_1})} + \xi_{bar}\omega_{n_{bar}}. \tag{4.45}$$

Em seguida, aplicando a condição de módulo na função de transferência de malha

aberta $G_{v_{bar_{MA}}}(s)$, obtém-se:

$$\left|\frac{\frac{1}{C}(1-D)}{s+\frac{1}{r_pC}}\right| \cdot \left|\frac{k_{p_{bar}}(s+\frac{k_{i_{bar}}}{k_{p_{bar}}})}{s}\right| = 1. \tag{4.46}$$

O cálculo dos módulos é realizado com base no ponto B da Figura 4.11. Dessa forma, a Equação 4.46 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\left|\frac{1/C(1-D)}{\sqrt{(\xi_{bar}\omega_{n_{bar}}-\frac{1}{r_pC})^2+\left(\omega_{n_{bar}}\sqrt{1-\xi_{bar}^2}\right)^2}}\right| \left|\frac{k_{p_{bar}}\sqrt{(\frac{k_{i_{bar}}}{k_{p_{bar}}}-\xi_{bar}\omega_{n_{bar}})^2+\left(\omega_{n_{bar}}\sqrt{1-\xi_{bar}^2}\right)^2}}{\sqrt{(\xi_{bar}\omega_{n_{bar}})^2+\left(\omega_{n_{bar}}\sqrt{1-\xi_{bar}^2}\right)^2}}\right| = 1. \tag{4.47}$$

Isolando o ganho $k_{p_{bar}}$, tem-se que:

$$k_{p_{bar}} = \frac{\sqrt{(\xi_{bar}\omega_{n_{bar}})^2+\left(\omega_{n_{bar}}\sqrt{1-\xi_{bar}^2}\right)^2}\sqrt{(\xi_{bar}\omega_{n_{bar}}-\frac{1}{r_pC})^2+\left(\omega_{n_{bar}}\sqrt{1-\xi_{bar}^2}\right)^2}}{\frac{1}{C}(1-D)\sqrt{(\frac{k_{i_{bar}}}{k_{p_{bar}}}-\xi_{bar}\omega_{n_{bar}})^2+\left(\omega_{n_{bar}}\sqrt{1-\xi_{bar}^2}\right)^2}}. \tag{4.48}$$

Logo, por meio das Equações 4.45 e 4.48 os ganhos do controlador de tensão do barramento CC podem ser calculados a partir dos parâmetros de desempenho e da planta.

4.5.5 Controle de Potência Ativa

O projeto do controlador de potência ativa é desenvolvido com base no modelo linearizado descrito na Equação 3.97, que relaciona a variação de potência ativa com a variação de ângulo de carga. Para o dimensionamento do controlador, o método de resposta em frequência é utilizado, devido a sua maior facilidade para lidar com atrasos de transporte. Denomina-se reposta em frequência o conjunto de respostas de um sistema, em regime permanente, quando sinais senoidais de diversas frequências são aplicadas em sua entrada (CASTRUCCI; BITTAR; SALES, 2011). O comportamento dessas respostas é determinado pela função de transferência do sistema, considerando $s = j\omega$. A análise da resposta em frequência é feita, geralmente, utilizando representações gráficas, tais como os diagramas de Bode e de Nyquist. Os critérios de projeto adotados no método de resposta em frequência, geralmente estão relacionados as margens de estabilidade e a largura de faixa. Nesse trabalho, o dimensionamento dos ganhos do controlador de potência ativa é feito com base nas especificações de Margem de Fase (MF) e frequência de cruzamento de ganho (ω_{cg}). A MF representa o atraso de fase máximo que o sistema pode ter, sem se

tornar instável. Esse parâmetro está relacionado ao amortecimento do sistema, de forma que valores baixos (MF < 30°) implicam em uma resposta muito oscilatória e com alto sobressinal. A frequência de cruzamento de ganho ω_{cg}, é a frequência em que o diagrama de módulo da resposta frequencial é igual a 1. Esse parâmetro está relacionado com a largura de faixa do sistema, de forma que valores pequenos de ω_{cg} implicam em uma resposta temporal mais lenta.

De acordo com o diagrama de controle da Figura 4.1(a), a malha de potência ativa pode ser representada pela Figura 4.12.

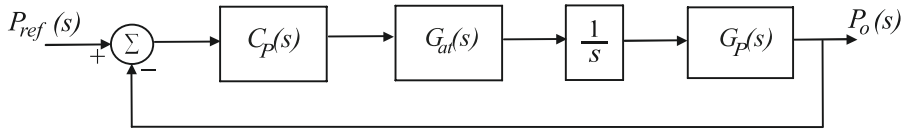


Figura 4.12: Diagrama de blocos da malha de controle da potência ativa fornecida pelo SGD.

Em que $C_P(s)$ é a função de transferência do controlador PI, que pode ser descrito pela seguinte expressão:

$$C_P(s) = \frac{k_{pp}(s + \frac{k_{ip}}{k_{pp}})}{s}, \tag{4.49}$$

sendo k_{pp} e k_{ip} os ganhos do controlador de potência ativa. O termo $G_{at}(s)$ representa o atraso de transporte, dado por:

$$G_{at}(s) = e^{-Ls}, \tag{4.50}$$

onde L é valor do atraso, em segundos. E o bloco $G_P(s)$ é o modelo linearizado da planta de potência ativa.

De acordo com a Figura 4.12, a função de transferência de malha aberta pode ser descrita pela seguinte expressão:

$$G_{Pma} = \frac{1}{s} C_P(s) G_{at}(s) G_P(s). \tag{4.51}$$

Substituindo as Equações 4.49 e 4.50 na Equação 4.51, a seguinte expressão é obtida:

$$G_{Pma}(s) = \frac{k_{pp}(s + \frac{k_{ip}}{k_{pp}})e^{-Ls}}{s^2} G_P(s). \tag{4.52}$$

Considerando que o modelo da planta de potência ativa $G_P(s)$ pode ser escrito em

função do seus polos, tem-se que:

$$G_P(s) = \frac{a_0 s^2 + a_1 s + a_2}{(sL_g + R_g)^2 + (\omega_g L_g)^2} = \frac{a_0 s^2 + a_1 s + a_2}{(s+p_1)(s+p_2)} \tag{4.53}$$

em que p_1 e p_2 são os polos da planta de potência ativa, e os termos do numerador são dados pelas Equações 3.98, 3.99 e 3.100. Substituindo a Equação 4.53 na Equação 4.52, tem-se que:

$$G_{Pma}(s) = \frac{k_{pp}(s + \frac{k_{ip}}{k_{pp}})e^{-Ls}}{s^2} \frac{a_0 s^2 + a_1 s + a_2}{(s+p_1)(s+p_2)}. \tag{4.54}$$

A resposta em frequência da função de transferência de malha aberta é obtida fazendo $s = j\omega$ na Equação 4.54, o que resulta em

$$G_{Pma}(j\omega) = \frac{k_{pp}(j\omega + \frac{k_{ip}}{k_{pp}})e^{-jL\omega}}{(j\omega)^2} \frac{a_0 (j\omega)^2 + a_1 j\omega + a_2}{(j\omega + p_1)(j\omega + p_2)}, \tag{4.55}$$

sendo o módulo e a fase de $G_{Pma}(j\omega)$, respectivamente, dados pelas seguintes expressões:

$$|G_{Pma}(j\omega)| = k_{pp}\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{k_{ip}}{k_{pp}}\right)^2}\sqrt{\frac{(a_2 - a_0\omega^2)^2 + (a_1\omega)^2}{(\omega^4 - p_1 p_2 \omega^2)^2 + (-\omega^3(p_1+p_2))^2}}, \tag{4.56}$$

e

$$\angle G_{Pma}(j\omega) = tg^{-1}\left(\frac{\omega}{kip/kpp}\right) + \left[tg^{-1}\left(\frac{a_1\omega}{(a_2 - a_0\omega^2)}\right) - tg^{-1}\left(\frac{-\omega^3(p_1+p_2)}{\omega^4 - p_1 p_2 \omega^2}\right)\right] + L\omega. \tag{4.57}$$

Analisando as Equações 4.56 e 4.57 pode-se observar que, tanto na expressão de módulo quanto na fase de $G_{Pma}(j\omega)$, é possível separar os termos que dependem dos ganhos do controlador e os que dependem dos parâmetros da planta e do atraso. Dessa forma, pode-se reescrever as Equações 4.56 e 4.57 da seguinte forma:

$$|G_{Pma}(j\omega)| = k_{pp}\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{k_{ip}}{k_{pp}}\right)^2} A(\omega), \tag{4.58}$$

e

$$\angle G_{Pma}(j\omega) = tg^{-1}\left(\frac{\omega}{k_{ip}/k_{pp}}\right) + B(\omega). \tag{4.59}$$

em que

$$A(\omega) = \sqrt{\frac{(a_2 - a_0\omega^2)^2 + (a_1\omega)^2}{(\omega^4 - p_1 p_2 \omega^2)^2 + (-\omega^3(p_1+p_2))^2}}, \tag{4.60}$$

e

$$B(\omega) = \left[tg^{-1}\left(\frac{a_1\omega}{(a_2 - a_0\omega^2)}\right) - tg^{-1}\left(\frac{-\omega^3(p_1+p_2)}{\omega^4 - p_1p_2\omega^2}\right)\right] + L\omega. \tag{4.61}$$

Os critérios de desempenho utilizados para o projeto do controlador de potência ativa são a Margem de Fase desejada MF_{Pd} e a frequência de cruzamento de ganho ω_{pg}. Desse modo, têm-se que:

$$|G_{Pma}(j\omega_{pg})| = 1, \tag{4.62}$$

e

$$180^\circ + \angle G_{Pma}(j\omega_{pg}) = MF_{Pd}. \tag{4.63}$$

Substituindo a Equação 4.58 na Equação 4.62, a expressão abaixo é obtida:

$$k_{pp}\sqrt{\omega_{pg}^2 + \left(\frac{k_{ip}}{k_{pp}}\right)^2}A(\omega_{pg}) = 1, \tag{4.64}$$

isolando o ganho k_{pp}

$$k_{pp} = \frac{1}{\sqrt{\omega_{pg}^2 + \left(\frac{k_{ip}}{k_{pp}}\right)^2}A(\omega_{pg})}. \tag{4.65}$$

Substituindo a Equação 4.59 na Equação 4.63, a seguinte expressão obtida:

$$180^\circ + tg^{-1}\left(\frac{\omega_{pg}}{k_{ip}/k_{pp}}\right) + B(\omega_{pg}) = MF_{Pd} \tag{4.66}$$

desenvolvendo a Equação 4.66 e isolando k_{ip}/k_{pp}, tem-se que:

$$\frac{k_{ip}}{k_{pp}} = \frac{\omega_{pg}}{tg(MF_{Pd} - 180^\circ - B(\omega_{pg}))}. \tag{4.67}$$

Por meio das Equações 4.65 e 4.67 os ganhos do controlador PI de potência ativa são calculados, em função dos critérios de desempenho ω_{pg} e MF_{Pd} e dos parâmetros da planta e atraso de transporte ($A(\omega_{pg})$ e $B(\omega_{pg})$).

4.5.6 Controle de Potência Reativa

O projeto do controlador de potência reativa baseia-se no modelo linearizado da Equação 3.113, que relaciona variação de potência reativa com variação de tensão. O método de resposta em frequência também é utilizado para o dimensionamento dos ganhos do controlador, devido a maior facilidade para lidar com atrasos de transporte.

De acordo com a Figura 4.1, a malha de controle de potência reativa pode ser repre-

sentada conforme a Figura 4.13.

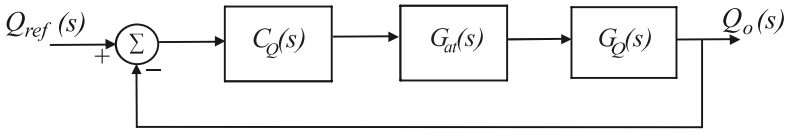


Figura 4.13: Diagrama de blocos da malha de controle da Potência Reativa fornecida pelo SGD.

Em que $C_Q(s)$ é a função de transferência do controlador PI de potência reativa, dada por:

$$C_Q(s) = \frac{k_{pq}(s + \frac{k_{iq}}{k_{pq}})}{s}, \tag{4.68}$$

sendo k_{pq} e k_{iq} são os ganhos do controlador de potência reativa. O bloco $G_{at}(s)$ representa o atraso de transporte, dado pela Equação 4.50. E o bloco $G_Q(s)$ representa o modelo linearizado de potência reativa.

O procedimento adotado para o projeto do controlador de potência reativa é similar ao desenvolvido no malha de potência ativa. Desse modo, a função de transferência de malha aberta é dada pela seguinte expressão:

$$G_{Qma} = \frac{k_{pq}(s + \frac{k_{iq}}{k_{pq}})e^{-Ls}}{s} G_Q(s). \tag{4.69}$$

Considerando que o modelo da planta $G_Q(s)$ pode ser escrita em função dos seus polos, tem-se que:

$$G_Q(s) = \frac{\Delta Q(s)}{\Delta V_o(s)} = \frac{b_0 s^2 + b_1 s + b_2}{(sL_g + R_g)^2 + (\omega_g L_g)^2} = \frac{b_0 s^2 + b_1 s + b_2}{(s+q_1)(s+q_2)}, \tag{4.70}$$

em que q_1 e q_2 são os polos de $G_Q(s)$.

