

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE  
MINAS GERAIS - *CAMPUS* BETIM  
BACHARELADO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

Gustavo César de Melo Oliveira

**MODELAGEM DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR SEGUIDOR  
DE REDE NO CONTEXTO DE MICRORREDES**

Betim  
2023

GUSTAVO CÉSAR DE MELO OLIVEIRA

**MODELAGEM DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR SEGUIDOR  
DE REDE NO CONTEXTO DE MICRORREDES**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à banca examinadora do curso de Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Minas Gerais *Campus* Betim, como parte dos requisitos para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

**Orientador:** Prof. Dr. Reginaldo Vagner Ferreira

**Coorientador:** Prof. Dr. Leandro Freitas de Abreu

Betim  
2023

## FICHA CATALOGRÁFICA

O48m Oliveira, Gustavo César de Melo  
Modelagem de pequenos sinais do conversor seguidor de rede no contexto de microrredes / Gustavo César de Melo Oliveira. – 2023.  
65 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Minas Gerais, Câmpus Betim, 2023.

Orientador: Prof. Dr. Reginaldo Vagner Ferreira  
Coorientador: Prof. Dr. Leandro Freitas de Abreu

1. Microrredes. 2. Conversores. 3. Estabilidade. 4. Sinais. 5. Automação. I. Gustavo César de Melo Oliveira. II. Título.

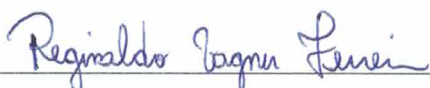
CDU: 621.3

Gustavo César de Melo Oliveira

**MODELAGEM DE PEQUENOS SINAIS DO CONVERSOR SEGUIDOR  
DE REDE NO CONTEXTO DE MICRORREDES**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à banca examinadora do curso de Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Minas Gerais *Campus* Betim, como parte dos requisitos para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Aprovado em: 28 / 06 / 2023 pela banca examinadora:



Prof. Dr. Reginaldo Vagner Ferreira (Orientador) - IFMG *Campus* Betim



Prof. Dr. Leandro Freitas de Abreu (Coorientador) - IFMG *Campus* Betim



Prof. Dr. Arthur Hermano Rezende Rosa - IFMG *Campus* Betim



Prof. Dr. Sidélmo Magalhães Silva - UFMG

## **AGRADECIMENTOS**

Este trabalho é fruto de uma longa jornada, na qual diversas pessoas contribuíram para sua realização. Em especial, agradeço à minha mãe Enia, pelo apoio em todos os momentos, e aos professores Reginaldo e Leandro, por gentilmente compartilharem seu tempo e conhecimento.

## RESUMO

A recente expansão da geração distribuída no contexto de microrredes, fortemente estimulada por motivos ambientais e econômicos, tem possibilitado o surgimento de estruturas cada vez maiores e mais complexas, com diversas formas de geração, diferentes quantidades de conversores, técnicas de controle e modos de operação, presença de cargas locais, dentre outros. Nesse cenário, o desenvolvimento de modelos de pequenos sinais para análise de estabilidade de microrredes representa uma importante ferramenta para maior garantia de uma operação segura e eficiente desses sistemas. Antes, na literatura, era possível encontrar diversos modelos de pequenos sinais aplicados às microrredes, porém, nenhum deles apresentava modularidade, no sentido de permitir a fácil representação de diferentes configurações. Apesar dessa ausência ter sido suprida no projeto de pesquisa “Modelagem, Simulação e Controle de Conversores em uma Microrrede de Geração Distribuída”, desenvolvido no IFMG *Campus* Betim, onde foi proposto um modelo de pequenos sinais modular de microrrede, o modelo continuou apresentando limitações em termos do modo de operação de conversores, uma vez que, os conversores seguidores de rede, muito relevantes nesse contexto, não foram abordados. Dessa forma, o objetivo deste trabalho de conclusão de curso consiste na modelagem de pequenos sinais do conversor seguidor de rede com foco na aplicação no modelo modular de microrrede. Para validação da modelagem realizada neste trabalho, é proposta uma estrutura simples de conversor seguidor de rede e rede principal, onde, a partir de uma configuração definida, são apresentados resultados de análise de estabilidade do ponto de vista dos ganhos de controle. Para demonstração da capacidade de integração do modelo do seguidor de rede ao modelo de pequenos sinais modular de microrrede, é definida uma estrutura com três conversores, dois com técnicas de controle que emulam a máquina síncrona (*droop* e *synchronverter*) e um seguidor de rede, presença de cargas locais e conexão com a rede principal. Fazendo uso do modelo de pequenos sinais da microrrede proposta, resultados de validação são apresentados.

**Palavras-chave:** microrredes; conversores; modelos de pequenos sinais; análise de estabilidade; controle *droop*; *synchronverter*; seguidor de rede.

## ABSTRACT

The recent expansion of distributed generation in the context of microgrids, strongly stimulated by environmental and economic reasons, has allowed the emergence of increasingly larger and more complex structures, with several forms of generation, different amounts of converters, control techniques and operating modes, presence of local loads, among others. In this scenario, the development of small-signal models to analyze the stability of microgrids provides an important tool for greater assurance of a safe and efficient operation of these systems. Before, in the literature, it was possible to find several small-signal models applied to microgrids, however, none of them presented modularity, in the sense of allowing the easy representation of different configurations. Despite this absence having been filled in the research project “Modeling, Simulation and Control of Converters in a Distributed Generation Microgrid”, developed at IFMG *Campus* Betim, where a microgrid modular small-signal model was proposed, the model continued to present limitations in terms of the mode of operation of converters, since grid feeding converters, which are very relevant in this context, were not addressed. Thus, the objective of this work is the small-signal modeling of the grid feeding converter, focused on the application in the microgrid modular small-signal model. For validation of the modeling developed in this work, a simple structure of grid feeding converter and main grid is proposed, where, from a defined configuration, stability analyzes are carried out from the point of view of control gains. To demonstrate the ability to integrate the grid feeding model into the microgrid modular small-signal model, a structure with three converters, two with control techniques that emulate the synchronous machine (droop and synchronverter) and a grid feeding, presence of local loads and connected to the main grid is defined. Making use of the small-signal model of the proposed microgrid, validation results are presented.

**Keywords:** microgrids; converters; small-signal models; stability analysis; droop control; synchronverter; grid feeding.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Estrutura típica de uma microrrede CA de baixa frequência. . . . .	23
Figura 2 – Malhas de controle de tensão e corrente do nível zero. . . . .	24
Figura 3 – Níveis do controle hierárquico de microrredes, com os <i>set points</i> representados pelas variáveis com asterisco. . . . .	26
Figura 4 – Representação simplificada do conversor formador de rede. . . . .	27
Figura 5 – Representação simplificada do conversor seguidor de rede. . . . .	27
Figura 6 – Representação simplificada do conversor de suporte de rede, controlado como: (a) fonte de corrente e (b) fonte de tensão. . . . .	28
Figura 7 – Diagrama de blocos do controle <i>droop</i> . . . . .	29
Figura 8 – Diagrama de blocos da parte de controle do synchronverter. . . . .	30
Figura 9 – Estrutura de potência e controle do conversor seguidor de rede. . . . .	32
Figura 10 – Diagrama de blocos do SRF-PLL. . . . .	32
Figura 11 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente. . . . .	34
Figura 12 – Diagrama de blocos do modelo de pequenos sinais de Ferreira <i>et al.</i> (2019). . . . .	35
Figura 13 – Diagrama de blocos das malhas internas, conversor e filtro LC do modelo de Ferreira <i>et al.</i> (2019). . . . .	37
Figura 14 – Diagrama de blocos do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede. . . . .	38
Figura 15 – Diagrama de blocos do SRF-PLL com os dois quadros no referencial $dq$ . . . . .	39
Figura 16 – Diagrama fasorial de $dq^s$ para $dq^c$ com uma variação $\Delta\theta$ . . . . .	40
Figura 17 – Diagrama de blocos do conversor e filtro LC do modelo de pequenos sinais do seguidor de rede. . . . .	42
Figura 18 – Diagrama de blocos de $G_{cs}$ do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede. . . . .	42
Figura 19 – Diagrama esquemático da configuração de um conversor seguidor de rede e rede principal. . . . .	46
Figura 20 – Representação modular para diferentes configurações de uma microrrede. . . . .	48
Figura 21 – Diagrama esquemático da configuração proposta de microrrede. . . . .	49
Figura 22 – Diagrama de blocos do modelo de pequenos sinais da microrrede. . . . .	50
Figura 23 – Comportamento das variações da corrente, (a) $\Delta I_d$ e (b) $\Delta I_q$ , e da tensão, (c) $\Delta V_d$ e (d) $\Delta V_q$ , na saída do conversor seguidor de rede, frente a uma perturbação na rede. . . . .	52
Figura 24 – Polos do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede e rede principal com os parâmetros da Tabela 1. . . . .	53
Figura 25 – Resultados de análise de estabilidade do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede e rede principal variando: (a) $K_{ppll}$ , (b) $K_{ipll}$ , (c) $K_{pi}$ e (d) $K_{ii}$ . . . . .	54

Figura 26 – Comportamento da corrente: (a) $\Delta I_d$ e (b) $\Delta I_q$ no conversor com controle <i>droop</i> , (c) $\Delta I_d$ e (d) $\Delta I_q$ no synchronverter e (e) $\Delta I_d$ e (f) $\Delta I_q$ no seguidor de rede. . . . .	55
Figura 27 – Modelo dinâmico implementado no MATLAB/Simulink da: (a) estrutura geral do conversor seguidor de rede e rede principal e (b) estrutura do SRF-PLL.	63
Figura 28 – Modelo dinâmico implementado no MATLAB/Simulink da: (a) estrutura da microrrede com três conversores, cargas locais e conectada a rede principal, (b) controle <i>droop</i> e (c) controle do synchronverter. . . . .	64

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do modelo de pequenos sinais e do modelo dinâmico do conversor seguidor de rede e rede principal. . . . .	46
Tabela 2 – Parâmetros do modelo de pequenos sinais e do modelo dinâmico da microrrede utilizados para validação. . . . .	51
Tabela 3 – Comparação dos limites de estabilidade indicados pelos modelos de pequenos sinais e dinâmico do conversor seguidor de rede e rede principal. . . . .	55

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
FP	Fator de Potência
GD	Geração Distribuída
I	Integral
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
P	Proporcional
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
SRF-PLL	<i>Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$abc$	Referencial de corrente alternada trifásico
$C_f$	Capacitância do filtro LC de saída do conversor
$D_p$	Fator de amortecimento do synchronverter
$D_q$	Fator de <i>droop</i> da tensão do synchronverter
$dq$	Referencial síncrono girante de eixo direto e eixo em quadratura
$dq^c$	Quadro de controle no referencial $dq$
$dq^s$	Quadro do sistema no referencial $dq$
$E$	Amplitude da tensão medida
$\underline{e}$	Tensão induzida da máquina virtual
$E^*$	Referência de amplitude de tensão
$E^{**}$	Referência de amplitude de tensão gerada no conversor de suporte de rede
$E_i^*$	Referência de amplitude da tensão para o modo ilhado da microrrede
$f$	Frequência do sinal de saída do conversor
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento do conversor
$G_c$	Bloco das malhas internas de controle de corrente e tensão, conversor e filtro LC do modelo de <a href="#">Ferreira et al. (2019)</a>
$G_{c1}$	Matriz das malhas internas de controle de corrente e tensão, conversor e filtro LC com entrada da tensão do modelo de <a href="#">Ferreira et al. (2019)</a>
$G_{c2}$	Matriz das malhas internas de controle de corrente e tensão, conversor e filtro LC com entrada da corrente de linha do modelo de <a href="#">Ferreira et al. (2019)</a>
$G_{cs}$	Bloco do conversor e filtro LC de saída do seguidor de rede
$G_{c1s}$	Matriz do ganho do conversor seguidor de rede
$G_{c2s}$	Matriz da indutância e resistência do filtro LC do seguidor de rede
$G_{c2sc}$	Matriz do acoplamento dos eixos no indutor do filtro LC do seguidor de rede
$G_{c3s}$	Matriz da capacitância do filtro LC do seguidor de rede
$G_{c3sc}$	Matriz do acoplamento dos eixos no capacitor do filtro LC do seguidor de rede

$G_d$	Matriz do controle <i>droop</i> do modelo de <a href="#">Ferreira et al. (2019)</a>
$G_i$	Ganho do sensor de corrente
$G_{ic}$	Matriz do controlador de corrente do conversor seguidor de rede
$G_{icpll}$	Matriz da influência do SRF-PLL na transformação de referencial da corrente do seguidor de rede
$G_{inv}$	Ganho do conversor
$G_{is}$	Matriz do ganho do sensor de corrente do seguidor de rede
$G_{iw}$	Matriz de cálculo da influência da variação da frequência na corrente do modelo de <a href="#">Ferreira et al. (2019)</a>
$G_k$	Matriz de cálculo de potência ativa e reativa do modelo de <a href="#">Ferreira et al. (2019)</a>
$G_{pll}$	Dinâmica do SRF-PLL
$G_{pr}$	Matriz de conversão de coordenada cartesiana em coordenada polar do modelo de <a href="#">Ferreira et al. (2019)</a>
$G_{rp}$	Matriz de conversão de coordenada polar em coordenada cartesiana do modelo de <a href="#">Ferreira et al. (2019)</a>
$G_s$	Matriz do controle do synchronverter do modelo de <a href="#">Ferreira et al. (2019)</a>
$G_v$	Ganho do sensor de tensão
$G_{vcpll}$	Matriz da influência do SRF-PLL na transformação de referencial da tensão do quadro do sistema do seguidor de rede
$G_{vspll}$	Matriz da influência do SRF-PLL na transformação de referencial da tensão do quadro de controle do seguidor de rede
$G_w$	Matriz de passagem da frequência do modelo de <a href="#">Ferreira et al. (2019)</a>
$i$	Corrente medida
$i^*$	Referência de corrente
$i_{abc}$	Corrente alternada trifásica
$\tilde{i}_{cd}$	Variação de pequeno sinal da corrente de eixo direto do quadro de controle
$\tilde{i}_{cq}$	Variação de pequeno sinal da corrente de eixo em quadratura do quadro de controle

$I_{Cx}$	Corrente do conversor $x$
$I_d$	Ponto de operação da corrente de eixo direto
$i_d$	Corrente de eixo direto medida
$i_d^*$	Referência de corrente de eixo direto
$\tilde{i}_d$	Variação de pequeno sinal da corrente de eixo direto
$i_{dq}^*$	Referência de corrente no referencial $dq$
$\tilde{i}_{dq}$	Variação de pequeno sinal da corrente no referencial $dq$
$I_F$	Realimentação de corrente da malha interna de controle de corrente
$i_f$	Corrente de excitação do rotor da máquina virtual
$I_F^*$	Referência de corrente da malha interna de controle de corrente
$I_G$	Corrente fornecida para a rede
$I_L$	Corrente na carga
$\tilde{i}_{ld}$	Variação de pequeno sinal da corrente de eixo direto medida
$I_{lmax}$	Corrente máxima sobre o indutor do filtro LC
$\tilde{i}_{lq}$	Variação de pequeno sinal da corrente de eixo em quadratura medida
$I_o$	Corrente de <i>feed-forward</i> da malha interna de controle de tensão
$I_q$	Ponto de operação da corrente de eixo em quadratura
$i_q$	Corrente de eixo em quadratura medida
$i_q^*$	Referência de corrente de eixo em quadratura
$\tilde{i}_q$	Variação de pequeno sinal da corrente de eixo em quadratura
$J$	Inércia virtual
$K$	Ganho do integrador na malha de potência reativa do synchronverter
$K_{ii}$	Ganho integral do controlador de corrente
$K_{ipll}$	Ganho integral do SRF-PLL
$K_{iv}$	Ganho integral do controlador de tensão
$K_p$	Coefficiente de <i>droop</i> de potência ativa/frequência

$K_{pi}$	Ganho proporcional do controlador de corrente
$K_{ppll}$	Ganho proporcional do SRF-PLL
$K_{pv}$	Ganho proporcional do controlador de tensão
$K_q$	Coefficiente de <i>droop</i> de potência reativa/tensão
$K_{qi}$	Ganho integral da malha de potência reativa do controle <i>droop</i>
$L$	Indutância de linha
$L_{c+g}$	Soma da indutância dos cabos condutores e da rede
$L_f$	Indutância do filtro LC de saída do conversor
$M_f$	Indutância mútua
$P^*$	Referência de potência ativa
$P^{**}$	Referência de potência ativa gerada no conversor de suporte de rede
$\tilde{p}$	Variação de pequeno sinal da potência ativa
$P_f$	Potência ativa média medida
$P_G$	Potência ativa injetada na rede pela microrrede
$P_G^*$	Referência de potência ativa injetada na rede pela microrrede
$P_n$	Potência ativa de saída do conversor
$PQ$	Potências ativa e reativa
$Q$	Potência reativa medida
$Q^*$	Referência de potência reativa
$Q^{**}$	Referência de potência reativa gerada no conversor de suporte de rede
$\tilde{q}$	Variação de pequeno sinal da potência reativa
$Q_f$	Potência reativa média medida
$Q_G$	Potência reativa injetada na rede pela microrrede
$Q_G^*$	Referência de potência reativa injetada na rede pela microrrede
$R$	Resistência de linha
$R_{c+g}$	Soma da resistência dos cabos condutores e da rede

$R_f$	Resistência do indutor do filtro LC de saída do conversor
$s$	Variável da transformada de Laplace
$S_{qi}$	Chave do integrador da malha de potência reativa do controle <i>droop</i>
$T_e$	Torque eletromagnético
$t_{fpll}$	Controlador PI do SRF-PLL
$T_{\Delta\theta}$	Matriz de transformação do quadro do sistema para quadro de controle
$U$	Amplitude da tensão alternada trifásica
$V$	Ponto de operação da magnitude de tensão
$V^*$	Referência de tensão
$\tilde{v}^*$	Variação de pequeno sinal da referência de magnitude de tensão
$\tilde{v}$	Variação de pequeno sinal da magnitude da tensão
$V_{abc}$	Tensão alternada trifásica
$V_{cc}$	Tensão contínua aplicada na entrada do conversor
$V_{cd}$	Ponto de operação da tensão de eixo direto do quadro de controle
$V_{cd}^*$	Ponto de operação da referência de tensão de eixo direto do quadro de controle
$\tilde{v}_{cd}$	Variação de pequeno sinal da tensão de eixo direto do quadro de controle
$\tilde{v}_{cd}^*$	Variação de pequeno sinal da referência de tensão de eixo direto do quadro de controle
$V_{cq}$	Ponto de operação da tensão de eixo em quadratura do quadro de controle
$V_{cq}^*$	Ponto de operação da referência de tensão de eixo em quadratura do quadro de controle
$\tilde{v}_{cq}$	Variação de pequeno sinal da tensão de eixo em quadratura do quadro de controle
$\tilde{v}_{cq}^*$	Variação de pequeno sinal da referência de tensão de eixo em quadratura do quadro de controle
$V_{Cx}$	Tensão de saída do conversor $x$
$V_d$	Ponto de operação da tensão de eixo direto

$v_d$	Tensão de eixo direto medida
$V_d^*$	Referência de tensão de eixo direto
$\tilde{v}_d$	Variação de pequeno sinal da tensão de eixo direto
$\tilde{v}_{dq}$	Variação de pequeno sinal da tensão no referencial $dq$
$\tilde{v}_{dq}^*$	Variação de pequeno sinal da referência de tensão no referencial $dq$
$\tilde{v}_{fd}$	Variação de pequeno sinal da tensão de <i>feed-forward</i> de eixo direto
$V_{fpico}$	Tensão de fase de pico
$\tilde{v}_{fq}$	Variação de pequeno sinal da tensão de <i>feed-forward</i> de eixo em quadratura
$V_{frms}$	Tensão rms de fase de saída do conversor
$V_G$	Tensão da rede principal
$V_g$	Tensão medida na saída do synchronverter
$V_L$	Tensão na carga
$V_{lrms}$	Tensão rms de linha de saída do conversor
$V_o$	Realimentação de tensão da malha interna de controle de tensão
$V_o^*$	Referência de tensão da malha interna de controle de tensão
$V_q$	Ponto de operação da tensão de eixo em quadratura
$v_q$	Tensão de eixo em quadratura medida
$V_q^*$	Referência de tensão de eixo em quadratura
$\tilde{v}_q$	Variação de pequeno sinal da tensão de eixo em quadratura
$V_r$	Referência de tensão do synchronverter
$V_{sd}$	Ponto de operação da tensão de eixo direto do quadro do sistema
$\tilde{v}_{sd}$	Variação de pequeno sinal da tensão de eixo direto do quadro do sistema
$\tilde{v}_{sd}^*$	Variação de pequeno sinal da referência de tensão de eixo direto do quadro do sistema
$V_{sq}$	Ponto de operação da tensão de eixo em quadratura do quadro do sistema
$\tilde{v}_{sq}$	Variação de pequeno sinal da tensão de eixo em quadratura do quadro do sistema

