

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

CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE
APLICADO A CONVERSORES ESTÁTICOS
CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

TESE DE DOUTORADO

Jorge Rodrigo Massing

Santa Maria, RS, Brasil
2013

CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE APLICADO A CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

Jorge Rodrigo Massing

Tese apresentada ao Curso de Doutorado 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 **Doutor em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Humberto Pinheiro

**Santa Maria, RS, Brasil
2013**

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

Massing, Jorge Rodrigo

Controle Adaptativo de Corrente Aplicado a Conversores Estáticos Conectados à Rede Elétrica / Jorge Rodrigo Massing - 2013

197 p.; 30 cm

Orientador: Humberto Pinheiro

Coorientador: Hilton Abílio Gründling

Tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2013

1. Conversores conectados à rede 2. Controle adaptativo 3. Filtro LCL I. Pinheiro, Humberto II. Gründling, Hilton Abílio. II. Título.

© 2013

Todos os direitos autorais reservados a Jorge Rodrigo Massing. 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;

Endereço Eletrônico: jorgemassing@gmail.com.

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Tese de Doutorado

**CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE
APLICADO A CONVERSORES ESTÁTICOS
CONECTADOS À REDE ELÉTRICA**

elaborada por
Jorge Rodrigo Massing

como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:

Humberto Pinheiro, Ph.D.
(Presidente/Orientador)

Hilton Abílio Gründling, Dr. (UFSM)
(Coorientador)

Cassiano Rech, Dr. (UFSM)

Vinícius Foletto Montagner, Dr. (UFSM)

Márcio Stefanello, Dr. (UNIPAMPA)

Emerson Giovani Carati, Dr. (UTFPR)

Santa Maria, 28 de Fevereiro de 2013

Aos meus pais, Tilário e Dulce, ao meu irmão Evandro e família, pela motivação e confiança.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer aos Professores Humberto Pinheiro e Hilton Abílio Gründling pela confiança desde os tempos de aluno de iniciação científica, pelos orientação e apoio durante a execução desse trabalho. Eles são um grande exemplo a ser seguido, tanto pessoalmente quanto profissionalmente.

À Universidade Federal de Santa Maria e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, meus agradecimentos por me permitir acesso a ensino superior de qualidade. À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), agradeço pelo suporte financeiro durante o período do doutorado. Ao povo brasileiro, que por meio dos seus impostos tornou possível que eu tivesse uma formação superior pública de qualidade, algo inacessível para muitos brasileiros.

Gostaria de agradecer também aos meus amigos e colegas do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), especialmente ao meu compadre Ivan Jorge Gabe pelo convívio de tantos anos, ao meu amigo Márcio Stefanello, com o qual surgiu a proposta do tema da tese e ao meu amigo e colega Rodrigo Varella Tambara, pelas longas discussões sobre controle adaptativo. A todos os demais colegas de GEPOC, agradeço pelo convívio diário e pelo ótimo ambiente de estudo. Não citarei mais nomes para não correr o risco de deixar ninguém de fora, mas saibam que vocês tem parte nesse trabalho.

Por fim, quero agradecer às pessoas mais importantes na minha vida: minha família. A eles, dedico todos estes anos de esforço e privações. Agradeço pela educação, pela compreensão de nem sempre podermos estar juntos e pelo maior bem que uma pessoa pode ter: a vida.

“The scientific man does not aim at an immediate result. He does not expect that his advanced ideas will be readily taken up. His work is like that of the planter – for the future. His duty is to lay the foundation for those who are to come, and point the way. He lives and labors and hopes...Free Energy & Wireless Transmission of Power”

Nikola Tesla (1856 - 1943)

RESUMO

Tese de Doutorado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE APLICADO A CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

AUTOR: JORGE RODRIGO MASSING

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

CO-ORIENTADOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 28 de Fevereiro de 2013.

Esta tese trata do projeto de controladores adaptativos aplicados a conversores estáticos alimentados em tensão conectados à rede elétrica através de filtro LCL. Devido às características incertas e/ou variantes da impedância equivalente da rede no ponto de conexão de conversores estáticos, o controle da corrente de tais conversores pode se tornar instável ou o desempenho pode ser degradado com a utilização de controladores com ganhos fixos, pois a característica da rede faz parte do modelo dinâmico. Com base nisso, é proposto o uso de técnicas de controle adaptativo para garantir a estabilidade e o desempenho do controlador de corrente de conversores conectados à rede mesmo sem o conhecimento da sua impedância equivalente. Controle adaptativo em tempo contínuo, no ponto de vista teórico, é uma técnica de controle bem consolidada. No entanto, na aplicação em questão, o controlador de corrente é implementado em tempo discreto. Controle adaptativo em tempo discreto apresenta algumas diferenças quanto aos controladores em tempo contínuo. Quando a variável de controle é a corrente do conversor, é proposta a utilização de uma retroação de estados adaptativa por modelo de referência cujo adaptador, responsável por atualizar os ganhos em tempo real, consiste em um algoritmo recursivo por mínimos quadrados (RLS). Quando a variável de controle é a corrente da rede, também é utilizada uma retroação de estados adaptativa por modelo de referência, porém o algoritmo RLS apresenta modificações para torná-lo robusto à dinâmicas não modeladas. O algoritmo RLS é utilizado por ter melhores características de convergência paramétrica se comparado a outros algoritmos. O distúrbio de tensão da rede é rejeitado fazendo-se algumas modificações na estrutura da lei de controle. Os resultados de simulação são validados através de resultados experimentais em um conversor de potência nominal de 5,5kW, os quais mostram as características promissoras dos controladores de corrente adaptativos. Por fim, são apresentadas comparações com controladores de corrente de ganhos fixos, mostrando as vantagens e desvantagens de cada uma dos controladores.

Palavras-chave: Conversores conectados à rede, controle adaptativo, filtro LCL.

ABSTRACT

Doctoral Thesis

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

ADAPTIVE CURRENT CONTROL APPLIED TO GRID-CONNECTED STATIC CONVERTERS

AUTHOR: JORGE RODRIGO MASSING

ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO

COADVISOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

Place and Date: Santa Maria, February 28th, 2013.

This thesis addresses the design of adaptive current controllers applied for voltage-source grid-connected converters with LCL-filter. Due to the grid equivalent impedance uncertainty and/or variation at the point of connection, the current controller of such converters may become unstable or have a poor performance with fixed-gain controllers because the grid impedance is part of the dynamic model. So, adaptive control techniques are proposed to ensure stability and performance of current controllers for grid-connected converter with LCL-filter even without knowledge of the grid equivalent impedance. Continuous time adaptive control, from the theoretical point of view, is a well established control technique. However, in this application, a discrete-time current controller is implemented. There are some differences between discrete-time and continuous-time adaptive controllers. When the controlled variable is the converter current, a model reference adaptive state feedback is proposed. The adaptation algorithm, responsible to update the gains in real-time, consists on a recursive least-squares (RLS) algorithm. When the controlled variable is the grid current, a model reference adaptive state feedback is also used. However, the RLS algorithm has some modifications to keep the controller robust under unmodeled dynamics. The RLS algorithm is used because it has better parametric convergence characteristics compared to other algorithms. The grid voltage disturbance is rejected making some small modifications on the controller structure. Simulation results are validated by experimental results in a 5,5kW three-phase grid-connected converter, which shows good convergence and steady state stability of the adaptive controllers. Finally, some comparisons with fixed gain current controllers are presented to show the advantages and disadvantages of each controller.

Keywords: Grid-connected converters, adaptive control, LCL-filter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Conversores conectados à rede com (a) filtro L e (b) filtro LCL.....	29
Figura 1.2	– Lugar das raízes para a frequência de amostragem de 4,8kHz.	34
Figura 1.3	– Lugar das raízes para a frequência de amostragem de 9,6kHz.	35
Figura 1.4	– Localização dos polos e zeros de malha fechada para o controlador de (MORENO et al., 2009) e (ESPÍ HUERTA et al., 2010) (a) com filtro L e (b) com filtro LCL.	37
Figura 1.5	– Fluxograma dos capítulos da tese.	45
Figura 2.1	– Modelo do conversor visto pelo processador. Variáveis amostradas ($i_{abc}(k)$) e ação de controle ($u_{abc}(k)$).	49
Figura 2.2	– Diagrama mostrando o processamento interno e no DSP/processador. Instantes das interrupções, a portadora utilizada para gerar as interrupções e o sinal PWM resultante.	49
Figura 2.3	– Conversor trifásico alimentado em tensão conectado à rede através de filtro L.....	52
Figura 2.4	– Circuito equivalente do conversor conectado à rede através de filtro L em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$	56
Figura 2.5	– Relação entre grandezas em coordenadas $\alpha\beta 0$ e $qd0$	57
Figura 2.6	– Resposta em frequência de malha aberta para o modelo discreto do filtro L em coordenadas $\alpha\beta 0$	61
Figura 2.7	– Localização dos polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro L em coordenadas $\alpha\beta 0$	61
Figura 2.8	– Resposta em frequência dos elementos da matriz função de transferência de malha aberta para o modelo discreto do filtro L em coordenadas síncronas $qd0$	63
Figura 2.9	– Polos e zeros dos elementos da matriz função de transferência de malha aberta para o modelo discreto do filtro L em coordenadas $qd0$	64
Figura 2.10	– Conversor trifásico alimentado em tensão conectado à rede através de filtro LCL.....	66
Figura 2.11	– Circuito equivalente do conversor conectado à rede através de filtro LCL em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$	72
Figura 2.12	– Resposta em frequência de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta 0$ quando a variável de saída e a corrente do conversor (i_c/u).	77
Figura 2.13	– Resposta em frequência de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta 0$ quando a variável de saída e a corrente da rede (i_g/u).	77
Figura 2.14	– Localização dos polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta 0$ quando a variável de saída é a corrente do conversor (i_c/u).	78
Figura 2.15	– Localização dos polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta 0$ quando a variável de saída é a corrente da rede (i_g/u).	78
Figura 2.16	– Resposta em frequência de malha aberta dos elementos da matriz função de transferência para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas síncronas $qd0$ quando a variável de saída é a corrente do conversor (i_c/u).	80

Figura 2.17 – Resposta em frequência de malha aberta dos elementos da matriz função de transferência para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas síncronas $qd0$ quando a variável de saída é a corrente da rede (i_g/u).	81
Figura 2.18 – Polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas síncronas $qd0$ quando a variável de saída é a corrente do conversor (i_c).	82
Figura 2.19 – Polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas síncronas $qd0$ quando a variável de saída é a corrente da rede (i_g).	83
Figura 3.1 – Circuito equivalente em eixos estacionários (α e β) do conversor com filtro LCL conectado à rede.	88
Figura 3.2 – Estrutura do controlador por retroação de estados adaptativa por modelo de referência para o controle de corrente do conversor.	90
Figura 3.3 – Polos 'x' e zeros 'o' da função de transferência de malha aberta (3.3) em função da indutância da rede quando L_{g2} varia de 0mH até 5mH e polos de malha fechada 'x', definidos pelo modelo de referência $W_m(z)$.	101
Figura 3.4 – Diagrama de Bode de $W_m(z)$ (comportamento desejado em malha fechada) e de $G(z)$ (planta em malha aberta) para diferentes valores de indutância da rede.	102
Figura 3.5 – Ganhos $\theta^* = [\theta_1^{*T} \quad \theta_u^*]^T$ calculados para atender à condição de casamento (3.8) em função da indutância equivalente da rede no ponto de conexão do conversor.	102
Figura 3.6 – Compensação de amplitude e fase do modelo de referência.	104
Figura 3.7 – Resultado de simulação. Correntes do conversor, saídas do modelo de referência e erros de rastreamento e sintonia do controlador através da injeção de correntes harmônicas sobrepostas à fundamental em coordenadas $\alpha\beta$.	107
Figura 3.8 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$.	108
Figura 3.9 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$.	108
Figura 3.10 – Resultados de simulação. Adaptação dos ganhos de retroação e convergência paramétrica durante a inicialização do controlador. Ganhos teóricos θ^* e convergência paramétrica.	109
Figura 3.11 – Resultado de simulação. Resposta transitória ao degrau na referência e salto de fase de corrente do conversor.	110
Figura 3.12 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$.	111
Figura 3.13 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$.	111
Figura 3.14 – Resultado de simulação. Resposta transitória ao degrau na referência e salto de fase de corrente do conversor.	112
Figura 3.15 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$.	112
Figura 3.16 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$.	113
Figura 3.17 – Resultado de simulação. Corrente de uma das fases do conversor, corrente da rede e tensão de fase da rede em coordenadas $\alpha\beta$.	113
Figura 3.18 – Resultado experimental. Correntes do conversor. (a) Sintonia do controlador através da injeção de correntes harmônicas sobrepostas à fundamental. (b) Referência puramente senoidal, de amplitude igual a 10A. Escala de corrente: 10 A/div. Escala de tempo: 20ms/div.	114

Figura 3.19 – Resultado experimental. Adaptação dos ganhos de retroação durante a partida do controlador de corrente.	116
Figura 3.20 – Resultado experimental. Correntes do conversor. (b) Referência puramente senoidal, de amplitude igual a 10A. (c) Referência de corrente com amplitude igual a 20A. Escala de corrente: 10 A/div. Escala de tempo: 5ms/div.	117
Figura 3.21 – Resultado experimental. Variáveis obtidas da memória interna do DSP. Correntes do conversor no eixo α ($i_c(k)$), saída do modelo de referência ($y_m(k)$) e erro de rastreamento ($e(k) = y_m(k) - i_c(k)$). ...	117
Figura 3.22 – Resultado experimental. Variáveis obtidas da memória interna do DSP. Correntes do conversor no eixo β ($i_c(k)$), saída do modelo de referência ($y_m(k)$) e erro de rastreamento ($e(k) = y_m(k) - i_c(k)$). ...	118
Figura 3.23 – Bancada experimental com modificação para produzir variações de indutância da rede.	118
Figura 3.24 – Resultado experimental. Resposta transitória das correntes do conversor para variação de indutância da rede. As correntes controladas permanecem amortecidas e os ganhos de retroação convergem para novos valores.	119
Figura 3.25 – Resultado experimental. Adaptação dos ganhos de retroação durante variações paramétricas da indutância da rede.	120
Figura 4.1 – Modelo da planta considerando dinâmicas não-modeladas aditiva e multiplicativa.	125
Figura 4.2 – Localização dos polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta$ quando a variável de saída é a corrente da rede i_g	126
Figura 4.3 – Localização dos polos e zeros de malha aberta de $G_0(z)$ e $\mu\Delta_a(z)$ quando a variável de saída é a corrente da rede i_g	127
Figura 4.4 – Resposta em frequência da planta nominal $G(z)$, da parcela modelada $G_0(z)$ e da parcela não-modelada aditiva $\mu\Delta_a(z)$	128
Figura 4.5 – Localização dos polos e zeros de malha aberta de $G_0(z)$ e $\mu\Delta_m(z)$ quando a variável de saída é a corrente da rede i_g	130
Figura 4.6 – Resposta em frequência da planta nominal $G(z)$, da parcela modelada $G_0(z)$ e da parcela não-modelada aditiva $\mu\Delta_m(z)$	131
Figura 4.7 – Polos 'x' e zeros 'o' da função de transferência de malha aberta (4.33) em função da indutância da rede quando L_{g2} varia de 0mH até 5mH e polos de malha fechada 'x', definidos pelo modelo de referência $W_m(z)$	145
Figura 4.8 – Diagrama de Bode de $W_m(z)$ (comportamento desejado em malha fechada) e de $G(z)$ (planta em malha aberta) para diferentes valores de indutância da rede.	146
Figura 4.9 – Ganhos $\theta^* = [\theta_1^{*T} \ \theta_u^*]^T$ calculados para atender à condição de casamento (4.40) em função da indutância equivalente da rede no ponto de conexão do conversor.	147
Figura 4.10 – Resultado de simulação. Correntes da rede, saídas do modelo de referência e erros de rastreamento e sintonia do controlador através da injeção de correntes harmônicas sobrepostas à fundamental em coordenadas $\alpha\beta$	149
Figura 4.11 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$	150
Figura 4.12 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$	151