Substituindo a Equação 4.70 na Equação 4.69. Em seguida, fazendo $s = j\omega$, a resposta em frequência da função de transferência de malha aberta pode ser obtida, como apresentado na expressão abaixo:

$$G_{Qma}(j\omega) = \frac{k_{pq}(j\omega + \frac{k_{iq}}{k_{pq}})e^{-jL\omega}}{j\omega} \frac{b_0(j\omega)^2 + b_1 j\omega + b_2}{(j\omega + q_1)(j\omega + q_2)}. \tag{4.71}$$

Desenvolvendo a Equação 4.71, as expressões de módulo e de fase de $G_{Qma}(j\omega)$ po-

dem ser escritas da seguinte forma:

$$|G_{Qma}(j\omega)| = k_{pq}\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{k_{iq}}{k_{pq}}\right)^2}\sqrt{\frac{(b_2 - b_0\omega^2)^2 + (b_1\omega)^2}{(q_1q_2\omega - \omega^3)^2 + (\omega^2(q_1+q_2))^2}}, \tag{4.72}$$

e

$$\angle G_{Qma}(j\omega) = tg^{-1}\left(\frac{\omega}{kiq/kpq}\right) + \left[tg^{-1}\left(\frac{b_1\omega}{(b_2 - b_0\omega^2)}\right) - tg^{-1}\left(\frac{\omega^2(q_1+q_2)}{q_1q_2\omega - \omega^3}\right)\right] + L\omega. \tag{4.73}$$

Analisando as Equações 4.72 e 4.73, é possível separar os termos que dependem dos ganhos do controlador. Resultando em

$$|G_{Qma}(j\omega)| = k_{pq}\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{k_{iq}}{k_{pq}}\right)^2}D(\omega), \tag{4.74}$$

e

$$\angle G_{Qma}(j\omega) = tg^{-1}\left(\frac{\omega}{k_{iq}/k_{pq}}\right) + E(\omega). \tag{4.75}$$

em que

$$D(\omega) = \sqrt{\frac{(b_2 - b_0\omega^2)^2 + (b_1\omega)^2}{(q_1q_2\omega - \omega^3)^2 + (\omega^2(q_1+q_2))^2}}, \tag{4.76}$$

e

$$E(\omega) = \left[tg^{-1}\left(\frac{b_1\omega}{(b_2 - b_0\omega^2)}\right) - tg^{-1}\left(\frac{\omega^2(q_1+q_2)}{q_1q_2\omega - \omega^3}\right)\right] + L\omega. \tag{4.77}$$

A partir das Equações 4.74 e 4.75, utilizando os critérios de margem de fase desejada MF_{Qd} e frequência de cruzamento de ganho ω_{qg}, é possível dimensionar o controlador de potência reativa. Dessa forma, as seguintes expressões devem ser satisfeitas:

$$|G_{Qma}(j\omega_{qg})| = 1 \tag{4.78}$$

e

$$180^\circ + \angle G_{Qma}(j\omega_{qg}) = MF_{Qd}. \tag{4.79}$$

Substituindo a Equação 4.74 na Equação 4.78, obtém-se:

$$k_{pq}\sqrt{\omega_{qg}^2 + \left(\frac{k_{iq}}{k_{pq}}\right)^2}D(\omega_{qg}) = 1, \tag{4.80}$$

isolando o ganho k_{pq}

$$k_{pq} = \frac{1}{\sqrt{\omega_{qg}^2 + \left(\frac{k_{iq}}{k_{pq}}\right)^2 D(\omega_{qg})}}. \tag{4.81}$$

Substituindo a Equação 4.75 na Equação 4.79, tem-se que:

$$180^\circ + tg^{-1}\left(\frac{\omega_{qg}}{k_{ip}/k_{pq}}\right) + E(\omega_{qg}) = MF_{Qd} \tag{4.82}$$

desenvolvendo a Equação 4.82 e isolando k_{iq}/k_{pq}, a seguinte expressão pode ser obtida:

$$\frac{k_{iq}}{k_{pq}} = \frac{\omega_{qg}}{tg(MF_{Qd} - 180^\circ - E(\omega_{qg}))}. \tag{4.83}$$

4.6 Síntese do Capítulo

Nesse capítulo, a estrutura de controle utilizada nesse trabalho é apresentada. A abordagem de GSV é desenvolvida, utilizando o método de controle por decaimento e um bloco de atraso de transporte. Desse modo, o SGD fornece suporte de tensão e frequência à rede elétrica. Os métodos e critérios utilizados para o projeto das três malhas de controle do VSI (potência, tensão e corrente) são detalhados. Assim como os métodos de projeto do controle da corrente do *boost* e da tensão do barramento CC também são discutidos. Além disso, o esquema de suavização da partida é apresentado, mostrando como é feita a redução do transitório no momento de conexão com a microrrede.

Capítulo 5

Resultados de Simulação

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos a partir da realização da simulação do sistema usando o *software* PSIM. Tais resultados são necessários para a validação da estratégia de controle desenvolvida. Projeto da i) inércia virtual, ii) parâmetros da partida controlada, iii) controle por decaimento, iv) controladores de corrente do VSI e tensão do PAC, v) controladores de corrente do *boost* e tensão barramento CC e vi) controladores de potência ativa e reativa são realizados. Logo após, são apresentados os resultados obtidos com a realização da simulação analisando-se a partida do sistema, variações da potência ativa e reativa, inércia virtual e correntes e tensões de saída do GSV em regime permanente, visando uma avaliação da qualidade de energia por meio da análise do THD (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) de tais grandezas.

5.1 Descrição do Sistema Simulado

O método de gerador síncrono virtual empregado nesse trabalho é testado em ambiente de simulação utilizando o *software* PSIM. O sistema de controle foi implementado em tempo discreto, usando o método de discretização ZOH (do inglês, *Zero-Order Hold*), com um período de amostragem de 100 μs em uma linguagem C++. Em todos os controladores foram utilizados saturadores, juntamente com uma estratégia de anti *wind-up* da ação integral. O VSI utilizado na simulação é constituído por três braços, com duas chaves IGBT em cada, comandadas por sinais PWM. O conversor *boost* é implementado na sua versão bidirecional em potência, utilizando duas chaves IGBT comandadas por sinais PWM. As medições das tensões e correntes são obtidas por meio de sensores ideais. Filtros digitais de primeira ordem com frequência de corte de $2,5$ kHz ($fs/4$) são utilizados na medição das tensões e correntes. O barramento CC é composto por um capacitor ideal em paralelo com uma resistência. A FER é implementada por uma fonte de corrente contínua ideal.

Na Tabela 5.1 são apresentados os parâmetros do sistema utilizados na simulação, que são baseados na plataforma experimental do Laboratório de Eletrônica Industrial e Energias Renováveis da Universidade Federal do Rio Grande do Norte (LEIR/UFRN).

Tabela 5.1: Parâmetros do sistema.

Parâmetros	Valor
Tensão do barramento CC (V_{cc})	450 V
Tensão da rede (rms) (V_g)	127 V
Tensão de circuito aberto da bateria (V_{ca})	150 V
Frequência da rede (f_g)	60 Hz
Potência nominal	5 kVA
Frequência de chaveamento (f_s)	10 kHz
Indutor da microrrede (l_s)	6,9 mH
Resistência da microrrede (r_s)	0,65 Ω
Indutor do filtro LC (l_i)	3,5 mH
Resistência intrínseca do indutor l_i (r_i)	0,12 Ω
Capacitor do filtro LC (C_f)	5 μF
Resistor de amortecimento (r_d)	2,5 Ω
Indutor do *boost* (l_b)	10 mH
Resistência intrínseca do indutor l_b (r_b)	0,158 Ω
Capacitor do barramento CC (C)	4,7 mF
Resistor paralelo do barramento CC (r_p)	700 Ω

5.1.1 Parâmetros do modelo do SAE

O modelo de bateria utilizado nesse trabalho é baseado no proposto em Kim e Qiao (2011) e possui circuito equivalente apresentado na Figura 3.2(b). A tensão de circuito aberto V_{ca} é dada na Tabela 5.1, já os valores dos resistores e capacitores do modelo são calculados da seguinte forma:

$$\begin{cases} r_s(SOC) = b_0 e^{-b_1 SOC} + b_2 b_3 SOC - b_4 SOC^2 + b_5 SOC^3 \\ r_{tr}(SOC) = c_0 \cdot e^{-c_1 SOC} + c_2 \\ C_{tr}(SOC) = d_0 \cdot e^{-d_1 SOC} + d_2 \\ r_{tl}(SOC) = e_0 \cdot e^{-e_1 SOC} + e_2 \\ C_{tl}(SOC) = f_0 \cdot e^{-f_1 SOC} + f_2 \end{cases} . \tag{5.1}$$

Os coeficientes b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, c_0, c_1, c_2, d_0, d_1, d_2, e_0, e_1, e_2, f_0, f_1 e f_2 são apresentados em Kim e Qiao (2011), sendo encontrados por meio de ensaios experimentais e da aplicação da técnica de mínimos quadrados para ajuste de curvas. Os autores realizaram o levantamento dos parâmetros para diferentes tipos de bateria. Os coeficientes utilizados no trabalho são referentes as baterias de Chumbo-Ácido, pois é o tipo de bateria empregado no LEIER/UFRN, cujos valores são apresentados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Parâmetros do modelo da bateria Chumbo-Ácido.

b_0	1,578	c_0	9,079	e_0	2,771
b_1	8,527	c_1	9,079	e_1	9,079
b_2	0,7808	c_2	0,22	e_2	0,218
b_3	-1,887	d_0	-2423	f_0	-1240
b_4	-2,404	d_1	75,14	f_1	9,571
b_5	-0,649	d_2	55	f_2	3100

Como discutido na Seção 3.2, nesse trabalho é considerado que a bateria é sempre capaz de fornecer ou absorver potência, e o valor do SOC é constante em um valor intermediário. Dessa forma, o valor do SOC adotado é de $0,5$. Substituindo os parâmetros da Tabela 5.2 e o SOC na Equação 5.1, os resistores e capacitores do modelo da bateria podem ser calculados, resultando em:

$$\begin{cases} r_s = 0,3794 \\ r_{tr} = 0,2496 \\ C_{tr} = 55 \\ r_{tl} = 0,2476 \\ C_{tl} = 3089,6 \end{cases} . \tag{5.2}$$

5.2 Dimensionamento do Sistema de Controle

O dimensionamento do sistema de controle é realizado com base nos modelos obtidos no Capítulo 3 e nos critérios de projeto descritos no Capítulo 4. O valor da inércia,

parâmetros de partida, controle por decaimento e ganhos dos controladores PIs aplicados nas malhas do sistema são especificados.

5.2.1 Inércia Virtual

A inércia virtual, emulada por meio da técnica de atraso de transporte, implementada pelo bloco e^{-Ls}, é dimensionada a partir da resposta transitória de um gerador síncrono convencional com potência nominal de 5 kVA. Para o cálculo da constante de inércia são utilizados os dados da máquina síncrona de polos salientes, presente no LEIER/UFRN e apresentados em Ribeiro et al. (2015b), os quais são mostrados na tabela a seguir:

Tabela 5.3: Parâmetros da Máquina Síncrona.

Parâmetros	Valor
Momento de Inércia (J)	$0,09\ kg \cdot m^2$
Velocidade Síncrona do Rotor (Ω)	600 rpm
Potência Nominal (S_B)	5 kVA

A partir dos dados da Tabela 5.3, convertendo a velocidade síncrona para rad/s e aplicando a Equação 4.6, a energia cinética do rotor é obtida da seguinte forma:

$$W_K = \frac{1}{2}0,09\left(600 \cdot \frac{\pi}{30}\right)^2 \rightarrow W_K = 177,65J. \tag{5.3}$$

Utilizando os valores de energia cinética e da potência nominal, a constante de inércia da máquina síncrona pode ser determinada pela Equação 4.7, resultando na seguinte expressão:

$$T_{J_{GSR}} = \frac{2 \cdot 177,65}{5000} \rightarrow T_{J_{GSR}} = 0,071. \tag{5.4}$$

Portanto, a constante de inércia da máquina síncrona convencional é $0,071$ s. Com base nesse tempo, alguns testes foram realizados com diferentes atrasos de transporte em torno desse valor, avaliando o desempenho dinâmico da resposta de potência ativa, além da atuação da inércia virtual no desvio de frequência ao conectar uma carga RL ($R = 10\Omega$ e $L = 1$mH) no PAC. Os resultados desses testes são apresentados na tabela a seguir:

Tabela 5.4: Análise da inércia virtual para diferentes atrasos de transporte.

Atraso (ms)	**Desempenho Dinâmico**		**Desvio de Frequência**	
	Sobressinal	**Tss (s)**	**Carga PAC**	**Δf**
0	7,30%	1,0616	10 + j0,377 Ω	0,442098
40	5,32%	1,3311	10 + j0,377 Ω	0,374987
50	4,72%	1,3851	10 + j0,377 Ω	0,376393
60	3,74%	1,4887	10 + j0,377 Ω	0,373795
70	2,52%	1,5218	10 + j0,377 Ω	0,376309

Analisando a Tabela 5.4 é possível perceber uma relação de compromisso entre o aumento do valor do atraso e o desempenho dinâmico do controle de potência. A medida que o atraso aumenta, o sobressinal máximo é reduzido, entretanto o tempo de estabilização é prolongado, como apresentado na Figura 5.1.

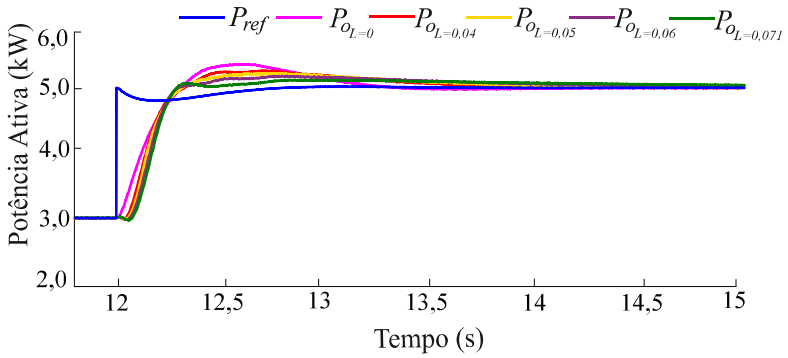


Figura 5.1: Resposta ao degrau de potência ativa com diferentes valores de inércia virtual.

Do ponto de vista de desvio de frequência, é constatado que a introdução do atraso de transporte reduz a variação de frequência, porém a alteração do valor desse atraso não resultou em mudanças significativas no valor do desvio.