$\tilde{v}_{sq}^*$	Variação de pequeno sinal da referência de tensão de eixo em quadratura do quadro do sistema
$\tilde{v}_{0dq}$	Variação de pequeno sinal da tensão da rede no referencial $dq$
$Z$	Impedância
$Z_{Cx}$	Impedância de linha do conversor $x$
$Z_G$	Impedância da rede principal
$Z_L$	Impedância da carga
$Z_0^{-1}$	Matriz da admitância entre conversor e rede
$\Delta\tilde{\theta}$	Variação de pequeno sinal do ângulo de fase
$\Delta I_{lmax}$	<i>Ripple</i> da corrente máxima sobre o indutor do filtro LC
$\zeta$	Coefficiente de amortecimento
$\theta$	Ângulo de fase
$\theta_f$	Ângulo de fase da tensão alternada trifásica
$\Lambda_f$	Ponto de operação da concatenação de fluxo da máquina virtual
$\tau_s$	Tempo de acomodação
$\Omega$	Ponto de operação da frequência
$\omega$	Frequência medida
$\omega^*$	Referência de frequência
$\tilde{\omega}^*$	Variação de pequeno sinal da referência de frequência
$\omega^{**}$	Referência de frequência gerada no conversor de suporte de rede
$\tilde{\omega}$	Variação de pequeno sinal da frequência
$\omega_f$	Frequência de corte do filtro passa-baixa
$\omega_i^*$	Referência de frequência para modo ilhado da microrrede
$\omega_n$	Banda de passagem
$\omega_r$	Referência de frequência do synchronverter

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>20</b>
1.1	Justificativa	21
1.2	Definição do problema	21
1.3	Objetivos	22
1.3.1	<i>Objetivo geral</i>	22
1.3.2	<i>Objetivos específicos</i>	22
1.4	Organização do trabalho	22
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>23</b>
2.1	Microrredes	23
2.1.1	<i>Controle hierárquico de microrredes</i>	24
2.1.1.1	Nível zero de controle de tensão e corrente	24
2.1.1.2	Nível primário	25
2.1.1.3	Nível secundário	25
2.1.1.4	Nível terciário	25
2.2	Classificação de conversores	26
2.2.1	<i>Conversor formador de rede</i>	26
2.2.2	<i>Conversor seguidor de rede</i>	27
2.2.3	<i>Conversor de suporte de rede</i>	27
2.3	Controle de conversores	28
2.3.1	<i>Técnicas de controle que emulam a máquina síncrona</i>	28
2.3.1.1	Controle <i>droop</i>	29
2.3.1.2	Synchronverter	30
2.3.2	<i>Controle do conversor seguidor de rede</i>	31
2.3.2.1	SRF-PLL	32
2.3.2.2	Malha de controle de corrente	33
2.4	Definições de modelos de pequenos sinais aplicados às microrredes	34
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b>	<b>35</b>
3.1	Modelagem de pequenos sinais do conversor seguidor de rede	35
3.1.1	<i>Referência de modelo de pequenos sinais</i>	35

3.1.2	<i>Adaptação do modelo de referência para o seguidor de rede</i> . . . . .	38
3.2	<b>Projeto de conversor seguidor de rede e proposta de validação do modelo de pequenos sinais</b> . . . . .	43
3.2.1	<i>Filtro LC</i> . . . . .	44
3.2.2	<i>Controlador PI do SRF-PLL</i> . . . . .	45
3.2.3	<i>Validação do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede: configuração de conversor e rede principal</i> . . . . .	45
3.2.4	<i>Proposta de análise de estabilidade do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede e rede principal</i> . . . . .	47
3.3	<b>Conversor seguidor de rede aplicado ao modelo de pequenos sinais modular de microrrede</b> . . . . .	47
3.3.1	<i>Proposta de validação do modelo de pequenos sinais modular de microrrede</i> . . . . .	49
4	<b>RESULTADOS</b> . . . . .	52
4.1	<b>Modelo de pequenos sinais: conversor seguidor de rede e rede principal</b>	52
4.1.1	<i>Resultados de validação</i> . . . . .	52
4.1.2	<i>Análise de estabilidade</i> . . . . .	53
4.2	<b>Resultados do modelo de pequenos sinais da microrrede</b> . . . . .	55
5	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	58
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	59
	<b>APÊNDICE A – MODELOS DINÂMICOS</b> . . . . .	63
A.1	<b>Conversor seguidor de rede e rede principal</b> . . . . .	63
A.2	<b>Microrrede</b> . . . . .	64

# 1 INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, a demanda por geração de energia renovável tem apresentado um crescimento relevante, motivado principalmente por razões econômicas e ambientais, com um aumento na busca por alternativas para substituir os combustíveis fósseis (BORAZJANI *et al.*, 2014) e diversificar a matriz energética. Nesse contexto, a ideia de geração distribuída (GD) tem sido amplamente discutida, em que, fontes, como fotovoltaica e eólica, fornecem energia elétrica para um sistema de distribuição local (VECHIU *et al.*, 2011). A possibilidade de integrar unidades de GD tornou viável o conceito de microrredes, que permite a interligação entre fontes, cargas e elementos de armazenamento (SAEED *et al.*, 2021).

Todo esse desenvolvimento só foi possível graças aos conversores de potência, que podem ser vistos como os componentes-chave nesses sistemas, sendo as interfaces que permitem a conexão entre os diferentes elementos presentes (RAJ; GAONKAR, 2016; HANS; SCHUMACHER; HARNEFORS, 2017), uma vez que os variados tipos de unidades geradoras podem apresentar diferentes formas de geração, como fontes de corrente alternada (CA) e fontes de corrente contínua (CC) (ZHONG; WEISS, 2011).

Nesse aspecto, considerando que os sistemas de energia podem apresentar diferentes configurações e demandas, os conversores precisam ter a capacidade de operar também de diferentes modos nesses sistemas (ADIB; FATEH; MIRAFZAL, 2019). Na literatura, de acordo com a operação dos conversores, eles são comumente classificados como: formadores de rede, responsáveis por estabelecer e manter os níveis de tensão e frequência da microrrede quando operam desconectados de uma rede principal; seguidores de rede, projetados para injetar potência na rede, e de suporte de rede, que regulam sua corrente/tensão de saída com o objetivo de manter frequência e amplitude da tensão da rede próximos dos valores estabelecidos (ROCABERT *et al.*, 2012; ZHANG; FLETCHER, 2018; FERREIRA, 2020).

Os conversores seguidores de rede, também conhecidos como supridores de rede, atualmente, representam o tipo mais comum aplicado no contexto de GD (ROCABERT *et al.*, 2012; DOKUS; MERTENS, 2020) e, juntamente com os formadores de rede, são dominantes no cenário de microrredes (BORRELL *et al.*, 2020).

De forma geral, o contexto de microrredes estabelecido atualmente envolve um cenário amplamente complexo, em que conversores, que podem operar de diferentes formas e com diferentes técnicas de controle, conectam diferentes fontes de geração entre si, criando um sistema que pode armazenar, através de elementos de armazenamento, como bancos de baterias, e fornecer energia para cargas locais, operando de forma isolada ou conectada a uma rede principal, que por sua vez pode receber potência injetada pela microrrede ou ajudar a microrrede na alimentação de uma carga (OLIVARES *et al.*, 2014; SAHOO; SINHA; KISHORE, 2018). Nas três seções seguintes, a justificativa, a colocação do problema e os objetivos deste trabalho são abordados, esclarecendo a escolha pelo desenvolvimento do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede no contexto de microrredes.

## 1.1 Justificativa

A capacidade de realizar análise de estabilidade em microrredes é um aspecto muito relevante para compreender melhor as características essenciais que permitem uma operação segura e eficaz desses sistemas. Grande parte das análises de estabilidade, nesse contexto, está associada a modelagem de pequenos sinais em conjunto com métodos de linearização, que possibilitam a representação da dinâmica do sistema, válida em torno de determinados pontos de operação (KONSTANTOPOULOS *et al.*, 2014).

É possível encontrar na literatura diversos exemplos de modelos de pequenos sinais aplicados em microrredes, com diferentes configurações, que variam, geralmente, em relação ao modo de operação da microrrede (conectado ou isolado), quantidade de conversores, classificação do conversor quanto a sua função na microrrede, técnica de controle do conversor, presença ou ausência de cargas locais, bem como o tipo de carga.

A maioria dos exemplos de modelagem de pequenos sinais no contexto de microrredes encontrados na literatura, apresenta uma estrutura fixa de modelo, sem a possibilidade de realizar maiores modificações. Nesse aspecto, a modelagem desenvolvida por Ferreira *et al.* (2019) se diferencia da maioria, apresentando uma estrutura particionada de um conversor conectado à rede principal, com blocos de matrizes de transferência, sendo aplicada a duas configurações distintas: uma utilizando a técnica de controle *droop* e a outra utilizando a do *synchronverter*, sendo ambas técnicas de controle de conversores que emulam a máquina síncrona. Esse modelo foi expandido no projeto de pesquisa “Modelagem, Simulação e Controle de Conversores em uma Microrrede de Geração Distribuída”, desenvolvido no IFMG *Campus* Betim, sendo proposto um modelo de pequenos sinais modular que comporta diferentes configurações de microrredes, com resultados apresentados em Oliveira *et al.* (2022).

Porém, no modelo de pequenos sinais modular, proposto em Oliveira *et al.* (2022), não foram contemplados os conversores seguidores de rede, que representam uma parcela significativa das aplicações e possuem grande relevância no contexto de GD e microrredes.

## 1.2 Definição do problema

Considerando os pontos abordados na seção anterior, a seguinte pergunta é levantada: como obter um modelo de pequenos sinais modular do conversor seguidor de rede, capaz de representar este método de operação de conversores e integrar uma estrutura modular de microrrede?

## 1.3 Objetivos

### 1.3.1 *Objetivo geral*

O objetivo principal deste trabalho consiste na modelagem de pequenos sinais do conversor seguidor de rede, voltada para a aplicação em um modelo de pequenos sinais modular de microrrede, bem como a avaliação de seu desempenho, com foco em análise de estabilidade.

### 1.3.2 *Objetivos específicos*

- Desenvolver a modelagem de pequenos sinais do conversor seguidor de rede;
- Realizar análise de estabilidade do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede e rede principal;
- Inserir e validar o modelo do seguidor de rede no modelo de pequenos sinais modular de microrrede, em uma configuração composta por conversores que emulam a máquina síncrona, conversor seguidor de rede, rede principal e cargas locais;

## 1.4 Organização do trabalho

No Capítulo 2 deste trabalho é apresentada uma breve revisão bibliográfica, abordando algumas definições de microrredes e sua hierarquia de controle, a classificação de conversores em relação a função desempenhada, o controle de conversores que emulam a máquina síncrona e de seguidores de rede, bem como características de modelos de pequenos sinais aplicados às microrredes. O Capítulo 3 evidencia a metodologia utilizada para desenvolvimento do trabalho, descrevendo a modelagem de pequenos sinais do conversor seguidor de rede, as propostas de validação e análise de estabilidade do modelo, o modelo de pequenos sinais modular de microrrede com a inserção do seguidor de rede e validação da microrrede. No Capítulo 4 os resultados de validação e análise de estabilidade são apresentados e, no Capítulo 5, são abordados os principais pontos de conclusão do trabalho, evidenciando possibilidades de contribuições futuras.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

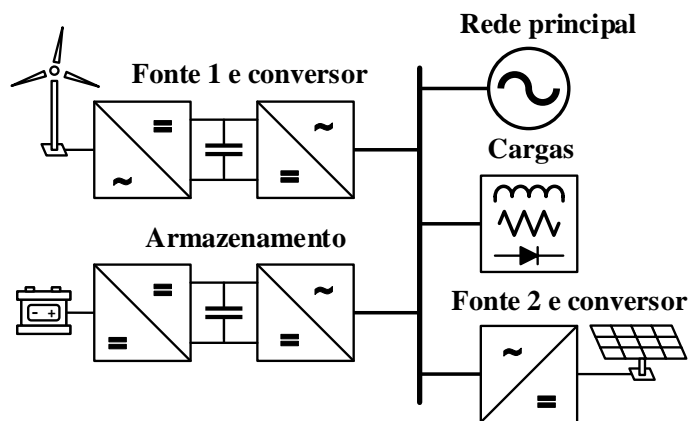
### 2.1 Microrredes

Como definido na introdução do Capítulo 1, microrredes basicamente correspondem a interligação entre fontes de GD, cargas locais e elementos de armazenamento, sendo uma característica fundamental de uma microrrede a capacidade de operar tanto conectada quanto desconectada da rede principal (ROCABERT *et al.*, 2012), o que justifica a necessidade de meios para armazenamento de energia elétrica.

As microrredes podem ser classificadas quanto a forma utilizada para transmissão e distribuição de energia, em que existem: microrredes CA, microrredes CC e microrredes híbridas. As microrredes CA podem ser divididas nas de alta frequência e nas de frequência de linha, sendo essa última a classificação mais comumente estudada, desde o surgimento do conceito de microrredes (WANG *et al.*, 2012).

O desenvolvimento realizado neste trabalho aborda microrredes CA de frequência de linha, também conhecidas como microrredes de baixa frequência. A Figura 1 ilustra uma estrutura básica de microrrede CA, com elementos comuns em configurações típicas.

Figura 1 – Estrutura típica de uma microrrede CA de baixa frequência.



Fonte: Adaptada de Wang *et al.* (2012).

Na configuração apresentada na Figura 1 é possível identificar todos os elementos presentes em uma microrrede, sendo as fontes de GD representadas pelo aerogerador e pelo sistema fotovoltaico, as cargas locais ilustradas como lineares (indutivas e resistivas) e não lineares (com presença de retificador), e os elementos de armazenamento representados pela bateria. No caso da configuração representada, a microrrede opera conectada à rede principal.

Em relação à arquitetura de controle, existem duas abordagens distintas aplicadas às microrredes: centralizada e descentralizada. O controle centralizado tem como característica a necessidade de comunicação entre os conversores e um controlador central, que possui informações dos elementos presentes na microrrede e da própria microrrede, tomando decisões por

meio da realização de cálculos que levam em consideração as condições e objetivos estabelecidos (OLIVARES *et al.*, 2014). Já no controle descentralizado, cada conversor possui um controlador local, que recebe informações de seu entorno próximo, sem a necessidade de conhecer todo o sistema (FERREIRA, 2020).

A abordagem descentralizada apresenta algumas vantagens em relação a centralizada, sendo uma delas a maior facilidade de expansão da microrrede (BORAZJANI *et al.*, 2014), que, para isso, dispensa a necessidade de modificações em parâmetros de controle.

Independente da abordagem utilizada, microrredes dependem de uma estrutura de controle capaz de atender os requisitos funcionais estabelecidos. A Seção 2.1.1 apresenta o controle hierárquico aplicado às microrredes.

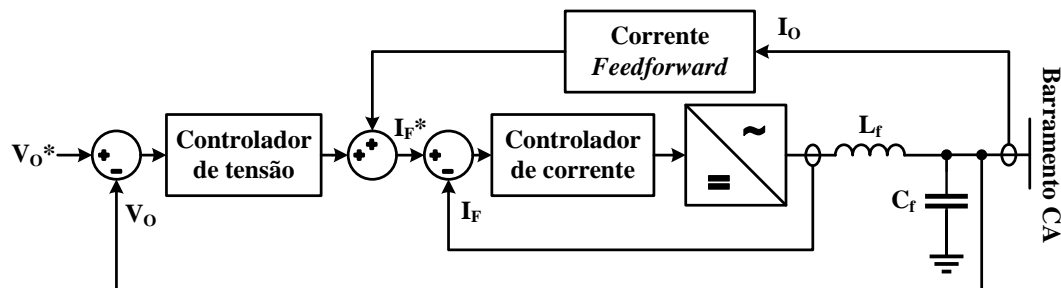
## 2.1.1 Controle hierárquico de microrredes

A estrutura de controle de microrredes possui diversos papéis, com requisitos específicos. Dessa forma, o controle exige uma estrutura hierarquizada, capaz de abordar cada aspecto presente. Essa hierarquia é comumente apresentada na literatura através de três níveis, além do nível de controle de tensão e corrente, muitas vezes referido como nível zero (BIDRAM; DAVOUDI, 2012). As quatro seções seguintes exploram resumidamente esses níveis.

### 2.1.1.1 Nível zero de controle de tensão e corrente

Neste nível estão as malhas mais internas, de controle de tensão e corrente. Essas malhas são dispostas em cascata, onde a saída do controlador de tensão, normalmente proporcional-integral (PI), fornece a referência para a malha de controle de corrente, muitas vezes composta por um controlador proporcional (P), que, por sua vez, produz as referências para a modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*), responsável por chavear os dispositivos estáticos de potência do conversor (FERREIRA, 2020). O controle de nível zero geralmente é implementado nos métodos de controle PQ e de tensão (BIDRAM; DAVOUDI, 2012). A Figura 2 apresenta, através de um diagrama de blocos, as malhas de controle presentes neste nível.

Figura 2 – Malhas de controle de tensão e corrente do nível zero.



O filtro passivo observado na saída do conversor da Figura 2, representado pelo indutor  $L_f$  e capacitor  $C_f$ , é necessário para fornecer a impedância de acoplamento com o barramento CA (FERREIRA, 2020).

Com o objetivo de controlar variáveis que não oscilam constantemente ao longo do tempo, como é o caso de correntes e tensões trifásicas  $abc$ , o controle realizado neste nível normalmente é feito em um referencial  $dq$ , de eixo direto e eixo em quadratura, que é fixo para um sinal  $abc$  de magnitude e fase constantes. Nesse sentido, são utilizadas as transformadas de Clarke e Park para conversões de  $abc$  para  $dq$  e suas inversas para conversões de  $dq$  para  $abc$ .

### 2.1.1.2 Nível primário

O nível primário de controle é responsável principalmente por estabilizar a amplitude da tensão e a frequência, na interface entre a saída do conversor e rede principal ou cargas, gerando as referências para as malhas de controle de tensão e corrente, dispostas mais internamente (SAHOO; SINHA; KISHORE, 2018). É nesse nível que são tratados os algoritmos para rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) e as técnicas de detecção de ilhamento (FERREIRA, 2020).

Na abordagem de controle descentralizada, é adicionada mais uma função para o nível primário, que passa a ser responsável também pelo compartilhamento de potência ativa e reativa entre as unidades geradoras. As técnicas de controle de conversores abordadas neste trabalho estão presentes no nível primário de controle.

### 2.1.1.3 Nível secundário

O controle no nível secundário, em uma abordagem descentralizada de controle da microrrede, tem como objetivo a compensação dos desvios existentes na tensão e frequência da microrrede, originados da operação do controle primário (BIDRAM; DAVOUDI, 2012).

