

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Leandro Tomé Martins

**ESTRATÉGIAS MULTIMALHAS PARA CONTROLE DE
CORRENTE DE INVERSORES CONECTADOS À REDE
POR MEIO DO FILTRO LCL**

**Santa Maria, RS, Brasil
2018**

Leandro Tomé Martins

**ESTRATÉGIAS MULTIMALHAS PARA CONTROLE DE CORRENTE
DE INVERSORES CONECTADOS À REDE POR MEIO DO FILTRO LCL**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira

Santa Maria, RS, Brasil
2018

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Martins, Leandro Tomé

Estratégias Multimalhas para Controle de Corrente de Inversores Conectados à Rede por Meio do Filtro LCL / Leandro Tomé Martins - 2018

153 p.; 30 cm

Orientador: Rodrigo Padilha Vieira

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2018

1. Engenharia Elétrica 2. Sistemas de Geração Distribuídos
3. Inversor Conectado à Rede 4. Filtro LCL 5. Controle Multimalhas 6. Controlador por Modos Deslizantes I. Vieira, Rodrigo Padilha. II. Título.

© 2018

Todos os direitos autorais reservados a Leandro Tomé Martins. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Fone: (55) 981411234;

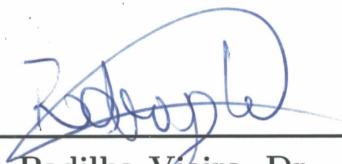
Endereço Eletrônico: leandro.tome11@gmail.com

Leandro Tomé Martins

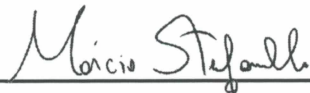
**ESTRATÉGIAS MULTIMALHAS PARA CONTROLE DE CORRENTE
DE INVERSORES CONECTADOS À REDE POR MEIO DO FILTRO LCL**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 26 de Fevereiro de 2018:



Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)



Márcio Stefanello, Dr. (UNIPAMPA)
(Defesa por Videoconferência)



Humberto Pinheiro, Ph.D. (UFSM)

Santa Maria, RS, Brasil
2018

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, José e Izaura, meus irmãos, Tiago e Isadora, amigos e familiares.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pela vida e todas as pessoas do meu convívio.

Ao professor Rodrigo Padilha, por ser um excelente orientador e amigo. Além de suas contribuições técnicas para o trabalho, as orientações a respeito de assuntos pessoais foram de fundamental importância para tomadas de decisões durante a jornada do mestrado.

Aos professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), especialmente aos professores Humberto Pinheiro e Hilton Gründling pelos conhecimentos compartilhados durante o desenvolvimento do trabalho. Agradeço também ao professor externo, Márcio Stefanello, pela disponibilidade de participar da banca de defesa e pelas contribuições na dissertação e artigos.

Aos colegas do GEPOC, Felipe Scalcon, Rafael Santos, Gleisson Balen, Jean de Paris, Roberto Carolotto, Caio Osório, André Nicolini, Rafael Scapini, Alexandre Trevisan, Thieli Gabbi, Maurício Mendes, Gustavo Koch, Rodrigo Paz, Lucas Sangoi, Henrique Magnago, André Meurer, Bernardo Andres, William Venturini, Wagner Ayres, Eder Bridi, Ronaldo Guisso, Antônio Spencer, Ademir Toebe, João Manoel, Henrique Jank, Tadeu Vargas, Jonatan Zientarski, Tiago Faistel e Pablo Costa, por proporcionarem um excelente ambiente de trabalho, pelo convívio diário e pelos momentos de lazer. Agradeço especialmente aos colegas, André Nicolini, Gustavo Koch, André Meurer e Thieli Gabbi por contribuírem diretamente com assuntos técnicos e para obtenção de resultados experimentais.

Aos amigos adquiridos desde o início da graduação e os que foram fazendo parte da minha vida durante toda essa jornada de sete anos entre graduação e mestrado, que tornaram possível minha história em Santa Maria e contribuíram para que eu carregue lembranças carinhosas pelo resto da vida. Aos meus primos/irmãos em Caxias que estão sempre de prontidão para confraternizações nas raras visitas a cidade.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), em especial ao GEPOC, que proporcionaram a estrutura física e equipamentos necessários ao desenvolvimento deste trabalho. Agradeço também à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro.

Por último, e mais importante, agradeço à toda minha família, principalmente aos meus pais, José e Izaura Martins e meus irmãos, Tiago e Isadora Martins. Meu singelo muito obrigado por me proporcionarem a vida, meu porto seguro, toda a compreensão, apoio emocional e financeiro que precisei durante esses anos.

“Ser feliz é encontrar força no
perdão, esperanças nas batalhas,
segurança no palco do medo,
amor nos desencontros. É
agradecer a Deus a cada minuto
pelo milagre da vida.

Augusto Cury”

RESUMO

ESTRATÉGIAS MULTIMALHAS PARA CONTROLE DE CORRENTE DE INVERSORES CONECTADOS À REDE POR MEIO DO FILTRO LCL

AUTOR: LEANDRO TOMÉ MARTINS
ORIENTADOR: RODRIGRO PADILHA VIEIRA

Esta dissertação apresenta contribuições ao estudo e desenvolvimento de estratégias de controle multimalhas aplicadas ao controle de corrente de um inversor conectado à rede por meio do filtro LCL. A primeira estratégia proposta utiliza a corrente do conversor como variável controlada em uma malha interna, de tal forma a simplificar o circuito de terceira ordem em um circuito constituído por uma fonte de corrente controlada conectada à rede através de um filtro CL. Este circuito simplificado é utilizado para projeto de um controlador PR e uma técnica de amortecimento ativo, por meio de análises de resposta em frequência e mapas de polos e zeros, em uma malha externa. A segunda estratégia utiliza como variável controlada na malha interna a tensão do capacitor e o sistema simplificado é representado por um circuito constituído por uma fonte de tensão controlada conectada à rede por meio de um filtro L. Na malha externa um controlador por realimentação de estados é utilizado, em que os ganhos de realimentação são associados aos estados internos do sistema e aos estados de controladores ressonantes incluídos no projeto. Em ambas estratégias, o controlador por modos deslizantes é utilizado na malha interna, uma vez que este possui característica de rápida resposta dinâmica e possibilita os projetos das malhas interna e externa de forma independente. Resultados de simulações e experimentais são apresentados e os controladores são avaliados em termos de rastreamento de referência, rejeição de harmônicas da rede, robustez à variação paramétrica, mostrando que as duas estratégias propostas estão em conformidade com norma IEEE 1547. Através de uma análise comparativa, conclui-se que a primeira estratégia possui vantagens em relação à simplicidade da malha interna, a qual independe dos parâmetros da rede, enquanto que na segunda estratégia a malha interna depende da indutância e tensão da rede. A segunda estratégia é mais vantajosa em termos de simplificação do modelo para a malha externa, resultando em um circuito equivalente de primeira ordem, enquanto que na primeira estratégia o circuito simplificado é de segunda ordem.

Palavras-chave: Inversor Conectado à Rede, Filtro LCL, Controle Multimalhas, Controlador por Modos Deslizante.

ABSTRACT

**MULTILOOP CURRENT CONTROL
STRATEGIES OF GRID-TIED INVERTER
THROUGH THE LCL FILTER**

AUTHOR: LEANDRO TOMÉ MARTINS
ADVISOR: RODRIGRO PADILHA VIEIRA

This master thesis presents contributions to the study and development of current control of the grid-tied inverter through an LCL filter, by using multiloop control strategies. In the first proposed scheme, the inner loop controlled variable is the inverter-side current. Thus the third-order original system is simplified to a second-order equivalent system, that behaves like a current source inverter connected to the grid through a CL filter. Based on this reduced-order system, a PR controller and a active damping (to attenuate the CL resonance) are designed in an outer loop. For these purposes, frequency response analysis and pole/zero maps are used as designing methods. In a second multiloop strategy, the filter capacitor voltage is used as controlled variable in an inner loop, and the simplified system is represented by a controlled-voltage source connected to the grid through an L filter. In an outer loop, a state-feedback controller is designed, where the feedback gains are associated to the internal system states and resonant controller states, which are included in the system model for tracking and harmonics rejection purposes. In both former multiloop strategies, a sliding mode controller is designed in the inner loop, due to its fast response dynamics and disturbance rejection capability, thus guaranteeing that the both loops can be designed independently. Simulation and experimental results are presented for both control strategies. Results in terms of tracking, grid background harmonics rejection and robustness against grid inductance variation show that the proposed control schemes comply with IEEE 1547 standard. Through a comparative analysis, some features of control strategies can be shown. The advantages of the first proposed scheme are mainly in regard to the inner loop, which is less dependent on the grid-side system parameters, whereas the second strategy depends directly on the grid-side inductance and voltage. On the other hand, the second control strategy is more advantageous in regard to the order-reduction of the equivalent system, which shows a first-order circuit behavior instead of the second-order behavior of the first proposed control scheme.

Keywords: Grid-tied inverter, LCL filter, Multiloop control, Sliding mode controller.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Evolução da capacidade instalada de energia por fonte de 2016 a 2026.	27
Figura 1.2	– Participação das fontes de energia renováveis na matriz energética: 2016 e projeção para 2026.	27
Figura 1.3	– Custos de equipamentos de usinas eólicas conforme cadastros de empreendedores efetuados na EPE.	28
Figura 1.4	– Custos de equipamentos de usinas eólicas conforme cadastros de empreendedores efetuados na EPE.	29
Figura 1.5	– Topologia dos principais filtros utilizados em sistemas conectados à rede.	31
Figura 2.1	– Inversor trifásico conectado à rede por meio do filtro LCL.	42
Figura 2.2	– Circuito monofásico desacoplado resultante da transformação de coordenadas abc para $\alpha\beta$	43
Figura 2.3	– Decomposição do circuito com separação feita antes do capacitor. ...	46
Figura 2.4	– Decomposição do circuito com separação feita após o capacitor.	47
Figura 2.5	– Estratégia multimalhas com controle da corrente do conversor na malha interna.	48
Figura 2.6	– Estratégia multimalhas com controle da tensão do capacitor do filtro na malha interna.	49
Figura 3.1	– Estrutura do controle multimalhas com controle da corrente do conversor na malha interna.	52
Figura 3.2	– Circuito simplificado em que malha interna fechada comporta-se como uma fonte de corrente controlada.	56
Figura 3.3	– Circuito simplificado com inclusão de um resistor virtual em paralelo com o capacitor C_f	57
Figura 3.4	– Representação da malha de amortecimento ativo em diagrama de blocos.	57
Figura 3.5	– Representação da malha externa em diagrama de blocos incluindo a malha de amortecimento ativo.	59
Figura 3.6	– Autovalores da matriz \mathbf{A}_{dc} da planta em malha aberta (2.11).	61
Figura 3.7	– Autovalores do sistema simplificado $G_{ov}(z)$, em que o controlador por modos deslizantes é aplicado na malha interna.	62
Figura 3.8	– Resposta em frequência do sistema simplificado em malha aberta $G_{ov}(z)$, considerando a malha interna controlada.	62
Figura 3.9	– Técnica do lugar das raízes para projeto do ganho k_{damp} da malha de amortecimento ativo. Os pontos representam a escolha do valor $k_{damp} = 0,85$	63
Figura 3.10	– Autovalores do sistema $G_{ovd}(z)$ que corresponde a função de transferência da malha fechada da malha de amortecimento ativo, com variação de L_g	64
Figura 3.11	– Resposta em frequência da função de transferência $G_{ovd}(z)$, comprovando o efeito da malha de amortecimento ativo.	64
Figura 3.12	– Resposta em frequência do sistema em malha aberta da malha externa $G_{o12}(z)$, para variação de $L_g = [0 \dots 1]mH$	65
Figura 3.13	– Projeto dos controladores ressonantes da malha externa pelo método de resposta em frequência.	66
Figura 3.14	– Autovalores do sistema em malha fechada (Figura 3.5) com controladores ressonantes na malha externa.	66

Figura 3.15 – Ampliação na região próximo à borda do círculo de raio unitário, demonstrando que os polos dos controladores ressonantes são estáveis para o intervalo de variação de indutância $L_g = [0 \dots 1]mH$	67
Figura 3.16 – Corrente do conversor $i_{1\alpha}$ para o eixo α , com variação da referência de i_2^*	68
Figura 3.17 – Corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$ para o eixo α , com variação da referência de i_2^*	68
Figura 3.18 – Função de chaveamento do eixo α para o teste de variação de referência i_2^*	69
Figura 3.19 – Ação de controle u_α da malha interna para o eixo α para o teste de variação de referência i_2^*	69
Figura 3.20 – Corrente do lado do conversor para eixo α $i_{1\alpha}$ com variação da amplitude de tensão V_g e variação de L_g	70
Figura 3.21 – Corrente injetada na rede i_2 para o teste com variação da amplitude de tensão V_g e variação da indutância L_g	70
Figura 3.22 – Correntes trifásicas da rede para o teste com variação da amplitude de tensão V_g e variação da indutância L_g	71
Figura 3.23 – Comparação entre corrente injetada na rede i_2 e tensão da rede v_g para fase a	71
Figura 3.24 – Autovalores do sistema em malha fechada com controle por realimentação de estados convencional e com a estratégia de controle multimalhas proposta.	72
Figura 3.25 – Ampliação dos mapas de polos e zeros da Figura 3.24 na região dos autovalores associados aos controladores ressonantes.	73
Figura 3.26 – Simulações da técnica de controle convencional e da estratégia multimalhas proposta com variação da indutância da rede de $L_g = 0 mH$ para $L_g = 5 mH$	74
Figura 3.27 – Desempenho da malha interna na estratégia multimalhas proposta com variação da indutância da rede de $L_g = 0 mH$ para $L_g = 5 mH$	74
Figura 4.1 – Estrutura do controle multimalhas com controle da tensão do capacitor na malha interna.	78
Figura 4.2 – Circuito simplificado em que malha interna comporta-se como uma fonte de tensão controlada.	85
Figura 4.3 – Estrutura do controlador da malha externa.	89
Figura 4.4 – Resposta em frequência do sistema simplificado com controle da tensão do capacitor v_C na malha interna.	91
Figura 4.5 – Autovalores da matriz $\tilde{\mathbf{A}}$ (Equação (4.40)) do sistema de ordem reduzida para valores de $L_g \in [0 \ 1] mH$	91
Figura 4.6 – Autovalores da matriz $(\mathbf{A}_R - \mathbf{L}_R \mathbf{C}_R)$ do sistema observado.	93
Figura 4.7 – Ampliação da Figura 4.6 na região que mostra o deslocamento dos polos da planta observada com o aumento L_g	93
Figura 4.8 – Autovalores da matriz $\tilde{\mathbf{A}}_p$ do sistema aumentado da malha externa incluindo controladores ressonantes (Equação (4.48)), para valores de $L_g \in [0 \ 1] mH$	94
Figura 4.9 – Autovalores da matriz de malha fechada $(\tilde{\mathbf{A}}_p - \tilde{\mathbf{B}}_p \mathbf{K})$ (Equação (4.56)) para valores de $L_g \in [0 \ 1] mH$	95
Figura 4.10 – Região ampliada da Figura 4.9 que mostra o deslocamento dos polos dos controladores ressonantes com o aumento L_g	96
Figura 4.11 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada (Figura 4.3).	96
Figura 4.12 – Corrente injetada na rede para variação da referência de corrente $i_{2\alpha}^*$	97
Figura 4.13 – Tensão do capacitor $v_{C\alpha}$ com variação da referência de corrente i_2^*	97

Figura 4.14 – Comparação entre corrente i_2^a e tensão da rede v_g^a da fase a para o teste com variação de referência de corrente i_2^*	98
Figura 4.15 – Função de chaveamento do eixo α para o teste com variação de referência de corrente i_2^*	98
Figura 4.16 – Ação de controle do eixo α para o teste com variação de referência de corrente i_2^*	99
Figura 4.17 – Correntes trifásicas da rede i_2^{abc} para o teste com variação de referência de corrente i_2^*	99
Figura 4.18 – Tensão da rede $v_{g\alpha}$ e sua estimativa um passo a frente $\hat{v}_{g\alpha(k+1)}$	100
Figura 4.19 – Corrente injetada rede $i_{2\alpha}$ com variação da indutância L_g , variação do ângulo de fase da referência $\phi_{i_2^*2\alpha}$ e variação de amplitude de tensão V_g	100
Figura 4.20 – Correntes trifásicas da rede i_2^{abc} para o teste com variações da rede.	101
Figura 4.21 – Tensão do capacitor para o eixo α para o teste com variações da rede.	101
Figura 4.22 – Comparação entre corrente e tensão da fase a para o teste com variações da rede.	102
Figura 4.23 – Autovalores do sistema em malha fechada com controle por realimentação de estados convencional e com a estratégia de controle multimalhas proposta.	103
Figura 4.24 – Ampliação na borda do círculo de raio unitário, demonstrando o deslocamento dos autovalores referentes os controladores ressonantes.	103
Figura 4.25 – Simulações da técnica de controle convencional e da estratégia multimalhas proposta com variação da indutância da rede de $L_g = 0\text{ mH}$ para $L_g = 5\text{ mH}$	104
Figura 4.26 – Tensão do capacitor para o eixo α para o	105
Figura 5.1 – Resultado experimental da corrente do conversor $i_{1\alpha}$ do eixo α para o teste de variação de referência i_2^*	108
Figura 5.2 – Resultado experimental da função de chaveamento σ_α para o teste com variação da referência i_2^*	109
Figura 5.3 – Resultado experimental da ação de controle u_α para o teste de variação da referência i_2^*	109
Figura 5.4 – Resultado experimental da malha externa para o teste de variação de referência i_2^*	110
Figura 5.5 – Correntes trifásicas do lado da rede medidas no osciloscópio para o teste de variação de referência i_2^*	110
Figura 5.6 – Resultado experimental da malha externa com variação da indutância L_g	111
Figura 5.7 – Resultado experimental da corrente do conversor $i_{1\alpha}$ do eixo α para o teste com variação da indutância L_g	111
Figura 5.8 – Resultado experimental para a função de chaveamento σ_α para o teste com variação da indutância L_g	111
Figura 5.9 – Comparação entre corrente injetada na rede i_2^a e tensão da rede v_g^a para a fase a para teste de variação da indutância L_g	112
Figura 5.10 – Correntes trifásicas da rede medidas no osciloscópio para o teste de variação de L_g	112
Figura 5.11 – Correntes trifásicas da rede medidas no osciloscópio para o teste de variação do k_{damp}	113
Figura 5.12 – Resultado experimental da tensão do capacitor $v_{C\alpha}$ do eixo α para o teste de variação da referência i_2^*	114
Figura 5.13 – Resultado experimental para a função de chaveamento σ_α para o teste com variação da referência i_2^*	114

Figura 5.14 – Resultado experimental da ação de controle para o teste de variação da referência i_2^*	115
Figura 5.15 – Resultado experimental da corrente da rede $i_{2\alpha}$ do eixo α para o teste com variação da referência i_2^*	115
Figura 5.16 – Correntes trifásicas da rede medidas no osciloscópio para o teste de variação de referência i_2^*	116
Figura 5.17 – Resultado experimental da estimação da tensão da rede $\hat{v}_{g\alpha(k+1)}$ para o eixo α	116
Figura 5.18 – Resultado experimental da corrente da rede $i_{2\alpha}$ do eixo α para o teste de variações de indutância e potência.	117
Figura 5.19 – Correntes trifásicas da rede medidas no osciloscópio para o teste de variações de indutância e potência.	117
Figura 5.20 – Comparação entre corrente da rede i_2^a e tensão da rede v_g^a da fase a para o teste de variações de indutância e potência.	118
Figura 5.21 – Resultado experimental da tensão do capacitor $v_{C\alpha}$ do eixo α para o teste de variações de indutância e potência.	118
Figura 5.22 – Comparação da distorção harmônica de corrente da rede das estratégias 1 e 2 em percentual da amplitude fundamental I_2	120
Figura 5.23 – Comparação entre resultado experimental e de simulação corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$ para estratégia 1.	121
Figura 5.24 – Comparação entre resultado experimental e de simulação corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$ para estratégia 2.	121
Figura A.1 – Resultado da simulação do controle proposto para $k_s = 8$ e $k_s = 0.8$	142
Figura A.2 – Gráfico do lugar das raízes	144
Figura B.1 – Ilustração do protótipo: a) indutores para ensaio de variação paramétrica, b) Módulo inversor e filtro LCL, c) fonte de tensão CC e d) VARIAC para conexão com a rede.	147
Figura B.2 – Vista frontal do módulo inversor e filtro LCL: a) DSP e circuitos de condicionamento dos sinais para as entradas A/D, b) circuitos contendo os sensores de tensão e c) circuitos contendo os sensores de corrente.	148
Figura B.3 – Vista posterior do módulo inversor e filtro LCL: a) inversor trifásico contendo interruptores e <i>gate drivers</i> e b) filtro LCL	148
Figura B.4 – Teste de variação de indutância da rede L_g para replicar o efeito de incerteza paramétrica.	149
Figura C.1 – Estrutura do controlador por realimentação de estados convencional.	152
Figura C.2 – Resultados de simulação do controlador por realimentação de estados convencional.	153

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Geração elétrica por fonte no Brasil (GWh).	26
Tabela 1.2 – Limites das harmônicas de corrente individuais em percentual da corrente nominal.	30
Tabela 5.1 – Análise comparativa entre as estratégias 1 e 2.	120
Tabela B.1 – Parâmetros do sistema para simulações e experimentos.	149

LISTA DE APÊNDICES E ANEXOS

Apêndice A – Controle por modos deslizantes	139
Apêndice B – Descrição da bancada experimental	147
Apêndice C – Projeto de um controlador por realimentação de estados convencional	151

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	25
1.1 MOTIVAÇÃO	25
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	30
1.3 OBJETIVOS	39
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	39
2 MODELAGEM E PROPOSTA DE CONTROLE	41
2.1 MODELO EM TEMPO CONTÍNUO	41
2.2 MODELO EM TEMPO DISCRETO	44
2.3 PROPOSTA DA ESTRUTURA DE CONTROLE	45
2.3.1 Decomposição do circuito de terceira ordem com separação feita antes do capacitor	46
2.3.2 Decomposição do circuito de terceira ordem com separação feita após o capacitor	47
2.3.3 Propostas de controladores multimalhas	47
2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS	50
3 ESTRATÉGIA MULTIMALHAS COM CONTROLE DA CORRENTE DO CONVERSOR NA MALHA INTERNA	51
3.1 PROJETO DA MALHA INTERNA	52
3.1.1 Análise da dinâmica da malha interna	54
3.2 PROJETO DA MALHA EXTERNA	55
3.2.1 Amortecimento ativo	56
3.2.2 Controlador PR da malha externa	58
3.3 PROCEDIMENTO DE PROJETO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	60
3.3.1 Procedimento de projeto da malha interna - Controlador SMC	60
3.3.2 Procedimento de projeto da malha externa	62
3.3.2.1 Etapa 1: Procedimento de projeto da malha de amortecimento ativo	63
3.3.2.2 Etapa 2: Procedimento de projeto do controlador PR	64
3.3.3 Resultados de simulação	67
3.4 COMPARAÇÃO DA ESTRATÉGIA PROPOSTA COM UMA TÉCNICA DE CONTROLE CONVENCIONAL	71
3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS	74
4 ESTRATÉGIA MULTIMALHAS COM CONTROLE DA TENSÃO DO CAPACITOR DO FILTRO NA MALHA INTERNA	77
4.1 PROJETO DA MALHA INTERNA	78
4.1.1 Análise da dinâmica da malha interna	80
4.1.2 Estimador ressonante	81

4.2 PROJETO DA MALHA EXTERNA	84
4.2.1 Inclusão de controladores ressonantes no espaço de estados	86
4.2.2 Controle por realimentação de estados utilizando algoritmo DLQR	87
4.3 PROCEDIMENTO DE PROJETO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	89
4.3.1 Procedimento de projeto da malha interna	90
4.3.1.1 Etapa 1: Procedimento de projeto do controlador SMC	90
4.3.1.2 Etapa 2: Procedimento de projeto do estimador ressonante	92
4.3.2 Procedimento de projeto da malha externa - Controlador por realimentação de estados	94
4.3.3 Resultados de simulação	97
4.4 COMPARAÇÃO DA ESTRATÉGIA PROPOSTA COM UMA TÉCNICA DE CONTROLE CONVENCIONAL	102
4.5 CONCLUSÕES PARCIAIS	105
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	107
5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS UTILIZANDO A ESTRATÉGIA 1	108
5.1.1 Teste de variação de referência da corrente injetada na rede	108
5.1.2 Teste de variação paramétrica	110
5.1.3 Teste de variação do ganho do amortecimento ativo	112
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS UTILIZANDO A ESTRATÉGIA 2	113
5.2.1 Teste de variação de referência da corrente injetada na rede	113
5.2.2 Teste de variação paramétrica e variação de potência	116
5.3 COMPARAÇÃO ENTRE AS DUAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PROPOSTAS ...	118
5.4 CONCLUSÕES PARCIAIS	121
6 CONCLUSÕES	123
6.1 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	125
6.2 TRABALHOS FUTUROS	126
6.3 ARTIGOS PUBLICADOS	126
REFERÊNCIAS	129
APÊNDICES	137
A.1 GENERALIZAÇÃO DO PROBLEMA	140
A.2 PROCEDIMENTO DE PROJETO DO CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES	140
A.2.1 Método do controle equivalente	142
A.2.2 Modo e condições de alcance	144

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

O crescente aumento do interesse por fontes de energias renováveis se deve, entre outros fatores, principalmente devido a ascensão de novas tecnologias, preocupação com impactos ambientais decorrentes do uso de combustíveis fósseis, crescimento da demanda mundial de energia e a constante queda nos preços dos sistemas de geração renováveis. Neste sentido, observa-se um intenso esforço da comunidade científica, instituições governamentais e privadas em potencializar o progresso de recursos renováveis como alternativa na produção de energia elétrica. Como resultado tem-se cada vez mais a integração de plantas de larga escala de geração de energia eólica e solar fotovoltaica com sistemas elétricos de potência (AIK; ANDERSSON, 2017).

No Brasil, existe uma predominância de geração hidrelétrica, principalmente devido a diversidade hidrológica do país e a abundância de recursos hidráulicos. Este fator é claramente uma vantagem sobre outras nações, uma vez que a energia hidráulica é considerada limpa e com custo mais baixo comparado a outras fontes renováveis (TOLMASQUIM, 2016). Representando uma parcela de aproximadamente 66% da geração total de energia elétrica, as hidrelétricas devem continuar predominando a geração no país. Porém, como nota-se pela Tabela 1.1 obtida do anuário estatístico de energia da Empresa de Pesquisa Energética (EPE), outras fontes renováveis, como a eólica e biomassa, apresentaram uma taxa de crescimento expressivamente maior em relação a hidráulica, entre os anos de 2012 e 2016 (Empresa de Pesquisa Energética, 2017a). Ainda que representando uma parcela muito pequena, a geração de energia solar também cresceu consideravelmente nos últimos anos, principalmente devido as políticas recentes de incentivos, tais como isenção de impostos (ICMS, IPI), descontos nas tarifas, apoio de instituições financeiras, entre outros (Ministério de Minas e Energia, 2017a).

Conforme a Tabela 1.1, em 2016 foi gerado um total de 578,9 TWh de eletricidade, porém houve um decréscimo em relação aos anos anteriores, devido a situação econômica do país. Mesmo assim, a geração de energia elétrica a partir de fontes renováveis cresceu em relação aos anos anteriores. Portanto, a maior parcela do decréscimo total de geração ficou por conta das fontes não-renováveis, como gás natural e derivados do petróleo que chegaram a decrescer -28,9% e -52,8%, respectivamente, de 2015 para 2016.

Tabela 1.1 – Geração elétrica por fonte no Brasil (GWh).

	2012	2013	2014	2015	2016	$\Delta\%$ (16/15)	Part.% (16)
Total	552.498	570.835	590.542	581.228	578.898	-0,4	100
Hidráulica	415.342	390.992	373.439	359.743	380.911	5,9	65,8
Gás natural	46.760	69.003	81.073	79.490	56.485	-28,9	9,8
Derivados de petróleo ^a	16.214	22.090	31.529	25.657	12.103	-52,8	2,1
Carvão	8.422	14.801	18.385	18.856	17.001	-9,8	2,9
Nuclear	16.038	15.450	15.378	14.734	15.864	7,7	2,7
Biomassa ^b	34.662	39.679	44.987	47.394	49.236	3,9	8,5
Eólica	5.050	6.578	12.210	21.626	33.489	54,9	5,8
Outras ^c	10.010	12.241	13.540	13.728	13.809	0,6	2,4

Fonte: Adaptado de Empresa de Pesquisa Energética (2017a).

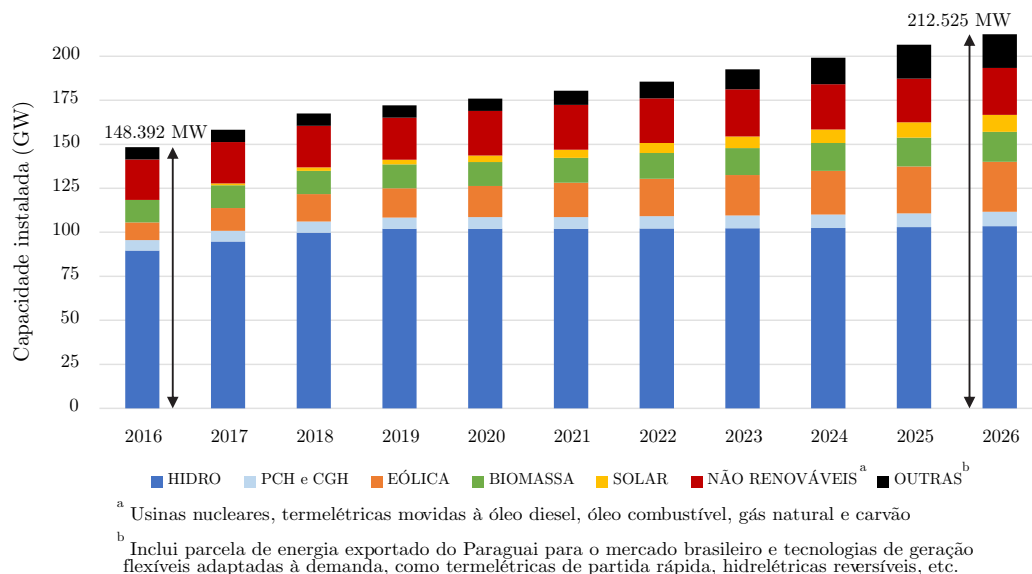
^aÓleo diesel e óleo combustível

^bLenha, bagaço de cana e lixívia

^cOutras não renováveis, outras renováveis e solar.

O território brasileiro dispõe de grande potencial energético, com respeito as fontes renováveis de energia (hidrelétrica, eólica e solar). Portanto, é de extrema importância que a matriz energética brasileira seja diversificada de forma a suprir a crescente demanda por energia de maneira segura e limpa. Segundo o último Plano Decenal de Expansão de Energia (PDE) 2026 da EPE e Ministério de Minas e Energia (MME), em dezembro de 2016 a capacidade instalada no Brasil chegou a 148,39 GW, sendo as hidrelétricas responsáveis por 60% deste total. O gráfico da Figura 1.1 mostra a evolução projetada no plano decenal, que utiliza como base a configuração existente e a expansão contratada nos leilões anteriores (Empresa de Pesquisa Energética, 2017b). Estima-se que a capacidade instalada atinja 212,53 GW em 2026 e, que desse montante, as fontes hidráulicas representem 49% da matriz energética, ou seja, uma parcela menor em relação a 2016. Da mesma forma, fontes não-renováveis que já apresentam um perfil constante de capacidade instalada ao longo dos anos, devem se manter constantes e, em alguns casos, devem apresentar uma diminuição, como no caso de fontes de energia de derivados do petróleo (óleo diesel e óleo combustível).

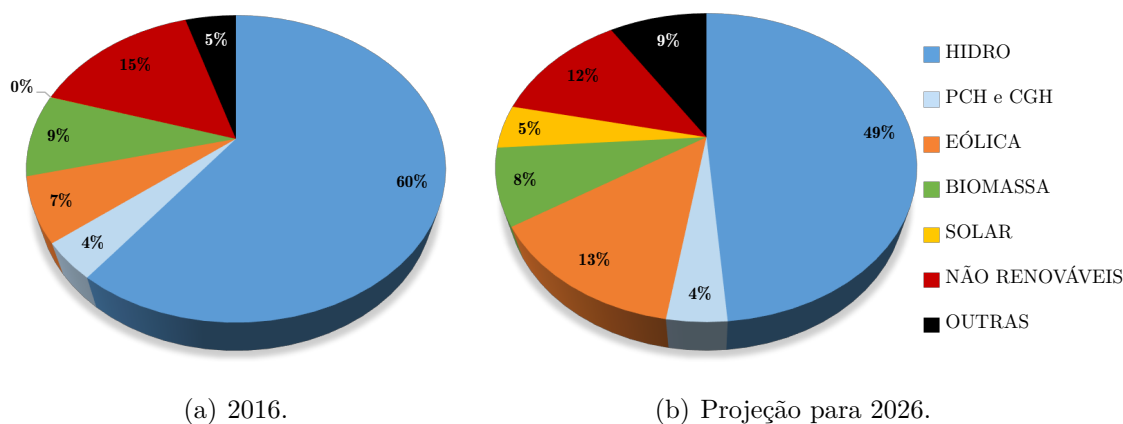
Figura 1.1 – Evolução da capacidade instalada de energia por fonte de 2016 a 2026.



Fonte: Adaptado de Empresa de Pesquisa Energética (2017b).

Por outro lado, também segundo o PDE 2026, estima-se que outras fontes de energias renováveis apresentem uma expansão considerável até 2026 como, por exemplo, a solar e eólica que devem alcançar uma capacidade instalada de 9,66 GW e 28,47 GW sobre os valores atuais de 0,021 GW e 10,03 GW, respectivamente. Com base nesses dados, a participação das fontes de energias renováveis na matriz energética podem ser vistas nas Figuras 1.2(a) e 1.2(b) para os anos de 2016 e 2026, respectivamente. Nota-se que para 2016, a energia eólica possui uma participação de 7%, enquanto que a solar possui uma parcela inexpressiva. Já em 2026, esses valores passam para uma participação de 13% da energia eólica e 5% da solar fotovoltaica, ou seja, observa-se uma forte tendência de que essas fontes passem a contribuir expressivamente na matriz energética.

Figura 1.2 – Participação das fontes de energia renováveis na matriz energética: 2016 e projeção para 2026.

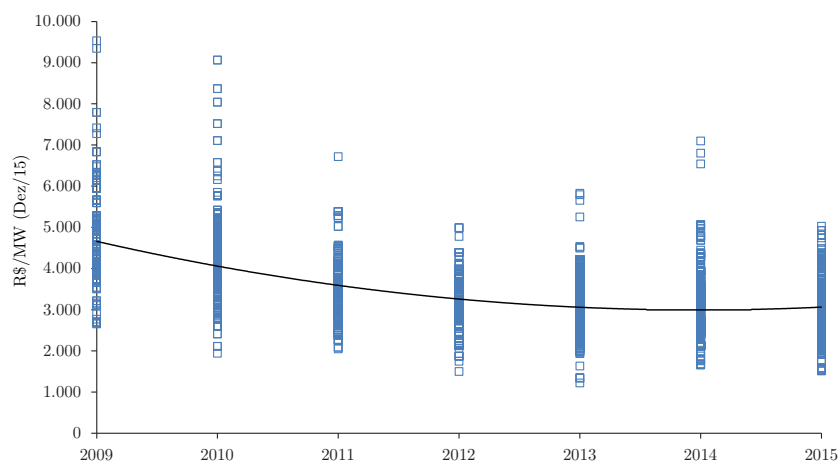


Fonte: Adaptado de Empresa de Pesquisa Energética (2017b).

A tecnologia solar fotovoltaica ainda apresenta custos de implantação não competitivos com as demais fontes de geração centralizada, embora os patamares de preço no Brasil venham decrescendo. Espera-se que durante o horizonte decenal, os custos de implantação reduzam em cerca de 30% em relação aos patamares atuais, podendo chegar até a 40%, a exemplo do que já se observa em âmbito internacional (Empresa de Pesquisa Energética, 2017b). Na década de 50, os painéis solares convertiam apenas 4,5% da energia solar em eletricidade, a um custo de U\$1.785/W. Hoje em dia, a eficiência média mundial triplicou para 15%, a um custo reduzido (preços entre U\$0,65/W e U\$1,20/W na maioria dos países, com a Índia detendo os menores). Até 2022 espera-se que a faixa de preços recue para U\$0,5/W a U\$1,0/W, quando já haverá painéis solares com eficiência de conversão de 23,5% (Ministério de Minas e Energia, 2017a). Neste sentido, observa-se um crescente aumento de interesse do poder público no incentivo de geração de energia a partir desta fonte.

Quanto a energia eólica, conforme o Plano Nacional de Energia (PNE 2030), o Brasil possui um potencial eólico disponível de 143 GW e de 272,2 TWh/ano de geração. Esses dados foram obtidos através de diversos estudos de viabilidade com diversas medições anemométricas, levando em consideração fatores como altitude, mudanças de condições atmosféricas, parâmetros biofísicos, entre outros (Ministério de Minas e Energia, 2017b). Os custos de fabricação de aerogeradores e os custos associados caíram substancialmente ao longo dos anos, enquanto aumentaram a qualidade e o tamanho dos aerogeradores. A Figura 1.3 mostra a evolução dos custos de equipamentos no Brasil, conforme cadastros efetuados na EPE pelos empreendedores que foram habilitados para concorrer aos leilões de energia (TOLMASQUIM, 2016). Os equipamentos incluem também a torre, porém o gerador é o principal item deste custo. A mensagem mais importante desta figura é a demonstração de uma tendência de diminuição de custos a partir de 2009 e uma estabilização a partir de 2012, ambas alinhadas com as tendências internacionais.

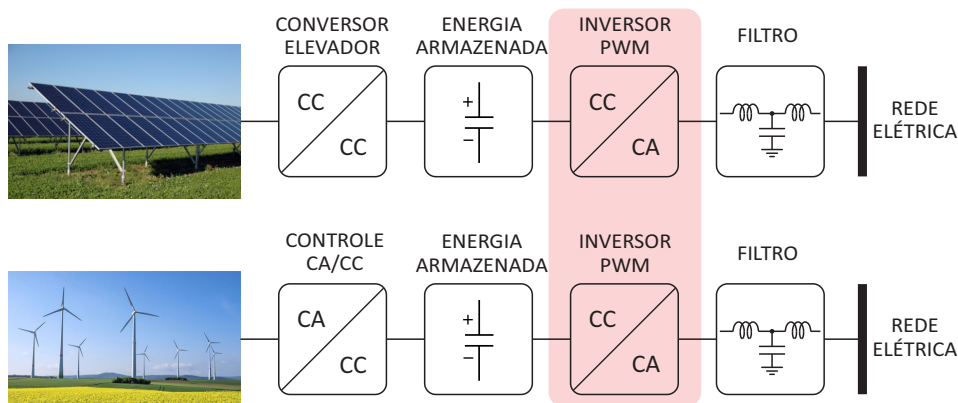
Figura 1.3 – Custos de equipamentos de usinas eólicas conforme cadastros de empreendedores efetuados na EPE.



Fonte: Adaptado de Tolmasquim (2016).

Outro ponto fundamental na utilização das fontes renováveis é a conversão da energia primária em eletricidade para conexão com sistemas elétricos de potência. Em muitas estações de geração convencionais, os geradores operam com uma velocidade fixa, ou seja, na frequência fixa da rede e geram eletricidade em uma forma pronta para distribuição. Já no caso de sistemas de geração eólica e solar, os geradores geralmente não podem ser conectados diretamente à rede elétrica, pois a fonte é intermitente e não apresenta as características naturais da rede (BLAABJERG et al., 2006). Dessa forma, conversores estáticos de potência desempenham um papel fundamental na integração dessas fontes renováveis, garantindo que sejam atendidos requisitos de conexão com a rede, tal como frequência, tensão, minimização de harmônicas, controle de potência ativa e reativa (BLAABJERG; CHEN; KJAER, 2004). Esquemas de conexão típicos de fontes de energia solar e eólica com a rede elétrica são mostrados na Figura 1.4, em que os principais componentes destes sistemas são representados.

Figura 1.4 – Custos de equipamentos de usinas eólicas conforme cadastros de empreendedores efetuados na EPE.



Fonte: Próprio autor.

No caso de painéis fotovoltaicos, a energia é produzida na forma de corrente contínua (CC) e os sistemas de condicionamento incluem o uso de conversores CC/CC e inversores (conversores CC/CA), que convertem corrente contínua em corrente alternada (CA), para suprirem uma demanda local ou injetar energia elétrica na rede CA (CARRASCO et al., 2006). Em geradores eólicos, conversores estáticos possibilitam um melhor controle da potência de entrada e da potência injetada na rede elétrica. Por exemplo, a potência máxima para um grande intervalo de velocidade do vento pode ser extraída, enquanto o controle de potência ativa e reativa injetada na rede pode ser realizado por meio da eletrônica de potência (BLAABJERG et al., 2006). Neste tipo de sistema, pelo fato do gerador eólico ter uma saída de energia na forma CA, tipicamente se faz uso de um estágio retificador (converso CA/CC) e de um estágio inversor.

Neste contexto, devido a importância do estágio inversor na transferência de ener-

gia com qualidade e segurança para a rede elétrica, este trabalho trata apenas dos aspectos de controle deste estágio, o qual é destacado na Figura 1.4. Através do projeto de controle de corrente do inversor pode-se controlar a injeção de potência ativa/reactiva na rede, rastreando a referência na frequência fundamental e rejeitando distúrbios da tensão da rede. Além disso pode-se programar funções auxiliares no algoritmo de controle que garantem a qualidade de energia gerada sob incertezas da rede ou até mesmo anormalidades. A seguir, é apresentada uma revisão bibliográfica acerca das características e desafios da utilização dos inversores, bem como das técnicas de controle utilizadas para controle da corrente injetada na rede elétrica.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Com o crescimento da demanda de energia elétrica, observa-se um constante aumento pelo interesse em Sistemas de Geração Distribuídos (SGDs). Os SGDs são constituídos de conversores para interface das fontes de energias renováveis (por exemplo, solar e eólica) com a rede elétrica pública e são fundamentais para controle da potência injetada na rede com boa qualidade. Como resultado da modulação por largura de pulsos ou PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*), a tensão sintetizada pelos inversores possui um alto conteúdo harmônico que deve ser eliminado para garantir que sejam atendidas normas de conexão com a rede, as quais estabelecem limites operacionais em termos de distorção harmônica, reposta em condições de redes anormais, bem como tolerâncias para variação de frequência, tensão, fator de potência, entre outros. As principais normas que regulam sistemas conectados à rede são, em âmbito internacional, a norte-americana IEEE 1547 e a europeia IEC 61727 e, em âmbito nacional, a brasileira ABNT 16149 (IEEE-1547, 2003; IEC-61727, 2004; ABNT-NBR-16149, 2013). As normas brasileira e europeia são muito semelhantes à norma americana IEEE 1547, cujos limites das harmônicas individuais de corrente são mostrados na Tabela 1.2 (FIGUEIRA et al., 2015). Portanto, a norma americana é adotada como referência neste trabalho para fins de análise de adequação aos padrões estabelecidos e avaliação de desempenho dos controladores propostos.

Tabela 1.2 – Limites das harmônicas de corrente individuais em percentual da corrente nominal.

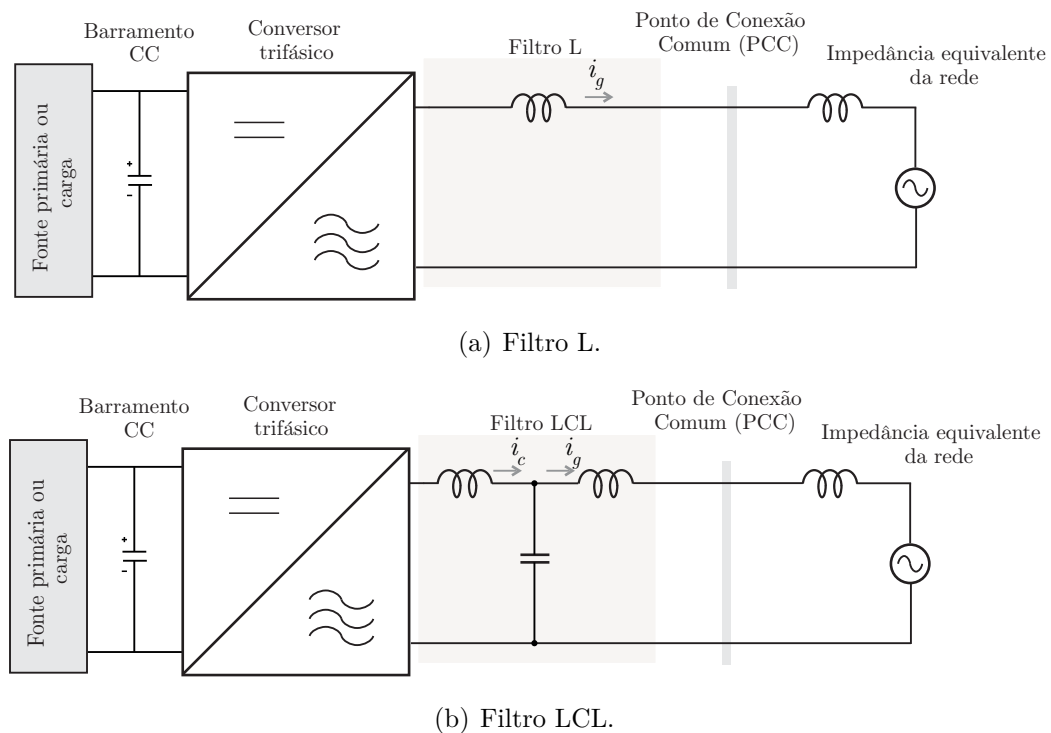
Ordem da harmônica h (harmônicas ímpares) ^a	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 < h$	THD ^b
Percentual (%)	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0

^aHarmônicas pares são limitadas em 25% dos limites das harmônicas ímpares acima.

^bDistorção harmônica total.

Tendo em vista que as normas especificam limites de distorções harmônicas de tensão e corrente da rede, tornam-se fundamentais a utilização de filtros de saída em inversores conectados à rede para atenuação das harmônicas da tensão sintetizada, que impacta diretamente na minimização da distorção da corrente injetada (TEODORESCU et al., 2006; WANG et al., 2003; DANNEHL; LISERRE; FUCHS, 2011). Dentre as possíveis topologias utilizadas, as principais são os filtros constituídos por um indutor (filtro L) ou por um arranjo formado por dois indutores e um capacitor (filtro LCL) (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005). Filtros L são simples em termos de topologia, mas possuem uma baixa atenuação das harmônicas em altas frequências e requerem uma alta frequência de comutação dos interruptores para garantir uma pequena circulação de potência reativa. Neste sentido, para sistemas de potência mais elevada conectados à rede, filtros LCL são mais interessantes, pois apresentam maior atenuação das harmônicas em alta frequência sem aumentar o consumo de potência reativa (BLAABJERG et al., 2006; BOLSENS et al., 2006). Além disso, os filtros de terceira ordem resultam em uma redução de tamanho, peso e custos, devido à utilização de indutores de menor tamanho em relação ao filtro L de primeira ordem (TEODORESCU, 2011). As Figuras 1.5(a) e 1.5(b) apresentam simplificada as duas topologias mais básicas de filtros para sistemas conectados à rede.