Figura 4.13 – Resultados de simulação. Adaptação dos ganhos de retroação durante a inicialização do controlador. Ganhos teóricos θ para a parcela modelada da planta $G_0(z)$ e adaptação paramétrica.	152
Figura 4.14 – Resultado de simulação. Resposta transitória ao degrau na referência e salto de fase de corrente do conversor.	153
Figura 4.15 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$	154
Figura 4.16 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$	154
Figura 4.17 – Resposta transitória ao degrau na referência e salto de fase de corrente do conversor.	155
Figura 4.18 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$	155
Figura 4.19 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$	156
Figura 4.20 – Resultado de simulação. Corrente de uma das fases do conversor, corrente da rede e tensão de fase da rede em coordenadas $\alpha\beta$	156
Figura 4.21 – Resultado de simulação. Corrente de uma das fases do conversor, corrente da rede e tensão de fase da rede em coordenadas $\alpha\beta$	157
Figura 4.22 – Resultado experimental. Correntes da rede. (a) Sintonia do controlador através da injeção de correntes harmônicas sobrepostas à fundamental. (b) Referência puramente senoidal, de amplitude igual a 10A. Escala de corrente: 10 A/div. Escala de tempo: 20ms/div. ...	158
Figura 4.23 – Resultado experimental. Adaptação dos ganhos de retroação durante a partida do controlador de corrente.	159
Figura 4.24 – Resultado experimental. Correntes do conversor. (b) Referência puramente senoidal, de amplitude igual a 10A. (c) Referência de corrente com amplitude igual a 20A. Escala de corrente: 10 A/div. Escala de tempo: 5ms/div.	160
Figura 4.25 – Resultado experimental. Variáveis obtidas da memória interna do DSP. Correntes da rede no eixo α ($i_g(k)$), saída do modelo de referência ($y_m(k)$) e erro de rastreamento ($e(k) = y_m(k) - i_g(k)$).	161
Figura 4.26 – Resultado experimental. Variáveis obtidas da memória interna do DSP. Correntes da rede no eixo β ($i_g(k)$), saída do modelo de referência ($y_m(k)$) e erro de rastreamento ($e(k) = y_m(k) - i_g(k)$).	161
Figura 5.1 – Resultado de simulação. Controlador de corrente PI. Corrente da rede em condição de rede forte e fraca para uma variação de potência ativa de 0,5 para 1 p.u.	167
Figura 5.2 – Resultado de simulação. Controlador de corrente robusto. Corrente da rede em condição de rede forte e fraca para uma variação de potência ativa de 0,5 para 1 p.u.	168
Figura 5.3 – Resultado de simulação. Controlador de corrente adaptativo robusto. Corrente da rede em condição de rede forte e fraca para uma variação de potência ativa de 0,5 para 1 p.u.	169
Figura A.1 – Diagrama de Bode mostrando a resposta em frequência do filtro L e do filtro LCL. (a) Ganho e (b) fase em função da frequência.	195
Figura A.2 – Correntes do conversor e da rede de uma das fases em operação com fator de potência unitário. Tensão nominal de 127V de fase, corrente nominal de 14,4A.	196

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	–	Parâmetros do conversor utilizado nas simulações e na implementação prática. Valores absolutos e valores em p.u.	75
Tabela 5.1	–	Tabela comparativa de características dos controladores de corrente da rede i_g para conversores conectados à rede com filtro LCL.....	171
Tabela A.1	–	Parâmetros do conversor utilizado nas simulações e na implementação prática. Valores absolutos e valores em p.u.	196

LISTA DE APÊNDICES E ANEXOS

Apêndice A – Projeto do Filtro LCL e Descrição da Bancada Experimental	193
--	-----

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	27
1.1 Introdução geral	27
1.2 Conversores conectados à rede elétrica	28
1.2.1 Limitação do uso de controladores PI orientados na tensão no controle da corrente de filtros LCL	31
1.2.2 Identificação da impedância da rede através da excitação da instabilidade ...	32
1.2.3 Controle de corrente preditivo robusto	36
1.2.4 Controle de corrente do lado da rede sem o uso de sensores adicionais	38
1.2.5 Literatura adicional	39
1.3 Controladores adaptativos	40
1.3.1 Controle adaptativo aplicado à conversores estáticos	43
1.4 Objetivo e principais contribuições da tese	44
1.5 Organização do trabalho	44
2 MODELAGEM DE CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA	47
2.1 Obtenção de modelos em tempo discreto	47
2.2 Modelagem de conversores alimentados em tensão conectados à rede com filtro L	50
2.2.1 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias abc	50
2.2.2 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$	54
2.2.3 Modelo dinâmico em coordenadas síncronas $qd0$	57
2.2.4 Mapa de polos e zeros e resposta em frequência da planta em malha aberta .	60
2.2.4.1 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$	60
2.2.4.2 Modelo dinâmico em coordenadas síncronas $qd0$	62
2.3 Modelagem de conversores alimentados em tensão conectados à rede com filtro LCL	65
2.3.1 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias abc	65
2.3.2 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$	69
2.3.3 Modelo dinâmico em coordenadas síncronas $qd0$	73
2.3.4 Mapa de polos e zeros e resposta em frequência da planta em malha aberta .	75
2.3.4.1 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$	76
2.3.4.2 Modelo dinâmico em coordenadas síncronas $qd0$	79
2.4 Efeitos da discretização	84
2.5 Conclusão	86
3 CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE DO CONVERSOR UTILIZANDO MODELO DE REFERÊNCIA DISCRETO	87

3.1 Controle por retroação de estados adaptativa por modelo de referência	87
3.1.1 Caso não-adaptativo sem distúrbio ($v(k) = 0$)	90
3.1.2 Caso adaptativo sem distúrbio ($v(k) = 0$)	91
3.1.3 Caso adaptativo com rejeição de distúrbio ($v(k) \neq 0$)	96
3.1.4 Convergência paramétrica e escolha do algoritmo de adaptação	98
3.2 Exemplo de projeto	100
3.2.1 Compensação de amplitude e fase do modelo de referência	103
3.2.2 Procedimento para a execução do algoritmo	104
3.3 Resultados de simulação	105
3.3.1 Inicialização e partida do controlador	106
3.3.2 Resposta transitória	110
3.4 Resultados experimentais	114
3.4.1 Inicialização e partida do controlador	114
3.4.2 Resposta transitória	115
3.4.3 Variação paramétrica	118
3.5 Conclusão	119
4 CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE DA REDE UTILIZANDO MODELO DE REFERÊNCIA DISCRETO	123
4.1 Dinâmicas não-modeladas	123
4.1.1 Dinâmicas não-modeladas: análise em função de transferência	124
4.1.1.1 Dinâmica não-modelada aditiva	125
4.1.1.2 Dinâmica não-modelada multiplicativa	129
4.1.2 Dinâmicas não-modeladas: análise em espaço de estados	132
4.2 Controle por retroação de estados adaptativo por modelo de referência robusto à dinâmicas não-modeladas	135
4.2.1 Caso não-adaptativo sem distúrbio ($v(k) = 0$)	135
4.2.2 Caso adaptativo sem distúrbio ($v(k) = 0$)	137
4.2.3 Caso adaptativo com rejeição de distúrbio ($v(k) \neq 0$)	144
4.3 Exemplo de projeto	145
4.3.1 Compensação de amplitude e fase do modelo de referência	146
4.4 Resultados de simulação	148
4.4.1 Inicialização e partida do controlador	148
4.4.2 Resposta transitória	153
4.5 Resultados experimentais	157
4.5.1 Inicialização e partida do controlador	157
4.5.2 Resposta transitória	160
4.6 Conclusão	162

5 COMPARAÇÃO DE CONTROLADORES DE CORRENTE PARA CONVERSORES COM FILTRO LCL	163
5.1 Projeto de controladores de ganhos fixos	163
5.1.1 Controladores proporcionais-integrais em eixos síncronos $qd0$	163
5.1.2 Controladores robustos em eixos estacionários $\alpha\beta0$	164
5.2 Resultado da comparação dos controladores	165
5.2.1 Resultados de simulação - resposta transitória	165
5.2.2 Análise comparativa	170
5.3 Conclusão	172
6 CONCLUSÃO	173
6.1 Contribuições	173
6.2 Sugestão de trabalhos futuros	174
REFERÊNCIAS	177
APÊNDICES	191
A.1 Projeto do filtro LCL	193
A.2 Descrição da bancada experimental	197

1 INTRODUÇÃO

1.1 Introdução geral

Esta tese trata do projeto de controladores adaptativos para o controle de corrente de conversores conectados à rede com filtro LCL. Conversores alimentados em tensão modulados por largura de pulso (PWM) apresentam alto conteúdo harmônico de tensão na saída. Quando conectados à rede e controlados em corrente, esse conteúdo harmônico de tensão se reflete em corrente e, por isso, são necessários filtros de saída. O filtro mais simples é o filtro que consiste em um indutor, o chamado filtro L. Esse filtro é de primeira ordem e, por possuir baixa atenuação, precisa ser grande para garantir requisitos de injeção de harmônicas de corrente na rede.

Por outro lado, filtros de ordem superior podem ser utilizados, como é o caso do filtro constituídos por dois indutores e um capacitor, o chamado filtro LCL. Esse filtro, por ser de terceira ordem, possui uma atenuação maior das harmônicas injetadas na rede, reduzindo o seu volume e custo, bem como melhorando a característica de transferência de potência para a rede. Porém, o filtro LCL possui uma desvantagem no ponto de vista de controle, pois sua ressonância pode dificultar o projeto do controlador de corrente. Como a impedância da rede faz parte do modelo do conversor, esta deve ser considerada. No entanto, a incerteza associada à impedância da rede em conjunto com a ressonância do filtro LCL pode levar o controlador de corrente de ganhos fixos a ter baixo desempenho ou inclusive levar o sistema à instabilidade (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006).

As considerações feitas no decorrer dessa tese são:

1. Será considerado somente um conversor conectado ao ponto de conexão comum. Mais de um conversor conectado ao mesmo ponto aumentaria a ordem do sistema a ser analisado, o que não é o escopo desse trabalho.
2. A rede será considerada indutiva, o que é plausível para sistemas de alta potência.
3. Serão desprezados os efeitos de bancos capacitivos e cargas não-lineares. Isso entraria no modelo como dinâmicas não-modeladas.

As principais motivações do estudo de controladores adaptativos de corrente são:

1. Ajuste automático dos ganhos do controlador de forma a garantir estabilidade do controlador de corrente independente da condição de indutância da rede.
2. Rejeição de distúrbios na corrente devido à tensão da rede.

3. Amortecimento do pico de ressonância do filtro LCL.

A seguir, serão apresentadas os principais desafios reportados na literatura acerca de conversores estáticos conectados à rede.

1.2 Conversores conectados à rede elétrica

Aspectos econômicos e ambientais vêm impulsionando e incentivando o aumento da utilização de eletricidade fornecida por fontes de energia renováveis (HEIER, 2006). Há uma forte tendência de estas fontes distribuídas de energia serem conectadas ao sistema de potência através de conversores PWM alimentados em tensão com controle de corrente.

É importante notar que para conversores de altas potências, a frequência de comutação é tipicamente em torno de alguns kHz para manter as perdas de comutação em níveis aceitáveis. Ainda, as correntes harmônicas oriundas das comutações do conversor PWM alimentado em tensão necessitam ser mantidas abaixo dos níveis estabelecidos por normas e por códigos de rede (IEEE Std 1547-2003, 2003), (IEC 61000-3-2 ed3.0, 2005), (IEC 61000-3-12 ed2.0, 2011), o que é feito através do uso de filtros L ou LCL conectados nos terminais do conversor (TWINING; HOLMES, 2003). Filtros LCL são normalmente usados em conversores de alta potência conectados à rede, pois estes filtros apresentam maior atenuação das altas frequências harmônicas sem aumentar significativamente o consumo de potência reativa na frequência fundamental da rede, se comparados com os filtros L (DANNEHL; FUCHS; HANSEN, 2007). Se por um lado a indutância e a resistência equivalente da rede no ponto de conexão do conversor podem ser consideradas como parte do filtro LCL, por outro lado as incertezas considerando seus valores reais resultam na mudança da frequência de ressonância do filtro LCL. Isso precisa ser considerado no projeto do controlador de corrente para garantir a estabilidade e o desempenho do conversor conectado à rede (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005; BUENO et al., 2004). Além disso, neste caso, os controladores de corrente devem ter a capacidade de rejeitar distorções de corrente de baixa ordem resultante da distorção de tensão no ponto de conexão do conversor. Isso combinado com o fato que os controladores são implementados em microcontroladores ou processadores digitais de sinais (DSPs) tornam o projeto do controlador longe de ser trivial.

A Figura 1.1 mostra diagramas simplificados de um conversor conectado à rede com filtro L e com filtro LCL. Com o filtro L, a variável de controle é a corrente i_g injetada na rede. Com o filtro LCL, a variável de controle pode ser tanto a corrente i_g injetada na rede quanto a corrente i_c do conversor. Porém, com o controle da corrente i_c , não se garante fator de potência unitário no ponto de conexão comum (PCC) do conversor (TWINING, 2004).