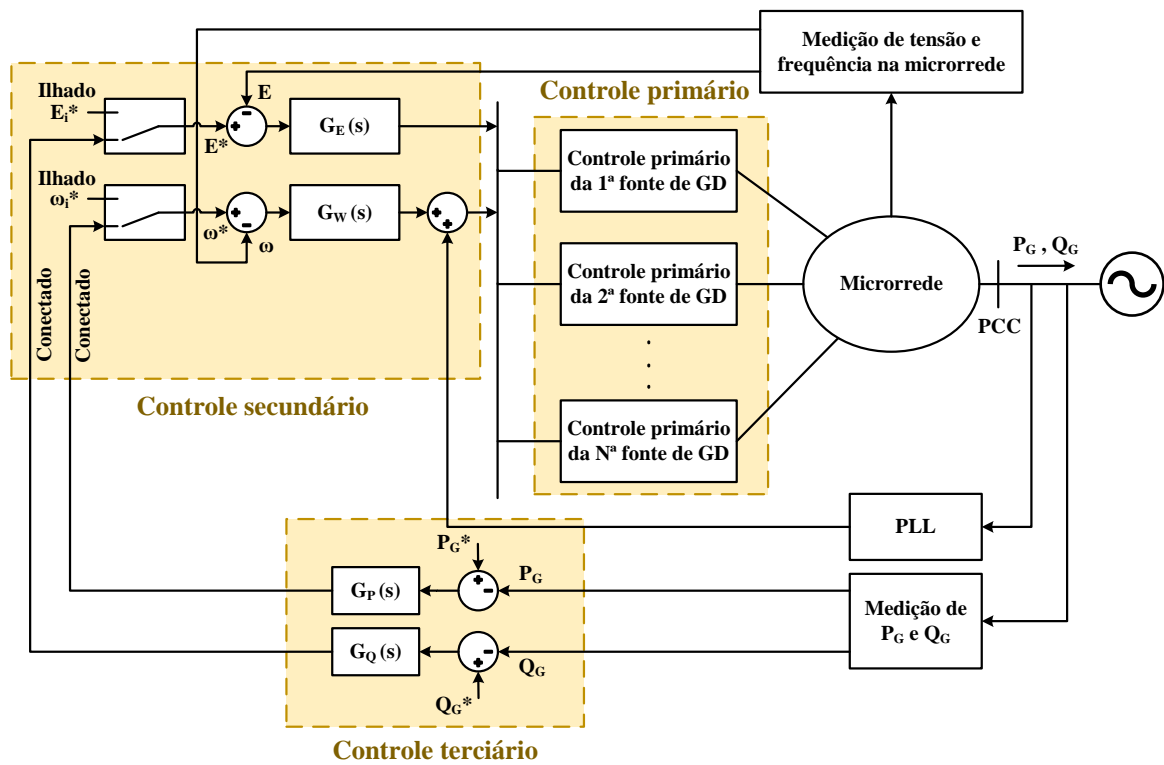
Na abordagem centralizada, o nível secundário tem o papel de controlar o compartilhamento de potência entre geradores e a microrrede (FERREIRA, 2020), função antes executada pelo nível primário, no controle descentralizado.

### 2.1.1.4 Nível terciário

A malha mais externa corresponde ao nível terciário de controle. Seu objetivo é coordenar a operação entre microrrede e rede principal (OLIVARES *et al.*, 2014), controlando o fluxo de potência entre uma e outra, com base nos valores de referência definidos, gerando as referências de tensão e frequência para o nível secundário. Na hierarquia, o nível terciário corresponde ao mais lento, quando comparado aos outros (SAHOO; SINHA; KISHORE, 2018).

A Figura 3 apresenta, em um diagrama de blocos, os níveis de controle, dispostos de forma integrada.

Figura 3 – Níveis do controle hierárquico de microrredes, com os *set points* representados pelas variáveis com asterisco.



Fonte: Adaptada de Bidram e Davoudi (2012).

## 2.2 Classificação de conversores

Como referido no capítulo introdutório, os conversores podem ser classificados como formadores de rede, seguidores de rede ou de suporte de rede, de acordo com a função desempenhada por eles na microrrede. As três seções seguintes abordam cada uma dessas classificações.

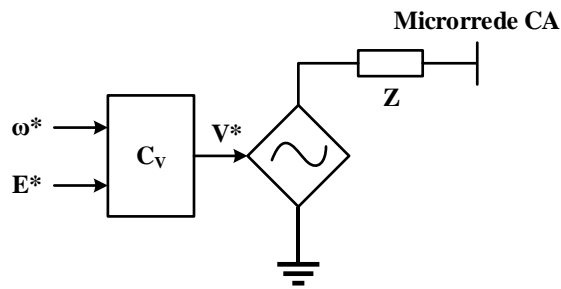
### 2.2.1 Conversor formador de rede

Quando a microrrede opera no modo isolado, é necessário que o próprio sistema consiga impor referências de tensão e frequência, uma vez que não há a presença de uma rede principal para realizar essa função. Isso é possível por meio dos conversores formadores de rede que, nesse cenário, funcionam como uma fonte de tensão controlada, com uma baixa impedância de saída (ROCABERT *et al.*, 2012). A Figura 4 ilustra uma representação simplificada do conversor formador de rede.

Como é possível observar na Figura 4, as referências da amplitude da tensão e da frequência são dadas por  $E^*$  e  $\omega^*$ , respectivamente, gerando o sinal  $V^*$  de referência para o conversor.

No modo de operação conectado da microrrede, o conversor formador de rede não mais impõe as referências de tensão e frequência, passando a seguir as referências da rede principal, com o objetivo de injetar potência no sistema.

Figura 4 – Representação simplificada do conversor formador de rede.

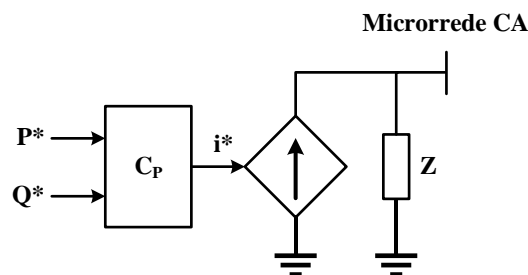


Fonte: Adaptada de Rocabert *et al.* (2012).

### 2.2.2 Conversor seguidor de rede

O conversor seguidor de rede é controlado como uma fonte de corrente, com uma alta impedância em paralelo. Nesse aspecto, sua operação tem como objetivo injetar a máxima potência possível, através do uso de algoritmos como o de MPPT, que rastreia o ponto de máxima potência, podendo ou não ter fator de potência (FP) unitário (FERREIRA, 2020). A Figura 5 apresenta uma representação simplificada do conversor seguidor de rede.

Figura 5 – Representação simplificada do conversor seguidor de rede.



Fonte: Adaptada de Rocabert *et al.* (2012).

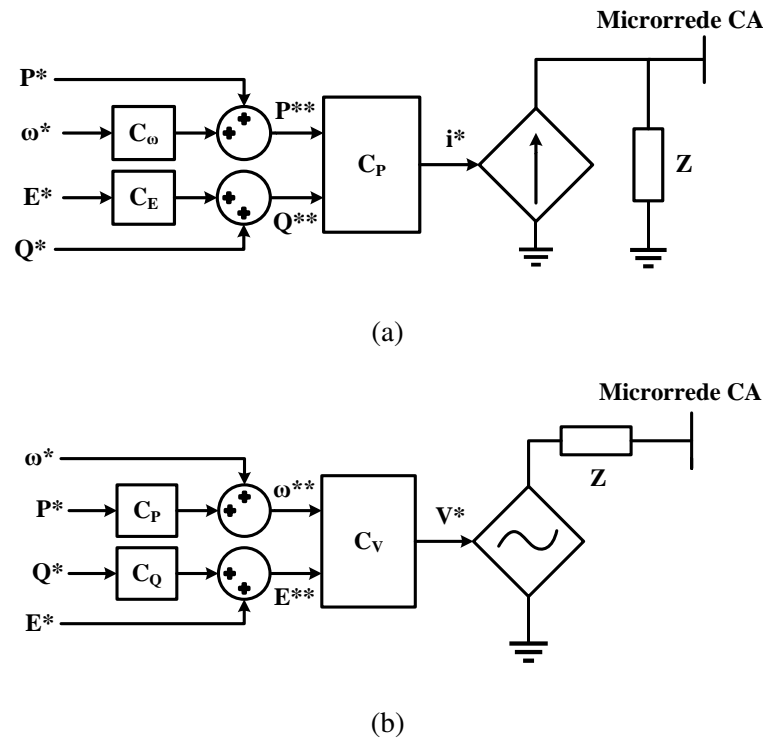
Como mostrado na Figura 5,  $P^*$  e  $Q^*$  correspondem às referências de potência ativa e reativa, respectivamente, que definem a referência de corrente  $i^*$  na saída do conversor. Para que o conversor seguidor de rede opere na microrrede, é necessário que existam referências estabelecidas de tensão e frequência. Sendo assim, a operação no modo isolado depende da presença do conversor formador de rede ou de suporte de rede, ou de um gerador síncrono local (ROCABERT *et al.*, 2012).

### 2.2.3 Conversor de suporte de rede

A principal função do conversor de suporte de rede é auxiliar na regulação da tensão e da frequência, através do controle das potências ativas e reativas injetadas. Sua implementação pode ser feita por meio de dois modos, sendo controlado como fonte de corrente ou como fonte

de tensão (ANTUNES, 2018). As Figuras 6a e 6b ilustram o conversor de suporte de rede, com os dois modos possíveis de controle.

Figura 6 – Representação simplificada do conversor de suporte de rede, controlado como: (a) fonte de corrente e (b) fonte de tensão.



Fonte: Adaptada de Rocabert *et al.* (2012).

## 2.3 Controle de conversores

O controle de conversores no contexto de microrredes está associado as variadas definições existentes no sistema. Na abordagem descentralizada de controle, existem diferentes métodos aplicados ao nível primário que possibilitam o paralelismo sem comunicação de conversores. Esses métodos se diferem tanto pela função desempenhada pelo conversor, quanto pela técnica de controle aplicada.

### 2.3.1 Técnicas de controle que emulam a máquina síncrona

Dentre as técnicas de controle de conversores existentes, as que emulam a máquina síncrona representam uma possibilidade viável de controle descentralizado, apresentando algumas vantagens, como: controle independente de injeção das potências ativa e reativa, capacidade de operação em paralelo de conversores com diferentes parâmetros nominais e facilidade no compartilhamento de potência (FERREIRA, 2020). Nesse cenário, duas técnicas se destacam: o controle *droop*, apresentado na Seção 2.3.1.1, e o *synchronverter*, apresentado na Seção 2.3.1.2.

### 2.3.1.1 Controle *droop*

O controle *droop* é o método mais popular para compartilhamento de potência entre fontes em uma microrrede (WANDHARE; THALE; AGARWAL, 2014), e tem como base a ideia de que, embora o fluxo de potência ativa e reativa em um sistema não seja desacoplado, a potência ativa depende principalmente da frequência e a potência reativa depende principalmente da amplitude da tensão, considerando uma rede predominantemente indutiva (COELHO, 2000). Dessa forma, o controle de frequência e tensão é feito através das potências ativa e reativa, respectivamente, conforme mostrado em (2.1) e (2.2).

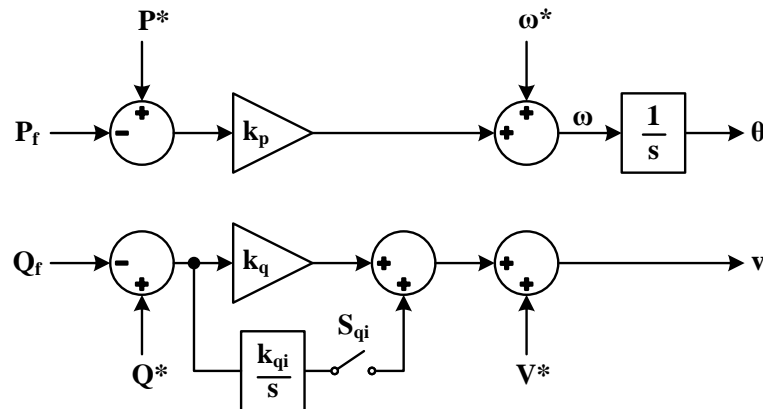
$$\omega = \omega^* - k_p(P_f - P^*), \tag{2.1}$$

$$v = V^* - k_q(Q_f - Q^*). \tag{2.2}$$

As variáveis  $\omega^*$  e  $V^*$  representam as referências da frequência angular e da magnitude de tensão,  $K_p$  e  $K_q$  são os coeficientes de *droop*, os termos  $P_f$  e  $Q_f$  são as potências ativa e reativa médias medidas, obtidas por meio da medição de tensão e corrente.  $P^*$  e  $Q^*$  representam as referências de potência ativa e reativa (RAJ; GAONKAR, 2016).

Diferentes configurações são necessárias no controle *droop*, de acordo com o modo de operação do conversor. A Figura 7 ilustra o controle *droop* com essas configurações.

Figura 7 – Diagrama de blocos do controle *droop*.



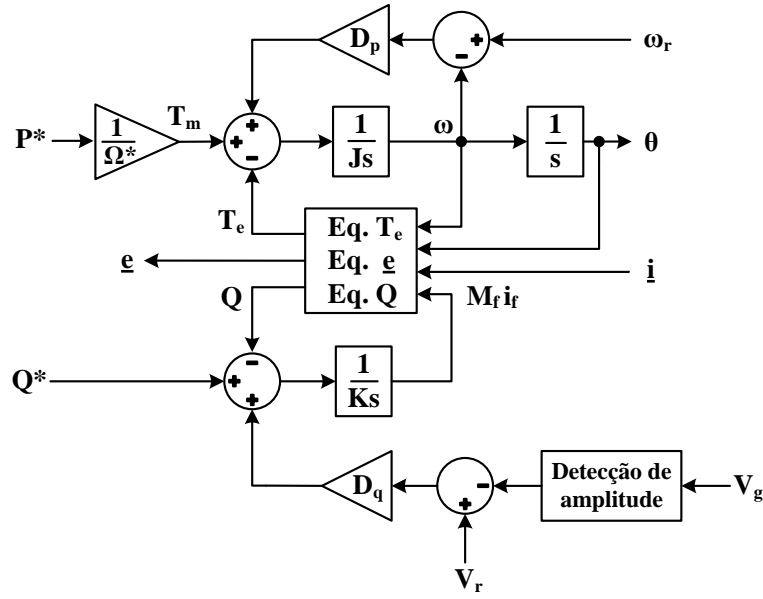
Fonte: Elaborada pelo autor.

O integrador presente na malha de potência reativa da Figura 7, com o ganho  $K_{qi}$ , só é adicionado à malha quando o conversor opera conectado à rede principal, onde é necessário o seguimento da referência de potência, em regime permanente. Como no modo isolado o objetivo é impor níveis de tensão e frequência e suprir as cargas com as potências por elas demandadas, o integrador deve ser removido da malha de potência reativa, abrindo a chave  $S_{qi}$ .

### 2.3.1.2 Synchronverter

O algoritmo do synchronverter originou da ideia de conversores que imitam geradores síncronos, introduzida em [Zhong e Weiss \(2011\)](#). Um synchronverter pode ser dividido basicamente em uma parte de potência, composta pelo próprio conversor e filtros passivos, e uma parte de controle, onde está presente o modelo matemático de uma máquina síncrona trifásica ([ZHONG et al., 2014](#)). A Figura 8 ilustra a parte de controle.

Figura 8 – Diagrama de blocos da parte de controle do synchronverter.



Fonte: Adaptada de [Zhong et al. \(2014\)](#).

As três equações no bloco central da Figura 8 representam o torque eletromagnético ( $T_e$ ), a tensão de saída ( $e$ ) ou, em outras palavras, a tensão induzida da máquina virtual, e a potência reativa ( $Q$ ).

$$T_e = M_f i_f \langle i, \sin(\underline{\theta}) \rangle, \quad (2.3)$$

$$e = \omega M_f i_f \cdot \sin(\underline{\theta}), \quad (2.4)$$

$$Q = -\omega M_f i_f \langle i, \cos(\underline{\theta}) \rangle. \quad (2.5)$$

$M_f$  e  $i_f$  são a indutância mútua e a corrente de excitação do rotor, respectivamente;  $\omega$  é a frequência;  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  representa o produto interno convencional, em  $R^3$ , e  $\sin(\underline{\theta})$  e  $\cos(\underline{\theta})$  são calculados de acordo com as equações 2.6 e 2.7.

$$\sin(\underline{\theta}) = \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

$$\cos(\underline{\theta}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Além desses termos, as entradas  $i$  e  $V_g$  recebem a corrente e tensão, medidas na saída do conversor, e  $\omega_r$  e  $V_r$  são as referências de frequência angular e magnitude de tensão.  $P^*$  e  $Q^*$  são as referências de potência ativa e reativa. Os coeficientes  $D_p$  e  $D_q$  representam a fator de amortecimento de uma máquina síncrona e o fator de *droop* da tensão, respectivamente, e o termo  $K$  define o ganho do integrador na malha de controle da potência reativa. Todos esses termos mencionados são melhor descritos e explorados em [Zhong e Weiss \(2011\)](#).

Esta técnica de controle é muito semelhante ao controle *droop*, apresentando a mesma estratégia de controlar potência através do ajuste de frequência e da amplitude da tensão. A grande diferença é que, no *synchronverter*, há uma inércia virtual, representada pelo termo  $J$  na Figura 8 ([LIU; MIURA; ISE, 2016](#)). Dessa forma, quando um *synchronverter* opera no modo conectado, nenhuma diferença significativa é sentida pela rede, em comparação com um gerador síncrono. Isso permite o uso dos mesmos algoritmos de controle comumente usados em sistemas de potência ([WEI; JIE; CHUNYING, 2015](#)).

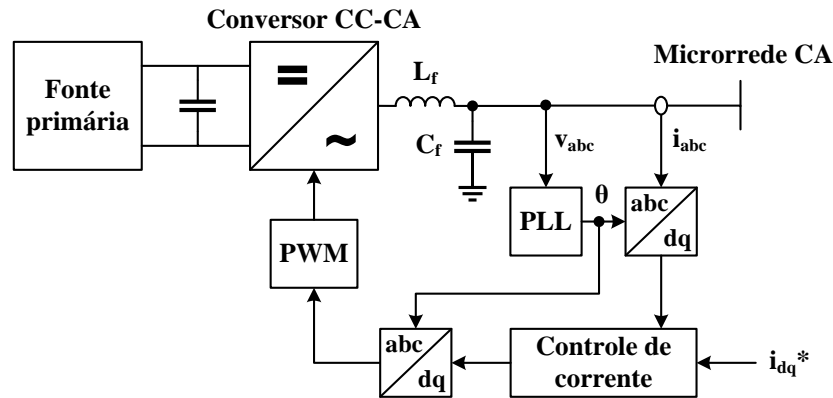
### 2.3.2 Controle do conversor seguidor de rede

Considerando que a principal função do conversor seguidor de rede é injetar potência onde níveis de tensão e frequência já estão estabelecidos, sua estrutura de controle é composta principalmente por uma malha de controle de corrente e por um *Phase-Locked Loop* (PLL) ([SHIN \*et al.\*, 2017](#); [FAN; MIAO, 2020](#); [LI; GU; GREEN, 2022](#)), sendo o PLL responsável por sincronizar o conversor com a tensão da rede ([ZHAO; FLYNN, 2020](#)).

A Figura 9 apresenta a estrutura mais comumente encontrada na literatura para esses conversores ([LI; GU; GREEN, 2022](#); [ROCABERT \*et al.\*, 2012](#); [SHIN \*et al.\*, 2017](#); [WEN \*et al.\*, 2016](#); [ZHAO; FLYNN, 2020](#); [ZHOU; MOHAMMED; BAHRANI, 2022](#)). A parte de potência na Figura 9 ilustra um conversor CC-CA, que recebe em sua entrada uma fonte primária, como fotovoltaica ou eólica, e em sua saída possui um Filtro LC, representado pela indutância  $L_f$  e capacitância  $C_f$ . Na parte de controle do conversor seguidor de rede, o PLL recebe a tensão  $V_{abc}$ , obtida na saída do filtro LC, e fornece o ângulo de fase  $\theta$  ao bloco que transforma da referência  $abc$  para a referência  $dq$ , na entrada da malha de controle de corrente, e ao bloco que realiza a transformação oposta, onde é gerada a referência para o PWM, sincronizando então o conversor com a tensão da rede. A malha de controle de corrente opera no referencial  $dq$ , recebendo em sua entrada a corrente medida, juntamente com a referência  $i_{dq}^*$ , e gerando a referência de tensão em sua saída.