Figura 1.5 – Topologia dos principais filtros utilizados em sistemas conectados à rede.



Fonte: (MASSING, 2013).

Diferentemente do filtro L, em que há apenas uma única variável possível a ser

controlada (corrente do indutor do lado do inversor), o filtro LCL oferece mais possibilidades quanto ao controle da corrente injetada na rede. Dessa forma, é possível classificar as técnicas de controle em dois métodos: direto e indireto (JIA; ZHAO; FU, 2014). No método direto, a corrente do indutor do lado da rede é a variável controlada, enquanto que no método indireto a variável controlada pode ser a corrente do indutor do lado do inversor ou, ainda, a média das duas correntes anteriores. Uma vantagem do método direto é a possibilidade de controlar diretamente a potência injetada na rede, de forma a regular o fator de potência no ponto de conexão (ZOU; WANG; CHENG, 2014; WANG; BLAABJERG; LOH, 2016). O método indireto com controle de corrente do lado do inversor apresenta vantagens em termos de construção, uma vez que sensores de corrente do lado do conversor já são normalmente disponibilizados pelos fabricantes e também facilitam a proteção instantânea de sobre-corrente no inversor. Por outro lado, o controlador de corrente requer a compensação da defasagem causada pelos outros elementos do filtro para que seja obtido o fator de potência desejado no ponto de conexão (DANNEHL; WESSELS; FUCHS, 2009). Já o método que utiliza a média das correntes do conversor e da rede apresenta a vantagem de reduzir a ordem do sistema de terceira para primeira. Embora neste método o projeto de controle seja simples, a corrente injetada na rede é criticamente estável e uma variação da indutância da rede pode desestabilizar o sistema (JIA; ZHAO; FU, 2014).

Com respeito a utilização do filtro LCL, a interação entre os elementos reativos gera um problema de ressonância que torna o sistema mais susceptível às interferências causadas pelas harmônicas de tensão da rede ou eventos transientes e podem ocasionar uma redução de desempenho ou mesmo a instabilidade da malha de controle (PARKER, 2015; TWINING; HOLMES, 2003). Para resolver este problema, geralmente empregam-se técnicas de amortecimento passivo ou ativo que amortecem o pico de ressonância do filtro e contribuem na estabilidade do sistema (WU et al., 2017; DANNEHL et al., 2010). O amortecimento passivo consiste em adicionar um resistor em série ou paralelo com algum dos elementos do filtro, de forma que o controle da corrente injetada seja estável para uma ampla faixa de frequências (ALZOLA et al., 2013). Apesar da simplicidade e eficiência dessa técnica, a inclusão do resistor na estrutura do filtro aumenta as perdas do sistema e reduz a eficiência de conversão (BERES et al., 2016). Além disso, a resposta em frequência do filtro LCL é alterada, passando a apresentar um comportamento de um filtro passa baixas de segunda ordem ao invés de um de terceira ordem e a capacidade de atenuação em altas frequências é reduzida.

O amortecimento ativo, por sua vez, consiste em uma modificação da estrutura de controle que garante o amortecimento da ressonância, sem introduzir elementos passivos no arranjo do filtro LCL. Nesta técnica o amortecimento é tipicamente obtido pela realimentação de uma ou mais variáveis do filtro, sendo as principais a corrente do capacitor (PAN et al., 2014), a tensão do capacitor (ALZOLA et al., 2014; XIN et al., 2016) ou

corrente da rede (WANG; BLAABJERG; LOH, 2016). Deve-se enfatizar que a realimentação de uma dessas variáveis em conjunto com o controlador da corrente da rede são constantemente reportados na literatura como técnica de controle multimalhas ou controles em cascata, embora a realimentação auxiliar seja utilizada apenas para compensação dos distúrbios na frequência de ressonância e não são empregadas para rastreamento da variável na malha interna.

No caso da adição da realimentação da corrente do capacitor na malha de controle, pode-se obter um amortecimento dos polos na frequência de ressonância através da multiplicação da realimentação por um ganho proporcional. No entanto, este método requer um certo cuidado na escolha do ganho de realimentação, uma vez que um valor muito pequeno pode não ser suficiente para amortecer o pico de ressonância e um ganho muito elevado pode levar o sistema à instabilidade (BAO et al., 2014). Ainda, devido ao atraso oriundo da implementação digital e modulação PWM, a realimentação proporcional nem sempre garante um amortecimento estável da ressonância, devido ao comportamento de fase não mínima que aparece no sistema em malha fechada (WANG; BLAABJERG; LOH, 2016).

A realimentação da tensão do capacitor como técnica de amortecimento ativo pode ser mais atrativa em aplicações de potência na ordem de MW e tensão do barramento CC menor que 1000V, pois, nesses casos, o sensor de tensão apresenta um custo reduzido em relação ao sensor de corrente (XIN et al., 2016). No entanto, como mostra o trabalho de Dannehl et al. (2010), esta técnica requer a multiplicação por um termo derivativo na realimentação de tensão para obtenção do amortecimento, o que acaba ocasionando um problema de amplificação de ruídos em alta frequência em aplicações de sistemas digitais. Algumas alternativas são encontradas na literatura, em que são utilizados filtros passa-alta, passa-baixa com saída negativa ou compensadores avanço-atraso para reproduzir o comportamento do derivador e melhorar a estabilidade do sistema (HATUA et al., 2012; HARNEFORS et al., 2015).

Comparados com os métodos anteriores, o método que utiliza a realimentação da corrente da rede não necessita a adição de um sensor extra ou de um algoritmo complexo para implementação de um observador. Em contrapartida, este esquema requer a multiplicação da realimentação por um termo “ s^2 ” para obtenção da resistência virtual e acaba recaindo no problema também reportado no caso anterior, ou seja, amplificação de ruídos em altas frequências (WANG; BLAABJERG; LOH, 2016). Como soluções, alguns trabalhos sugerem a implementação de um filtro de segunda ordem de pulso finito ou, ainda, um filtro passa altas de primeira ordem com saída negada, para substituição do termo “ s^2 ” (XU; XIE; TANG, 2014; DICK et al., 2007). No caso da utilização do filtro passa altas com saída negada, a impedância virtual pode ser equivalentemente vista como um circuito RL em paralelo com uma indutância negativa. No entanto, a utilização de filtros podem introduzir dinâmicas extras no sistema que podem diminuir a robustez, ou mesmo,

degradar a resposta em malha fechada se variações paramétricas e outras incertezas não são levadas em consideração.

Neste contexto, para evitar utilização de sensores extras, alguns trabalhos na literatura reportam que pode-se estabilizar o sistema utilizando apenas uma única malha de controle, sem utilização de qualquer método de amortecimento, através de uma escolha apropriada da frequência de ressonância dentro de uma região estável. A principal razão é a presença de um amortecimento intrínseco do atraso de implementação devido a dinâmica do PWM, que depende diretamente da relação entre a ressonância do filtro LCL f_r e a frequência de amostragem f_s (PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2014). A relação entre essas duas variáveis impacta em qual técnica de controle pode ser empregada da seguinte forma:

- Se $f_r < f_s/6$, a técnica de controle com realimentação da corrente do indutor, ou seja, o método indireto, pode ser empregado para estabilizar o sistema sem a necessidade de uma técnica de amortecimento ativo;
- Se $f_r > f_s/6$, então o contrário é válido e uma técnica de controle com realimentação da corrente da rede pode ser utilizada sem a necessidade do amortecimento da ressonância.

As afirmações acima são corroboradas pelos trabalhos de Parker, McGrath e Holmes (2014) e Wang, Blaabjerg e Loh (2016) através de análise de estabilidade considerando variações da frequência de amostragem. Além disso, os trabalhos mencionados apontam que se a frequência de ressonância f_r estiver abaixo da frequência crítica $f_c = f_s/6$ e a técnica de realimentação de corrente da rede é utilizada, então o amortecimento da ressonância é indispensável para estabilização do sistema. O contrário também é válido, se f_r for maior que f_c , o amortecimento ativo é obrigatório se um método de controle indireto é utilizado (XIN et al., 2017). Contudo, a utilização de um única malha de controle possui limitações quando sujeitas às variações da impedância da rede, principalmente em aplicações em redes fracas, pois a frequência de ressonância pode variar consideravelmente e cruzar a frequência crítica, caindo em uma região instável. Como já foi reportado em Liserre, Teodorescu e Blaabjerg (2006b), uma variação de apenas 10% em p.u na impedância da rede pode gerar uma queda de 40% na frequência de ressonância.

Com base nas análises anteriores, em resumo, as técnicas de controle de corrente de inversores conectados à rede devem impreterivelmente garantir: *i*) bom rastreamento da referência de corrente e capacidade de rejeição de distúrbios, *ii*) estabilidade do sistema considerando as variações paramétricas (principalmente no que diz respeito à impedância do lado da rede) e *iii*) amortecimento da ressonância para uma ampla faixa de variação da frequência de ressonância (MASSING, 2013). Essas são características fundamentais de um controlador de corrente, porém existem outros serviços auxiliares que podem ser incluídos, como proteção contra afundamentos ou elevações na tensão da rede, proteção

contra sobre-corrente, entre outros. Neste sentido, diversas técnicas de controle foram apresentadas, conforme será apresentado a seguir.

As estratégias de controle mais simples fazem uso do controlador proporcional-integral (PI) que na sua fórmula garante rastreamento de variáveis CC. Em sistemas trifásicos, a transformação de sistemas de coordenadas $abc-dq$, conhecida como transformação de Park, é utilizada para transformar as variáveis de corrente e tensão para um sistema de referência que rotaciona com o ângulo da tensão da rede, de forma que essas variáveis se tornem sinais CC (KAŹMIERKOWSKI; KRISHNAN; BLAABJERG, 2002). Dessa forma, controladores PI em referencial síncrono possibilitam o controle independente das parcelas real e imaginária da referência de corrente injetada na rede, que são diretamente relacionadas às potências ativa e reativa (SHEN et al., 2010). Portanto, controladores PI, geralmente associados à uma técnica para compensação de harmônicas, garantem um bom desempenho em termos de rastreamento e rejeição de harmônicos, porém resultam em estruturas complexas e com pouca robustez perante as variações da indutância da rede (BLAABJERG et al., 2006).

Ainda com relação a transformação de sistemas de coordenadas, é possível transformar variáveis do sistema trifásico acoplado para um sistema bifásico desacoplado através da transformação $abc-\alpha\beta 0$ ou transformação de Clarke, desde que não exista caminho para a corrente de eixo "0" (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951). Dessa forma, as variáveis senoidais trifásicas são representadas por variáveis bifásicas defasadas em 90° entre si, geralmente com frequência e fase extraídas da tensão da rede. Este tipo de transformação possibilita a implementação do controlador proporcional-ressonante (PR) para rastreamento do sinal senoidal da referência de corrente, incluindo-se o modelo dos sinais senoidais no modelo interno do controlador (FUKUDA; YODA, 2001). Basicamente, a característica de tal controlador é introduzir ganho infinito em uma determinada frequência para eliminar o erro em regime permanente, de forma semelhante ao integrador do controlador PI para variáveis CC. Tipicamente, um controlador PR é utilizado para rastreamento da referência de corrente injetada na frequência fundamental da rede e, além disso, pode-se introduzir outros controladores em baixas frequências para compensação das harmônicas ímpares de baixas ordens presentes na rede, principalmente a quinta e sétima harmônicas (TEODORESCU et al., 2006). Embora, este tipo de controlador ofereça vantagens em termos de complexidade computacional e qualidade de rejeição de harmônicas em relação ao PI em referencial síncrono, observa-se algumas limitações quanto a largura de banda do controlador que pode resultar em polos muito próximos ao limite da região estável e, portanto, tornar o sistema sensível aos distúrbios e variações (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006a).

Outras técnicas consideradas mais robustas vem sendo cada vez mais exploradas na literatura. Por exemplo, alguns trabalhos utilizam a realimentação dos estados da planta para garantir o rastreamento da referência, rejeição de distúrbios da rede e o

amortecimento da ressonância para uma ampla faixa de variação da indutância da rede (MACCARI et al., 2015; DANNEHL; FUCHS; THOGERSEN, 2010). A realimentação dos estados possibilita uma metodologia de projeto mais simples e mais independente do projetista. O projeto dos ganhos de realimentação pode ser feito por simples alocação de polos, otimização de índices quadráticos de performance (Reguladores Lineares Quadráticos) ou por algoritmos baseados em desigualdades matriciais lineares ou LMIs (do inglês, *Linear Matrix Inequalities*).

Este último algoritmo é apresentado, por exemplo, no trabalho de Gabe, Montagner e Pinheiro (2009), em que é utilizado um controlador robusto com realimentação parcial dos estados e controladores ressonantes são implementados à parte, com o intuito de prover a capacidade de rastreamento e rejeição de distúrbios senoidais. Em Maccari et al. (2014), os estados referentes aos controladores ressonantes são incluídos no modelo em espaço de estados do sistema, possibilitando que os ganhos de realimentação do sistema e dos ressonantes sejam projetados simultaneamente. Em ambos os trabalhos anteriores, as soluções numéricas a partir de LMIs são utilizadas para obter os ganhos de realimentação ótimos e garantir que o controlador seja robusto para uma faixa de variação da indutância da rede. Ou seja, para o intervalo de variação considerado, garante-se o bom desempenho do rastreamento da referência, rejeição de distúrbios e amortecimento da ressonância sem a necessidade de algoritmos de sintonização automática ou adaptativos.

Alternativamente, controles adaptativos são reportados na literatura, em que os ganhos do controlador são atualizados a cada passo da interrupção dos processadores digitais para fornecer um comportamento desejado da resposta independente de variações paramétricas (ANDRESEN et al., 2015; MASSING et al., 2012). No trabalho de Massing et al. (2012), um controlador adaptativo em espaço de estados é projetado, de forma que a resposta do sistema em malha fechada se comporte conforme um modelo de referência e o problema de estabilização do sistema se torne independente dos parâmetros da rede quando os ganhos do controlador adaptativo convergem para seus valores ideais. Os resultados mostram que o algoritmo proposto apresenta um bom desempenho transitório e boa capacidade de rejeição de distúrbios mesmo para uma grande variação da impedância da rede.

Mais recentemente, alguns autores exploraram o uso de controladores por modos deslizantes ou SMC (do inglês, *Sliding Mode Control*), cujas características são bem conhecidas em termos de robustez perante aos distúrbios externos e incertezas paramétricas, bem como a capacidade de rápida resposta dinâmica (FUCHS; DANNEHL; FUCHS, 2010; UTKIN, 1977; DECARLO; ZAK; MATTHEWS, 1988). Em Guzman et al. (2018), um SMC é aplicado para controle do inversor conectado à rede, sendo que a variável controlada é a corrente do indutor do lado do conversor e, portanto, o modelo do sistema é reduzido para um sistema de primeira ordem que soluciona o problema de ressonância. O controlador proposto é baseado em um observador de estados, filtro de Kalman, que usa

o modelo reduzido para estimar a corrente do conversor, a qual é utilizada para cálculo das funções de chaveamento. As análises de estabilidade e robustez são apresentadas, em que é considerada uma variação de 900% na indutância da rede, demonstrando que o algoritmo proposto praticamente independe das variações na rede.

Em Stefanello, Massing e Vieira (2015) os autores utilizam o SMC para controle da corrente do indutor do lado do conversor em uma malha interna, de forma a aprimorar a estabilidade do sistema. Na malha interna, o sistema em malha fechada comporta-se como uma fonte de corrente controlada e independe dos parâmetros da rede. A referência de corrente desta malha é gerada por um controlador adaptativo por modelo de referência que controla a corrente injetada na rede em uma malha externa. Conforme mencionado anteriormente, este tipo de controle tem como característica a robustez com respeito às incertezas e variações paramétricas do sistema. Os autores apresentam resultados de simulações que se mostram promissores para uma possível implementação prática.

A presente dissertação, portanto, busca explorar as características do SMC mencionadas anteriormente utilizando estratégias de controle multimalhas, a fim de aprimorar a estabilidade de inversores conectados à rede por meio do filtro LCL, além de proporcionar um bom desempenho em termos de rastreamento e rejeição de distúrbios da rede para uma ampla faixa de variação paramétrica. A estratégia de controle multimalhas é empregada com o intuito de simplificar as dinâmicas da planta, através de uma malha de controle interna, em que o SMC é utilizado, e uma malha de controle externa responsável pelo rastreamento e rejeições dos sinais senoidais nas frequências da rede e harmônicas ímpares. A malha interna é responsável pelo rastreamento auxiliar de uma das variáveis do filtro (corrente do conversor ou tensão do capacitor) de forma que o circuito equivalente para ser controlado na malha externa possua dinâmica simplificada de um filtro de ordem reduzida e não mais de um filtro de terceira ordem.

Vale ressaltar que nas técnicas vistas no início do capítulo, em que se empregam controladores em um esquema multimalhas como forma de amortecimento ativo, a realimentação de uma das variáveis do filtro é utilizada para reproduzir um resistor ou impedância virtual no arranjo do filtro que tem por função o amortecimento do pico de ressonância (JIA; ZHAO; FU, 2014; ALZOLA et al., 2014; BAO et al., 2014; DANNEHL et al., 2010; PAN et al., 2014). Ou seja, através de um filtro ou apenas um ganho proporcional, alguma das variáveis é realimentada e subtraída/somada de outra variável (geralmente a saída da malha de controle de corrente injetada) para reproduzir um sinal sem distorção. Os algoritmos de controle apresentados nesse trabalho também são baseados nas estratégias multimalhas, porém, neste caso, utiliza-se a realimentação de uma das variáveis auxiliares (corrente do inversor e tensão no capacitor) de modo a gerar um erro, o qual é a entrada do bloco de controle por modos deslizantes na malha interna. A referência desta malha interna é gerada por uma malha externa em que emprega-se um controlador responsável pelo controle da corrente injetada na rede, a qual é o objetivo

final da lei de controle.

Poucos trabalhos na literatura relatam o uso de estratégias multimalhas, em que utiliza-se um controlador na malha interna para fornecer capacidade de rastreamento auxiliar de alguma variável do filtro, para aplicações de conexão com a rede. Em Loh e Holmes (2005) esta técnica é explorada para três diferentes aplicações: *i*) inversor com filtro LC operando como restaurador de tensão, *ii*) inversor com filtro CL operando como fonte de alimentação ininterrupta e *iii*) inversor com filtro LCL operando como interface de fontes alternativas com a rede elétrica. Neste último caso, o inversor conectado à rede com filtro LCL, os autores mostram que pode-se utilizar diferentes variáveis para controle na malha interna, são elas a tensão do indutor do lado da rede, tensão do capacitor, corrente do capacitor e corrente do indutor do lado do conversor. Na malha externa, evidentemente, a variável controlada é a corrente injetada na rede. Em todos os casos, um controlador PR é utilizado na malha externa para garantir rastreamento e rejeição de sinais senoidais, enquanto que na malha interna são utilizados controladores simples como o proporcional ou avanço e atraso de fase. Embora a técnica multimalhas é utilizada com sucesso e comprovada por resultados experimentais, os autores não deixam claro a interação entre as duas malhas de controle e não demonstram uma metodologia de projeto que comprove a simplificação da planta. Além disso, todas as análises são realizadas em tempo contínuo e os efeitos inerentes da implementação em tempo discreto não são considerados.

Outro trabalho neste sentido é apresentado por Zhong e Hornik (2013), em que duas malhas de controle são utilizadas, uma para controlar a tensão no capacitor do filtro e outra para controlar a corrente injetada na rede. A malha interna de tensão é projetada com o intuito de controlar a qualidade de energia para cargas locais conectadas no inversor e para sincronização com a rede, enquanto que a malha externa de corrente é responsável pelo controle da potência compartilhada com a rede, de forma a se obter uma baixa THD da corrente injetada. Os autores identificam a vantagem da implementação da estratégia multimalhas, em que a parte LC do filtro é utilizada para o projeto do controle de tensão enquanto o projeto do controlador de corrente é realizado com base em um modelo simplificado composto pela fonte de tensão controlada e o filtro L da rede. Controladores \mathcal{H}_∞ -repetitivo são utilizados em ambas as malhas e fornecem uma boa capacidade de rastreamento da referência senoidal e/ou rejeição de distúrbios periódicos. Apesar dos bons resultados obtidos em termos de performance do controlador em diferentes configurações (alimentando cargas lineares e não lineares ou conectados à rede), as variações da indutância da rede não são levadas em consideração.

Por fim, a partir da revisão realizada até o presente momento, verifica-se a carência do emprego de estratégias de controle multimalhas em inversores conectados à rede, com o intuito de simplificar as dinâmicas da planta e facilitar a utilização de técnicas de controle robustas de maneira eficiente.

1.3 OBJETIVOS

O presente trabalho tem como principal objetivo explorar as técnicas de controle multimalhas para inversores conectados à rede por meio do filtro LCL. Serão abordadas duas estratégias de controle, uma que realiza a realimentação da corrente do indutor do lado do conversor na malha interna e outra que realimenta a tensão do capacitor do filtro nesta malha.

Os objetivos específicos são:

- Explorar as características do controlador por modos deslizantes (rápida dinâmica e robustez às incertezas e variações paramétricas) na malha interna, de forma a garantir independência nos projetos das malhas interna e externa;
- Obter uma simplificação do circuito original de terceira ordem em circuitos de ordem reduzida, apresentando os modelos simplificados;
- Garantir rastreamento e rejeição de sinais senoidais nas principais frequências para o controle da corrente injetada na malha externa;
- Propor metodologias de projetos de controles em tempo discreto baseados em métodos clássicos (resposta em frequência, mapas de polos e zeros) e métodos de projetos em espaço de estados, contabilizando a influência do atraso de implementação digital;
- Analisar e compensar a influência da dinâmica da malha interna controlada na malha externa;
- Analisar a influência da variação da indutância na rede nos projetos dos controladores;
- Obter resultados de simulações e experimentais para comprovar o bom desempenho dos controladores propostos;
- Realizar uma análise comparativa das estratégias propostas identificando as características positivas e negativas de cada uma.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O Capítulo 1 apresenta a motivação do trabalho e uma revisão bibliográfica sobre o tema, situando o trabalho de dissertação no contexto de controle de corrente de inversores conectados à rede por meio do filtro LCL. Também são apresentados os objetivos a serem atingidos ao final do trabalho e a organização da dissertação.

No Capítulo 2 é apresentado a modelagem do sistema e são obtidos modelos em tempo contínuo e discreto no domínio da frequência e em espaço de estados, incluindo o modelo do atraso de implementação. Para isso, a transformação de coordenadas naturais abc para coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ é considerada e o sistema trifásico é simplificado em um sistema monofásico para fins de modelagem e projeto de controle. Também neste capítulo são apresentadas as propostas de controle multimalhas, em que é demonstrado a motivação para utilização de tal estratégia através da análise das dinâmicas das plantas de ordem reduzida.

O Capítulo 3 apresenta a primeira estratégia de controle multimalhas proposta, em que a corrente do conversor é controlada na malha interna, simplificando o sistema LCL original à um circuito constituído de uma fonte de corrente controlada e um filtro CL conectado à rede. Um controlador por modos deslizantes é utilizado na malha interna e a dinâmica de malha fechada é compensada na malha externa como um atraso de dois períodos de amostragem. O modelo simplificado resultante é utilizado para projeto do controlador PR responsável pelo rastreamento e rejeição de distúrbios da corrente injetada.

A segunda estratégia de controle proposta é apresentada no Capítulo 4. A tensão do capacitor do filtro é a variável controlada na malha interna, em que um controlador por modos deslizantes também é utilizado. A dinâmica de malha fechada é compensada na malha externa como um atraso de três períodos de amostragem e o sistema equivalente é simplificado à um circuito com fonte de tensão controlada e um filtro L conectado à rede. Um controlador por realimentação de estados com projeto via DLQR é utilizado na malha externa.

No Capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais acerca das técnicas de controle desenvolvidas nos capítulos anteriores. Algumas diretrizes são utilizadas para avaliar a performance dos controladores, tal como rastreamento de referência, rejeição de distúrbios da rede, capacidade de compensação de potência ativa e reativa e robustez perante a variação da indutância da rede. Neste capítulo também é apresentada uma análise comparativa entre as duas estratégias de controle propostas.

Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais do trabalho, identificando as contribuições e projeções de trabalhos futuros.

2 MODELAGEM E PROPOSTA DE CONTROLE

Esse capítulo apresenta a modelagem de um inversor trifásico conectado à rede por meio de um filtro LCL, bem como uma proposta de controle para controlar a corrente injetada na rede. Primeiramente, algumas considerações são feitas sobre a planta e os modelos em tempo contínuo e discreto são obtidos em espaço de estados. Para facilitar a análise da planta, o circuito trifásico é aproximado por um circuito monofásico equivalente através da transformação das coordenadas abc para $\alpha\beta$. Ainda, os interruptores são considerados ideais e a fonte primária é considerada estabilizada, podendo ser substituída por uma fonte de tensão CC. Dessa forma, a tensão sintetizada pelo inversor pode ser aproximada por uma fonte de tensão senoidal para efeito de modelagem.

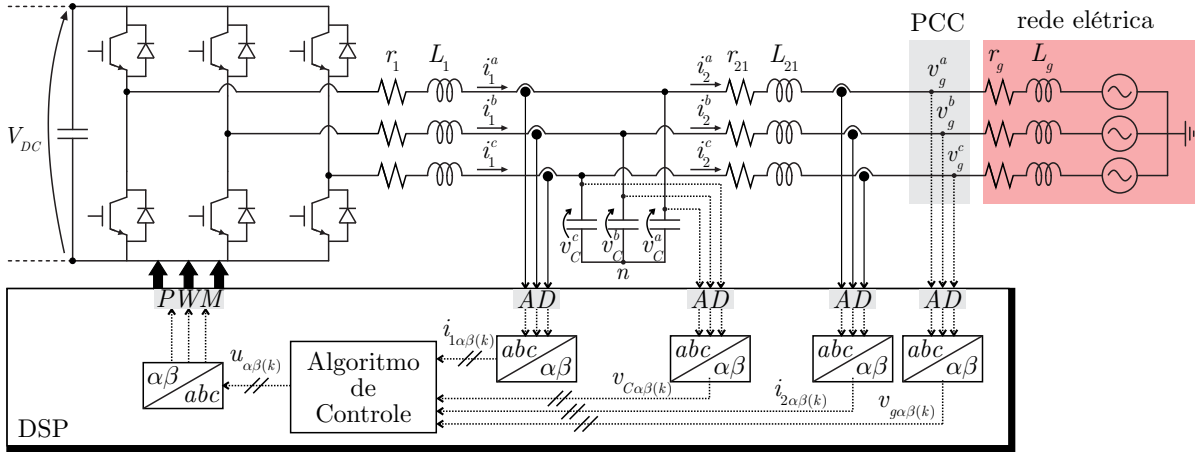
Além disso, o capítulo demonstra através da análise no domínio na frequência que a planta é de terceira ordem quando a corrente injetada na rede é considerada saída do sistema. Como solução para simplificação do sistema, propõe-se uma decomposição do circuito de terceira ordem em circuitos de ordem reduzida em que técnicas de controle multimalhas são utilizadas para controle da corrente injetada na rede e alguma variável auxiliar relacionada ao filtro. Duas técnicas são apresentadas: a primeira faz uso da corrente do conversor como variável controlada na malha interna e a segunda faz uso da tensão do capacitor do filtro. Ambas estratégias simplificam o circuito e também o controle da corrente injetada na rede em uma malha externa.

2.1 MODELO EM TEMPO CONTÍNUO

O modelo elétrico da planta é mostrado na Figura 2.1 e constitui-se de um inversor trifásico (a três fios) com um filtro LCL de saída conectado à rede elétrica através do ponto de acoplamento comum ou PCC (do inglês, *Point of Common Coupling*). Uma fonte de energia primária que pode ser, por exemplo, um arranjo de painéis fotovoltaicos ou uma aerogerador é responsável por carregar um ou mais capacitores na forma de tensão contínua V_{DC} . Esta energia acumulada em corrente contínua (CC) é entregue para o sistema elétrico na forma de corrente alternada (CA), através do inversor trifásico que realiza a conversão CC-CA.

O inversor sintetiza uma tensão em três níveis, ou seja, $+V_{DC}$, 0 e $-V_{DC}$ através da comutação do seus interruptores, cujos sinais de acionamento são gerados por um processador digital de sinais ou DSP (do inglês, *Digital Signal Processor*) e obtidos por meio de uma modulação PWM. Como a tensão de saída do inversor é um sinal com alto conteúdo harmônico, o filtro LCL é utilizado para atenuar estas harmônicas. Assim o sinal filtrado deve idealmente possuir uma componente fundamental na frequência da rede e as demais componentes devem ser atenuadas.

Figura 2.1 – Inversor trifásico conectado à rede por meio do filtro LCL.



Fonte: Próprio autor.

Neste trabalho, tem-se como principal interesse o controle da corrente i_2 injetada na rede e o controle da tensão do barramento CC é desprezado. Portanto, a fim de se obter um modelo do lado CA do sistema, algumas considerações são feitas sobre a planta:

- A rede é assumida como predominantemente indutiva, sendo representada pelo seu equivalente Thevenin (fonte de tensão CA em série com uma indutância);
- O barramento de entrada é considerado estabilizado, podendo ser representado por uma fonte de tensão CC ideal;
- O sincronismo entre a tensão de saída do filtro e a tensão no PCC é previamente garantido;
- A tensão v_g no PCC é modelada como sendo um distúrbio exógeno para o sistema.

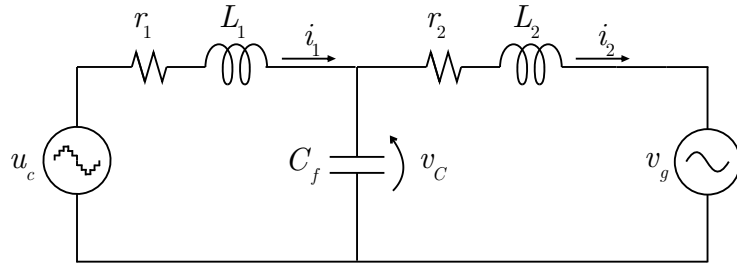
Através da Figura 2.1, verifica-se que as variáveis do sistema, ou seja, as tensões e correntes do filtro LCL e tensão no PCC são medidas e utilizadas no DSP, o qual é responsável também pelas transformações, pelo cômputo da lei de controle e modulação. Uma vez que o sistema representado em coordenadas trifásicas abc possui acoplamento entre fases, uma transformação de sistema de coordenadas pode ser utilizada (VIEIRA, 2008). Através da transformada de Clarke, um novo sistema de coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ pode ser utilizado para desacoplar o sistema em dois circuitos monofásicos independentes, desde que o eixo “0” não possua corrente circulante (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951). Para realização da transformação, a seguinte matriz é utilizada

$$T_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Neste caso, a análise do sistema e projetos dos controladores podem ser realizados para um único circuito equivalente monofásico da Figura 2.2. Para facilitar a análise desse circuito, o inversor é aproximado por uma fonte de tensão ideal u_c que corresponde a tensão sintetizada com alto conteúdo harmônico, sendo que, para fins de projetos, esse conteúdo harmônico pode ser desprezado, uma vez que a frequência do PWM é muito maior que a frequência fundamental do sinal (MACCARI JR., 2015). Além disso, as impedâncias do filtro e da rede em série podem ser representadas como uma única impedância, dada por

$$\begin{aligned} L_2 &= L_{21} + L_g \\ r_2 &= r_{21} + r_g. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Figura 2.2 – Circuito monofásico desacoplado resultante da transformação de coordenadas abc para $\alpha\beta$.



Fonte: Próprio autor.

Aplicando as Leis de *Kirchhoff* no circuito da Figura 2.2, as equações diferenciais ordinárias que descrevem a dinâmica do sistema em tempo contínuo são obtidas como

$$\frac{di_1(t)}{dt} = -\frac{r_1}{L_1}i_1(t) - \frac{1}{L_1}v_C(t) + \frac{1}{L_1}u_C(t), \quad (2.3)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{1}{C_f}i_1(t) - \frac{1}{C_f}i_2(t) \quad (2.4)$$

e

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{1}{L_2}v_C(t) - \frac{r_2}{L_2}i_2(t) - \frac{1}{L_2}v_g(t). \quad (2.5)$$

A partir das equações diferenciais, a representação em espaço de estados do sistema pode ser formulada, em que as equações (2.3), (2.4) e (2.5) são organizadas na forma matricial, tal como

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u_c(t) + \mathbf{H}v_g(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{aligned}, \quad (2.6)$$

em que

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{r_2}{L_2} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_C(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

são matrizes de dinâmicas do sistema, sendo \mathbf{A} a matriz de estados, \mathbf{B} e \mathbf{H} as matrizes de entradas. Nota-se que o vetor de estados $\mathbf{x}(t)$ é constituído pela corrente $i_1(t)$ do lado do conversor, a tensão $v_C(t)$ do capacitor do filtro e a corrente $i_2(t)$ injetada na rede. A saída $y(t)$ do sistema pode ser escolhida como sendo qualquer um dos estados ou uma combinação linear dos mesmos através de uma escolha apropriada da matriz de saída \mathbf{C} . Por ora, essa matriz não será escrita, já que a saída será diferentemente definida posteriormente para cada uma das estratégias de controle estudadas.

2.2 MODELO EM TEMPO DISCRETO

Uma vez que o algoritmo de controle será implementado em um microcontrolador ou DSP, é conveniente que seu projeto leve em conta os efeitos de discretização da planta, por tanto, um modelo em tempo discreto é obtido. Existem diversos métodos de discretização, porém, neste ponto do trabalho, adota-se o método de Euler o qual estabelece que o sistema seja reescrito como

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}_d(k) + \mathbf{B}_d u_c(k) + \mathbf{H}_d v_g(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}_d \mathbf{x}_d(k), \end{aligned} \quad (2.8)$$

em que $\mathbf{A}_d = \mathbf{I} + \mathbf{A}T_s$, $\mathbf{B}_d = \mathbf{B}T_s$, $\mathbf{H}_d = \mathbf{H}T_s$, $\mathbf{C}_d = \mathbf{C}$, $\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é uma matriz identidade com $n = 3$ sendo a ordem do sistema e T_s é o período de amostragem. Expandindo as matrizes, tem-se que

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{r_1}{L_1}T_s & -\frac{1}{L_1}T_s & 0 \\ \frac{1}{C_f}T_s & 1 & -\frac{1}{C_f}T_s \\ 0 & \frac{1}{L_2}T_s & 1 - \frac{r_2}{L_2}T_s \end{bmatrix}, \mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1}T_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{H}_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_2}T_s \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Outra característica da implementação digital que deve ser levada em conta é a sequência de tarefas realizadas pelo processador. Após a interrupção em um tempo kT_s ocorre a amostragem das variáveis de tensões e correntes pelos conversores analógicos/digitais. Em seguida, na mesma interrupção são realizadas as transformações, o cálculo da ação de controle e a modulação. Neste ponto são atualizados os comparadores do PWM o qual gera o sinal atualizado no início da interrupção seguinte e, portanto, a ação de controle calculada no instante kT_s é implementada apenas no instante $(k+1)T_s$. Esse atraso de implementação de um período de amostragem deve ser levado em conside-

ração no modelo discreto da planta para se obter uma melhor aproximação do problema prático (MASSING, 2013). Uma alternativa é incluir este atraso como um estado adicional no modelo em espaço de estados (2.8), sendo esse estado escrito como $\phi(k) = u_c(k-1)$. Assim, a representação em espaço de estados (2.8), torna-se

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k+1) \\ \phi(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{B}_d \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_{dc}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) \\ \phi(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{dc}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times 3} \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{dc}} u_c(k) + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_d \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{dc}} v_g(k) \quad (2.10)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_{dc} \mathbf{x}_{dc}(k).$$

Para simplificar a manipulação algébrica nos próximos capítulos, o modelo (2.10) pode ser expandido como

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1(k+1) \\ v_C(k+1) \\ \dot{i}_2(k+1) \\ \phi(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & 0 & g_{14} \\ g_{21} & 1 & g_{23} & 0 \\ 0 & g_{32} & g_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1(k) \\ v_C(k) \\ \dot{i}_2(k) \\ \phi(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_c(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ h_{d3} \\ 0 \end{bmatrix} v_g(k) \quad (2.11)$$

em que $g_{11} = 1 - \frac{r_1}{L_1} T_s$, $g_{12} = -\frac{1}{L_1} T_s$, $g_{14} = \frac{1}{L_1} T_s$, $g_{21} = \frac{1}{C_f} T_s$, $g_{23} = -\frac{1}{C_f} T_s$, $g_{32} = \frac{1}{L_2} T_s$, $g_{33} = 1 - \frac{r_2}{L_2} T_s$ e $h_{d3} = -\frac{1}{L_2} T_s$.

2.3 PROPOSTA DA ESTRUTURA DE CONTROLE

Considerando a corrente i_2 injetada na rede como saída do sistema e a tensão u_c sintetizada pelo inversor como entrada, a função de transferência em tempo contínuo pode ser obtida por meio de

$$\frac{I_2(s)}{U_c(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}, \quad (2.12)$$

em que a matriz de saída é definida neste momento como $\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 1]$. Substituindo as matrizes do modelo contínuo em espaço de estados, a função de transferência resulta em

$$G_{iu}(s) = \frac{I_2(s)}{U_c(s)} = \frac{1}{C_f L_1 L_2 s^3 + (C_f L_1 r_2 + C_f L_2 r_1) s^2 + (C_f r_1 r_2 + L_1 + L_2) s + r_1 + r_2} \quad (2.13)$$

Nota-se que o sistema a ser controlado (2.13) é de terceira ordem, uma vez que o grau do denominador é $n = 3$. Considerando que todas as variáveis de estados são medidas, a representação (2.13) pode ser decomposta em sistemas simplificados de duas possíveis maneiras, tal como

$$G_{iu}(s) = \frac{I_2(s)}{U_c(s)} = \frac{I_1(s)}{U_c(s)} \frac{I_2(s)}{I_1(s)} = G_{o1}(s) G_{o2}(s) \quad (2.14)$$

ou

$$G_{iu}(s) = \frac{I_2(s)}{U_c(s)} = \frac{V_C(s)}{U_c(s)} \frac{I_2(s)}{V_C(s)} = G_{m1}(s)G_{m2}(s). \quad (2.15)$$

É possível verificar que os sistemas simplificados correspondem aos modelos de sub-circuitos decorrentes da decomposição do circuito original de terceira ordem, em que a separação pode ser feita antes ou após o capacitor conforme descrito a seguir.

2.3.1 Decomposição do circuito de terceira ordem com separação feita antes do capacitor

Na equação (2.14), tem-se que a planta $G_{iu}(s)$ é escrita como uma composição de duas funções de transferências $G_{o1}(s)$ e $G_{o2}(s)$, as quais equivalem aos modelos de circuitos simplificados, mostrados na Figura 2.3. Nota-se que a separação do circuito original foi feita antes do capacitor, de forma que o sistema $G_{o1}(s)$ possui como variável de saída a corrente do conversor i_1 , que também é a variável de entrada do sistema $G_{o2}(s)$. Através de uma análise dos circuitos, essas funções de transferências são escritas como

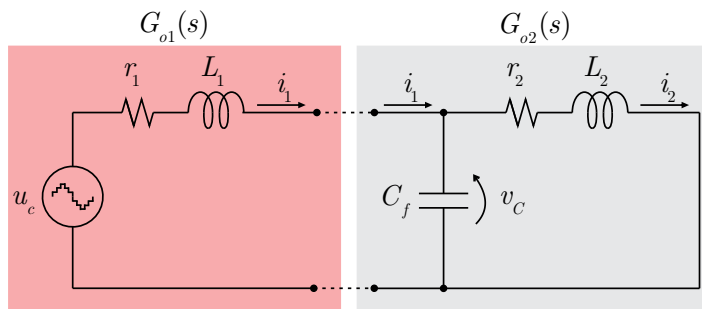
$$G_{o1}(s) = \frac{I_1(s)}{U_c(s)} = \frac{C_f L_2 s^2 + C_f r_2 s + 1}{C_f L_1 L_2 s^3 + (C_f L_1 r_2 + C_f L_2 r_1) s^2 + (C_f r_1 r_2 + L_1 + L_2) s + r_1 + r_2} \quad (2.16)$$

e

$$G_{o2}(s) = \frac{I_2(s)}{I_1(s)} = \frac{1}{C_f L_2 s^2 + C_f r_2 s + 1}. \quad (2.17)$$

É possível verificar que os circuitos da Figura 2.3 que correspondem aos modelos $G_{o1}(s)$ e $G_{o2}(s)$ são de primeira ordem (com um elemento reativo) e segunda ordem (com dois elementos reativos), respectivamente. Dessa forma, o circuito de terceira ordem da Figura 2.2 foi decomposto em dois circuitos de ordem reduzidas, um de primeira e outro de segunda, que possuem acoplamento entre si através do capacitor.

Figura 2.3 – Decomposição do circuito com separação feita antes do capacitor.



Fonte: Próprio autor.

2.3.2 Decomposição do circuito de terceira ordem com separação feita após o capacitor

Da mesma forma, a equação (2.15) apresenta a decomposição do modelo da planta original (2.13) em dois modelos $G_{m1}(s)$ e $G_{m2}(s)$. Esses modelos também correspondem à divisão do circuito original em dois circuitos simplificados, tal como mostra a Figura 2.4. Neste caso, a separação é feita após o capacitor de modo que a saída do sistema $G_{m1}(s)$ é a tensão no capacitor, a qual também é entrada de $G_{m2}(s)$. Logo, as funções de transferência dos modelos reduzidos resultam em

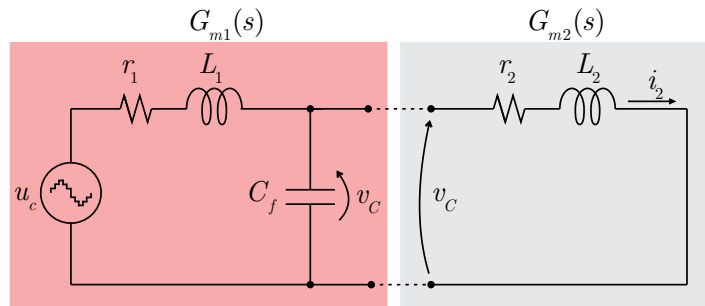
$$G_{m1}(s) = \frac{V_C(s)}{U_c(s)} = \frac{r_2 + L_2 s}{C_f L_1 L_2 s^3 + (C_f L_1 r_2 + C_f L_2 r_1) s^2 + (C_f r_1 r_2 + L_1 + L_2) s + r_1 + r_2} \quad (2.18)$$

e

$$G_{m2}(s) = \frac{I_2(s)}{V_C(s)} = \frac{1}{L_2 s + r_2} \quad (2.19)$$

Verifica-se que (2.18) corresponde ao modelo de um circuito de segunda ordem (com dois elementos reativos), enquanto (2.19) corresponde ao modelo de um circuito de primeira ordem (com um elemento reativo). Ou seja, o modelo da planta (2.13) foi dividido em modelos de circuitos de ordens reduzidas, um de segunda ordem e outro de primeira ordem, acoplados entre si através do capacitor.

Figura 2.4 – Decomposição do circuito com separação feita após o capacitor.



Fonte: Próprio autor.

2.3.3 Propostas de controladores multimalhas

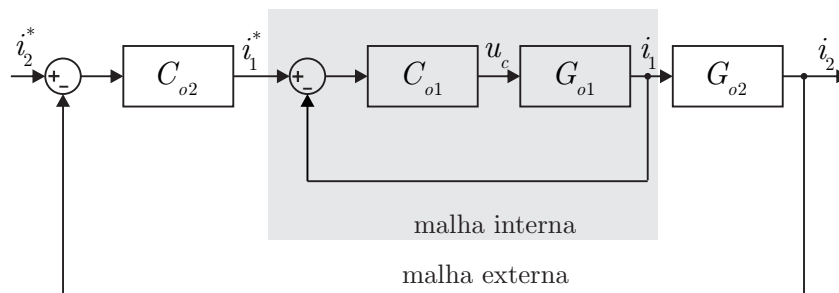
Segundo (ASTROM; HAGANDER; STERNBY, 1980), funções de transferência contínuas com grau relativo $n > 2$, quando discretizadas com um retentor de ordem zero, resultam em zeros de amostragem fora do círculo de raio unitário, ou seja, zeros de fase não-mínima. Por isso, o controle da planta (2.13) de terceira ordem torna-se uma tarefa complexa em tempo discreto. Portanto, nesse trabalho propõe-se a utilização de uma estratégia multimalhas, através da implementação de uma malha interna para controle de uma variável indireta, como a corrente i_1 do conversor ou a tensão v_C do capacitor, e

uma malha externa para controle da corrente i_2 da rede, a qual é a variável de interesse final.

Como o capacitor equivale a um acoplamento entre os dois filtros indutivos na planta, em um controle malha única, uma mudança na tensão do capacitor causa uma correção mais lenta da corrente da rede. Por outro lado, através do controle multimalhas, pode-se garantir uma resposta dinâmica mais rápida para as variáveis da malha interna e malha externa. Para tanto, deve-se enfatizar que a resposta dinâmica da malha interna deve ser muito mais rápida que a da malha externa, caso contrário, a estratégia multimalhas não apresentaria vantagem (MARLIN, 1995).

Neste trabalho são exploradas duas estratégias de controle multimalhas. A primeira faz uso da corrente do conversor i_1 para fechar o laço de controle em uma malha interna e a corrente da rede é controlada em uma malha externa. O esquema de controle em tempo contínuo é mostrado na Figura 2.5, onde verifica-se que os sistemas simplificados obtidos anteriormente $G_{o1}(s)$ e $G_{o2}(s)$ são utilizados para projeto dos controladores de cada uma das malhas. Portanto, com a separação do problema de controle em duas malhas, os circuitos de primeira e segunda ordem (equações (2.16) e (2.17)) proporcionam uma maior versatilidade na utilização de controladores e resultam em uma simplificação do projeto.

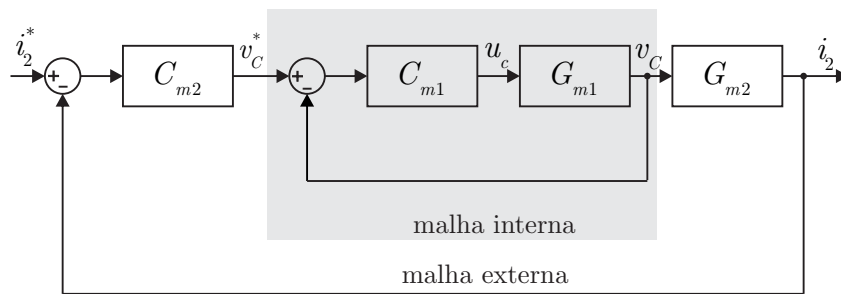
Figura 2.5 – Estratégia multimalhas com controle da corrente do conversor na malha interna.



Fonte: Próprio autor.