Considerando tanto o desempenho dinâmico do controle de potência, como a oscilação da frequência durante um distúrbio no PAC, o valor de atraso utilizado nesse trabalho é de 50 ms, logo o coeficiente $L = 0,05$. A implementação do atraso desenvolvida em simulação é realizada por meio das aproximações de padé de segunda ordem (GOLUB; LOAN, 1989).

5.2.2 Parâmetros da Partida Controlada

A estratégia de partida controlada proposta nesse trabalho é dimensionada em função de dois parâmetros. O primeiro parâmetro é T_p, que é o tempo necessário para que o SRF-PLL entre em regime permanente. O segundo parâmetro de diz respeito ao ângulo máximo θ_{max}, que é o limite superior do intervalo angular, dimensionado para assegurar que no momento da conexão do SGD com a rede, o ângulo do vetor tensão do PAC esteja próximo de 0°.

O SRF-PLL utilizado nesse trabalho é projetado com um tempo de estabilização de $0,06$ s, portanto T_p pode ser calculado pela seguinte expressão:

$$T_p > T_{ss_{PLL}} \rightarrow T_p > 0,06s. \tag{5.5}$$

Com o objetivo de garantir a partida suave, nesse trabalho é adotado o valor de T_p de 1 s para que não só o SRF-PLL entre em regime permanente, mas também o controle do barramento CC.

O valor de θ_p é calculado com base na frequência angular da rede ω_g e no período de amostragem T_s, empregado na implementação do sistema de controle em tempo discreto. Nesse trabalho, o T_s utilizado é de 100μs e o ω_g pode ser calculado em função da frequência f_g da Tabela 5.1. Dessa forma, θ_p pode ser obtido pela seguinte expressão :

$$\theta_p > T_s 2\pi f_g, \tag{5.6}$$

substituindo os valores de projeto,

$$\theta_p > 0,0377rad. \tag{5.7}$$

Nesse trabalho, o θ_p escolhido foi $0,05$ rad. Dessa forma é garantido que a partida do GSV só é realizada após o regime permanente do SRF-PLL. Alcançado o regime, a utilização do ângulo θ_p garante que a partida só é realizada após o primeiro período de chaveamento depois que o tempo Tp é alcançado.

5.2.3 Controle por Decaimento

O dimensionamento dos coeficientes de decaimento de potência ativa D_p e reativa D_q é realizado com base nos desvios máximos de frequência e tensão, definidos na norma EN50438 (2013). Dessa forma, utilizando as Equações 4.3 e 4.4 e substituindo os valores

da Tabela 5.1, têm-se que:

$$D_p = \frac{S_n}{(2\pi f_n) \times 0,02} = \frac{5000}{2\pi 60 \times 0,02} = 663,1456 \frac{W \cdot s}{rad}, \tag{5.8}$$

e

$$D_q = \frac{S_n}{(\sqrt{2}V_n) \times 0,1} = \frac{5000}{127\sqrt{2} \times 0,1} = 278,3885A. \tag{5.9}$$

5.2.4 Controlador de Corrente do VSI

Com base no modelo descrito no Capítulo 3 (Equação 3.23), e utilizando os parâmetros do sistema especificados na Tabela 5.1, a função de transferência $G_i(s)$ é dada por:

$$G_i(s) = \frac{285,7143}{s + 34,2857}. \tag{5.10}$$

A partir da função de transferência $G_i(s)$, o projeto do controlador de corrente pode ser realizado, de acordo com os critérios de desempenho desejados. Como apresentado no Capítulo 4, os parâmetros dos controladores PI utilizados na malha de corrente são calculados em função do coeficiente de amortecimento ξ_i e da banda passante ω_{n_i}, especificados para o controle de corrente em malha fechada. O coeficiente ξ_i é escolhido para atender o critério de sobressinal máximo (Mp_{max}), analisando a resposta ao degrau do sistema. Nesse trabalho, o Mp_{max} adotado é de 5%. Dessa forma, utilizando a Equação 4.17, o valor de ξ_i obtido é de $0,707$.

Para a escolha do valor de ω_{n_i} considerou-se o polo da planta de corrente em malha aberta. Como especificado na Equação 5.10, $G_i(s)$ possui um polo localizado em $-34,2857$. Esse polo determina o tempo de estabilização da planta, como apresentado na expressão abaixo:

$$T_{ss_i} = \frac{4}{|p_i|} = \frac{4}{34,2857} = 0,1166s, \tag{5.11}$$

em que T_{ss_i} é o tempo de estabilização da planta $G_i(s)$ em malha aberta e p_i é o polo da planta $G_i(s)$.

Nesse trabalho, o controlador de corrente é projetado para que o tempo de estabilização em malha fechada do controle de corrente $T_{ss_{MF_i}}$ seja, no mínimo, 10 vezes mais rápido do que em malha aberta. Portanto, a seguinte expressão é obtida:

$$T_{ss_{MF_i}} \leq \frac{T_{ss_i}}{10}, \tag{5.12}$$

em que $T_{ss_{MF_i}}$ é dado por:

$$T_{ss_{MF_i}} = \frac{4}{\xi_i \omega_{n_i}}. \tag{5.13}$$

Substituindo as Equações 5.11 e 5.13 na Equação 5.12, obtém-se que:

$$\frac{4}{\xi_i \omega_{n_i}} \leq \frac{0,1166}{10}. \tag{5.14}$$

Substituindo o valor de ξ_i e isolando ω_{n_i} na Equação 5.14, a seguinte expressão é obtida:

$$\omega_{n_i} \geq \frac{40}{0,707 \times 0,1166} \rightarrow \omega_{n_i} \geq 485,22 rad/s. \tag{5.15}$$

Com base na Equação 5.15, o valor adotado para ω_{n_i} nesse trabalho é de $500 rad/s$.

Com os valores de ξ_i e ω_{n_i} especificados, os ganhos dos controladores de corrente podem ser calculados, de acordo com as Equações 4.22 e 4.25, resultando nos seguintes valores:

$$k_{ii} = 875 \tag{5.16}$$

e

$$k_{pi} = 2,3045. \tag{5.17}$$

5.2.5 Controlador de Tensão do PAC

A partir do modelo descrito na Equação 3.34 e substituindo os valores da Tabela 5.1, a função de transferência da planta de tensão $G_v(s)$ pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$G_v(s) = \frac{2,5(s+80000)}{s}. \tag{5.18}$$

Para que sistema de controle em cascata funcione de maneira adequada, a malha de tensão precisa possuir dinâmica mais lenta do que a malha de corrente. Com base nisso, o critério utilizado para o tempo de estabilização na malha de controle de tensão é de, no mínimo, 4 vezes mais lento do que a malha mais interna. Dessa forma, tem-se que:

$$T_{ss_{MF_v}} \geq 4 \cdot T_{ss_{MF_i}}, \tag{5.19}$$

em que $T_{ss_{MF_v}}$ é o tempo de estabilização de malha fechada do controle de tensão do PAC. Substituindo o valor de $T_{ss_{MF_i}}$, obtém-se:

$$T_{ss_{MF_v}} \geq 4 \cdot \frac{4}{0,707 \cdot 500} \rightarrow T_{ss_{MF_v}} \geq 0,04526 s. \tag{5.20}$$

O projeto de controle da tensão do PAC realizado nesse trabalho (Seção 4.5.2) é desenvolvido para que tal malha possua comportamento similar a um sistema de primeira ordem, de forma que um dos polos de malha fechada seja dominante (mais próximo da origem), enquanto o outro possua valor absoluto elevado, para que sua dinâmica não tenha forte influência na malha de controle em questão. Com base nisso, o tempo de estabilização da malha de tensão do PAC pode ser calculado em função do polo dominante p_q, como visto na Equação 4.27. Substituindo essa expressão na Equação 5.20, tem-se que:

$$\frac{4}{|p_q|} \geq 0,04526 \rightarrow |p_q| \leq \frac{4}{0,04526} \rightarrow |p_q| \leq 88,378. \tag{5.21}$$

Com base na Equação 5.21, o valor de $|p_q|$ adotado nesse trabalho é de 80.

Com o valor de $|p_q|$ determinado, é possível calcular os ganhos do controlador. De acordo com a condição de fase do método LGR, o zero do controlador PI pode ser posicionado em qualquer ponto do eixo real entre o polo p_q e a origem (Equação 4.32). Portanto, a posição do zero do PI escolhida nesse trabalho é $-79,4$. Logo,

$$\frac{k_{iv}}{k_{pv}} = 79,4. \tag{5.22}$$

Utilizando as Equações 4.34 e 5.22, os ganhos do controlador PI da malha de tensão do PAC são dados por:

$$k_{pv} = 0,0534 \tag{5.23}$$

e

$$k_{iv} = 4,2389. \tag{5.24}$$

Para avaliar o comportamento dinâmico da malha de controle da tensão do PAC, os polos de malha fechada foram calculados, com o objetivo de realizar uma análise quantitativa do distanciamento entre esses polos. Utilizando o controlador projetado e a função de transferência da planta (Equação 5.18), a função de transferência de malha fechada pode ser dada por:

$$G_{v_{MF}}(s) = \frac{2,5(s+80000)0,0534(s+79,4)}{1,1335s^2 + 10690,6s + 847992}, \tag{5.25}$$

calculando o polos de $G_{v_{MF}}(s)$, obtêm-se:

$$\begin{aligned} p_1 &= -80 \\ p_2 &= -9351,23. \end{aligned} \tag{5.26}$$

A partir da análise dos polos de malha de fechada de $G_{v_{MF}}(s)$, é possível perceber que o polo p_2 possui valor absoluto mais 100 vezes maior do que o polo p_1. Portanto, pode-se concluir que p_2 não tem influência significativa na reposta dinâmica da malha de controle de tensão do PAC.

5.2.6 Controlador de Corrente do *Boost*

Com base no modelo da planta descrito na Equação 3.124 e substituindo os valores da Tabela 5.1, a função de transferência $G_{i_{SAE}}(s)$ é dada por:

$$G_{i_{SAE}}(s) = \frac{100}{s+15,8}. \tag{5.27}$$

Seguindo a mesma metodologia empregada no controle de corrente do VSI, o projeto do controlador de corrente do *boost* é realizado com base nos parâmetros da planta $G_{i_{SAE}}(s)$ e de desempenho requeridos em malha fechada. O coeficiente de amortecimento ξ_b é escolhido para atender o critério do sobressinal máximo de 5%, portanto o valor de ξ_b adotado é de $0,707$. O valor da banda passante ω_{n_b} é calculado a partir do tempo de estabilização da planta em malha aberta. Como apresentado na Equação 5.27, $G_{i_{SAE}}(s)$ possui um polo em $-15,8$. Esse polo define o tempo de estabilização da planta, de acordo com a seguinte expressão:

$$T_{ss_{i_{SAE}}} = \frac{4}{|p_{i_{SAE}}|} = \frac{4}{15,8} = 0,2531s, \tag{5.28}$$

em que $T_{ss_{i_{SAE}}}$ é o tempo de estabilização da planta $G_{i_{SAE}}(s)$ em malha aberta e $p_{i_{SAE}}$ é o polo da planta $G_{i_{SAE}}(s)$.

O controlador de corrente do *boost* é projetado para que o tempo de estabilização em malha fechada $T_{ss_{MF_{i_{SAE}}}}$ seja, no mínimo, 10 vezes mais rápido do que em malha aberta. Portanto, a seguinte expressão é obtida:

$$T_{ss_{MF_{i_{SAE}}}} \leq \frac{T_{ss_{i_{SAE}}}}{10}, \tag{5.29}$$

em que $T_{ss_{MF_{i_{SAE}}}}$ é dado por:

$$T_{ss_{MF_{i_{SAE}}}} = \frac{4}{\xi_b \omega_{n_b}}. \tag{5.30}$$

Substituindo as Equações 5.28 e 5.30 na Equação 5.29, obtém-se que:

$$\frac{4}{\xi_b \omega_{n_b}} \leq \frac{0,2531}{10}. \tag{5.31}$$

Substituindo o valor de ξ_b e isolando ω_{n_b} na Equação 5.14, a seguinte expressão é obtida:

$$\omega_{n_b} \geq \frac{40}{0,707 \times 0,2531} \rightarrow \omega_{n_b} \geq 223,5364 rad/s. \tag{5.32}$$

Com base na Equação 5.32, o valor adotado para ω_{n_b} nesse trabalho é de $250 rad/s$.

Com os valores de ξ_b e ω_{n_b} especificados, os ganhos dos controladores de corrente podem ser calculados, de acordo com as Equações 4.38 e 4.41, resultando nos seguintes valores:

$$k_{ib} = 624,80933 \tag{5.33}$$

e

$$k_{pb} = 3,37699. \tag{5.34}$$

5.2.7 Controlador de Tensão do Barramento CC

A função de transferência da planta utilizada para o controle da tensão do barramento CC (Equação 3.120) é escrita em função do ciclo de trabalho em regime permanente (D) do conversor *boost*. A relação entrada/saída em regime permanente do *boost* é dada pela seguinte expressão:

$$\frac{V_{cc}}{V_{bat}} = \frac{1}{1-D}. \tag{5.35}$$

Considerando que a tensão de saída da bateria V_{bat} é aproximadamente a tensão de circuito aberto da mesma V_{ca} e utilizando os valores da Tabela 5.1, o valor de D é dado por:

$$\frac{450}{150} = \frac{1}{1-D} \rightarrow D = 0,666. \tag{5.36}$$

A partir do modelo desenvolvido na Equação 3.120, substituindo o valor de D calculado na Equação 5.36 e os parâmetros da Tabela 5.1, a função de transferência da planta de tensão $G_{v_{bar}}(s)$ pode ser obtida pela seguinte expressão:

$$G_{v_{bar}}(s) = \frac{70,922}{s+0,304}. \tag{5.37}$$

Para que sistema de controle em cascata funcione de maneira adequada, a malha de tensão do barramento CC precisa possuir dinâmica mais lenta do que a malha de corrente de *boost*. Dessa forma, o critério utilizado para o tempo de estabilização na malha de controle de tensão é de, no mínimo, 5 vezes mais lento do que a malha mais interna. Logo, tem-se que:

$$T_{ss_{MF_{v_{bar}}}} \geq 5 \cdot T_{ss_{MF_{i_{SAE}}}}, \tag{5.38}$$

em que $T_{ss_{MF_{v_{bar}}}}$ é o tempo de estabilização de malha fechada do controle de tensão do barramento CC. Substituindo o valor de $T_{ss_{MF_{i_{SAE}}}}$, obtém-se:

$$T_{ss_{MF_{v_{bar}}}} \geq 5 \cdot \frac{4}{0,707 \cdot 250} \rightarrow T_{ss_{MF_{v_{bar}}}} \geq 0,113154s. \tag{5.39}$$

O projeto do controlador de tensão do barramento CC é realizado utilizando os parâmetros de desempenho ξ_{bar} e $\omega_{n_{bar}}$. Para o valor do coeficiente de amortecimento ξ_{bar}, novamente é considerado o critério de sobressinal máximo de 5%, resultando em um ξ_{bar} de $0,707$. Já para o valor da banda passante $\omega_{n_{bar}}$, considera-se a condição do tempo de estabilização descrita na Equação 5.39, que resulta na seguinte expressão:

$$\frac{4}{\xi_{bar}\omega_{n_{bar}}} \geq 0,113154, \tag{5.40}$$

substituindo o valor de ξ_{bar} e isolando $\omega_{n_{bar}}$, obtém-se:

$$\omega_{n_{bar}} \leq \frac{4}{0,707 \cdot 0,113154} \rightarrow \omega_{n_{bar}} \leq 50rad/s. \tag{5.41}$$

Com base na Equação 5.41, o valor de $\omega_{n_{bar}}$ utilizado nesse trabalho é de $50rad/s$.