Nas seções 2.3.2.1 e 2.3.2.2, são abordados o PLL baseado na referência síncrona (SRF-PLL - *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*) e a malha de controle de corrente.

Figura 9 – Estrutura de potência e controle do conversor seguidor de rede.



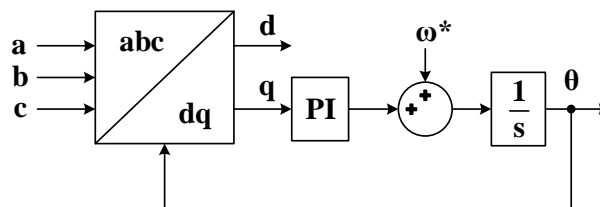
Fonte: Adaptada de Zhou, Mohammed e Bahrani (2022).

### 2.3.2.1 SRF-PLL

Para que o conversor seguidor de rede consiga injetar devidamente a potência requerida pelo sistema, é necessário que exista sincronia da corrente controlada com o ângulo de fase da tensão da microrrede (ROCABERT *et al.*, 2012). Nesse sentido, o elemento responsável por encontrar esse ângulo de fase é o PLL. Na Figura 9 é possível observar que, ao receber em sua entrada a tensão  $V_{abc}$ , o PLL fornece em sua saída o ângulo  $\theta$  dessa tensão, utilizado na medição da corrente  $i_{abc}$ , ao passar para o referencial  $dq$ , e também na referência de tensão para o PWM, ao passar do referencial  $dq$  para  $abc$  novamente. De forma geral, a estrutura básica de um PLL é composta por: detector de fase, filtro e oscilador.

Na estrutura de controle de redes elétricas, é possível encontrar diversas topologias de PLL, com diferentes características. O SRF-PLL corresponde a uma das técnicas de PLL mais populares nesse aspecto (MOJDEHIPOOR; MARDANEH, 2018). O diagrama de blocos do SRF-PLL é apresentado na Figura 10.

Figura 10 – Diagrama de blocos do SRF-PLL.



Fonte: Adaptada de Li, Gu e Green (2022).

A base de funcionamento do SRF-PLL pode ser explicada pelas transformadas de Clarke e Park que, para representar um sinal trifásico em um referencial síncrono  $dq$ , considerando um quadro de rotação alinhado  $90^\circ$  atrás da fase "a", utiliza a equação:

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

em que  $\theta$  corresponde ao ângulo de fase da entrada do bloco de transformação  $abc$  para  $dq$ , da Figura 10. Considerando o sinal trifásico de entrada, com magnitude  $U$  e ângulo de fase  $\theta_t$ :

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U \sin(\theta_t) \\ U \sin(\theta_t - \frac{2\pi}{3}) \\ U \sin(\theta_t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

a matriz de  $d$  e  $q$  obtida é:

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U \cos(\theta_t - \theta) \\ U \sin(\theta_t - \theta) \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

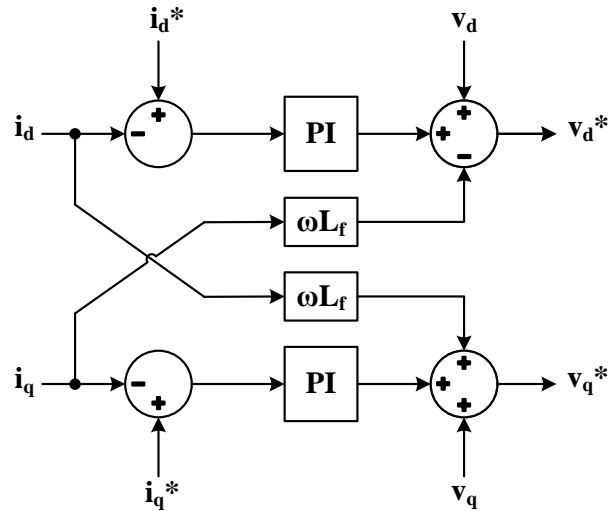
Com esse desenvolvimento, apresentado em [Karimi-Ghartemani \(2014\)](#), é nítido que, quando o ângulo de fase da entrada do bloco de transformação é igual ao ângulo de fase do sinal  $abc$ ,  $d$  será igual a magnitude  $U$  e  $q$  será nulo. Nesse aspecto, a premissa básica de funcionamento do SRF-PLL é baseada nesta lógica, que então busca tornar o sinal no eixo em quadratura igual a zero, a fim de encontrar o ângulo de fase do sinal  $abc$  de entrada. Isso é feito por meio do controlador PI, apresentado na Figura 10, em que a integração de sua saída gera o ângulo de fase  $\theta$ . O termo  $\omega^*$  corresponde a uma ação *feed-forward*, com a frequência do sinal de entrada, e é frequentemente desconsiderado da estrutura.

### 2.3.2.2 Malha de controle de corrente

A estrutura de malha de controle de corrente mais comumente utilizada nos conversores seguidores de rede é mostrada na Figura 11. Neste caso, as referências na entrada da malha,  $i_d^*$  e  $i_q^*$ , podem ser geradas de diferentes formas, como pela divisão de referências de potência ativa e reativa pela tensão de eixo direto da saída do conversor, ou por outros métodos, como o clássico MPPT ([ROCABERT et al., 2012](#)).

Como mostrado na Figura 11, os controladores PI recebem os erros da corrente, calculados por meio da subtração da corrente de referência,  $i_d^*$  e  $i_q^*$ , pela corrente medida,  $i_d$  e  $i_q$ , e suas saídas são somadas a outros dois termos:  $V_d$  e  $V_q$  são termos de *feed-forward*, com o objetivo de antecipar valores de tensão de referência e, conseqüentemente, facilitar o controle; a multiplicação da referência de corrente pelos blocos  $\omega L_f$  corresponde aos termos de desacoplamento dos eixos, sendo  $\omega$  a frequência nominal da tensão de saída e  $L_f$  a indutância do filtro LC ([KROUTIKOVA; HERNANDEZ-ARAMBURO; GREEN, 2007](#)).

Figura 11 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente.



Fonte: Adaptada de Giles, Reguera e Roscoe (2015).

## 2.4 Definições de modelos de pequenos sinais aplicados às microrredes

O uso de técnicas de modelagem de pequenos sinais possibilita representar matematicamente diversos sistemas, como é o caso de microrredes. Considerando que o foco é em análise de estabilidade, algumas definições são necessárias para tornar esses modelos aplicáveis ao contexto de microrredes.

Os métodos tradicionais de análise de pequenos sinais não funcionam devidamente para microrredes CA, uma vez que a trajetória de operação do sistema varia periodicamente no tempo. Nesse sentido, existem algumas possíveis soluções para esse problema, como: transformação para o referencial  $dq$ , através das transformadas de Clarke e Park; formulação de modelos utilizando fasores dinâmicos, que são invariantes no tempo em estado estacionário, e linearização harmônica, que permite a linearização de um modelo não linear ao longo de uma trajetória de operação periódica variável no tempo (SUN, 2009).

Grande parte dos modelos de pequenos sinais encontrados na literatura, de geração distribuída e microrredes, são desenvolvidos no referencial  $dq$  (FERREIRA *et al.*, 2019; LI; GU; GREEN, 2022; COELHO; CORTIZO; GARCIA, 2002; ZHOU; MOHAMMED; BAHRANI, 2022; FAN; MIAO, 2020; WEN *et al.*, 2016), sendo que, a modelagem, em muitas situações, resulta em um modelo não linear. A linearização desses modelos em torno de um ponto de operação, normalmente realizada por série de Taylor, apresenta a vantagem da disponibilidade de diversas ferramentas de análise de estabilidade (WANG, 2019).

### 3 METODOLOGIA

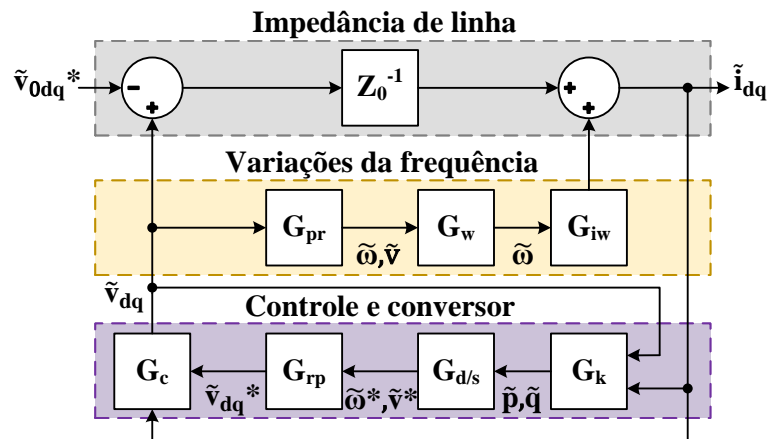
Levando em consideração os objetivos definidos para este trabalho, a principal etapa consistiu na modelagem de pequenos sinais do conversor seguidor de rede, que teve como base os desenvolvimentos realizados em *Ferreira et al. (2019)* e em *Wen et al. (2016)*. Para validação, foi proposta a estrutura composta de um conversor e rede principal, onde análises de estabilidade foram realizadas, através da variação dos ganhos de controle. Depois, o conversor seguidor de rede foi incluído no modelo modular de pequenos sinais de microrrede, proposto em *Oliveira et al. (2022)*, com uma configuração de três conversores, cargas locais e rede principal.

#### 3.1 Modelagem de pequenos sinais do conversor seguidor de rede

##### 3.1.1 Referência de modelo de pequenos sinais

Para estruturar o modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede, foi utilizado como base o desenvolvimento de modelagem realizado em *Ferreira et al. (2019)*, que, como evidenciado em *Oliveira et al. (2022)*, se difere da maioria dos modelos comumente encontrados na literatura por apresentar uma estrutura com aspecto modular. A Figura 12 ilustra essa estrutura, que tem a configuração de um conversor e rede principal.

Figura 12 – Diagrama de blocos do modelo de pequenos sinais de *Ferreira et al. (2019)*.



Fonte: Adaptada de *Ferreira et al. (2019)*.

Os blocos presentes na estrutura da Figura 12 correspondem a matrizes de transferência, que representam partes associadas ao controle e também à potência e linearizam o comportamento não linear presente em algumas dessas partes. Em geral, esta estrutura pode ser dividida em: impedância da linha, influência das variações da frequência e controle juntamente com o conversor.

Na representação da impedância de linha, a matriz do bloco  $Z_0^{-1}$  corresponde à admitância da rede, que, através da diferença de tensão entre o conversor e a rede principal, em sua entrada,

fornece a corrente de linha em sua saída, onde:

$$Z_0 = \begin{bmatrix} (sL + R) & -\Omega L \\ \Omega L & (sL + R) \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

sendo  $R$  e  $L$  a resistência e indutância da linha, respectivamente, e  $\Omega$  o ponto de operação da frequência. Agora, olhando para a representação das variações da frequência, os blocos  $G_{pr}$ ,  $G_w$  e  $G_{iw}$  permitem que o modelo considere a influência dessas variações na corrente de saída. Basicamente, através da tensão de saída do conversor, na entrada de  $G_{pr}$ , eles extraem a frequência  $\tilde{\omega}$  e aplicam sua influência na impedância da linha, proporcionando a variação de corrente resultante, na saída de  $G_{iw}$ . As matrizes desses três blocos são:

$$G_{pr} = \begin{bmatrix} V_q \cdot s & V_d \cdot s \\ V_d \cdot V & V_q \cdot V \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

$$G_w = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

$$G_{iw} = \begin{bmatrix} \frac{-(s+\frac{R}{L})I_q - \Omega Id}{(s+\frac{R}{L})^2 + \Omega^2} \\ \frac{(s+\frac{R}{L})Id - \Omega Iq}{(s+\frac{R}{L})^2 + \Omega^2} \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

onde  $V_d$  e  $V_q$ ,  $I_d$  e  $I_q$ , e  $V$  correspondem aos pontos de operação de tensão, corrente e magnitude de tensão, na saída do conversor, respectivamente.

Na parte de controle do conversor, representada pelos blocos  $G_k$ ,  $G_{d/s}$  e  $G_{rp}$  na Figura 12, é possível observar que a modelagem realizada por [Ferreira et al. \(2019\)](#) contempla a estrutura de controle de conversores que emulam a máquina síncrona, onde em  $G_k$  é realizado o cálculo de potência ativa e reativa, em  $G_{d/s}$  o controle de potência e em  $G_{rp}$  as referências de magnitude de tensão e frequência são convertidas para o referencial  $dq$ . As matrizes  $G_k$  e  $G_{rp}$  são:

$$G_k = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ V_q & -V_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} + \frac{3}{2} \begin{bmatrix} I_d & I_q \\ -I_q & I_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

$$G_{rp} = \begin{bmatrix} -\frac{V_q}{s} & \frac{V_d}{V} \\ \frac{V_d}{s} & -\frac{V_q}{V} \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

O bloco  $G_{d/s}$  representa a técnica de controle aplicada ao conversor, que, de acordo com a matriz utilizada, pode ser *droop*, com  $G_d$ , ou *synchronverter*, com  $G_s$ , onde:

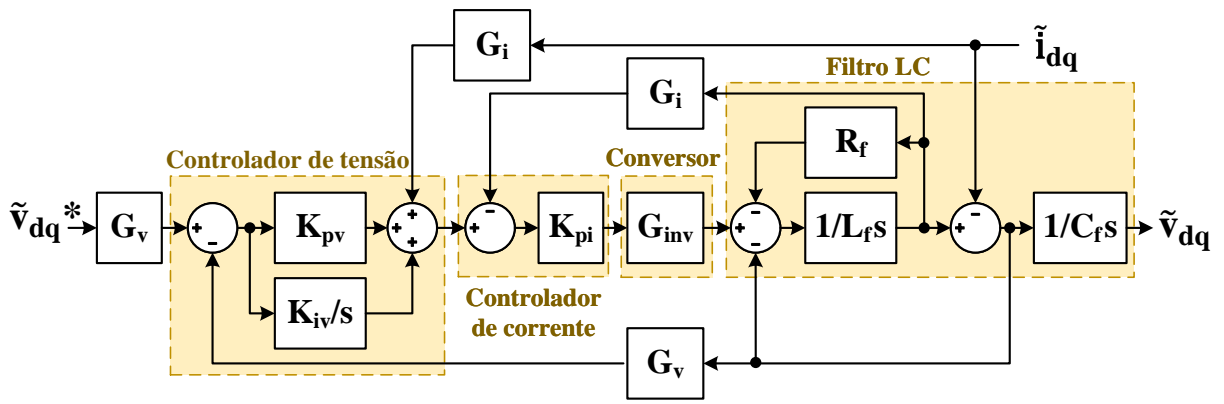
$$G_d = \begin{bmatrix} -K_p \frac{\omega_f}{s + \omega_f} & 0 \\ 0 & -K_q \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

$$G_s = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\Omega} \frac{1}{(sJ + D_p)} & 0 \\ \frac{\Lambda_f}{\Omega} \frac{1}{(sJ + D_p)} & -\frac{1}{(\frac{sK}{\Omega} + D_q)} \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

sendo  $K_p$  e  $K_q$  os coeficientes de *droop* e  $\omega_f$  a frequência de corte do filtro passa-baixa presente após a medição de potência, na matriz  $G_d$ . Em  $G_s$ , que representa o sincronverter,  $D_p$  e  $D_q$  correspondem ao fator de amortecimento da máquina síncrona e ao coeficiente de *droop* da tensão, respectivamente,  $J$  representa a inércia virtual,  $K$  define o ganho do integrador na malha de potência reativa e  $\Lambda_f$  é o ponto de operação do valor de saída deste integrador.

Por fim, o bloco  $G_c$  agrega as malhas internas de controle de corrente e tensão, juntamente com o conversor e o filtro LC de saída. O diagrama de blocos mostrado na Figura 13 apresenta a estrutura de  $G_c$ .

Figura 13 – Diagrama de blocos das malhas internas, conversor e filtro LC do modelo de Ferreira *et al.* (2019).



Fonte: Adaptada de Ferreira *et al.* (2019).

Na Figura 12,  $G_v$  e  $G_i$  correspondem aos ganhos dos sensores de tensão e corrente, respectivamente. O controlador PI de tensão é representado pelos ganhos  $K_{pv}$  e  $K_{iv}$ , e o controlador P de corrente por  $K_{pi}$ . O conversor está presente no diagrama através de seu ganho  $G_{inv}$  e o filtro LC é representado pela indutância  $L_f$ , sua resistência  $R_f$  e pela capacitância  $C_f$ .

A modelagem do bloco  $G_c$ , realizada em Ferreira *et al.* (2019), foi desenvolvida de forma particionada, com uma parte ( $G_{c1}$ ) tendo como entrada a referência de tensão e a outra parte ( $G_{c2}$ ) com a corrente de linha. O bloco  $G_c$  é formado pela soma de  $G_{c1}$  com  $G_{c2}$ , sendo:

$$G_{c1} = \frac{\frac{G_v K_{pv} K_{pi} G_{inv}}{C_f L_f} \cdot s + \frac{G_v K_{iv} K_{pi} G_{inv}}{C_f L_f}}{s^3 + \left(\frac{R_f}{L_f} + \frac{K_{pi} G_{inv} G_i}{L_f}\right) \cdot s^2 + \frac{G_v K_{pv} K_{pi} G_{inv} + 1}{C_f L_f} \cdot s + \frac{G_v K_{iv} K_{pi} G_{inv}}{C_f L_f}}, \quad (3.9)$$

$$G_{c2} = \frac{-\frac{1}{C_f} \cdot s^2 - \frac{R_f}{C_f L_f} \cdot s}{s^3 + \left(\frac{R_f}{L_f} + \frac{K_{pi} G_{inv} G_i}{L_f}\right) \cdot s^2 + \frac{G_v K_{pv} K_{pi} G_{inv} + 1}{C_f L_f} \cdot s + \frac{G_v K_{iv} K_{pi} G_{inv}}{C_f L_f}}, \quad (3.10)$$

em que:

$$\tilde{v}_{dq} = \begin{bmatrix} G_{c1} & 0 \\ 0 & G_{c1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_d^* \\ \tilde{v}_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{c2} & 0 \\ 0 & G_{c2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Apesar da possibilidade de utilizar as técnicas de controle *droop* e *synchronverter* na modelagem em [Ferreira et al. \(2019\)](#), ela não inclui a modelagem do conversor seguidor de rede. No entanto, é possível adaptar a estrutura apresentada na Figura 12 para que o conversor se torne um seguidor de rede.

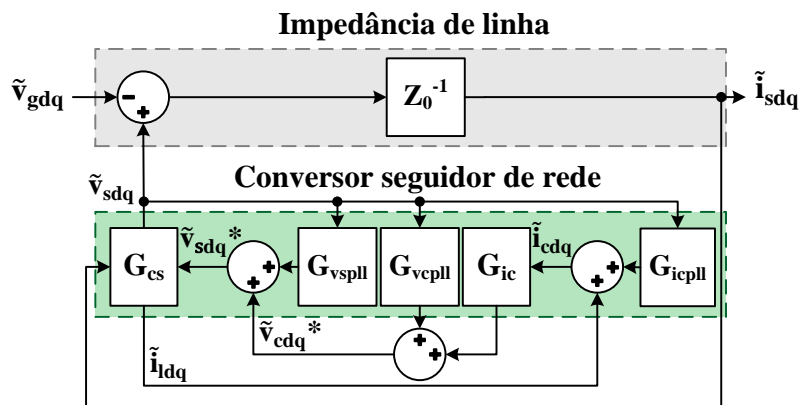
### 3.1.2 Adaptação do modelo de referência para o seguidor de rede

Considerando a mesma configuração apresentada na Figura 12, de um conversor e rede principal, é evidente que o foco da modelagem do seguidor de rede está na parte de controle e conversor, que, ao invés de ter a estrutura de um conversor que emula a máquina síncrona, precisa ter a estrutura descrita na Seção 2.3.2 e ilustrada na Figura 9.