De maneira análoga, a segunda estratégia explorada faz uso da tensão do capacitor do filtro LCL para fechar o laço de controle na malha interna. A variável de interesse, corrente injetada na rede i_2 , também é controlada em uma malha externa neste caso. Neste esquema de controle, os sistemas simplificados $G_{m1}(s)$ e $G_{m2}(s)$ são utilizados para projetos dos controladores das malhas interna e externa, respectivamente. Novamente, nota-se pelas equações (2.18) e (2.18), que as plantas em tempo contínuo possuem ordens reduzidas em relação ao sistema original (2.13), que resultam em uma simplificação e facilitam a processo de obtenção da lei de controle.

Figura 2.6 – Estratégia multimalhas com controle da tensão do capacitor do filtro na malha interna.



Fonte: Próprio autor.

Será mostrado que as características de malha fechada dessas estratégias também são melhoradas com a separação do problema em duas malhas, o que contribui para a performance e robustez do sistema. Conforme mencionado anteriormente, a utilização das estratégias multimalhas requerem que a malha interna possua dinâmica muito mais rápida que a da malha externa. Dessa forma, as malhas de controle podem ser projetadas independentemente, melhorando o desempenho do controlador e a dinâmica de malha fechada (DURGANTE; STEFANELLO, 2012).

Por tanto, neste trabalho o controlador por modos deslizantes é empregado na malha interna tanto para a estratégia com controle da corrente do conversor, quanto para a estratégia com controle da tensão do capacitor. A principal motivação para utilização do SMC é o fato de esse apresentar uma resposta dinâmica muito rápida em malha fechada, podendo ser comparado à um controlador por tempo mínimo como, por exemplo, o *deadbeat* (KAWABATA; MIYASHITA; YAMAMOTO, 1990; RODRIGUEZ et al., 2007), que se caracteriza por garantir que a saída rastreie a referência em um tempo mínimo com erro nulo em regime permanente. Além disso, o SMC garante uma maior robustez às incertezas e variações paramétricas na malha interna, melhorando as características do sistema como um todo (SLOTINE; LI, 1991). No Apêndice A, a teoria do controle por modos deslizantes é detalhada e um exemplo de projeto é utilizado para demonstrar o procedimento da obtenção da lei de controle.

Por fim, os projetos de cada um dos controladores abordados nesse trabalho são mostrados nos capítulos a seguir com a diferença que a abordagem é em tempo discreto. Algumas restrições aparecem na abordagem em tempo discreto, porém a essência do projeto e a justificativa da utilização da estratégia multimalhas permanecem as mesmas.

2.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentado a modelagem da planta a ser controlada. Foi visto que o sistema trata-se de um inversor trifásico conectado à rede elétrica por meio do filtro LCL, para converter energia de uma fonte primária CC para a forma CA da rede. Foi visto que o barramento CC é considerado estabilizado, ou seja, é modelado como uma fonte de tensão CC ideal e, portanto, o problema de controle se resume à regulação da corrente injetada na rede, de forma a se controlar a potência ativa e/ou reativa e melhorar a qualidade de energia entregue à rede.

Além disso, foi demonstrado que quando a corrente injetada na rede é a variável de saída do sistema, o modelo possui ordem três e torna-se uma tarefa mais complexa para o problema de controle. Neste trabalho foram propostas duas formas de divisão do sistema de terceira ordem em circuitos de ordens reduzidas através de estratégias multimalhas. Uma estratégia utiliza a corrente do conversor como variável controlada em uma malha interna, enquanto a outra utiliza a tensão do capacitor do filtro.

Ambas estratégias resultam em um circuito simplificado que é controlado em uma malha externa com o objetivo de se regular a corrente injetada na rede. O controlador por modos deslizantes é adotado na malha interna para ambos esquemas, uma vez que este garante uma rápida dinâmica em malha fechada e, além disso, contribui para aumento da robustez e boa performance do sistema. Nos próximos capítulos serão detalhados os projetos de cada um dos esquemas de controle propostos.

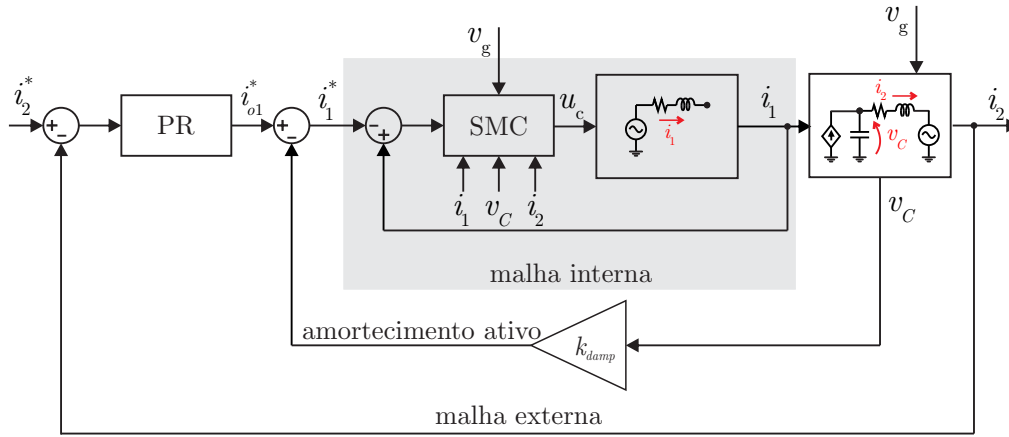
3 ESTRATÉGIA MULTIMALHAS COM CONTROLE DA CORRENTE DO CONVERSOR NA MALHA INTERNA

Este capítulo apresenta uma estratégia de controle que consiste no projeto de duas malhas, uma interna que controla a corrente do conversor i_1 e outra externa que controla a corrente injetada na rede i_2 . Na malha interna um controlador por modos deslizantes é aplicado e o sistema é reduzido à um circuito de segunda ordem constituído por uma fonte de corrente controlada conectada a rede através de um filtro CL. Logo, a corrente injetada na rede é realimentada em uma malha externa, a fim de se garantir o rastreamento da referência e a rejeição de distúrbios presentes na rede. Para isso, um controlador proporcional-ressonante (PR) é utilizado na malha externa, onde são aplicados ganhos elevados na frequência fundamental e algumas harmônicas a fim de se garantir o desempenho do controlador para uma boa faixa de frequências. Além disso, como o filtro CL apresenta o problema de ressonância, uma técnica de amortecimento ativo é empregada. A estrutura de controle pode ser, então, representada conforme mostra a Figura 3.1.

A principal característica da lei de controle proposta é a simplificação do circuito original de terceira ordem para um circuito equivalente de segunda ordem, facilitando o projeto do controle da corrente injetada na rede e contribuindo para um melhor desempenho do sistema em malha fechada com relação às incertezas paramétricas e robustez. Será mostrado que a malha interna independe dos parâmetros do filtro do lado da rede e a malha externa independe dos parâmetros do conversor. Assim, os problemas de variações e incertezas são mitigados diferentemente em cada uma das malhas.

O capítulo está dividido conforme segue. Na Seção 3.1 é apresentado o projeto da malha interna em que o controlador por modos deslizantes é detalhado. Na Seção 3.2 é mostrado o projeto da malha externa em que é utilizado um controlador PR e uma técnica de amortecimento ativo. Na Seção 3.3 é apresentado um exemplo para demonstrar o procedimento de projeto, bem como resultados de simulações a fim de comprovar o bom desempenho da técnica de controle proposta. Por último, na Seção 3.4 a estratégia de controle desenvolvida no capítulo é comparada com uma técnica de controle convencional, a fim de comprovar a capacidade de robustez superior do esquema de controle proposto.

Figura 3.1 – Estrutura do controle multimalhas com controle da corrente do conversor na malha interna.



Fonte: Próprio autor.

3.1 PROJETO DA MALHA INTERNA

Seja o modelo em tempo discreto do sistema dado em (2.11), a variável a ser controlada na malha interna é a corrente do lado do conversor i_1 . Portanto uma função de chaveamento pode ser definida como o erro de rastreamento, ou seja a diferença entre a variável medida e sua referência $\sigma(k) = e(k) = i_1(k) - i_1^*(k)$. Da teoria do controle por modos deslizantes, o erro de rastreamento converge para zero quando a superfície também converge para zero $\sigma(k) = \sigma(k+1) = 0$. Segundo Slotine e Li (1991), a função de chaveamento deve possuir ordem $n_{fc} = n - 1$, em que n é a ordem do sistema. Tendo em vista que a função de transferência que relaciona a saída (corrente i_1) com a entrada (tensão sintetizada u_c) é de primeira ordem e que, incluindo o atraso de implementação, torna-se de segunda ordem, então a função de chaveamento deve ser de primeira ordem $n_{fc} = 2 - 1 = 1$. Assim, a função de chaveamento é definida como

$$\sigma(k) = i_1(k+1) - i_1^*(k+1) = 0, \quad (3.1)$$

em que um passo em avanço da equação a diferenças em tempo discreto corresponde à uma derivada de primeira ordem no domínio do tempo.

Note que (3.1) está escrita em relação ao valor futuro do estado $i_1(k+1)$. Portanto, pode-se obter uma expressão desse valor futuro em termos dos valores de instantes atuais a partir da representação em espaço de estados (2.11), ou seja,

$$\dot{i}_1(k+1) = g_{11}\dot{i}_1(k) + g_{12}v_C(k) + g_{14}\phi(k). \quad (3.2)$$

Substituindo (3.2) em (3.1), obtém-se

$$\sigma(k) = g_{11}i_{1(k)} + g_{12}v_{C(k)} + g_{14}\phi(k) - i_{1(k+1)}^* = 0. \quad (3.3)$$

Ainda, a equação (3.3) necessita da informação da referência de corrente do lado do conversor um passo em avanço $i_{1(k+1)}^*$. De forma a manter a causalidade da função de chaveamento e da lei de controle, aplica-se um atraso na referência de corrente de dois passos $i_{1(k-1)}^*$, o qual será justificado em seguida durante o procedimento de obtenção da lei de controle $u_{c(k)}$. Este atraso resulta em um pequeno erro de rastreamento dado por dois períodos de amostragem, porém como seu valor é conhecido, o mesmo será contabilizado no sistema resultante para a malha externa e, portanto, não surtirá efeito na resposta final do sistema. Assim, a função de chaveamento pode ser reescrita como

$$\sigma(k) = g_{11}i_{1(k)} + g_{12}v_{C(k)} + g_{14}\phi(k) - i_{1(k-1)}^* = 0. \quad (3.4)$$

Como apresentado no Apêndice A, o conceito de modo de alcance possui um papel fundamental em controle por modos deslizantes, principalmente para sistemas em tempo discreto. A lei de alcance de Gao é utilizada neste trabalho, a qual é utilizada para definir o comportamento da função de chaveamento dado um certo período de amostragem (GAO; WANG; HOMAIFA, 1995). Esta lei de alcance é descrita por

$$\sigma_{(k+1)} = (1 - qT_s)\sigma_{(k)} - \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma_{(k)}), \quad (3.5)$$

em que ε e q são constantes positivas, sendo que ε deve ser projetada como sendo um compromisso entre as oscilações de alta frequência (*chattering*) e a robustez do sistema, enquanto a constante q deve ser projetada respeitando o intervalo $1 - qT_s > 0$. A partir de (3.5), o termo $\sigma_{(k+1)}$ pode ser computado a partir das equações que compõem o espaço de estados (2.11), de forma a tornar a equação dependente apenas de variáveis atuais. Logo, o termo $\sigma_{(k+1)}$ pode ser escrito como

$$\begin{aligned} \sigma_{(k+1)} &= g_{11}i_{1(k+1)} + g_{12}v_{C(k+1)} + g_{14}\phi(k+1) - i_{1(k)}^* \\ &= (g_{11}g_{11}+g_{12}g_{21})i_{1(k)} + (g_{11}g_{12}+g_{12})v_{C(k)} + g_{12}g_{23}i_{2(k)} + g_{11}g_{14}\phi(k) + g_{14}u_{c(k)} - i_{1(k)}^*. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Substituindo as equações (3.6) e (3.4) em (3.5), a lei de controle $u_{c(k)}$ pode ser isolada e resulta em

$$u_{c(k)} = -\frac{1}{g_{14}} \left[c_{i1}i_{1(k)} + c_{i2}v_{C(k)} + c_{i3}i_{2(k)} + c_{i4}\phi(k) - i_{1(k)}^* + i_{1(k-1)}^* + qT_s\sigma_{(k)} + \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma_{(k)}) \right] \quad (3.7)$$

em que $c_{i1} = (g_{11}g_{11} + g_{12}g_{21} - g_{11})$, $c_{i2} = g_{11}g_{12}$, $c_{i3} = g_{12}g_{23}$ e $c_{i4} = (g_{11}g_{14} - g_{14})$. Nota-se que (3.7) é dependente apenas dos valores de instantes passado e atual da referência de corrente $i_{1(k)}^*$, justificando, portanto, o atraso de dois passos $i_{1(k-1)}^*$ aplicado na definição da função de chaveamento em (3.4). Caso contrário, essa equação ficaria dependente de

valores futuros da referência de corrente i_1^* e seria necessário se obter uma estimativa dessa variável para implementação da lei de controle.

3.1.1 Análise da dinâmica da malha interna

Uma representação em espaço de estados pode ser obtida organizando (3.7) na forma matricial que resulta em

$$u_{c(k)} = - \underbrace{\begin{bmatrix} k_{i1} & k_{i2} & k_{i3} & k_{i4} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_i} \mathbf{x}_{dc} + \frac{1}{g_{14}} \left[i_{1(k)}^* - (1 - qT_s)i_{1(k-1)}^* - \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma(k)) \right], \quad (3.8)$$

em que as constantes são $k_{i1} = (c_{i1} + qT_s g_{11})/g_{14}$, $k_{i2} = (c_{i2} + qT_s g_{12})/g_{14}$, $k_{i3} = c_{i3}/g_{14}$ e $k_{i4} = (c_{i4} + qT_s g_{14})/g_{14}$. Substituindo (3.8) no modelo em espaço de estados (2.11), a dinâmica de malha fechada resulta em

$$\mathbf{x}_{dc(k+1)} = (\mathbf{A}_{dc} - \mathbf{B}_{dc} \mathbf{K}_i) \mathbf{x}_{dc(k)} + \frac{\mathbf{B}_{dc}}{g_{14}} \left[i_{1(k)}^* - (1 - qT_s)i_{1(k-1)}^* - \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma(k)) \right] + \mathbf{H}_{dc} v_{g(k)} \quad (3.9)$$

Nota-se que a dinâmica de malha fechada pode ser avaliada pelos autovalores da matriz $(\mathbf{A}_{dc} - \mathbf{B}_{dc} \mathbf{K}_i)$, no entanto, para simplificar a análise, pode-se obter uma função de transferência que relaciona a corrente $I_1(z)$ com sua referência $I_1^*(z)$ através da substituição da lei de controle atrasada em um período de amostragem $u_{c(k-1)}$ na representação em espaço de estados (2.11).

Da equação referente ao estado i_1 em (2.11), tem-se

$$\dot{i}_{1(k+1)} = g_{11} i_{1(k)} + g_{12} v_{C(k)} + g_{14} u_{c(k-1)}, \quad (3.10)$$

e substituindo $u_{c(k-1)}$ na equação acima, resulta que

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1(k+1)} = & g_{11} i_{1(k)} + g_{12} v_{C(k)} - \left[c_{i1} i_{1(k-1)} + c_{i2} v_{C(k-1)} + c_{i3} \dot{i}_{2(k-1)} + c_{i4} \phi_{(k-1)} \right. \\ & \left. - i_{1(k-1)}^* + i_{1(k-2)}^* + qT_s \sigma_{(k-1)} + \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma_{(k-1)}) \right]. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Sabendo que

$$\dot{i}_{1(k)} = g_{11} i_{1(k-1)} + g_{12} v_{C(k-1)} + g_{14} \phi_{(k-1)} \quad (3.12)$$

e

$$v_{C(k)} = g_{21} i_{1(k-1)} + v_{C(k-1)} + g_{23} \dot{i}_{2(k-1)}, \quad (3.13)$$

pode-se manipular algebricamente a equação (3.11), a fim de se obter uma equação simplificada dada por

$$\dot{i}_{1(k+1)} = i_{1(k-1)}^* + (1 - qT_s) \sigma_{(k-1)} - \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma_{(k-1)}), \quad (3.14)$$

em que $\sigma_{(k-1)} = i_{1(k)} - i_{1(k-2)}^*$. Aplicando a transformada \mathcal{Z} na equação (3.14), obtém-se a função de transferência em tempo discreto, tal como

$$\frac{I_1(z)}{I_1^*(z)} = z^{-2} - d(z) \quad (3.15)$$

em que $d(z) = \varepsilon T_s \text{sign}(I_1(z) - z^{-2} I_1^*(z)) / (z - (1 - qT_s))$ é uma função com característica descontínua que possui uma amplitude muito reduzida em relação a amplitude do sinal fundamental. Portanto, esse sinal $d(z)$ pode ser considerado um distúrbio exógeno de entrada para a malha externa e, a fim de simplificar a obtenção do modelo da malha externa, será desconsiderado sem perdas de generalidades. A partir de (3.15) é possível observar que a escolha da função de chaveamento feita em (3.4) faz com que a referência de corrente do inversor i_1^* seja rastreada com um atraso de dois períodos de amostragem ($2T_s$). Portanto, a malha interna se comporta como uma fonte de corrente controlada e, descrevendo a dinâmica de malha fechada por uma nova variável $i_{1mf(k)}$, obtém-se

$$i_{1mf(k)} = i_{1(k-2)}^* \quad (3.16)$$

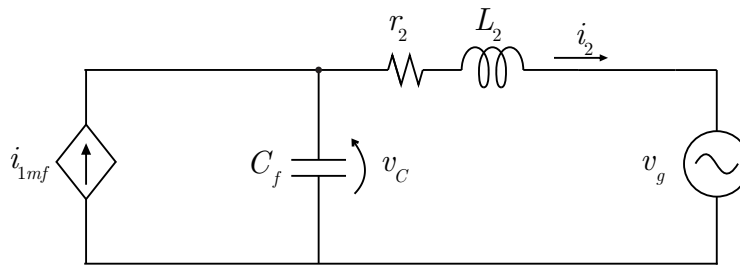
3.2 PROJETO DA MALHA EXTERNA

O controlador por modos deslizantes realizado na malha interna tem a propriedade de garantir um comportamento de uma fonte de corrente controlada que substitui o inversor e o filtro L do lado do conversor, conforme demonstra equação (3.14). Substituindo (3.16) no modelo em espaço de estados dado em (2.11), obtém-se um modelo simplificado dado por

$$\begin{bmatrix} v_C(k+1) \\ i_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{C_f} \\ \frac{T_s}{L_2} & 1 - \frac{r_2 T_s}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C(k) \\ i_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{C_f} \\ 0 \end{bmatrix} i_{1mf(k)} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_s}{L_2} \end{bmatrix} v_g(k). \quad (3.17)$$

Observe que (3.17) descreve o modelo em tempo discreto do circuito CL resultante a partir da consideração do controle da corrente i_1 na malha interna. Assim, o circuito que compõe o filtro LCL da Figura 2.2, é reduzido ao circuito CL da Figura 3.2 que apresenta ordem reduzida, ou seja, o sistema é simplificado através da implementação de uma malha interna.

Figura 3.2 – Circuito simplificado em que malha interna fechada comporta-se como uma fonte de corrente controlada.



Fonte: Próprio autor.

A referência de corrente do lado do conversor i_1^* pode ser, portanto, obtida a partir de uma malha externa que tem como principal função a regulação da corrente injetada na rede i_2 . Essa malha de controle é projetada para atingir os objetivos específicos de controle listados abaixo:

- Rastreamento da referência de corrente i_2 injetada na rede;
- Rejeição das harmônicas de tensão da rede respeitando os limites estabelecidos pela norma IEEE 1547 (IEEE-1547, 2003);
- Robustez contra variações paramétricas devido a impedância desconhecida da rede.

Verifica-se que qualquer técnica de controle pode ser utilizada para controlar essa malha externa, no entanto como a planta consiste em um circuito CL, onde há um problema de ressonância, uma técnica de amortecimento ativo é necessária. Além disso, um controlador PR com altos ganhos na frequência fundamental e algumas harmônicas é utilizado como controlador da malha externa. A seguir serão descritas as técnicas utilizadas para garantir os objetivos de controle mencionados acima.

3.2.1 Amortecimento ativo

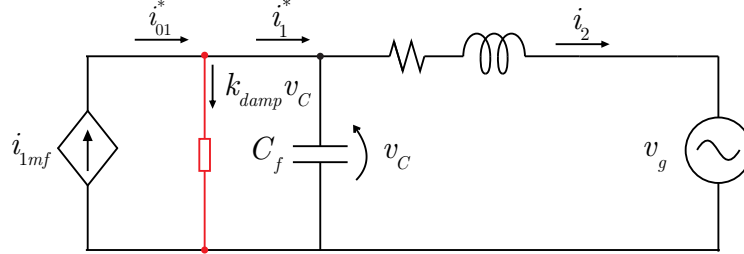
Na literatura, são encontradas técnicas que fazem uso de variáveis relacionadas ao capacitor do filtro, que pode ser tanto a corrente quanto a tensão, como variável a ser realimentada na malha de amortecimento ativo (DANNEHL et al., 2010). No entanto, devido a característica de fonte de corrente controlada da malha interna, neste trabalho utiliza-se a tensão do capacitor de forma a produzir uma referência extra de corrente, tal como

$$i_{1(k-2)}^* = i_{o1(k-2)}^* - k_{damp} v_C(k). \quad (3.18)$$

Através da equação (3.18) verifica-se que esta técnica de amortecimento produz

um comportamento análogo a adição de um resistor virtual conectado em paralelo com o capacitor C_f , conforme mostra a Figura 3.3.

Figura 3.3 – Circuito simplificado com inclusão de um resistor virtual em paralelo com o capacitor C_f .



Fonte: Próprio autor.

Na equação (3.18), a variável $i_{o1(k-2)}^*$ é referência de corrente gerada pelo controlador da malha externa, o qual é utilizado na regulação da corrente injetada na rede e pode ser reescrita em função de instantes atuais como

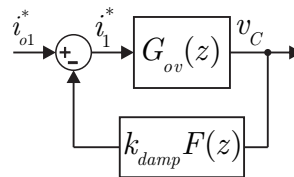
$$i_{1(k)}^* = i_{o1(k)}^* - k_{damp} v_{C(k+2)}. \quad (3.19)$$

Note que (3.19) depende do valor da tensão do capacitor dois passos em avanço $v_{C(k+2)}$ no instante atual $t_{(k)} = kT_s$. Portanto propõe-se a utilização de um filtro passa alta estável de segunda ordem $F(z)$ com elevada frequência de corte que torna essa malha de amortecimento ativo implementável. Esse filtro utiliza um par de polos localizados em p_1 para manter a causalidade e é escrito como

$$F(z) = \frac{z^2}{(z + p_1)^2}. \quad (3.20)$$

Com isso, a malha de amortecimento ativo é implementada conforme mostra a Figura 3.4, em que a tensão do capacitor é realimentada passando através do filtro e gera uma nova referência de corrente do conversor. Os projetos do filtro e do ganho do amortecimento ativo podem ser realizados pelo método do lugar das raízes conforme será demonstrado na próxima seção.

Figura 3.4 – Representação da malha de amortecimento ativo em diagrama de blocos.



Fonte: Próprio autor.

Observe que o projeto do amortecimento ativo requer que a função de transferência G_{ov} que relaciona a saída V_C com a entrada I_{1mf} seja conhecida. Portanto, a partir da Figura 3.2, a função de transferência em tempo contínuo é obtida como

$$G_{ov}(s) = \frac{V_C(s)}{I_{1mf}(s)} = k_{c1} \frac{s + 2\zeta\omega_n}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.21)$$

em que $\omega_n = 1/\sqrt{L_2 C_f}$, $\zeta = r_2 \sqrt{C_f/L_2}/2$ e $k_{c1} = 1/C_f$. Aplicando o método de *Tustin* para discretizar o sistema (3.21) e sabendo que $i_{1mf}(z) = z^{-2}i_{1(z)}^*$, obtém-se a função de transferência em tempo discreto a partir de

$$G_{ov}(z) = \frac{V_C(z)}{I_1^*(z)} = z^{-2} G_{ov}(s) \Big|_{s=\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}} \quad (3.22)$$

que resulta em

$$G_{ov}(z) = k_{d1} \frac{(z+1)(z-z_{o1})}{z^2(z-p_{o1})(z-p_{o1}^*)}, \quad (3.23)$$

em que $k_{d1} = 2T_s k_{c1} (1 + \zeta\omega_n T_s) / (T_s^2 \omega_n^2 + 4\zeta\omega_n T_s + 4)$, $k_{c1} = 1/C_f$, $z_{o1} = (1 - \zeta\omega_n T_s) / (1 + \zeta\omega_n T_s)$ e $p_{o1} = (4 - T_s^2 \omega_n^2 + 4\omega_n T_s \sqrt{1 - \zeta^2}) / (T_s^2 \omega_n^2 + 4\zeta\omega_n T_s + 4)$. p_{o1}^* é o polo complexo conjugado de p_{o1} . Analisando a Figura 3.4 nota-se que ainda é possível se obter uma função de transferência em malha fechada, a qual resulta em

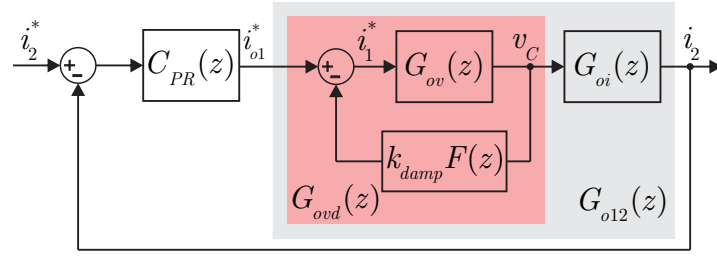
$$G_{ovd}(z) = \frac{V_C(z)}{I_{o1}^*(z)} = \frac{G_{ov}(z)}{1 + k_{damp} F(z) G_{ov}(z)} \quad (3.24)$$

que é o sistema em malha fechada que inclui o amortecimento da ressonância presente no circuito CL da Figura 3.2.

3.2.2 Controlador PR da malha externa

O diagrama de blocos da Figura 3.5 apresenta a estrutura de controle para a malha externa incluindo a malha de amortecimento ativo. Nota-se que a figura apresenta um sistema $G_{ovd}(z)$ que consiste na função de transferência de malha fechada do amortecimento ativo, equação (3.24). Além disso, um sistema $G_{o12}(z)$ em uma malha externa representa o sistema que inclui a dinâmica do amortecimento ativo em malha fechada e a dinâmica da função de transferência $G_{oi}(z)$ que relaciona $I_2(z)$ com $V_C(z)$. Portanto, um controlador proporcional-ressonante $C_{PR}(z)$ é projetado de forma a atender os objetivos de controle descritos no início da seção.

Figura 3.5 – Representação da malha externa em diagrama de blocos incluindo a malha de amortecimento ativo.



Fonte: Próprio autor.

Para o projeto do controlador $C_{PR}(z)$ é necessário conhecer a planta $G_{o12}(z)$, a qual requer, primeiramente, que o modelo $G_{oi}(z)$ seja conhecido. Da Figura 3.2, o modelo $G_{oi}(s)$ é obtido em tempo contínuo como

$$G_{oi}(s) = \frac{I_2(s)}{V_C(s)} = k_{c2} \frac{1}{s + 2\zeta\omega_n}, \quad (3.25)$$

em que $k_{c2} = 1/L_2$. Aplicando a discretização por método de *Tustin*, o modelo em tempo discreto resulta em

$$G_{oi}(z) = \frac{I_2(z)}{V_C(z)} = k_{d2} \frac{z + 1}{z - p_{o2}}, \quad (3.26)$$

em que $k_{d2} = T_s k_{c2} / (2\zeta\omega_n T_s + 2)$ e $p_{o2} = (2 - 2\zeta\omega_n T_s) / (2 + 2\zeta\omega_n T_s)$. Note que p_{o2} é um polo positivo e estável, ou seja, com amplitude menor que o raio unitário do plano z . Com isso, o sistema G_{o12} pode ser obtido a partir da associação em cascata dos sistemas (3.24) e (3.26), resultando em

$$G_{o12}(z) = \frac{I_2(z)}{I_{o1}^*(z)} = G_{ovd}(z) G_{oi}(z). \quad (3.27)$$

A partir do sistema (3.27), o controlador PR pode ser projetado, o qual é descrito como

$$C_{PR}(z) = k_P + C_R(z), \quad (3.28)$$

em que k_P é um ganho proporcional e $C_R(z)$ é constituído de controladores ressonantes que são baseados no princípio do modelo interno e possuem elevados ganhos nas frequências de interesse para garantir rastreamento assintótico e rejeição de distúrbios de sinais senoidais com frequências fixas (FRANCIS; WONHAM, 1976). O controlador ressonante pode ser escrito em tempo contínuo no domínio da frequência como (TEODORESCU et al., 2006)

$$C_{Rh}(s) = k_h \frac{s}{s^2 + 2\zeta_h \omega_g h s + (h\omega_g)^2} \quad (3.29)$$

em que $0 < \zeta_h \ll 1$ é o fator de amortecimento, ω_g é a frequência fundamental e h é a ordem da harmônica a ser compensada. Aplicando o método de *Tustin*, o controlador em

tempo discreto é dado por

$$C_{Rh}(z) = k_{ih}k_1 \frac{z^2 - 1}{z^2 - k_1 \frac{4-k_2^2}{T_s} z + k_1 \frac{4+k_2^2}{T_s} - 1}, \quad (3.30)$$

em que $k_1 = 2T_s/(k_2^2 + 2\zeta_h 2k_2 + 2^2)$ e $k_2 = T_s\omega_g h$. Considerando o rastreamento do sinal com frequência fundamental ω_g e rejeições de harmônicos em frequências múltiplas, o controlador ressonante consiste em um somatório dos controladores (3.30), ou seja,

$$C_R(z) = \sum_{h=1, \dots} C_{Rh}(z). \quad (3.31)$$

O projeto dos ganhos k_{ih} deste controlador, bem como os demais projetos da malha interna e malha externa serão descritos na seção a seguir para o caso do sistema conectado à rede considerado neste trabalho.

3.3 PROCEDIMENTO DE PROJETO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esta seção apresenta o procedimento de projeto da estratégia de controle multimalhas proposta, bem como os resultados de simulação obtidos através do *software* PSIM. O circuito equivalente é apresentado na é mostrada na Figura 2.1 e os parâmetros do sistema são dados na Tabela B.1 do Apêndice B.

Observe que a rede é considerada incerta, portanto uma variação de uma indutância mínima $L_g = 0 \text{ mH}$ à uma indutância máxima $L_g = 1,0 \text{ mH}$ é considerada neste trabalho. As análises e projetos dos controladores levam em consideração esse intervalo de variação, enquanto que para obtenção dos resultados de simulação a comutação entre os limites mínimo e máximo é realizada, conforme será demonstrado. A seção é dividida em três partes: *i*) Projeto da malha interna; *ii*) Projeto da malha externa; *iii*) Resultados de simulação.

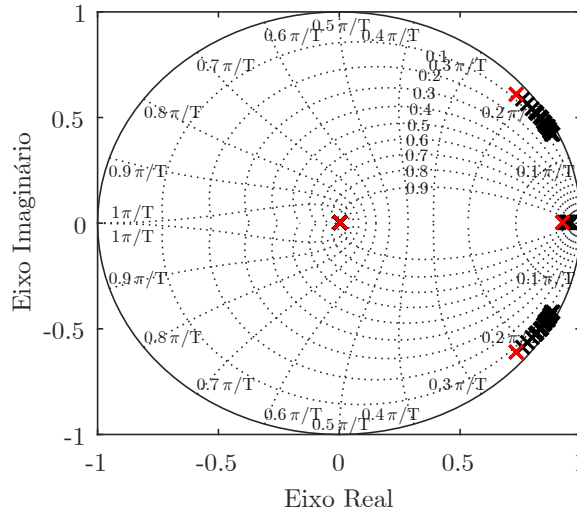
3.3.1 Procedimento de projeto da malha interna - Controlador SMC

O projeto do controlador por modos deslizantes da malha interna é baseado nos parâmetros do sistema. Primeiramente a função de chaveamento $\sigma_{(k)}$ é obtida, conforme descrito em (3.4) que depende dos valores dos estados i_1 , v_C e ϕ , ou seja, comprova-se que a função de chaveamento não depende dos parâmetros da rede. Em seguida, a lei de controle u_c pode ser obtida a partir da equação (3.7) e esta, por outro lado, depende dos valores de todos estados da planta, bem como das constantes ε e q . A constante ε determina a magnitude da oscilação de alta frequência (frequência de chaveamento) e representa um compromisso entre a robustez da malha interna e esta oscilação (*chattering*), sendo,

portanto, projetada com um valor $\varepsilon = 15000$. Já a constante q deve respeitar o intervalo $1 - qT_s > 0$ e quanto mais próximo de um for a multiplicação qT_s menor será a dinâmica da função de chaveamento, portanto o valor é escolhido como $q = 11990$.

A Figura 3.6 mostra a localização dos autovalores da matriz \mathbf{A}_{dc} da planta em malha aberta, considerando a variação da indutância da rede segundo a Tabela B.1. Os autovalores em vermelho representam a condição de rede com indutância mínima $L_g = 0\text{ mH}$ e os autovalores em preto representam a condição de aumento da indutância até o valor máximo de $L_g = 1\text{ mH}$ com um passo de $50\text{ }\mu\text{H}$. Esta representação de cores dos autovalores será também utilizada para análises ao decorrer do trabalho.

Figura 3.6 – Autovalores da matriz \mathbf{A}_{dc} da planta em malha aberta (2.11).



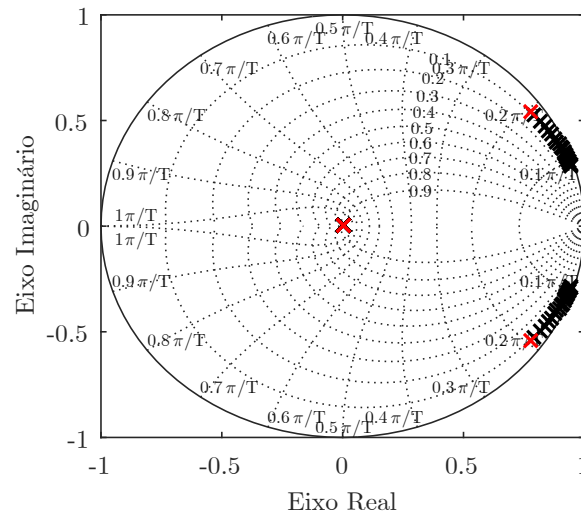
Fonte: Próprio autor.

Aplicando o controle por modos deslizantes na malha interna, o sistema $G_{ov}(z)$ (3.23), considerando a indutância mínima da rede $L_g = 0\text{ mH}$, resulta em

$$G_{ov}(z) = \frac{0,61744(z+1)(z-0,8947)}{z^2(z+0,7892+0,5296i)(z+0,7892-0,5296i)}, \quad (3.32)$$

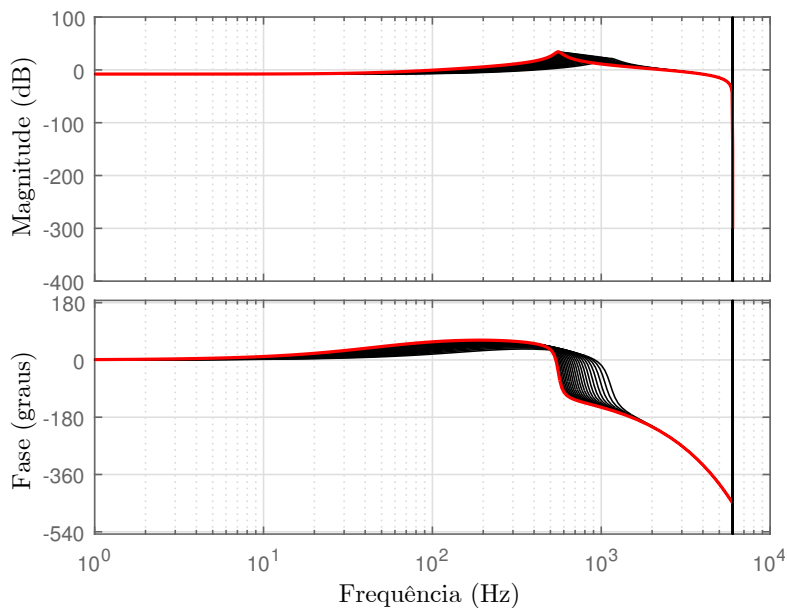
Os autovalores deste sistema e a resposta em frequência são mostrados nas Figuras 3.7 e 3.8, respectivamente, para o intervalo de valores de indutância da rede mencionado anteriormente. Nota-se que o sistema $G_{ov}(z)$ apresenta dois polos na origem e um par de polos complexo conjugado que resultam em um pico de ressonância mostrado na resposta em frequência. Além disso, como a indutância da rede varia, a frequência de ressonância varia deslocando o pico de ressonância, o qual torna-se mais amortecido com o aumento de L_g . Com isso, observa-se a necessidade da utilização de uma técnica de amortecimento que será mostrada a seguir, no procedimento de projeto da malha externa.

Figura 3.7 – Autovalores do sistema simplificado $G_{ov}(z)$, em que o controlador por modos deslizantes é aplicado na malha interna.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.8 – Resposta em frequência do sistema simplificado em malha aberta $G_{ov}(z)$, considerando a malha interna controlada.



Fonte: Próprio autor.

3.3.2 Procedimento de projeto da malha externa

De acordo com a Seção 3.2, o projeto da malha externa engloba o projeto de uma malha de amortecimento ativo e o projeto de um controlador PR, os quais serão descritos em duas etapas conforme segue.

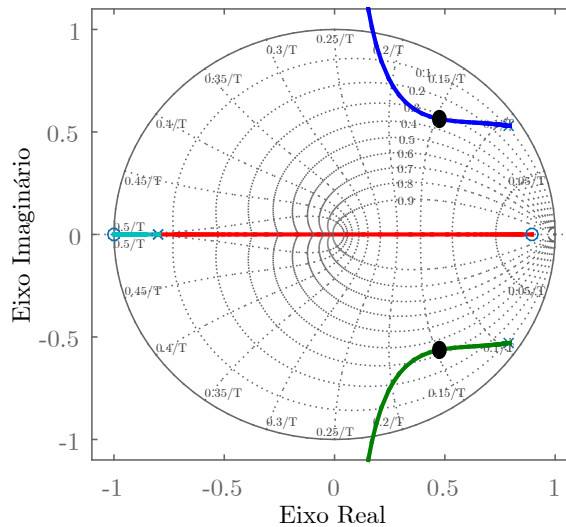
3.3.2.1 Etapa 1: Procedimento de projeto da malha de amortecimento ativo

A partir da Figura 3.8, observou-se a necessidade de um amortecimento do pico de ressonância. Uma vez que a corrente do lado do conversor i_1 rastreia a referência i_1^* com um erro de regime permanente de dois períodos de amostragem, foi mostrado na Seção 3.2.1 que é necessário a aplicação de um filtro $F(z)$ para se obter um resistor virtual em paralelo com o capacitor C_f dependente apenas de valores em instantes atuais kT_s . Esse filtro é projetado com dois zeros na origem e dois polos $p_1 = -0,8$ de forma a se obter um maior amortecimento possível. Assim, o filtro pode ser escrito como

$$F(z) = \frac{z^2}{(z + 0,8)^2} \quad (3.33)$$

e o ganho do amortecimento ativo k_{damp} pode ser projetado utilizando o método do lugar das raízes da malha aberta mostrada na Figura 3.9.

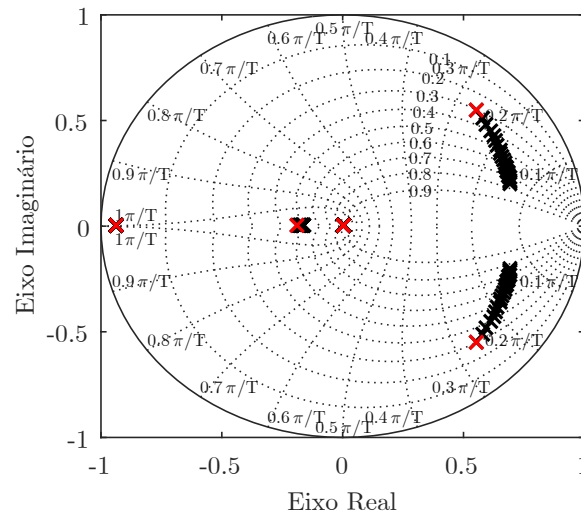
Figura 3.9 – Técnica do lugar das raízes para projeto do ganho k_{damp} da malha de amortecimento ativo. Os pontos representam a escolha do valor $k_{damp} = 0,85$.



Fonte: Próprio autor.

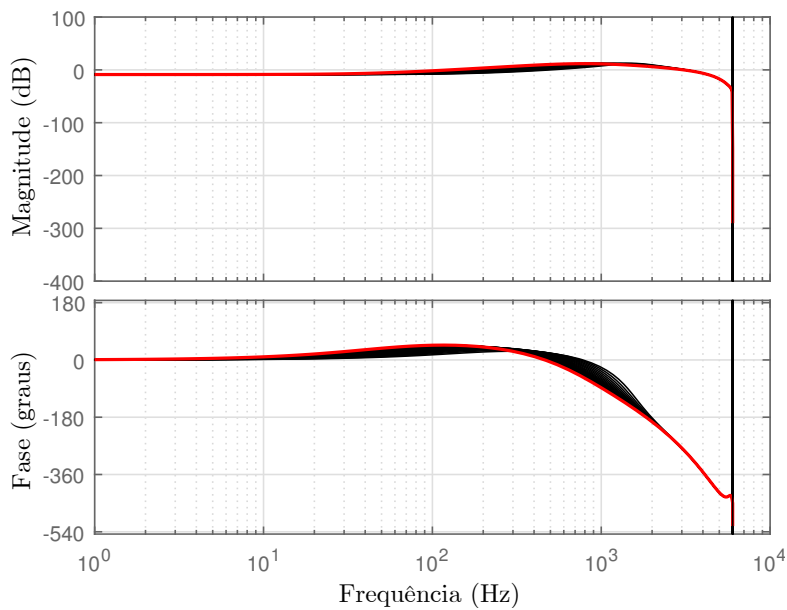
Observe que para projeto do amortecimento ativo é considerado a planta com $L_g = 0mH$, uma vez que essa condição representa o pior caso de amortecimento. A partir da Figura 3.9, o ganho $k_{damp} = 0,85$ é escolhido de forma a se obter o melhor amortecimento, trazendo os polos do sistema mais para o interior do círculo de raio unitário. A malha fechada do amortecimento ativo $G_{ovd}(z)$ (3.24) resulta nos autovalores mostrados na Figura 3.10, onde observa-se que quanto maior a indutância L_g , maior o amortecimento dos polos planta. Através da resposta em frequência da Figura 3.11, nota-se o amortecimento do pico de ressonância em relação a Figura 3.8.

Figura 3.10 – Autovalores do sistema $G_{ovd}(z)$ que corresponde a função de transferência da malha fechada da malha de amortecimento ativo, com variação de L_g .



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.11 – Resposta em frequência da função de transferência $G_{ovd}(z)$, comprovando o efeito da malha de amortecimento ativo.



Fonte: Próprio autor.

3.3.2.2 Etapa 2: Procedimento de projeto do controlador PR

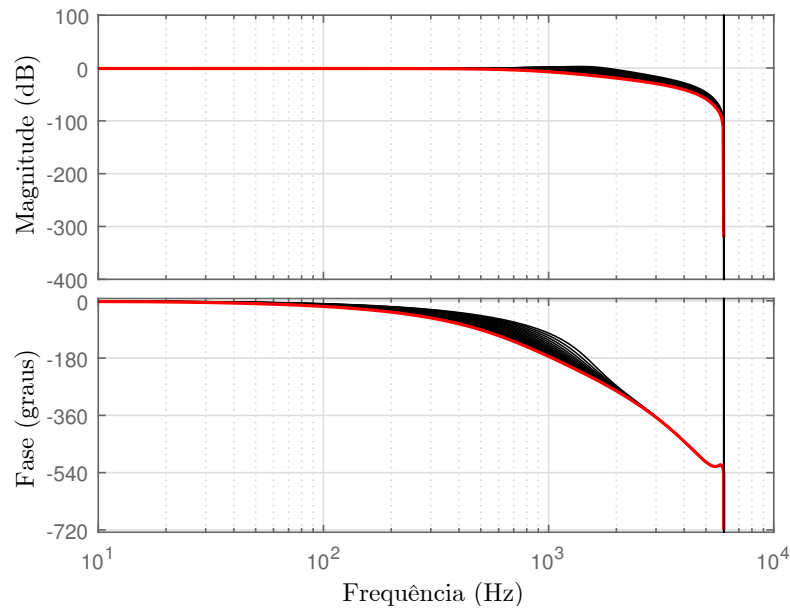
Uma vez obtida a função de transferência da malha fechada de amortecimento ativo $G_{ovd}(z)$, é necessário conhecer a função de transferência $G_{oi}(z)$ para projeto do controlador PR $C_{PR}(z)$ da malha externa. Essa função é obtida conforme (3.26) e, para

os valores da Tabela B.1 resulta em

$$G_{oi}(z) = \frac{I_2(z)}{V_C(z)} = \frac{0,13158(z+1)}{z-0,8947} \quad (3.34)$$

para o valor de indutância mínima da rede $L_g = 0 \text{ mH}$. A partir da multiplicação de $G_{ovd}(z)$ e $G_{oi}(z)$, o sistema em malha aberta da malha externa $G_{o12}(z)$ pode ser obtido, conforme (3.27). A resposta em frequência de $G_{o12}(z)$ é mostrada na Figura 3.12.

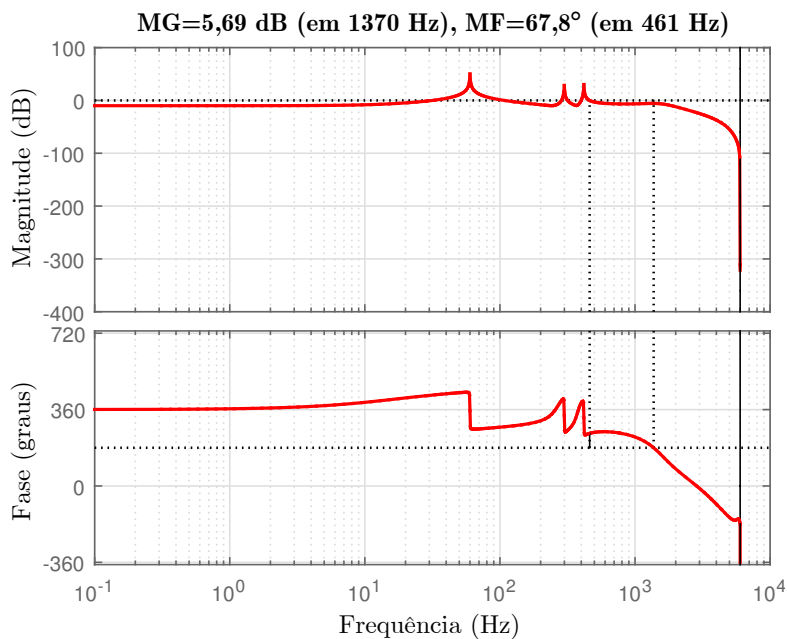
Figura 3.12 – Resposta em frequência do sistema em malha aberta da malha externa $G_{o12}(z)$, para variação de $L_g = [0 \dots 1] \text{ mH}$.