Para aplicações de conversores conectados à rede com filtro L, como é o caso

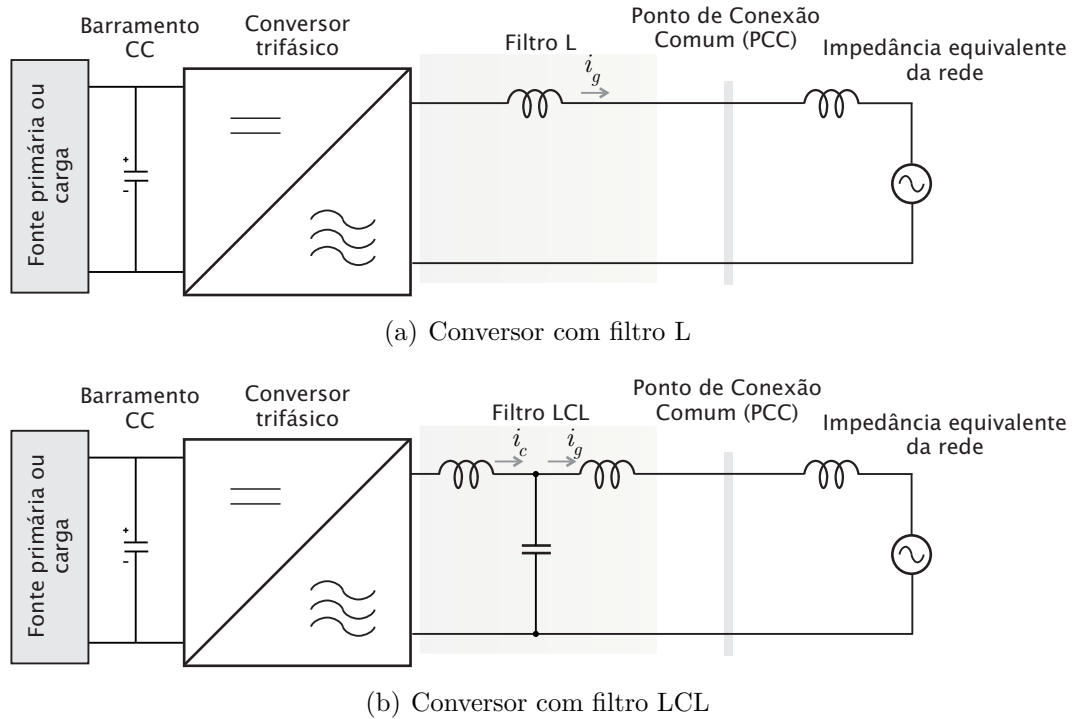


Figura 1.1 – Conversores conectados à rede com (a) filtro L e (b) filtro LCL.

de filtros ativos, foi apresentado o controlador *deadbeat*, os quais possuem uma rápida resposta transitória (BUSO; MALESANI; MATTAVELLI, 1998; MALESANI; MATTAVELLI; BUSO, 1999). No entanto, como comentado pelos próprios autores, o controlador *deadbeat* é muito sensível a diferenças entre os parâmetros reais do conversor e os parâmetros considerados no projeto do controlador. Isso pode levar o controlador de corrente inclusive à instabilidade.

Para aplicações de conversores conectados à rede com filtro LCL, surge um problema de ressonância. Quanto ao amortecimento dessa ressonância, as duas principais alternativas apresentadas na literatura são: (i) uso de amortecimento passivo para atenuar o pico de ressonância, o que é indesejável em altas potências devido ao custo da energia e devido ao fato que existem métodos dependentes das características da rede no ponto de conexão; (ii) uso de amortecimento ativo, que pode ser alcançado através de diferentes estratégias de controle, tais como estruturas de controle específicas (WU; LEHN, 2006), (BLASKO; KAURA, 1997), retroação de estados (GABE et al., 2007), (GABE; PINHEIRO, 2008), (GABE et al., 2009), estimação da impedância da rede (CIOBOTARU et al., 2007), (LISERRE; BLAABJERG; TEODORESCU, 2007), estratégias de controle utilizando múltiplos laços de realimentação (LOH; HOLMES, 2005), dentre outras (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998), (SHEN et al., 2008), (JÓOS; PINHEIRO; KHORASANI, 1996), (DANNEHL; WESSELS; FUCHS, 2009), (MORENO et al., 2009), (SHEN et al., 2010), (YANG et al., 2011).

Em (JULEAN, 2009) é apresentada uma comparação entre diferentes técnicas de

amortecimento passivo e ativo. Entretanto, problemas de estabilidade e/ou baixo desempenho em se tratando de amortecimento da ressonância surgem frequentemente como resultado de dois fatores principais: (i) incerteza paramétrica do filtro LCL e (ii) inclusão da malha de rejeição de distúrbios de tensão. Quanto a incertezas paramétricas, as indutâncias do filtro LCL podem mudar significativamente devido à indutância do lado do conversor depender da permeabilidade magnética do núcleo, que é função da magnitude da corrente do lado do conversor, e a indutância do lado da rede depender da potência de curto-circuito no ponto de conexão do conversor. Quanto à rejeição de distúrbios de tensão, polos complexos pouco amortecidos são incluídos na malha de controle próximo ao limite do círculo de raio unitário para rejeição dos distúrbios de tensão harmônica, tanto pelo uso dos controladores ressonantes em um referencial estacionário, quanto dos integradores em sistemas de referência síncronos múltiplos da fundamental.

De forma a garantir a estabilidade, bem como prover uma boa rejeição a distúrbios devido às distorções de tensão, estratégias de controle robusto com retroação parcial de estados foram propostas recentemente (GABE et al., 2007), (GABE; PINHEIRO, 2008), (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009), (GABE et al., 2009). Embora esse controle seja simples de ser implementado e de a estabilidade ser garantida para uma dada faixa de indutâncias da rede, seu desempenho considerando amortecimento da ressonância ainda é dependente dos parâmetros de impedância da rede.

Em resumo, as características desejadas para o controlador de corrente de conversores alimentados em tensão conectados à rede são: (i) bom rastreamento da referência de corrente e capacidade de rejeição de distúrbios, (ii) estabilidade com relação a incertezas paramétricas e (iii) bom desempenho considerando o amortecimento da ressonância. As incertezas paramétricas e distúrbios aos quais estes conversores conectados à rede estão sujeitos tornam o problema do projeto do controle de corrente desafiador (LEDWICH; SHARMA, 2000), (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006).

Nesta tese será abordada a opção que envolve a modelagem e projeto dos controladores em tempo discreto. Quanto ao tipo de controlador, existem diversas alternativas. O projeto de controladores lineares, que possuem ganhos fixos, são a primeira opção a ser considerada. Estes podem ser projetados utilizando critérios de robustez, o que pode garantir a estabilidade mesmo que a planta não apresente os parâmetros originais de projeto. Entretanto, a conexão de conversores na rede pode apresentar sérios problemas, principalmente em se tratando de incertezas paramétricas. Controladores com ganhos fixos podem levar o sistema à instabilidade devido à incertezas paramétricas da rede, inviabilizando o uso de algumas estratégias de controle.

Para atender os requisitos citados anteriormente, esta tese propõe a utilização de controladores adaptativos para o controle de corrente de conversores com filtro LCL. A proposta inicial é a utilização do controlador por retroação de estados adaptativa por modelo de referência em tempo discreto para a malha de controle de corrente do con-

versor e um controlador adaptativo robusto à dinâmicas não-modeladas para o controle da corrente do lado da rede (TAO, 2003). Com os controladores propostos, é possível se determinar um modelo de referência tal que o controlador de corrente em malha fechada se comporte como este modelo em regime permanente, na ausência de dinâmicas não-modeladas. Isso se deve ao fato de o ajuste dos ganhos de retroação ser *online*, feito de forma adaptativa. Como resultado, a resposta do controle de corrente em malha fechada converge para o modelo de referência e o amortecimento da ressonância se torna independente da impedância da rede desde que ocorra convergência paramétrica do algoritmo de adaptação. Ainda, como será apresentado a seguir, o rastreamento da referência e a rejeição de distúrbios podem ser facilmente atingidos sem o uso dos controladores ressonantes de ganhos fixos em eixos estacionários $\alpha\beta 0$ (ZMOOD; HOLMES, 2003; TEODORESCU et al., 2006) ou controladores proporcionais-integrais em eixos síncronos $qd0$ (DANNEHL; WESSELS; FUCHS, 2009).

1.2.1 Limitação do uso de controladores PI orientados na tensão no controle da corrente de filtros LCL

Em qualquer projeto de controle, procura-se inicialmente utilizar o controlador mais simples e que atenda às especificações de projeto. Em conversores conectados à rede, um dos controladores mais utilizados é o controlador proporcional-integral (PI) orientado em eixos síncronos com a tensão no ponto de conexão. Este controlador garante erro de regime permanente nulo para referências constantes. Além da simplicidade, outra motivação para o uso desse controlador no controle de corrente do filtro LCL é a necessidade de se usar somente um conjunto de sensores de corrente. Partindo desse princípio, em (DANNEHL; WESSELS; FUCHS, 2009) é analisado o uso do controlador PI na malha de controle de corrente do conversor com filtro LCL de saída. A modelagem do conversor é feita em eixos síncronos $qd0$.

O projeto do controlador PI apresentado em (DANNEHL; WESSELS; FUCHS, 2009) considera que o conversor apresenta somente um filtro L na saída, em que a indutância equivalente é igual à soma da indutância do conversor e da indutância do lado da rede. Para frequências abaixo da frequência de ressonância, tanto o filtro L quanto o filtro LCL apresentam a mesma atenuação. No entanto, a inclusão do capacitor resulta em um pico de ressonância e a partir dessa frequência a atenuação tende para 60dB por década. O critério utilizado para projeto dos ganhos do PI considera a planta como um filtro do tipo L, onde a banda passante é igual a um quinto da frequência de amostragem. Neste contexto de projeto, com a introdução do filtro LCL e considerando o lugar das raízes:

- Verifica-se que há uma forte dependência entre a localização dos polos em malha fechada e a frequência de amostragem. A posição dos polos (realimentação da

corrente do lado da rede) e dos polos e zeros complexos (realimentação da corrente do lado do conversor) do filtro LCL no plano z depende da frequência de amostragem. Com o aumento desta, os polos e zeros complexos deslocam-se para a região de baixa frequência, em torno de $z = 1$. Isso vale para a realimentação da corrente do lado do conversor e da corrente do lado da rede.

- Para a realimentação da corrente do lado do conversor, com o aumento da frequência de amostragem, ramos de baixa frequência são atraídos para os zeros complexos do filtro LCL e os ramos que partem dos polos complexos do filtro LCL tendem para fora do círculo unitário. No caso de um filtro ideal sem perdas não existe ganho positivo que garanta a estabilidade do sistema.
- Ainda para o controle da corrente do lado do conversor i_c , é utilizada uma estrutura adicional, que inclui polos e zeros para amortecer ativamente a malha de corrente e garantir estabilidade. Entretanto, o desempenho e estabilidade da malha de corrente dependem fortemente dos parâmetros, incluindo, por exemplo, a impedância da rede no ponto de conexão.
- Para o controle da corrente do lado da rede i_g , com o aumento da frequência de amostragem e com o aumento do ganho, os ramos associados aos polos complexos do filtro LCL tendem para fora do círculo de raio unitário. Entretanto, diferente do caso para realimentação da corrente do lado do conversor, mesmo com filtro ideal sem perdas existem ganhos positivos que asseguram a estabilidade do sistema. Para que o critério de projeto considerado resulte em um sistema estável com a utilização de filtro LCL, é necessário que a frequência de ressonância localize-se entre um quarto e a metade da frequência de amostragem.
- Como no método considerado a banda passante está associada à frequência de amostragem, com o aumento da banda passante a frequência de ressonância do filtro LCL poderá ser excitada, levando o sistema à instabilidade.

O projeto do controlador é apresentado somente para uma planta nominal. Para incertezas paramétricas, não é apresentada nenhuma solução e os autores sugerem o uso de controladores mais sofisticados se uma banda passante for maior do que um quarto da frequência de amostragem.

1.2.2 Identificação da impedância da rede através da excitação da instabilidade

Uma das propostas apresentadas na literatura para a identificação da impedância da rede no ponto de conexão do conversor é a excitação da instabilidade da malha de controle de corrente (LISERRE; BLAABJERG; TEODORESCU, 2007). A idéia central

deste trabalho é de se utilizar um ganho proporcional na malha de corrente e aumentar esse ganho gradativamente até atingir a instabilidade. Conforme (LISERRE; BLAABJERG; TEODORESCU, 2007), se a instabilidade for excitada, pode-se determinar, com base na frequência da oscilação, o parâmetro desconhecido de indutância da rede L_g no ponto de conexão. A motivação de se conhecer os parâmetros da rede r_g e L_g vem do fato de se desejar a detecção do ilhamento do sistema, bem como para a resintonia de controladores. Essa detecção deve ser feita de forma periódica, porém foram encontrados problemas na implementação discreta dessa estratégia de identificação paramétrica.

Inicialmente, será considerada a função de transferência discreta que relaciona a tensão de entrada sintetizada u e a corrente do indutor do lado do conversor i_c incluindo o atraso de transporte da implementação digital. Ainda, serão considerados os parâmetros do filtro LCL cujo projeto é apresentado no Apêndice A. A impedância da rede no ponto de conexão não será considerada ($L_{g2} = 0\text{mH}$) e para o valor de indutância de saída do filtro LCL serão considerados dois casos: $L_{g1} = 0,5\text{mH}$, que é o caso nominal, e $L_{g1} = 0,3\text{mH}$, que é obtido considerando incerteza paramétrica no valor do indutor. As Figuras 1.2(a) e 1.2(b) mostram o lugar das raízes com os dois valores de indutância para uma frequência de amostragem de $f_s = 4,8\text{kHz}$. As Figuras 1.3(a) e 1.3(b) mostram caso semelhante, porém para uma frequência de amostragem de $f_s = 9,6\text{kHz}$. Nesse caso, a partir do lugar das raízes, nota-se que mesmo para pequenos ganhos positivos o sistema em malha fechada é instável. A única forma de existir ganhos nos quais o sistema em malha fechada seja estável é se a planta apresentar resistências parasitas que colaboram no amortecimento dos polos de malha aberta. Também é possível notar que o lugar das raízes não depende somente do parâmetro L_g , mas também da frequência de amostragem f_s .

Agora, consideremos a variável de saída como sendo a corrente do lado da rede. Nesse caso, a função de transferência discreta que relaciona a tensão de controle u e a corrente de saída i_g apresenta dois zeros de amostragem. Assim, o problema é ainda mais complexo. Da mesma forma que no caso anterior, os lugares das raízes para este caso são apresentados nas Figuras 1.2(c) e 1.2(d), para $f_s = 4,8\text{kHz}$, e nas Figuras 1.3(c) e 1.3(d), para $f_s = 9,6\text{kHz}$. No caso de a frequência de amostragem $f_s = 4,8\text{kHz}$, nota-se que existem ganhos positivos que tornam o sistema de malha fechada estável. Porém, não se pode inferir se a instabilidade ocorrerá primeiro devido aos polos complexos conjugados ou ao polo ultrapassando o ponto $z = -1$. Ainda, no caso onde $f_s = 9,6\text{kHz}$, a menos de pequenos valores de ganho, o sistema em malha fechada já é naturalmente instável.