Através de testes, foi observado que a parte de variações da frequência do modelo de [Ferreira et al. \(2019\)](#) aplicada ao seguidor de rede, durante uma perturbação do sistema, pode apresentar variações que não são propriamente de pequenos sinais, causando um distanciamento considerável dos pontos de operação do modelo. Isso pode ser explicado pelo comportamento da tensão na saída do seguidor, que apresenta maiores variações frente a uma perturbação na rede, quando comparada à no *droop* e no *synchronverter*, e também pela própria presença do PLL, que, dependendo dos ganhos de seu controlador PI, pode acentuar essas variações.

Como essa parcela de variações da frequência apresenta influência bem menor no modelo, em relação as outras partes, ela foi desconsiderada no modelo de pequenos sinais do seguidor de rede. Sendo assim, a Figura 14 apresenta a estrutura de [Ferreira et al. \(2019\)](#) adaptada para o conversor seguidor.

Figura 14 – Diagrama de blocos do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede.



Fonte: Adaptada de [Ferreira et al. \(2019\)](#).

Os blocos presentes na parte do conversor seguidor de rede, mostrados na Figura 14, basicamente representam: o controlador de corrente, com  $G_{ic}$ ; a influência do PLL nas transformações de *abc* para *dq* e de *dq* para *abc*, através de  $G_{icpll}$ ,  $G_{vcpll}$  e  $G_{vsppll}$ , e o conversor juntamente com seu filtro LC de saída, em  $G_{cs}$ .

Dessa forma, tratando primeiramente da malha de controle de corrente, e, inicialmente, levando em consideração apenas o controlador PI e os termos de desacoplamento, mostrados na Figura 11, a matriz do bloco  $G_{ic}$  pode ser expressa como:

$$G_{ic} = \begin{bmatrix} -(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s}) & -\Omega L_f \\ \Omega L_f & -(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s}) \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

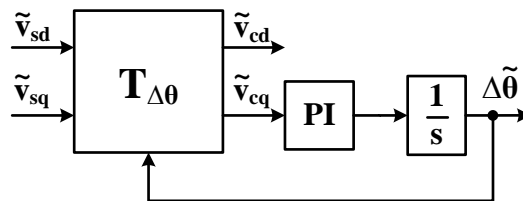
onde  $K_{pi}$  e  $K_{ii}$  correspondem aos ganhos proporcional e integral do controlador PI, respectivamente,  $\omega$  é a frequência de operação e  $L_f$  a indutância do filtro LC. O sinal negativo multiplicado pelos ganhos do controlador PI, em (3.12), é devido à corrente medida, recebida na malha de controle, ser subtraída das referências de corrente, conforme mostrado na Figura 11, de modo que, no modelo de pequenos sinais, as variações na corrente aparecem com um sinal negativo na malha.

Os blocos que adicionam a influência do PLL nas transformações de referencial:  $G_{icpll}$  representa a transformação de  $abc$  para  $dq$  da corrente controlada, medida sobre o indutor do filtro LC;  $G_{vcpll}$  corresponde a transformação de  $abc$  para  $dq$  da tensão de saída do conversor, que é somada ao final da malha de controle de corrente como termo de *feed-forward*, e  $G_{vspll}$  representa a transformação final de  $dq$  para  $abc$  da tensão de referência gerada na saída da malha de controle de corrente para o PWM.

Porém, antes de qualquer desenvolvimento relacionado à essa influência, é fundamental entender que a modelagem que envolve esses três blocos deve ser capaz de representar a dinâmica do PLL nas transformações de  $abc$  para  $dq$  e de  $dq$  para  $abc$  apenas no referencial  $dq$ , uma vez que, este é o único referencial presente no modelo de pequenos sinais. Nesse sentido, o modelo desenvolvido em Wen *et al.* (2016), apesar de focar na análise de impedâncias com um modelo de pequenos sinais de conversores conectados à rede, apresenta a representação das transformações de referencial no conversor seguidor de rede, com a influência do PLL.

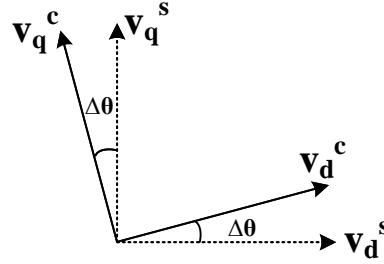
Em Wen *et al.* (2016), a ideia principal consiste em considerar que o modelo de pequenos sinais do conversor que possui PLL em sua estrutura de controle, apresenta dois quadros no referencial  $dq$ : um para o sistema, definido pela rede e que representa o referencial  $abc$ , e outro para a parte de controle, definido pelo PLL e que realmente representa o referencial  $dq$ . Assim, o modelo de pequenos sinais do SRF-PLL pode ser representado pela estrutura da Figura 15.

Figura 15 – Diagrama de blocos do SRF-PLL com os dois quadros no referencial  $dq$ .



Na Figura 15,  $\tilde{v}_{sd}$  e  $\tilde{v}_{sq}$  representam a tensão medida do sistema e  $\tilde{v}_{cd}$  e  $\tilde{v}_{cq}$  a tensão na parte de controle, fornecida pelo SRF-PLL. Em estado estacionário, essas duas tensões são iguais. Porém, quando há uma perturbação no lado do sistema, sua tensão muda, gerando uma variação  $\Delta\tilde{\theta}$  no ângulo de fase, fornecido pelo SRF-PLL. A matriz do bloco  $T_{\Delta\tilde{\theta}}$  representa a mudança do quadro  $dq^s$  para  $dq^c$  influenciada pelo  $\Delta\tilde{\theta}$ . A Figura 16 ilustra o diagrama fasorial dessa mudança de quadro.

Figura 16 – Diagrama fasorial de  $dq^s$  para  $dq^c$  com uma variação  $\Delta\theta$ .



Fonte: Adaptada de Wen *et al.* (2016).

Matematicamente, essa mudança do quadro  $dq^s$  para o quadro  $dq^c$ , considerando uma variação  $\Delta\tilde{\theta}$ , é dada por

$$T_{\Delta\tilde{\theta}} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\tilde{\theta} & \sin\Delta\tilde{\theta} \\ -\sin\Delta\tilde{\theta} & \cos\Delta\tilde{\theta} \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

A linearização dessa matriz, considerando mesma entrada e mesma saída do SRF-PLL da Figura 15, e separação entre pontos de operação e variações de pequenos sinais, permite a obtenção de

$$\begin{bmatrix} V_{cd} + \tilde{v}_{cd} \\ V_{cq} + \tilde{v}_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta\tilde{\theta} \\ -\Delta\tilde{\theta} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} + \tilde{v}_{sd} \\ V_{sq} + \tilde{v}_{sq} \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

onde termos com início  $V$  representam os pontos de operação e com início  $\tilde{v}$  representam as variações de pequenos sinais. Dessa forma, mantendo apenas as variações, sem os valores de estado estacionário, é possível definir que

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{cd} \\ \tilde{v}_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sd} + V_{sq}\Delta\tilde{\theta} \\ -V_{sd}\Delta\tilde{\theta} + \tilde{v}_{sq} \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Analisando a estrutura do SRF-PLL na Figura 15, o ângulo de fase obtido na saída do PLL pode ser descrito como

$$\Delta\tilde{\theta} = \tilde{v}_{cq} \times t f_{pll} \times \frac{1}{s}, \quad (3.16)$$

onde:

$$t f_{pll} = K_{ppll} + \frac{K_{ipll}}{s}, \quad (3.17)$$

sendo  $K_{ppll}$  e  $K_{ipll}$  os ganhos proporcional e integral, respectivamente, do controlador PI do SRF-PLL. Substituindo então (3.16) na segunda linha de (3.15), é obtido

$$\Delta\tilde{\theta} = \frac{t f_{pll}}{s + V_{sd} \times t f_{pll}} \times \tilde{v}_{sq} = G_{pll} \times \tilde{v}_{sq}. \quad (3.18)$$

Considerando que a tensão  $dq$  do quadro de controle, fornecida pelo SRF-PLL, é a mesma tensão de *feed-forward* somada ao final da malha de controle de corrente, uma vez que, nos dois casos a tensão utilizada é a da saída do conversor, a matriz  $G_{vcpll}$  pode ser obtida, basicamente, através da substituição de (3.18) em (3.15). Além disso, como se trata de uma tensão medida, é importante levar em conta o ganho do sensor de tensão  $G_v$ , sendo então definido:

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{fd} \\ \tilde{v}_{fq} \end{bmatrix} = G_v \begin{bmatrix} 1 & V_{sq}G_{pll} \\ 0 & 1 - V_{sd}G_{pll} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sd} \\ \tilde{v}_{sq} \end{bmatrix} = G_{vcpll} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sd} \\ \tilde{v}_{sq} \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

em que, termos com  $sq$  e  $sd$  correspondem a tensão  $\tilde{v}_{sdq}$  de saída do conversor, e com  $fd$  e  $fq$  representam a tensão somada ao final da malha de controle de corrente.

A matriz  $T_{\Delta\theta}$ , mostrada em (3.13) pode ser utilizada como base para representar, no modelo de pequenos sinais, qualquer mudança de  $abc$  para  $dq$  que ocorre na estrutura do conversor seguidor de rede e, da mesma forma, sua inversa pode ser utilizada no caso de transformações de  $dq$  para  $abc$ . Sendo assim, adaptando (3.15) para trabalhar com a corrente de entrada da malha de controle de corrente, é obtido:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{cd} \\ \tilde{i}_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{ld} + I_{lq}\Delta\tilde{\theta} \\ -I_{ld}\Delta\tilde{\theta} + \tilde{i}_{lq} \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

Da mesma forma realizada para  $G_{vcpll}$ , a obtenção de  $G_{icpll}$  se resume na substituição de (3.18) agora em (3.20):

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{cd} \\ \tilde{i}_{cq} \end{bmatrix} = G_i \begin{bmatrix} 0 & I_{lq}G_{pll} \\ 0 & -I_{ld}G_{pll} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sd} \\ \tilde{v}_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_{ld} \\ \tilde{i}_{lq} \end{bmatrix} = G_{icpll} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sd} \\ \tilde{v}_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{i}_{ld} \\ \tilde{i}_{lq} \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

sendo  $G_i$  o ganho do sensor de corrente,  $lq$  e  $ld$  os termos em  $dq$  da corrente de entrada da malha de controle de corrente e  $cd$  e  $cq$  da corrente na parte de controle, após a transformação de quadro.

A matriz do bloco  $G_{vspll}$  segue exatamente a mesma lógica de desenvolvimento de  $G_{icpll}$ . A única diferença agora, é que a base de transformação dos quadros corresponde a inversa de (3.13). Dessa forma, ao substituir (3.18) na linearização dessa inversa:

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_{sd}^* \\ \tilde{v}_{sq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -V_{cq}^*G_{pll} \\ 0 & V_{cd}^*G_{pll} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sd} \\ \tilde{v}_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_{cd}^* \\ \tilde{v}_{cq}^* \end{bmatrix} = G_{vspll} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{v}_{sd} \\ \tilde{v}_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_{cd}^* \\ \tilde{v}_{cq}^* \end{bmatrix}, \quad (3.22)$$

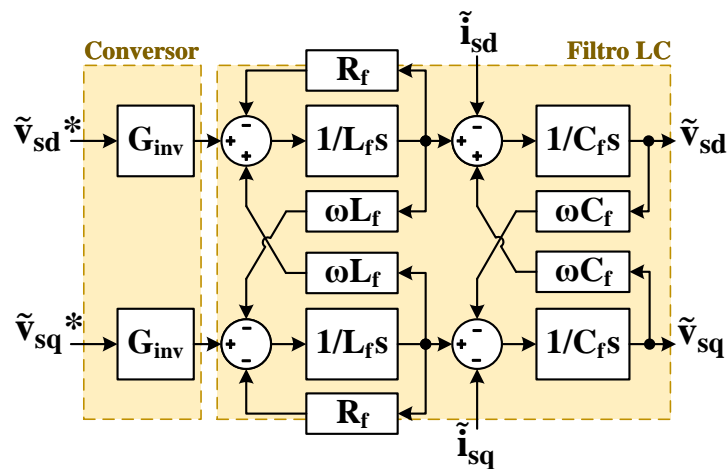
onde  $\tilde{v}_{sd}^*$  e  $\tilde{v}_{sq}^*$  correspondem a tensão de referência para o conversor no quadro do sistema, e  $cd$  e  $cq$  são os termos da mesma tensão, porém, no quadro  $dq$  de controle.

Através de todo o desenvolvimento realizado até agora nesta seção, já é possível modificar toda a parte de controle apresentada em Ferreira *et al.* (2019), para comportar o conversor seguidor de rede.

Dessa forma, para finalização da modelagem, é necessário desenvolver a matriz do bloco  $G_{cs}$ . Para isso, é fundamental considerar que, diferente do modelo de pequenos sinais em Ferreira

*et al.* (2019), o conversor seguidor de rede não apresenta as malhas internas de controle em cascata. Dessa forma,  $G_{cs}$  no seguidor de rede deve representar apenas o conversor e filtro LC, bastando desconsiderar toda a estrutura à esquerda de  $G_{inv}$ , na Figura 13. Além disso, com o objetivo de tornar o modelo mais completo, foi considerado também o acoplamento existente entre os eixos d e q na modelagem do indutor e do capacitor do filtro LC, tendo como base o circuito equivalente em  $dq$  apresentado em Ramezani, Li e Sun (2019) e o diagrama de blocos em Rosyadi *et al.* (2012). A Figura 17 ilustra a estrutura de  $G_{cs}$  do conversor seguidor de rede.

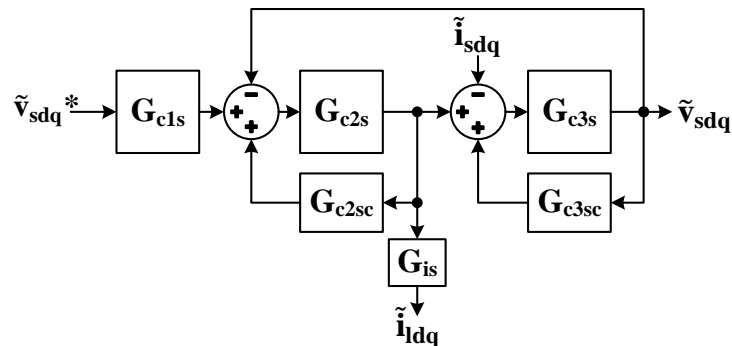
Figura 17 – Diagrama de blocos do conversor e filtro LC do modelo de pequenos sinais do seguidor de rede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A inclusão do acoplamento entre os eixos no indutor e no capacitor, tornou mais complicado o levantamento das funções de transferência no formato realizado em Ferreira *et al.* (2019). Porém, considerando que a remoção das malhas internas tornou o modelo mais simples, a estrutura de  $G_{cs}$  foi particionada em mais blocos, com o objetivo de viabilizar sua implementação. A Figura 18 apresenta o diagrama de blocos do esquema desenvolvido.

Figura 18 – Diagrama de blocos de  $G_{cs}$  do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na estrutura apresentada na Figura 18,  $G_{c1s}$  representa o ganho do conversor e é dado pela matriz:

$$G_{c1s} = \begin{bmatrix} G_{inv} & 0 \\ 0 & G_{inv} \end{bmatrix}. \quad (3.23)$$

$G_{c2s}$  corresponde a indutância do filtro LC, juntamente com sua resistência, e  $G_{c2sc}$  inclui o acoplamento entre os eixos no indutor, sendo:

$$G_{c2s} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f s + R_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f s + R_f} \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

$$G_{c2sc} = \begin{bmatrix} 0 & \Omega L_f \\ -\Omega L_f & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.25)$$

$G_{c3s}$  inclui a capacitância do filtro LC e  $G_{c3sc}$  inclui o acoplamento entre os eixos no capacitor:

$$G_{c3s} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f s} \end{bmatrix}, \quad (3.26)$$

$$G_{c3sc} = \begin{bmatrix} 0 & \Omega C_f \\ -\Omega C_f & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

Uma das saídas do bloco  $G_{cs}$  é a corrente que flui pelo indutor do filtro LC, utilizada na realimentação da malha de controle de corrente. Dessa forma, para essa utilização, é necessário considerar o ganho do sensor de corrente  $G_i$ . A matriz  $G_{is}$  possibilita a inclusão desse ganho:

$$G_{is} = \begin{bmatrix} G_i & 0 \\ 0 & G_i \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

Finalmente, através das matrizes de  $G_{ic}$ ,  $G_{vcpll}$ ,  $G_{icpll}$  e  $G_{vspll}$  apresentadas em (3.12), (3.19), (3.21) e (3.22), respectivamente, e das matrizes que compõem o bloco  $G_{cs}$ , apresentadas de (3.23) a (3.28), é possível adaptar o modelo de pequenos sinais de Ferreira *et al.* (2019) para o conversor seguidor de rede.

Com o modelo de pequenos sinais completamente elaborado, é possível validar sua capacidade de representação do conversor seguidor de rede e utilizar de técnicas de análise de estabilidade para avaliar seu funcionamento em determinadas condições.

## 3.2 Projeto de conversor seguidor de rede e proposta de validação do modelo de pequenos sinais

A operação de um conversor no contexto de GD e microrredes envolve a definição e cálculo de diversos parâmetros existentes nesse cenário. De modo geral, é necessário estabelecer valores relacionados ao filtro LC, cabos condutores, tensão do barramento CC, além de parâmetros

do próprio conversor, como potência e frequência de chaveamento. Do ponto de vista de controle, considerando o conversor seguidor de rede, devem ser definidos os ganhos dos controladores PI, presentes no PLL e também na própria malha de controle de corrente.

As duas seções seguintes apresentam métodos matemáticos de projeto de filtro LC e definição dos ganhos do controlador PI do SRF-PLL, muito úteis para definições na parte de potência e controle de conversores.

### 3.2.1 Filtro LC

O projeto de filtro LC aplicado à conversores trifásicos pode ser encontrado de diferentes maneiras na literatura, variando de acordo com definições e critérios prévios. Nesse sentido, a metodologia proposta em [Reznik et al. \(2013\)](#), de projeto de filtros LCL, possui ampla aceitação em outros trabalhos e pode ser aplicada à filtros LC, considerando a indutância da rede como parte do filtro.

Dessa forma, seguindo [Reznik et al. \(2013\)](#), a indutância do filtro pode ser calculada de acordo com:

$$L_f = \frac{V_{cc}}{6f_{sw}\Delta I_{lmax}}, \quad (3.29)$$

em que  $V_{cc}$  corresponde à tensão CC aplicada na entrada do conversor,  $f_{sw}$  é a frequência de chaveamento de seus elementos estáticos de potência e  $\Delta I_{lmax}$  é o *ripple* máximo da corrente sobre o indutor, sendo:

$$I_{lmax} = \frac{P_n\sqrt{2}}{3V_{frms}}, \quad (3.30)$$

em que  $P_n$  é a potência ativa e  $V_{frms}$  é a tensão rms de fase de saída do conversor.