Fonte: Próprio autor.

Com isso, controladores ressonantes para a frequência fundamental (60 Hz), 5^{a} e 7^{a} harmônicas são projetados de acordo com a equação (3.30), em que os ganhos $k_{i1} = 1500$, $k_{i5} = 600$ e $k_{i7} = 1000$ são escolhidos através da análise da resposta em frequência. O ganho proporcional $k_P = 0,35$ (3.28) é projetado de forma a se obter uma margem de fase $MF = 67,8^\circ$, uma margem de ganho $MG = 5,96 \text{ dB}$ e uma frequência de corte 461 Hz , conforme mostra a Figura 3.13.

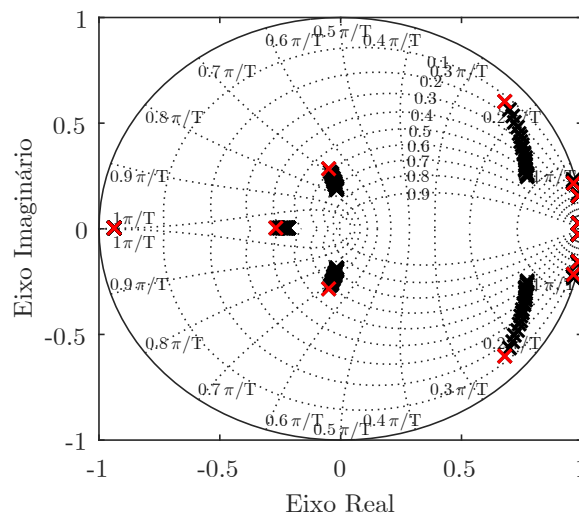
Figura 3.13 – Projeto dos controladores ressonantes da malha externa pelo método de resposta em frequência.



Fonte: Próprio autor.

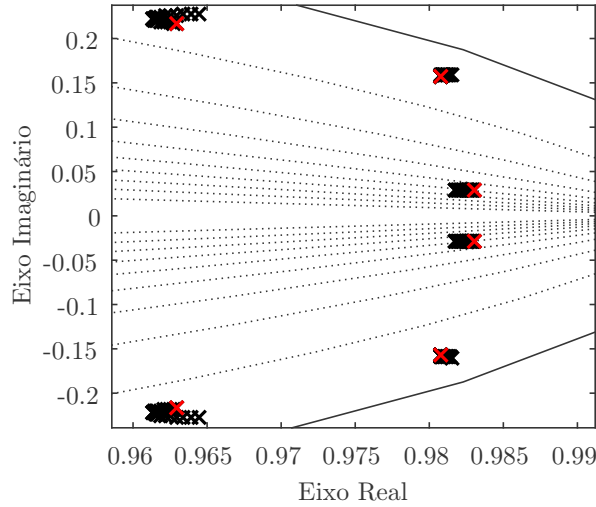
Os autovalores do sistema em malha fechada são mostrados na Figura 3.14, em que nota-se que conforme aumenta a indutância L_g , os polos do sistema se tornam mais amortecidos. Já os polos introduzidos pelos controladores ressonantes tendem a se deslocar para fora do círculo de raio unitário, como mostra a Figura 3.15 que ilustra uma ampliação na região dos polos introduzidos pelos controladores ressonantes. No entanto, comprova-se que, para o intervalo de variação de indutância da rede considerado neste trabalho, esses polos são sempre estáveis.

Figura 3.14 – Autovalores do sistema em malha fechada (Figura 3.5) com controladores ressonantes na malha externa.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.15 – Ampliação na região próximo à borda do círculo de raio unitário, demonstrando que os polos dos controladores ressonantes são estáveis para o intervalo de variação de indutância $L_g = [0 \dots 1]mH$.



Fonte: Próprio autor.

3.3.3 Resultados de simulação

Para verificar o desempenho do esquema de controle proposto foi realizado a simulação do sistema trifásico da Figura 2.1 no PSIM. O inversor trifásico em ponte completa, alimentado por um barramento CC de 450 V é conectado a um filtro LCL, cuja saída de cada fase é interligada a uma fonte senoidal que representa a rede elétrica. Os parâmetros utilizados na simulação são os mesmos utilizados para obtenção do esquema de controle, dados na Tabela B.1. O algoritmo de controle é programado em linguagem C a um passo $T_s = 1/12000 s$ e é implementado independentemente para cada eixo das coordenadas $\alpha\beta$. As referências das correntes $i_{2\alpha}^*$ e $i_{2\beta}^*$ são geradas internamente no bloco C e são escritas como

$$i_{2\alpha}^* = I_2 \text{sen}(\omega_g t + \phi_{i^*2\alpha}) \text{ e } i_{2\beta}^* = I_2 \text{cos}(\omega_g t + \phi_{i^*2\beta}) \quad (3.35)$$

em que $\phi_{i^*2\alpha}$ e $\phi_{i^*2\beta}$ são as fases com respeito às componentes α e β da tensão da rede defasadas em 90° uma da outra. As tensões de fase da rede são configuradas no PSIM como

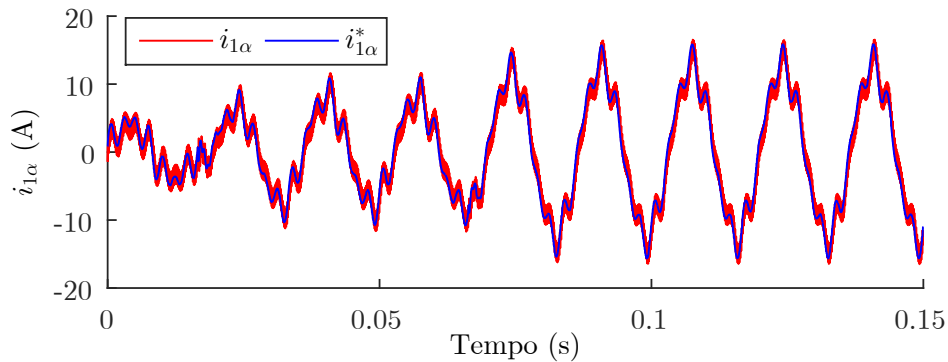
$$v_g^a(t) = V_g \text{sen}(\omega_g t), \quad v_g^b(t) = V_g \text{sen}(\omega_g t - 2\pi/3) \text{ e } v_g^c(t) = V_g \text{sen}(\omega_g t + 2\pi/3) \quad (3.36)$$

e possuem uma amplitude de $V_g = 155 V$ possibilitando uma simulação da rede elétrica trifásica.

A Figura 3.16 mostra a capacidade de rastreamento da malha interna através da corrente do lado do conversor i_α para o eixo α para uma variação da referência de corrente injetada na rede i_2^* de 0 A para 7 A em 0,0167 s e de 7 A para 12 A em 0,0667 s. Note que

há a presença de um conteúdo harmônico, pois na simulação considerou-se uma tensão da rede v_g distorcida com harmônicas de 5ª e 7ª ordem, cujos valores são de 7,5% e 6,5% da amplitude da fundamental V_g , respectivamente.

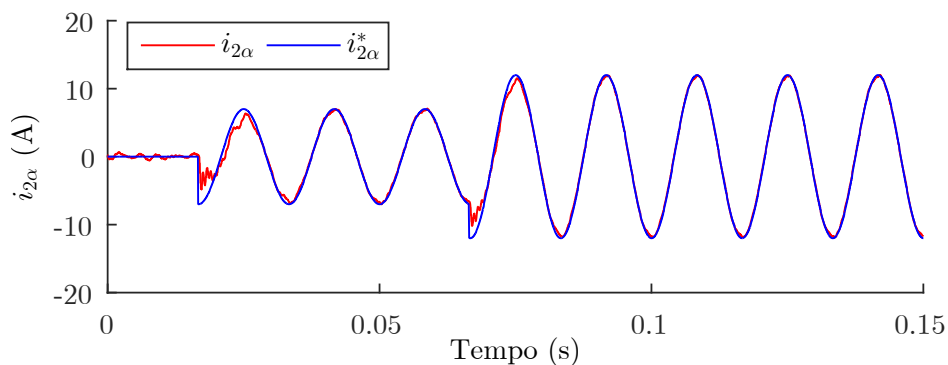
Figura 3.16 – Corrente do conversor $i_{1\alpha}$ para o eixo α , com variação da referência de i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

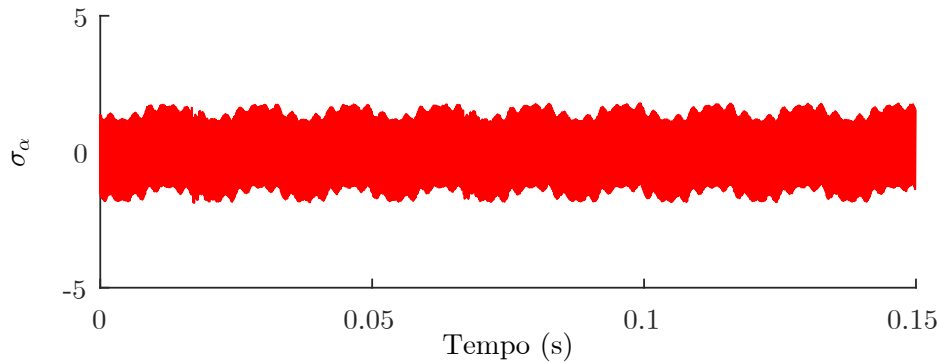
Estas harmônicas são efetivamente compensadas pelo controlador PR da malha externa, tal como mostra o gráfico da corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$ para o eixo α da Figura 3.17. Além disso, verifica-se a boa capacidade de rastreamento da malha externa para os dois degraus de variação de referência de corrente i_2^* .

Figura 3.17 – Corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$ para o eixo α , com variação da referência de i_2^* .

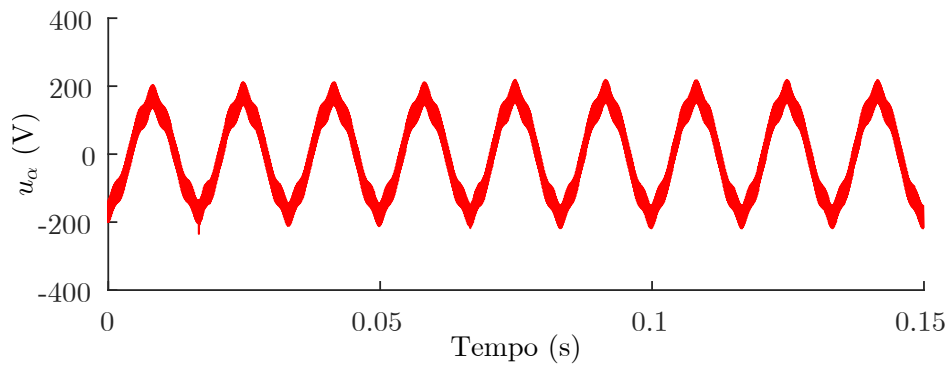


Fonte: Próprio autor.

A malha interna é também examinada através da função de chaveamento σ_α para o eixo α mostrada na Figura 3.18 e da ação de controle u_α também para o eixo α , na Figura 3.19. Nota-se que há a presença uma oscilação de alta frequência inerente da ação descontínua do controle por modos deslizantes e que a função de chaveamento permanece em torno de zero, comprovando a capacidade de rastreamento da malha interna.

Figura 3.18 – Função de chaveamento do eixo α para o teste de variação de referência i_2^* .

Fonte: Próprio autor.

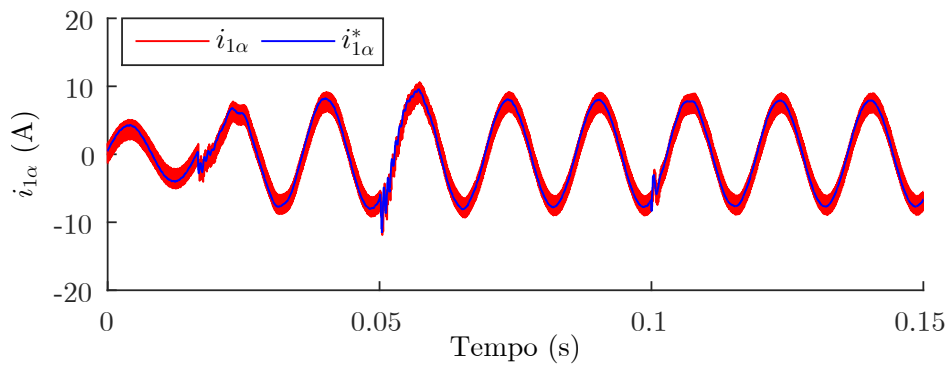
Figura 3.19 – Ação de controle u_α da malha interna para o eixo α para o teste de variação de referência i_2^* .

Fonte: Próprio autor.

A fim de comprovar a robustez da estratégia de controle proposta para incertezas na rede e variação da tensão da rede, foram realizados testes variando a indutância da rede L_g e a amplitude V_g . Primeiramente, a amplitude da tensão da rede é diminuída em 15% do seu valor nominal V_g em 0,05 s. Após, o teste de variação de indutância é realizado conforme demonstrado na Figura B.4 do Apêndice B, em que uma chave S é aberta e uma indutância de $L_g = 1 \text{ mH}$ é adicionada à indutância do lado da rede em 0,1 s.

O efeito pode ser verificado na corrente do lado do conversor i_1 para eixo α , Figura 3.20, em que há um período transitório quando ocorre uma variação da amplitude V_g , porém, para a variação de L_g , este efeito é praticamente imperceptível, comprovando o fato de que a malha interna apresenta uma boa capacidade de rastreamento e rejeição de distúrbios. A malha interna claramente faz o sistema se comportar como o esperado, isto é, a corrente do lado do conversor rastreia sua referência i_1^* com um atraso de dois períodos de amostragem $2T_s$ mais uma oscilação de alta frequência, cuja amplitude pode ser especificada através do parâmetro ε .

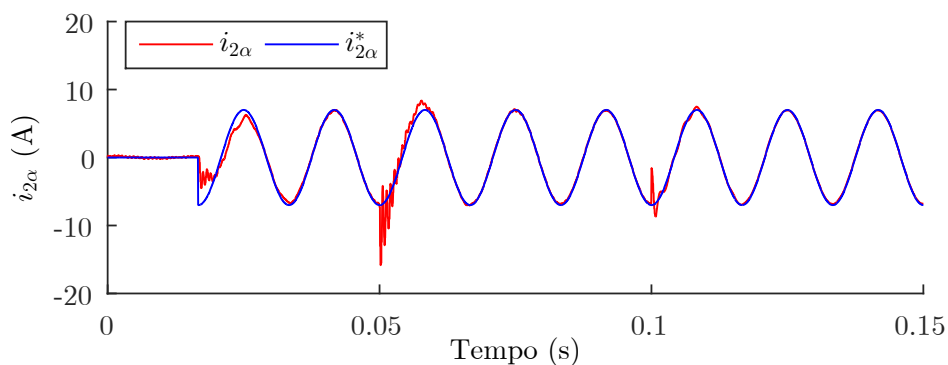
Figura 3.20 – Corrente do lado do conversor para eixo α $i_{1\alpha}$ com variação da amplitude de tensão V_g e variação de L_g .



Fonte: Próprio autor.

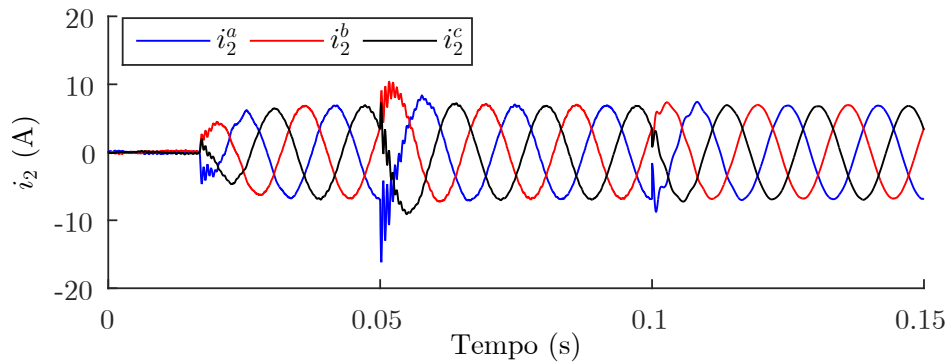
Da mesma forma, a Figura 3.21 mostra que malha externa mantém o bom desempenho para rastreamento da corrente injetada na rede i_2^* e rejeição de distúrbio ao serem variadas a tensão da rede V_g e a indutância L_g . O resultado mostra que o desempenho da estrutura de controle proposta é pouco afetada com a variação de indutância, o que pode ser comprovado também com as curvas que mostram as correntes trifásicas injetadas na rede i_2^{abc} da Figura 3.22.

Figura 3.21 – Corrente injetada na rede i_2 para o teste com variação da amplitude de tensão V_g e variação da indutância L_g .



Fonte: Próprio autor.

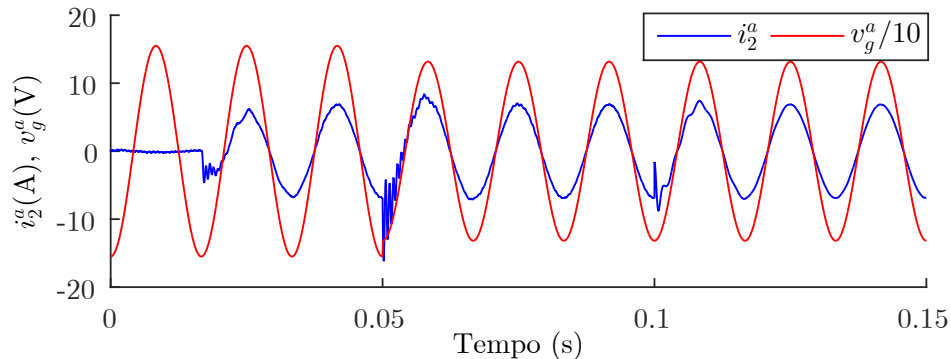
Figura 3.22 – Correntes trifásicas da rede para o teste com variação da amplitude de tensão V_g e variação da indutância L_g .



Fonte: Próprio autor.

Uma comparação entre a corrente i_2^a e tensão da rede v_g^a para a fase a é ilustrada na Figura 3.23, demonstrando que os dois sinais estão em fase e que mesmo que tensão da rede sofra um afundamento ou que a indutância da rede varie, a corrente i_2 é mantida controlada, o que configura uma regulação de potência ativa injetada na rede.

Figura 3.23 – Comparação entre corrente injetada na rede i_2 e tensão da rede v_g para fase a .



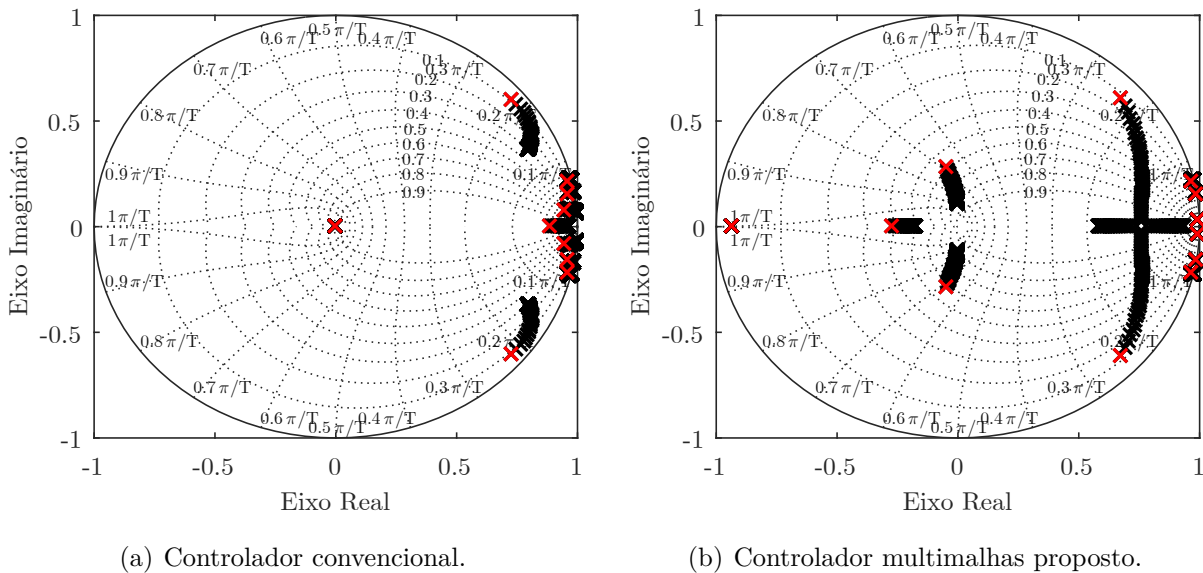
Fonte: Próprio autor.

3.4 COMPARAÇÃO DA ESTRATÉGIA PROPOSTA COM UMA TÉCNICA DE CONTROLE CONVENCIONAL

Nesta seção, o controlador multimalhas proposto é comparado com uma técnica de controle convencional, a fim de demonstrar algumas vantagens desta técnica proposta sobre outras técnicas da literatura. O controlador por realimentação de estados convencional utilizado como objeto de comparação é apresentado no Apêndice C em que ganhos associados aos estados do filtro e ao atraso de implementação, bem como ganhos associados aos estados de controladores ressonantes incluídos no modelo do sistema são projetados via algoritmo DLQR.

A Figura 3.24 mostra os autovalores do controlador por realimentação de estados convencional em malha fechada, ou seja, autovalores da matriz $(\mathbf{A}_x - \mathbf{B}_x \mathbf{K})$ (Apêndice C) e os autovalores do sistema em malha fechada com o controle multimalhas proposto (vide Figura 3.5). Observa-se que os autovalores em vermelho são associados aos sistemas em malha fechada com indutância mínima da rede $L_g = 0\text{ mH}$ e os autovalores em preto são associados aos sistemas conforme aumenta a indutância da rede até um valor máximo de $L_g = 5\text{ mH}$. Para a comparação da estratégia multimalhas proposta com o controlador convencional utilizou-se o valor máximo da indutância de $L_g = 5\text{ mH}$ ao invés de $L_g = 1\text{ mH}$ proposto no Apêndice B, no entanto esse valor é apenas representativo e não tem relação com a prática. Dessa forma, pode-se visualizar melhor a robustez das técnicas de controle comparadas.

Figura 3.24 – Autovalores do sistema em malha fechada com controle por realimentação de estados convencional e com a estratégia de controle multimalhas proposta.

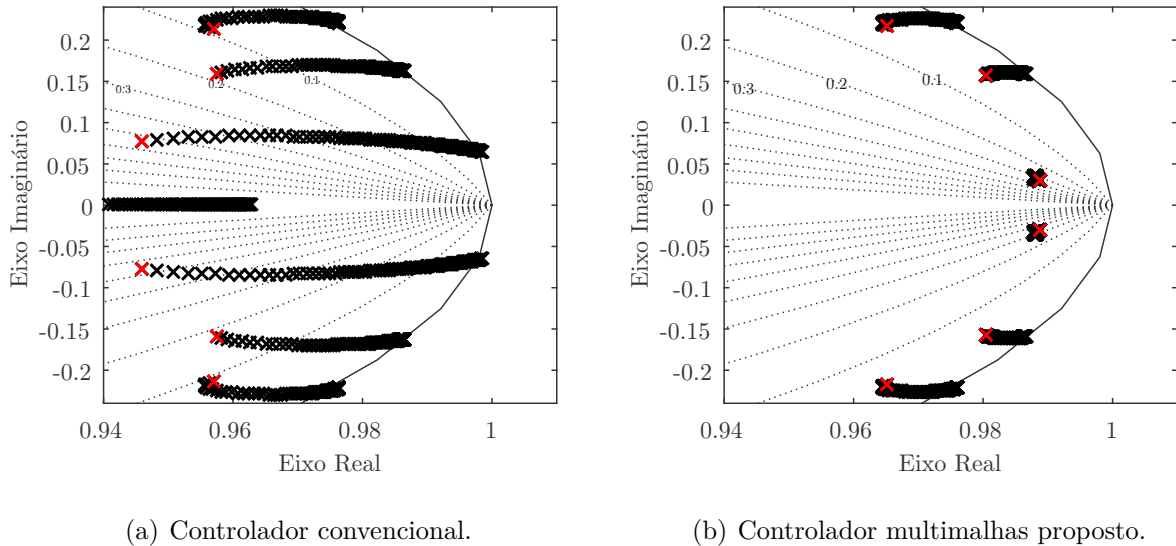


Fonte: Próprio autor.

Uma ampliação nos mapas de polos e zeros da Figura 3.24 é mostrada na Figura 3.25, em que as regiões ampliadas mostram o deslocamento dos autovalores associados aos controladores ressonantes conforme aumenta a indutância da rede. Nota-se que os autovalores associados aos controladores ressonantes na frequência fundamental 60 Hz mantém-se no interior do círculo de raio unitário mesmo para uma grande variação da indutância da rede no gráfico da Figura 3.25(b). Isso mostra a maior robustez da estratégia multimalhas proposta em relação a técnica de controle por realimentação de estados convencional. Os autovalores associados a controladores ressonantes nas frequências 300 Hz e 420 Hz não são estáveis em todo o intervalo de variação sugerido em ambos os casos, porém, em um caso hipotético em que as harmônicas da rede possam ser desprezadas, a

estabilidade do sistema não é afetada.

Figura 3.25 – Ampliação dos mapas de polos e zeros da Figura 3.24 na região dos autovalores associados aos controladores ressonantes.

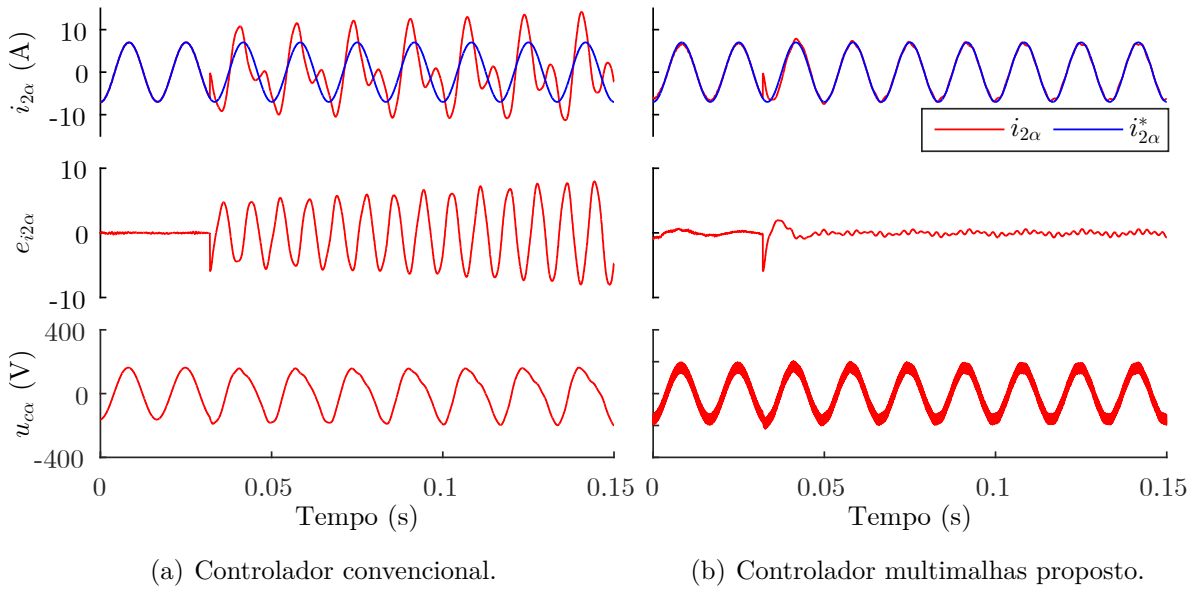


Fonte: Próprio autor.

A simulação do inversor trifásico conectado à rede com filtro LCL utilizando a técnica de controle por realimentação de estados convencional e a estratégia multimodal proposta é apresentada na Figura 3.26. A variação da indutância da rede de $L_g = 0\text{ mH}$ para $L_g = 5\text{ mH}$ é realizada em $0,032\text{ s}$. Na Figura 3.26(a) são apresentados os resultados da corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$, o erro de rastreamento $e_{i_{2\alpha}} = i_{2\alpha}^* - i_{2\alpha}$ e a ação de controle $u_{c\alpha}$ para o eixo α do controlador convencional. Com a variação da indutância da rede sugerida anteriormente, o sistema torna-se instável. Já com a estratégia de controle multimodal proposta, o sistema em malha fechada é estável conforme mostra a Figura 3.26(b), comprovando a maior robustez desta técnica em relação ao controlador convencional.

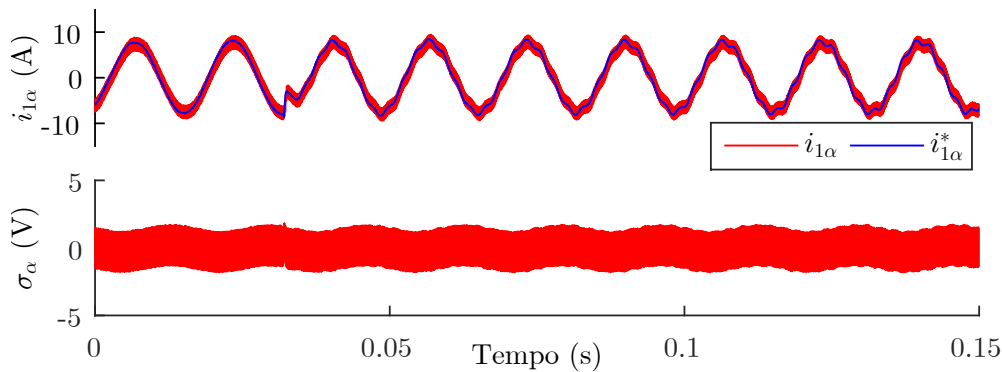
A maior robustez da estratégia multimodal proposta se deve principalmente ao fato de que, através da implementação de uma malha interna rápida, o circuito do filtro LCL é reduzido a um circuito de segunda ordem o qual possui dinâmica reduzida em relação ao circuito original. Para isso, a malha interna deve apresentar bom desempenho em termos de rastreamento da referência de corrente do conversor $i_{1\alpha}$. A Figura 3.27 mostra o rastreamento da referência de corrente do conversor $i_{1\alpha}^*$ para o eixo α que comprova o desempenho da malha interna mesmo para uma grande variação da indutância da rede.

Figura 3.26 – Simulações da técnica de controle convencional e da estratégia multimalhas proposta com variação da indutância da rede de $L_g = 0\text{ mH}$ para $L_g = 5\text{ mH}$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.27 – Desempenho da malha interna na estratégia multimalhas proposta com variação da indutância da rede de $L_g = 0\text{ mH}$ para $L_g = 5\text{ mH}$.



Fonte: Próprio autor.

3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, um esquema de controle multimalhas no domínio do tempo discreto para um inversor conectado à rede por meio do filtro LCL foi apresentado. Uma malha interna é implementada com o controlador por modos deslizantes para rastreamento da referência de corrente do lado do conversor i_1^* fazendo com que o circuito original de terceira ordem do filtro LCL seja simplificado a um circuito equivalente de segunda ordem, constituído por uma fonte de corrente controlada e um filtro CL conectado à rede. A

referência de corrente i_1^* é gerada, portanto, por um controlador em uma malha externa que tem por objetivos o rastreamento da referência injetada na rede i_2^* , rejeição de distúrbios presentes na rede (harmônicas de tensão) e robustez à incertezas paramétricas. Para tanto, um controlador PR é proposto, em que são projetados altos ganhos nas frequências fundamental, 5^a e 7^a harmônicas. Em adição, uma malha de amortecimento ativo é projetada para atenuação do pico de ressonância inerente do circuito CL na malha externa.

Foi visto que o controlador por modos deslizantes na malha interna garante uma dinâmica rápida o suficiente, sendo comparada à dinâmica de um controlador por tempo mínimo (Apêndice A), que permite os controladores das malhas interna e externa de forma independente. Além disso, um atraso de dois períodos de amostragem é considerado na definição da função de chaveamento na malha interna que resulta em um erro em regime permanente de mesmo valor no rastreamento da referência de corrente do lado do conversor. Este atraso foi contabilizado no modelo do circuito simplificado para o projeto de controle da malha externa.

Dessa maneira, métodos clássicos de projeto de controle, tais como os métodos pelo lugar das raízes e resposta em frequência, puderam ser utilizados tanto no projeto do amortecimento ativo, quanto no projeto do controlador PR. Mesmo utilizando estes métodos clássicos, foi comprovado através de simulações que o sistema em malha fechada possui bom desempenho em termos de rastreamento da corrente injetada na rede, rejeições de distúrbios e robustez à variação de incertezas paramétricas. Além disso, uma comparação da estratégia de controle multimalhas proposta neste capítulo com uma técnica de controle convencional comprovou a maior capacidade de robustez às incertezas da rede no esquema de controle proposto.

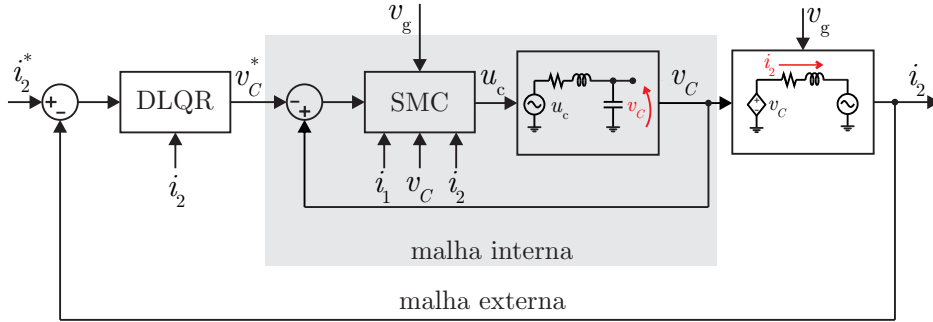
4 ESTRATÉGIA MULTIMALHAS COM CONTROLE DA TENSÃO DO CAPACITOR DO FILTRO NA MALHA INTERNA

Neste capítulo, a estratégia multimalhas é modificada e um controlador por modos deslizantes é aplicado na malha interna em que a variável controlada agora é a tensão do capacitor v_C do filtro LCL. Assim, o circuito original de terceira ordem do filtro LCL é substituído por uma fonte de tensão controlada com um filtro L conectado na rede, resultando em um circuito equivalente de primeira ordem. A malha externa, utilizada para controlar o sistema simplificado, é projetada com o intuito de garantir rastreamento da referência de corrente injetada na rede, rejeição de harmônicas de tensão da rede e robustez às variações de impedância da rede. Neste trabalho, um controlador por realimentação de estados baseado no projeto pelo algoritmo Regulador Linear Quadrático em tempo discreto ou DLQR (do inglês, *Discrete Linear Quadratic Regulator*) é proposto para controle da malha externa. A estrutura de controle proposta é apresentada na Figura 4.1, em que verifica-se que referência de tensão do capacitor v_C^* é gerada pelo controlador por realimentação de estados da malha externa e o controle por modos deslizantes é empregado na malha interna para rastreamento dessa tensão.

Tal como a estratégia apresentada no Capítulo 3, a principal característica da lei de controle proposta é a decomposição do circuito de terceira ordem em circuitos de ordens reduzidas através implementação de duas malhas de controle. Dessa forma, a robustez do sistema é melhorada, uma vez que as incertezas paramétricas são mitigadas diferentemente em cada uma das malhas de controle. Além disso, será mostrado que, através da simplificação do sistema para um circuito equivalente de primeira ordem na malha externa, não se torna mais necessário uma estratégia dedicada para o amortecimento ativo da ressonância que, no Capítulo 3, decorre do filtro CL.

O capítulo está organizado conforme segue. Na Seção 4.1 será apresentado o projeto da malha interna com base na planta obtida em tempo discreto. O projeto da malha externa é detalhado na Seção 4.2, em que o controlador por realimentação de estados em tempo discreto para o sistema simplificado. Além disso será mostrado que controladores ressonantes são incluídos no sistema em espaço de estados de malha aberta para garantir o rastreamento da frequência fundamental e rejeições de harmônicas da rede. Um procedimento de projeto é desenvolvido e resultados de simulação são analisados na Seção 4.3. Por último, na Seção 4.4, uma comparação da estratégia de controle multimalhas proposta com uma técnica de controle convencional é realizada.

Figura 4.1 – Estrutura do controle multimalhas com controle da tensão do capacitor na malha interna.



Fonte: Próprio autor.

4.1 PROJETO DA MALHA INTERNA

Considerando a representação do sistema em tempo discreto dado em (2.11) a função de chaveamento é definida como o erro entre a tensão do capacitor do filtro $v_{C(k)}$ e sua referência $v_{C(k)}^*$, ou seja,

$$\sigma(k) = e(k) = v_{C(k)} - v_{C(k)}^*. \quad (4.1)$$

Da teoria de controle por modos deslizantes, o sistema converge para a função de chaveamento em um tempo finito se $\sigma(k) = \sigma(k+1) = 0$, portanto tem-se que

$$\sigma(k+1) = v_{C(k+1)} - v_{C(k+1)}^* = 0. \quad (4.2)$$

Expandindo a parcela $v_{C(k+1)}$ em termos dos valores atuais dos estados, resulta que

$$\sigma(k+1) = g_{21}i_1(k) + v_{C(k)} + g_{23}i_2(k) - v_{C(k+1)}^* = 0. \quad (4.3)$$

A partir da equação (4.3) verifica-se que não é possível encontrar a lei de controle equivalente. Isso se deve ao fato de que, incluindo o atraso de implementação $\phi(k)$, a função de transferência do sistema em tempo discreto que tem como saída a tensão do capacitor $V_C(z)$ e entrada a tensão do inversor $U_c(z)$ é de terceira ordem. No entanto, conforme explicado em Slotine e Li (1991), a função de chaveamento deve possuir ordem $n_{fc} = n - 1$, em que n é a ordem do sistema. Em tempo discreto essa definição significa que a função de chaveamento pode ser escrita como sendo o erro dois passos em avanço, ou seja,

$$\sigma(k) = e(k+2) = v_{C(k+2)} - v_{C(k+2)}^*. \quad (4.4)$$

Nota-se que de (4.4) é necessário que sejam conhecidos os valores da tensão do capacitor e sua referência dois passos em tempo futuro. O valor da parcela $v_{C(k+2)}$ pode

ser calculado a partir da equação do sistema em espaço de estados (2.11) referente ao estado $v_{C(k)}$, tal como

$$\sigma(k) = g_{21}i_{1(k+1)} + v_{C(k+1)} + g_{23}i_{2(k+1)} - v_{C(k+2)}^*. \quad (4.5)$$

De maneira análoga ao apresentado no capítulo anterior, a referência de tensão do capacitor $v_{C(k+2)}^*$ da equação (4.4) pode ser atrasada em três passos com o objetivo de manter a causalidade da ação de controle e da função de chaveamento, conforme será justificado. Desse modo, redefinindo (4.5) e escrevendo em termos de instantes atuais, obtém-se

$$\begin{aligned} \sigma(k) = & (g_{21}g_{11} + g_{21})i_{1(k)} + (g_{21}g_{12} + 1 + g_{23}g_{32})v_{C(k)} \\ & + (g_{23} + g_{23}g_{33})i_{2(k)} + g_{21}g_{14}\phi(k) + g_{23}h_{d3}v_g(k) - v_{C(k-1)}^*. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Utilizando a lei de alcance de Gao representada por

$$\sigma(k+1) = (1 - qT_s)\sigma(k) - \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma(k)). \quad (4.7)$$

e substituindo a equação (4.6) em (4.7), tem-se que

$$\begin{aligned} & (g_{21}g_{11} + g_{21})i_{1(k+1)} + (g_{21}g_{12} + 1 + g_{23}g_{32})v_{C(k+1)} + (g_{23} + g_{23}g_{33})i_{2(k+1)} \\ & + g_{21}g_{14}\phi(k+1) + g_{23}h_{d3}v_g(k+1) - v_{C(k)}^* = (1 - qT_s)\sigma(k) - \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma(k)) \end{aligned} \quad (4.8)$$

Observe que para o cálculo da equação (4.8) é necessário conhecer os valores futuros dos estados e, novamente, substituindo as equações do modelo (2.11) na equação acima, os estados podem ser representados em termos dos valores atuais. Ainda, isolando $u_{c(k)} = \phi(k+1)$ e rearranjando os termos, resulta que a lei de controle por modos deslizantes é expressa por

$$\begin{aligned} u_{c(k)} = & -\frac{1}{c_{v6}}[c_{v1}i_{1(k)} + c_{v2}v_{C(k)} + c_{v3}i_{2(k)} + c_{v4}\phi(k) + c_{v5}v_g(k) + c_{v7}v_g(k+1) - v_{C(k)}^* \\ & + v_{C(k-1)}^* + qT_s\sigma(k) + \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma(k))], \end{aligned} \quad (4.9)$$

em que as constantes são dadas por

$$\begin{aligned} c_{v1} &= (g_{21}g_{11}g_{11} + g_{21}g_{12}g_{21} + g_{23}g_{32}g_{21}) \\ c_{v2} &= (g_{21}g_{11}g_{12} + g_{21}g_{12} + g_{23}g_{32} + g_{23}g_{33}g_{32}) \\ c_{v3} &= (g_{21}g_{12}g_{23} + g_{23}g_{32}g_{23} + g_{23}g_{33}g_{33}) \\ c_{v4} &= g_{21}g_{11}g_{14} \\ c_{v5} &= g_{23}g_{33}h_{d3} \\ c_{v6} &= g_{21}g_{14} \\ c_{v7} &= g_{23}h_{d3}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

A partir de (4.9) fica evidente o efeito do atraso de três períodos de amostragem $3T_s$ na definição da função de chaveamento (4.6), pois, dessa forma, a lei de controle depende apenas de instantes passados e atuais da referência de tensão do capacitor v_C^* . Caso contrário, seria necessário se estimar valores futuros da tensão do capacitor $v_{C(k+2)}^*$ e $v_{C(k+3)}^*$, o que representaria cálculos extras para implementação da lei de controle. No entanto, ainda torna-se necessário conhecer o valor futuro da tensão da rede $v_{g(k+1)}$, que será obtida posteriormente através de um estimador ressonante.

4.1.1 Análise da dinâmica da malha interna

Uma representação em espaço de estados pode ser obtida através da forma matricial de (4.9), que resulta em

$$u_{c(k)} = - \underbrace{\begin{bmatrix} k_{v1} & k_{v2} & k_{v3} & k_{v4} \end{bmatrix}}_{\mathbf{K}_v} \mathbf{x}_{dc} - k_{v5}v_{g(k)} - k_{v6}v_{g(k+1)} + \frac{1}{c_{v6}} \left[v_{C(k)}^* - (1 - qT_s)v_{C(k-1)}^* - \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma(k)) \right], \quad (4.11)$$

em que as constantes são

$$\begin{aligned} k_{v1} &= [c_{v1} + qT_s (g_{21}g_{11} + g_{21})] / c_{v6} \\ k_{v2} &= [c_{v2} + qT_s (g_{21}g_{12} + 1 + g_{23}g_{32})] / c_{v6} \\ k_{v3} &= [c_{v3} + qT_s (g_{23} + g_{23}g_{33})] / c_{v6} \\ k_{v4} &= [c_{v4} + qT_s g_{21}g_{14}] / c_{v6} \\ k_{v5} &= [c_{v5} + qT_s g_{23}h_{d3}] / c_{v6} \\ k_{v6} &= c_{v7} / c_{v6}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Dessa forma, a dinâmica da malha fechada da malha interna pode ser analisada substituindo-se (4.11) na representação em espaço de estados do sistema (2.11), que resulta em

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dc(k+1)} &= (\mathbf{A}_{dc} - \mathbf{B}_{dc}\mathbf{K}_v)\mathbf{x}_{dc(k)} + \frac{\mathbf{B}_{dc}}{c_{v6}} \left[v_{C(k)}^* - (1 - qT_s)v_{C(k-1)}^* - \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma(k)) \right] \\ &+ (\mathbf{H}_{dc} - \mathbf{B}_{dc}k_{v5}) v_{g(k)} - \mathbf{B}_{dc}k_{v6}v_{g(k+1)}. \end{aligned} \quad (4.13)$$

De forma a simplificar a equação (4.13) e se obter uma função de transferência que descreve a dinâmica de $V_C(z)$ por $V_C^*(z)$, pode-se substituir a ação de controle atrasada em um período de amostragem $u_{c(k-1)} = \phi(k)$ em (2.11). Sabendo que as equações para $v_{C(k+1)}$ e $i_{1(k+1)}$ podem ser obtidas por meio de

$$v_{C(k+1)} = g_{21}i_{1(k)} + v_{C(k)} + g_{23}i_{2(k)} \quad (4.14)$$

e

$$\begin{aligned} i_{1(k+1)} = & g_{11}i_{1(k)} + g_{12}v_{C(k)} - \frac{1}{g_{21}}[c_{v1}i_{1(k-1)} + c_{v2}v_{C(k-1)} + c_{v3}i_{2(k-1)} + c_{v4}\phi_{(k-1)} \\ & + c_{v5}v_{g(k-1)} + c_{v7}v_{g(k)} - v_{C(k-1)}^* + v_{C(k-2)}^* + qT_s\sigma_{(k-1)} + \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma_{(k-1)})]. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Substituindo-se a equação (4.15) atrasada em um período de amostragem em (4.14), a dinâmica da malha interna controlada é reduzida para a seguinte equação:

$$v_{C(k+1)} = v_{C(k)} + v_{C(k-2)}^* - v_{C(k-3)}^* - qT_s\sigma_{(k-2)} - \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma_{(k-2)}), \quad (4.16)$$

em que $\sigma_{(k-2)}$ pode ser substituído por $v_{C(k)} - v_{C(k-3)}^*$ da equação (4.6). Aplicando a transformada \mathcal{Z} em (4.16) pode-se obter a função de transferência em tempo discreto que relaciona a tensão do capacitor com sua referência, tal como

$$\frac{V_C(z)}{V_C^*(z)} = F(z) = z^{-3} - d(z), \quad (4.17)$$

em que $d(z) = \varepsilon T_s \text{sign}(V_{C(z)} - z^{-3}V_{C(z)}^*) / (z + (qT_s - 1))$ é uma função chaveada que pode ser considerada um distúrbio de entrada da malha externa e possui pequena magnitude em comparação com a amplitude da fundamental. Assim, deste ponto em diante, a função $d(z)$ será desprezada e, escrevendo a tensão do capacitor controlada como $V_{Cmf}(z)$, a equação a diferenças de malha fechada pode ser escrita como

$$v_{Cmf(k)} = v_{C(k-3)}^*. \quad (4.18)$$

Ou seja, a malha interna comporta-se como uma fonte de tensão controlada em que a referência de tensão do capacitor v_C^* é rastreada com um atraso de três períodos de amostragem $3T_s$.

4.1.2 Estimador ressonante

Da equação (4.9) verifica-se que para sintetizar a ação de controle da malha interna é necessário conhecer o valor futuro de um período de amostragem da tensão da rede $v_{g(k+1)}$. Tendo em vista que a tensão da rede é um sinal periódico, então um estimador ressonante é proposto, conforme descrito a seguir.