A partir dos parâmetros de desempenho ξ_{bar} e $\omega_{n_{bar}}$ os ganhos do controlador podem ser calculados por meio das Equações 4.45 e 4.48, que resultam em:

$$k_{p_{bar}} = 0,992583 \tag{5.42}$$

e

$$k_{i_{bar}} = 35,23393. \tag{5.43}$$

5.2.8 Controlador de Potência Ativa

O projeto do controlador de potência ativa é baseado no método de resposta em frequência. O cálculo dos ganhos é realizado em função dos parâmetros da planta, da inércia virtual e das especificações de desempenho desejadas (Margem de Fase MF_{Pd} e frequência de cruzamento de ganho ω_{pg}). A partir da Equação 3.97 e utilizando os valores da Tabela 5.1, a função de transferência da planta de potência ativa obtida é dada por:

$$G_P(s) = \frac{-557,6s^2 - 1,05 \cdot 10^5 s + 2,837 \cdot 10^9}{s^2 + 188,4s + 1,51 \cdot 10^5}. \tag{5.44}$$

A malha de controle de potência ativa inclui o atraso de transporte e um integrador,

dessa forma a função de transferência $G'_P(s)$ utilizada para o projeto do controlador, é descrita na seguinte expressão:

$$G'_P(s) = \frac{-557,6s^2 - 1,05 \cdot 10^5 s + 2,837 \cdot 10^9}{s(s^2 + 188,4s + 1,51 \cdot 10^5)} e^{-0,4s} \tag{5.45}$$

O integrador é utilizado pois o controlador de potência ativa gera a frequência de referência ω^*, sendo necessária a utilização de um integrador para obter o ângulo de referência δ^*.

Na Figura 5.2 é apresentado o diagrama de bode de $G'_P(s)$. O gráfico de fase tem o comportamento decrescente devido ao atraso de transporte, que contribui negativamente para fase do sistema, de forma proporcional ao aumento da frequência.

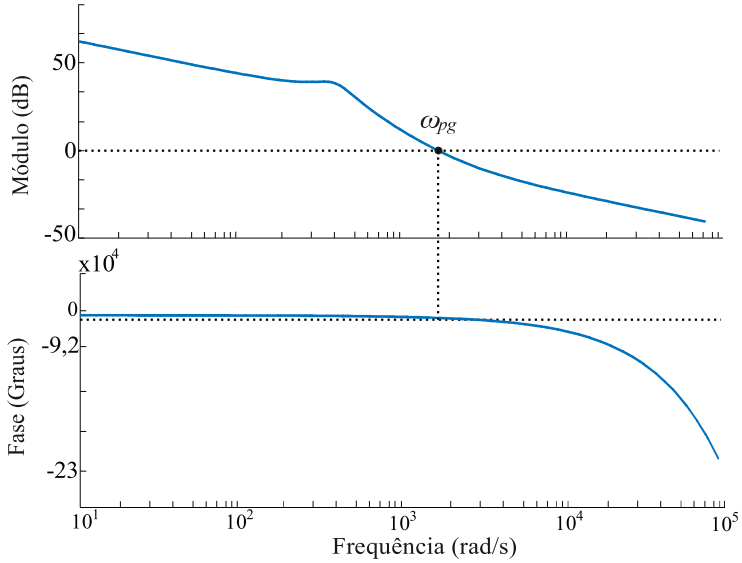


Figura 5.2: Diagrama de bode de $G'_P(s)$.

Por meio da aproximação do gráfico da Figura 5.2 em torno da frequência de cruzamento de ganho ω_{pg}, a Figura 5.3 é obtida. A partir da análise da Figura 5.3, é observado que a frequência de cruzamento de ganho ω_{pg} é 1666 rad/s e a margem de fase MF_P é $-171°$. A malha de potência é a mais externa do controle em cascata, portanto é necessário que a mesma possua dinâmica mais lenta que a malha de tensão e de corrente. Dessa forma, o critério utilizado para dimensionar o controlador PI de potência ativa é que ω_{pg} seja 6 rad/s. A margem de fase desejada MF_{Pd} para essa malha de controle é de 60° para garantir a estabilidade e uma resposta transitória mais rápida, tendo em vista que esse valor equivale a, aproximadamente, um coeficiente de amortecimento de $0,6$ em malha fechada, que corresponde a um sobressinal de $9,5\%$.

Utilizando os valores de ω_{pg} e de MF_{Pd} determinados e substituindo nas Equações

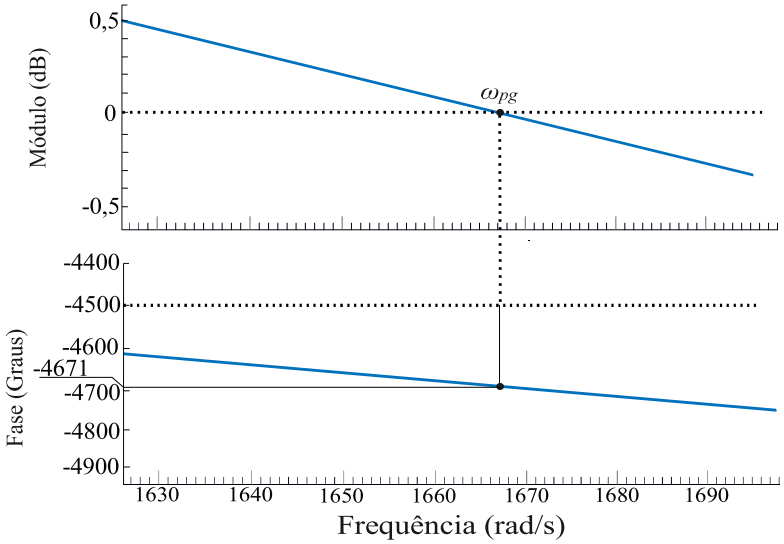


Figura 5.3: Diagrama de bode de $G'_P(s)$ com aproximação em torno da frequência de cruzamento de ganho.

4.65 e 4.67, tem-se que:

$$k_{pp} = 0,00031192 \tag{5.46}$$

e

$$k_{ip} = 0,00041043. \tag{5.47}$$

O diagrama de bode do sistema em malha aberta ($G_{Pma}(s)$), considerando o controlador projetado, é ilustrado na Figura 5.4.

Por meio da aproximação da Figura 5.4 em torno da nova frequência de cruzamento de ganho ω_{pg}, a Figura 5.5 é obtida. A partir da análise Figura 5.5 é observado que ω_{pg} foi deslocada para 6 rad/s e a margem de fase MF_{Pd} possui o valor de 60°.

5.2.9 Controlador de Potência Reativa

O projeto do controlador de potência reativa também utiliza o método de resposta em frequência. A partir do modelo da planta descrito na Equação 3.113, substituindo os valores da Tabela 5.1, a seguinte função de transferência é obtida:

$$G_Q(s) = \frac{2,953s^2 + 556,4s + 1,592 \cdot 10^7}{s^2 + 188,4s + 1,51 \cdot 10^5}. \tag{5.48}$$

A malha de potência reativa inclui o atraso de transporte, dessa forma a função de transferência $G'_Q(s)$ utilizada para o projeto do sistema de controle é dada pela seguinte

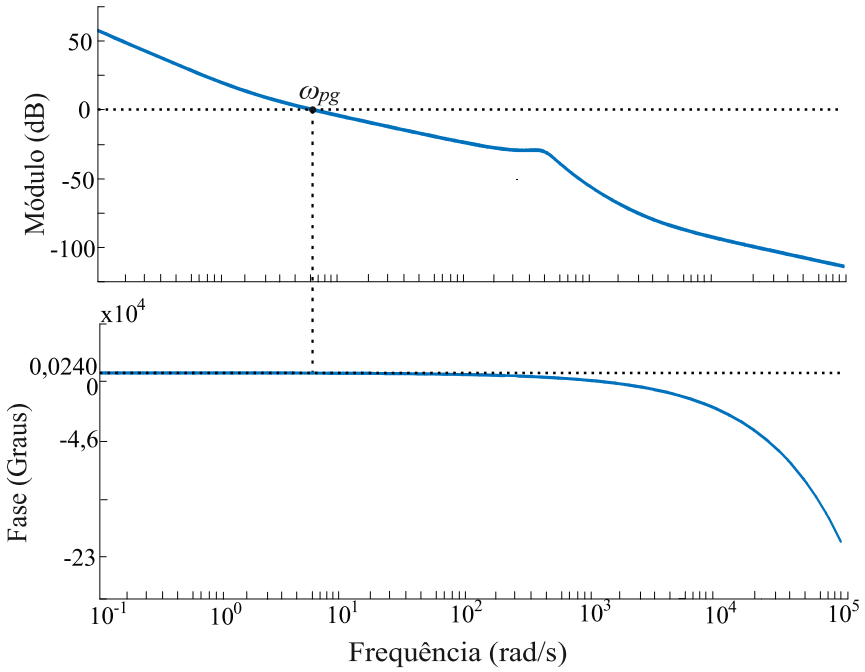


Figura 5.4: Diagrama de bode de $G_{Pma}(s)$.

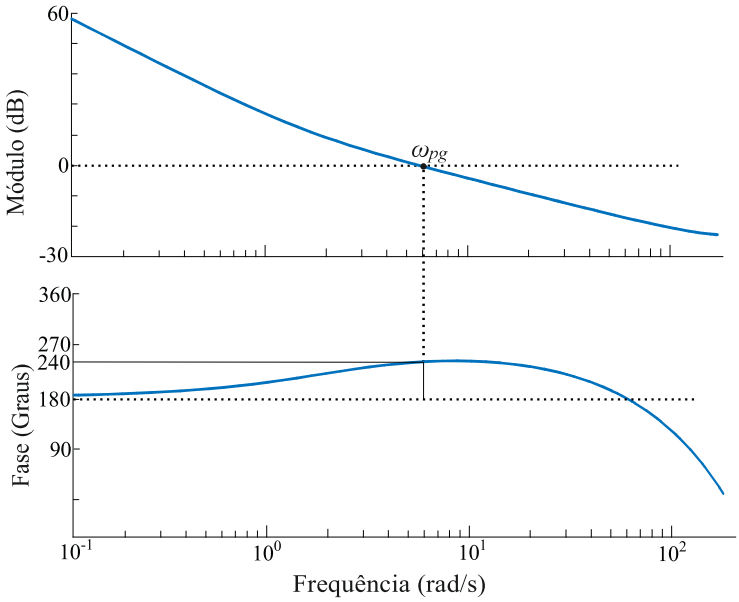


Figura 5.5: Diagrama de bode de $G_{Pma}(s)$ com aproximação em torno da frequência de cruzamento de ganho.

expressão:

$$G'_Q(s) = \frac{2,953s^2 + 556,4s + 1,592 \cdot 10^7}{s^2 + 188,4s + 1,51 \cdot 10^5} e^{-0,04s}. \tag{5.49}$$

O diagrama de bode de $G'_Q(s)$ é exibido na Figura 5.6 e sua aproximação em torno

da frequência de cruzamento de ganho ω_{qg} é ilustrada na Figura 5.7. A partir da análise do diagrama de bode de $G'_Q(s)$, é observado que a frequência de cruzamento de ganho é 2025 rad/s e a margem de fase MF_Q é de $-12°$. Assim como a a malha de potência ativa, a malha de potência reativa é mais externa que a malha de tensão e corrente. Dessa forma é necessário que o controle de reativos possua uma banda passante menor que a banda passante das malhas mais internas. Para isso, o valor de ω_{qg} de projeto é de 3 rad/s. No caso da margem de fase, os critérios utilizados são a melhora da estabilidade e a obtenção de uma resposta dinâmica mais amortecida, visando a redução do sobressinal na resposta temporal. Dessa forma, para aumentar o coeficiente de amortecimento, o valor de MF_{Qd} adotado no projeto é de 90°.