Com isso, pode-se inferir que a técnica apresentada em (LISERRE; BLAABJERG; TEODORESCU, 2007) para detecção da impedância da rede no ponto de conexão apresenta sérios problemas de implementação. Porém, quando for definida a variável de saída i_g , mesmo sem a presença de amortecimento e com a inclusão do atraso de transporte, existe um $k > 0$ tal que o sistema em malha fechada é estável.

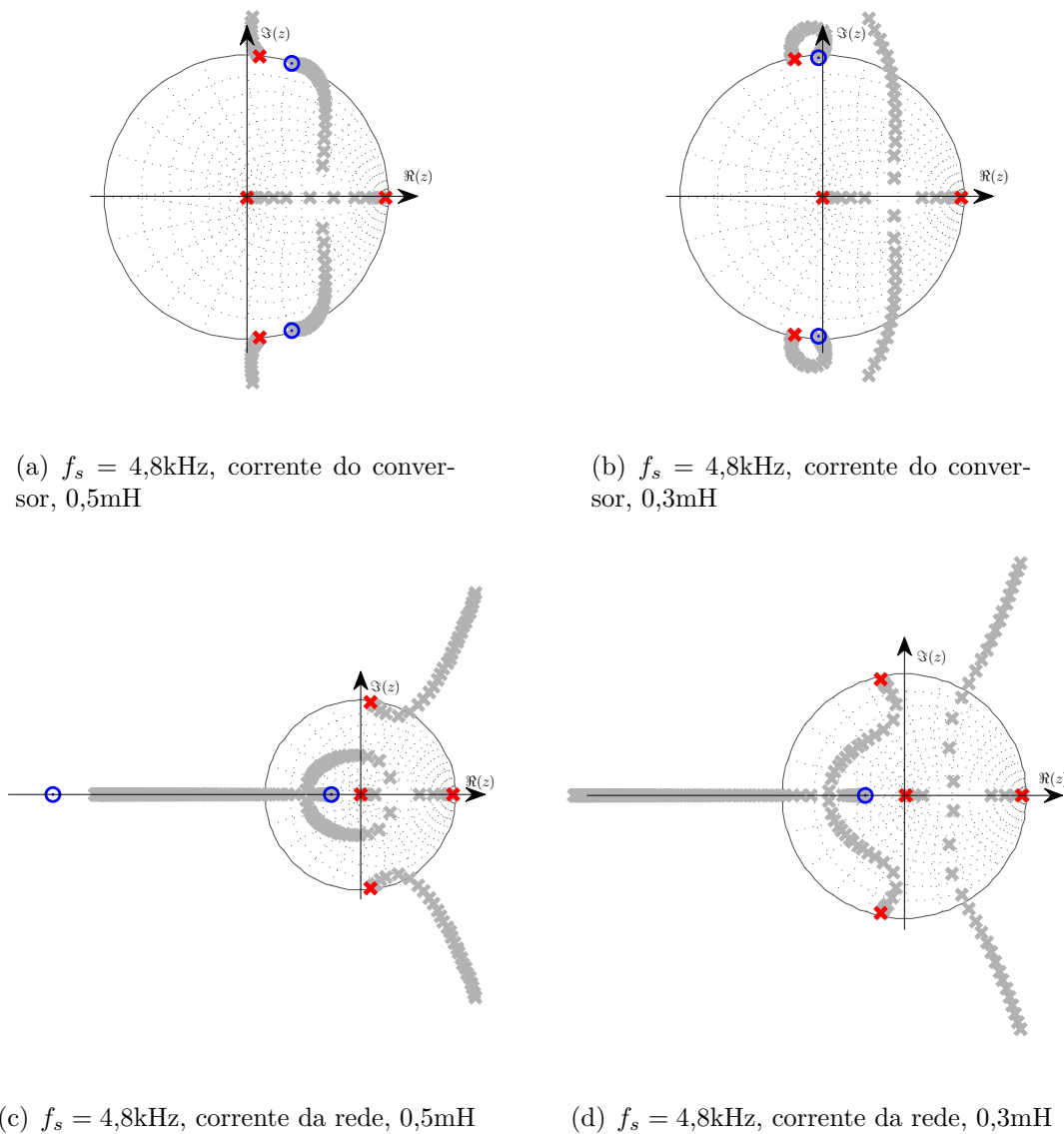
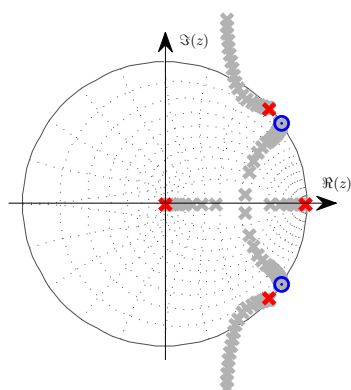
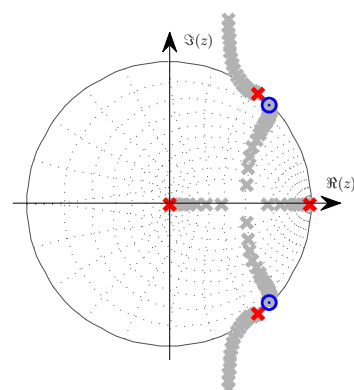


Figura 1.2 – Lugar das raízes para a frequência de amostragem de 4,8kHz.

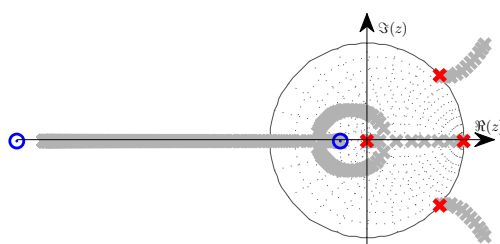
A idéia é relativamente simples e isso é uma vantagem. Porém, há algumas desvantagens, que são: (i) levar o sistema até o limite da estabilidade como o intuito de determinar a frequência do ganho pode danificar o conversor e não ser aceito pelas normas de conexão com rede, (ii) as hipóteses assumidas para simplificar a solução numérica podem levar a uma estimação errônea da impedância da rede no ponto de conexão. Ainda, para se obter a frequência de cruzamento do ganho se deveria considerar as seguintes restrições, que são $Re[G(j\omega)] = 1$ e $Im[G(j\omega)] = 0$. Isso resulta em duas equações algébricas de onde podem ser obtidos L_g e r_g . Com isso seria possível fazer um mapa aproximado de L_g em função da frequência de cruzamento do ganho.



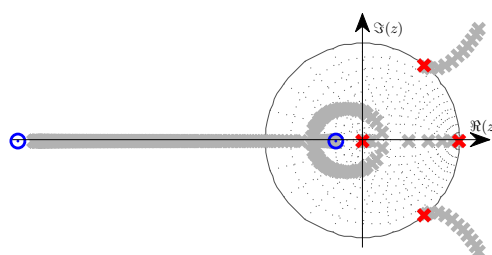
(a) $f_s = 9,6\text{kHz}$, corrente do conversor, $0,5\text{mH}$



(b) $f_s = 9,6\text{kHz}$, corrente do conversor, $0,3\text{mH}$



(c) $f_s = 9,6\text{kHz}$, corrente da rede, $0,5\text{mH}$



(d) $f_s = 9,6\text{kHz}$, corrente da rede, $0,3\text{mH}$

Figura 1.3 – Lugar das raízes para a frequência de amostragem de $9,6\text{kHz}$.

1.2.3 Controle de corrente preditivo robusto

Uma outra proposta apresentada na literatura para o controle de corrente de conversores conectados à rede é o controlador de tempo mínimo, chamado de preditivo ou, em inglês, *deadbeat*.

Este tipo de controlador apresenta um alto desempenho quanto à resposta transitória. Para um sistema dinâmico conhecido, a saída atinge o valor de referência em um número de amostras que depende da ordem da planta. Essa proposta é apresentada em (MORENO et al., 2009) (ESPÍ HUERTA et al., 2010) para o controle de corrente do conversor conectado à rede com filtro LCL. A modelagem apresentada nestas referências despreza o efeito dos capacitores de filtro, o que é uma aproximação bastante significativa. O modelo do conversor é composto por uma indutância com perdas resistivas, equivalente à soma das indutâncias do conversor e da rede. O atraso de transporte é considerado na modelagem e um controlador de tempo mínimo é projetado para uma planta nominal. Ainda, o distúrbio de tensão da rede entra no projeto do controlador. Porém, o distúrbio é medido no ponto de conexão dos capacitores, o que também é uma aproximação, pois ocorre uma queda de tensão na impedância do lado da rede.

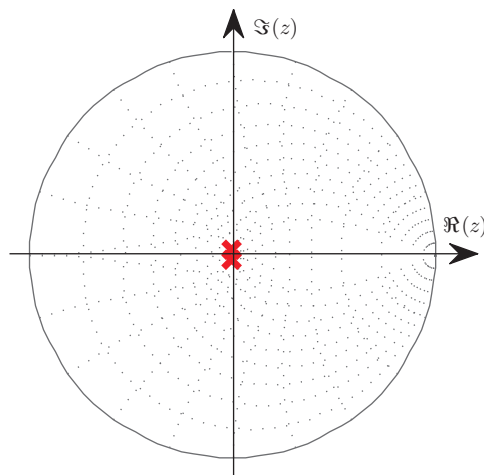
A proposta apresentada em (MORENO et al., 2009) (ESPÍ HUERTA et al., 2010) é simples e apresenta bons resultados para um conversor com filtro L na saída cuja indutância é conhecida. No entanto, com a inclusão dos capacitores de filtro, a planta não é mais de primeira ordem mas de terceira ordem. Como a banda passante do controlador de corrente é alta (idealmente com ganho unitário em malha fechada em toda a faixa de frequências abaixo de $f_s/2$ para o controlador *deadbeat*) e como a ressonância do filtro LCL deve estar dentro da faixa de interesse para atenuar harmônicas de corrente devido à comutação do conversor, a malha de corrente se torna instável com a inclusão dos capacitores.

Algumas conclusões obtidas a partir da análise de (MORENO et al., 2009) (ESPÍ HUERTA et al., 2010) são:

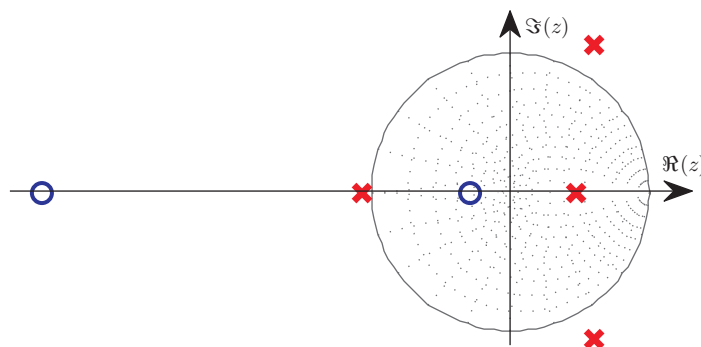
1. Toda a formulação matemática considera somente um indutor, que é equivalente à soma das indutâncias do lado do conversor e do lado da rede. Para que o filtro LCL apresente uma atenuação significativa nas harmônicas de corrente, é necessário que a frequência de ressonância esteja abaixo da frequência de comutação. Por isso, a capacitância não pode ser desprezada. As resistências foram desprezadas no modelo, mas na prática elas apresentam um efeito significativo no amortecimento da ressonância.
2. Resistências são incluídas para a obtenção dos resultados experimentais, o que facilita o projeto do controlador e mascara possíveis instabilidades, pois a ressonância é amortecida. Portanto, os resultados apresentados em (MORENO et al., 2009)

e (ESPÍ HUERTA et al., 2010) são obtidos com amortecimento passivo. Isso é indesejável devido às perdas, reduzindo a eficiência do conversor.

3. Para o projeto do controlador *deadbeat*, é necessária a predição da corrente a ser controlada e da tensão de distúrbio no instante $(k + 1)T_s$. A predição da tensão de distúrbio é feita no ponto de conexão dos capacitores, o que não é correto conceitualmente, pois o modelo somente com filtro L considera a tensão Thévenin equivalente da rede, a qual não pode ser medida. Com a predição proposta, o controlador de corrente incluindo o atraso de transporte na modelagem se torna instável dentro da faixa de estabilidade de variação paramétrica definida, mesmo sem a inclusão dos capacitores.
4. Nenhuma prova de estabilidade do controlador de corrente é mostrada no decorrer dos artigos e não fica claro em nenhum momento qual a robustez do controlador proposto.



(a) Com filtro L



(b) Com filtro LCL

Figura 1.4 – Localização dos polos e zeros de malha fechada para o controlador de (MORENO et al., 2009) e (ESPÍ HUERTA et al., 2010) (a) com filtro L e (b) com filtro LCL.

5. A variação paramétrica da rede e a não inclusão do capacitor de filtro na modelagem tornam os resultados do controlador proposto contestáveis e isso é um ponto que precisa ser investigado.

A Figura 1.4 mostra o que ocorre com os polos em malha fechada para o controlador *deadbeat* proposto. Quando o projeto é executado considerando um filtro L com indutância conhecida, é possível obter um comportamento em malha fechada próximo ao tempo mínimo, a menos das resistências intrínsecas que deslocam a posição dos polos para as redondezas da origem do plano z , como visto na Figura 1.4(a). Entretanto, com a inclusão do capacitor de filtro e trazendo-se a frequência de ressonância para valores abaixo da frequência de Nyquist, surge uma instabilidade, alguns polos de malha fechada estão fora do círculo de raio unitário como pode ser visto na Figura 1.4(b).

1.2.4 Controle de corrente do lado da rede sem o uso de sensores adicionais

A proposta apresentada em (AHMED et al., 2009) trata do controle da corrente da rede do conversor com filtro LCL. Em (AHMED et al., 2009), é proposta a utilização somente de sensores de corrente do lado da rede, o que é um ponto positivo. A realimentação e estabilização da malha de corrente é feita com os estados estimados a partir de um filtro de Kalman. Assim, é necessário um modelo com os parâmetros nominais da planta para que os estados estimados pelo filtro de Kalman se aproximem dos estados reais. Para uma planta sem variação paramétrica, esta pode ser uma boa alternativa. Para a malha interna de pré-compensação, são utilizadas as grandezas em coordenadas estacionárias abc , as quais podem ser (i) corrente do capacitor, (ii) corrente do indutor do conversor, (iii) tensão do capacitor ou (iv) tensão do indutor do lado do conversor. Para a malha externa de controle da corrente da rede, são utilizados controladores PI de ganhos fixos em eixos síncronos orientados na tensão estimada da rede. Porém, o sincronismo necessita da tensão da rede, que não é medida. A tensão da rede é estimada utilizando um algoritmo gradiente. A análise de estabilidade do estimador é feita utilizando uma função de Lyapunov, da qual se determina o máximo ganho λ do gradiente.