Do modelo (2.11), a equação referente ao estado $i_{2(k)}$ é obtida como

$$i_{2(k+1)} = g_{32}v_{C(k)} + g_{33}i_{2(k)} + h_{d3}v_{g(k)}. \quad (4.19)$$

Nota-se que a tensão da rede $v_{g(k)}$ pode ser considerada um distúrbio periódico para o sistema e, portanto, essa variável pode ser substituída pelo somatório de sinais periódicos

de diferentes frequências, conforme

$$v_g(k) = \sum_{h=1,3,\dots}^H x_{oh1}(k), \quad (4.20)$$

em que h é o índice das harmônicas ímpares e H é a ordem da maior harmônica utilizada no somatório. Cada sinal periódico pode ser obtido pelo modelo em tempo discreto dado por

$$\begin{aligned} x_{oh1}(k+1) &= x_{oh2}(k) \\ x_{oh2}(k+1) &= -x_{oh1}(k) + 2\cos(h\omega T_s) x_{oh2}(k) \end{aligned} \quad (4.21)$$

Substituindo a equação (4.20) em (4.19), uma equação auxiliar referente estado $i_{2R}(k)$ pode ser escrita como

$$i_{2R}(k+1) = g_{32}v_C(k) + g_{33}i_{2R}(k) + h_{d3} \left(\sum_{h=1,3,\dots}^H x_{oh1}(k) \right) \quad (4.22)$$

Dessa forma, a partir das equações em (4.22) e (4.21), um modelo em espaço de estados pode ser construído, tal como

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_R(k+1) &= \mathbf{A}_R \mathbf{x}_R(k) + \mathbf{B}_R v_C(k) \\ y_R(k) &= \mathbf{C}_R \mathbf{x}_R(k) \end{aligned} \quad (4.23)$$

em que a ordem do sistema é $(2l + 1)$, ou seja, duas vezes o número l de harmônicas ímpares utilizadas para reconstruir o sinal mais um referente ao estado $i_{2R}(k)$. As matrizes do modelo (4.23) são dadas por

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_R(k) &= \begin{bmatrix} i_{2R}(k) \\ x_{o11}(k) \\ x_{o12}(k) \\ \vdots \\ x_{oH1}(k) \\ x_{oH2}(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_R = \begin{bmatrix} g_{33} & h_{d3} & 0 & \dots & h_{d3} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 2\cos(\omega T_s) & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 2\cos(H\omega T_s) \end{bmatrix}_{(2l+1) \times (2l+1)}, \\ \mathbf{B}_R &= [g_{32} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0]^T \quad \text{e} \quad \mathbf{C}_R = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0]. \end{aligned} \quad (4.24)$$

A partir do modelo (4.23), um observador de Luenberger pode, então, ser projetado para se obter os valores estimados dos estados internos apenas com base na informação da saída do sistema (LUENBERGER, 1966). Primeiramente, um teste para verificar se esse sistema é observável deve ser realizado. Esse teste consiste em verificar se os estados podem ser determinados em tempo finito apenas com a informação da saída e, para isso,

o posto da matriz de observabilidade \mathcal{O} , definida por

$$\mathcal{O} = \left[\mathbf{C}_R \quad : \quad \mathbf{C}_R \mathbf{A}_R \quad : \quad \mathbf{C}_R \mathbf{A}_R^2 \quad : \quad \dots \quad : \mathbf{C}_R \mathbf{A}_R^{n-1} \right]^T, \quad (4.25)$$

deve ser igual ao número de estados, ou seja, a ordem do sistema.

Sendo verificada a observabilidade do sistema, as variáveis observadas denotadas pelo sobrescrito “ $\hat{}$ ”, $\hat{\mathbf{x}}_{R(k)}$ e \hat{y}_R podem ser obtidas a partir do observador de Luemberger proposto como

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{R(k+1)} &= \mathbf{A}_R \hat{\mathbf{x}}_{R(k)} + \mathbf{B}_R v_C(k) + \mathbf{L}_R e_y(k) \\ \hat{y}_{R(k)} &= \mathbf{C}_R \hat{\mathbf{x}}_{R(k)} \end{aligned} \quad (4.26)$$

em que $\mathbf{L}_R \in \mathbb{R}^{(2l+1) \times 1}$ é uma matriz de ganhos do observador a ser determinada e $e_y(k) = (y_{R(k)} - \hat{y}_{R(k)})$ é o erro entre saída medida i_{2R} e a saída observada \hat{i}_{2R} . O observador de Luemberger é dito assintoticamente estável se o erro de observação, dado por $\mathbf{e}_{R(k)} = \mathbf{x}_{R(k)} - \hat{\mathbf{x}}_{R(k)}$, converge para zero quando k tende ao infinito. A dinâmica do erro $\mathbf{e}_{R(k)}$ pode ser verificada através de sua derivada, que em tempo discreto é equivalente a

$$\mathbf{e}_{R(k+1)} = \mathbf{x}_{R(k+1)} - \hat{\mathbf{x}}_{R(k+1)} \quad (4.27)$$

e substituindo as equações (4.23) e (4.26) na equação acima, obtém-se

$$\mathbf{e}_{R(k+1)} = \mathbf{A}_R \mathbf{x}_{R(k)} + \mathbf{B}_R v_C(k) - \left[\mathbf{A}_R \hat{\mathbf{x}}_{R(k)} + \mathbf{B}_R v_C(k) + \mathbf{L}_R e_y(k) \right]. \quad (4.28)$$

Sabendo que o erro $e_y(k)$ pode ser escrito como $e_y(k) = \mathbf{C}_R (\mathbf{x}_{R(k)} - \hat{\mathbf{x}}_{R(k)})$, a equação (4.28) resulta em

$$\mathbf{e}_{R(k+1)} = \mathbf{A}_R (\mathbf{x}_{R(k)} - \hat{\mathbf{x}}_{R(k)}) - \mathbf{L}_R \mathbf{C}_R (\mathbf{x}_{R(k)} - \hat{\mathbf{x}}_{R(k)}) = (\mathbf{A}_R - \mathbf{L}_R \mathbf{C}_R) \mathbf{e}_{R(k)}. \quad (4.29)$$

Logo, a dinâmica do erro depende dos autovalores da matriz $(\mathbf{A}_R - \mathbf{L}_R \mathbf{C}_R)$ e, portanto, será estável se esses autovalores estiverem localizados dentro do círculo de raio unitário. Sendo assim, o vetor de ganhos \mathbf{L}_R pode ser projetado através de uma simples técnica de alocação arbitrária de polos ou através do algoritmo DLQR que será descrito posteriormente.

O vetor de ganhos \mathbf{L}_R pode ser escrito como

$$\mathbf{L}_R = \left[k_0 \quad k_{h1} \quad k_{h2} \quad \dots \quad k_{H1} \quad k_{H2} \right]^T \quad (4.30)$$

em que k_0 é o ganho associado ao erro de observação e_y do estado $\hat{i}_{2R(k)}$, os ganhos com índice k_{h1} são associados ao erro e_y dos estados $\hat{x}_{oh1(k)}$ e os ganhos com índice k_{h2} são associados ao erro e_y dos estados $\hat{x}_{oh2(k)}$. Por fim, a partir da equação (4.26), é possível

escrever a equação do estado observado $\hat{i}_{2R(k)}$ como

$$\hat{i}_{2R(k+1)} = g_{32}v_{C(k)} + g_{33}\hat{i}_{2R(k)} + h_{d3} \sum_{h=1,3,\dots}^H \left(\hat{x}_{oh1(k)} \right) + k_0 e_{y(k)}. \quad (4.31)$$

Dessa forma pode-se obter os valores estimados da tensão da rede $\hat{v}_{g(k)}$, $\hat{v}_{g(k+1)}$ e $\hat{v}_{g(k+2)}$ através da comparação por semelhança da equação (4.31) com a equação (4.19), tal como

$$\hat{v}_{g(k)} = \sum_{h=1,3,\dots}^H \left(\hat{x}_{oh1(k)} \right) + \frac{k_0}{h_{d3}} e_{y(k)}, \quad (4.32)$$

$$\hat{v}_{g(k+1)} = \sum_{h=1,3,\dots}^H \left(\hat{x}_{oh1(k+1)} + \frac{k_{h1}}{h_{d3}} e_{y(k)} \right) \quad (4.33)$$

e

$$\hat{v}_{g(k+2)} = \sum_{h=1,3,\dots}^H \left(\hat{x}_{oh2(k+1)} + \frac{k_{h2}}{h_{d3}} e_{y(k)} \right) \quad (4.34)$$

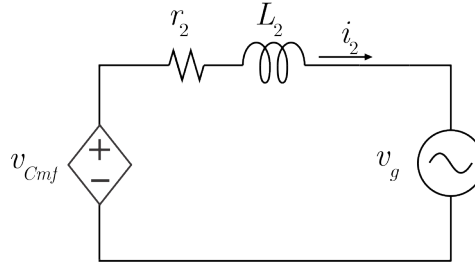
Com a obtenção da equação (4.33) para estimar o valor futuro da tensão da rede $v_{g(k+1)}$, o projeto da malha interna é concluído e a lei de controle (4.9) pode ser implementada. A seguir será descrito o projeto de controle da malha externa dado um modelo simplificado obtido a partir do controle da malha interna.

4.2 PROJETO DA MALHA EXTERNA

Uma vez garantida a convergência da malha interna, o circuito da Figura 2.2 é reduzido a um circuito constituído por uma fonte de tensão controlada em série com o filtro indutivo $Z_2(j\omega) = r_2 + L_2 j\omega$ conectado à rede, conforme mostra a Figura 4.2. Observe que o circuito resultante possui dinâmica reduzida equivalente a um circuito de primeira ordem, sendo então a principal vantagem na utilização dessa estratégia de controle. Dessa forma, o controle da malha externa se torna mais simples e é projetado de forma a se atingir os seguintes objetivos:

- Rastreamento da referência de corrente i_2 injetada na rede;
- Rejeição das harmônicas de tensão da rede respeitando os limites estabelecidos pela norma IEEE 1547 (IEEE-1547, 2003);
- Robustez contra variações paramétricas devido a impedância desconhecida da rede.

Figura 4.2 – Circuito simplificado em que malha interna comporta-se como uma fonte de tensão controlada.



Fonte: Próprio autor.

Para projeto do controlador, primeiramente o modelo da planta do sistema simplificado deve ser obtido. Para tanto, aplicando-se as Leis de *Kirchhoff* no circuito da Figura 4.2, obtém-se

$$\frac{di_2(t)}{dt} = -\frac{r_2}{L_2}i_2(t) + \frac{1}{L_2}v_{Cmf}(t) - \frac{1}{L_2}v_g(t). \quad (4.35)$$

Considerando que a variável a ser controlada é a corrente injetada na rede i_2 e a variável de controle é a tensão da fonte controlada v_{Cmf} , a função de transferência G_{mi} que descreve a dinâmica do sistema pode ser obtida a partir da transformada de Laplace da equação (4.35), que resulta em

$$G_{mi}(s) = \frac{I_2(s)}{V_{Cmf}(s)} = \frac{1/L_2}{s + r_2/L_2}; \quad (4.36)$$

Aplicando o método de discretização de *Tustin* em (4.36) e, sabendo que $V_{Cmf}(z) = z^{-3}V_C^*(z)$, a função de transferência em tempo discreto é obtida a partir de

$$G_{mi}(z) = \frac{I_2(z)}{z^{-3}V_C^*(z)} = G_{mi}(s) \Big|_{s=\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}} \quad (4.37)$$

que resulta em

$$G_{mi}(z) = z^{-3}k_{m1} \frac{(z+1)}{(z+p_{m1})} \quad (4.38)$$

em que $k_{m1} = T_s/(2L_2 + r_2T_s)$ e $p_{m1} = (r_2T_s - 2L_2)/(2L_2 + r_2T_s)$.

A função de transferência (4.38) pode ser alternativamente escrita por um modelo em espaço de estados, em que o atraso de três períodos de amostragem $3T_s$ da referência de tensão do capacitor pode ser equivalentemente substituído por três estados, tal como

$$\begin{cases} \phi_1(k) = v_{C(k-1)}^* \\ \phi_2(k) = \phi_1(k-1) = v_{C(k-2)}^* \\ \phi_3(k) = \phi_2(k-1) = v_{C(k-3)}^* \end{cases} \quad (4.39)$$

Em consequência, o modelo do sistema simplificado para a malha externa em espaço de estados resulta em

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{1(k+1)} &= \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{x}_{1(k)} + \tilde{\mathbf{B}}v_{C(k)}^* + \tilde{\mathbf{H}}v_{g(k)} \\ y(k) &= \tilde{\mathbf{C}}\mathbf{x}_{1(k)}\end{aligned}\quad (4.40)$$

em que $\tilde{\mathbf{A}} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$, $\tilde{\mathbf{B}} \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$, $\tilde{\mathbf{H}} \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$. A matriz de saída é $\tilde{\mathbf{C}} = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$ e o vetor de estados é dado por

$$\mathbf{x}_{1(k)} = [i_{2(k)} \ \phi_{1(k)} \ \phi_{2(k)} \ \phi_{3(k)}]^\top. \quad (4.41)$$

A partir desse modelo da planta simplificada pode-se projetar qualquer lei de controle que atenda os requisitos de controle definidos anteriormente. Neste trabalho é utilizada uma técnica de controle por realimentação de estados em que o vetor de ganhos é obtido por meio de um algoritmo Regulador Linear Quadrático Discreto ou DLQR (do inglês, *Discrete Linear Quadratic Regulator*). Além disso, com o intuito de se obter rastreamento e rejeição de sinais senoidais, controladores ressonantes serão incluídos no modelo em espaço e, dessa forma, os ganhos dos controladores podem ser obtidos juntamente com os ganhos de realimentação da planta a partir do algoritmo DLQR (MACCARI JR., 2015).

4.2.1 Inclusão de controladores ressonantes no espaço de estados

Controladores ressonantes são um tipo de controladores baseados no princípio do modelo interno que se caracterizam por incluir na malha fechada as dinâmicas dos sinais senoidais de entrada do sistema (FRANCIS; WONHAM, 1976). Sendo assim, sinais senoidais de diferentes frequências podem ser rastreados ou rejeitados a partir do sistema em malha fechada. A função de transferência de um controlador ressonante em tempo contínuo é

$$G_c(s) = \frac{y_r(s)}{e(s)} = \frac{s}{s^2 + 2\zeta_i\omega_i s + \omega_i^2} \quad (4.42)$$

em que ω_i é a frequência de ressonância e ζ_i é o fator de amortecimento, empregado para evitar problemas na implementação digital. Aplicando um método de discretização, por exemplo o *Tustin*, esse controlador pode ser representado em tempo discreto no espaço de estados como

$$\boldsymbol{\xi}_{i(k+1)} = \mathbf{R}_i\boldsymbol{\xi}_{i(k)} + \mathbf{T}_ie(k) \quad (4.43)$$

em que $\boldsymbol{\xi}_{i(k)} \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$, $\mathbf{R}_i \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ e $\mathbf{T}_i \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$. A variável $e(k)$, entrada do controlador, é o erro de rastreamento definido por

$$e(k) = i_{2(k)}^* - i_{2(k)} \quad (4.44)$$

e substituindo essa equação em (4.43) obtém-se

$$\boldsymbol{\xi}_{i(k+1)} = \mathbf{R}_i \boldsymbol{\xi}_{i(k)} - \mathbf{T}_i \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{x}_{1(k)} + \mathbf{T}_i i_{2(k)}^* \quad (4.45)$$

Vale observar que esta formulação permite a inclusão de controladores ressonantes para múltiplas frequências no modelo em espaço de estados, a fim de rastrear e/ou rejeitar sinais em frequências específicas. Dessa forma, para um número j de controladores ressonantes, as matrizes de (4.43) são expandidas como

$$\boldsymbol{\xi} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\xi}_1 \\ \vdots \\ \boldsymbol{\xi}_j \end{bmatrix}_{2j \times 1}, \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \mathbf{R}_j \end{bmatrix}_{2j \times 2j} \quad \text{e} \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{T}_j \end{bmatrix}_{2j \times 1} \quad (4.46)$$

em que o vetor de estados $\boldsymbol{\xi}_{(k)}$ possui dimensão $2j$.

Inserindo múltiplos controladores ressonantes no modelo do sistema dado em (4.40), chega-se ao modelo aumentado escrito como

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{1(k+1)} \\ \boldsymbol{\xi}_{(k+1)} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}} & \mathbf{0}_{4 \times 2j} \\ -\mathbf{T}\tilde{\mathbf{C}} & \mathbf{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{1(k)} \\ \boldsymbol{\xi}_{(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{B}} \\ \mathbf{0}_{2j \times 1} \end{bmatrix} v_{C(k)}^* + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{4 \times 1} \\ \mathbf{T} \end{bmatrix} i_{2(k)}^* + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} \\ \mathbf{0}_{2j \times 1} \end{bmatrix} v_{g(k)} \\ y(k) &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{C}} & \mathbf{0}_{1 \times 2j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{1(k)} \\ \boldsymbol{\xi}_{(k)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.47)$$

ou em uma notação mais compacta

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\mathbf{p}(k+1)} &= \tilde{\mathbf{A}}_{\mathbf{p}} \mathbf{x}_{\mathbf{p}(k)} + \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}} v_{C(k)}^* + \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{rp}} i_{2(k)}^* + \tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{p}} v_{g(k)} \\ y(k) &= \tilde{\mathbf{C}}_{\mathbf{p}} \mathbf{x}_{\mathbf{p}(k)}. \end{aligned} \quad (4.48)$$

O modelo (4.48) inclui a dinâmica da planta simplificada utilizada na malha externa, atraso de $3T_s$ resultante da dinâmica da malha interna controlada e j controladores ressonantes. Este formato tem como vantagem possibilitar o projeto de todos os ganhos do controlador em uma única etapa. Os ganhos relativos aos controladores ressonantes e aos estados da planta podem ser obtidos simultaneamente para serem utilizado em um controlador por realimentação de estados (MACCARI JR., 2015), cujo projeto será detalhado a seguir.

4.2.2 Controle por realimentação de estados utilizando algoritmo DLQR

Seja a lei de controle por realimentação de estados em tempo discreto definida como

$$u(k) = -\mathbf{K} \mathbf{x}_{\mathbf{p}(k)}. \quad (4.49)$$

O algoritmo DLQR é essencialmente uma maneira automatizada de se obter o vetor de ganhos \mathbf{K} do controlador e trata-se basicamente de um algoritmo matemático que minimiza uma função custo com fatores de ponderações definidos pelo projetista. Uma possível escolha da função custo é a função quadrática definida por

$$\mathcal{J} = \sum_{k=1}^{\infty} (\mathbf{x}_{\mathbf{p}(k)}^{\top} \mathbf{Q}_{\mathbf{c}} \mathbf{x}_{\mathbf{p}(k)} + u_{(k)}^{\top} \mathbf{R}_{\mathbf{c}} u_{(k)}) \quad (4.50)$$

em que $\mathbf{Q}_{\mathbf{c}} > 0 \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{R}_{\mathbf{c}} > 0 \in \mathbb{R}^{m \times m}$ são matrizes semi-definidas positivas¹ escolhidas pelo projetista. O vetor $\mathbf{Q}_{\mathbf{c}}$ seleciona a importância de cada estado, enquanto $\mathbf{R}_{\mathbf{c}}$ é o fator de ponderação em relação a ação de controle (FRANKLIN, 1998), ou seja, quanto maior o valor de $\mathbf{R}_{\mathbf{c}}$, menor é a amplitude da ação de controle. Os índices n e m correspondem ao número de estados e ao número de entradas da equação (4.48).

Verifica-se que o vetor de ganhos \mathbf{K} é obtido de forma a otimizar os termos da função custo (4.50) e possui solução da forma

$$\mathbf{K} = (\tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}}^{\top} \mathbf{P}_{\mathbf{c}} \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}} + \mathbf{R}_{\mathbf{c}})^{-1} \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}} \mathbf{P}_{\mathbf{c}} \tilde{\mathbf{A}}_{\mathbf{p}} \quad (4.51)$$

em que $\mathbf{P}_{\mathbf{c}}$ é solução da equação algébrica de Riccati (BITTANTI, 1991), dada por

$$\tilde{\mathbf{A}}_{\mathbf{p}}^{\top} \mathbf{P}_{\mathbf{c}} \tilde{\mathbf{A}}_{\mathbf{p}} - \mathbf{P}_{\mathbf{c}} - (\tilde{\mathbf{A}}_{\mathbf{p}}^{\top} \mathbf{P}_{\mathbf{c}} \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}}) (\tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}}^{\top} \mathbf{P}_{\mathbf{c}} \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}} + \mathbf{R}_{\mathbf{c}})^{-1} (\tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}}^{\top} \mathbf{P}_{\mathbf{c}} \tilde{\mathbf{A}}_{\mathbf{p}}) + \mathbf{Q}_{\mathbf{c}} = 0. \quad (4.52)$$

Existem algumas limitações do sistema que devem ser observadas para realização do projeto do controle DLQR. Além de as matrizes $\mathbf{Q}_{\mathbf{c}}$ e $\mathbf{R}_{\mathbf{c}}$ serem semi-definidas positivas, o par $(\tilde{\mathbf{A}}_{\mathbf{p}}, \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}})$ deve ser controlável e essa condição pode ser verificada a partir da matriz de controlabilidade definida por

$$\mathcal{C} = \left[\tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}} \quad : \quad \tilde{\mathbf{A}}_{\mathbf{p}} \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}} \quad : \quad \tilde{\mathbf{A}}_{\mathbf{p}}^2 \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}} \quad : \quad \dots \quad : \tilde{\mathbf{A}}_{\mathbf{p}}^{n-1} \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}} \right] \quad (4.53)$$

em que o posto da matriz \mathcal{C} deve ser igual a ordem do sistema da equação (4.48). Isso significa que se a matriz de controlabilidade possuir colunas linearmente independentes, o sistema é controlável em relação a todos estados.

O algoritmo DLQR reduz o tempo de trabalho do projetista para otimização do controlador. No entanto, o projetista ainda necessita especificar as matrizes de ponderação da função custo e comparar os resultados com o desempenho desejado, isso significa que o projeto do controlador é um processo iterativo em que o projetista avalia o controle “ótimo” através de simulações e ajusta os parâmetros para se obter respostas mais consistente com os objetivos de controle.

Após o algoritmo DLQR apresentar resultados satisfatórios, os ganhos do contro-

¹Seja uma matriz \mathbf{A} simétrica $n \times n$ e um vetor $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$. Então a matriz A é semi-definida positiva se $\mathbf{x}^{\top} \mathbf{A} \mathbf{x} \geq 0, \forall \mathbf{x} \neq 0$ e é apenas definida positiva se $\mathbf{x}^{\top} \mathbf{A} \mathbf{x} > 0, \forall \mathbf{x} \neq 0$

lador por realimentação de estados \mathbf{K} da equação (4.49) podem ser escritos como

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_{i2} & K_{\phi1} & K_{\phi2} & K_{\phi3} & \vdots & \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \vdots & \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

em que $\mathbf{K}_2 \in \mathbb{R}^{1 \times 2j}$ corresponde aos ganhos de realimentação de estados dos controladores ressonantes. O diagrama de blocos da Figura 4.3 mostra a estrutura completa do controlador da malha externa. Nota-se que ação de controle da malha externa é a própria referência de tensão do capacitor do filtro LCL $v_{C(k)}^*$ utilizada no controle da malha interna. Portanto, a equação (4.49) pode ser reescrita como

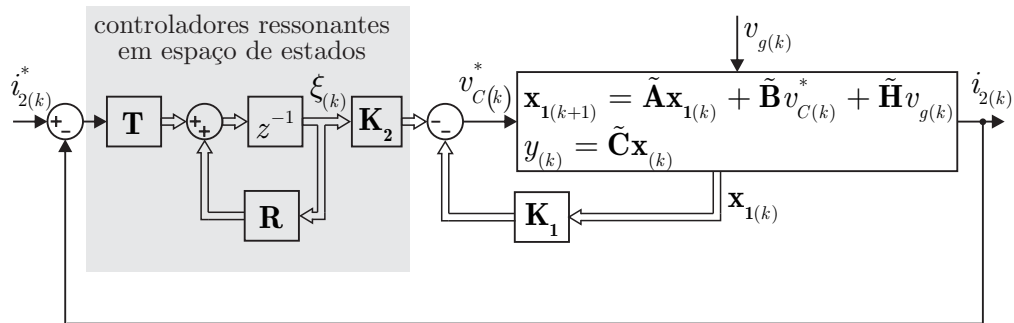
$$v_{C(k)}^* = -\mathbf{K}\mathbf{x}_{\mathbf{p}(k)} \quad (4.55)$$

A dinâmica de malha fechada pode ser analisada substituindo-se a lei de controle (4.55) no modelo da planta (4.48) que resulta em

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\mathbf{p}(k+1)} &= (\tilde{\mathbf{A}}_{\mathbf{p}} - \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{p}}\mathbf{K}) \mathbf{x}_{\mathbf{p}(k)} + \tilde{\mathbf{B}}_{\mathbf{rp}}i_{2(k)}^* + \tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{p}}v_{g(k)} \\ y(k) &= \tilde{\mathbf{C}}_{\mathbf{p}}\mathbf{x}_{\mathbf{p}(k)}. \end{aligned} \quad (4.56)$$

Essa equação permite a análise da planta em malha fechada através de técnicas clássicas como o lugar das raízes e resposta em frequência, permitindo o ajuste dos parâmetros do algoritmo DLQR até se obter um desempenho desejado. O procedimento de projeto da estrutura de controle proposta é apresentada na Seção 4.3 e resultados de simulações são obtidos para comprovar o bom desempenho do sistema em malha fechada.

Figura 4.3 – Estrutura do controlador da malha externa.



Fonte: Próprio autor.

4.3 PROCEDIMENTO DE PROJETO E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção será apresentado um procedimento de projeto do controlador multimalhas proposto e serão analisados os resultados preliminares obtidos através de simulações no *software* PSIM. A planta consiste no circuito trifásico mostrado na Figura 2.1 e os pa-

râmetros são os mesmos utilizados no Capítulo 3 apresentados na Tabela B.1. Da mesma forma que no capítulo anterior, os controladores foram implementados em linguagem C em tempo discreto no eixo de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. O procedimento de projeto das malhas interna e externa serão detalhados a seguir e, por último serão apresentados e discutidos resultados de simulação.

4.3.1 Procedimento de projeto da malha interna

O procedimento da malha interna pode ser dividido em duas etapas. A primeira consiste na obtenção da lei de controle a partir de uma função de chaveamento e a segunda etapa consiste no projeto do estimador ressonante para implementação do valor futuro da tensão da rede utilizado na ação de controle da malha interna.

4.3.1.1 Etapa 1: Procedimento de projeto do controlador SMC

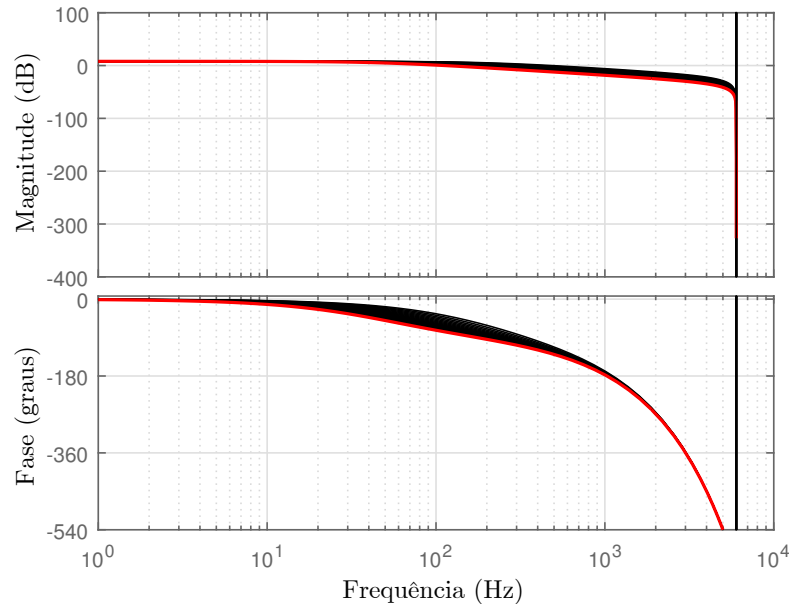
O projeto do controlador SMC da malha interna inicia-se através do projeto da função de chaveamento definido em (4.6), na qual as constantes são obtidas a partir dos parâmetros do filtro da Tabela B.1. Diferente do caso do Capítulo 3, agora a função de chaveamento depende dos valores de todos estados i_1 , v_C , i_2 e ϕ , além do valor da tensão da rede v_g . Ou seja, como desvantagem, tem-se uma função de chaveamento mais sujeita à distúrbios e incertezas. Em seguida, através da lei de alcance de Gao, a ação de controle $u_{c(k)}$ da equação (4.9) é obtida. As constantes ε e q são escolhidas seguindo as mesmas diretrizes definidas na Seção 3.3.1 e são dadas por $q = 11990$ e $\varepsilon = 15000$.

Como os parâmetros do sistema permanecem os mesmos, os autovalores da matriz \mathbf{A}_{dc} do sistema em malha aberta são os mesmos mostrados na Figura 3.6, em que a indutância do filtro $L_2 = L_{21} + L_g$ varia devido a variação da indutância da rede L_g . O sistema com a malha interna fechada é simplificado a um circuito de primeira ordem que inclui atraso de $3T_s$ da malha interna (Figura 4.2), cujo o modelo é dado pela função de transferência (4.38). Substituindo os parâmetros e considerando a indutância da rede $L_g = 0 \text{ mH}$, obtém-se

$$G_{mi}(z) = 0,031646 \frac{(z + 1)}{z^3(z - 0,974)} \quad (4.57)$$

A resposta em frequência da função de transferência deste sistema é mostrada na Figura 4.4, em que a indutância da rede varia do valor mínimo ao valor máximo. Nota-se que, diferente da resposta em frequência do sistema simplificado do Capítulo 3 (Figura 3.8), neste caso o sistema simplificado não possui o problema de ressonância e não requer a utilização de uma técnica de amortecimento ativo dedicada no controle da malha externa.

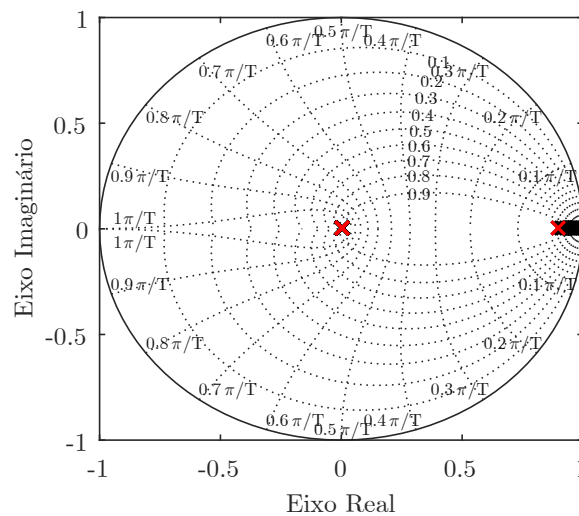
Figura 4.4 – Resposta em frequência do sistema simplificado com controle da tensão do capacitor v_C na malha interna.



Fonte: Próprio autor.

Equivalentemente, o modelo em espaço de estados do sistema simplificado (4.40) resulta nos autovalores da matriz $\tilde{\mathbf{A}}$ apresentados na Figura 4.5. Observa-se que o sistema apresenta três polos na origem, conforme esperado pela equação (4.17) devido a dinâmica da malha interna controlada e um polo próximo ao círculo de raio unitário associado ao filtro L. A variação de L_g tende a tornar o sistema instável, porém, para o intervalo de variação considerado nesse trabalho, a estabilidade da malha interna é garantida.

Figura 4.5 – Autovalores da matriz $\tilde{\mathbf{A}}$ (Equação (4.40)) do sistema de ordem reduzida para valores de $L_g \in [0 \ 1] \text{ mH}$.



Fonte: Próprio autor.

4.3.1.2 Etapa 2: Procedimento de projeto do estimador ressonante

Dada a necessidade de se conhecer o valor futuro da tensão da rede $v_{g(k+1)}$ para implementação da lei de controle da malha interna (4.9), o estimador ressonante é obtido a partir de (4.33) proveniente do observador de Luemberger definido em (4.26). Conforme visto na Seção 4.1.2, primeiramente deve-se escolher o número de componentes harmônicas utilizadas para reconstruir o sinal a ser estimado $v_{g(k+1)}$. Escolhendo sinais harmônicos ímpares de 1^a a 11^a ordem, ou seja, $l = 6$ o vetor de estados observados da equação (4.26) resulta em um vetor de $2l + 1 = 13$ elementos, dado por

$$\hat{\mathbf{x}}_{\mathbf{R}(k)} = \left[\hat{i}_{2R(k)} \quad \hat{x}_{o11(k)} \quad \hat{x}_{o12(k)} \quad \hat{x}_{o31(k)} \quad \hat{x}_{o32(k)} \quad \dots \quad \hat{x}_{o111(k)} \quad \hat{x}_{o112(k)} \right]^T. \quad (4.58)$$

Assim, o vetor de ganhos $\mathbf{L}_{\mathbf{R}}$ do observador de Luemberger pode ser projetado através da ferramenta **dlqr** no Matlab, em que as matrizes $\mathbf{Q}_{\mathbf{c}}$ e $\mathbf{R}_{\mathbf{c}}$, que são parâmetros de entrada da função **dlqr**, são escolhidas como

$$\mathbf{Q}_{\mathbf{c}} = \text{diag} \left[100000 \quad 1000 \quad 1000 \quad 100 \quad \dots \quad 100 \right], \quad \mathbf{R}_{\mathbf{c}} = 0,001 \quad (4.59)$$

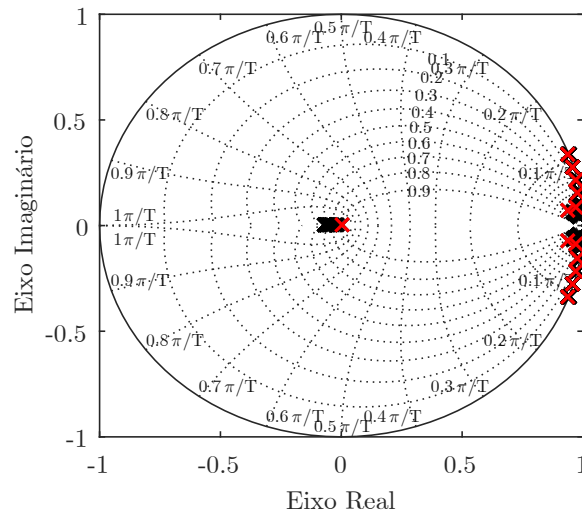
O vetor de ganhos resultante da operação é

$$\mathbf{L}_{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} k_0 \\ k_{11} \\ k_{12} \\ k_{31} \\ k_{32} \\ k_{51} \\ k_{52} \\ k_{71} \\ k_{72} \\ k_{91} \\ k_{92} \\ k_{111} \\ k_{112} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,32602173060799 \\ -1,64850761244589 \\ -1,74835015695516 \\ 0,0628382120967642 \\ 0,0272561050733608 \\ -0,0437543249872053 \\ -0,0783502193610105 \\ -0,0715162066209768 \\ -0,102010387895141 \\ -0,0757846939486626 \\ -0,101658972684825 \\ -0,0666660934922188 \\ -0,0904976162387768 \end{bmatrix}. \quad (4.60)$$

O desempenho do observador pode ser iterativamente analisada pela dinâmica de malha fechada do erro de observação (4.29). Ou seja, o observador é estável se os autovalores da matriz $(\mathbf{A}_{\mathbf{R}} - \mathbf{L}_{\mathbf{R}}\mathbf{C}_{\mathbf{R}})$ se localizam dentro do círculo de raio unitário, o que é comprovado pela Figura 4.6. Uma ampliação dessa figura na região próxima a borda do círculo de raio unitário nas frequências de ressonâncias é mostrada na Figura 4.7. A imagem revela que os autovalores se dirigem para fora do círculo com o aumento da indutância da rede, porém, para o intervalo de variação proposta neste trabalho, a

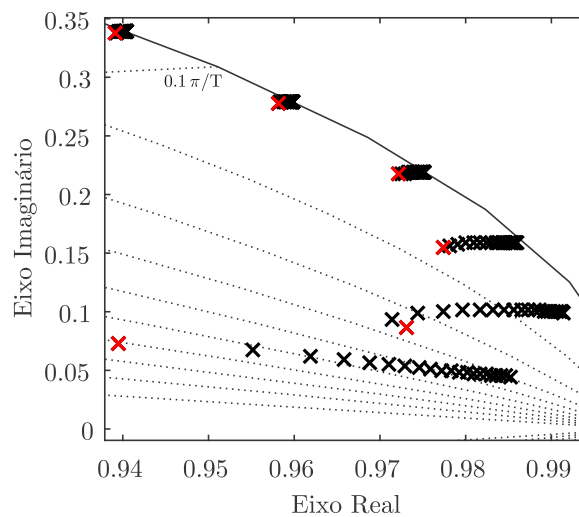
condição de estabilidade é garantida.

Figura 4.6 – Autovalores da matriz $(\mathbf{A}_R - \mathbf{L}_R \mathbf{C}_R)$ do sistema observado



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.7 – Ampliação da Figura 4.6 na região que mostra o deslocamento dos polos da planta observada com o aumento L_g .



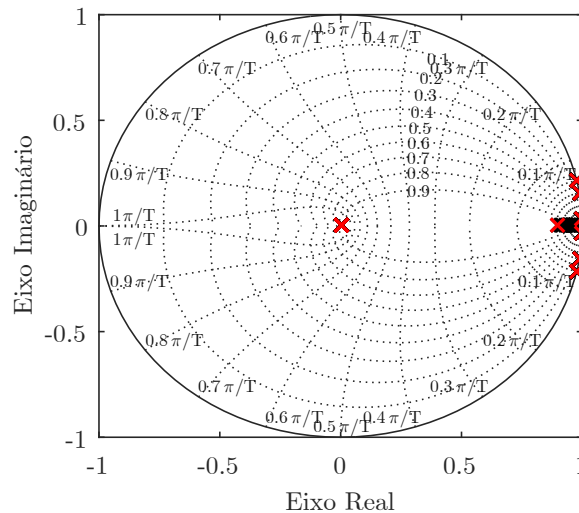
Fonte: Próprio autor.

Por fim, o valor futuro da tensão da rede $v_g(k+1)$ pode ser obtido como em (4.33), em que os ganhos k_{h1} são dados por (4.60). Em decorrência disso, o controlador da malha interna pode ser implementado originando um sistema simplificado (circuito de primeira ordem) a ser controlado na malha externa, cujo procedimento de projeto será descrito a seguir.

4.3.2 Procedimento de projeto da malha externa - Controlador por realimentação de estados

Conforme apresentado na Seção 4.2, o modelo do sistema simplificado pode ser escrito em espaço de estados incluindo a dinâmica do atraso de $3T_s$ devido à dinâmica da malha interna controlada (4.40). Assim, um controlador pode ser projetado, cujo o objetivo de controle é rastrear a referência de corrente injetada na rede i_2^* e rejeitar harmônicas da rede. Controladores ressonantes são incluídos no modelo em espaço de estados, originando um sistema aumentado descrito em (4.48). Considerando a inclusão de controladores ressonantes na frequência fundamental (60 Hz), 5^a (300 Hz) e 7^a (420 Hz) harmônicas, o modelo em espaço de estados aumentado possui um vetor de estados \mathbf{x}_p de dez elementos. Escolhendo os coeficientes de amortecimento $\zeta_1 = \zeta_5 = \zeta_7 = 0,0001$ da equação (4.42), os autovalores da matriz $\tilde{\mathbf{A}}_p$ do sistema aumentado em malha aberta são localizados no plano \mathcal{Z} , conforme mostra a Figura 4.8.

Figura 4.8 – Autovalores da matriz $\tilde{\mathbf{A}}_p$ do sistema aumentado da malha externa incluindo controladores ressonantes (Equação (4.48)), para valores de $L_g \in [0\ 1]\text{ mH}$.



Fonte: Próprio autor.

Dessa forma, todos os ganhos de realimentação do controlador por realimentação de estados (4.55) podem ser simultaneamente obtidos através do algoritmo DLQR. O vetor de ganhos \mathbf{K} inclui os ganhos dos controladores ressonantes \mathbf{K}_2 e os ganhos de realimentação do modelo da malha externa \mathbf{K}_1 . Como parâmetros de entrada do algoritmo DLQR, são escolhidas as matrizes \mathbf{Q}_c e \mathbf{R}_c como

$$\mathbf{Q}_c = \text{diag} [500\ 1\ 1\ 1\ 10\ 10\ 50\ 50\ 50\ 50] \text{ e } \mathbf{R}_c = 10 \quad (4.61)$$

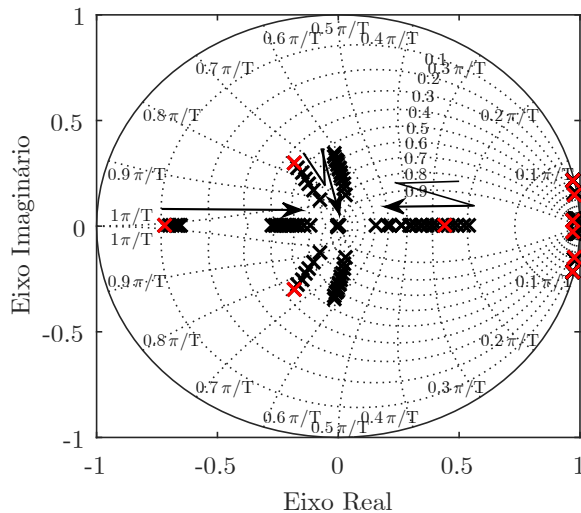
em que \mathbf{Q}_c é uma matriz diagonal com o número de elementos igual ao número de estados

do sistema aumentado. Com auxílio da ferramenta **dlqr** do Matlab, o vetor de ganhos **K** é obtido como

$$\mathbf{K} = \left[K_{i2} \quad K_{\phi1} \quad K_{\phi2} \quad K_{\phi3} \mid \mathbf{K}_2 \right] = \begin{bmatrix} 3.272079837562281 \\ 0.134957894955998 \\ 0.131980498392352 \\ 0.064990676165226 \\ \hline -19.562075355929355 \\ 19.435577181911345 \\ -7.366179761734176 \\ 8.071658293170133 \\ -4.447407042800598 \\ 5.352049848372178 \end{bmatrix}^T \quad (4.62)$$

Esses ganhos resultam em uma dinâmica de malha fechada dada pela equação (4.56), em que os autovalores da matriz $(\tilde{\mathbf{A}}_p - \tilde{\mathbf{B}}_p \mathbf{K})$ são mostrados na Figura 4.9. O gráfico apresenta também o deslocamento dos autovalores com variação da indutância da rede L_g evidenciando que os polos inerentes da planta simplificada se deslocam de uma posição inicial em direção ao centro do círculo de raio unitário.

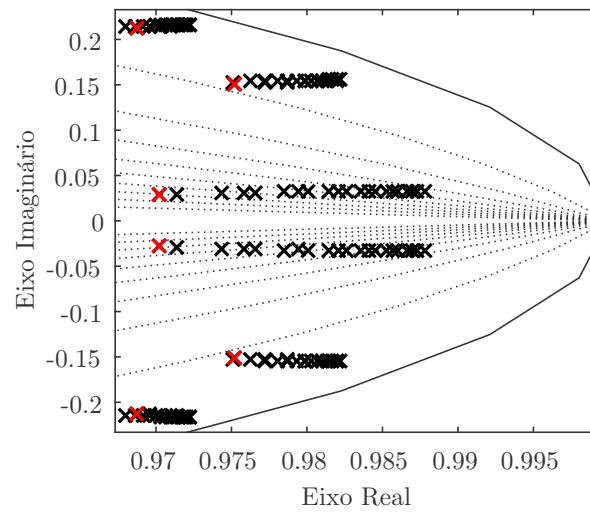
Figura 4.9 – Autovalores da matriz de malha fechada $(\tilde{\mathbf{A}}_p - \tilde{\mathbf{B}}_p \mathbf{K})$ (Equação (4.56)) para valores de $L_g \in [0 \ 1] \text{ mH}$.



Fonte: Próprio autor.

Através de uma ampliação próximo à borda do círculo de raio unitário, pode-se observar o deslocamento dos polos nas frequências de ressonância dos controladores com o aumento de L_g , Figura 4.10. Esses polos tendem a se deslocar para fora do círculo, ou seja, em direção a zona de instabilidade, porém, para o intervalo de variação considerado nesse trabalho, a estabilidade é garantida.

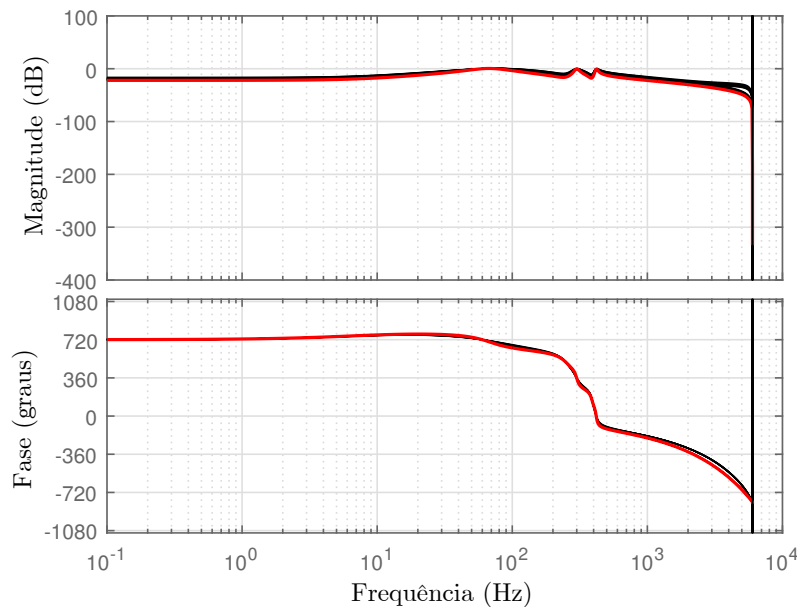
Figura 4.10 – Região ampliada da Figura 4.9 que mostra o deslocamento dos polos dos controladores ressonantes com o aumento L_g .



Fonte: Próprio autor.

A resposta em frequência do sistema em malha fechada é mostrada na Figura 4.11, em que fica evidente que para as frequências de interesse (fundamental, 5^a e 7^a harmônicas), o ganho em malha fechada é unitário e a fase é nula, o que garante um perfeito rastreamento ou rejeição dos sinais nestas frequências.

Figura 4.11 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada (Figura 4.3).



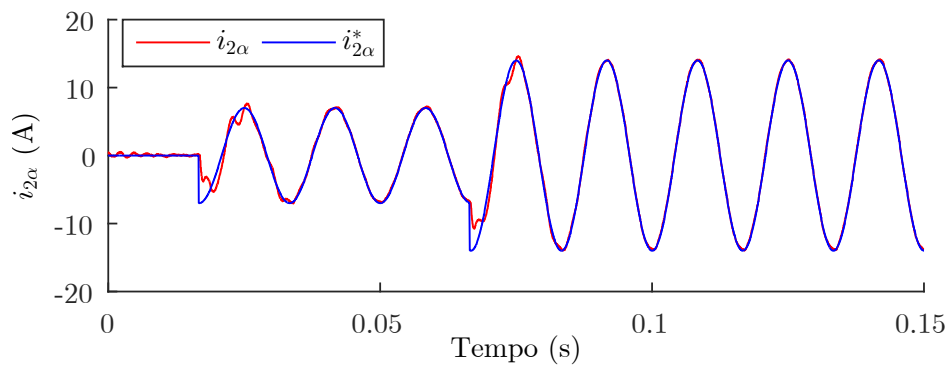
Fonte: Próprio autor.