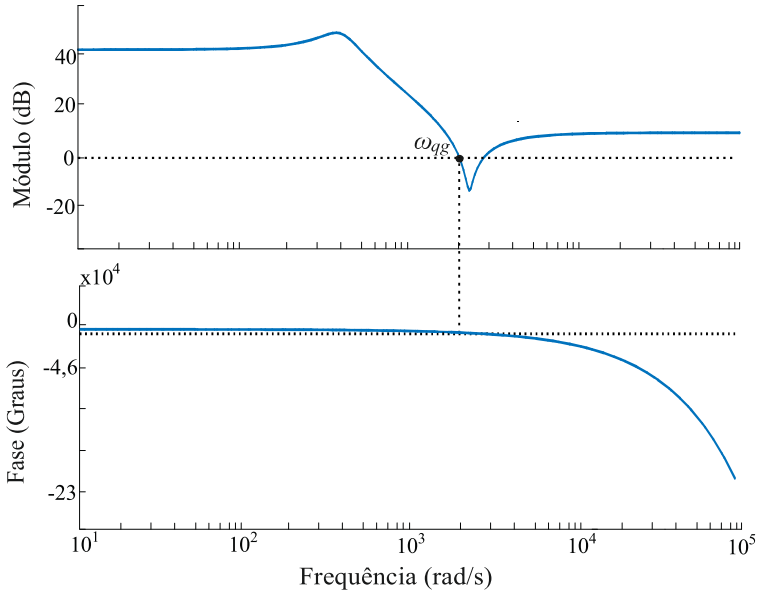


Figura 5.6: Diagrama de bode de $G'_Q(s)$.

Utilizando os valores de projeto de ω_{qg} e MF_{Qd} e substituindo nas Equações 4.81 e 4.83, os seguintes valores para os ganhos do controlador de potência reativa são obtidos:

$$k_{pq} = 0,0015 \tag{5.50}$$

e

$$k_{iq} = 0,0281. \tag{5.51}$$

O diagrama de bode do sistema em malha aberta $G_{Qma}(s)$, considerando o controlador projetado, é apresentado na Figura 5.8. Realizando a aproximação em torno da frequência de cruzamento de ganho ω_{qg}, a Figura 5.9 é obtida. Nesse diagrama, é observado que a frequência de cruzamento de ganho ω_{qg} foi deslocada para 5 rad/s e a margem de fase

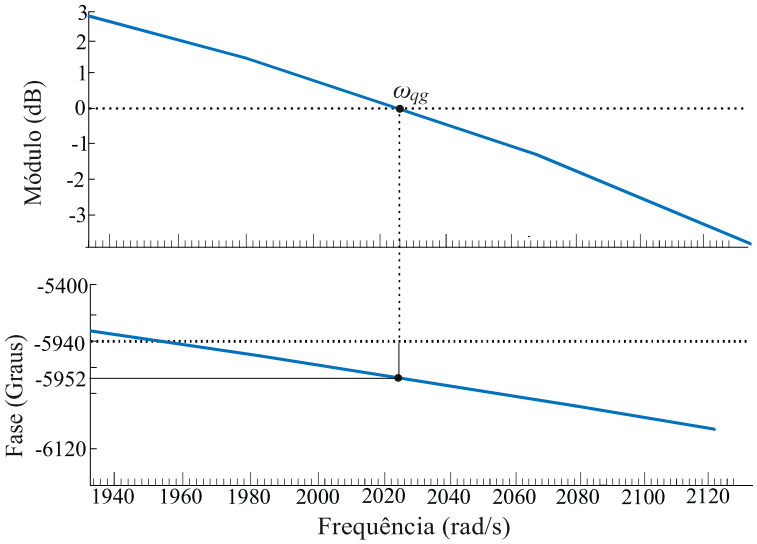


Figura 5.7: Diagrama de bode de $G'_Q(s)$ com aproximação em torno da frequência de cruzamento de ganho.

MF_{Qd} foi alterada para o valor de 90°, conforme os critérios adotados para o projeto. Dessa forma, a resposta temporal da potência reativa é mais amortecida, se comparada a potência ativa.

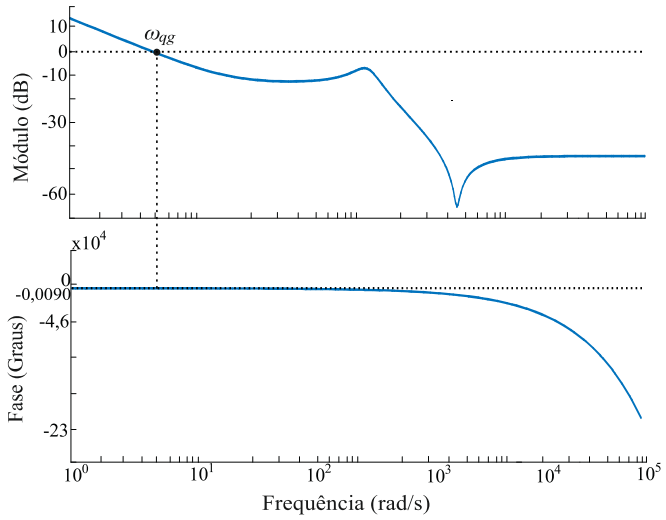


Figura 5.8: Diagrama de bode de $G_{Qma}(s)$.

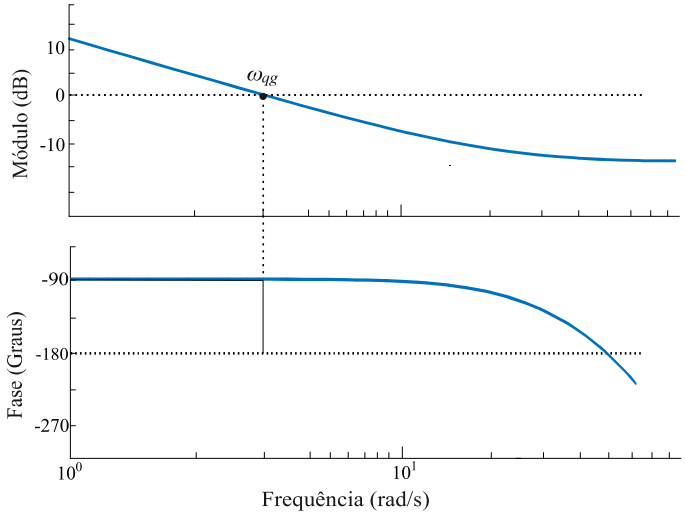


Figura 5.9: Diagrama de bode de $G_{Qma}(s)$ com aproximação em torno da frequência de cruzamento de ganho.

5.3 Análise dos Resultados

A análise dos resultados da estratégia de controle proposta foi divida em quatro etapas. Na primeira, é avaliado o método de partida do GSV, comparando a partida do GSV com e sem a implementação da técnica de partida proposta. Na segunda parte, é examinado o comportamento dinâmico do sistema com alteração das referências de potência ativa e reativa. Na terceira, a é avaliada a inércia virtual na reposta de potência e desvio de frequência. E na quarta, as formas de onda das tensões de saída do GSV e das correntes entregues à rede são analisadas em regime permanente.

Na Tabela 5.5 é apresentado um resumo dos parâmetros do sistema de controle utilizados na simulação.

5.3.1 GSV sem esquema de partida

Nas Figuras 5.10(a)-(b) são apresentados os gráficos da potência ativa de saída P_o do GSV durante a partida, sem a estratégia desenvolvida. No primeiro caso (Figura 5.10(a)), o controle por decaimento está ativado, no segundo caso (Figura 5.10(b)) o controle por decaimento está desativado. Em ambos os casos é aguardado o tempo de 1 s para a partida ser inicializada. Na situação com controle por decaimento, a potência de referência P_{ref} é composta pela parcela nominal (P_n), definida pelo sistema de controle secundário da microrrede, e pela parcela do controle por decaimento (ΔP_ω). O valor de P_n requerido em regime permanente é de 3 kW, sendo utilizada uma rampa de partida com inclinação de 1000 W/s. No entanto, quando ocorre a partida, a potência ativa de saída varia brusca-

Tabela 5.5: Resumo dos parâmetros dos controladores.

Parâmetros	Valor
Ganho proporcional corrente do VSI (k_{pi})	2,3045
Ganho integral corrente do VSI (k_{ii})	875
Ganho proporcional tensão do PAC (k_{pv})	0,0534
Ganho integral tensão do PAC(k_{iv})	4,2389
Ganho proporcional potência ativa (k_{pp})	0,00031192
Ganho integral potência ativa (k_{ip})	0,00041043
Ganho proporcional potência reativa (k_{pq})	0,0015
Ganho integral potência reativa (k_{iq})	0,0281
Ganho proporcional corrente do *boost* (k_{pb})	3,37699
Ganho integral corrente do *boost* (k_{ib})	624,80933
Ganho proporcional tensão do barramento CC ($k_{p_{bar}}$)	0,992583
Ganho integral tensão do barramento CC ($k_{i_{bar}}$)	35,23393
Coeficiente de decaimento potência ativa (D_p)	663,1456
Coeficiente de decaimento potência reativa (k_q)	278,3885
Inércia Virtual (L)	0,05

mente, chegando a valores bem maiores do que o valor de referência. Esse transitório é decorrente da diferença angular e de amplitude entre os vetores tensão da microrrede e do GSV durante a partida. A análise do gráfico da Figura 5.10(a) comprova a necessidade de uma estratégia específica para a partida do GSV, tendo em vista que a potência P_o atinge valores muito elevados e não chega a estabilizar. Na curva da potência de referência P_{ref}, é possível observar que o comportamento de rampa não é conseguido. Essa característica deve-se a forte ação do controle por decaimento ΔP_ω, que promove variações no sinal de referência visando compensar as diferenças angulares na partida. Já na Figura 5.10(b) é possível observar que a potência ativa de saída chega a valores muito elevados, porém estabiliza no valor de 3 kW. A potência de referência P_{ref} é composta apenas por P_n, então o comportamento de rampa é alcançado.

5.3.2 GSV com esquema de partida

Na Figura 5.11 é ilustrado o gráfico de potência ativa de saída P_o do GSV com o método de partida proposto. Nesse cenário, a potência de referência P_{ref} tem a mesma composição da potência utilizada na seção 5.3.1, em que P_n parte em rampa com inclinação de 1000 W/s até o valor de 3 kW, porém com a utilização do método de partida,

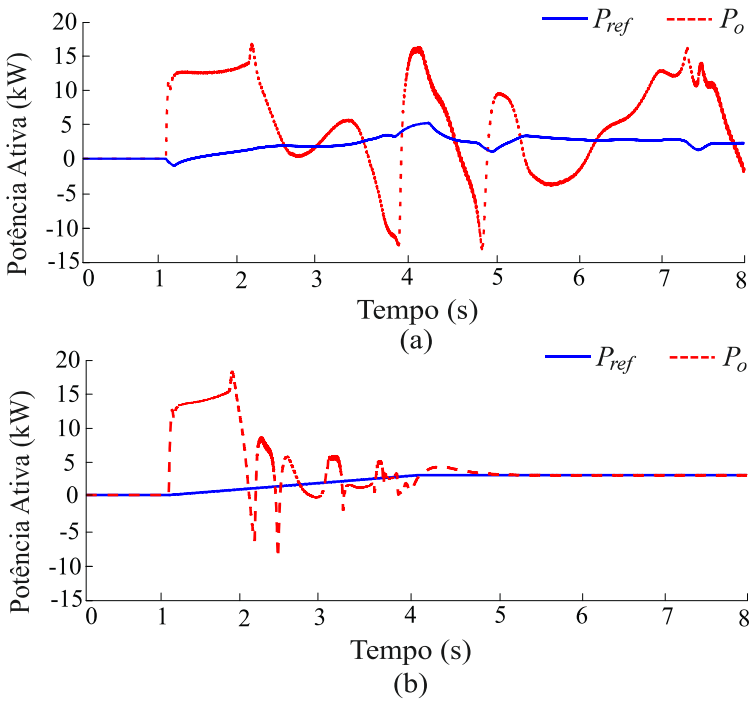


Figura 5.10: Potência ativa de saída do GSV sem esquema de partida. (a) Com controle por decaimento. (b) Sem controle por decaimento.

essa rampa só pode iniciar após $1s$. Quando o método é utilizado, a partida do GSV é realizada após o SRF-PLL entrar em regime permanente, em seguida, o sistema monitora o ângulo da tensão da rede, e parte somente quando esse ângulo está próximo de zero. Dessa forma, a potência de saída do GSV possui comportamento suave, apresentando um transitório sem variações bruscas na potência e saída. A curva de P_{ref}, diferente do GSV sem o esquema de partida proposto, apresenta o comportamento da rampa aplicada em P_n, pois a parcela do controle por decaimento não exerce grande influência, tendo em vista que a diferença angular entre os vetores tensão do GSV e da rede é pequena.

5.3.3 Variação de Referência de Potência

Nas Figuras 5.12(a)-(b) são apresentados os gráficos de potência ativa e reativa durante a partida. Também é apresentada a dinâmica das potências ativa e reativa a partir da variação de P_n e Q_n em degrau. Primeiramente, o GSV parte fornecendo apenas a potência ativa de $P_o = 3$ kW após a imposição da rampa em P_n, enquanto a reativa é zero. Em $t = 12$ s, uma variação na referência da potência ativa de $\Delta P = 2$ kW é imposta pelo sistema de controle, que atua levando a saída do GSV para a referência com um sobressinal de $4,7\%$. Em $t = 16$ s, o GSV passa a fornecer reativos, por meio da variação

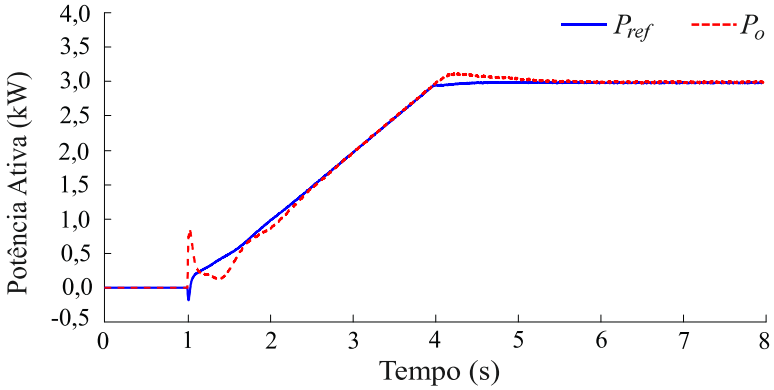


Figura 5.11: Potência ativa de saída na partida do GSV com esquema de partida proposto.