Pode-se fazer as seguintes considerações acerca de (AHMED et al., 2009):

- Como o filtro de Kalman é um observador de estados, deve-se investigar até que ponto essa estimativa influencia na estabilidade em malha fechada quando a planta não for a nominal.
- O projeto dos controladores PI em eixos síncronos não é comentado.
- O atraso de transporte poderia ser incluído diretamente no modelo discreto.

- Quanto às incertezas paramétricas de impedância da rede no ponto de conexão do conversor, não foi feita uma análise detalhada de estabilidade do estimador de tensão da rede.
- Não é discutida a distorção de tensão e como ela afeta o estimador de tensão da rede.
- A robustez quanto à impedância no ponto de conexão, tanto da potência de curto-circuito quanto da razão X/R , não foi analisada.

A idéia de diminuir a quantidade de sensores é interessante, porém exige uma investigação maior quanto às incertezas da rede no ponto de conexão do conversor.

1.2.5 Literatura adicional

Para contextualizar este trabalho, aqui são apresentadas algumas literaturas recentes sobre o controle de conversores estáticos. São propostas diferentes alternativas para o controle de corrente de conversores conectados à rede com filtro LCL. No entanto, o problema de estabilidade e desempenho continua sendo um tema de estudo até o momento.

Alguns trabalhos recentes que tratam de controle de conversores conectados à rede são:

- Artigos científicos de revistas e congressos que tratam de controle de conversores estáticos (TAKESHITA; MATSUI, 1992), (PINHEIRO; JÓOS; KHORASANI, 1995), (DRAOU; SATO; KATAOKA, 1995), (PINHEIRO; JÓOS; KHORASANI, 1996), (JÓOS; PINHEIRO; KHORASANI, 1996), (BUENO et al., 2004), (WU; LEHN, 2006), (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006), (GREEN; PRODANOVIĆ, 2007), (FIGUERES et al., 2007), (GONG; XU, 2008), (SHEN et al., 2008), (RODRÍGUEZ et al., 2008), (LIU et al., 2009), (CASTILLA et al., 2009), (LIMONGI et al., 2009), (COBRECES et al., 2009), (SHEN et al., 2010), (TURNER; WALTON; DUKE, 2010), (FUCHS; DANNEHL; FUCHS, 2010), (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011), (TURNER; WALTON; DUKE, 2011), (AHMED et al., 2011), (HUERTA et al., 2011), (KHAJEHODDIN et al., 2011), (SAIT; DANIEL, 2011), (MONMASSON; IDKHAJINE; NAOUAR, 2011), (WANG et al., 2011), (ARCURI et al., 2011), (MOHAMED, 2011), (WANG et al., 2011), (TANG et al., 2012), (PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2012), (ABBES; BELHADJ, 2012), (HE; LI, 2012), (TAN et al., 2012), (MAHMOOD; JIANG, 2012), (LI et al., 2013), (HE et al., 2013b).
- Dissertações de mestrado apresentando o problema de controle (RADUCU, 2008) e de ressonância quando ocorre a conexão de vários conversores (RAUMA, 2012).

- Teses de doutorado que abordam o tema de controle de conversores estáticos, incluindo controle digital e controle adaptativo (CARATI, 2003), (DAI, 2005), (SKJELLNES, 2008), (KULKA, 2009), (STEFANELLO, 2010), (MIDTSUND, 2010), (MILASI, 2012).

Visto que as técnicas apresentadas na literatura são baseadas, na grande maioria, em controladores de ganhos fixos, a seguir serão explicitadas as principais características dos controladores adaptativos e as principais diferenças com relação aos controladores de ganhos fixos.

1.3 Controladores adaptativos

Sistemas de controle adaptativos tem sido desenvolvidos consideravelmente nos últimos 40 anos. O objetivo desta técnica é ajustar automaticamente os parâmetros do controlador ou identificar os parâmetros da planta tanto no caso de parâmetros desconhecidos da planta quanto no caso de parâmetros variantes no tempo de forma a atender certos critérios de desempenho, os quais são definidos pelo projetista. Estes sistemas de controle adaptativos são caracterizados pela sua capacidade de sintonizar os parâmetros do controlador em tempo real a partir das informações obtidas (medidas) do sistema em malha fechada. Um controlador adaptativo, por ser não-linear, é mais complicado que um controlador de ganhos fixos e as provas de estabilidade não são triviais. Da mesma forma que os controladores de ganhos fixos, os controladores adaptativos podem ser projetados em tempo contínuo ou em tempo discreto.

Quando a planta é conhecida, se bem projetados, controladores de ganhos fixos conseguem um bom desempenho e estabilidade. Porém, na aplicação de conversores conectados à rede, a impedância da rede no ponto de conexão do conversor faz parte do modelo e depende do local onde o conversor será instalado. Portanto, a incerteza no parâmetro de impedância da rede dificulta o projeto de controladores de corrente. A utilização de controladores adaptativos é uma alternativa para a solução desse problema, pois os ganhos se ajustam de forma a se adaptar às incertezas ou variações da estrutura da planta (dinâmicas não-modeladas).

Existe uma relação próxima entre a teoria de identificação de sistemas e controle adaptativo (LJUNG, 1987). Isso fica mais explícito quando se analisa os dois principais métodos de controle adaptativo, os quais são:

1. Método direto: os ganhos do controlador são ajustados diretamente, sem a necessidade de identificação dos parâmetros da planta a ser controlada. Para isso, é necessário escrever o controlador de uma forma tal que, com a implementação de uma técnica de identificação previamente definida, seja possível atualizar os ganhos do controlador sem conhecimento dos parâmetros da planta.

2. Método indireto: há a necessidade de identificação dos parâmetros da planta para posterior projeto do controlador, seguindo um critério de projeto pré-definido. Alguns algoritmos adaptativos são baseados na separação da estimação de parâmetros e do projeto do controlador.

Dentre os algoritmos de adaptação, existem diversas alternativas. Os dois principais algoritmos são o algoritmo gradiente e o algoritmo RLS ou mínimos quadrados recursivo (do inglês, *Recursive Least Squares*). O algoritmo gradiente utiliza uma matriz de covariância com valores constantes e fixos. Assim o tempo computacional é reduzido, porém a convergência paramétrica do algoritmo não é garantida, como é possível fazer utilizando o algoritmo RLS (MIDDLETON; GOODWIN, 1990). O algoritmo RLS, por sua vez, pode garantir convergência paramétrica na ausência de dinâmicas não-modeladas, porém o esforço computacional é maior. Ainda, modificações devem ser incluídas para evitar que a matriz de covariância convirja para zero, como será descrito mais adiante.

Além disso, alguns problemas aparecem no momento da implementação digital de controladores adaptativos. Mesmo que o modelo dinâmico em tempo contínuo seja de fase mínima (não apresenta zeros no semi-plano direito do plano s), o modelo discretizado pode apresentar zeros de fase não-mínima (ÅSTRÖM; HAGANDER; STERNBY, 1980), (ÅSTRÖM; HAGANDER; STERNBY, 1984). Como apresentado em (ÅSTRÖM; HAGANDER; STERNBY, 1980), (ÅSTRÖM; HAGANDER; STERNBY, 1984), plantas em tempo contínuo com grau relativo $n \geq 2$ apresentam zeros de discretização. Apesar de existir uma vasta teoria sobre controle adaptativo aplicado à plantas de fase mínima, o mesmo não ocorre para plantas de fase não-mínima.

Em plantas de fase mínima, é possível cancelar o efeito dos zeros a partir da implementação de polos que são estáveis. Isso não ocorre para plantas de fase não-mínima, pois não é possível o cancelamento dos zeros da planta com polos do controlador. Dessa forma, o uso de controladores que utilizam o princípio do cancelamento de polos e zeros, como o caso de controladores adaptativos por modelo de referência (MRAC), é inviável. O objetivo é implementar uma técnica de controle adaptativa que evita o cancelamento indesejável de zeros da planta com polos do controlador. Além de atender critérios de estabilidade e desempenho, o projeto dos controladores deve levar em conta a capacidade de rejeição de distúrbios. Controladores baseados no princípio do modelo interno são geralmente usados para rastreamento de sinais de referência nas frequências do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1976), (DATTA; OCHOA, 1996), (DATTA, 1993), (SILVA; DATTA, 1999).

Algumas técnicas de controle adaptativo para plantas de fase não-mínima são apresentadas na literatura. Um dos primeiros trabalhos apresentados na literatura para o caso em tempo discreto foi proposto por (ÅSTRÖM, 1980), que trata de um controlador adaptativo direto, porém faz uso de um estimador de parâmetros não-linear.

Em (ELLIOTT, 1982), é apresentado o primeiro controlador adaptativo direto em

tempo contínuo com a estimação de parâmetros linear. A desvantagem é que o número de parâmetros a serem adaptados é 2 vezes o número de ganhos do controlador. Ainda, o sistema em malha fechada não rastreia diretamente a saída da planta, ou seja, há uma diferença de amplitude e fase entre a referência e a saída, sem levar em consideração que no projeto não são considerados os distúrbios.

Um controlador adaptativo por modelo de referência considerando distúrbios conhecidos é apresentado em (GOODWIN; CHAN, 1983). Modificações do controlador adaptativo direto em tempo contínuo para plantas de fase não-mínima apresentado em (ELLIOTT, 1982) e incluindo a característica de rejeição de distúrbio apresentado em (GOODWIN; CHAN, 1983) foram propostas em (JANECKI, 1987) para o caso em tempo discreto. A rejeição de distúrbio é garantida, porém o número de parâmetros a serem adaptados é elevado e não se garante rastreamento assintótico da saída. Alguns outros algoritmos em tempo discreto foram propostos em (ELLIOTT; GOODWIN, 1984) e em (KIM; CHOI, 1987).

Propostas de controladores adaptativos indiretos que garantem estabilidade, ou seja, alocação de polos em malha fechada, e rastreamento da referência e rejeição de distúrbio de frequência conhecida através da inclusão de um controlador que segue o princípio do modelo interno foram apresentados em (PALANISWAMI; GOODWIN, 1987; FENG; PALANISWAMI, 1991; PALANISWAMI; FENG, 1991; FENG; PALANISWAMI, 1992; PALANISWAMI, 1993). Teoricamente, o controlador adaptativo indireto tem todas essas funcionalidades. Porém, ocorrem sérios problemas na implementação do controlador adaptativo indireto, resultando em elevadas ações de controle, principalmente durante o transitório de adaptação. Em um caso prático, a ação de controle u pode saturar facilmente, o que não é desejado. Ainda, surgem problemas de singularidade na inversão *online* de matriz necessária para a resolução da equação Diofantina no caso do controlador adaptativo indireto, a qual é de ordem elevada devido à ordem da planta e do distúrbio.

Uma alternativa é a alocação de polos adaptativa usando sistemas inversos aproximados. Como o cancelamento dos zeros obtidos na discretização resulta em um controlador instável, pode-se, de maneira aproximada, cancelar o efeito desses zeros durante transitórios do sistema a ser controlado. Isso é feito a partir da obtenção de sistemas inversos aproximados, como apresentado em (LU; YAHAGI, 1993a), (LU; YAHAGI, 1993b), (LU; YAHAGI, 1997), (SHAFIQ; LU; YAHAGI, 1996), (LU; SHAFIQ; YAHAGI, 1996). Algumas características da alocação de polos usando sistemas inversos aproximados são: (i) ordem do *delay* entre a referência e a saída aumenta significativamente com a melhoria da aproximação e (ii) a implementação do algoritmo para determinar os polinômios do controlador quando a planta é de ordem elevada exige grande carga computacional. O atraso de transporte entre a saída do modelo de referência $y_m(k)$ e a referência $r(k)$ aumenta com a melhoria da aproximação e em aplicações que dependem de sincronismo, isso causa alguns problemas, pois a referência precisa ser compensada.

Outras referências que tratam a alocação de polos adaptativa e investigações sobre a sintonia automática ("*self-tuning*") usando controle adaptativo direto para evitar a solução da equação Diofantina são apresentadas em (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1980), (CHALAM, 1987).

Um estudo aprofundado do efeito de dinâmicas não-modeladas e distúrbios sobre a estabilidade de controladores adaptativos pode ser encontrado em (ROHRS, 1982), (ROHRS et al., 1982), (ROHRS et al., 1984). Controladores adaptativos robustos à dinâmicas não-modeladas em tempo contínuo podem ser encontrados em (DATTA; OCHOA, 1996) e em tempo discreto podem ser encontrados em (DATTA, 1993), (SILVA; DATTA, 1999).

1.3.1 Controle adaptativo aplicado à conversores estáticos

Em se tratando de aplicações de controladores adaptativos a conversores estáticos, um controlador adaptativo para o controle de corrente de máquinas de indução é apresentado em (TSAI; TZOU, 1997). O modelo dinâmico elétrico da máquina de indução é simplificado por um filtro L e uma força contra-eletromotriz, muito similar à tensão da rede no caso de aplicações de conversores estáticos conectados à rede. Ainda, aspectos práticos e convergência paramétrica do controlador adaptativo são apresentadas.

Dentre outras aplicações de controle adaptativo encontradas na literatura para eletrônica de potência e controle de conversores estáticos, pode-se citar as seguintes:

- Controle da tensão de saída de fontes ininterruptas de energia(UPS) (GRÜNDLING; CARATI; PINHEIRO, 1998), (CARATI, 2003), (RECH et al., 2003).
- Controle de velocidade/posição de máquinas elétricas (CÂMARA; GRÜNDLING, 2005), (CÂMARA et al., 2007).
- Controle de tensão de amplificadores de potência utilizados no acionamento de máquinas de vibração eletrodinâmica (DELLA FLORA; GRÜNDLING, 2006), (DELLA FLORA; GRÜNDLING, 2008a), (DELLA FLORA; GRÜNDLING, 2008b).
- Controle de corrente de filtros ativos (STEFANELLO, 2010).
- Controle de conversores estáticos conectados à rede (MILASI, 2012), (MILASI; LYNCH; LI, 2013).

Em se tratando de conversores conectados à rede, até o momento ainda não existe uma vasta bibliografia na literatura que trata de controladores adaptativos.