4.3.3 Resultados de simulação

Uma vez concluído projeto do esquema de controle proposto são realizadas simulações no *software* PSIM, a fim de comprovar e analisar o desempenho da estratégia de controle. As referências de corrente do lado da rede $i_{2\alpha\beta}^*$ em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ são as mesmas dadas na equação (3.35), enquanto que as tensões trifásicas da rede v_g^{abc} são as mesmas dadas na equação (3.36).

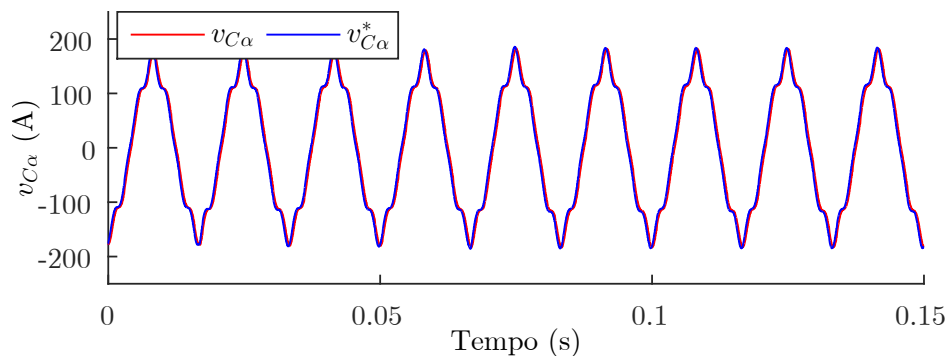
Os resultados para variação da referência de corrente i_2^* de 0 A para 7 A em 0,0167 s e de 7 A para 14 A em 0,0667 s mostram a boa capacidade de rastreamento da malha externa na Figura 4.12 e malha interna na Figura 4.13 que mostram a corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$ e tensão do capacitor do filtro $v_{C\alpha}$, respectivamente, ambos para o eixo α . O sinal $v_{C\alpha}^*$ é gerado pelo controlador da malha externa.

Figura 4.12 – Corrente injetada na rede para variação da referência de corrente $i_{2\alpha}^*$.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.13 – Tensão do capacitor $v_{C\alpha}$ com variação da referência de corrente i_2^* .

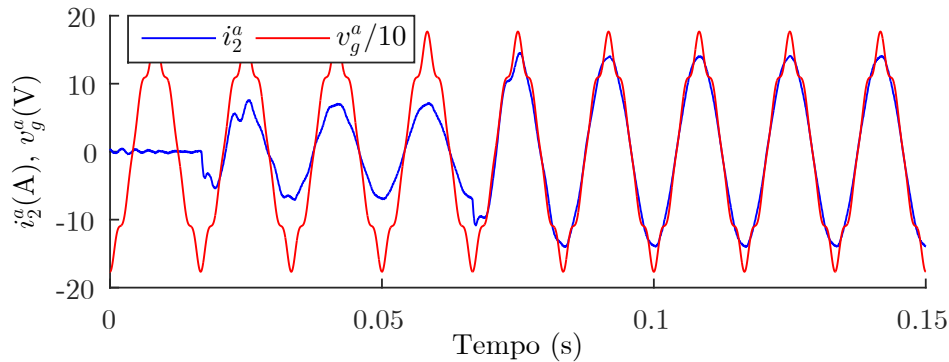


Fonte: Próprio autor.

Observe que a rede foi simulada incluindo harmônicas de 5ª ordem (300 Hz) e 7ª ordem (420 Hz), cujas amplitudes são de 7,5% e 6,5% da amplitude da fundamental V_g , respectivamente. As harmônicas da rede são efetivamente rejeitadas na corrente da

rede, sendo injetado um sinal puramente senoidal em fase com a tensão, como verifica-se pela Figura 4.14 que mostra a comparação dos sinais de corrente e tensão para uma fase (fase a) do sistema.

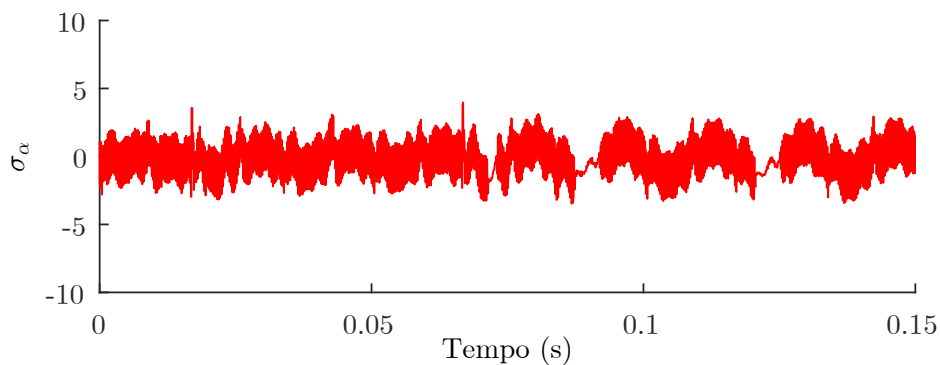
Figura 4.14 – Comparação entre corrente i_2^a e tensão da rede v_g^a da fase a para o teste com variação de referência de corrente i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

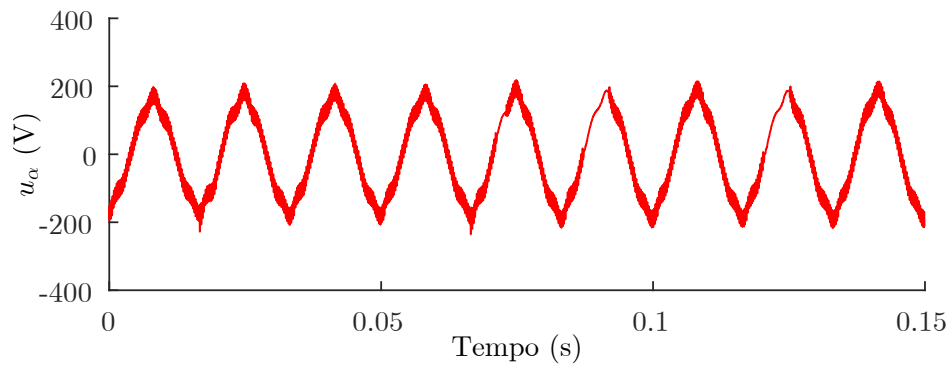
Como foi visto, a malha interna possui uma boa capacidade de rastreamento da referência, o que pode ser comprovado, também, pelo gráfico da função de chaveamento σ_α para o eixo α , Figura 4.15. Nota-se a presença de uma oscilação de alta frequência (frequência de amostragem) em torno de zero. Como foi visto também no Capítulo 3, essa oscilação se deve ao comportamento descontínuo da lei de controle por modos deslizantes e sua amplitude pode ser regulada através do parâmetro ε . Isso resulta em uma ação de controle u_α com conteúdo harmônico mostrado na Figura 4.16, porém não afeta o desempenho do sistema, conforme foi mostrado na resposta da malha interna na Figura 4.13.

Figura 4.15 – Função de chaveamento do eixo α para o teste com variação de referência de corrente i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

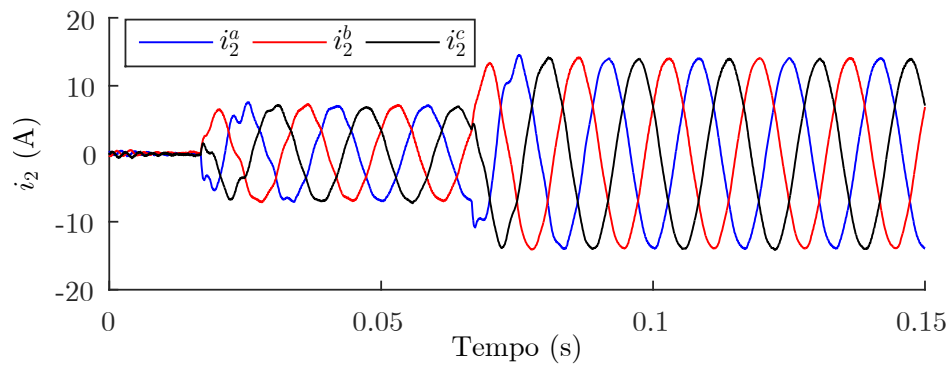
Figura 4.16 – Ação de controle do eixo α para o teste com variação de referência de corrente i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

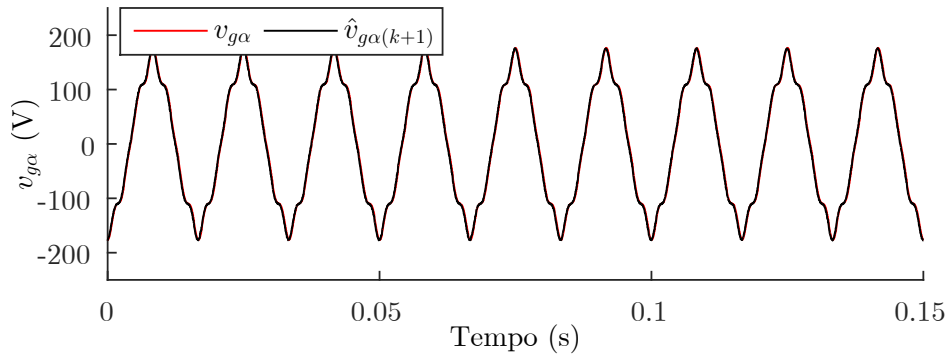
As correntes trifásicas injetadas na rede são mostradas na Figura 4.17. Esse gráfico comprova, também, a capacidade de rastreamento da estratégia de controle proposta onde a regulação de potência ativa injetada na rede se dá pela variação da amplitude de corrente, que apresenta um regime transitório rápido e um erro nulo em regime permanente.

Figura 4.17 – Correntes trifásicas da rede i_2^{abc} para o teste com variação de referência de corrente i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

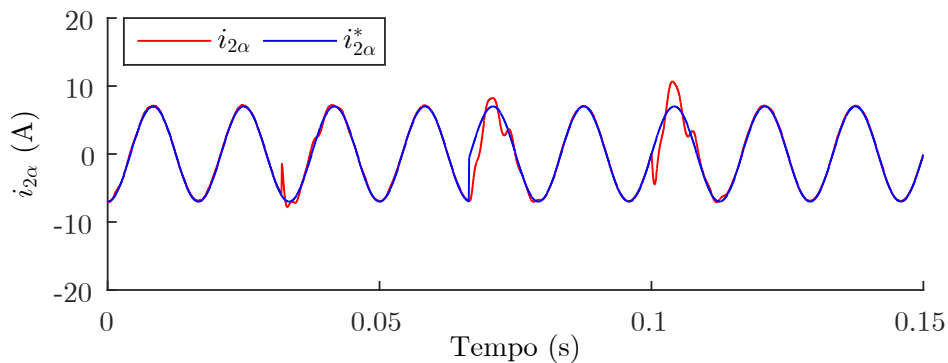
Na Figura 4.18, comprova-se o desempenho do algoritmo de estimação do valor futuro da tensão da rede $v_{g(k+1)}$ necessário para implementação da ação de controle (4.9), através do gráfico da tensão da rede para o eixo α . O estimador ressonante se mostra extremamente preciso, inclusive considerando a presença de harmônicas de tensão na rede.

Figura 4.18 – Tensão da rede $v_{g\alpha}$ e sua estimativa um passo a frente $\hat{v}_{g\alpha(k+1)}$.

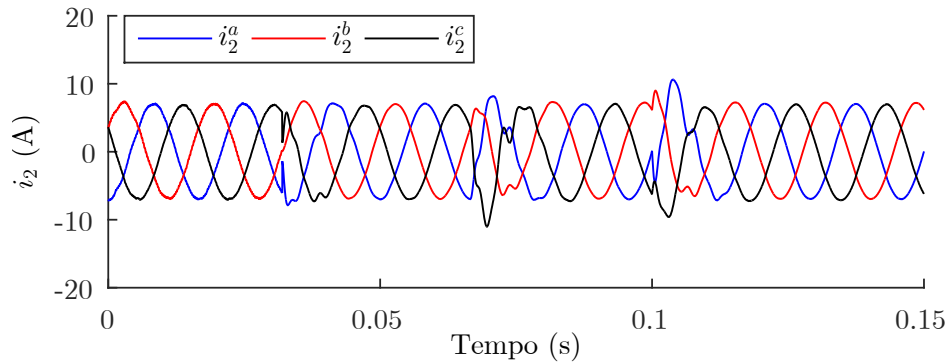
Fonte: Próprio autor.

Um segundo cenário foi simulado para verificar a robustez do sistema de controle proposto. No instante $0,032\text{ s}$ uma indutância de $L_g = 1\text{ mH}$ é adicionada na indutância do lado da rede, como ilustrado na Figura B.4. Em seguida, no instante $0,0667\text{ s}$, a fase das referências de correntes $\phi_{i^*2\alpha}$ e $\phi_{i^*2\beta}$ são adiantadas em 90° . Por último, a amplitude de tensão da rede V_g é decrescida de 15% em $0,1\text{ s}$.

A Figura 4.19 mostra o efeito dessas variações na corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$ para o eixo α . Nota-se que a variação na indutância L_g é corrigida prontamente, comprovando a capacidade de robustez à variação da indutância da rede. Quando a corrente é adiantada da tensão e a amplitude de tensão V_g é decrescida, ocorre um transitório maior, porém o controle da malha externa ainda é capaz de rejeitar esses distúrbios. As correntes trifásicas injetadas na rede i_2^{abc} da Figura 4.20 também ilustram a robustez do algoritmo de controle proposto

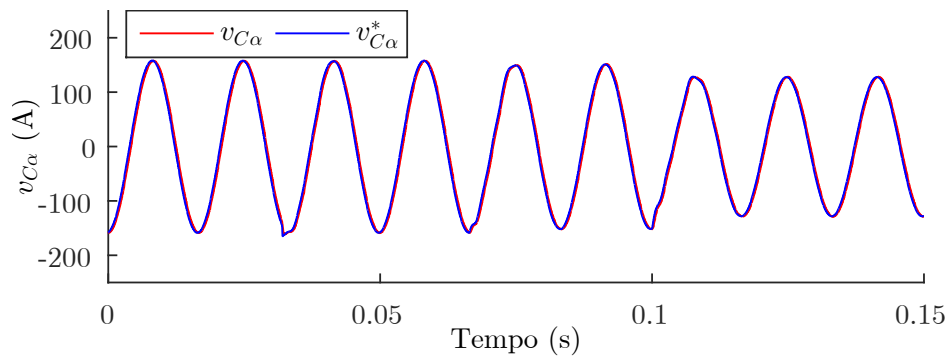
Figura 4.19 – Corrente injetada rede $i_{2\alpha}$ com variação da indutância L_g , variação do ângulo de fase da referência $\phi_{i^*2\alpha}$ e variação de amplitude de tensão V_g .

Fonte: Próprio autor.

Figura 4.20 – Correntes trifásicas da rede i_2^{abc} para o teste com variações da rede.

Fonte: Próprio autor.

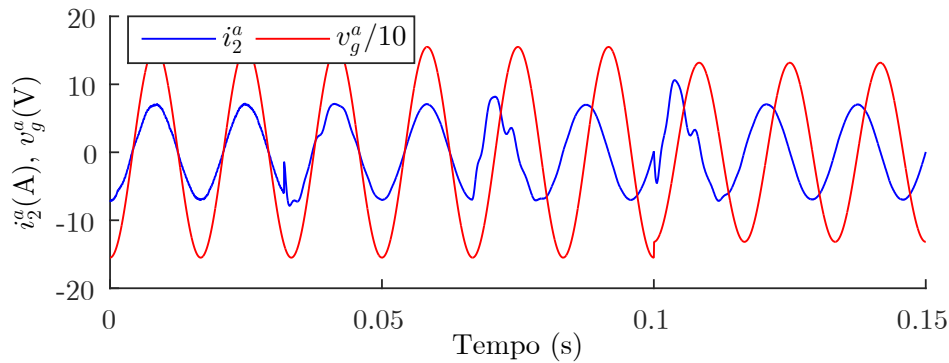
O desempenho da malha interna pode ser analisada pelo gráfico da tensão do capacitor $v_{C\alpha}$ para o eixo α da Figura 4.21. As variações realizadas neste segundo teste surtem muito pouco efeito na malha interna, comprovando a excelente performance do controlador por modos deslizantes na malha interna em termos de rastreamento e rejeição de distúrbios. A referência de tensão do capacitor é efetivamente rastreada com um erro constante de três períodos de amostragem $3T_s$, como era esperado.

Figura 4.21 – Tensão do capacitor para o eixo α para o teste com variações da rede.

Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.22 mostra a comparação da corrente injetada na rede i_2 com a tensão da rede v_g para uma fase do sistema. É possível observar o efeito do adiantamento da corrente em relação à tensão em $0,0667\text{ s}$, o que configura uma situação de fornecimento de reativo para a rede. Esses resultados comprovam que o esquema de controle proposto é adequado para aplicações em que deseja-se regular potência ativa e reativa na rede, independente das incertezas e distúrbios sofridos pelo sistema.

Figura 4.22 – Comparação entre corrente e tensão da fase a para o teste com variações da rede.



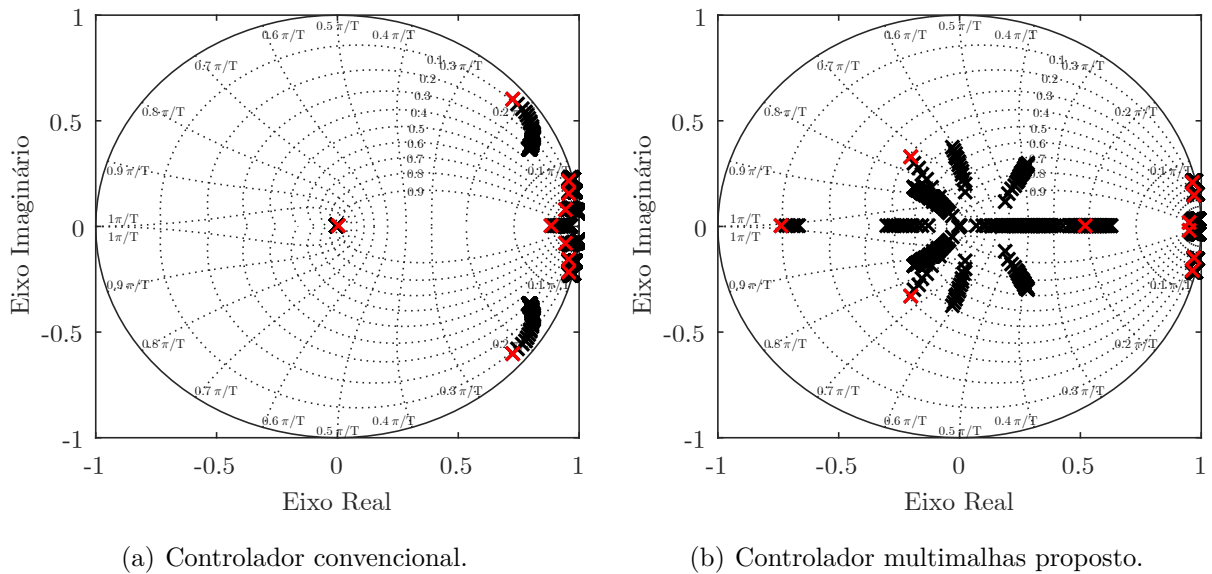
Fonte: Próprio autor.

4.4 COMPARAÇÃO DA ESTRATÉGIA PROPOSTA COM UMA TÉCNICA DE CONTROLE CONVENCIONAL

Nesta seção é apresentada uma comparação da estratégia de controle multimalhas proposta com uma técnica de controle por realimentação de estados convencional, a qual foi também utilizada para comparação na Seção 3.4. O projeto do controlador convencional é apresentado no Apêndice C e, da mesma forma que no Capítulo 3, esta técnica de controle é utilizada para comparação em termos da robustez com a estratégia proposta neste capítulo. Dessa forma a variação da indutância da rede de $L_g = 0\text{ mH}$ para 5 mH é proposta, sendo que esse intervalo de variação não possui uma correspondência prática e é utilizado apenas de maneira hipotética. Os autovalores em vermelho correspondem aos autovalores do sistema com uma indutância mínima da rede $L_g = 0\text{ mH}$ e os autovalores em preto correspondem a um aumento da indutância mínima até a indutância máxima.

Os autovalores do sistema em malha fechada com o controlador por realimentação de estados convencional, ou seja, os autovalores da matriz $(\mathbf{A}_x - \mathbf{B}_x\mathbf{K})$ (Apêndice C) são apresentados na Figura 4.23(a) e os autovalores do sistema em malha fechada com a estratégia multimalhas proposta, ou seja, os autovalores da matriz $(\tilde{\mathbf{A}}_p - \tilde{\mathbf{B}}_p\mathbf{K})$ (4.56) são mostrados na Figura 4.23(b). Os autovalores devido à dinâmica do filtro são mais amortecidos na estratégia de controle multimalhas propostas, conforme verifica-se pela Figura 4.23(b). Isso se deve ao fato de que o circuito com a malha interna controlada é representado por um circuito de primeira ordem, ou seja, o filtro L com fonte de tensão controlada conectada na rede.

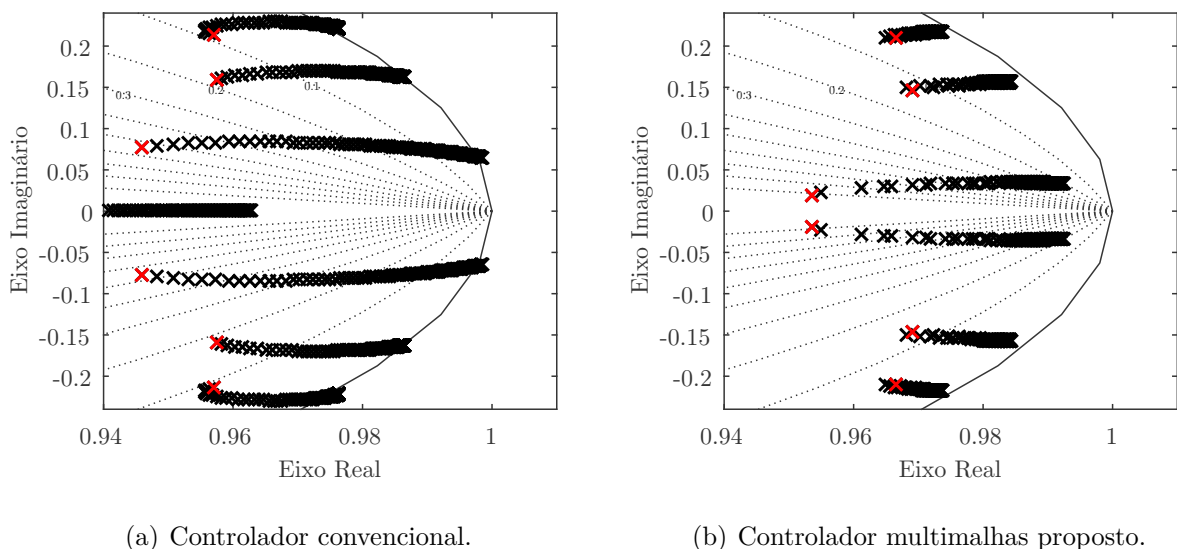
Figura 4.23 – Autovalores do sistema em malha fechada com controle por realimentação de estados convencional e com a estratégia de controle multimalhas proposta.



Fonte: Próprio autor.

Uma ampliação na borda do círculo de raio unitário revela o deslocamento dos autovalores associados aos controladores ressonantes, conforme mostram as Figuras 4.24(a) e (b). Nota-se a maior robustez da estratégia de controle multimalhas proposta em relação a técnica de controle convencional, a qual passa apresentar autovalores instáveis, conforme aumenta a indutância da rede.

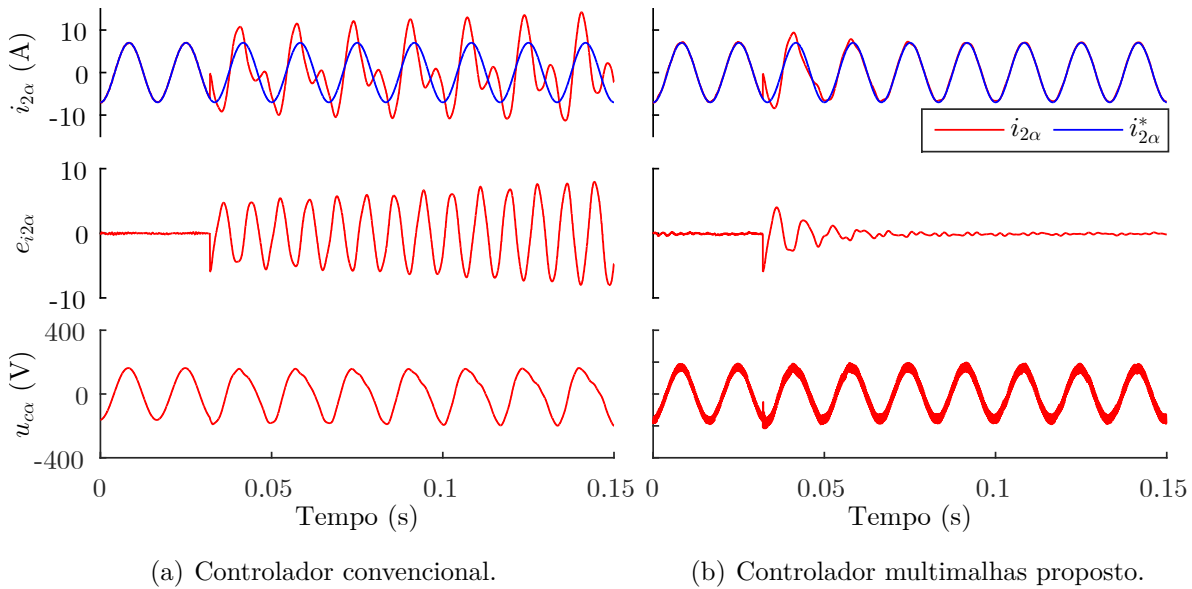
Figura 4.24 – Ampliação na borda do círculo de raio unitário, demonstrando o deslocamento dos autovalores referentes os controladores ressonantes.



Fonte: Próprio autor.

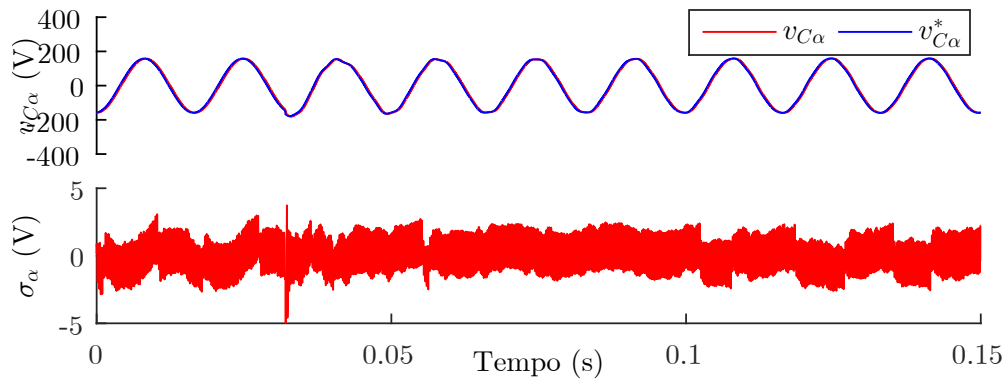
Para comprovar a maior robustez da estratégia de controle multimalhas proposta neste capítulo, resultados de simulação da planta da Figura 2.1 são obtidos, conforme mostra a Figura 4.25. Os resultados da Figura 4.25(a) mostram a corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$, erro de rastreamento da corrente injetada na rede $e_{i_{2\alpha}} = i_{2\alpha}^* - i_{2\alpha}$ e ação de controle $u_{c\alpha}$ para o eixo α do sistema em malha fechada com o controlador convencional. Nota-se que em $0,032\text{ s}$ uma variação da indutância da rede de 0 mH para 5 mH é aplicada e o sistema torna-se instável. Os mesmos resultados são obtidos para o sistema em malha fechada com a estratégia de controle multimalhas proposta na Figura 4.25(b), em que que a mesma variação da indutância da rede é rejeitada comprovando a maior robustez dessa estratégia.

Figura 4.25 – Simulações da técnica de controle convencional e da estratégia multimalhas proposta com variação da indutância da rede de $L_g = 0\text{ mH}$ para $L_g = 5\text{ mH}$.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 4.26 mostra o rastreamento da tensão do capacitor $v_{C\alpha}$ para o eixo α , a qual comprova o desempenho da malha interna. Com o rastreamento da malha interna garantido, o sistema de controle da malha externa é simplificado e, a partir de uma técnica de controle baseado em espaço de estados, a corrente da rede é controlada garantindo uma maior robustez do sistema em malha fechada.

Figura 4.26 – Tensão do capacitor para o eixo α para o.

Fonte: Próprio autor.

4.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, um segundo esquema de controle multimalhas para um inversor conectado à rede por meio do filtro LCL foi apresentado. Um controlador por modos deslizantes é implementado em uma malha interna para controle da tensão do capacitor v_C do filtro LCL. Uma vez garantido o rastreamento da malha interna de controle, o modelo simplificado na malha externa corresponde a um circuito de primeira ordem composto por uma fonte de tensão controlada e um filtro L conectado à rede elétrica.

Um controlador por realimentação de estados é utilizado em uma malha externa que é responsável pelo controle da corrente injetada na rede i_2 . Para garantir o rastreamento de referência que se trata de um sinal senoidal de mesma frequência da rede e rejeição de possíveis harmônicas de 5^a e 7^a ordens da tensão da rede v_g , estados referentes aos controladores ressonantes são incluídos no modelo em espaço de estados do sistema simplificado. Dessa forma, todos os ganhos, inclusive os ganhos referentes aos controladores ressonantes, são obtidos em um único passo através do algoritmo DLQR. Resultados de simulação e uma comparação com uma técnica de controle convencional comprovaram o bom desempenho do esquema de controle proposto e boa capacidade de rejeição de distúrbios e incertezas da rede.

Ainda, foi visto que o processo de obtenção da lei de controle da malha interna requer uma função de chaveamento de segunda ordem, enquanto que no Capítulo 3 a função de chaveamento é de primeira ordem. Isso representa uma desvantagem em relação ao capítulo anterior, porém, o circuito resultante na malha externa é mais simples e de ordem menor neste segundo caso, simplificando o problema de controle da corrente injetada na rede.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, resultados experimentais são apresentados a fim de demonstrar o desempenho e validar as simulações das estratégias de controle multimalhas propostas nos Capítulos 3 e 4. Para isso, uma bancada de testes constituída em um inversor trifásico (a três fios) com filtro LCL foi utilizada, a qual é descrita no Apêndice B. Os valores dos parâmetros da planta são os mesmos utilizados nas simulações e são dados na Tabela B.1. É importante salientar que uma fonte de tensão CC é utilizada para fornecer um barramento CC estável de 450 V e um transformador variável é utilizado para conexão com a rede.

Os controladores são implementados em um Processador Digital de Sinais (DSP) de ponto flutuante, modelo TMS320F28335 da Texas Instruments, em tempo discreto com uma frequência de amostragem de 12 kHz . Estes algoritmos são implementados em coordenadas $\alpha\beta$, cujas referências de corrente $i_{\alpha\beta}^*$, dadas em (3.35), são programadas internamente no DSP.

É importante que as referências de corrente sejam sincronizadas com a rede para ensaio do sistema. Para isso, primeiramente são realizadas medidas das tensões trifásicas de linha no PCC, então essas tensões são convertidas para tensões de fase e, após, é realizada a transformação de tensões de fase de coordenadas abc para $\alpha\beta$. Estas variáveis em $\alpha\beta$ são utilizadas para obtenção dos sinais em fase e quadratura (seno e cosseno) da componente fundamental para posterior geração das correntes de referência. A obtenção dos respectivos sinais em fase e quadratura é realizada através do filtro de Kalman (CARDOSO et al., 2008).

A seguir serão apresentados resultados para as duas estratégias de controle propostas nos Capítulos 3 e 4. Para facilitar o entendimento, as estratégias serão tratadas a partir de agora como:

- Estratégia 1: Controlador multimalhas com controle da corrente do conversor i_1 na malha interna (Capítulo 3).
- Estratégia 2: Controlador multimalhas com controle de tensão do capacitor v_C na malha interna (Capítulo 4).

O restante do capítulo está dividido como segue. Na Seção 5.1 são apresentados os resultados experimentais da estratégia 1, detalhada no Capítulo 3. Na Seção 5.2 são apresentados resultados experimentais da estratégia 2. Por último, na Seção 5.3, é feita uma comparação das duas estratégias de controle propostas demonstrando vantagens e desvantagens de cada uma.

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos a partir de leituras de variáveis internas do DSP, através do acesso direto à memória (DMA) e através de um osciloscópio Tektronix DPO 3034 com ponteiros de corrente.

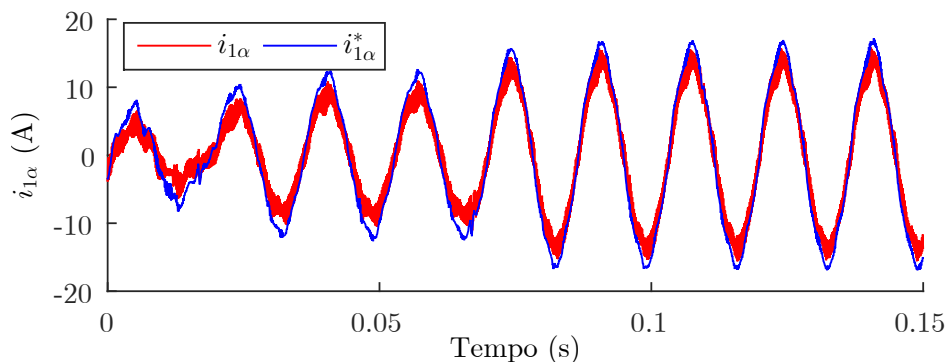
5.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS UTILIZANDO A ESTRATÉGIA 1

Neste esquema de controle, o qual é ilustrado na Figura 3.1, um controlador por modos deslizantes é implementado em uma malha interna para controle da corrente do conversor i_1 . Esta malha interna faz com que a referência de corrente do conversor i_1^* seja rastreada com um erro em regime de dois períodos de amostragem $2T_s$. A malha externa é utilizada para controlar a corrente injetada na rede i_2 e um controlador proporcional-ressonante é utilizado. A fim de verificar o desempenho do esquema de controle, foram realizados testes de variação de referência de corrente e robustez, conforme segue.

5.1.1 Teste de variação de referência da corrente injetada na rede

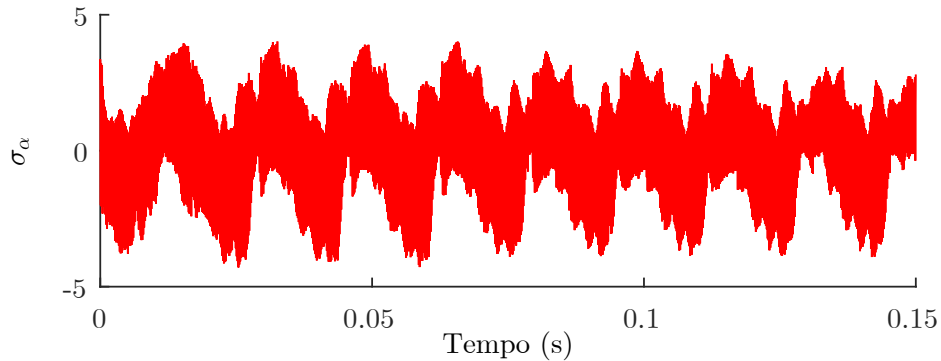
Neste teste, são aplicadas variações de referência de corrente injetada na rede i_2^* modificando-se a amplitude deste sinal no código programado no DSP. Uma variação de $0 A$ para $7 A$ é aplicada em $0,0167 s$ e outra de $7 A$ para $12 A$ é aplicada em $0,0667 s$. A Figura 5.1 apresenta a resposta da corrente do conversor $i_{1\alpha}$ para o eixo α e, com isso, verifica-se a capacidade de rastreamento da malha interna. Devido algumas incertezas paramétricas que surgem na prática, surge um pequeno erro de regime permanente, o qual pode ser também observado pelo gráfico da função de chaveamento para o eixo α na Figura 5.2.

Figura 5.1 – Resultado experimental da corrente do conversor $i_{1\alpha}$ do eixo α para o teste de variação de referência i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

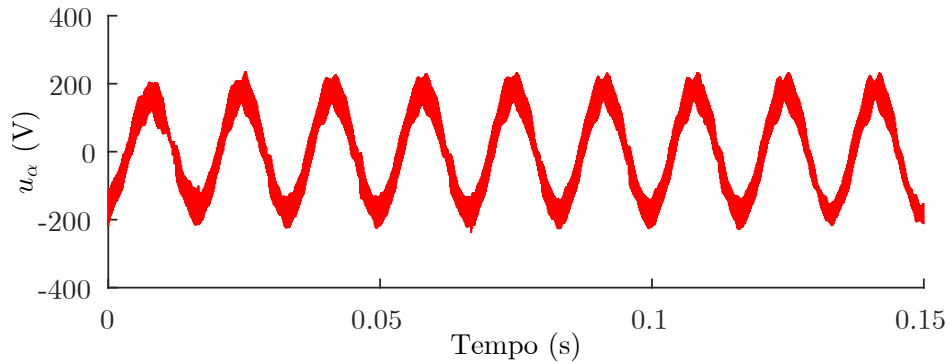
Figura 5.2 – Resultado experimental da função de chaveamento σ_α para o teste com variação da referência i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

É possível observar que a malha interna possui uma rápida resposta, sendo uma característica necessária para possibilitar os projetos independentes das duas malhas de controle. A ação de controle u_α da Figura 5.3 apresenta uma oscilação de alta frequência inerente do controle por modos deslizantes devido ao termo descontínuo. Essa oscilação de alta frequência é, em contrapartida, responsável pela robustez da malha interna e não possui efeito negativo na malha externa, conforme será mostrado a seguir.

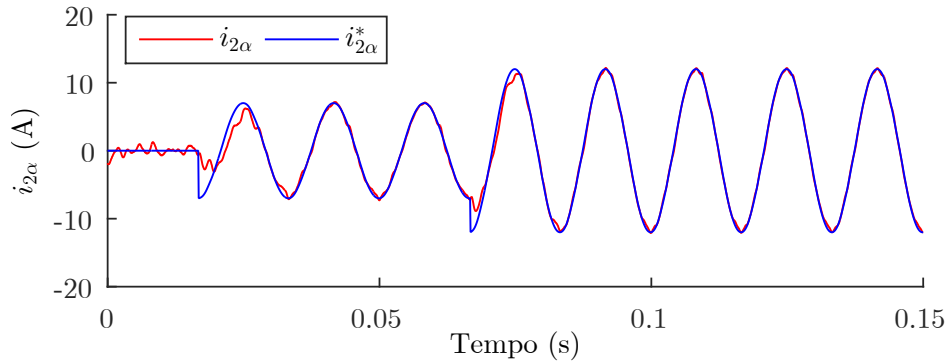
Figura 5.3 – Resultado experimental da ação de controle u_α para o teste de variação da referência i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

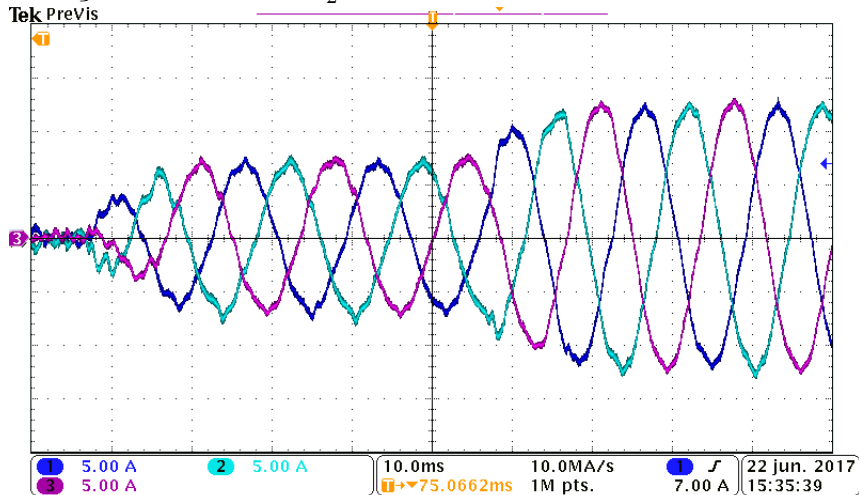
A resposta da malha externa é mostrada na Figura 5.4 em que o rastreamento da referência de corrente $i_{2\alpha}^*$ para o eixo α é demonstrado. Nota-se que o desempenho dessa malha não é afetado pelo erro em regime permanente da malha interna, sendo essa característica uma das vantagens da estratégia proposta. As correntes trifásicas injetadas na rede i_2^{abc} podem ser vistas na Figura 5.5, a qual ilustra uma imagem obtida a partir das medidas do osciloscópio.

Figura 5.4 – Resultado experimental da malha externa para o teste de variação de referência i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.5 – Correntes trifásicas do lado da rede medidas no osciloscópio para o teste de variação de referência i_2^* .

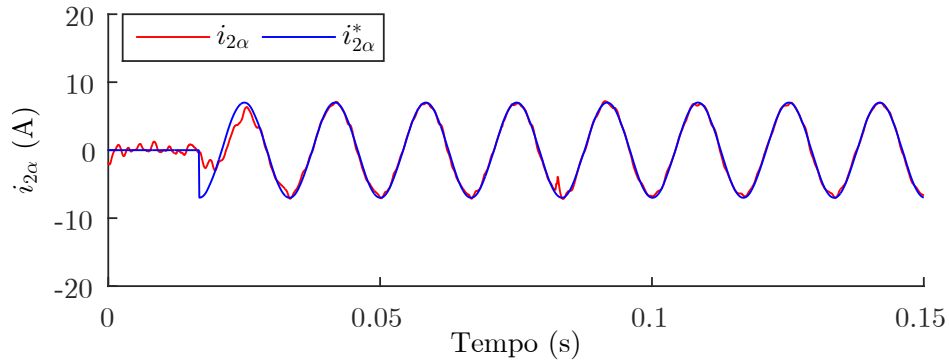


Fonte: Próprio autor.

5.1.2 Teste de variação paramétrica

Neste teste, uma indutância $L_g = 1\text{ mH}$ é adicionada em série com a indutância do lado rede L_{21} , através da abertura de uma chave S , tal como mostra a Figura B.4 do apêndice B. A adição dessa indutância representa uma variação paramétrica da indutância da rede, já que esta é a principal fonte de variação em sistemas conectados à rede. O efeito dessa comutação em $0,082\text{ s}$ pode ser visto na Figura 5.6 que mostra o resultado da corrente da rede $i_{2\alpha}$ controlada na malha externa. Observa-se uma pequena distorção na forma de onda, porém o sistema permanece estável e com uma boa performance de rastreamento da referência.

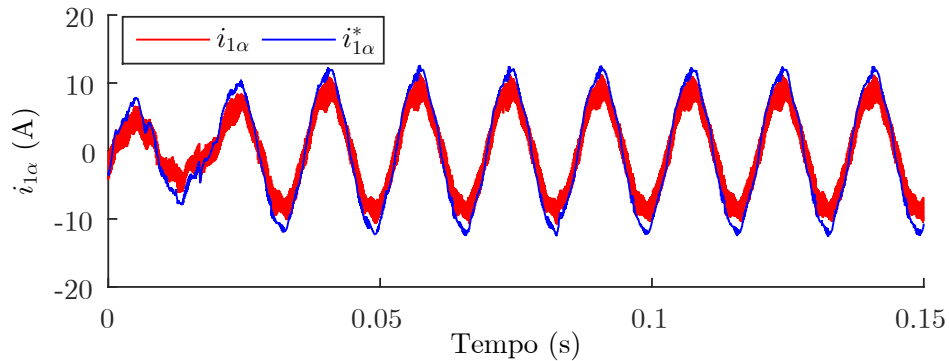
Figura 5.6 – Resultado experimental da malha externa com variação da indutância L_g .



Fonte: Próprio autor.

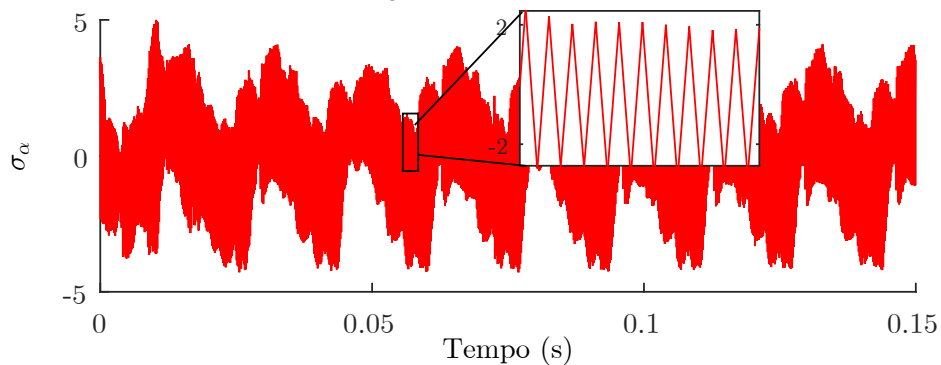
A variação de indutância não afeta a malha interna, como verifica-se pela Figura 5.7. Isso se deve ao fato de que a função de chaveamento (3.3) independe dos parâmetros da rede garantindo, portanto, uma maior robustez da malha interna. A Figura 5.8 mostra que a função de chaveamento permanece em torno de zero e que a cada período de amostragem atravessa o eixo do tempo, conforme é de se esperar pela definição da lei de Gao (3.5).

Figura 5.7 – Resultado experimental da corrente do conversor $i_{1\alpha}$ do eixo α para o teste com variação da indutância L_g .



Fonte: Próprio autor.

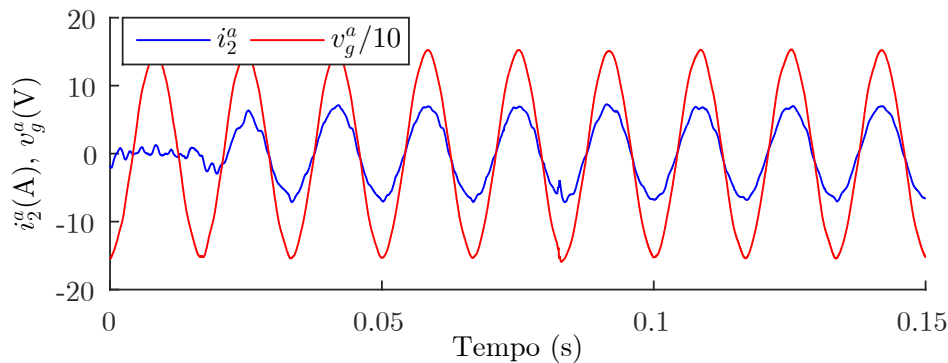
Figura 5.8 – Resultado experimental para a função de chaveamento σ_α para o teste com variação da indutância L_g .