$\Delta Q = 2$ kVar na referência da potência reativa adicionada pelo sistema de controle, que novamente atua levando saída Q_o para referência, dessa vez sem apresentar sobressinal. Na Figura 5.12(b) é possível observar uma oscilação na potência reativa no momento da partida ($t = 1s$), mesmo com $Q_n = 0kVar$. Essa oscilação ocorre devido a ação do controle por decaimento de potência reativa, que na partida adiciona uma parcela ΔQ_v em Q_{ref}, visando compensar a diferença na amplitude da tensão do PAC e do GSV. Além disso, é possível verificar o acoplamento P/Q, de forma que a imposição de uma variação de potência ativa no formato de um degrau ($t = 12s$), gera uma oscilação de potência reativa de 182 Var. Esse acoplamento ocorre devido ao perfil de impedância da microrrede, que mesmo sendo predominantemente indutivo, possui uma parcela resistiva. Na Figura 5.12(a) é possível verificar uma oscilação de potência ativa de 600 W ($t = 16s$), devido a alteração da potência reativa. Essa oscilação também ocorre devido ao acoplamento P/Q.

5.3.4 Análise da Inércia Virtual

Por meio do zoom dos gráficos da Figura 5.12(a)-(b), as Figuras 5.13 e 5.14 são obtidas, nas quais pode-se verificar o efeito da inserção do atraso de transporte nas saídas de potência ativa e reativa do GSV. O sistema de controle impõe uma variação do tipo degrau em P_{ref} e Q_{ref}, porém a potência de saída é atrasada de aproximadamente, 50ms, reduzindo as varições bruscas de frequência e tensão, respectivamente, emulando assim o efeito da inércia no sistema.

Para analisar a influência da inércia na frequência da rede elétrica, uma carga RL composta por um resistor de 10Ω e um indutor de 1 mH é inserida de forma abrupta no PAC em $t = 7$ s. A forma de onda da frequência da rede é apresentada na Figura 5.15. A partir da análise da Figura 5.15 é possível perceber uma redução de 16% no desvio de frequência causado pela entrada da carga. Entretanto, a inserção do atraso ocasiona em

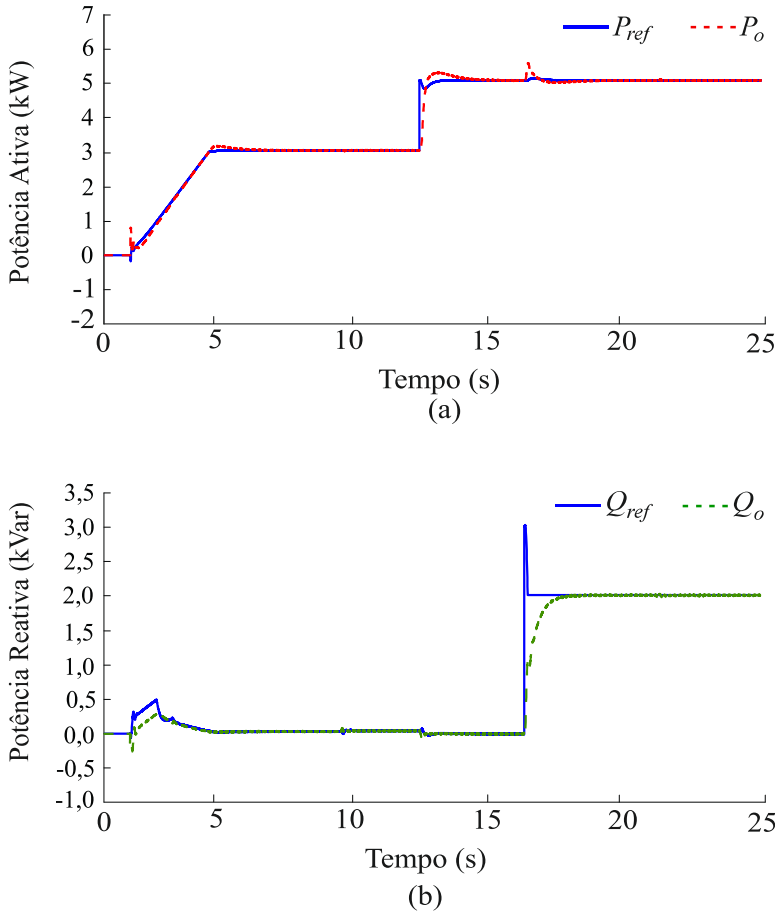


Figura 5.12: Potência de saída do GSV com alteração de referência (a) potência ativa (b) potência Reativa.

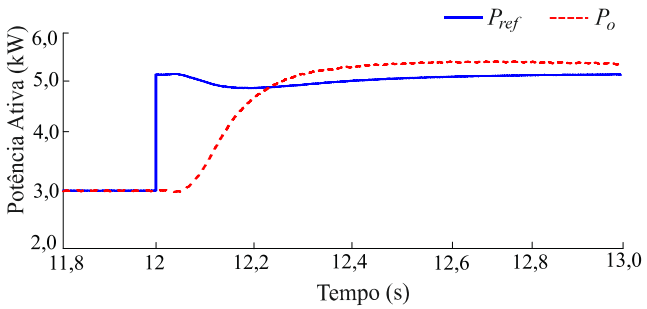


Figura 5.13: Efeito da inércia virtual na potência ativa do GSV.

maiores oscilações na forma de onda da frequência da rede.

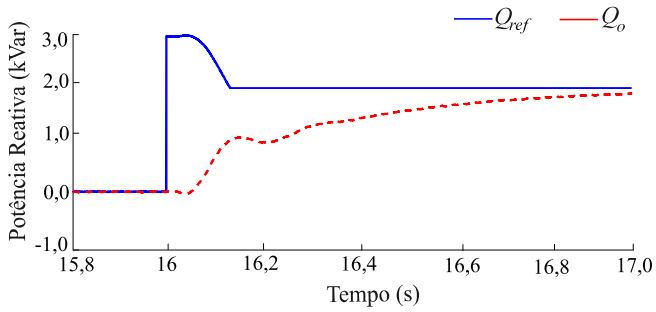


Figura 5.14: Efeito da inércia virtual na potência reativa do GSV.

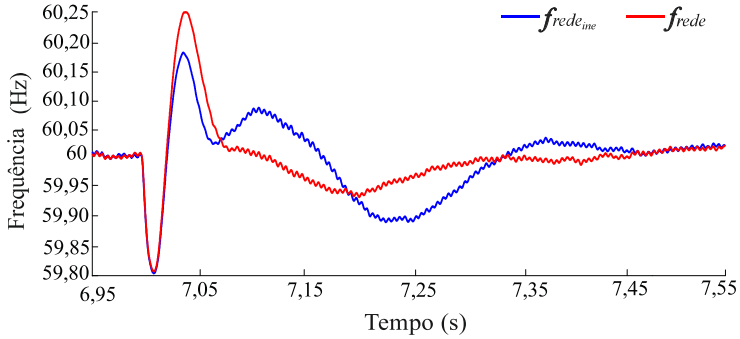


Figura 5.15: Efeito da inércia virtual na oscilação de frequência.

5.3.5 Tensões e Correntes de saída do GSV

Na Figura 5.16(a)-(b) são exibidos os resultados de simulação das curvas das correntes i_{gabc} e das tensões v_{oabc} em regime permanente. No gráfico das tensões são observadas oscilações de alta frequência, que por meio da FFT (do iglês, *Fast Fourier Transform*) da Figura 5.17 é possível analisar que existem componentes em torno de $1,5$ kHz e de 10kHz. A parcela em torno de 10kHz é devido a frequência de chaveamento do VSI, já a de $1,5$ kHz deve-se a harmônicos e inter-harmônicos da frequência da rede que não foram completamente filtrados. Embora apresente componentes espúrias, o valor da distorção harmônica média das três fases da tensão é de $THD_v = 2,05\%$. No caso das correntes fornecidas à microrrede, o resultado apresenta uma resposta com baixa oscilação e $THD_i = 0,66\%$. De acordo com a norma IEEE-1547 (2018), esses valores estão em conformidade com o limite imposto para a interconexão de SGDs com a microrrede.

5.4 Síntese do Capítulo

Nesse capítulo a descrição do sistema simulado é realizada, além da especificação dos parâmetros do sistema. O dimensionamento dos controladores é desenvolvido, utilizando

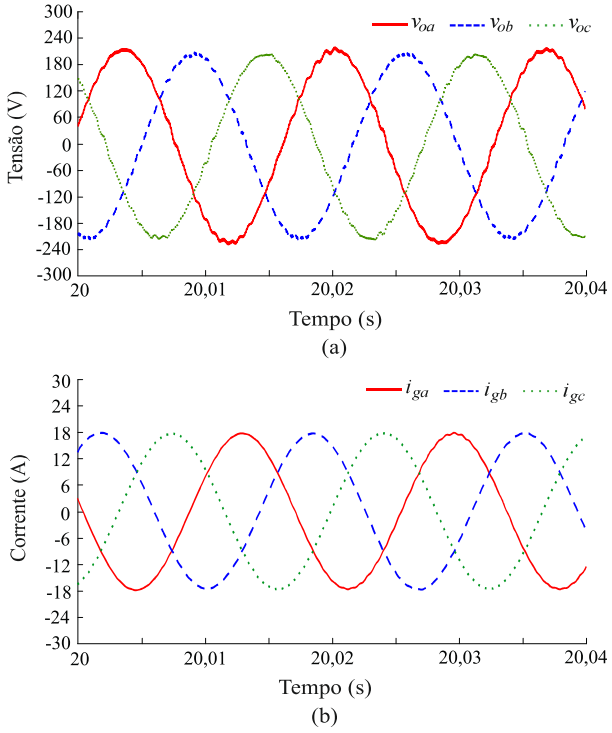


Figura 5.16: Resultados em regime permanente (a) tensão no PAC (b) corrente da rede.

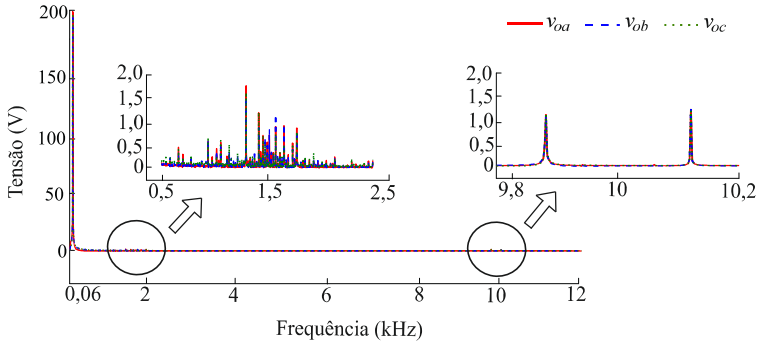


Figura 5.17: FFT das tensões no PAC.

os critérios de projeto especificados. A análise dos resultados é apresentada, avaliando a estratégia durante a partida do sistema, variações na potência de referência, influência da inércia virtual e qualidade das formas de onda das correntes da microrrede e tensões no PAC em regime permanente.

Capítulo 6

Conclusões

6.1 Conclusões Gerais

Nesta dissertação de mestrado é apresentada uma estratégia de controle, segundo o conceito de gerador síncrono virtual, aplicada a um SGD trifásico conectado à uma microrrede CA. Essa estratégia tem como objetivo realizar o controle do fluxo de potência, fornecendo suporte de tensão e frequência à rede elétrica, além de adicionar inércia ao SGD, de forma virtual. O SGD implementado opera no modo tensão e é conectado à microrrede através de um filtro LC. A regulação da tensão do barramento CC é realizada por meio de um SAE, que é conectado via conversor *boost*. As modelagens do VSI interconectado à microrrede, fluxo de potência, barramento CC e conversor *boost* são desenvolvidas. Além disso, a influência da impedância da microrrede no controle do fluxo de potência é apresentada.

O sistema de controle implementado no trabalho é implementado no referencial síncrono, alinhado com o vetor tensão de saída do GSV, que é o mesmo do PAC. A técnica de controle por decaimento é empregada com objetivo de alterar a referência de potência ativa e reativa a partir da variação de frequência e amplitude da tensão da rede elétrica, respectivamente, dando suporte de frequência e tensão à microrrede. A inércia virtual é inserida no SGD por meio de um atraso de transporte na malha de potência, responsável por amortecer variações abruptas de amplitude da tensão e de frequência. A regulação das potências ativa e reativa, das tensões do PAC, das correntes de saída do VSI, da corrente do *boost* e da tensão do barramento CC é realizada por meio de controladores PI, cujos métodos de projeto e critérios de desempenho são discutidos.

Devido as diferenças significativas entre os valores de amplitude e ângulo do vetor tensão do GSV e do PAC na partida, a conexão desse tipo de sistema com a microrrede, geralmente, apresenta transitórios bastante severos. Dessa forma, visando a suavização desse transitório, um método de interconexão do SGD com a microrrede é tratado, apontando uma alternativa para a partida do GSV. O esquema é implementado com base na

estimação do vetor tensão da rede elétrica, por meio de um SRF-PLL, para reduzir a diferença angular entre as tensões do PAC e do GSV.

Os resultados de simulação demonstram a eficácia do método de partida proposto. A partir da implementação da técnica, as oscilações no transitório de partida do GSV são reduzidas, promovendo a estabilização do sistema. O desempenho dinâmico do controle de potência é avaliado por meio de uma variação do tipo degrau imposta na referência de potência ativa e reativa. A resposta obtida é adequada ao projeto dos controladores desenvolvidos, levando a saída para a referência sem grandes oscilações. O método de inércia virtual é avaliada por meio da conexão de uma carga RL no PAC, provocando uma variação de frequência no momento da conexão. O resultado mostra uma redução desse desvio de frequência, comprovando a técnica de atraso de transporte. A qualidade das formas de onda da tensão do PAC e das correntes fornecidas à microrrede é analisada por meio da THD, mostrando a conformidade do sistema em relação a norma IEEE-1547 (2018).