Com isso, considerando uma tensão CC de 400V, frequência de chaveamento de 12kHz, potência de 6kW, tensão de fase de 127V, e ripple máximo de 10%, é obtido:

$$I_{lmax} = \frac{6000\sqrt{2}}{3 \times 127} = 22,27A, \quad (3.31)$$

$$L_f = \frac{400}{6 \times 12000 \times 0,1 \times 22,27} = 2,49mH. \quad (3.32)$$

Em [Ferreira et al. \(2019\)](#) é considerada também a resistência do indutor do filtro, dada por:

$$R_f = 0,1 \times 2\pi \times L_f = 0,1 \times 2\pi \times 2,49 \times 10^{-3} = 93,87m\Omega. \quad (3.33)$$

A capacitância do filtro LC é calculada em [Reznik et al. \(2013\)](#) da seguinte forma:

$$C_f = 0,05 \times \frac{P_n}{2\pi f V_{lrms}^2}, \quad (3.34)$$

com  $V_{l_{rms}}$  sendo a tensão rms de linha na saída do conversor e  $f$  a frequência da saída. Sendo assim, considerando frequência de 60Hz:

$$C_f = 0,05 \times \frac{6000}{2\pi \times 60 \times 220^2} = 16,44\mu F. \quad (3.35)$$

### 3.2.2 Controlador PI do SRF-PLL

Grande parte dos projetos de controlador PI aplicados em PLL encontrados na literatura, utilizam como base o método apresentado em [Chung \(2000\)](#). Nesse aspecto, o primeiro passo desse método consiste em calcular o ganho proporcional  $K_{ppll}$ :

$$K_{ppll} = \frac{2\zeta\omega_n}{V_{fpico}}, \quad (3.36)$$

sendo  $\zeta$  o coeficiente de amortecimento e  $\omega_n$  a banda de passagem desejados, e  $V_{fpico}$  a tensão de fase de pico aplicada à entrada do PLL. Uma forma de determinar a banda de passagem, apresentada em [Ghoshal e John \(2015\)](#), é através da definição de um tempo de acomodação  $\tau_s$ :

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta\tau_s}. \quad (3.37)$$

Dessa forma, utilizando o valor mais comum de coeficiente de amortecimento encontrado na literatura, de 0,707, e definindo um tempo de acomodação de 2ms, é obtida a banda de passagem:

$$\omega_n = \frac{4}{0,707 \times 2 \times 10^{-3}} = 2.828,85rad/s. \quad (3.38)$$

Utilizando os valores definidos e calculados, e considerando mesma tensão de fase da seção anterior, é definido o ganho  $K_{ppll}$ :

$$K_{ppll} = \frac{2 \times 0,707 \times 2.828,85}{127\sqrt{2}} = 22,27. \quad (3.39)$$

O ganho integral do controlador PI,  $K_{ipll}$ , é calculado através de:

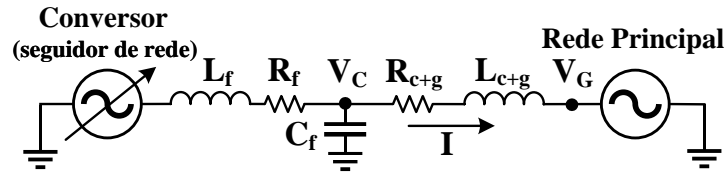
$$K_{ipll} = \frac{\omega_n^2}{V_{fpico}} = \frac{2.828,85^2}{127\sqrt{2}} = 44.555,62. \quad (3.40)$$

### 3.2.3 Validação do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede: configuração de conversor e rede principal

A estrutura modelada do conversor seguidor de rede, adaptada de [Ferreira et al. \(2019\)](#) e apresentada na Figura 14, corresponde a configuração de um conversor e rede principal, como ilustrado na Figura 19. Dessa forma, foi utilizada essa mesma estrutura para validação do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede.

Na Figura 19,  $R_{c+g}$  e  $L_{c+g}$  correspondem, respectivamente, à resistência e indutância dos cabos condutores que conectam à rede principal juntamente com a resistência da própria rede.

Figura 19 – Diagrama esquemático da configuração de um conversor seguidor de rede e rede principal.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os parâmetros apresentados na Tabela 1, correspondem aos utilizados para a rede e para o conversor na configuração proposta, e foram selecionados através de projetos e valores comumente encontrados na literatura.

Tabela 1 – Parâmetros do modelo de pequenos sinais e do modelo dinâmico do conversor seguidor de rede e rede principal.

Parâmetro	Valor	Unidade
<b>Rede principal</b>		
Magnitude da tensão ( $V_G$ )	$127\sqrt{2}$	V
Frequência ( $f_G$ )	60	Hz
Resistência da rede ( $R_G$ )	50	m $\Omega$
Indutância da rede ( $L_G$ )	0,5	mH
<b>Conversor seguidor de rede</b>		
Potência ativa injetada ( $P$ )	6	kW
Potência reativa injetada ( $Q$ )	0	kVAr
Tensão do barramento CC ( $V_{cc}$ )	400	V
Frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ )	12	kHz
Indutância do filtro LC ( $L_f$ )	2,49	mH
Resistência do indutor $L_f$ ( $R_f$ )	93,87	m $\Omega$
Capacitância do filtro LC ( $C_f$ )	16,44	$\mu$ F
Resistência dos cabos ( $R_c$ )	0,27	$\Omega$
Indutância dos cabos ( $L_c$ )	11,94	$\mu$ H
Ganho do sensor de tensão ( $G_v$ )	1/285	-
Ganho do sensor de corrente ( $G_i$ )	1/25	-
Ganho P do PLL ( $K_{ppl}$ )	22,27	-
Ganho I do PLL ( $K_{ipl}$ )	44.555,62	-
Ganho P da malha de corrente ( $K_{pi}$ )	2,03	-
Ganho I da malha de corrente ( $K_{ii}$ )	8.939,9	-

Para o filtro LC e ganhos do controlador PI do SRF-PLL, foram utilizados os valores calculados nas duas seções anteriores. Os ganhos do controlador PI da malha de controle de corrente foram calculados com base em margem de fase, considerando uma frequência de corte de 10% da frequência de chaveamento e margem de fase de 60°, valor normalmente utilizado nesse tipo de projeto (GILES; REGUERA; ROSCOE, 2015). O dimensionamento dos cabos condutores foi realizado considerando uma distância de 30m entre conversor e rede principal,

sendo feito através da aplicação dos critérios de capacidade de condução de corrente e limite de queda de tensão, apresentados em [Mamede Filho \(2017\)](#), definindo a impedância dos cabos através de dados tabelados de fornecedores. Para os ganhos dos sensores de tensão e corrente foram utilizados os valores fornecidos em [Ferreira \(2020\)](#) e, para a impedância da rede, os valores foram extraídos de [Evald \*et al.\* \(2022\)](#).

O modelo de pequenos sinais foi implementado no MATLAB através da função "Connect", que permite a interconexão de diagramas de blocos de sistemas dinâmicos. A validação foi realizada através da comparação do comportamento do modelo de pequenos sinais com o comportamento de um modelo dinâmico, simulado no MATLAB/Simulink e apresentado na Seção [A.1](#), inicialmente com fonte ideal e depois com o conversor. Para essa validação, foram comparadas as correntes na linha e as tensões, de eixo direto e eixo em quadratura na saída do conversor, durante a aplicação de uma perturbação de 5% na tensão de eixo em quadratura da rede principal, uma vez que, esse é o eixo utilizado pelo SRF-PLL para obter o ângulo de fase e, por isso, tem maior efeito nas partes modeladas. Essa perturbação foi aplicada tendo como base a magnitude da tensão da rede.

### **3.2.4 Proposta de análise de estabilidade do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede e rede principal**

Para análise de estabilidade do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede e rede principal, a posição dos polos do sistema no plano complexo foi avaliada durante a variação individual de cada um dos 4 ganhos de controle do conversor,  $K_{ppll}$ ,  $K_{ipll}$ ,  $K_{pi}$  e  $K_{ii}$ , a fim de obter os limites de estabilidade.

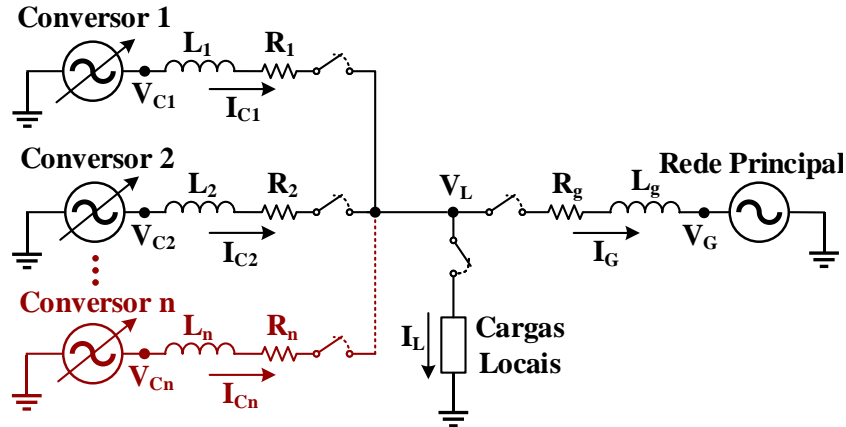
Os limites de estabilidade foram avaliados também no modelo dinâmico, com o objetivo de calcular os erros em relação aos obtidos no modelo de pequenos sinais e, dessa forma, conseguir quantificar o desempenho do modelo de pequenos sinais.

## **3.3 Conversor seguidor de rede aplicado ao modelo de pequenos sinais modular de microrrede**

Em [Oliveira \*et al.\* \(2022\)](#), publicado durante a realização do projeto de pesquisa “Modelagem, Simulação e Controle de Conversores em uma Microrrede de Geração Distribuída”, desenvolvido no IFMG *Campus* Betim, o modelo proposto por [Ferreira \*et al.\* \(2019\)](#), ilustrado na Figura [12](#) e detalhado na seção [3.1](#), foi expandido, aproveitando a capacidade de modularidade e flexibilidade do modelo para diferentes configurações de microrredes.

A Figura [20](#) ilustra a estrutura definida e aborda a ideia de uma microrrede flexível, quanto ao modo de operação, possibilidade de conexão de cargas locais, número de conversores e tipos de técnicas de controle.

Figura 20 – Representação modular para diferentes configurações de uma microrrede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para obter o modelo de pequenos sinais modular da microrrede da Figura 20, foi necessário obter as equações que envolvem basicamente as tensões e correntes, que são as entradas/saídas dos blocos mais externos do modelo de [Ferreira et al. \(2019\)](#), além das impedâncias envolvidas. Na Figura 20 a corrente na carga,  $I_L$ , é dada por

$$I_L = I_{C1} + I_{C2} + \dots + I_{Cn} - I_G, \quad (3.41)$$

onde  $I_{C1}, I_{C2}, \dots, I_{Cn}$  são as correntes dos conversores e  $I_G$  a corrente fornecida para a rede principal. A tensão na carga,  $V_L$ , é dada pela Lei de Ohm

$$V_L = Z_L I_L, \quad (3.42)$$

sendo  $Z_L$  a impedância da carga. A corrente proveniente de qualquer um dos conversores é dada por

$$I_{Cx} = (V_{Cx} - V_L) Z_{Cx}^{-1}, \quad (3.43)$$

em que o índice  $x$  representa um conversor específico, sendo  $V_{Cx}$  e  $Z_{Cx}$  suas respectivas tensão de saída e impedância de linha. O raciocínio para calcular a corrente da microrrede para a rede principal é exatamente o mesmo, sendo calculado através de

$$I_G = (V_L - V_G) Z_G^{-1}, \quad (3.44)$$

onde  $V_G$  e  $Z_G$  são a tensão da rede principal e a impedância da linha.

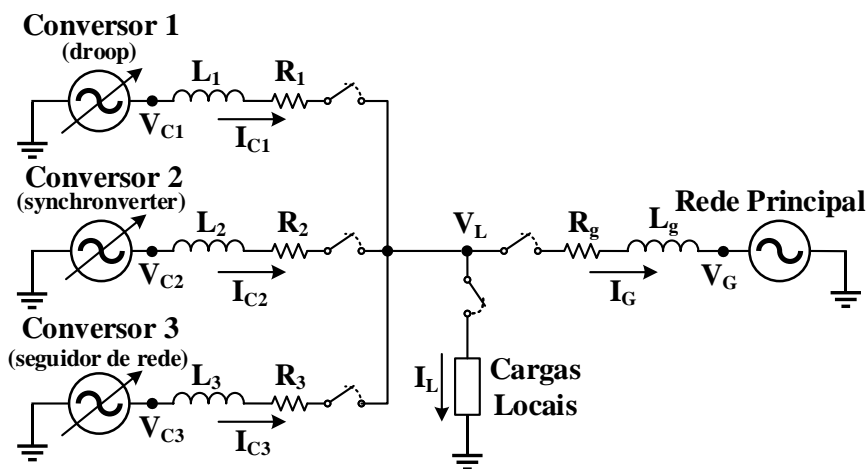
Quando a rede principal opera auxiliando os conversores a suprir as cargas, a única diferença será a modificação dos sinais da corrente  $I_G$  e das tensões  $V_L$  e  $V_G$  em (3.41) e em (3.44), respectivamente.

Através dessas equações, foi possível expandir o modelo de [Ferreira et al. \(2019\)](#), propondo um modelo de pequenos sinais modular de microrrede. Até então, o modelo permitia a aplicação apenas das técnicas de controle *droop* ou *synchronverter*. Com a modelagem realizada no presente trabalho, foi obtido o conversor seguidor de rede, que pode ser adicionado a microrrede modular, bastando considerar a estrutura apresentada na Figura 14.

### 3.3.1 Proposta de validação do modelo de pequenos sinais modular de microrrede

Com o objetivo de compor uma microrrede mais diversa, para validação do modelo de pequenos sinais da microrrede, foi definida uma estrutura composta por: rede principal, cargas locais, dois conversores formadores de rede, um com controle *droop* e outro com *synchronverter*, e um conversor seguidor de rede, configuração, até então, não explorada na literatura. A Figura 21 ilustra o diagrama esquemático dessa microrrede e a Figura 22 apresenta o diagrama de blocos de seu modelo de pequenos sinais.

Figura 21 – Diagrama esquemático da configuração proposta de microrrede.

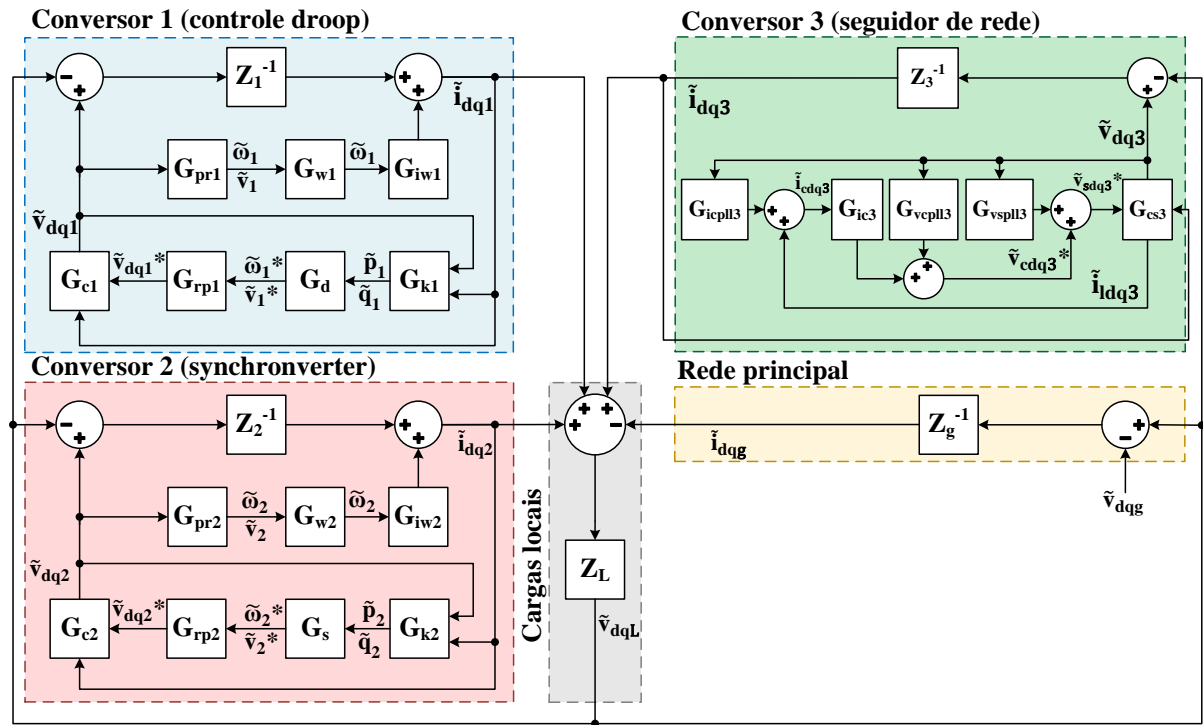


Fonte: Elaborada pelo autor.

Como é possível observar na Figura 22, os conversores 1 e 2, com controle *droop* e *synchronverter*, possuem a modelagem desenvolvida em Ferreira *et al.* (2019), enquanto o conversor 3, seguidor de rede, apresenta a modelagem realizada neste trabalho. As equações apresentadas na seção 3.3 são a base de formação deste modelo, que evidencia a capacidade de modularidade proposta. A adição ou remoção de um conversor no modelo, por exemplo, implica simplesmente em adicionar ou remover toda a estrutura de um conversor do diagrama, que recebe em sua entrada a tensão na carga,  $\tilde{v}_{dqL}$ , e soma sua corrente de saída no ponto de soma da entrada do bloco  $Z_L$ , que corresponde a corrente que flui pela carga. No caso da rede principal, a mesma premissa é válida, levando em consideração sua estrutura, onde a única diferença está no sinal da tensão em sua entrada e no sinal da corrente de saída no ponto de soma, de acordo com a lógica implementada, de receber ou injetar potência.

Assim como para o conversor seguidor de rede, a validação do modelo de pequenos sinais da microrrede foi realizada através da comparação do comportamento do modelo de pequenos sinais com o comportamento de um modelo dinâmico simulado no MATLAB/Simulink, mostrado na Seção A.2. Para validação, foram comparadas as correntes de eixo direto e eixo em quadratura na saída de cada um dos três conversores, durante a aplicação de uma perturbação de 5% na tensão de eixo em quadratura da rede, considerando como base a magnitude da tensão da rede.

Figura 22 – Diagrama de blocos do modelo de pequenos sinais da microrrede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

As malhas internas de tensão e corrente, presentes nos blocos  $G_{c1}$  e  $G_{c2}$  do controle *droop* e synchronverter, respectivamente, apresentam dinâmica muito mais rápida quando comparadas com as malhas de controle mais externas, e o mesmo vale para os filtros LC. Dessa forma, com objetivo de redução da complexidade do modelo, as matrizes de  $G_{c1}$  e  $G_{c2}$  foram modificadas na estrutura, de forma que as tensões de saída dos conversores 1 e 2 passaram a ser as próprias tensões de referência, obtidas nas saídas de  $G_{rp1}$  e  $G_{rp2}$ , e as correntes de linha foram desconsideradas.

Apesar de não terem sido implementados os filtros LC para os conversores 1 e 2, as impedâncias de linha foram inseridas considerando as indutâncias desses filtros, calculadas com base no método apresentado em 3.2.1, juntamente com cabos condutores de 30m, uma vez que, a ausência dessas indutâncias levava o modelo para a instabilidade. Os ganhos  $K_p$  e  $K_q$  do controle *droop*, juntamente com  $D_p$ ,  $D_q$ ,  $J$  e  $K$  do synchronverter, foram calculados com base nas equações apresentadas em Ferreira *et al.* (2019).

O conversor seguidor de rede, utilizado na microrrede, foi implementado com a mesma estrutura e mesmos parâmetros definidos para o modelo de pequenos sinais de conversor e rede principal, apresentados nas seções 3.1 e 3.2, respectivamente. Diferente da validação realizada para conversor seguidor de rede e rede principal, no caso da microrrede, todos os conversores no modelo dinâmico foram implementados apenas com fonte ideal.

Os parâmetros apresentados na Tabela 2, correspondem aos utilizados para a rede, cargas locais e os três conversores.

Tabela 2 – Parâmetros do modelo de pequenos sinais e do modelo dinâmico da microrrede utilizados para validação.