1.4 Objetivo e principais contribuições da tese

Dentro deste cenário, as principais contribuições desta tese são:

- Propor controladores adaptativos de corrente em tempo discreto para conversores conectados à rede com filtro LCL, os quais não necessitam de ajuste manual de ganhos do controlador, garantindo a estabilidade para diferentes condições de impedância da rede.
- Propor uma estratégia de controle de corrente simples que garanta estabilidade e desempenho mesmo quando a impedância da rede é incerta.
- Apresentar as provas de estabilidade de tais controladores.
- Propor controladores que garantam a rejeição do distúrbio de tensão da rede. Isso pode ser estendido para o caso onde há harmônicas de tensão da rede.
- Realizar a comparação com outras estratégias apresentadas na literatura para conversores conectados à rede com filtro LCL, como é o caso dos controladores de ganhos fixos.

1.5 Organização do trabalho

O Capítulo 1 apresenta a motivação do trabalho. Nesse capítulo é feita uma revisão bibliográfica sobre o tema, situando o trabalho da tese no contexto de controle de corrente de conversores estáticos conectados à rede com filtro LCL de saída.

O Capítulo 2 apresenta a modelagem de conversores estáticos conectados à rede com filtro L e LCL, tanto em tempo contínuo quanto em tempo discreto. A representação em tempo discreto, tanto em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ quanto em coordenadas síncronas $qd0$ possui algumas peculiaridades. Ainda, o atraso de transporte da implementação da ação de controle pelo processador digital é incluído no modelo. Esta modelagem servirá para facilitar a introdução dos controladores apresentados nos capítulos seguintes.

No Capítulo 3 é apresentada uma proposta para o controle adaptativo da corrente do lado do conversor do filtro LCL. Nesse capítulo é apresentado o algoritmo de controle por retroação de estados adaptativa por modelo de referência em tempo discreto. Ainda, o distúrbio de tensão da rede é considerado no projeto do controlador de corrente.

O Capítulo 4 apresenta uma proposta para o controle adaptativo da corrente do lado da rede do filtro LCL. Nesse capítulo é apresentado o algoritmo de controle adaptativo por retroação de estados robusto por modelo de referência em tempo discreto. Para tratar do problema de zeros de amostragem, um algoritmo adaptativo robusto é proposto tal

que a estabilidade do controlador é garantida mesmo com dinâmicas não-modeladas da planta a ser controlada.

O Capítulo 5 traz algumas comparações dos controladores adaptativos com controladores clássicos lineares de ganhos fixos, tanto em eixos estacionários $\alpha\beta 0$ quanto em eixos síncronos $qd0$.

Por fim, o Capítulo 6 traz as conclusões do trabalho e algumas propostas de investigações futuras.

A estrutura da tese tem a forma da Figura 1.5. Os capítulos 3 e 4 são independentes entre si e apresentam as duas propostas de controladores adaptativos para esta tese.

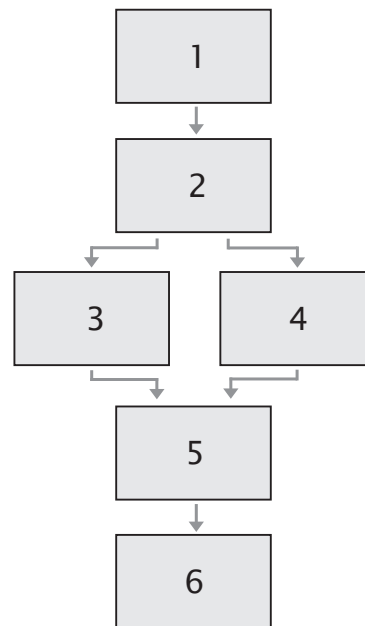


Figura 1.5 – Fluxograma dos capítulos da tese.

2 MODELAGEM DE CONVERSORES ESTÁTICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

Este capítulo apresenta a modelagem de conversores estáticos trifásicos alimentados em tensão conectados à rede elétrica com filtro L e filtro LCL de saída. O objetivo deste capítulo é desenvolver e comparar modelos em tempo discreto destes conversores, tanto em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ quanto em coordenadas síncronas $qd0$, a fim de se projetar os controladores de corrente também em tempo discreto. Ainda, para o caso do filtro LCL, serão apresentados os modelos em tempo discreto considerando a corrente do conversor e a corrente da rede como variáveis de saída, explicitando as diferenças entre os modelos resultantes e alguns efeitos decorrentes da discretização. O atraso de transporte da implementação digital do controlador é acrescentado no modelo discreto e seu efeito sobre as características de estabilidade será analisado no decorrer da tese.

2.1 Obtenção de modelos em tempo discreto

Circuitos trifásicos são a combinação de três circuitos energizados por forças eletromotrizes alternadas e defasadas 120° entre si (IEEE Std.100, 2000). A geração, transmissão e distribuição de energia, bem como o acionamento de máquinas elétricas são geralmente feitos através de sistemas trifásicos. Na prática, as variáveis trifásicas não podem ser consideradas como três sistemas monofásicos, pois existe acoplamento entre as variáveis de cada fase (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Por isso, desde o início do século XX, com o surgimento dos sistemas elétricos trifásicos alternados, ficou evidente a necessidade da simplificação de sua representação para uma melhor análise e projeto de equipamentos conectados ao sistema trifásico. Dentre as representações pioneiras, destaca-se o trabalho desenvolvido por Charles L. Fortescue (FORTESCUE, 1918), que transformava um sistema trifásico desequilibrado em três sistemas trifásicos equilibrados (circuitos de sequência positiva, sequência negativa e sequência zero), a chamada teoria de componentes simétricas. Posteriormente, a transformação desenvolvida por Edith Clarke (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951), também chamada de transformação de Clarke ou transformação $\alpha\beta 0$ permitiu a representação de um sistema trifásico acoplado em três sistemas monofásicos desacoplados. As variáveis representadas em um sistema $\alpha\beta 0$ apresentam grandezas senoidais quando a transformação é aplicada em um sistema elétrico trifásico senoidal. Outra transformação, desenvolvida por Robert H. Park (PARK, 1929), (PARK, 1933), também chamada de transformação de Park ou transformação $qd0$, transforma um sistema trifásico acoplado em três sistemas monofásicos também acoplados, com a diferença que as grandezas, em regime permanente, são

constantes. A transformação de Park foi inicialmente desenvolvida para análise de máquinas síncronas, mas também pode ser utilizada em outras aplicações como em conversores estáticos (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

Em aplicações envolvendo conversores estáticos trifásicos, tanto a transformação $\alpha\beta 0$ quanto a transformação $qd0$ são muito úteis. Com elas, é possível simplificar os modelos para projeto dos controladores de conversores conectados à rede, fontes ininterruptas de energia, acionamento de máquinas, dentre outras aplicações. Como a implementação de controladores para tais conversores é geralmente implementada em processadores digitais, é conveniente que os modelos dinâmicos sejam analisados em tempo discreto.

Note que é de conhecimento que grande parte dos controladores atuais são implementados em um DSP (do inglês, *Digital Signal Processor*) ou microprocessador. Para o projeto dos controladores destacam-se as seguintes metodologias (CHEN; FRANCIS, 1995):

1. Projeto dos controladores no tempo contínuo e discretização através de algum método conhecido (Euler, transformação bilinear, etc.) para implementação digital.
2. Discretização da planta e projeto dos controladores em tempo discreto.
3. Utilização da teoria de sistemas amostrados (*sampled-data systems*) para o projeto de controladores discretos usando plantas em tempo contínuo e controladores em tempo discreto.

Nesta tese, será abordado o segundo método, que é discretização da planta e projeto dos controladores em tempo discreto, pois assim a representação dinâmica do controlador não necessita de aproximação para sua implementação. Quanto à obtenção de modelos discretos considerando as transformações de coordenadas estacionárias abc para $\alpha\beta 0$ e para coordenadas síncronas $qd0$, existem duas formas que se destacam:

1. A primeira consiste em se transformar o modelo de coordenadas estacionárias abc para $\alpha\beta 0$ e, posteriormente, para coordenadas síncronas $qd0$ fazendo-se, após isso, a discretização o modelo com retentor de ordem zero (*zero order hold*, ou ZOH) (BOTTERÓN, 2005; BOTTERÓN; PINHEIRO, 2007), (DANNEHL; FUCHS; THØGERSEN, 2010).
2. A outra alternativa, que se aproxima mais do que acontece na prática, é discretizar o modelo em coordenadas estacionárias abc com ZOH e então aplicar as transformações de coordenadas já em tempo discreto (ESPÍ HUERTA et al., 2010).

Consideremos a Figura 2.1, na qual está apresentado um diagrama de blocos com o conversor, o modulador e as transformações de coordenadas. O conversor, apesar de ser um elemento não-linear no processo, pode ser aproximado por um ZOH. Mesmo que

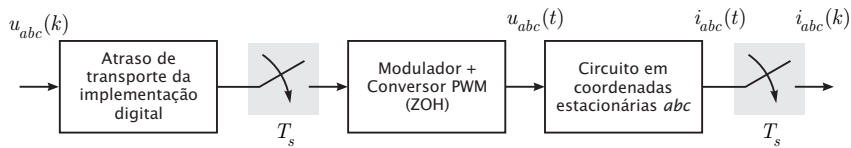


Figura 2.1 – Modelo do conversor visto pelo processador. Variáveis amostradas ($i_{abc}(k)$) e ação de controle ($u_{abc}(k)$).

a tensão não seja constante em amplitude por um instante T_s , a tensão média aplicada modulada em largura de pulso (PWM) apresenta o mesmo valor médio no período.

A transformação $\alpha\beta 0$, por ser linear e invariante no tempo, não altera o modelo dinâmico, mesmo sendo executada antes da discretização. A diferença em se fazer a discretização do modelo após a transformação está na transformação $qd0$, por esta ser uma transformação variante no tempo. A ordem da discretização e transformação de coordenadas altera o modelo que representa o conversor. Verificou-se que o modelo que representa o conversor é obtido quando se faz a discretização e, posteriormente, se faz a transformação de coordenadas para o eixo de coordenadas síncronas $qd0$.

A Figura 2.2 mostra um diagrama temporal dos eventos. Após as interrupções geradas pelo processador, ocorre a amostragem das variáveis de tensão e corrente pelos conversores analógico/digitais (A/D). Em seguida, são feitas as transformações e o cálculo da ação de controle. A duração do pulso PWM deve ser menor que o período de amostra-

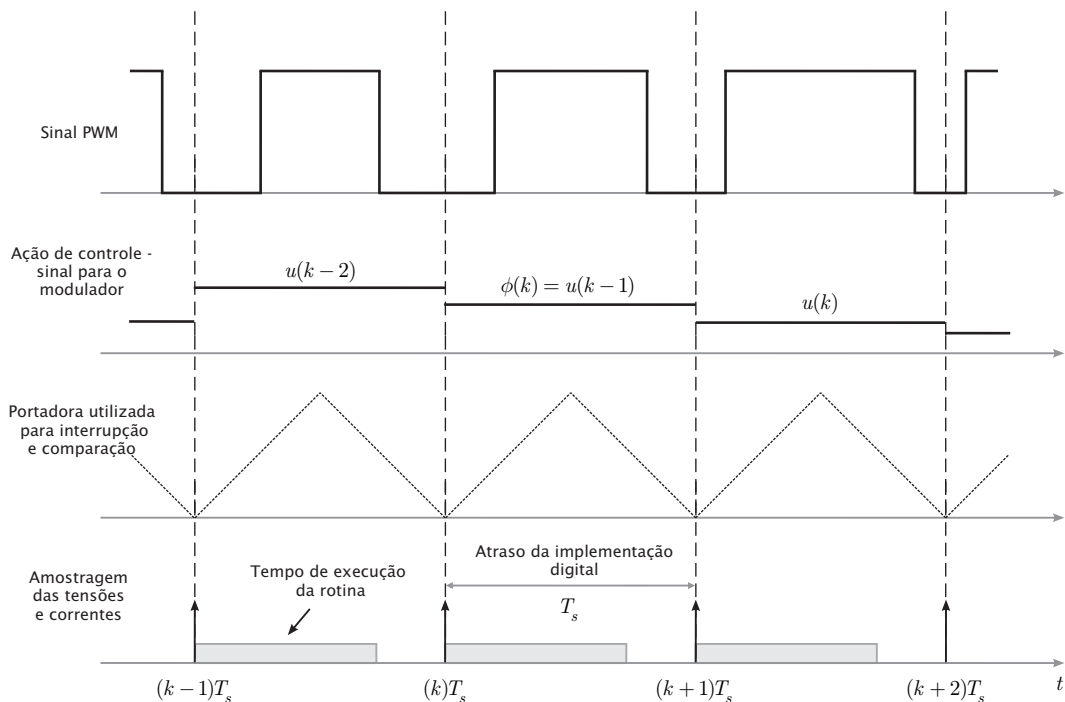


Figura 2.2 – Diagrama mostrando o processamento interno e no DSP/processador. Instantes das interrupções, a portadora utilizada para gerar as interrupções e o sinal PWM resultante.

gem T_s para que a ação de controle seja calculada em tempo hábil para ser atualizada no próximo instante de amostragem. Como a ação de controle calculada no instante kT_s será aplicada no conversor somente no instante $(k+1)T_s$, os modelos discretos devem incluir o atraso de transporte na sua representação. A seguir, será apresentado o modelo em tempo discreto para conversores conectados à rede com filtro L. Os modelos serão desenvolvidos para eixos estacionários $\alpha\beta 0$ e para eixos síncronos $qd0$.

2.2 Modelagem de conversores alimentados em tensão conectados à rede com filtro L

Conversores estáticos com filtro L são os mais simples de serem utilizados na conexão de conversores estáticos com a rede. Dependendo do critério de atenuação das correntes injetadas/absorvidas da rede, eles podem ser suficientes para atender requisitos de injeção de harmônicas de corrente na rede. Por estes serem filtros de primeira ordem, eles têm a desvantagem de serem volumosos ou requererem uma elevada frequência de comutação para atender os requisitos de conexão. Por outro lado, como vantagem, a modelagem e controle do conversor são mais simples. Mesmo com suas limitações, será inicialmente apresentada a modelagem de conversores conectados à rede com filtro L, pois isso facilitará o entendimento de conversores com filtro LCL, que serão abordados nas seções seguintes.