Fonte: Próprio autor.

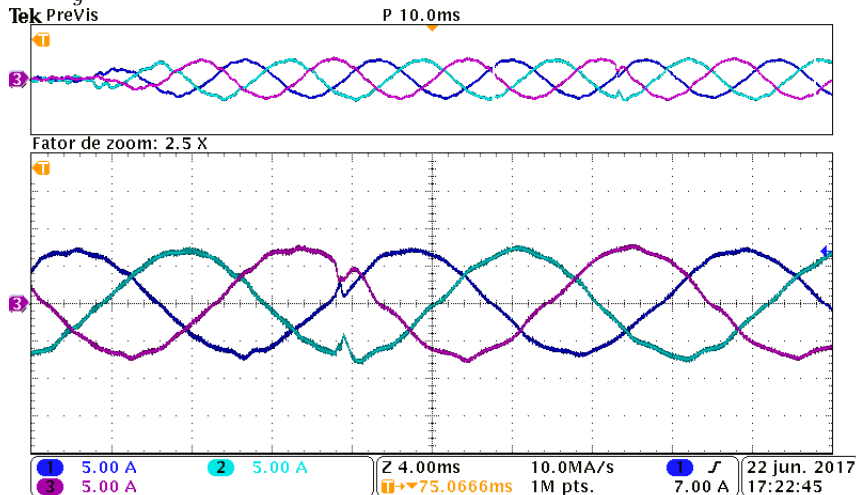
A Figura 5.9 mostra uma comparação da corrente injetada na rede i_2^a e tensão da rede v_g^a para uma fase do sistema (fase a). A partir da figura é possível verificar o bom desempenho da malha externa para rejeição de distúrbios presentes na rede. As correntes trifásicas são mostradas na Figura 5.10, a qual ilustra uma imagem obtida pelo osciloscópio. Observa-se a pequena distorção causada pela comutação da indutância L_g , porém o sistema permanece estável e com bom desempenho de controle da corrente injetada na rede.

Figura 5.9 – Comparação entre corrente injetada na rede i_2^a e tensão da rede v_g^a para a fase a para teste de variação da indutância L_g .



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.10 – Correntes trifásicas da rede medidas no osciloscópio para o teste de variação de L_g .



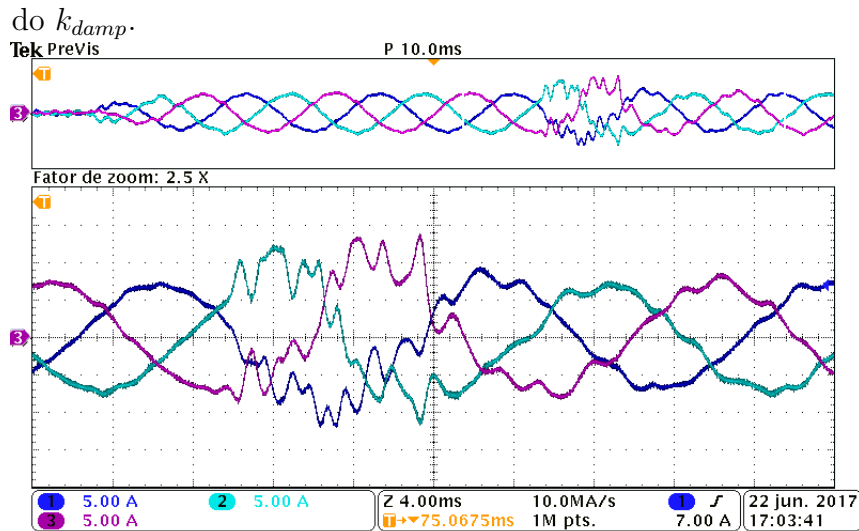
Fonte: Próprio autor.

5.1.3 Teste de variação do ganho do amortecimento ativo

A fim de demonstrar a importância da malha de amortecimento ativo nesta estratégia de controle, o ganho k_{damp} da equação (3.24) é alterado de seu valor projetado

$k_{damp} = 0,85$ para $k_{damp} = 0,65$ em $0,73 s$. Com a diminuição do ganho k_{damp} , os polos do sistema dirigem-se para a proximidade da borda do círculo de raio unitário, o que pode ser visto pela Figura 3.9. Dessa forma, o sistema torna-se menos amortecido e um distúrbio aparece na resposta da malha externa, conforme mostra a Figura 5.11. Portanto, o projeto da malha de amortecimento ativo possui um papel fundamental para o bom desempenho do sistema. Esta fato também pode ser considerado uma desvantagem, já que o comportamento indesejado do amortecimento ativo pode tornar o sistema instável, porém para os limites de variação propostos neste trabalho, o bom desempenho é garantido.

Figura 5.11 – Correntes trifásicas da rede medidas no osciloscópio para o teste de variação do k_{damp} .



Fonte: Próprio autor.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS UTILIZANDO A ESTRATÉGIA 2

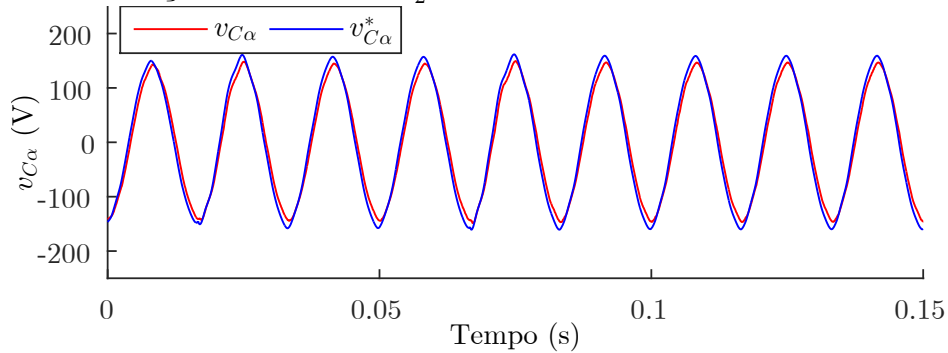
De maneira análoga à seção anterior, os testes foram realizados para verificar o desempenho da estratégia 2 apresentada no Capítulo 4. Neste esquema de controle, uma malha interna é utilizada para controlar a tensão do capacitor do filtro v_C , em que um controlador por modos deslizantes é também utilizado. Na malha externa, o controlador por realimentação de estados é utilizado para controlar a corrente injetada na rede i_2 . A estrutura deste esquema de controle pode ser vista na Figura 4.1 e os testes realizados são apresentados a seguir.

5.2.1 Teste de variação de referência da corrente injetada na rede

Realizando a variação da referência da corrente injetada na rede i_2^* de $0 A$ para $7 A$ em $0,0167 s$ e de $7 A$ para $14 A$ em $0,0667 s$, a resposta da malha interna de controle

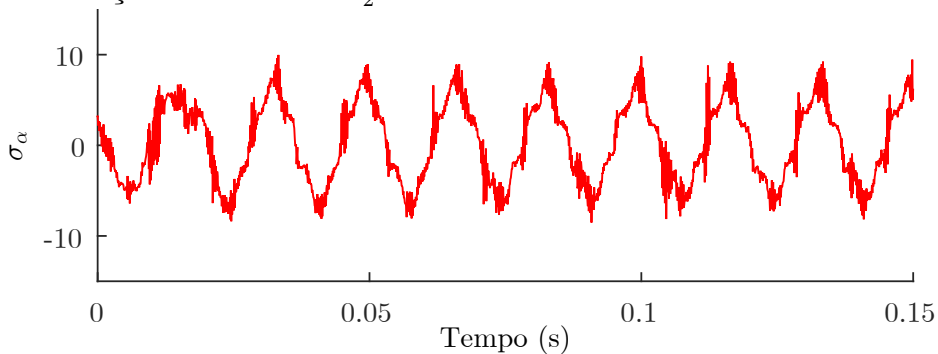
da tensão do capacitor $v_{C\alpha}$ para o eixo α é apresentada na Figura 5.12. Da definição da função de chaveamento na equação (4.6), a tensão do capacitor deveria rastrear sua referência com um erro de três períodos de amostragem $3T_s$, porém, um erro maior aparece na malha interna como pode ser visto pelo gráfico da função de chaveamento σ_α na Figura 5.13. Este erro se deve ao fato de que o valor futuro de dois períodos de amostragem da tensão do capacitor $v_{C(k+2)}$ utilizado na definição da função de chaveamento (4.4) é obtido através das equações em espaço de estados que dependem diretamente dos parâmetros da planta. Assim, devido às diferenças dos valores reais desses parâmetros e de imprecisões de medidas, este erro aparece na malha interna, porém, será mostrado que não afeta o desempenho da malha externa.

Figura 5.12 – Resultado experimental da tensão do capacitor $v_{C\alpha}$ do eixo α para o teste de variação da referência i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

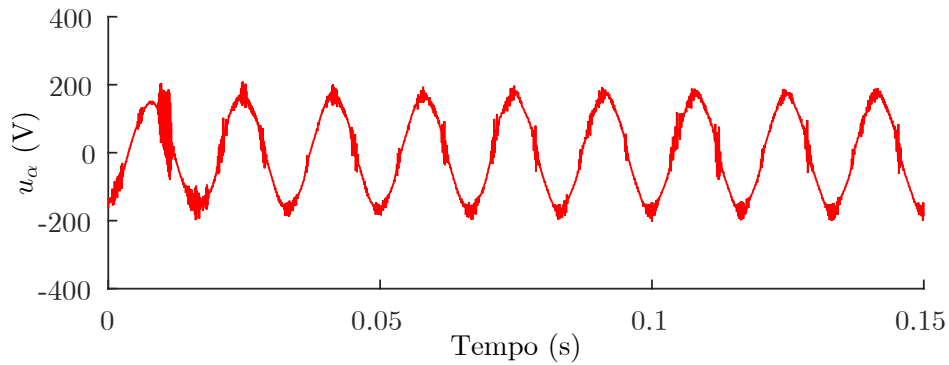
Figura 5.13 – Resultado experimental para a função de chaveamento σ_α para o teste com variação da referência i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

A ação de controle u_α do eixo α é mostrada na Figura 5.14. Assim como no caso da estratégia 1, a ação de controle também apresenta uma oscilação de alta frequência, porém de menor amplitude se comparada à estratégia 1 (Figura 5.3) devido ao fato de ter sido utilizado um valor menor para a constante ε . Esta oscilação garante uma maior robustez para a malha interna e ocorre devido ao termo descontínuo da lei de controle por modos deslizantes.

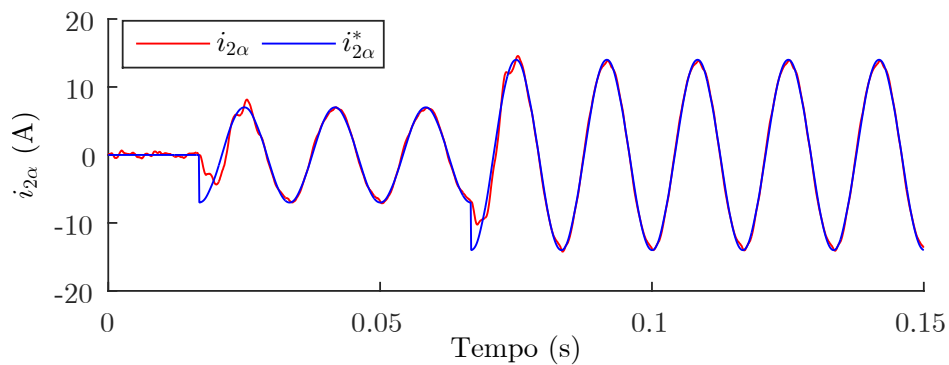
Figura 5.14 – Resultado experimental da ação de controle para o teste de variação da referência i_2^*



Fonte: Próprio autor.

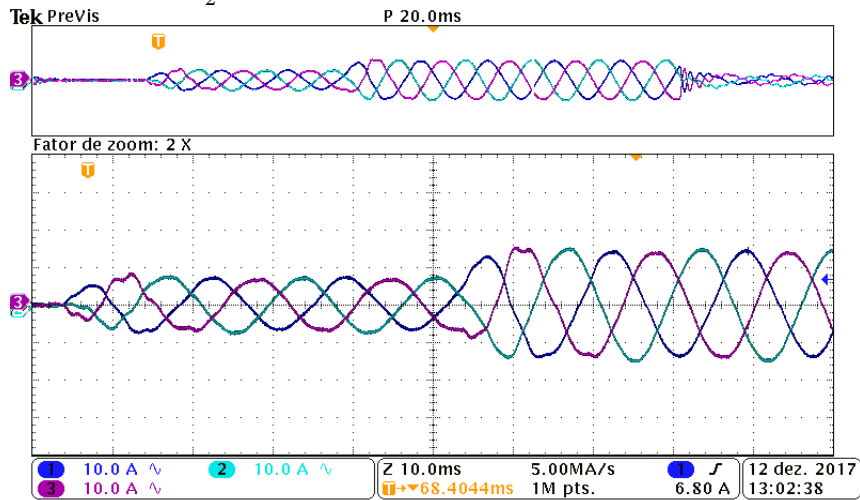
A referência de tensão do capacitor v_C^* é gerada pelo controlador da malha externa que é responsável pelo controle da corrente injetada na rede i_2 , conforme mostra a Figura 5.15 no resultado da corrente $i_{2\alpha}$ para o eixo α . De maneira análoga ao caso da estratégia 1, o erro presente na malha interna não é transferido para a malha externa e esta apresenta uma boa capacidade de rastreamento da referência de corrente i_2^* e rejeição das harmônicas de tensão da rede, devido a presença dos controladores ressonantes. As correntes trifásicas do lado da rede i_2^{abc} medidas no osciloscópio da Figura 5.16 também comprovam o bom desempenho do controlador da malha externa para o teste de variação de referência.

Figura 5.15 – Resultado experimental da corrente da rede $i_{2\alpha}$ do eixo α para o teste com variação da referência i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

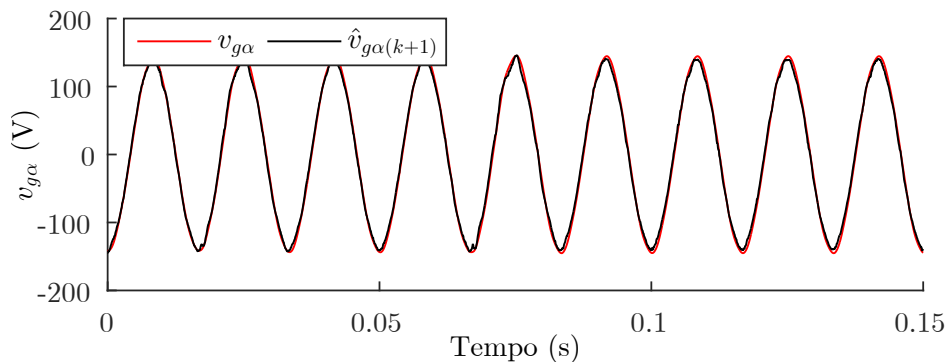
Figura 5.16 – Correntes trifásicas da rede medidas no osciloscópio para o teste de variação de referência i_2^* .



Fonte: Próprio autor.

Nesta estratégia de controle, há a necessidade de se conhecer o valor futuro de um período de amostragem da tensão da rede $v_{g(k+1)}$ para implementação da lei de controle, como foi demonstrado na Seção 4.1.2. Então, através do estimador ressonante, obtém-se a tensão estimada um passo no futuro $\hat{v}_{g\alpha(k+1)}$ para o eixo α da Figura 5.17. Nota-se uma boa correspondência entre os dois sinais e, portanto, a tensão estimada é utilizada na implementação da malha interna.

Figura 5.17 – Resultado experimental da estimação da tensão da rede $\hat{v}_{g\alpha(k+1)}$ para o eixo α .



Fonte: Próprio autor.

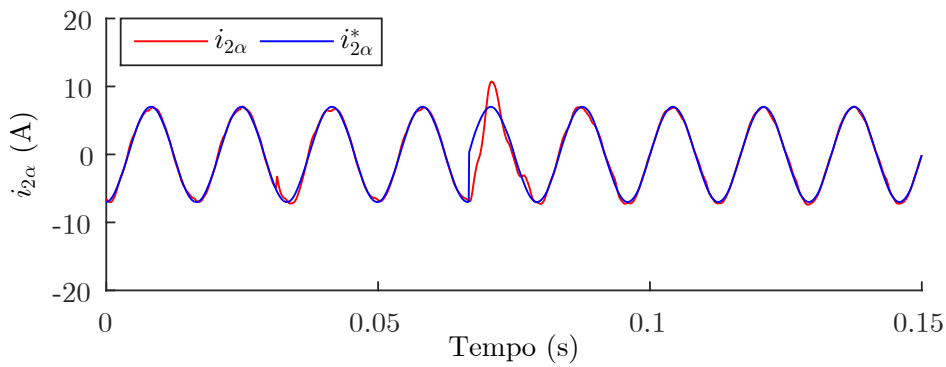
5.2.2 Teste de variação paramétrica e variação de potência

Neste teste uma indutância de $L_g = 1\text{ mH}$ é comutada em série com a indutância do lado rede L_{21} de forma a simular uma variação da indutância da rede, assim como o teste realizado na estratégia 1. Além disso, os ângulos $\phi_{i^*2\alpha}$ e $\phi_{i^*2\beta}$ das referências de corrente injetada na rede i_2^* para os eixos α e β são adiantados em 90° de forma que o

sistema passe a entregar potência reativa para a rede.

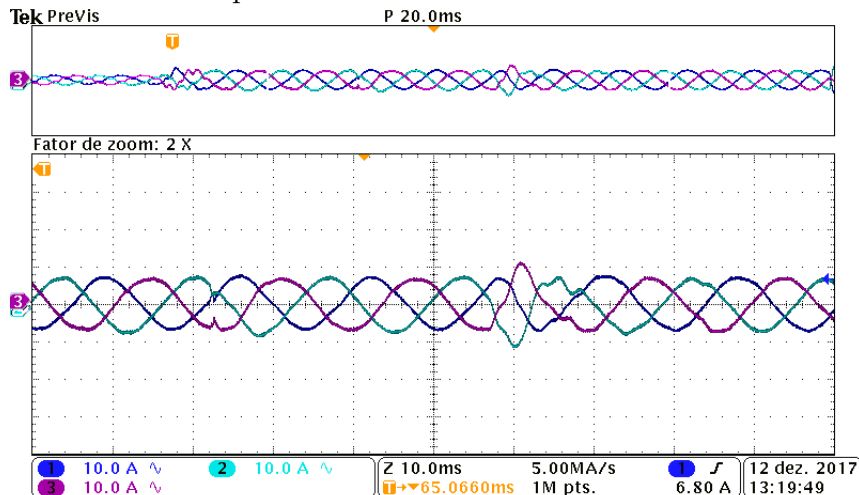
O resultado do controle da malha externa pode ser visto na Figura 5.18 que mostra a corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$ para o eixo α em que a variação de L_g é aplicada em 0,032 s e variação de potência é aplicada em 0,0667 s. Nota-se um pequeno distúrbio quando a indutância é modificada, o qual é prontamente corrigido pelo controlador. Variando o ângulo da referência, um distúrbio maior é causado na corrente i_2 , porém o controlador também mostra-se eficiente no rastreamento da referência para este caso. Através das correntes trifásicas i_2^{abc} obtidas pelo osciloscópio na Figura 5.19, também comprova-se o bom desempenho do sistema de controle.

Figura 5.18 – Resultado experimental da corrente da rede $i_{2\alpha}$ do eixo α para o teste de variações de indutância e potência.



Fonte: Próprio autor.

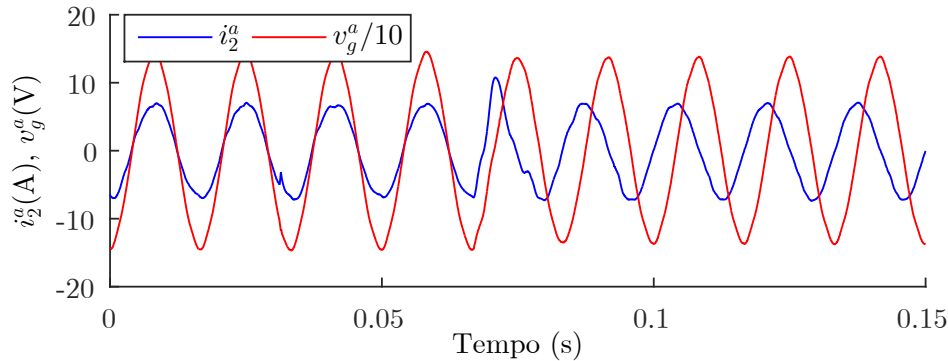
Figura 5.19 – Correntes trifásicas da rede medidas no osciloscópio para o teste de variações de indutância e potência.



Fonte: Próprio autor.

A mudança de fase na corrente i_2 quando o sistema passa entregar potência reativa pode ser vista na Figura 5.20, ficando evidente que em 0,667 s a corrente i_2 (fase a) torna-se adiantada em relação a tensão da rede v_g (fase a). Logo, pode-se concluir que esta estratégia de controle é apropriada para situações reais de regulação de potência.

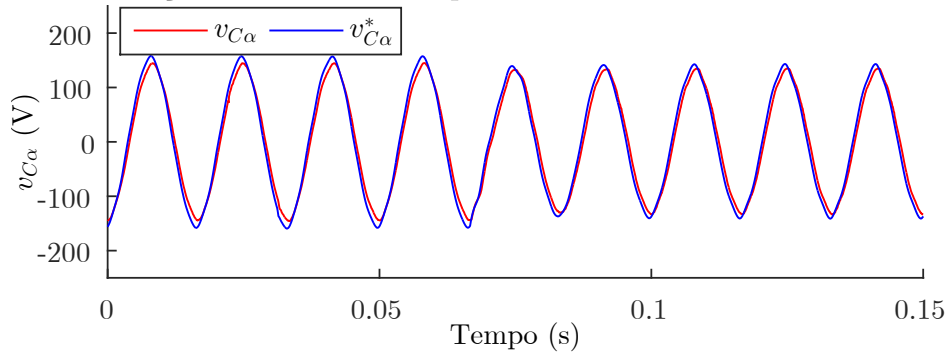
Figura 5.20 – Comparação entre corrente da rede i_2^a e tensão da rede v_g^a da fase a para o teste de variações de indutância e potência.



Fonte: Próprio autor.

A robustez da malha interna sob as circunstâncias apresentadas anteriormente é evidenciada pela Figura 5.21. Este gráfico mostra a resposta da tensão do capacitor $v_{C\alpha}$ para o eixo α em que a referência $v_{C\alpha}^*$ é gerada pela malha externa. Apesar do pequeno erro da malha interna, comprova-se que esta possui uma dinâmica extremamente rápida que possibilita a independência das duas malhas de controle, conforme também demonstrado no caso da estratégia 1.

Figura 5.21 – Resultado experimental da tensão do capacitor $v_{C\alpha}$ do eixo α para o teste de variações de indutância e potência.



Fonte: Próprio autor.

5.3 COMPARAÇÃO ENTRE AS DUAS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PROPOSTAS

Os resultados anteriores demonstraram que ambas estratégias de controle desenvolvidas nesse trabalho possuem um bom desempenho sob circunstâncias reais de sistemas conectados à rede. Nesta seção realiza-se uma comparação entre as estratégias 1 e 2 a fim de se obter as vantagens e desvantagens de cada uma das técnicas de controle propostas.

Primeiramente, algumas comparações podem ser realizadas a partir dos resultados experimentais obtidos para as duas estratégias propostas. Nota-se que a estratégia 1

possui um melhor desempenho na resposta da malha interna em comparação com a estratégia 2. Por exemplo, através dos gráficos das funções de chaveamento das Figuras 5.2 e 5.13, as quais são definidas como sendo o erro de rastreamento, verifica-se uma menor amplitude do gráfico para estratégia 1. Isso se deve ao fato de que a função de chaveamento (3.4) resulta em uma equação mais simples, com uma menor dependência dos parâmetros do sistema, do que equação da função de chaveamento (4.6) definida para a segunda estratégia. Verifica-se também que a estratégia 1 requer uma quantidade menor de cálculos para sua implementação, enquanto que na estratégia 2 a implementação da malha interna é mais complexa e requer, também, cálculos para estimação do valor futuro da tensão da rede,

No que diz respeito à malha externa, verifica-se que a estratégia 2 apresentou um melhor desempenho termos de rastreamento e rejeição de harmônicas, fato que confirma-se, por exemplo, através das correntes trifásicas injetadas na rede das Figuras 5.5 e 5.16. Este comportamento ocorre principalmente devido ao fato da utilização da metodologia de projeto da malha externa para a estratégia 2, em que controladores ressonantes são incluídos no sistema simplificado em espaço de estados cujo todos ganhos de realimentação são projetados através do algoritmo DLQR simultaneamente. Outra justificativa, é que o sistema simplificado resultante para esta segunda estratégia trata-se de um circuito de primeira ordem mais simples do que o circuito de segunda ordem da primeira estratégia, facilitando, portanto, o projeto do controlador da malha externa.

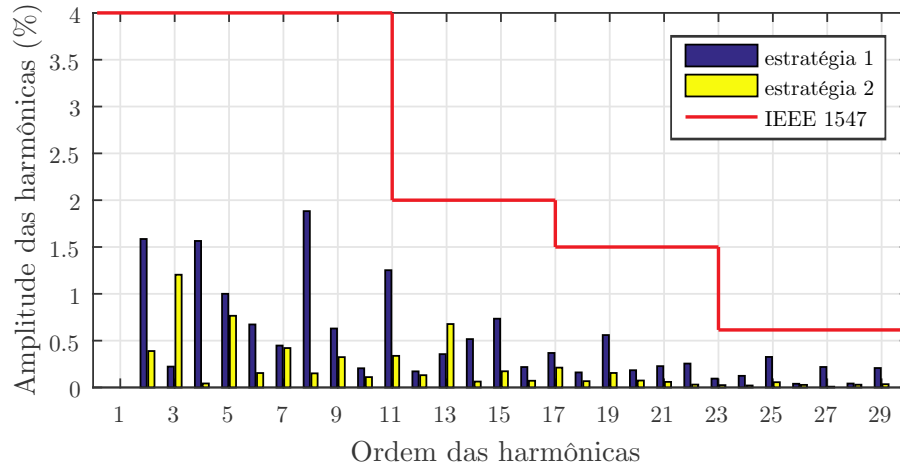
Além disso, uma comparação é feita em termos da qualidade da corrente injetada na rede. Para isso, utiliza-se o índice de Distorção Harmônica Total (em inglês, *Total Harmonic Distortion* - THD), o qual atribui um valor para análise das componentes harmônicas individuais presentes em um sinal distorcido, através da relação

$$THD = \sqrt{\frac{\text{soma das componentes individuais elevadas ao quadrado}}{\text{amplitude da fundamental elevada ao quadrado}}} \times 100\%. \quad (5.1)$$

A norma IEEE 1547 que regulamenta interconexão de fontes de geração distribuídas com a rede elétrica estipula o valor limite superior da THD de 5% (IEEE-1547, 2003). Portanto, realizando o cálculos das formas de onda da corrente injetada para as estratégias 1 e 2, resultam que: (i) A THD da estratégia 1 é de 4,59% (< 5%) e (ii) a THD da estratégia 2 é de 3,46% (< 5%). As harmônicas individuais em percentual da amplitude fundamental de corrente injetada na rede I_2 são mostradas na Figura 5.22. Nota-se que os valores das componentes harmônicas situam-se bem abaixo dos limites estipulados pela norma (Tabela 1.2), portanto, comprova-se que ambas estratégias satisfazem os requisitos necessários para aplicação em sistemas reais. No entanto, o gráfico mostra que a forma de onda da corrente injetada na rede para a estratégia 1 apresenta uma maior distorção harmônica em relação a estratégia 2. Com isso uma análise comparativa pode ser realizada conforme mostra a Tabela 5.1, detalhando as vantagens e desvantagens de uma

estratégia de controle em relação a outra.

Figura 5.22 – Comparação da distorção harmônica de corrente da rede das estratégias 1 e 2 em percentual da amplitude fundamental I_2 .



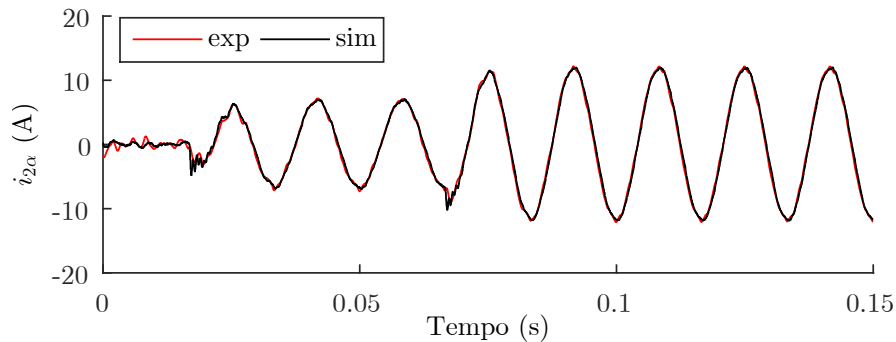
Fonte: Próprio autor.

Tabela 5.1 – Análise comparativa entre as estratégias 1 e 2.

	Estratégia 1	Estratégia 2
Desempenho da malha interna	Melhor	Pior
Desempenho da malha externa	Pior	Melhor
Dependência dos parâmetros do sistema	Pouca	Alta
Distorções harmônicas na corrente da rede	Maior	Menor
Robustez para variação da indutância da rede	Boa	Boa
Complexidade do algoritmo	Menor	Maior
Simplificação do sistema da malha externa	Menor	Maior
Desvantagens	Necessidade de uma malha de amortecimento ativo.	Necessidade de estimação do valor futuro da tensão da rede.

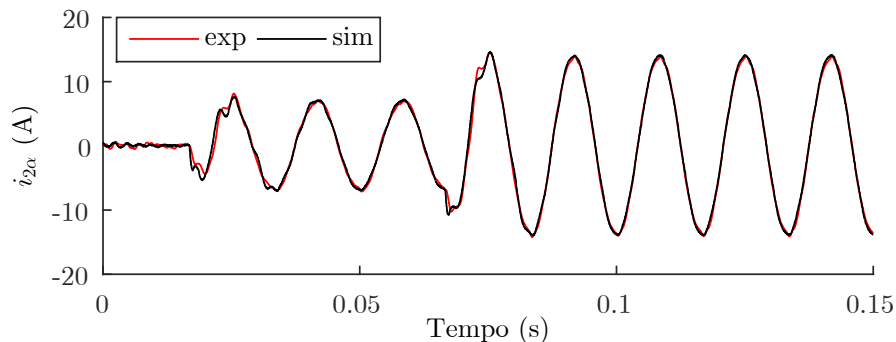
Por fim, as Figura 5.23 e 5.24 mostram uma comparação entre os resultados experimentais e simulações da corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$ do eixo α para as estratégias 1 e 2, respectivamente. Comprova-se a ótima correspondência entre as simulações e a planta utilizada na prática e, dessa forma, os controladores utilizados para obtenção dos resultados experimentais são implementados exatamente de acordo com o que foi projetado e simulado.

Figura 5.23 – Comparação entre resultado experimental e de simulação corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$ para estratégia 1.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.24 – Comparação entre resultado experimental e de simulação corrente injetada na rede $i_{2\alpha}$ para estratégia 2.



Fonte: Próprio autor.

5.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo apresentou-se os resultados experimentais que validam e comprovam o bom desempenho das estratégias de controle propostas nos Capítulos 3 e 4. Além disso, realizou-se comparações entre os dois esquemas de controle, em que foram demonstradas vantagens e desvantagens de cada um destes.

Foi visto que em termos de desempenho da malha interna que a primeira estratégia, que tem como variável controlada a corrente do conversor i_1 , demonstrou melhores resultados para rastreamento em comparação com a segunda estratégia, em que a variável controlada é a tensão do capacitor do filtro v_C . Isso se deve ao fato, principalmente, de

que a função de chaveamento definida no caso da estratégia 1 possui uma ordem menor do que a segunda estratégia e, portanto, possui uma menor dependência dos parâmetros do sistema. Por outro lado, foi demonstrado que na segunda estratégia a malha externa possui desempenho superior em relação ao rastreamento da corrente injetada na rede i_2 e rejeições das harmônicas de tensão da rede. Observou-se que a distorção harmônica na corrente injetada na rede foi consideravelmente menor na segunda estratégia, devido ao método de projeto dos ganhos através do algoritmo ótimo DLQR e da maior simplificação do sistema resultante para a malha externa em relação a primeira estratégia.

6 CONCLUSÕES

Esta dissertação de mestrado apresentou contribuições às estratégias de controle multimalhas aplicadas ao controle de corrente de inversores conectados à rede por meio do filtro LCL. Foi verificado que poucos trabalhos na literatura fazem uso deste tipo de estratégia, aplicando uma malha interna de controle para rastreamento de alguma variável auxiliar do filtro, a fim de simplificar as dinâmicas do sistema para que este possa ser representado por um circuito com um menor número de elementos. Neste sentido, o principal objetivo deste trabalho foi explorar as estratégias de controle multimalhas, empregando um controlador por modos deslizantes na malha interna para controle da corrente do conversor ou da tensão do capacitor e uma técnica de controle mais simples em uma malha externa apenas para controle da corrente injetada na rede elétrica. O controlador por modos deslizantes foi escolhido devido suas principais características de robustez e rápida resposta dinâmica. Com isso, foi possível projetar o controle das malhas interna e externa de forma independente.

Mais especificamente, no Capítulo 2 foi apresentado o modelo do sistema em espaço de estados em tempos contínuo e discreto. Para isso, foi considerado o atraso de um período de amostragem oriundo da implementação digital do controlador, bem como a transformação de coordenadas abc para $\alpha\beta$ para simplificação do sistema trifásico em um modelo monofásico. A partir de uma análise em tempo contínuo da função de transferência do sistema original, foi verificado que pode-se aplicar as estratégias multimalhas de forma a decompor o circuito de terceira ordem em circuitos de ordem reduzida, desde que a resposta da malha interna seja rápida suficiente para que seja desconsiderada a interação com a malha externa.

A primeira estratégia de controle foi abordada no Capítulo 3. A partir do controle da corrente do conversor na malha interna, foi visto que o circuito LCL original pode ser simplificado e representado por uma fonte de corrente controlada conectada à rede através de um filtro CL. A análise de malha fechada com o controlador de modos deslizantes resultou em um atraso de dois períodos de amostragem que é compensado no modelo da malha externa. A partir da resposta em frequência do modelo da malha externa, projetou-se um controlador PR e uma malha de amortecimento ativo com realimentação da tensão do capacitor. A partir dos resultados de simulação e das análises das respostas em frequência e mapas de polos e zeros, foi comprovado o bom desempenho do algoritmo de controle. Além disso, uma comparação da estratégia proposta com uma técnica de controle convencional revelou a maior robustez do esquema proposta para variação da indutância da rede.

No Capítulo 4 a segunda estratégia foi apresentada, em que a tensão do capacitor do filtro é a variável controlada e, a partir de análise de malha fechada, foi visto que o circuito é simplificado a um modelo constituído por uma fonte de tensão controlada

conectada à rede por meio de um filtro L. Verificou-se que a dinâmica da malha interna controlada a partir do controlador por modos deslizantes é compensada na malha externa como um atraso de três períodos de amostragem. Um modelo em espaço de estados para o circuito simplificado da malha externa foi obtido e estados de controladores ressonantes de primeira, quinta e sétima ordens foram incluídos no modelo do sistema. Dessa forma, foi possível projetar os ganhos de realimentação de estados a partir do algoritmo de otimização DLQR, resultando em um vetor de ganhos de dez elementos. Resultados de simulação comprovaram o bom desempenho da estratégia proposta em termos de rastreamento de referência, rejeição de harmônicas de tensão da rede e robustez para variação da indutância da rede. Ainda, foi comprovado a maior robustez da estratégia proposta em relação a um controlador por realimentação de estados convencional obtido da literatura.

No Capítulo 5 foram obtidos resultados experimentais para ambas estratégias desenvolvidas nos capítulos anteriores. Foram realizados testes para verificação do desempenho dos controladores em termos de rastreamento da referência com mudanças na amplitude e ângulo do sinal, o que configura uma regulação de potência ativa e reativa. Também foram realizados testes de variação paramétrica, em que uma indutância foi adicionada no lado da rede após um certo período de tempo, e ambas estratégias de controle se mostraram eficazes na recuperação do rastreamento. Além disso, para a estratégia 1 foi destacada utilização do amortecimento ativo através da variação do ganho de amortecimento, verificando-se a presença de oscilação devido ao movimento dos polos para perto do círculo de raio unitário, caso o ganho não seja bem projetado. Por último foi realizado uma comparação entre as estratégias, em que verificou-se que ambas estão em conformidade com os limites de distorção harmônica estabelecidos pela norma IEEE 1547 e observou-se algumas vantagens e desvantagens de uma estratégia em relação a outra.

A principal vantagem da primeira estratégia é que a malha interna independe dos parâmetros da rede em seu projeto, portanto se mostrou mais robusta em relação a segunda estratégia. Em contrapartida, a primeira estratégia resulta em uma simplificação para um circuito descrito por um modelo de segunda ordem, a partir do controle da malha interna, e requer a utilização de uma estratégia de amortecimento da ressonância do filtro CL. Neste quesito, a estratégia 2 resulta em um modelo mais simples e a compensação da referência e harmônicas na corrente injetada na rede torna-se mais eficiente. Por outro lado, verificou-se que na estratégia 2 a malha interna depende todos parâmetros do filtro, inclusive do valor futuro em um passo da tensão da rede. Para resolver este problema, foi implementado um estimador ressonante com sucesso, porém introduzindo dinâmica extra no sistema.

6.1 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Dessa forma, as principais contribuições do trabalho podem ser resumidas como segue.

- Foram propostas com sucesso duas estratégias de controle da corrente injetada de inversores conectados à rede por meio do filtro LCL, utilizando duas malhas: uma malha interna para controle de uma variável auxiliar do filtro, e uma malha externa para controle da corrente injetada na rede. A partir das estratégias apresentadas, foi possível a simplificação do sistema original de terceira ordem em circuitos equivalentes de ordem reduzida, sendo os circuitos simplificados representado por uma fonte de corrente controlada com um filtro CL na estratégia 1, ou uma fonte de tensão controlada com um filtro L na estratégia 2.
- Em ambas estratégias o controlador por modos deslizantes foi implementado na malha interna, garantindo que suas principais características (rápida dinâmica e robustez) fossem exploradas. Devido à rápida dinâmica deste controlador, os projetos das malhas interna e externa puderam ser realizados de forma independente.
- Na estratégia 1 foi proposto um método de projeto do controlador com base na função de transferência do sistema simplificado. Dessa forma, foram utilizadas técnicas clássicas, tais como lugar das raízes e resposta em frequência para projeto de controladores ressonantes e projeto da malha de amortecimento ativo. Através da resposta em frequência, os ganhos dos controladores ressonantes foram obtidos observando-se características como margem de fase, margem de ganho e frequência de cruzamento por $0dB$, de forma atender determinadas especificações da resposta desejada do sistema em malha fechada. Uma comparação com uma estratégia de controle por realimentação de estados convencional obtido da literatura mostrou que o esquema proposto apresenta maior robustez para variação da indutância da rede, mesmo sendo utilizadas técnicas clássicas para o controle da malha externa.
- Na estratégia 2 foi proposto um método de projeto baseado sistemas em espaço de estados para implementação de um controlador por realimentação de estados. O atraso de três períodos de amostragem devido à dinâmica da malha interna foi representado como três estados adicionais. Controladores ressonantes para frequência fundamental, quinta e sétima harmônicas foram adicionados no modelo em espaço de estados do circuito simplificado. Dessa forma, os ganhos de realimentação, incluindo os ganhos referentes aos estados dos controladores ressonantes foram projetados simultaneamente em uma única etapa a partir do algoritmo de otimização DLQR. Da mesma forma que na estratégia anterior, uma comparação com uma técnica de

controle convencional foi realizada, onde foi possível demonstrar que a estratégia proposta apresenta maior robustez para variação da indutância da rede.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Como propostas de trabalhos futuros, citam-se:

- Comparação das estratégias propostas com técnicas de controle convencionais e outras técnicas robustas, tal como o controle por realimentação de estados com projeto baseado em LMIs (MACCARI et al., 2014).
- Implementação da estratégia multimalhas com controlador por modos deslizantes na malha interna e controle adaptativo por modelo de referência na malha externa (STEFANELLO; MASSING; VIEIRA, 2015);
- Utilização da metodologia de projeto baseada em espaço de estados para a malha externa na estratégia 1. Com isso, pode-se incluir estados referentes aos controladores ressonantes e utilizar algoritmos de otimização (DLQR, LMI) para projeto dos ganhos de realimentação;
- Analisar a estabilidade dos controladores por modos deslizantes nas malhas internas em ambas estratégias;
- Verificar a influência do estimador ressonante para estimar o valor futuro da tensão da rede na estratégia 2. Neste sentido, propor algoritmos alternativo, tal como filtro de Kalman, e avaliar se essa dinâmica pode ser melhorada;
- Analisar outros métodos de controle na malha interna, desde que seja garantida a rápida resposta dinâmica de forma a possibilitar o projeto de controle independente das malhas interna e externa.

6.3 ARTIGOS PUBLICADOS

As publicações produzidas durante o desenvolvimento da dissertação foram:

1. VIEIRA, R. P.; MARTINS, L. T.; MASSING, J. R.; STEFANELLO, M. Sliding Mode Controller in a Multi-Loop Framework for a Grid-Connected VSI with LCL Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 65, n. 6, p. 4714-4723, 2018.
2. MARTINS, L. T.; PINHEIRO, H.; STEFANELLO, M.; VIEIRA, R. P. Sliding mode-based multi-loop current control of a LCL grid-tied converter. In: **IEEE 8th**

International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Florianópolis, 2017. p. 1-6.

3. MARTINS, L. T.; VIEIRA, R. P. Método de Controle por Modos Deslizantes Aplicado em uma Estratégia Multimalhas para Controle de um Inversor com Filtro LCL. In: **Seminário de Eletrônica de Potência e Controle (SEPOC)**. Santa Maria, 2017.

REFERÊNCIAS

- ABNT-NBR-16149. ABNT Standard Photovoltaic (PV) Systems - Characteristics of the Utility Interface. **ABNT NBR 16149-2013**, p. 1–12, March 2013.
- AIK, D. L. H.; ANDERSSON, G. Impact of renewable energy sources on steady-state stability of weak AC/DC systems. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, v. 3, n. 4, p. 419–430, Dec 2017.
- ALZOLA, R. P. et al. Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2642–2646, June 2013. ISSN 0885-8993.
- _____. Systematic Design of the Lead-Lag Network Method for Active Damping in LCL-Filter Based Three Phase Converters. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 10, n. 1, p. 43–52, Feb 2014. ISSN 1551-3203.
- ANDRESEN, M. et al. Design of a grid adaptive controller for PWM converters with LCL filters. In: **IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 003664–003671.
- ASTROM, K. J.; HAGANDER, P.; STERNBY, J. Zeros of Sampled Systems. In: **1980 19th IEEE Conference on Decision and Control including the Symposium on Adaptive Processes**. [S.l.: s.n.], 1980. p. 1077–1081.
- BAO, C. et al. Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor Current-Feedback Active-Damping. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1239–1253, March 2014. ISSN 0885-8993.
- BERES, R. N. et al. Optimal Design of High-Order Passive-Damped Filters for Grid-Connected Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 3, p. 2083–2098, March 2016. ISSN 0885-8993.
- BITTANTI, S. **The Riccati Equation**. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 1991. ISBN 978-3-642-63508-3.
- BLAABJERG, F.; CHEN, Z.; KJAER, S. B. Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 5, p. 1184–1194, Sept 2004. ISSN 0885-8993.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, Oct 2006. ISSN 0278-0046.
- BOLSENS, B. et al. Model-Based Generation of Low Distortion Currents in Grid-Coupled PWM-Inverters Using an LCL Output Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 4, p. 1032–1040, July 2006. ISSN 0885-8993.

CARDOSO, R. et al. Kalman Filter Based Synchronisation Methods. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 2, n. 4, p. 542–555, July 2008. ISSN 1751-8687.

CARRASCO, J. M. et al. Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, June 2006. ISSN 0278-0046.

CHEN, C.-T. **Linear System Theory and Design**. 3rd. ed. New York, NY, USA: Oxford University Press, Inc., 1998. ISBN 0195117778.

DANNEHL, J. et al. Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 4, p. 1509–1517, July 2010. ISSN 0093-9994.

DANNEHL, J.; FUCHS, F. W.; THOGERSEN, P. B. PI State Space Current Control of Grid-Connected PWM Converters With LCL Filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 9, p. 2320–2330, Sept 2010. ISSN 0885-8993.

DANNEHL, J.; LISERRE, M.; FUCHS, F. W. Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With *LCL* Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 8, p. 3623–3633, Aug 2011. ISSN 0278-0046.

DANNEHL, J.; WESSELS, C.; FUCHS, F. W. Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 2, p. 380–388, Feb 2009. ISSN 0278-0046.

DECARLO, R. A.; ZAK, S. H.; MATTHEWS, G. P. Variable Structure Control of Non-linear Multivariable Systems: a Tutorial. **Proceedings of the IEEE**, v. 76, n. 3, p. 212–232, Mar 1988. ISSN 0018-9219.

DICK, C. P. et al. Active damping of LCL resonance with minimum sensor effort by means of a digital infinite impulse response filter. In: **2007 European Conference on Power Electronics and Applications**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–8.

DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, July 1951. ISSN 0096-3860.

DURGANTE, M. H.; STEFANELLO, M. Multi loop deadbeat+repetitive and adaptive control for power converters with lcl filters. In: **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 5955–5960. ISSN 1553-572X.

EMELYANOV, S. **Variable Structure Control Systems**. [S.l.]: Moscow:Nauka, 1967.

Empresa de Pesquisa Energética. **Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2017 - Ano base 2016**. [S.l.], 2017. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/anuario-estatistico-de-energia-eletrica>>.

_____. **Plano Decenal de Expansão de Energia - 2026**. [S.l.], 2017. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/Plano-Decenal-de-Expansao-de-Energia-2026>>.

FIGUEIRA, H. H. et al. Brazilian Grid-Connected Photovoltaic Inverters Standards: A Comparison With IEC and IEEE. In: **2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1104–1109. ISSN 2163-5137.

FILIPPOV, A. F. **Differential Equations with Discontinuous Righthand Sides**. [S.l.]: Springer Netherlands, 1988.

FRANCIS, B.; WONHAM, W. The internal model principle of control theory. **Automatica**, v. 12, n. 5, p. 457 – 465, 1976. ISSN 0005-1098.

FRANKLIN, G. **Digital Control of Dynamic Systems**. Menlo Park, Calif: Addison-Wesley, 1998. ISBN 0-201-33153-5.

FUCHS, F.; DANNEHL, J.; FUCHS, F. W. Discrete sliding mode current control of grid-connected three-phase PWM converters with LCL filter. In: **2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 779–785. ISSN 2163-5137.

FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for PWM invertors]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 3, p. 888–895, May 2001. ISSN 0093-9994.

GABBI, T. S. **Controle por Modos Deslizantes e Observador de Distúrbios Aplicados ao Motor Síncrono de Ímãs Permanentes**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2015.

GABE, I. J.; MONTAGNER, V. F.; PINHEIRO, H. Design and Implementation of a Robust Current Controller for VSI Connected to the Grid Through an LCL Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1444–1452, June 2009. ISSN 0885-8993.

GAO, W.; HUNG, J. C. Variable structure control of nonlinear systems: a new approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 40, n. 1, p. 45–55, Feb 1993. ISSN 0278-0046.

GAO, W.; WANG, Y.; HOMAIFA, A. Discrete-Time Variable Structure Control Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 42, n. 2, p. 117–122, Apr 1995. ISSN 0278-0046.

GUZMAN, R. et al. Variable Structure Control for Three-Phase LCL-Filtered Inverters Using a Reduced Converter Model. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 1, p. 5–15, Jan 2018. ISSN 0278-0046.

- HARNEFORS, L. et al. Passivity-Based Controller Design of Grid-Connected VSCs for Prevention of Electrical Resonance Instability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 2, p. 702–710, Feb 2015. ISSN 0278-0046.
- HATUA, K. et al. Active Damping of Output LC Filter Resonance for Vector-Controlled VSI-Fed AC Motor Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 1, p. 334–342, Jan 2012. ISSN 0278-0046.
- HUERTA, F. et al. Lqg servo controller for the current control of *lcl* grid-connected voltage-source converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 11, p. 4272–4284, Nov 2012. ISSN 0278-0046.
- HUNG, J. Y.; GAO, W.; HUNG, J. C. Variable Structure Control: a Survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 40, n. 1, p. 2–22, Feb 1993. ISSN 0278-0046.
- IEC-61727. Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface. **IEC 61727-2004**, p. 1–23, December 2004.
- IEEE-1547. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. **IEEE Std 1547-2003**, p. 1–28, July 2003.
- ITKIS, U. **Control Systems of Variable Structure**. [S.l.]: John Wiley & Sons, Incorporated, 1976. (A Halsted Press book). ISBN 9780470150726.
- JIA, Y.; ZHAO, J.; FU, X. Direct Grid Current Control of LCL-Filtered Grid-Connected Inverter Mitigating Grid Voltage Disturbance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 3, p. 1532–1541, March 2014. ISSN 0885-8993.
- KAWABATA, T.; MIYASHITA, T.; YAMAMOTO, Y. Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 5, n. 1, p. 21–28, Jan 1990. ISSN 0885-8993.
- KAŹMIERKOWSKI, M.; KRISHNAN, R.; BLAABJERG, F. **Control in Power Electronics: Selected Problems**. [S.l.]: Academic Press, 2002. (Academic Press series in engineering). ISBN 9780124027725.
- KOCH, G. G. **Controle Robusto H-Infinito Por Meio de LMIs Aplicado a Conversores Conectados à Rede**. Tese (Doutorado) — Qualificação de Tese — Universidade Federal de Santa Maria, 2017.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, Sept 2005. ISSN 0093-9994.
- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple Harmonics Control for Three-Phase Grid Converter Systems With the Use of PI-RES Current Controller in a Rotating Frame. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 3, p. 836–841, May 2006. ISSN 0885-8993.

- _____. Stability of Photovoltaic and Wind Turbine Grid-Connected Inverters for a Large Set of Grid Impedance Values. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 1, p. 263–272, Jan 2006. ISSN 0885-8993.
- LOH, P. C.; HOLMES, D. G. Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 2, p. 644–654, March 2005. ISSN 0093-9994.
- LUENBERGER, D. Observers for Multivariable Systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 11, n. 2, p. 190–197, April 1966. ISSN 0018-9286.
- MACCARI JR., L. A. **Controle Robusto Baseado em Desigualdades Matriciais Lineares Aplicado a Inversores Conectados à Rede Elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, Brasil, 2015.
- MACCARI, L. A. et al. LMI-Based Control for Grid-Connected Converters With LCL Filters Under Uncertain Parameters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3776–3785, July 2014. ISSN 0885-8993.
- _____. Robust Optimal Current Control for Grid-Connected Three-Phase Pulse-Width Modulated Converters. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 8, p. 1490–1499, 2015. ISSN 1755-4535.
- MARLIN, T. **Process Control: Designing Processes and Control Systems for Dynamic Performance**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1995. ISBN 9780070404922.
- MASSING, J. R. **Controle Adaptativo de Corrente Aplicado a Conversores Estáticos Conectados à Rede Elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2013.
- MASSING, J. R. et al. Adaptive Current Control for Grid-Connected Converters With LCL Filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 12, p. 4681–4693, Dec 2012. ISSN 0278-0046.
- Ministério de Minas e Energia. **Energia Solar no Brasil e Mundo: Ano de referência - 2016**. [S.l.], 2017. Disponível em: <<http://www.mme.gov.br/web/guest/publicacoes-e-indicadores/boletins-de-energia>>.
- _____. **Plano Nacional de Energia 2030**. [S.l.], 2017. Disponível em: <<http://www.mme.gov.br/web/guest/publicacoes-e-indicadores/plano-nacional-de-energia-2050>>.
- MONSEES, G. **Discrete-Time Sliding Mode Control**. Tese (Doutorado) — Universidade Tecnológica de TU Delft, 2002.
- PAN, D. et al. Capacitor-Current-Feedback Active Damping With Reduced Computation Delay for Improving Robustness of LCL-Type Grid-Connected Inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3414–3427, July 2014. ISSN 0885-8993.

- PARKER, S. G. **Discrete Time Current Regulation of Grid Connected Converters with LCL Filters**. Tese (Doutorado) — RMIT University, Melbourne, Australia, 2015.
- PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Regions of Active Damping Control for LCL Filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 1, p. 424–432, Jan 2014. ISSN 0093-9994.
- RODRIGUEZ, J. et al. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 1, p. 495–503, Feb 2007. ISSN 0278-0046.
- SARPTURK, S.; ISTEFANOPULOS, Y.; KAYNAK, O. On the Stability of Discrete-Time Sliding Mode Control Systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 32, n. 10, p. 930–932, Oct 1987. ISSN 0018-9286.
- SHEN, G. et al. A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 6, p. 2033–2041, June 2010. ISSN 0278-0046.
- SLOTINE, J.-J. E.; LI, W. **Applied Nonlinear Control**. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 1991. The book can be consulted by contacting: BE-ABP-CC3: Pfingstner, Juergen. Disponível em: <<https://cds.cern.ch/record/1228283>>.
- STEFANELLO, M.; MASSING, J. R.; VIEIRA, R. P. Robust control of a grid-connected converter with an LCL-filter using a combined sliding mode and adaptive controller in a multi-loop framework. In: **IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 003726–003731.
- TANG, H. et al. Linear quadratic optimal control of a single-phase grid-connected inverter with an lcl filter. In: **2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 372–376. ISSN 2163-5137.
- TEODORESCU, R. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. Piscataway, New Jersey Chichester, West Sussex: IEEE Wiley, 2011. ISBN 978-0-470-05751-3.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-Resonant Controllers and Filters for Grid-Connected Voltage-Source Converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 153, n. 5, p. 750–762, September 2006. ISSN 1350-2352.
- TOLMASQUIM, M. T. **Energia Renovável: Hidráulica, Biomassa, Eólica, Solar e Oceânica**. [S.l.]: EPE:Rio de Janeiro, 2016. ISBN 978-85-60025-06-0.
- TWINING, E.; HOLMES, D. G. Grid Current Regulation of a Three-Phase Voltage Source Inverter With an LCL Input Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 888–895, May 2003. ISSN 0885-8993.

- UTKIN, V. Variable Structure Systems with Sliding Modes. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 22, n. 2, p. 212–222, Apr 1977. ISSN 0018-9286.
- _____. **Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems**. [S.l.]: Imported Publications, Incorporated, 1978. ISBN 9780828506960.
- VIEIRA, R. P. **Servocontrole de Velocidade Aplicado a Motores de Indução Monofásicos sem Sensores Mecânicos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2008.
- VIEIRA, R. P. **Contribuições ao Acionamento Sensorless Aplicado ao Motor de Indução Bifásico Assimétrico**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2012.
- WANG, T. C. Y. et al. Output Filter Design for a Grid-Interconnected Three-Phase Inverter. In: **Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 779–784. ISSN 0275-9306.
- WANG, X.; BLAABJERG, F.; LOH, P. C. Grid-Current-Feedback Active Damping for LCL Resonance in Grid-Connected Voltage-Source Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 213–223, Jan 2016. ISSN 0885-8993.
- WU, W. et al. Damping Methods for Resonances Caused by LCL-Filter-Based Current-Controlled Grid-Tied Power Inverters: An Overview. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 9, p. 7402–7413, Sept 2017. ISSN 0278-0046.
- WU, Y. K.; LIN, J. H.; LIN, H. J. Standards and Guidelines for Grid-Connected Photovoltaic Generation Systems: A Review and Comparison. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 4, p. 3205–3216, July 2017. ISSN 0093-9994.
- XIN, Z. et al. Highly Accurate Derivatives for LCL-Filtered Grid Converter With Capacitor Voltage Active Damping. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3612–3625, May 2016. ISSN 0885-8993.
- _____. Grid-Current-Feedback Control for LCL-Filtered Grid Converters With Enhanced Stability. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 4, p. 3216–3228, April 2017. ISSN 0885-8993.
- XU, J.; XIE, S.; TANG, T. Active Damping-Based Control for Grid-Connected LCL-Filtered Inverter With Injected Grid Current Feedback Only. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 9, p. 4746–4758, Sept 2014. ISSN 0278-0046.
- ZHONG, Q. C.; HORNIK, T. Cascaded Current-Voltage Control to Improve the Power Quality for a Grid-Connected Inverter With a Local Load. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 4, p. 1344–1355, April 2013. ISSN 0278-0046.
- ZOU, Z.; WANG, Z.; CHENG, M. Modeling, Analysis, and Design of Multifunction Grid-Interfaced Inverters With Output LCL Filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 7, p. 3830–3839, July 2014. ISSN 0885-8993.

APÊNDICES

Apêndice A – Controle por modos deslizantes

Este apêndice apresenta a fundamentação teórica a respeito dos controladores por modos deslizantes. Um exemplo de projeto é utilizada para um melhor entendimento do procedimento de projeto desta técnica de controle.

O controle por modos deslizantes (SMC) surgiu do controle descontínuo, como uma solução para o problema das oscilações inerentes a esse tipo de controle. De forma mais abrangente, o SMC é uma solução baseada em sistemas de estrutura variável, pois força o movimento de algum(uns) estado(s) para alguma superfície definida no espaço de estados do sistema (VIEIRA, 2012). As principais vantagens dessa técnica estão na sua simplicidade de projeto, invariância com relação às características do processo e rejeição aos distúrbios externos (UTKIN, 1977).

A ideia básica por trás do controle por modos deslizantes pode ser resumida conforme a seguir. Considere o sistema

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (\text{A.1})$$

em que $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados do sistema, $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de entradas e (\mathbf{A}, \mathbf{B}) é um par controlável. A estratégia de controle VSC é caracterizada por possuir o vetor de entradas $\mathbf{u} : \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^n$ que são geralmente funções descontínuas que dependem do valor das função de chaveamento $\sigma : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$, de tal forma que os estados do sistema $\mathbf{x} \in \mathbf{X} \subset \mathbb{R}^n$ são direcionados de um estado inicial $\mathbf{x}(0) \in \mathbf{X}$ para uma região de um subespaço $\Omega = \{\mathbf{x} \in \mathbf{X} : \sigma(x) = 0\}$. Portanto, os estados do sistema permanecem indefinidamente em Ω , ou seja, os estados **deslizam** sobre a função de chaveamento (SARPTURK; ISTEфанOPULOS; KAYNAK, 1987). O problema consiste em projetar uma lei de controle realimentada $\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}[\mathbf{x}(t)]$ globalmente estável que garante o modo deslizante sobre a função de chaveamento $\sigma(x) = 0$.

O projeto do controle por modos deslizantes é conhecido por ser dividido em duas etapas (GAO; WANG; HOMAIFA, 1995; UTKIN, 1977):

1. Projeto de uma função de chaveamento $\sigma(x) = 0$, de tal forma que a resposta do sistema confinado sobre ela possua comportamento desejado, tal como rastreamento de referência e estabilidade.
2. Projeto de uma lei de controle que guia as trajetórias dos estados controlados em direção à função de chaveamento e que mantém os estados sobre esta.

A.1 GENERALIZAÇÃO DO PROBLEMA

Seja um sistema de ordem n governado pela equação A.1. Assume-se que $n > m$ e que o par (\mathbf{A}, \mathbf{B}) é controlável, então uma função de chaveamento pode ser definida como

$$\sigma(t) = \mathbf{C}_i \mathbf{x} = 0, \quad (\text{A.2})$$

se for aplicado um controle baseado na estabilização dos estados (MONSEES, 2002), ou

$$\sigma(t) = \left(\frac{d}{dt} + s_1 \right)^{n-m} e(t) = 0, \quad (\text{A.3})$$

se for aplicado um controle baseado no rastreamento da referência (SLOTINE; LI, 1991), dado que $e(t) = ref(t) - y(t)$ é o erro de rastreamento. Nota-se que em (A.3) a função de chaveamento possui dimensão $\sigma(t) \in \mathbb{R}^{n-m}$ e, no caso da equação (A.2), o vetor $\mathbf{C}_i \in \mathbb{R}^{m \times n}$ é composto dos ganhos a serem projetados de forma a estabilizar o sistema em malha fechada (MONSEES, 2002).

A.2 PROCEDIMENTO DE PROJETO DO CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES

Para exemplificar o procedimento de projeto do controlador por modos deslizantes, considera-se a planta em tempo contínuo do inversor com filtro LCL de saída, cujo o modelo em espaço de estados é

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1(t) \\ v_C(t) \\ \dot{i}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{r_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_C(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_c(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix} v_g(t). \quad (\text{A.4})$$

Considerando a tensão da rede como sendo nula $v_g(t) = 0V$, a entrada do sistema se restringe apenas à tensão sintetizada pelo inversor. Sendo a variável a ser controlada como a corrente i_1 do indutor do lado do inversor, a dinâmica do sistema em relação a esta variável é descrita por uma função de primeira ordem da forma

$$\dot{i}_1(t) = -\frac{r_1}{L_1} i_1(t) - \frac{1}{L_1} v_C(t) + \frac{1}{L_1} u_c(t). \quad (\text{A.5})$$

Considerando o caso em que se deseja projetar o controle para rastreamento da referência, a função de chaveamento $\sigma(t)$ é definida como sendo o erro de rastreamento $e(t)$, ou seja, o erro entre a variável controlada e sua referência. A partir de (A.5), tem-se que a ordem do sistema é $n = 1$ e, como o número de entradas é $m = 1$, a função

de chaveamento possui ordem zero e é definida como

$$\sigma(t) = s_1 e(t) = s_1(i_1(t) - i_1^*(t)) = 0, \quad (\text{A.6})$$

em que s_1 é uma constante. Definindo uma lei de controle descontínua da forma

$$u_{sw}(t) = -k_s \text{sign}(\sigma(t)), \quad (\text{A.7})$$

em que a função sinal $\text{sign}(\sigma(t))$ é dada por

$$\begin{cases} 1 & \text{se } \sigma(t) \geq 0 \\ -1 & \text{se } \sigma(t) < 0 \end{cases}, \quad (\text{A.8})$$

o objetivo é que o controle guie a variável controlada para a função de chaveamento em que o erro é nulo.

Considere os parâmetros da planta como $r_1 = 0.4\Omega$, $L_1 = 1mH$, $s_1 = 1$, $k_s = 8$, condições iniciais dos estados diferentes de zero, resultados de simulação são obtidos e os gráficos para a função de chaveamento $\sigma(t)$ e ação de controle $u(t)$ são apresentados na Figura A.1. Na Figura A.1(a), em que a referência é de $i_1^* = 0A$, nota-se que depois de um curto intervalo de tempo a variável controlada intercepta a função de chaveamento $\sigma(t) = e(t) = 0$ e se mantém nela para o intervalo do tempo subsequente. Quando isso ocorre, diz-se que a variável entrou em **modo de deslizamento** ou, em inglês, *sliding mode*. Quando a variável está confinada na função de chaveamento ela apresenta um comportamento chaveado, devido ao fato de ação de controle comutar entre dois valores distintos comandados pelo sinal da função de chaveamento que pode ser positivo ou negativo. O mesmo experimento foi replicado para um valor de $k_s = 0.8$ resultando no comportamento mostrado na Figura A.1(b). A partir desse resultado verifica-se que a ação de controle não é "forte" o suficiente para forçar a variável controlada se dirigir em direção a função de chaveamento. Aparentemente, o ganho escolhido foi muito pequeno, neste caso, para estabilizar $\sigma(t)$ sob as dadas circunstâncias. A restrição para projeto do ganho k_s pode, portanto, ser estudada a partir da teoria de Lyapunov definindo-se uma função candidata como

$$V(\sigma) = \frac{1}{2}\sigma^2(t). \quad (\text{A.9})$$

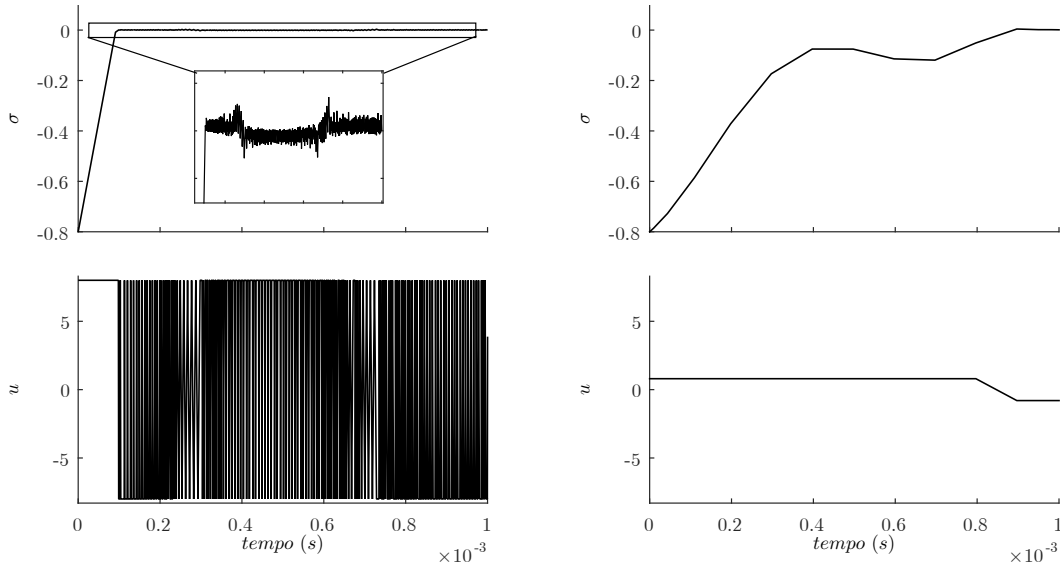
Da teoria de estabilidade de Lyapunov sabe-se que o sistema (A.5) atinge a função de chaveamento em um tempo finito se a função candidata satisfizer a seguinte condição:

$$\dot{V}(\sigma) \leq -\eta|\sigma(t)|, \quad (\text{A.10})$$

em que $\eta \in \mathbb{R}$ é uma constante positiva. Derivando $V(\sigma)$, tem-se que

$$\sigma\dot{\sigma} \leq -\eta|\sigma(t)| \quad (\text{A.11})$$

Figura A.1 – Resultado da simulação do controle proposto para $k_s = 8$ e $k_s = 0.8$.



(a) Função de chaveamento (superior) e ação de controle (inferior) para $k_s = 8$.

(b) Função de chaveamento (superior) e ação de controle (inferior) para $k_s = 0.8$.

Fonte: Próprio autor.

e sabendo que $|\sigma(t)| = \sigma(t)\text{sign}(\sigma(t))$, a condição (A.11) se reduz a

$$\dot{\sigma} \leq -\eta\text{sign}(\sigma(t)). \quad (\text{A.12})$$

Derivando a função de chaveamento em (A.6) e substituindo na equação acima, encontra-se

$$-\frac{r_1}{L_1}i_1(t) - \frac{1}{L_1}v_C(t) + \frac{1}{L_1}u_c(t) - \dot{i}_1^* \leq -\eta\text{sign}(\sigma(t)). \quad (\text{A.13})$$

Substituindo a lei de controle (A.7) e rearranjando os termos da equação, resulta em

$$k_s\text{sign}(\sigma(t)) \geq L_1\eta\text{sign}(\sigma(t)) - r_1i_1(t) - v_C(t) - L_1\dot{i}_1^*. \quad (\text{A.14})$$

Portanto, por similaridade entre os lados da igualdade, o ganho k_s deve ser maior ou igual a constante $L_1\eta$.

A.2.1 Método do controle equivalente

A lei de controle descontínua da equação (A.7) resulta em dinâmicas do sistemas descontínuas devido ao comportamento chaveado da ação de controle

$$\begin{cases} \dot{i}_1(t) = -\frac{r_1}{L_1}i_1(t) - \frac{1}{L_1}v_C(t) + \frac{1}{L_1}[-k_s] & \text{se } \sigma(t) \geq 0 \\ \dot{i}_1(t) = -\frac{r_1}{L_1}i_1(t) - \frac{1}{L_1}v_C(t) + \frac{1}{L_1}[k_s] & \text{se } \sigma(t) < 0. \end{cases} \quad (\text{A.15})$$

Portanto, não é possível se determinar a existência e unicidade da solução através da teoria de equações diferenciais (DECARLO; ZAK; MATTHEWS, 1988). Uma solução pode ser encontrada através da estratégia de Filippov (1988), a qual busca soluções para equações diferenciais com o lado direito da igualdade descontínuo. Contudo, um método mais eficiente e direto que pode também ser aplicado para sistemas MIMO é o **método do controle equivalente** proposto por Utkin (1978). Além de ser utilizado para análise da dinâmica do sistema em modo de deslizamento, o método do controle equivalente resulta em uma parcela contínua na lei de controle que caracteriza-se por apresentar um comportamento de filtro passa-baixas da lei de controle chaveada em alta frequência. Dessa forma, a lei de controle total u_{smc} pode ser descrita pela equação

$$u_{smc} = u_{ceq}(t) + u_{sw}(t) \quad (\text{A.16})$$

em que u_{ceq} é a lei de controle equivalente e u_{sw} corresponde a parcela descontínua.

O projeto da lei de controle equivalente é facilmente obtido através da formulação da dinâmica dos estados confinados na função de chaveamento. Quando o modo de deslizamento ocorre, tem-se que $\sigma(t) = 0$ e $\dot{\sigma}(t) = 0$. A partir da equação (A.6), a derivada da função de chaveamento resulta em:

$$\dot{\sigma}(t) = \dot{e}(t) = s_1(i_1(t) - i_1^*(t)) = 0. \quad (\text{A.17})$$

Substituindo a equação (A.5) na equação (A.17) e isolando a lei de controle $u_c(t)$, a lei de controle equivalente resultante é dada por

$$u_{ceq}(t) = r_1 i_1(t) + v_C(t) + \frac{L_1}{s_1} \dot{i}_1^* \quad (\text{A.18})$$

que pode ser escrita como uma combinação dos estados da planta, tal como

$$u_{ceq}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} r_1 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}_u} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_C(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} + \frac{L_1}{s_1} \dot{i}_1^*. \quad (\text{A.19})$$

A equação final da lei de controle pode, portanto, ser escrita como

$$u_{smc}(t) = r_1 i_1(t) + v_C(t) + \frac{L_1}{s_1} \dot{i}_1^* - k_s \text{sign}(\sigma(t)). \quad (\text{A.20})$$

Uma vez definido o conceito do método de controle equivalente, a dinâmica do sistema confinado na função de chaveamento pode, então, ser analisada substituindo-se a equação (A.18) na equação (A.4), resultando em

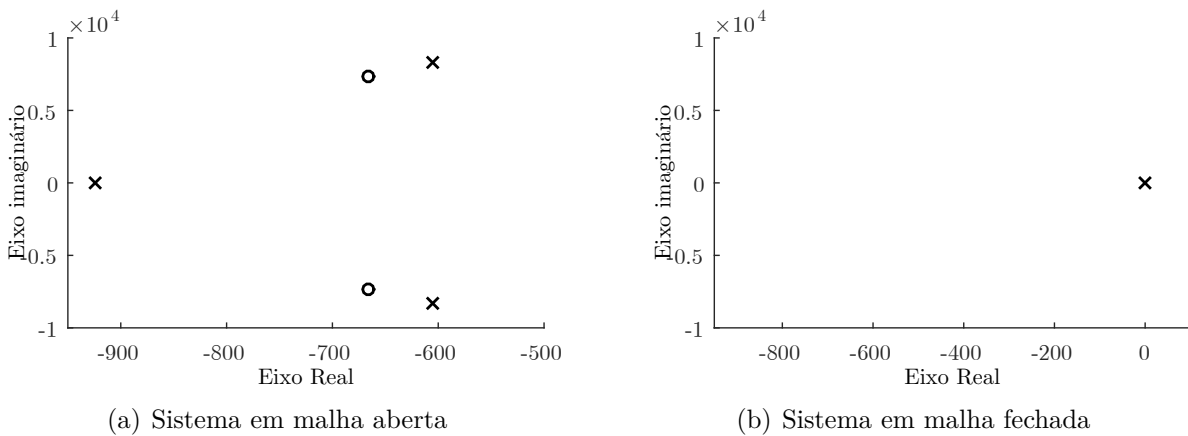
$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(\mathbf{G}_u\mathbf{x}(t) + \frac{L_1}{s_1} \dot{i}_1^*) \quad (\text{A.21})$$

Expandindo a equação (A.21), a representação em espaço de estados torna-se

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1(t) \\ v_C(t) \\ \dot{i}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{r_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_C(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dot{i}_1^*(t). \quad (\text{A.22})$$

verifica-se que $\dot{i}_1 = \dot{i}_1^*$, portanto a variável $i_1(t)$ rastreia a referência em malha fechada. Considerando a corrente $i_1(t)$ como saída do sistema, ou seja, definindo o vetor de saídas como $C = [1 \ 0 \ 0]$, os lugares das raízes para o sistema em malha aberta (A.4) e malha fechada (A.22) são obtidos, conforme mostram as Figuras A.2(a) e A.2(b), respectivamente. Nota-se que a realimentação da lei de controle equivalente posicionou os polos complexos de malha aberta exatamente em cima dos zeros, causando um cancelamento e posicionou o polo real na origem, dado que o ganho s_1 da função de chaveamento é unitário. Este comportamento pode ser comparado ao de um controlador de tempo mínimo, como por exemplo o *deadbeat* (KAWABATA; MIYASHITA; YAMAMOTO, 1990; RODRIGUEZ et al., 2007), que caracteriza-se por garantir que a saída da planta rastreie a referência com erro nulo em um tempo mínimo.

Figura A.2 – Gráfico do lugar das raízes



Fonte: Próprio autor.

A.2.2 Modo e condições de alcance

Outro conceito que deve ser estudado na teoria de controle por modos deslizantes é o **modo de alcance**, o qual descreve a maneira como os estados controlados irão atingir a função de chaveamento sob determinadas condições, chamadas **condições de alcance**. Dada uma determinada condição de alcance, a lei de controle pode ser encontrada de forma a satisfazer tal condição e garantir a dinâmica desejada durante a fase do alcance.

Diversas estratégias de se determinar modo de alcance foram propostas na literatura e as principais delas serão expostas a seguir.

- (a) *Estratégia direta pela função de chaveamento*: A primeira estratégia conhecida foi proposta por Emelyanov (1967) e é dada por

$$\begin{cases} \dot{\sigma}(t) > 0 & \text{se } \sigma(t) < 0 \\ \dot{\sigma}(t) < 0 & \text{se } \sigma(t) > 0, \end{cases} \quad (\text{A.23})$$

ou, equivalentemente, $\sigma(t)\dot{\sigma}(t) < 0$. Essa condição é global, mas não garante um alcance da função de chaveamento em tempo finito.

- (b) *Função de Lyapunov*: Escolhendo-se uma função candidata a Lyapunov

$$V(\mathbf{x}, t) = \sigma(t)^2 \quad (\text{A.24})$$

a condição de alcance global é dada por (ITKIS, 1976)

$$\dot{V}(\mathbf{x}, t) < 0 \quad \text{quando } \sigma(t) \neq 0. \quad (\text{A.25})$$

O alcance em um tempo finito é garantido se a equação (A.25) for modificada para

$$\dot{V}(\mathbf{x}, t) < \epsilon \quad \text{quando } \sigma(t) \neq 0. \quad (\text{A.26})$$

em que ϵ é uma constante positiva.

- (c) *Lei de alcance de Gao*:

A estratégia mais utilizada para estabelecer o modo de alcance é a lei de alcance proposta por Hung, Gao e Hung (1993), a qual descreve uma dinâmica para a função de chaveamento dada por

$$\dot{\sigma}(t) = -E\text{sign}(\sigma(t)) - Qf(\sigma(t)), \quad (\text{A.27})$$

em que E e Q são constantes a serem escolhidas e $f(\sigma(t))$ é uma função que estabelece uma dinâmica desejada. A escolha das constantes e da função especificam diferentes taxas de aproximação para σ e resultam em diferentes estruturas na lei de alcance. Por exemplo, a lei de alcance com taxa constante de aproximação dada por

$$\dot{\sigma}(t) = -E\text{sign}(\sigma(t)) \quad (\text{A.28})$$

e a lei de alcance com dinâmica de alcance proporcional é dada por

$$\dot{\sigma}(t) = -E\text{sign}(\sigma(t)) - Q\sigma(t). \quad (\text{A.29})$$

Dessa forma, tem-se que a lei de controle proposta em (A.20) satisfaz a lei de

alcance de Gao com uma aproximação com taxa constante, ou seja

$$\dot{\sigma}(t) = -E\text{sign}(\sigma(t)). \quad (\text{A.30})$$

Substituindo $\dot{\sigma}(t)$, tem-se que

$$-\frac{r_1}{L_1}i_1(t) - \frac{1}{L_1}v_C(t) + \frac{1}{L_1}u_c(t) - \dot{i}_1^* = -E\text{sign}(\sigma(t)) \quad (\text{A.31})$$

e isolando $u_c(t)$

$$u_{smc}(t) = r_1 i_1(t) + v_C(t) + L_1 \dot{i}_1^* - L_1 E \text{sign}(\sigma(t)), \quad (\text{A.32})$$

tem-se que $L_1 E$ é igual a k_s da equação (A.20).

Neste trabalho utiliza-se a lei de alcance proposta por Gao com a taxa proporcional para determinação da lei de controle por modos deslizantes. A vantagem desta técnica é que a velocidade com que os estados se dirigem para a superfície de deslizamento é maior em relação as outras técnicas (GAO; HUNG, 1993). No entanto, devido a necessidade de implementação digital dos algoritmos de controle, as leis de controle são implementadas em tempo discreto. Segundo Gao, Wang e Homaiifa (1995), a lei de alcance em tempo discreto pode ser escrita como

$$\sigma_{(k+1)} - \sigma_{(k)} = -qT_s\sigma_{(k)} - \varepsilon T_s \text{sign}(\sigma_{(k)}), \quad (\text{A.33})$$

em que ε e q são constantes positivas, T_s é o período de amostragem dos sinais e o intervalo $1 - qT_s > 0$ deve ser respeitado para garantir que os estados controlados permaneçam na superfície definida. As constantes ε e q são escolhidas de tal forma a se obter um modo de alcance desejado e não há uma metodologia de projeto padrão para essas constantes. Nos Capítulos 3 e 4, a equação (A.33) é utilizada para determinação das leis de controle por modos deslizantes das malhas internas das estratégias propostas.

Apêndice B – Descrição da bancada experimental

O protótipo utilizado para obtenção dos resultados experimentais é mostrado na Figura B.1 e possui as seguintes características:

- Processador DSP Texas Instruments de ponto flutuante 32 bits, modelo TMS320F28335, com *clock* de 150 MHz, 16 conversores A/D e 12 saídas PWM;
- Instrumentação consiste de sensores de tensão com transformadores modelo LV 25-P e sensores de corrente modelo LA 100-P, todos da marca LEM;
- Inversor da Marca Semikron, com três braços de IGBT, tensão das chaves de 1200 V;
- O acionamento dos chaves ocorre via modulação PWM com abordagem geométrica descrita em Gabbi (2015);
- Conexão com a rede se dá através do transformador variável (VARIAC) da indústria E.E.A.T Ind e Com LTDA, para potência de 39 kVA;
- A indutância máxima e mínima da rede considerada neste trabalho respeita o intervalo da Tabela B.1.

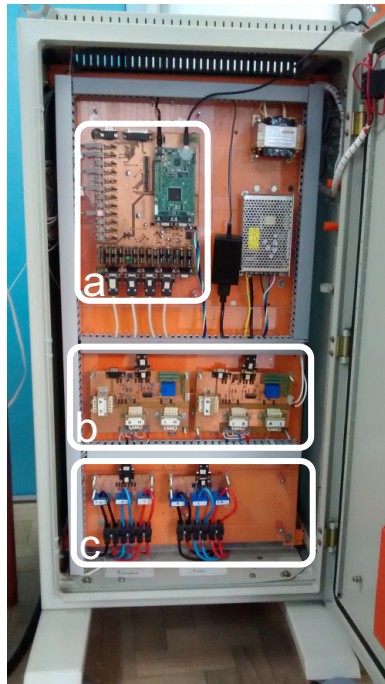
Figura B.1 – Ilustração do protótipo: a) indutores para ensaio de variação paramétrica, b) Módulo inversor e filtro LCL, c) fonte de tensão CC e d) VARIAC para conexão com a rede.



Fonte: Adaptado de Koch (2017).

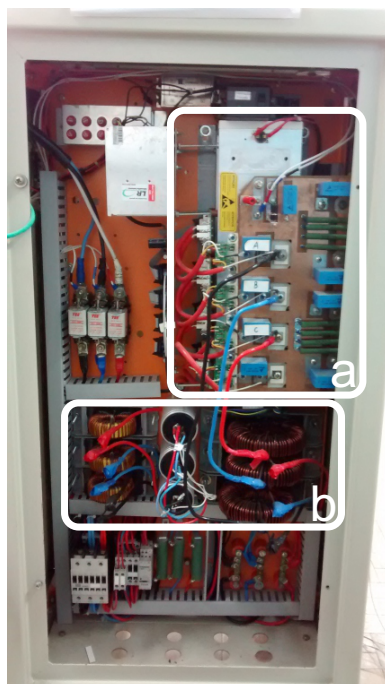
O módulo inversor e filtro LCL correspondente à Figura B.1(b) é detalhado nas Figuras B.2 e B.3. Para mais detalhes a respeito da construção da bancada experimental e do projeto do filtro LCL, aconselha-se consultar os trabalhos (MASSING, 2013; MAC-CARI JR., 2015; KOCH, 2017), os quais utilizaram a mesma bancada para validação experimental.

Figura B.2 – Vista frontal do módulo inversor e filtro LCL: a) DSP e circuitos de condicionamento dos sinais para as entradas A/D, b) circuitos contendo os sensores de tensão e c) circuitos contendo os sensores de corrente.



Fonte: Adaptado de Koch (2017).

Figura B.3 – Vista posterior do módulo inversor e filtro LCL: a) inversor trifásico contendo interruptores e *gate drivers* e b) filtro LCL.



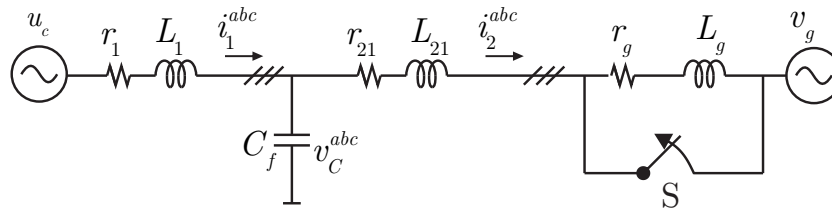
Fonte: Adaptado de Koch (2017).

Os parâmetros do sistema são dados na Tabela B.1 e são utilizados tanto para simulação quanto na implementação prática. Observe que a indutância da rede L_g compreende um intervalo de um valor mínimo 0 mH à um valor máximo 1 mH que simula uma incerteza na rede. Esse intervalo de variação é utilizado nas análises e projetos dos controladores, enquanto que, para obtenção dos resultados de simulação e práticos, esta variação é simulada comutando-se entre os limites mínimo e máximo. Para isso, uma chave S é desligada, conforme mostra a Figura B.4 e a indutância de $L_g = 1\text{ mH}$ é adicionada à indutância do filtro do lado da rede.

Tabela B.1 – Parâmetros do sistema para simulações e experimentos.

Potência nominal	$5,4\text{ kW}$
Tensão de linha da rede	110 V_{rms}
Frequência fundamental da rede	60 Hz
Frequência de amostragem	12000 Hz
Frequência de comutação	12000 Hz
Indutância do filtro do lado do conversor L_1	$1,0\text{ mH}$
Resistência série do indutor do lado do conversor r_1	$0,8\ \Omega$
Indutância do filtro do lado da rede L_{21}	$0,3\text{ mH}$
Resistência série do indutor do lado da rede r_{21}	$0,4\ \Omega$
Capacitor do filtro C_f	$62\ \mu\text{F}$
Indutância da rede L_g	$[0 \dots 1,0]\text{ mH}$
Resistência série da indutância da rede r_g	$1,0\text{ n}\Omega$

Figura B.4 – Teste de variação de indutância da rede L_g para replicar o efeito de incerteza paramétrica.



Fonte: Próprio autor.

Apêndice C – Projeto de um controlador por realimentação de estados convencional

Neste apêndice uma técnica de controle por realimentação de estados convencional é apresentada, com o intuito de possibilitar uma comparação com as estratégias de controle propostas. Tal técnica foi escolhida como objeto de comparação, principalmente devido sua simplicidade de projeto e sua popularidade na literatura (MACCARI JR., 2015; HUERTA et al., 2012; TANG et al., 2012; DANNEHL; FUCHS; THOGERSEN, 2010). Os ganhos de realimentação podem ser obtidos de maneira sistemática a partir do algoritmo regulador linear quadrático ou LQR (do inglês, *Linear Quadratic Regulator*), de forma a minimizar uma função custo de índice quadrático (CHEN, 1998). Como parâmetros de entrada tem-se matrizes de ponderação que são determinadas a partir de um processo iterativo que define um vetor de ganhos que resulta em um melhor desempenho em malha fechada.

O sistema em tempo discreto definido em (2.10) é utilizado para projeto do controlador por realimentação de estados convencional. A lei de controle é definida como

$$u_{c(k)} = -\mathbf{K}\mathbf{x}_{dc(k)} \quad (\text{C.1})$$

em que \mathbf{K} são os ganhos de realimentação. Para controle do inversor conectado à rede com filtro LCL, faz-se necessário a leitura dos três estados associados ao filtro (i_1 , v_C e i_2) mais o valor do estado associado ao atraso de implementação ϕ . Além disso, controladores ressonantes são adicionados ao sistema a fim de garantir rastreamento da referência de corrente injetada na rede i_2^* e rejeição das harmônicas de tensão da rede de baixas ordens (MACCARI JR., 2015). O projeto de controladores ressonantes em espaço de estados é apresentado mais detalhadamente na seção 4.2.1, sendo que, de forma resumida, o modelo em tempo discreto é descrito por

$$\boldsymbol{\xi}_{i(k+1)} = \mathbf{R}_i \boldsymbol{\xi}_{i(k)} + \mathbf{T}_i e(k) \quad (\text{C.2})$$

em que $\boldsymbol{\xi}_{i(k)} \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$, $\mathbf{R}_i \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$, $\mathbf{T}_i \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ e o erro de rastreamento é dado por

$$e(k) = i_{2(k)}^* - i_{2(k)} \quad (\text{C.3})$$

A substituição de (C.3) em (C.2) resulta em

$$\boldsymbol{\xi}_{i(k+1)} = \mathbf{R}_i \boldsymbol{\xi}_{i(k)} - \mathbf{T}_i \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{x}_{1(k)} + \mathbf{T}_i i_{2(k)}^* \quad (\text{C.4})$$

que trata-se de um modelo generalizado que inclui controladores ressonantes para múltiplas frequências. Incluindo h controladores ressonantes no modelo do sistema em tempo

discreto (2.10), um modelo aumentado é obtido como

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\text{dc}}(k+1) \\ \boldsymbol{\xi}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{dc}} & \mathbf{0}_{4 \times 2h} \\ -\mathbf{T}\mathbf{C}_{\text{dc}} & \mathbf{R} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_x} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\text{dc}}(k) \\ \boldsymbol{\xi}(k) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_x(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{dc}} \\ \mathbf{0}_{2h \times 1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_x} u_{c(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{4 \times 1} \\ \mathbf{T} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{rx}} i_{2(k)}^* + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{dc}} \\ \mathbf{0}_{2h \times 1} \end{bmatrix} v_{g(k)}$$

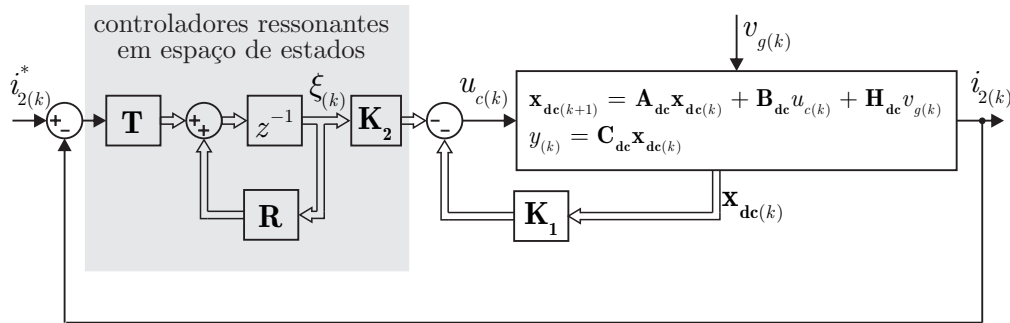
$$y(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\text{dc}} & \mathbf{0}_{1 \times 2h} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\text{dc}}(k) \\ \boldsymbol{\xi}(k) \end{bmatrix}.$$
(C.5)

O modelo (C.5) inclui a dinâmica do modelo do circuito LCL, incluindo atraso de implementação, e a dinâmica de h controladores ressonantes. Esta formulação possibilita o projeto de todos os ganhos de realimentação em uma única etapa para a obtenção da lei de controle $u_{c(k)}$. A estrutura do controlador convencional proposto é apresentada na Figura C.1 e o procedimento de projeto dos ganhos de realimentação é detalhado na seção 4.2.2. Observe que o vetor de ganhos \mathbf{K} pode ser escrito como

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_{i1} & K_{vC} & K_{i2} & K_{\phi} & \vdots & \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \vdots & \mathbf{K}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{C.6})$$

em que $\mathbf{K}_2 \in \mathbb{R}^{1 \times 2h}$ corresponde aos ganhos de realimentação de estados dos controladores ressonantes.

Figura C.1 – Estrutura do controlador por realimentação de estados convencional.



Fonte: Próprio autor.

Utilizando os parâmetros do sistema definidos na Tabela B.1 e definindo os fatores de amortecimento dos controladores ressonantes (4.42) para as frequências fundamental, 5^a e 7^a harmônicas como $\zeta_1 = \zeta_5 = \zeta_7 = 0,0001$, um modelo aumentado com um vetor de estados de dez elementos é obtido. As matrizes de ponderação do algoritmo DLQR \mathbf{Q}_c e \mathbf{R}_c da equação (4.50) são definidas como

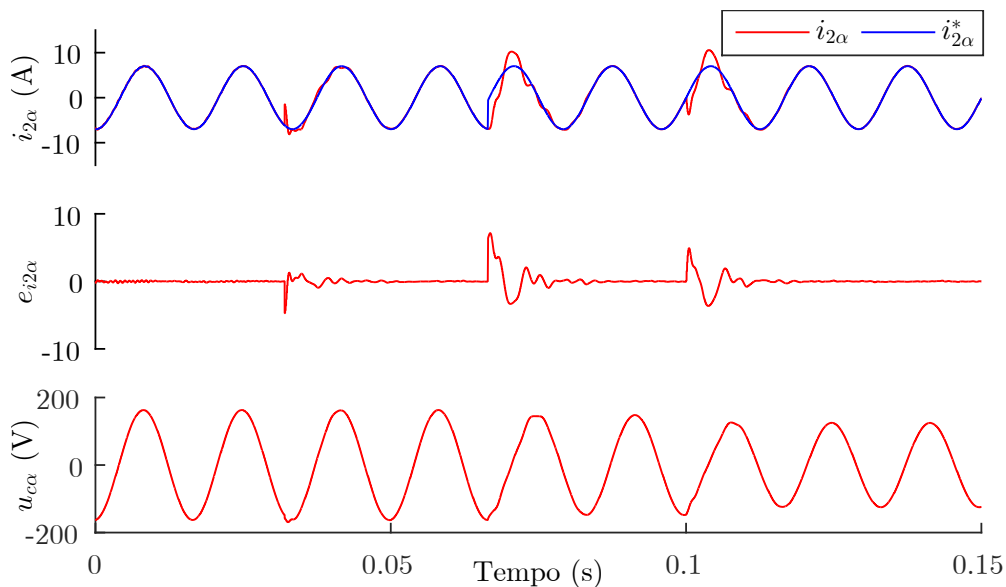
$$\mathbf{Q}_c = \text{diag} \left[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 10 \ 10 \ 20 \ 20 \ 20 \ 20 \right] \text{ e } \mathbf{R}_c = 10 \quad (\text{C.7})$$

e resultam em um vetor de ganhos \mathbf{K} dado por

$$\mathbf{K} = \left[\begin{array}{cccc|c} K_{i1} & K_{vC} & K_{i2} & K_{\phi} & \mathbf{K}_2 \end{array} \right] = \begin{bmatrix} 3.247791062774333 \\ 0.332046878653706 \\ 1.191655997650387 \\ 0.259197093104551 \\ \hline -26.989904232577082 \\ 26.153440403536717 \\ -9.751642850314946 \\ 10.321033447657946 \\ -6.925566174242390 \\ 7.486648894392036 \end{bmatrix}^T \quad (\text{C.8})$$

Resultados de simulação do circuito da Figura 2.1 são obtidos para comprovar o desempenho do controlador por realimentação de estados convencional proposto. São realizados testes em termos de variação da indutância da rede L_g , variação do ângulo da referência de corrente injetada na rede ϕ_{i^*2} e variação da amplitude de tensão da rede v_g . Os resultados de simulação são mostrados na Figura C.2 em que a variação de $L_g = 0 \text{ mH}$ para $L_g = 1 \text{ mH}$ é aplicada em $0,03 \text{ s}$, a variação de ϕ_{i^*2} em 90° é aplicada em $0,066 \text{ s}$ e a variação de $V_g = 155 \text{ V}$ para $V_g = 132 \text{ V}$ é aplicada em $0,1 \text{ s}$. A corrente da rede para o eixo α $i_{2\alpha}$ apresenta um bom desempenho em termos de rastreamento e rejeição de distúrbios.

Figura C.2 – Resultados de simulação do controlador por realimentação de estados convencional.



Fonte: Próprio autor.