Parâmetro	Valor	Unidade
<b>Rede principal</b>		
Magnitude da tensão ( $V_G$ )	$127\sqrt{2}$	V
Frequência ( $f_G$ )	60	Hz
Resistência da rede ( $R_G$ )	50	m $\Omega$
Indutância de linha ( $L_G$ )	0,5	mH
<b>Cargas locais</b>		
Potência Ativa ( $P_L$ )	10	kW
Potência Reativa ( $Q_L$ )	5	kVAr
<b>Conversor 1 (controle droop)</b>		
Potência ativa injetada ( $P_1$ )	12	kW
Potência reativa injetada ( $Q_1$ )	6	kVAr
Indutância do filtro ( $L_{f1}$ )	1,25	mH
Resistência dos cabos ( $R_{c1}$ )	0,07	$\Omega$
Indutância dos cabos ( $L_{c1}$ )	10,35	$\mu$ H
Coefficiente de droop $P \times f$ ( $K_p$ )	$2,62 \times 10^{-4}$	(rad/s)/W
Coefficiente de droop $Q \times V$ ( $K_q$ )	$1,50 \times 10^{-3}$	V/VAr
Ganho I da malha $P \times f$ ( $K_{qi}$ )	0,1	-
Frequência de corte ( $\omega_f$ )	6	Hz
<b>Conversor 2 (synchronverter)</b>		
Potência ativa injetada ( $P_2$ )	8	kW
Potência reativa injetada ( $Q_2$ )	4	kVAr
Indutância do filtro ( $L_{f2}$ )	1,87	mH
Resistência dos cabos ( $R_{c2}$ )	0,11	$\Omega$
Indutância dos cabos ( $L_{c2}$ )	10,35	$\mu$ H
Fator de amortecimento ( $D_p$ )	6,75	Nm/(rad/s)
Fator de droop da tensão ( $D_q$ )	445,42	VAr/V
Inercia virtual ( $J$ )	0,18	kgm <sup>2</sup>
Ganho I da malha $Q \times V$ ( $K$ )	4454,20	VAr/V
<b>Conversor 3 (seguidor de rede)</b>		
Potência ativa injetada ( $P_3$ )	6	kW
Potência reativa injetada ( $Q_3$ )	0	kVAr
Indutância do filtro LC ( $L_{f3}$ )	2,49	mH
Resistência do indutor $L_{f3}$ ( $R_{f3}$ )	93,87	m $\Omega$
Capacitância do filtro LC ( $C_{f3}$ )	16,44	$\mu$ F
Resistência dos cabos ( $R_{c3}$ )	0,27	$\Omega$
Indutância dos cabos ( $L_{c3}$ )	11,94	$\mu$ H
Ganho do sensor de tensão ( $G_v$ )	1/285	-
Ganho do sensor de corrente ( $G_i$ )	1/25	-
Ganho P do PLL ( $K_{ppll}$ )	22,27	-
Ganho I do PLL ( $K_{ipll}$ )	44.555,62	-
Ganho P da malha de corrente ( $K_{pi}$ )	2,03	-
Ganho I da malha de corrente ( $K_{ii}$ )	8.939,9	-

## 4 RESULTADOS

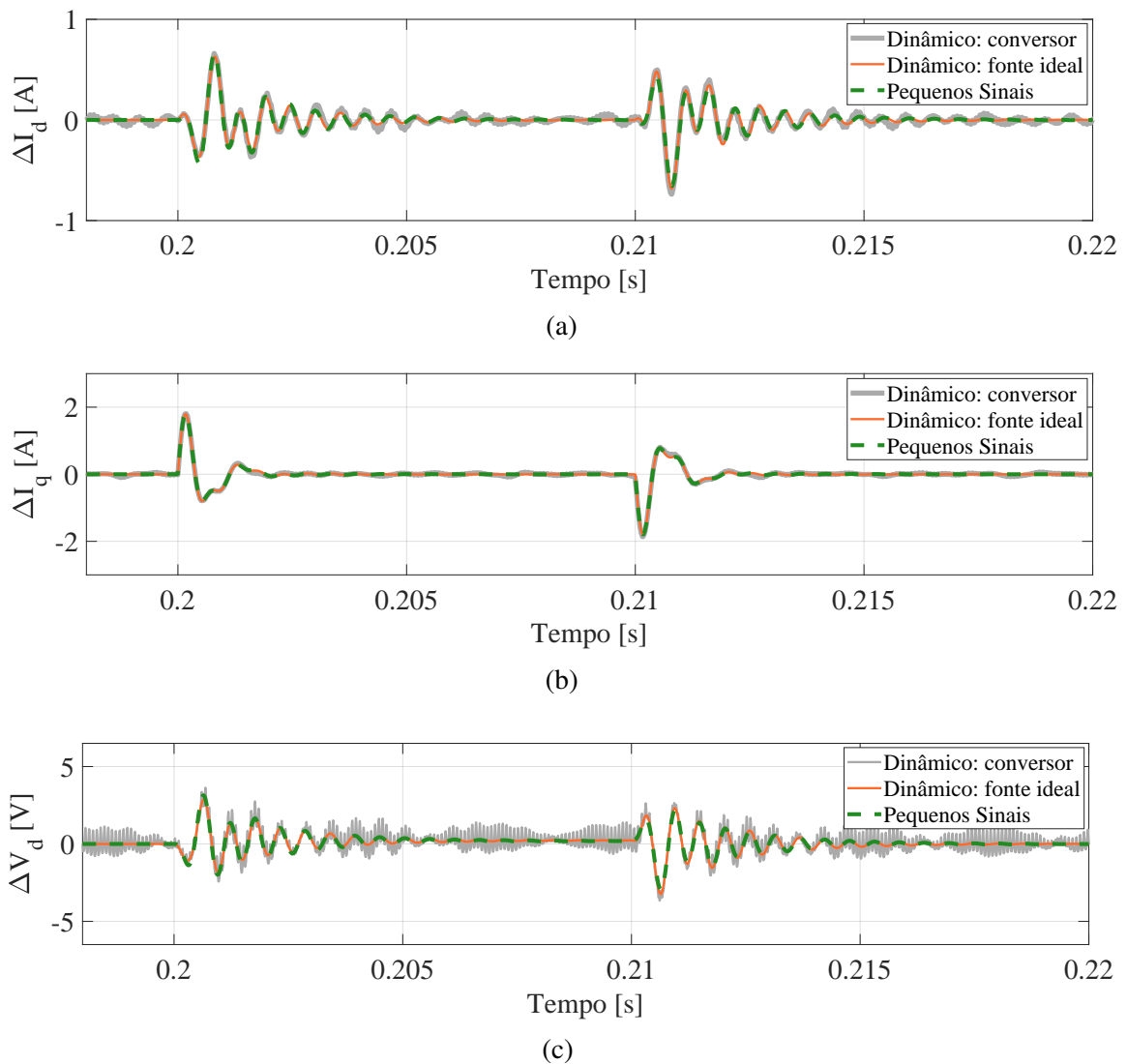
Neste capítulo são apresentados os resultados de validação e de análise de estabilidade do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede e rede principal, e do comportamento dos modelos de pequenos sinais e dinâmico da microrrede frente a uma perturbação.

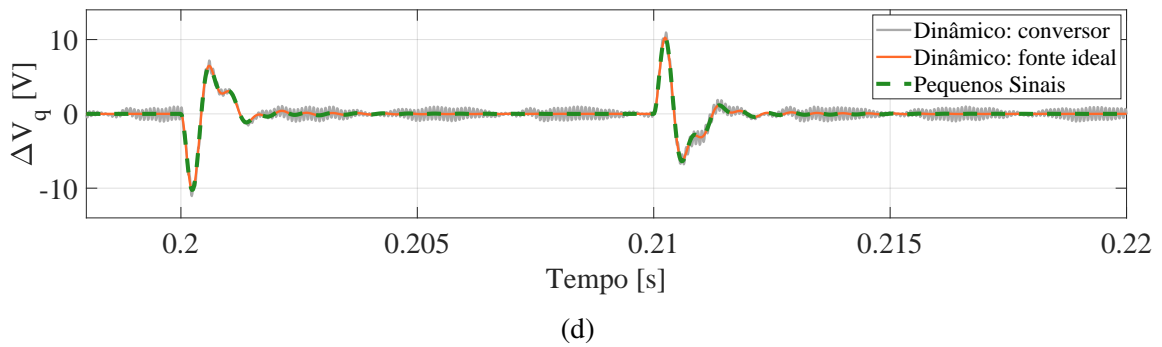
### 4.1 Modelo de pequenos sinais: conversor seguidor de rede e rede principal

#### 4.1.1 Resultados de validação

A Figura 23 apresenta os resultados de validação obtidos na comparação entre modelo de pequenos sinais e modelo dinâmico do conversor seguidor de rede e rede principal, durante a aplicação de uma perturbação de 5% na tensão de eixo em quadratura da rede.

Figura 23 – Comportamento das variações da corrente, (a)  $\Delta I_d$  e (b)  $\Delta I_q$ , e da tensão, (c)  $\Delta V_d$  e (d)  $\Delta V_q$ , na saída do conversor seguidor de rede, frente a uma perturbação na rede.





Fonte: Elaborada pelo autor.

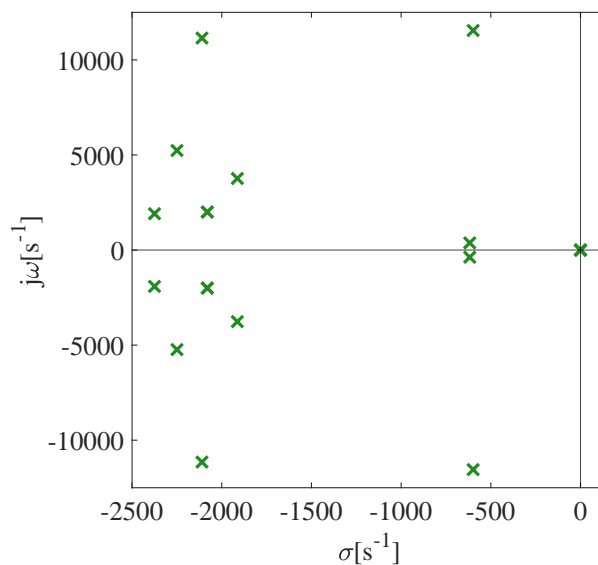
A perturbação foi aplicada durante 10ms, entre 0,20s e 0,21s. Como pode ser visto nas Figuras 23a, 23b, 23c e 23d, os resultados de modelo dinâmico com fonte ideal e modelo de pequenos sinais ficaram praticamente sobrepostos, com diferenças mínimas entre eles.

Apesar da presença de harmônicos nos resultados do modelo dinâmico com conversor, o que já era esperado, levando em consideração que a tensão de saída é gerada por PWM de alta frequência, foi possível observar um comportamento dinâmico também muito próximo do modelo de pequenos sinais. Por meio desses resultados, foi possível então validar a modelagem de pequenos sinais do conversor seguidor de rede, realizada neste trabalho.

#### 4.1.2 Análise de estabilidade

Para análise de estabilidade, a posição dos polos do modelo de pequenos sinais foi avaliada durante a variação individual dos ganhos. A Figura 24 mostra a posição inicial dos polos no plano complexo, com os parâmetros da Tabela 1, em que o sistema é estável.

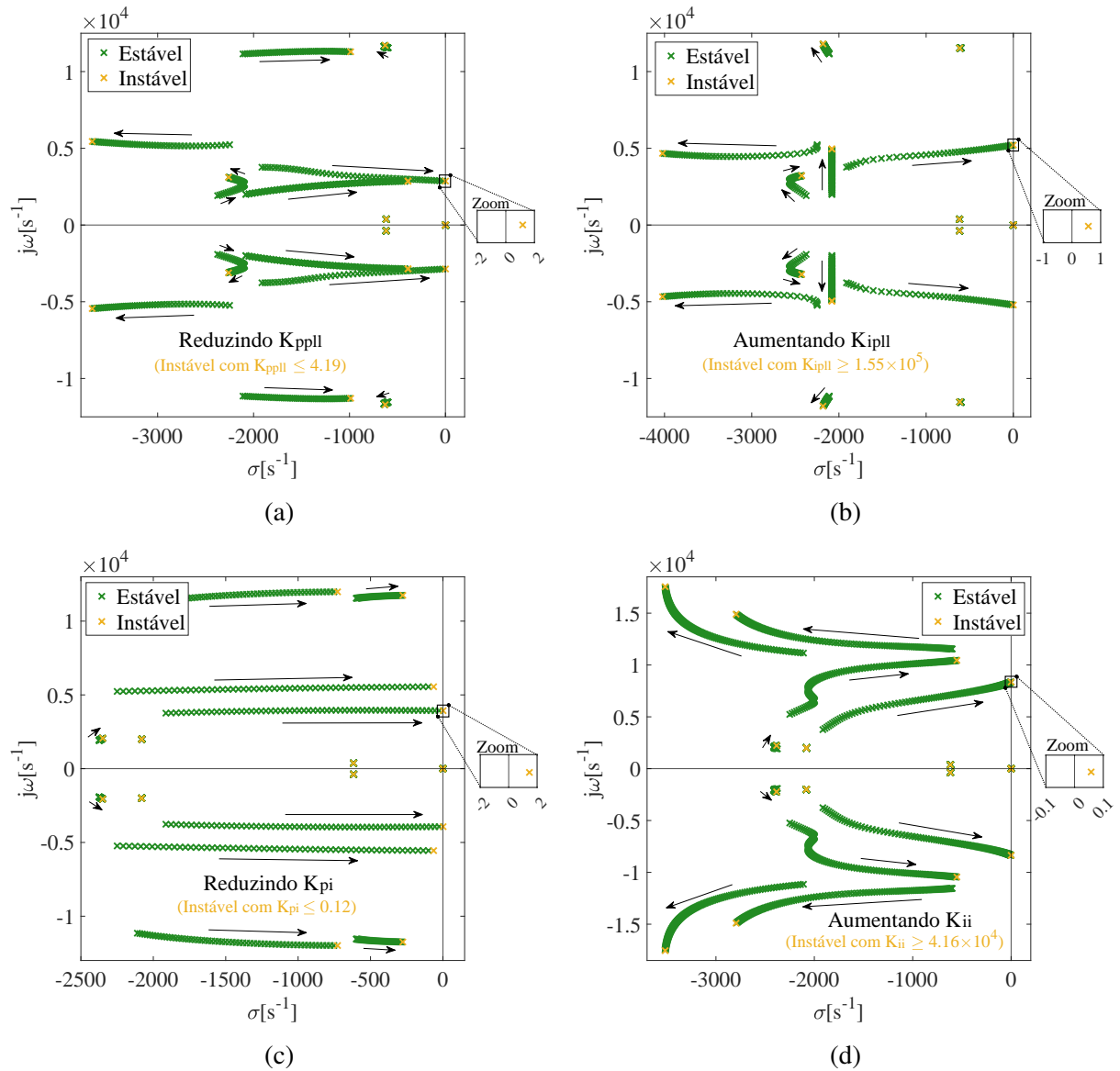
Figura 24 – Polos do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede e rede principal com os parâmetros da Tabela 1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 25 apresenta os resultados de análise de estabilidade obtidos através da variação dos ganhos proporcional e integral do SRF-PLL,  $K_{ppll}$  e  $K_{ipll}$ , e da malha de controle de corrente,  $K_{pi}$  e  $K_{ii}$ .

Figura 25 – Resultados de análise de estabilidade do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede e rede principal variando: (a)  $K_{ppll}$ , (b)  $K_{ipll}$ , (c)  $K_{pi}$  e (d)  $K_{ii}$ .



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os polos em amarelo, nas Figuras 25a, 25b, 25c e 25d, indicam a instabilidade do modelo, apontada pela presença de algum polo no semiplano direito. Ao atingir a instabilidade, o valor indicado de cada um dos ganhos que estava sendo variado foi registrado, como mostrado nas figuras.

Na Tabela 3 são comparados os limites de estabilidade obtidos no modelo de pequenos sinais e no modelo dinâmico, com o objetivo de avaliar a acurácia do modelo linearizado na indicação desse limites.

Tabela 3 – Comparação dos limites de estabilidade indicados pelos modelos de pequenos sinais e dinâmico do conversor seguidor de rede e rede principal.

Ganho	Região de instabilidade		Erro
	Modelo de pequenos sinais	Modelo Dinâmico	
$K_{ppll}$	$\leq 4,19$	$\leq 4,24$	1,18%
$K_{ipll}$	$\geq 1,55 \times 10^5$	$\geq 1,52 \times 10^5$	1,97%
$K_{pi}$	$\leq 1,23 \times 10^{-1}$	$\leq 1,30 \times 10^{-1}$	5,38%
$K_{ii}$	$\geq 4,16 \times 10^4$	$\geq 3,98 \times 10^4$	4,52%

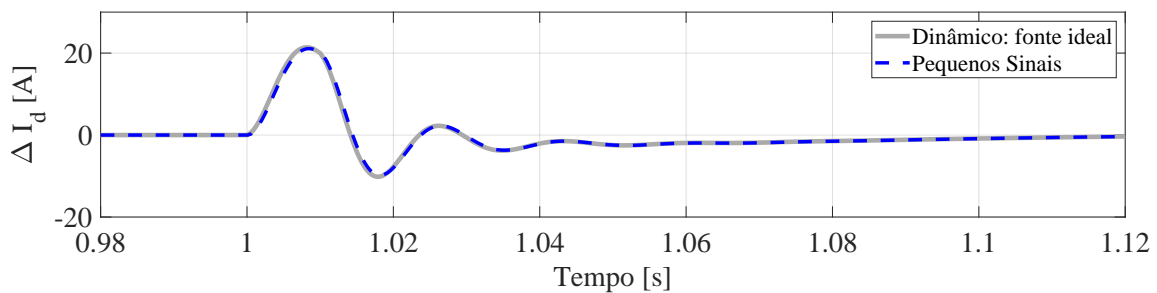
Como é possível observar na Tabela 3, o maior erro obtido, da região de instabilidade indicada pelo modelo de pequenos sinais em comparação com a do modelo dinâmico, foi de 5,38%, o que pode ser visto como um erro pequeno. Porém, é importante considerar que o modelo de pequenos sinais errou de uma forma menos conservadora para todos os ganhos, em que, ele indicou a instabilidade depois dela realmente ocorrer no modelo dinâmico.

Nesse sentido, é importante definir uma margem de segurança na determinação dos limites de instabilidade. Considerando que o maior erro ficou próximo de 5%, uma boa margem seria de 10%, que é quase o dobro desse maior erro.

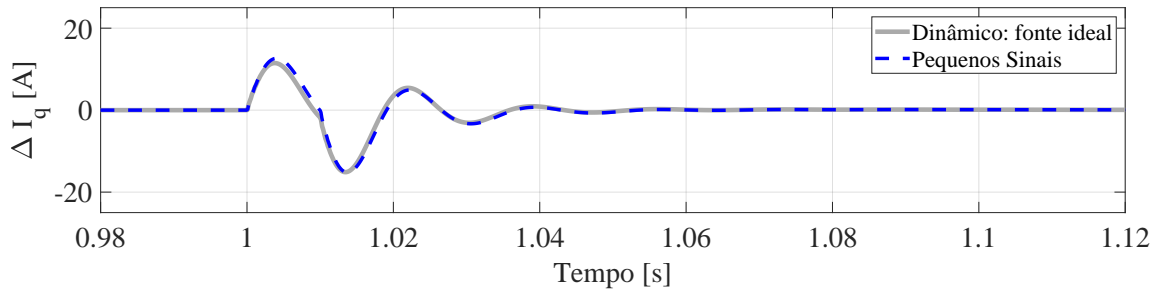
## 4.2 Resultados do modelo de pequenos sinais da microrrede

Com o modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede já validado e análise de estabilidade realizada, partindo de parâmetros predefinidos, foi possível inseri-lo em uma estrutura de microrrede, com o objetivo de avaliar o comportamento dessa microrrede durante a presença de uma perturbação no sistema. Na Figura 26 são apresentados os resultados obtidos através do modelo de pequenos sinais e do modelo dinâmico da microrrede, através do MATLAB/Simulink, durante a aplicação de uma perturbação de 5% na tensão de eixo em quadratura da rede durante 10ms, entre 1s e 1,01s.

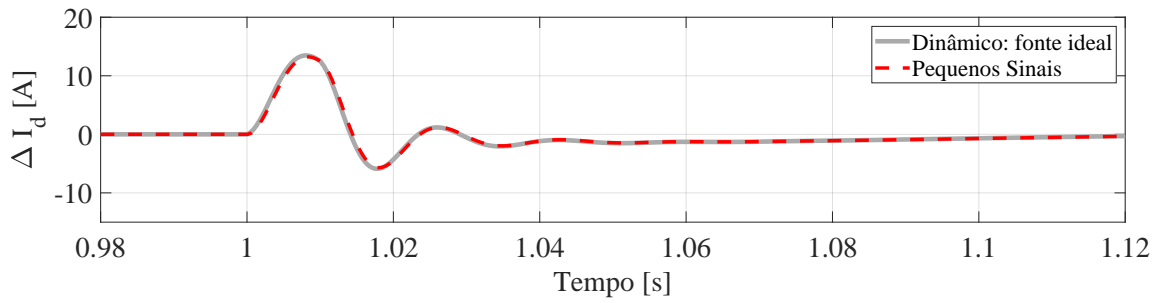
Figura 26 – Comportamento da corrente: (a)  $\Delta I_d$  e (b)  $\Delta I_q$  no conversor com controle *droop*, (c)  $\Delta I_d$  e (d)  $\Delta I_q$  no sincronverter e (e)  $\Delta I_d$  e (f)  $\Delta I_q$  no seguidor de rede.