2.2.1 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias abc

Considere o conversor trifásico a três fios conectado à rede através de um filtro L, como mostrado na Figura 2.3. Ainda, considere a rede como o equivalente Thévenin de uma fonte de tensão trifásica alternada equilibrada e uma impedância série equivalente com característica indutiva. Apesar de esta ser uma simplificação e de se saber que existem cargas com característica não-linear, capacitores de correção de fator de potência conectados à rede e inclusive outros conversores estáticos conectados no mesmo ponto, será considerado o modelo de somente um conversor conectado à rede com característica indutiva. Será assumido que a resistência e a indutância total serão definidas como $r_g = r_c + r_{g2}$ e $L_g = L_c + L_{g2}$, respectivamente. Assim, a tensão da rede pode ser considerada um distúrbio exógeno. Ainda, será considerado o modelo médio do conversor PWM, onde a entrada de controle é a tensão média no período de comutação, ou seja, desde que a ondulação sobre as variáveis amostradas sejam pequenas ou estas sejam amostradas no seu valor médio, esta aproximação é plausível. As transformações $\alpha\beta 0$ e $qd0$ são utilizadas na simplificação dos modelos com a finalidade de desacoplamento, facilitando o posterior

projeto dos controladores de corrente. Considerando a Figura 2.3, da lei dos nós e da lei das malhas de Kirchoff, tem-se que:

$$u_{ab}(t) = r_g i_{ag}(t) + L_g \frac{d}{dt} i_{ag}(t) + v_a(t) - v_b(t) - L_g \frac{d}{dt} i_{bg}(t) - r_g i_{bg}(t) \quad (2.1)$$

$$u_{bc}(t) = r_g i_{bg}(t) + L_g \frac{d}{dt} i_{bg}(t) + v_b(t) - v_c(t) - L_g \frac{d}{dt} i_{cg}(t) - r_g i_{cg}(t) \quad (2.2)$$

$$i_{ag}(t) + i_{bg}(t) + i_{cg}(t) = 0 \Rightarrow \frac{d}{dt} i_{ag}(t) + \frac{d}{dt} i_{bg}(t) + \frac{d}{dt} i_{cg}(t) = 0 \quad (2.3)$$

Escrevendo na forma matricial, com $\mathbf{y}_{abc}(t)$ sendo o vetor de saída:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_g & -L_g & 0 \\ 0 & L_g & -L_g \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ag}(t) \\ i_{bg}(t) \\ i_{cg}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -r_g & r_g & 0 \\ 0 & -r_g & r_g \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ag}(t) \\ i_{bg}(t) \\ i_{cg}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab}(t) \\ u_{bc}(t) \\ 0 \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \\ \mathbf{y}_{abc}(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ag}(t) \\ i_{bg}(t) \\ i_{cg}(t) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

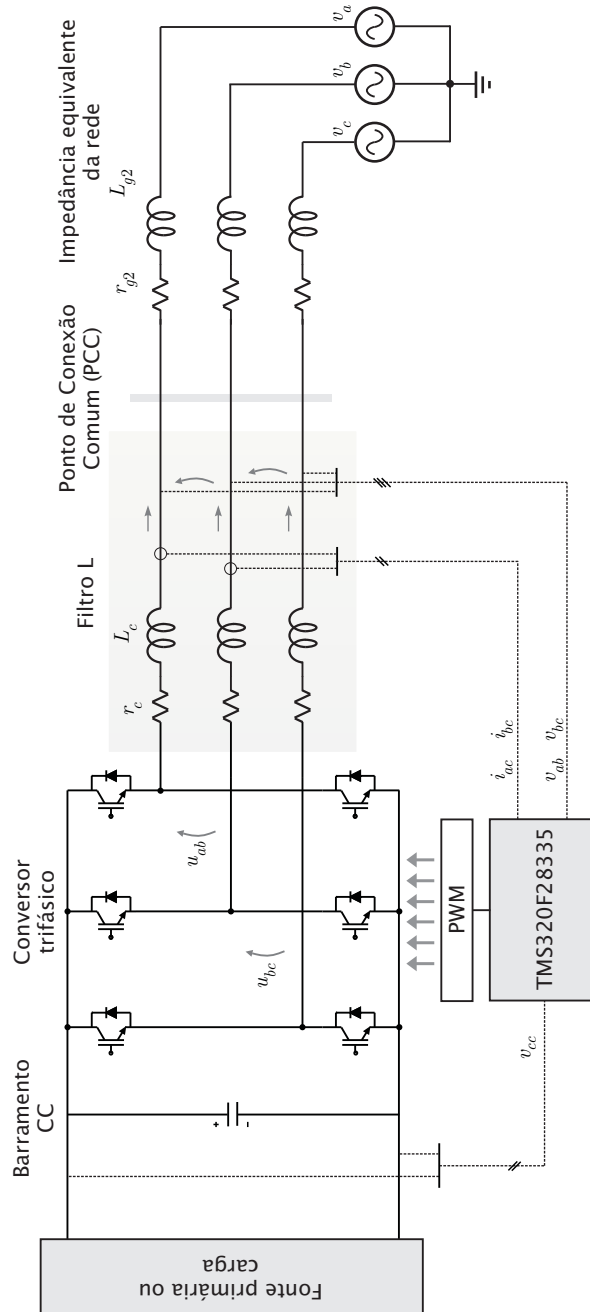


Figura 2.3 – Conversor trifásico alimentado em tensão conectado à rede através de filtro L.

Este modelo acima pode ser simplificado da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A}_t \mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B}_t \mathbf{u}_{labc}(t) + \mathbf{F}_t \mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}_{abc}(t) &= \mathbf{C}_p \mathbf{x}_{abc}(t). \end{aligned} \quad (2.5)$$

Nesse caso, as variáveis de saída são os próprios estados, que são as correntes injetadas na rede. Multiplicando \mathbf{L}^{-1} em ambos os lados, tem-se que

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A}_p \mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B}_p \mathbf{u}_{labc}(t) + \mathbf{F}_p \mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}_{abc}(t) &= \mathbf{C}_p \mathbf{x}_{abc}(t). \end{aligned} \quad (2.6)$$

Em (2.6), $\mathbf{x}_{abc}(t)$ representa os estados em coordenadas abc , $\mathbf{u}_{labc}(t)$ representa o vetor de tensões de linha aplicadas pelo conversor e $\mathbf{v}_{abc}(t)$ representa o vetor de tensões de fase da rede. Para a representação das tensões de controle $\mathbf{u}_{labc}(t)$ do sistema dinâmico em grandezas de fase $\mathbf{u}_{abc}(t)$, a seguinte transformação é utilizada

$$\mathbf{u}_{labc}(t) = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{u}_{abc}(t) = \mathbf{T}_{fl} \mathbf{u}_{abc}(t), \quad (2.7)$$

onde $\mathbf{u}_{abc}(t) = [u_{ao}(t) \quad u_{bo}(t) \quad u_{co}(t)]^T$. Então, (2.6) fica

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A}_p \mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B}_p \mathbf{T}_{fl} \mathbf{u}_{abc}(t) + \mathbf{F}_p \mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}_{abc}(t) &= \mathbf{C}_p \mathbf{x}_{abc}(t). \end{aligned} \quad (2.8)$$

onde as matrizes \mathbf{A}_p , $\mathbf{B}_p \mathbf{T}_{fl}$, \mathbf{F}_p e \mathbf{C}_p são dadas por

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_p &= \begin{bmatrix} -\frac{2r_g}{3L_g} & \frac{r_g}{3L_g} & \frac{r_g}{3L_g} \\ \frac{r_g}{3L_g} & -\frac{2r_g}{3L_g} & \frac{r_g}{3L_g} \\ \frac{r_g}{3L_g} & \frac{r_g}{3L_g} & -\frac{2r_g}{3L_g} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_p \mathbf{T}_{fl} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3L_g} & -\frac{1}{3L_g} & -\frac{1}{3L_g} \\ \frac{1}{3L_g} & \frac{2}{3L_g} & \frac{1}{3L_g} \\ -\frac{1}{3L_g} & \frac{1}{3L_g} & \frac{2}{3L_g} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{F}_p &= \begin{bmatrix} -\frac{2}{3L_g} & \frac{1}{3L_g} & \frac{1}{3L_g} \\ \frac{1}{3L_g} & -\frac{2}{3L_g} & \frac{1}{3L_g} \\ \frac{1}{3L_g} & \frac{1}{3L_g} & -\frac{2}{3L_g} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

e os vetores $\mathbf{x}_{abc}(t)$, $\mathbf{u}_{abc}(t)$ e $\mathbf{v}_{abc}(t)$ são:

$$\mathbf{x}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} i_{ag}(t) \\ i_{bg}(t) \\ i_{cg}(t) \end{bmatrix}, \mathbf{u}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} u_{ao}(t) \\ u_{bo}(t) \\ u_{co}(t) \end{bmatrix}, \mathbf{v}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}$$

Escrevendo (2.8) de forma simplificada:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A}_{abc}\mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B}_{abc}\mathbf{u}_{abc}(t) + \mathbf{F}_{abc}\mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}_{abc}(t) &= \mathbf{C}_{abc}\mathbf{x}_{abc}(t). \end{aligned} \quad (2.9)$$

Este modelo dinâmico em coordenadas abc é acoplado e difícil de ser considerado para fins de controle. A seguir serão apresentadas as transformações para eixos estacionários $\alpha\beta 0$ e para eixos síncronos $qd0$ utilizadas para desacoplar as variáveis de estado e facilitar o projeto de controladores. Como mencionado anteriormente, a transformação para eixos estacionários $\alpha\beta 0$ é linear e invariante no tempo. Assim, é possível discretizar a planta já no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$.

2.2.2 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$

Com o intuito de simplificar o modelo dinâmico que representa o conversor, o sistema trifásico acoplado pode ser transformado em sistemas monofásicos desacoplados. A seguinte transformação linear e invariante no tempo, conhecida como transformação $\alpha\beta 0$ ou transformação de Clarke é aplicada, onde a matriz de transformação $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ de coordenadas estacionárias abc para coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ é dada por:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Essa transformação com o termo $2/3$ é conhecida como transformação invariante em tensão/corrente, pois a amplitude das grandezas em coordenadas $\alpha\beta 0$ é igual à amplitude das grandezas em coordenadas abc . Seja a transformação $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ aplicada nas variáveis de estado $\mathbf{x}_{abc}(t)$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{abc}(t) = \mathbf{x}_{\alpha\beta 0c}(t) \Leftrightarrow \mathbf{x}_{abc}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0c}(t) \quad (2.11)$$

Como a transformação $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ é invariante no tempo, também é verdade que

$$\frac{d}{dt}(\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{abc}(t)) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}\frac{d}{dt}\mathbf{x}_{abc}(t) = \frac{d}{dt}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0c}(t) \Leftrightarrow \frac{d}{dt}\mathbf{x}_{abc}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}\frac{d}{dt}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0c}(t) \quad (2.12)$$

Aplicando a transformação $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ ao modelo dinâmico (2.9), resulta em:

$$\begin{aligned}\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_{abc} \mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_{abc} \mathbf{u}_{abc}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_{abc} \mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{y}_{abc}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{C}_{abc} \mathbf{x}_{abc}(t).\end{aligned}\quad (2.13)$$

Simplificando o modelo acima, tem-se que

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0c}(t) &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0c} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0c}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0c} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0c} \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{C}_{\alpha\beta 0c} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0c}(t)\end{aligned}\quad (2.14)$$

onde as matrizes $\mathbf{A}_{\alpha\beta 0c}$, $\mathbf{B}_{\alpha\beta 0c}$, $\mathbf{F}_{\alpha\beta 0c}$ e $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0c}$ do modelo dinâmico em tempo contínuo são dadas por

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0c} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{r_g}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_g}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\quad (2.15)$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta 0c} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\quad (2.16)$$

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta 0c} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\quad (2.17)$$

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0c} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{C}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\quad (2.18)$$

Com isso, é possível dizer que o sistema trifásico a três fios acoplado pode ser transformado em dois sistemas monofásicos desacoplados iguais (eixos α e β), como mostrado na Figura 2.4. Apesar de ser possível desprezar o eixo 0, pois não há caminho para condução de corrente de modo comum, por conveniência ele será mantido na formulação. A representação do modelo (2.14) em coordenadas $\alpha\beta 0$ em tempo discreto com período

de amostragem T_s é dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k+1) &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0d}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0d}\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0d}\mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(k) \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta 0}(k) &= \mathbf{C}_{\alpha\beta 0d}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k) \end{aligned} \quad (2.19)$$

onde

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0d} = e^{\mathbf{A}_{\alpha\beta 0c}T_s} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta 0d} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_{\alpha\beta 0c}(T_s-\tau)} \mathbf{B}_{\alpha\beta 0c} d\tau \quad (2.21)$$

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta 0d} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_{\alpha\beta 0c}(T_s-\tau)} \mathbf{F}_{\alpha\beta 0c} d\tau \quad (2.22)$$

Incluindo o atraso de transporte de uma amostra associado à implementação digital na formulação em espaço de estados resulta em:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k+1) \\ \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta 0}(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\alpha\beta 0d} & \mathbf{B}_{\alpha\beta 0d} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k) \\ \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta 0}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\alpha\beta 0d} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(k) \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta 0}(k) &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\alpha\beta 0d} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k) \\ \boldsymbol{\phi}_{\alpha\beta 0}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.23)$$

ou, de uma forma simplificada,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k+1) &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(k) \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta 0}(k) &= \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) \end{aligned} \quad (2.24)$$

O modelo acima é um modelo discreto em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ para um

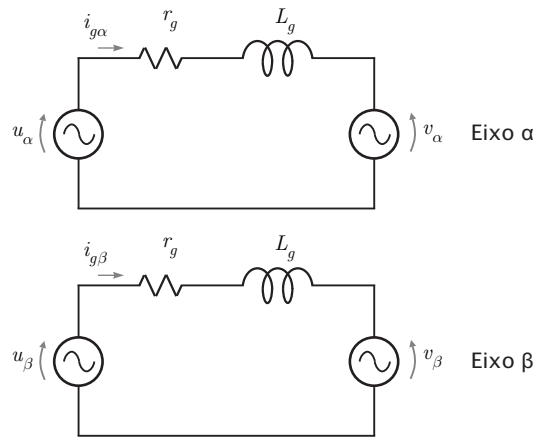


Figura 2.4 – Circuito equivalente do conversor conectado à rede através de filtro L em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$.

conversor com filtro L conectado à rede. Caso se deseje um modelo monofásico equivalente, desacoplado, pode-se utilizar somente um dos eixos de coordenadas, em α ou em β . O eixo 0 não possui caminho para a corrente de modo comum no conversor trifásico a três fios. No entanto, para fins de controle, o sistema em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ apresenta dificuldades, pois as grandezas a serem controladas são senoidais, o que se caracteriza como um problema de rastreamento. O problema de controle se transforma em regulação se for utilizada uma transformação para um sistema de coordenadas síncrono com o vetor de tensão no ponto de conexão, pois as grandezas analisadas, em regime permanente, são contínuas. A formulação do problema em coordenadas $qd0$ em tempo discreto é apresentada a seguir.

2.2.3 Modelo dinâmico em coordenadas síncronas $qd0$

Para certas aplicações, é conveniente e vantajoso transformar as coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ em coordenadas síncronas $qd0$ (eixo em quadratura q e eixo direto d). Como estamos tratando de variáveis bidimensionais, a referência síncrona pode ser qualquer base de dois vetores. Por conveniência, a base é o próprio referencial $qd0$. O ângulo θ é o ângulo entre o eixo q e o eixo α e é função da velocidade angular do vetor de tensão da rede.