6.2 Trabalhos Futuros

Como continuidade do trabalho realizado nessa dissertação, as seguintes atividades são previstas:

1. Implementação da estratégia proposta em uma bancada experimental;
2. Introdução da inércia virtual utilizando o SAE;
3. Realizar um estudo da partida do GSV comparando com outras técnicas da literatura;
4. Desenvolver um método de partida sem utilizar o SRF-PLL;
5. Avaliar outros tipos de controladores na regulação do fluxo de potência, considerando incertezas paramétricas e acoplamento entre as potências;
6. Considerar o estado de carga do SAE no estudo da microrrede.

Referências Bibliográficas

AELOIZA, E. et al. A real time method to estimate electrolytic capacitor condition in pwm adjustable speed drives and uninterruptible power supplies. In: *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. Recife, Brasil: [s.n.], 2005.

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. 03, n. 2, p. 451–458, June 2015.

ANEEL. *Resolução Normativa Nº 482, de 17 de Abril de 2012*. 2012. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>.

AZMY, A. M.; ERLICH, I. Impact of distributed generation on the stability of electrical power system. In: *IEEE Power Engineering Society General Meeting*. San Francisco,CA: [s.n.], 2005. v. 2, p. 1056–1063.

BECK, H. P.; HESSE, R. Virtual synchronous machine. In: *Proc. 9th Int. Conf. Elect. Power Qual. Util. (EPQU)*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–6.

BEGOVIC, M. et al. Impact of renewable distributed generation on power systems. In: *Proceedings of the 34th Annual Hawaii International Conference on System Sciences*. Maui, HI, USA: [s.n.], 2001.

BIDRAM, A.; DAVOUDI, A. Game-theoretic control of small-scale power systems. *IEEE TRANSACTIONS ON SMART GRID*, v. 3, n. 4, p. 1963–1976, December 2012.

BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, Oct 2006.

BRABANDERE, K. D. et al. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, v. 22, n. 4, p. 1107–1115, July 2007.

CABELLO, R. V. C. Projeto de controladores h-infinito de ordem reduzida e compensação de saturação em estruturas flexíveis. *Tese (Doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Campinas, Brasil*, 2014.

CARDOSO, L. S. Desacoplamento p/q de sistemas de geração distribuída utilizando o conceito de impedância virtual. *Dissertação (Mestrado) - Universidade federal do Rio Grande do Norte, Rio Grande do Norte, Brasil*, 2019.

CARDOSO, L. S. et al. Improvements on power flow control of voltage-source-based grid-supporting converter by using virtual impedance concept. In: *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)*. Gramado, RS, Brazil: [s.n.], 2019.

CASTRUCCI, P. de L.; BITTAR, A.; SALES, R. M. Controle automático. Editora GEN/LTC, v. 1ª edição, 2011.

CHEN, M. et al. Flexible power control of virtual synchronous generators under unbalanced grid voltage conditions. In: *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Cincinnati, OH, USA: [s.n.], 2017.

CHEN, Y. et al. Improving the grid power quality using virtual synchronous machines. In: *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. Malaga, Spain: [s.n.], 2011.

D'ARCO, S.; SUUL, J. A. Equivalence of virtual synchronous machines and frequency-droops for converter-based microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 5, n. 1, p. 394–395, Jan 2014.

DOE, U. *Summary Report: 2012 DOE Microgrid Workshop*. 2012. Disponível em: <https://www.energy.gov/sites/prod/files/2012\%20Microgrid\%20Workshop\%20Report\%2009102012.pdf>.

DRIESEN, J.; VISSCHER, K. Virtual synchronous generator. In: *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. Pittsburgh, PA, USA: [s.n.], 2008.

DU, Y. et al. Modeling, analysis, and design of a frequency-droop-based virtual synchronous generator for microgrid applications. In: *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*. Melbourne, VIC, Australia: [s.n.], 2013.

EN50438. Requirements for micro-generating plants to be connected in parallel with public low-voltage distribution networks. *European Committee for Standards - Electrical*, p. 1–70, 2013.

EPE. *Balanço Energético Nacional 2008*. 2008. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-135/topico-110/Relat\%C3\%B3rio\%20Final\%202008.pdf>.

EPE. *Balanço Energético Nacional 2018*. 2018. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-303/topico-419/BEN2018__Int.pdf>.

FATHI, A.; SHAFIEE, Q.; BEVRANI, H. Robust frequency control of microgrids using an extended virtual synchronous generator. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 33, n. 6, p. 6289–6297, Nov 2018.

GOLUB, G. H.; LOAN, C. F. V. Matrix computations. Johns Hopkins University Press, p. 572–574, 1989.

HU, Y. et al. Fuzzy virtual inertia control for virtual synchronous generator. In: *35th Chinese Control Conference*. Chengdu, China: [s.n.], 2016. p. 8523–8527.

IEEE-1547. Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces. *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, p. 1–138, 2018.

JONGERDEN, M. R.; HAVERKORT, B. R. Which battery model to use? *IET Software*, v. 3, p. 445–457, December 2009.

JOVCIC, D.; LAMONT, L.; XU, L. Vsc transmission model for analytical studies. In: *2003 IEEE Power Engineering Society General Meeting*. Toronto, Ont., Canada: [s.n.], 2003.

JUSTO, J. J. et al. Ac-microgrids versus dc-microgrids with distributed energy resources: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 24, p. 387–405, August 2013.

KABIRI, R.; HOLMES, D. G.; MCGRATH, B. P. Control of active and reactive power ripple to mitigate unbalanced grid voltages. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 2, p. 1660–1668, March-April 2016.

KERDPHOL, T. et al. Robust virtual inertia control of an islanded microgrid considering high penetration of renewable energy. *IEEE Open Access Journal*, v. 6, p. 625–636, Feb 2018.

KIM, T.; QIAO, W. A hybrid battery model capable of capturing dynamic circuit characteristics and nonlinear capacity effects. *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, v. 26, p. 1172–1180, December 2011.

LASSETER, R. Microgrids. In: *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings*. New York, NY, USA, USA: [s.n.], 2002.

LAWRENCE, R.; MIDDLEKAUFF, S. The new guy on the block. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 11, n. 1, p. 54–59, Jan 2005.

LUAN, H. et al. Multiple mode operation and control for vsg interfacing dc distribution system. In: *4th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID)*. Xiamen, China: [s.n.], 2019.

MEEGAHAPOLA, L.; FLYNN, D. Impact on transient and frequency stability for a power system at very high wind penetration. In: *IEEE PES General Meeting*. Providence, RI, USA: [s.n.], 2010.

MEHRIZI-SANI, A.; IRAVANI, R. Potential-function based control of a microgrid in islanded and grid-connected modes. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 25, n. 4, p. 1883–1891, April 2010.

ONS. *Plano de Operação Energética - PEN 2020/2024*. 2020. Disponível em: <http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/ONS_PEN2020_24_final\%20\%286\%29.pdf>.

PAN, L.; ZHANG, C. Phase-locked loop based second order generalized integrator for electric vehicle single-phase charger. *Elsevier Energy Procedia Open Access*, v. 105, p. 4021–4026, May 2017.

RIBEIRO, R. L. A. et al. A robust dc-link voltage control strategy to enhance the performance of shunt active power filters without harmonic detection schemes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, p. 803–813, February 2015.

RIBEIRO, R. L. d. A. et al. A robust dc-link voltage control strategy to enhance the performance of shunt active power filters without harmonic detection schemes. *IEEE Transactions on Industrial Electronic*, v. 62, n. 2, p. 803–813, Feb 2015.

ROCABERT, J. et al. Control of power converters in ac microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, Nov 2012.

ROCHA, T. d. O. A. Contribuições para estrategia de controle aplicada à geração fotovoltaica interconectada à rede elétrica. *Tese (Doutorado) - Universidade federal do Rio Grande do Norte, Rio Grande do Norte, Brasil*, 2015.

SANG, S. et al. Control of a type-iv wind turbine with the capability of robust grid-synchronization and inertial response for weak grid stable operation. *IEEE Open Access Journal*, v. 7, p. 58553–58569, May 2019.

SLOOTWEG, J. G.; KLING, W. L. Impacts of distributed generation on power system transient stability. In: *Power Engineering Society Summer Meeting*. Chicago, IL, USA: [s.n.], 2002.

SONI, N.; DOOLLA, S.; CHANDORKAR, M. C. Improvement of transient response in microgrids using virtual inertia. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 28, n. 3, p. 1830–1838, July 2013.

SOUZA, A. G. de. Estudo do uso de mÉtodos de controle robusto em sistemas espaciais rÍgidos - flexÍveis. *Tese (Doutorado) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE, São José dos Campos, Brasil*, 2017.

SRIVASTAVA, A. K.; KUMAR, A. A.; SCHULZ, N. N. Impact of distributed generations with energy storage devices on the electric grid. *IEEE Systems Journal*, v. 6, n. 1, p. 110–117, March 2012.

SVENSSON, J. Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 148, n. 3, p. 229–235, May 2001.

TANG, W.; LIU, J. A pre-synchronization method for grid-connection based on virtual synchronous generator. In: *6th International Conference on Systems and Informatics (ICSAI)*. Shanghai, China: [s.n.], 2019.

TIMBUS, A. et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronic*, v. 24, n. 3, p. 654–664, March 2009.

TORRES, M.; LOPES, L. A. C. Virtual synchronous generator control in autonomous wind-diesel power systems. In: *2009 IEEE Electrical Power e Energy Conference*. Montreal, QC, Canada: [s.n.], 2009.

VANTHOURNOUT, K. et al. Agora: Distributed tertiary control of distributed resources. In: *Proceedings of the 15th Power Systems Computation Conference*. Liège, Belgium: [s.n.], 2005.

VASQUEZ, J. C. et al. Adaptive droop control applied to voltage-source inverters operating in grid-connected and islanded modes. *IEEE Transactions on Industrial Electronic*, v. 56, n. 10, p. 4088–4096, Oct 2009.

WALL, R. Simple methods for detecting zero crossing. In: *29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Roanoke, VA, USA: [s.n.], 2003.

WEAVER, W. W.; KREIN, P. T. Hierarchical structure of microgrids control system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2009.

WILLIS, H. L.; SCOTT, W. G. *Distributed Power Generation Planning and Evaluation*. [S.l.]: CRC Press, 2000. v. 1.

WU, H. et al. Small-signal modeling and parameters design for virtual synchronous generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 7, p. 4292–4303, July 2016.

XIONG, L. et al. Static synchronous generator model: A new perspective to investigate dynamic characteristics and stability issues of grid-tied pwm inverter. *IEEE Transactions on Power Electronicts*, v. 31, n. 9, p. 6264–6280, September 2016.

ZHANG, C. et al. An improved synchronverter model and its dynamic behaviour comparison with synchronous generator. In: *2nd IET Renewable Power Generation Conference (RPG 2013)*. Beijing, China: [s.n.], 2013.

ZHANG, L.; HARNEFORS, L.; NEE, H. P. Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 25, n. 2, p. 809–820, May 2010.

ZHONG, Q. et al. Self-synchronized synchronverters: Inverters without a dedicated synchronization unit. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 2, p. 617–630, Feb 2014.

ZHONG, Q.; WEISS, G. Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 4, p. 1259–1267, April 2011.