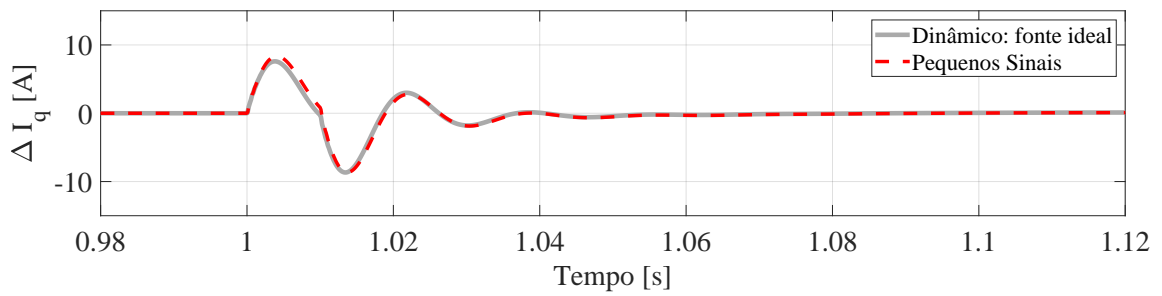
(a)



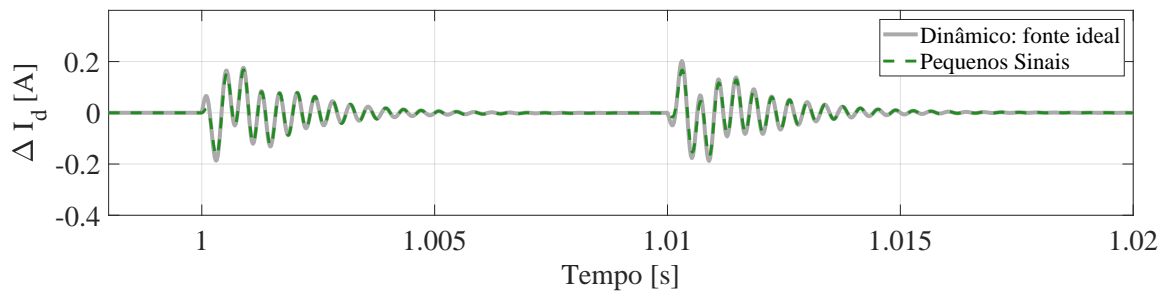
(b)



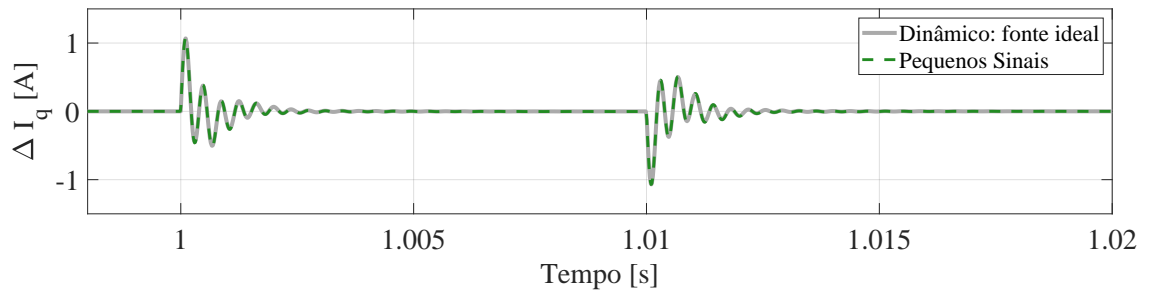
(c)



(d)



(e)



(f)

Fonte: Elaborada pelo autor.

Os resultados apresentados na Figura 26 possibilitaram a validação do modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede inserido no contexto do modelo modular de microrrede. O comportamento dinâmico observado em ambos os modelos (dinâmico e de pequenos sinais) apresentou grande proximidade, com diferenças mínimas, justificadas pela linearização de comportamentos não lineares existentes na estrutura.

A partir do modelo de pequenos sinais da microrrede já validado, é possível fazer uso de diversas ferramentas de análise de estabilidade disponíveis, úteis na determinação de parâmetros e melhor compreensão do comportamento do modelo frente a diferentes condições de operação.

## 5 CONCLUSÃO

Este trabalho propõe a modelagem de pequenos sinais do conversor seguidor de rede voltada para a aplicação em um modelo modular de microrrede. Nesse sentido, sua principal contribuição consistiu em ampliar esse modelo de pequenos sinais modular, que passou a contar com a possibilidade da representação de um método de controle consideravelmente relevante no contexto de geração distribuída e microrredes.

Os resultados de validação obtidos com o modelo de pequenos sinais do conversor seguidor de rede mostraram que a modelagem realizada desempenha de forma apropriada a representação do comportamento desse método de controle. A análise de estabilidade possibilitou compreender melhor os limites dos ganhos do SRF-PLL e da malha de controle de corrente, para os quais o modelo opera corretamente, e, através da comparação com o modelo dinâmico, permitiu avaliar a acurácia do modelo na determinação desses limites.

A implementação de um modelo de pequenos sinais de microrrede que permite a operação em conjunto de conversor que emula a máquina síncrona e conversor seguidor de rede, com a presença de cargas locais e conectada à rede, consistiu em uma configuração até então não abordada na literatura, sendo que os resultados de validação obtidos confirmaram a capacidade do modelo em representar a configuração proposta.

A realização deste trabalho permitiu evidenciar algumas abordagens não exploradas, que podem representar relevantes contribuições futuras. Dentre elas, é possível mencionar: a verificação da região de validade dos modelos de pequenos sinais propostos, quantificando a sua concordância em relação ao modelo dinâmico ao distanciar dos pontos de operação; a avaliação da influência da presença do seguidor de rede na estabilidade da microrrede, compreendendo como esse conversor atua nesse aspecto; o uso de outras ferramentas de análise de estabilidade, como margem de disco, para obtenção de mais características do modelo, relevantes do ponto de vista de limites de operação, e a possibilidade de realizar análise de estabilidade considerando a variação de outros parâmetros da microrrede, como uma mudança de carga, que, no atual modelo proposto, requer a modificação de mais parâmetros, devido à mudança nos pontos de operação.

## REFERÊNCIAS

- ADIB, A.; FATEH, F.; MIRAFZAL, B. A stabilizer for inverters operating in grid-feeding, grid-supporting and grid-forming modes. In: IEEE. **2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.], 2019. p. 2239–2244. Citado na página 20.
- ANTUNES, H. M. A. **Conversor Multifuncional Reconfigurável e Tolerante a Falhas para Microrredes de Energia Elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2018. Citado na página 28.
- BIDRAM, A.; DAVOUDI, A. Hierarchical structure of microgrids control system. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 3, n. 4, p. 1963–1976, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 24, 25 e 26.
- BORAZJANI, P.; WAHAB, N. I. A.; HIZAM, H. b.; SOH, A. B. C. A review on microgrid control techniques. In: **2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 749–753. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 24.
- BORRELL, Á. *et al.* Collaborative voltage unbalance elimination in grid-connected ac microgrids with grid-feeding inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 36, n. 6, p. 7189–7201, 2020. Citado na página 20.
- CHUNG, S.-K. Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, IET, v. 147, n. 3, p. 213–219, 2000. Citado na página 45.
- COELHO, E. A. A. **Técnicas de Controle Aplicadas ao Paralelismo de Inversores**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2000. Citado na página 29.
- COELHO, E. A. A.; CORTIZO, P. C.; GARCIA, P. F. D. Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone ac supply systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 2, p. 533–542, 2002. Citado na página 34.
- DOKUS, M.; MERTENS, A. Sequence impedance characteristics of grid-feeding converters. In: IEEE. **2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)**. [S.l.], 2020. p. 1216–1223. Citado na página 20.
- EVALD, P. J. *et al.* A least-square-based rmrac for grid-tied voltage source inverters with lcl filter. In: IEEE. **2022 14th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC)**. [S.l.], 2022. p. 1–6. Citado na página 47.
- FAN, L.; MIAO, Z. A modular small-signal analysis framework for inverter penetrated power grids: Measurement, assembling, aggregation, and stability assessment. **arXiv preprint arXiv:2003.03860**, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 34.
- FERREIRA, R. V. **Comparative Analysis of Techniques to Emulate Synchronous Machines in Grid-connected Converters**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2020. Citado 6 vezes nas páginas 20, 24, 25, 27, 28 e 47.
- FERREIRA, R. V.; SILVA, S. M. Técnicas de controle utilizadas em microrredes de energia elétrica: uma revisão. In: **XI Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE)**. [S.l.: s.n.], 2015. Citado na página 24.

FERREIRA, R. V.; SILVA, S. M.; ANTUNES, H. M. A.; VENKATARAMANAN, G. Dynamic analysis of grid-connected droop-controlled converters and synchronverters. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, p. 741–753, 2019. Citado 18 vezes nas páginas vii, xi, xii, 21, 34, 35, 36, 37, 38, 41, 42, 43, 44, 45, 47, 48, 49 e 50.

GHOSHAL, A.; JOHN, V. Performance evaluation of three phase srf-pll and maf-srf-pll. **Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences**, v. 23, n. 6, p. 1781–1804, 2015. Citado na página 45.

GILES, A.; REGUERA, L.; ROSCOE, A. Optimal controller gains for inner current controllers in vsc inverters. **IET**, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 46.

HANS, F.; SCHUMACHER, W.; HARNEFORS, L. Small-signal modeling of three-phase synchronous reference frame phase-locked loops. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 33, n. 7, p. 5556–5560, 2017. Citado na página 20.

KARIMI-GHARTEMANI, M. **Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2014. v. 1. Citado na página 33.

KONSTANTOPOULOS, G. C.; ZHONG, Q.-C.; REN, B.; KRSTIC, M. Bounded droop controller for accurate load sharing among paralleled inverters. In: **2014 American Control Conference**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 934–939. Citado na página 21.

KROUTIKOVA, N.; HERNANDEZ-ARAMBURO, C.; GREEN, T. State-space model of grid-connected inverters under current control mode. **IET Electric Power Applications**, v. 1, n. 3, p. 329–338, 2007. Citado na página 33.

LI, Y.; GU, Y.; GREEN, T. C. Revisiting grid-forming and grid-following inverters: A duality theory. **IEEE Transactions on Power Systems**, 2022. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 34.

LIU, J.; MIURA, Y.; ISE, T. Comparison of dynamic characteristics between virtual synchronous generator and droop control in inverter based distributed generators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3600–3611, 2016. Citado na página 31.

Mamede Filho, J. **Instalações elétricas industriais : de acordo com a norma brasileira NBR 5419:2015 / João Mamede Filho**. 9. ed.. ed. [S.l.]: Rio de Janeiro: LTC, 2017. Citado na página 47.

MOJDEHIPOOR, M. R.; MARDANEH, M. Performance comparison of synchronous reference frame-based pll topologies under power quality disturbances. **Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering**, v. 43, p. 307–321, 2018. Citado na página 32.

OLIVARES, D. E. *et al.* Trends in microgrid control. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 4, p. 1905–1919, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 20, 24 e 25.

OLIVEIRA, G. C.; FERREIRA, R. V.; SILVA, S. M.; FREITAS, L. Small-signal model for stability analysis of different microgrid configurations. In: **2022 XXIV Congresso Brasileiro de Automática**. [S.l.: s.n.], 2022. Citado 3 vezes nas páginas 21, 35 e 47.

RAJ, D. C.; GAONKAR, D. N. Frequency and voltage droop control of parallel inverters in microgrid. In: **2016 2nd International Conference on Control, Instrumentation, Energy Communication (CIEC)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 407–411. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 29.

- RAMEZANI, M.; LI, S.; SUN, Y. Dq-reference-frame based impedance and power control design of islanded parallel voltage source converters for integration of distributed energy resources. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 168, p. 67–80, 2019. Citado na página 42.
- REZNIK, A.; SIMÕES, M. G.; AL-DURRA, A.; MUYEEN, S. *lcl* filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, 2013. Citado na página 44.
- ROCAERT, J.; LUNA, A.; BLAABJERG, F.; RODRÍGUEZ, P. Control of power converters in ac microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, 2012. Citado 8 vezes nas páginas 20, 23, 26, 27, 28, 31, 32 e 33.
- ROSYADI, M.; MUYEEN, S.; TAKAHASHI, R.; TAMURA, J. New controller design for pmsg based wind generator with lcl-filter considered. In: IEEE. **2012 XXth International Conference on Electrical Machines**. [S.l.], 2012. p. 2112–2118. Citado na página 42.
- SAEED, M. H.; FANGZONG, W.; KALWAR, B. A.; IQBAL, S. A review on microgrids' challenges & perspectives. **IEEE Access**, v. 9, p. 166502–166517, 2021. Citado na página 20.
- SAHOO, S. K.; SINHA, A. K.; KISHORE, N. K. Control techniques in ac, dc, and hybrid ac-dc microgrid: A review. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 6, n. 2, p. 738–759, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 25.
- SHIN, S.-S.; OH, J.-S.; JANG, S.-H.; CHA, J.-H.; KIM, J.-E. Active and reactive power control of ess in distribution system for improvement of power smoothing control. **Journal of Electrical Engineering and Technology**, v. 12, p. 1007–1015, 2017. Citado na página 31.
- SUN, J. Small-signal methods for ac distributed power systems—a review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 11, p. 2545–2554, 2009. Citado na página 34.
- VECHIU, I.; LLARIA, A.; CUREA, O.; CAMBLONG, H. Control of power converters for microgrids. **COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering**, v. 30, n. 1, p. 300–309, 2011. Citado na página 20.
- WANDHARE, R. G.; THALE, S.; AGARWAL, V. Design of a photovoltaic power conditioning system for hierarchical control of a microgrid. In: **2014 IEEE 40th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3144–3149. Citado na página 29.
- WANG, X. Small-signal modeling and stability analysis of grid-converter interactions. In: **Proceedings of the 2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Xi'an, China**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 3–6. Citado na página 34.
- WANG, X.; GUERRERO, J. M.; BLAABJERG, F.; CHEN, Z. A review of power electronics based microgrids. **Journal of Power Electronics**, v. 12, n. 1, p. 181–192, 2012. Citado na página 23.
- WEI, Z.; JIE, C.; CHUNYING, G. Small signal modeling and analysis of synchronverters. In: **2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5. Citado na página 31.

WEN, B.; BOROYEVICH, D.; BURGOS, R.; MATTAVELLI, P.; SHEN, Z. Analysis of d-q small-signal impedance of grid-tied inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 675–687, 2016. Citado 5 vezes nas páginas 31, 34, 35, 39 e 40.

ZHANG, D.; FLETCHER, J. Operation of autonomous ac microgrid at constant frequency and with reactive power generation from grid-forming, grid-supporting and grid-feeding generators. In: IEEE. **TENCON 2018-2018 IEEE Region 10 Conference**. [S.l.], 2018. p. 1560–1565. Citado na página 20.

ZHAO, X.; FLYNN, D. Transient stability enhancement with high shares of grid-following converters in a 100% converter grid. In: **2020 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT-Europe)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 594–598. Citado na página 31.

ZHONG, Q.; NGUYEN, P.; MA, Z.; SHENG, W. Self-synchronized synchronverters: Inverters without a dedicated synchronization unit. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 2, p. 617–630, 2014. Citado na página 30.

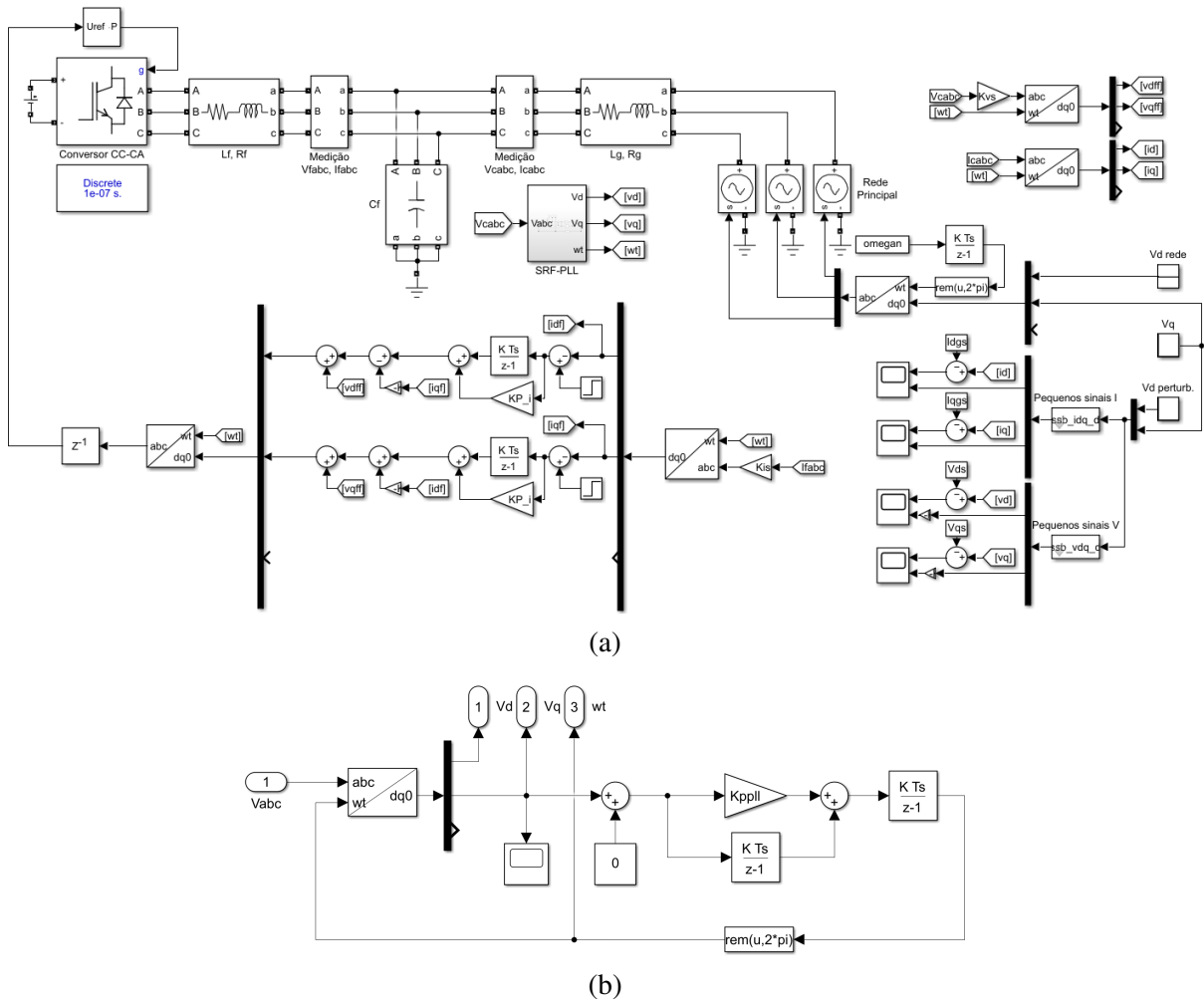
ZHONG, Q.; WEISS, G. Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1259–1267, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 20, 30 e 31.

ZHOU, W.; MOHAMMED, N.; BAHRANI, B. Comprehensive modeling, analysis, and comparison of state-space and admittance models of pll-based grid-following inverters considering different outer control modes. **IEEE Access**, v. 10, p. 30109–30146, 2022. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 34.

## APÊNDICE A – MODELOS DINÂMICOS

### A.1 Conversor seguidor de rede e rede principal

Figura 27 – Modelo dinâmico implementado no MATLAB/Simulink da: (a) estrutura geral do conversor seguidor de rede e rede principal e (b) estrutura do SRF-PLL.



Fonte: Elaborada pelo autor.