Apêndice A

Código do sistema de controle

```
if(t >= toh) {toh = toh + 0.0001; // amostrador em 10kHZ
if1=in[0];
if2= in[1];
if3= in[2];
Vc1= in[3];
Vc2= in[4];
Vc3= in[5];
Vbar= in[6];
ig1= in[7];
ig2 =in[8];
ig3 =in[9];
iess = in[10];
//**********************Filtragem de tensões e correntes **********************//
x_corrente1 =5.172e-05*x_corrente1 + 0.002594*if1; // 2500HZ c/ h=0.0001
if1 = 385.5*x_corrente1;
x_corrente2 =5.172e-05*x_corrente2 + 0.002594*if2; // 2500HZ c/ h=0.0001
if2 = 385.5*x_corrente2;
x_corrente3 =05.172e-05*x_corrente3 + 0.002594*if3; //2500HZ c/ h=0.0001
if3 = 385.5*x_corrente3;
x_corrente4 =5.172e-05*x_corrente4 + 0.002594*ig1; // 2500HZ/ h=0.0001
ig1 = 385.5*x_corrente4;
x_corrente5 =5.172e-05*x_corrente5+ 0.002594*ig2; // 2500HZ c/ h=0.0001
ig2 = 385.5*x_corrente5;
x_corrente6 =5.172e-05*x_corrente6 + 0.002594*ig3; // 2500HZ c/ h=0.0001
ig3 = 385.5*x_corrente6;
x_tensao1 =5.172e-05*x_tensao1 + 0.002594*Vc1; // 2500HZ c/ h=0.0001
Vc1 = 385.5*x_tensao1;
```

```
x_tensao2 =5.172e-05*x_tensao2 + 0.002594*Vc2; // 2500HZ c/ h=0.0001
Vc2 = 385.5*x_tensao2;
x_tensao3 =5.172e-05*x_tensao3 + 0.002594*Vc3; // 2500HZ c/ h=0.0001
Vc3 = 385.5*x_tensao3;
x_tensao4 =5.172e-05*x_tensao4 + 0.002594*Vbar; // 2500HZ c/ h=0.0001
Vbar = 385.5*x_tensao4;
x_corrente7 = 5.172e-05*x_corrente7 + 0.002594*iess; // 2500HZ c/ h=0.0001
iess = 385.5*x_corrente7;
//****************** INICIO ROTINA **********************//
// PLL em quadratura
Vc_alfa=0.8165*(Vc1-Vc2*0.5-Vc3*0.5);
Vc_beta=0.8165*(Vc2*0.866-Vc3*0.866);
int_erro_pll = erro_pll;
if(omega>=390)int_erro_pll = 0;; // Zerando o erro integral na saturacao
if(omega<=370)int_erro_pll = 0;;
erro_pll=Vcq_pll/220;
ki_pll=10000; //banda passante de 100 rad/s
kp_pll=140;
x_ant_pll = x_pll;
x_pll = x_ant_pll + int_erro_pll*0.0001;
omega= ((ki_pll)*x_ant_pll + kp_pll*erro_pll)+w;
if(omega>=390) omega=390; // Saturador
if(omega<=370) omega=370;
teta = teta+0.0001*omega; // integrador
if(teta>=2*pi)teta = teta -2*pi;; // zerando em 2*pi
if(teta<=- 2*pi)teta = teta + 2*pi;;
Vcd_pll=cos(teta)*Vc_alfa+sin(teta)*Vc_beta;
Vcq_pll=-sin(teta)*Vc_alfa+ cos(teta)*Vc_beta;
xdd1_ant = xdd1;
xdd1 =0.9274*xdd1_ant + 0.003082*Vcq_pll; // 120HZ c/ h=0.0001
Vcq_pll = 23.56*xdd1_ant;
xddd1_ant = xddd1;
xddd1 =0.9274*xddd1_ant + 0.003082*Vcd_pll; // 120HZ c/ h=0.0001
Vcd_pll = 23.56*xddd1_ant;
/****************** CONTROLE BARAMENTO CC **********************/
//Filtragem da tensao do barramento x_ant001 = x001;
x001 = 0.9391*x_ant001 + 0.003102* Vbar; // 100HZ c/
```

```
    h=0.0001
    Vcc = 19.63*x_ant001; // 100HZ c/ h=0.0001
    // Rampa da tensao do barramento V_bar_inicial = 150V
    Vbar_ref = 150 + 450*(t_vcc);
    if(Vbar_ref>450)
Vbar_ref=450;;
    kp_0 = 0.992583; //banda passante = 50 rad/s
    ki_0 = 35.2393;
    erro_vbar = Vbar_ref - Vcc;
    int_erro_vbar = erro_vbar;
    if(abs(iess_ref)>=200){int_erro_vbar = 0;};
    if(abs(iess_ref)<200){int_erro_vbar = erro_vbar;};
    x03_ant = x03;
    x03 = x03_ant + 0.0001*int_erro_vbar;
    iess_ref = (ki_0*x03_ant + kp_0*erro_vbar)*1;
    if(iess_ref>=200) {iess_ref=200;};
    if(iess_ref<=-200) {iess_ref=-200;};
    x_iess_ant = x_iess;
    x_iess =0.9274*x_iess_ant + 0.003082*iess; // 120HZ c/ h=0.0001
    iess = 23.56*x_iess_ant;
    kp_Iess = 3.37699; //banda passante = 250 rad/s
    ki_Iess = 624.80933;
    erro_Iess = iess_ref - iess;
    int_erro_Iess = erro_Iess;
    x_ant_Iess = x_Iess_d; //
    Controlador PI
    x_Iess_d = x_ant_Iess + int_erro_Iess*0.0001;
    Vess = ((ki_Iess)*x_ant_Iess + kp_Iess*erro_Iess)*(1);
    pwm4 = Vess/450;
    if(pwm4>1) {pwm4= 1;};
    if(pwm4<-1){pwm4=-1;};
    ////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
    if(((t_vcc>1)&&(teta>0)&&(teta<0.05))||(hab_pll>0))
    {
    hab_pll = 1;
    /*************** Transformada Corrente 123- Alfa Beta **************/
    if_alfa=0.816496580927726*(if1-if2*0.5-if3*0.5);
```

```
if_beta=0.816496580927726*(if2*0.866025403784439-if3*0.866025403784439);
ig_alfa=0.816496580927726*(ig1-ig2*0.5-ig3*0.5);
ig_beta=0.816496580927726*(ig2*0.866025403784439-ig3*0.866025403784439);
/************** Transformada Corrente Alfa Beta - DQ ***************/
ifd=cos(theta)*if_alfa+sin(theta)*if_beta;
ifq=-sin(theta)*if_alfa+ cos(theta)*if_beta;
igd=cos(theta)*ig_alfa+sin(theta)*ig_beta;
igq=-sin(theta)*ig_alfa+ cos(theta)*ig_beta;
// ================================================================
// Controle por decaimento de frequência
// ================================================================
Dp = 663.1456; Wn = 2*pi*60;
erro_Wn = Wn -omega ;
if(erro_Wn>4){erro_Wn=4;};
if(erro_Wn<-4){erro_Wn=-4;};
erro_Wn1 = 0.9994*erro_Wn1 + 0.0001999*erro_Wn; // Filtro 1 Hz
erro_Wnf = 3.142*erro_Wn1;
Pdroop = erro_Wnf*Dp;
if(Pdroop >= 3000){Pdroop = 3000;};
if(Pdroop <= -3000){Pdroop = -3000;};
// ================================================================
// Controle por decaimento de tensão
// ================================================================
Dq = 278.3885;
Vn = 220;
erro_Vn = Vn - Vcd;
erro_Vn1 = 0.9994*erro_Vn1 + 0.0001999*erro_Vn; // Filtro 1 Hz
erro_Vnf = 3.142*erro_Vn1;
Qdroop = erro_Vnf*Dq;
if(Qdroop >= 3000){Qdroop = 3000;};
if(Qdroop <= -3000){Qdroop = -3000;};
// ================================================================
// Controle de potência ativa despachada para a rede
// ================================================================
ig_alfa= 0.8165*(ig1-ig2*0.5-ig3*0.5);
ig_beta= 0.8165*(ig2*0.866-ig3*0.866);
igd=cos(theta)*ig_alfa+sin(theta)*ig_beta;
```

```
igq=-sin(theta)*ig_alfa+ cos(theta)*ig_beta;
P = Vcd*igd+Vcq*igq; // Cálculo de potência ativa
P1 =0.9937*P1 + 0.0007975*P; // Filtro de 10Hz - 62,8 rad/s
P_filtro =7.854*P1;
Pset = + 1000*(t_vcc - 1);
if(Pset > 3000){Pset = 3000;};
if(t_vcc > 12){Pset = 5000;};
Pref = Pset+Pdroop;
const double kp_P = 3.1192e-04;
const double ki_P = 4.1043e-04;
int_erro_P = erro_P;
if(Wn_est_P >= 1) {int_erro_P = 0;};
if(Wn_est_P <= -1) {int_erro_P = 0;};
erro_P = (Pref) - P_filtro ; // Cálculo do erro
x_ant_P = x_P; // Controlador PI
x_P = x_ant_P + int_erro_P*0.0001;
Wn_est_P = ((ki_P)*x_ant_P + kp_P*erro_P);
if(Wn_est_P >= 1){Wn_est_P = 1;};
if(Wn_est_P <= -1){Wn_est_P = -1;};
Wn_est_P1 = 0.988*Wn_est_P1 - 0.007455* Wn_est_P2 + 0.00159*Wn_est_P; //
atraso de transporte
Wn_est_P2 = 0.006362*Wn_est_P1 + 1*Wn_est_P2 + (5.1e-06)*Wn_est_P;
Wn_at_P = -15*Wn_est_P1 + 1*Wn_est_P;
Wn_comp_P = Wn_at_P + 2*pi*60;
theta = theta + 0.0001*Wn_comp_P;
if(theta >= 6.283185307) {theta = theta - 6.283185307;}; // Reset do Integrador
if(theta <= -6.283185307) {theta = theta + 6.283185307;};
//============================================================
// Controle de potência reativa despachada para a rede
//============================================================
Q = Vcq*igd - Vcd*igq; // Cálculo de potência reativa
Q1 =0.9937*Q1 + 0.0007975*Q; // Filtro de 3 Hz -
Q_filtro = 7.846*Q1;
Qset = 2000*(t_vcc-1);
if(Qset > 2000){Qset = 2000;};
if(t_vcc>16){Qset = 2000 + 10000*(t_vcc - 16);};
Qref = Qset + Qdroop;
```

```
const double kp_Q = 0.0015; //atraso de 0.05
const double ki_Q = 0.0281;
int_erro_Q = erro_Q;
if(Vn_est >= 45) {int_erro_Q = 0;};
if(Vn_est <= -45) {int_erro_Q = 0;};
erro_Q = Qref - Q_filtro;
// Cálculo do erro
x_ant_Q = x_Q; //
Controlador PI
x_Q = x_ant_Q + int_erro_Q*0.0001;
Vn_est = ((ki_Q)*x_ant_Q + kp_Q*erro_Q);
if(Vn_est >= 45){Vn_est = 45;};
if(Vn_est <= -45){Vn_est = -45;};
Vn_est1 = 0.988*Vn_est1 - 0.007455*Vn_est2 + 0.00159*Vn_est; // atraso de trans-
porte
Vn_est2 = 0.006362*Vn_est1 + 1*Vn_est2 + (5.1e-06)*Vn_est;
Vn_at = -15*Vn_est1 + 1*Vn_est;
Vn_comp = Vn_at + 220;
//============================================================
// Controle de tensão do ramo capacitivo
//============================================================
Vcd=cos(theta)*Vc_alfa+sin(theta)*Vc_beta;
Vcq=-sin(theta)*Vc_alfa+ cos(theta)*Vc_beta;
igd1 = 0.951*igd1 + 0.00156*igd; // Filtro de 150Hz - igd_filt = 31.42*igd1;
igq1 = 0.951*igq1 + 0.00156*igq; // Filtro de 150 Hz - igq_filt = 31.42*igq1;
kpv = 0.0534; // Polo dominante = -80
kiv = 4.2389;
// Controle no eixo direto
if(ifd_ref >= 45.0){int_erro_vcd = 0.0;};
if(ifd_ref <= -45.0){int_erro_vcd = 0.0;};
//Vnd=225;
erro_vcd = Vn_comp - Vcd;
int_erro_vcd = erro_vcd;
x_ant_vcd = x_vcd;
// Controlador PI
x_vcd = x_ant_vcd + int_erro_vcd*0.0001;
ifd_ref= ((kiv)*x_ant_vcd + kpv*erro_vcd) ;
```

```
if(ifd_ref >= 45.0) {ifd_ref = 45.0;};
if(ifd_ref <= -45.0) {ifd_ref = -45.0;};
// Controle no eixo em quadratura
if(ifq_ref >= 45.0){int_erro_vcq = 0.0;};
if(ifq_ref <= -45.0){int_erro_vcq = 0.0;};
Vnq=0;
erro_vcq = Vnq - Vcq;
int_erro_vcq = erro_vcq;
x_ant_vcq = x_vcq;
// Controlador PI
x_vcq = x_ant_vcq + int_erro_vcq*0.0001;
ifq_ref= ((kiv)*x_ant_vcq + kpv*erro_vcq) ;
if(ifq_ref >= 45.0) {ifq_ref = 45.0;};
if(ifq_ref <= -45.0) {ifq_ref = -45.0;};
ifd_ref = ifd_ref + igd_filt - w*Cf*0;
ifq_ref = ifq_ref + igq_filt + w*Cf*220;
// controle de corrente
//============================================================
// Controle de corrente do eixo d
//============================================================
x_ifd_ant = x_ifd;
x_ifd =0.9274*x_ifd_ant + 0.003082*ifd; // 120HZ c/
h=0.0001
ifd= 23.56*x_ifd_ant;
kp_Ifdq = 2.3045; //Banda Passante de 500 rad/s
ki_Ifdq = 875;
erro_If_d = ifd_ref - ifd; int_erro_If_d = erro_If_d;
x_ant_If_d = x_If_d; // Controlador PI
x_If_d = x_ant_If_d + int_erro_If_d*0.0001;
Vf_d = ((ki_Ifdq)*x_ant_If_d + kp_Ifdq*erro_If_d)*(1);
Vf_d = Vf_d - (-7.5)*w*Li+ 220;
//============================================================
// Controle de corrente do eixo q
//============================================================
x_ifq_ant = x_ifq;
x_ifq =0.9274*x_ifq_ant + 0.003082*ifq; // 120HZ c/
h=0.0001
```

```
ifq = 23.56*x_ifq_ant;
erro_If_q = ifq_ref - ifq; // Cálculo do erro
int_erro_If_q = erro_If_q;
x_ant_If_q = x_If_q; // Controlador PI
x_If_q = x_ant_If_q + int_erro_If_q*0.0001;
Vf_q = ((ki_Ifdq)*x_ant_If_q + kp_Ifdq*erro_If_q)*(1);
Vf_q = Vf_q + 22*w*Li+ 0;
Vf1 = (Vf_d*0.816497*cos(theta) - Vf_q*0.816497*sin(theta));
Vf2 = (Vf_d*0.816497*cos(theta - 2.094395) -
Vf_q*0.816497*sin(theta - 2.094395));
Vf3 = (Vf_d*0.816497*cos(theta - 4.188790) -
Vf_q*0.816497*sin(theta - 4.188790));
if(Vf1>=0.975*Vbar_ref/2){Vf1=0.975*Vbar_ref/2;}; if(Vf1<=- 0.975*Vbar_ref/2){Vf1=-
0.975*Vbar_ref/2;};
if(Vf2>= 0.975*Vbar_ref/2){Vf2= 0.975*Vbar_ref/2;};
if(Vf2<=- 0.975*Vbar_ref/2){Vf2=-0.975*Vbar_ref/2;};
if(Vf3>= 0.975*Vbar_ref/2){Vf3= 0.975*Vbar_ref/2;};
if(Vf3<=-0.975*Vbar_ref/2){Vf3=-0.975*Vbar_ref/2;};
//****************** TRANSFORMA O AALFA BETA=> 123 ********************//
pwm1=Vf1/(Vbar_ref/2);
pwm2=Vf2/(Vbar_ref/2);
pwm3=Vf3/(Vbar_ref/2);
if(pwm1>1) {pwm1= 1;};
if(pwm1<-1){pwm1=-1;};
if(pwm2>1) {pwm2= 1;};
if(pwm2<-1){pwm2=-1;};
if(pwm3>1) {pwm3= 1;};
if(pwm3<-1){pwm3=-1;};
//****************************** FINAL ROTINA ******************************//
};
t_vcc=t_vcc+0.0001;
}
out[0]=pwm1;
out[1]=pwm2;
out[2]=pwm3;
out[3] =Vcd;
out[4] =Vn_comp;
```

```
out[5] =Pref;
out[6] =P_filtro;
out[7] =Qref;
out[8] =Q_filtro;
out[9] =hab_pll;
out[10] = omega;
out[11] = ifd;
out[12] = pwm4;
out[13] = ifd_ref;
out[14] = Vbar_ref;
out[15] = iess_ref;
```