Porém, como será abordado o caso discreto, a posição θ é função do instante de amostragem k . As componentes senoidais no eixo de coordenadas estacionários $\alpha\beta 0$ podem ser expressas como grandezas constantes no novo referencial síncrono $qd0$ através da seguinte transformação em tempo discreto:

$$\mathbf{T}_{qd0}(k) = \begin{bmatrix} \cos(\theta(k)) & \text{sen}(\theta(k)) & 0 \\ \text{sen}(\theta(k)) & -\cos(\theta(k)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

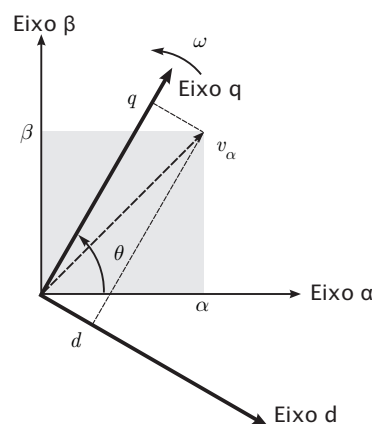


Figura 2.5 – Relação entre grandezas em coordenadas $\alpha\beta 0$ e $qd0$.

A transformação $\mathbf{T}_{qd0}(k)$ é variante no tempo e dependente da posição angular $\theta(k)$. Seja o modelo discreto em coordenadas $\alpha\beta 0$, incluindo o atraso de transporte, dado por (2.24). Como nesse caso são duas variáveis trifásicas que precisam ser transformadas (correntes da rede e atrasos de transporte), será definida a seguinte transformação para coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$:

$$\mathbf{T}_{qd02}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{qd0}(k) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{qd0}(k) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Seja a transformação $\mathbf{T}_{qd02}(k)$ aplicada às variáveis de estado $\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k)$

$$\mathbf{T}_{qd02}(k)\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) = \mathbf{x}_{qd0}(k) \Leftrightarrow \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) = \mathbf{T}_{qd02}^{-1}(k)\mathbf{x}_{qd0}(k) \quad (2.27)$$

Ainda,

$$\mathbf{T}_{qd02}(k+1)\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k+1) = \mathbf{x}_{qd0}(k+1) \Leftrightarrow \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k+1) = \mathbf{T}_{qd02}^{-1}(k+1)\mathbf{x}_{qd0}(k+1) \quad (2.28)$$

Aplicando a transformação $\mathbf{T}_{qd02}(k+1)$ à equação dinâmica e $\mathbf{T}_{qd0}(k)$ à saída do modelo em coordenadas $\alpha\beta 0$ em (2.24)

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{qd02}(k+1)\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k+1) &= \mathbf{T}_{qd02}(k+1)\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{T}_{qd02}(k+1)\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) + \\ &\quad + \mathbf{T}_{qd02}(k+1)\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(k) \\ \mathbf{T}_{qd0}(k)\mathbf{y}_{\alpha\beta 0}(k) &= \mathbf{T}_{qd0}(k)\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{qd0}(k+1) &= \mathbf{T}_{qd02}(k+1)\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd02}^{-1}(k)\mathbf{x}_{qd0}(k) + \mathbf{T}_{qd02}(k+1)\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd0}^{-1}(k)\mathbf{u}_{qd0}(k) + \\ &\quad + \mathbf{T}_{qd02}(k+1)\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd0}^{-1}(k)\mathbf{v}_{qd0}(k) \\ \mathbf{y}_{qd0}(k) &= \mathbf{T}_{qd0}(k)\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd02}^{-1}(k)\mathbf{x}_{qd0}(k) \end{aligned} \quad (2.30)$$

A representação do sistema dinâmico de uma forma simplificada pode ser dada por

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{qd0}(k+1) &= \mathbf{A}_{qd0}\mathbf{x}_{qd0}(k) + \mathbf{B}_{qd0}\mathbf{u}_{qd0}(k) + \mathbf{F}_{qd0}\mathbf{v}_{qd0}(k) \\ \mathbf{y}_{qd0}(k) &= \mathbf{C}_{qd0}\mathbf{x}_{qd0}(k) \end{aligned} \quad (2.31)$$

onde

$$\mathbf{A}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd02}(k+1)\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd02}^{-1}(k) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{M}_2 \quad (2.32)$$

$$\mathbf{B}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd02}(k+1)\mathbf{B}_{\alpha\beta0}\mathbf{T}_{qd0}^{-1}(k) = \mathbf{B}_{\alpha\beta0}\mathbf{M} \quad (2.33)$$

$$\mathbf{F}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd02}(k+1)\mathbf{F}_{\alpha\beta0}\mathbf{T}_{qd0}^{-1}(k) = \mathbf{F}_{\alpha\beta0}\mathbf{M} \quad (2.34)$$

$$\mathbf{C}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd0}(k)\mathbf{C}_{\alpha\beta0}\mathbf{T}_{qd0}^{-1}(k) = \mathbf{C}_{\alpha\beta0} \quad (2.35)$$

As matrizes \mathbf{A}_{qd0} , \mathbf{B}_{qd0} e \mathbf{F}_{qd0} podem ser simplificadas através da matriz \mathbf{M} e da matriz \mathbf{M}_2 dadas por

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_s) & -\text{sen}(\omega T_s) & 0 \\ \text{sen}(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{M} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{M} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Para mostrar a origem da matriz \mathbf{M} , deve-se ter em mente que as matrizes do sistema dinâmico em coordenadas $\alpha\beta0$ são desacopladas. Portanto, a seguinte simplificação é possível:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{qd0}(k+1)\mathbf{T}_{qd0}^{-1}(k) &= \begin{bmatrix} \cos(\theta(k+1)) & \text{sen}(\theta(k+1)) & 0 \\ \text{sen}(\theta(k+1)) & -\cos(\theta(k+1)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta(k)) & \text{sen}(\theta(k)) & 0 \\ \text{sen}(\theta(k)) & -\cos(\theta(k)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\theta(k+1))\cos(\theta(k)) + \text{sen}(\theta(k+1))\text{sen}(\theta(k)) & \dots & \dots \\ \text{sen}(\theta(k+1))\cos(\theta(k)) - \cos(\theta(k+1))\text{sen}(\theta(k)) & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots \\ \dots & \cos(\theta(k+1))\text{sen}(\theta(k)) - \text{sen}(\theta(k+1))\cos(\theta(k)) & 0 \\ \dots & \text{sen}(\theta(k+1))\text{sen}(\theta(k)) + \cos(\theta(k+1))\cos(\theta(k)) & 0 \\ \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\theta(k+1) - \theta(k)) & -\text{sen}(\theta(k+1) - \theta(k)) & 0 \\ \text{sen}(\theta(k+1) - \theta(k)) & \cos(\theta(k+1) - \theta(k)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\omega T_s) & -\text{sen}(\omega T_s) & 0 \\ \text{sen}(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.37)$$

Das equações acima, pode-se concluir que o sistema modelado em eixos síncronos $qd0$ apresenta acoplamento entre as variáveis de estado dos eixos q e d . No caso particular quando $\omega = 0$, os eixos estão estacionários e os sistemas são desacoplados, como ocorre no caso do modelo em coordenadas estacionárias $\alpha\beta0$.

O modelo (2.31) é um modelo discreto em coordenadas síncronas $qd0$ para um conversor com filtro L conectado à rede. Há acoplamento entre os eixos q e d , que fica evidente através da matriz \mathbf{M} . No entanto, o eixo de coordenadas 0 pode ser desprezado. A seguir, será feita a análise de um conversor trifásico com filtro L, mostrando a resposta em frequência e a localização dos polos e zeros de malha aberta para a representação em coordenadas estacionárias $\alpha\beta0$ e em coordenadas síncronas $qd0$.

2.2.4 Mapa de polos e zeros e resposta em frequência da planta em malha aberta

Agora serão analisadas a resposta em frequência e a localização dos polos e zeros de malha aberta para a representação em coordenadas estacionárias $\alpha\beta0$ e em coordenadas síncronas $qd0$. Seja o caso do projeto apresentado no Apêndice A. Desprezando-se o capacitor do filtro LCL ($C = 0$), desprezando a indutância da rede ($L_{g2} = 0$) e considerando a indutância total como sendo a soma da indutância do lado do conversor e da indutância do lado da rede ($L_g = L_c + L_{g1}$), bem como a resistência série dada por ($r_g = r_c + r_{g1}$), tem-se os seguintes parâmetros de filtro: $L_g = 1,5\text{mH}$ e $r_g = 0,1\Omega$.

2.2.4.1 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias $\alpha\beta0$

A resposta em frequência para o modelo discreto em coordenadas $\alpha\beta0$ desacoplado, incluindo o atraso de transporte, é mostrado na Figura 2.6. A resposta em frequência nos eixos α e β são iguais. Pode-se notar uma característica predominante de primeira ordem. O polo adicional devido ao atraso de transporte somente insere fase no modelo, a qual só é significativa em altas frequências.

A Figura 2.7 mostra a localização dos polos e zeros do modelo discreto em coordenadas $\alpha\beta0$ no plano z . Um polo, próximo a $z = 1$ é devido aos modos do filtro L enquanto o polo em $z = 0$ é devido ao atraso de transporte da implementação digital.

A seguir, análise semelhante será desenvolvida para o modelo discreto em coordenadas síncronas $qd0$.

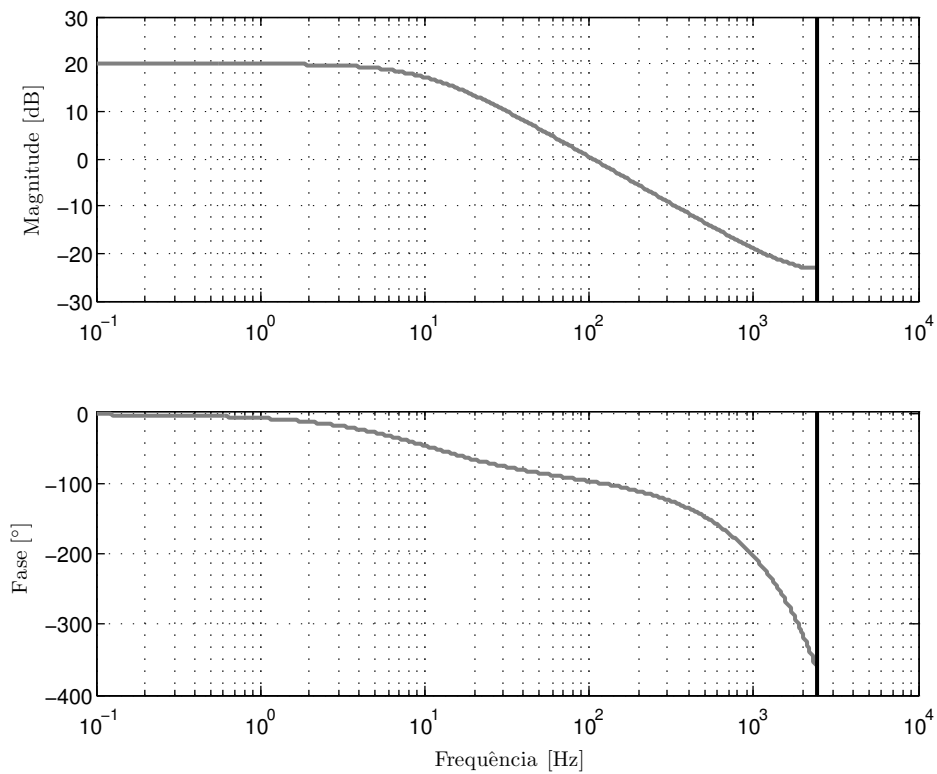


Figura 2.6 – Resposta em frequência de malha aberta para o modelo discreto do filtro L em coordenadas $\alpha\beta 0$.

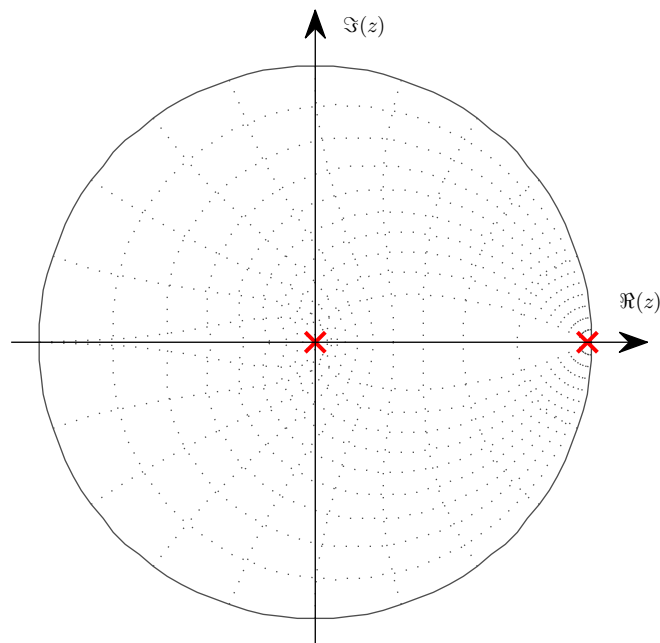


Figura 2.7 – Localização dos polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro L em coordenadas $\alpha\beta 0$.

2.2.4.2 Modelo dinâmico em coordenadas síncronas $qd0$

A resposta em frequência para o modelo discreto em coordenadas $qd0$ acoplado, incluindo o atraso de transporte, é mostrado na Figura 2.8. O modelo em coordenadas síncronas $qd0$ é de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO). A resposta em frequência dos caminhos diretos é igual e apresenta uma característica de ressonância na frequência ω , nesse caso, 60Hz. O modelo, que apresentava dois polos em coordenadas $\alpha\beta0$, em coordenadas $qd0$ apresenta três polos, dois devido ao acoplamento entre os eixos e um devido ao atraso de transporte. Resultado semelhante é obtida nos caminhos cruzados, com a diferença que o ganho das parcelas tem sinal diferente, como pode ser visto nas fases das respostas em frequência.

Isso fica mais explícito na análise da localização dos polos e zeros, como mostrado na Figura 2.9. Ainda considerando os caminhos diretos, aparecem os dois polos complexos conjugados na frequência de giro do eixo síncrono e um zero adicional próximo a $z = 1$. Nos caminhos cruzados, um zero em $z = 0$ cancela o polo na mesma posição. Portanto, a análise do modelo discreto em eixos síncronos $qd0$ requer alguns cuidados, pois algumas simplificações podem resultar em projeto errado de controladores de corrente, bem como a análise de malha fechada pode ficar comprometida.

A modelagem do conversor conectado à rede com filtro LCL será apresentada na próxima seção.

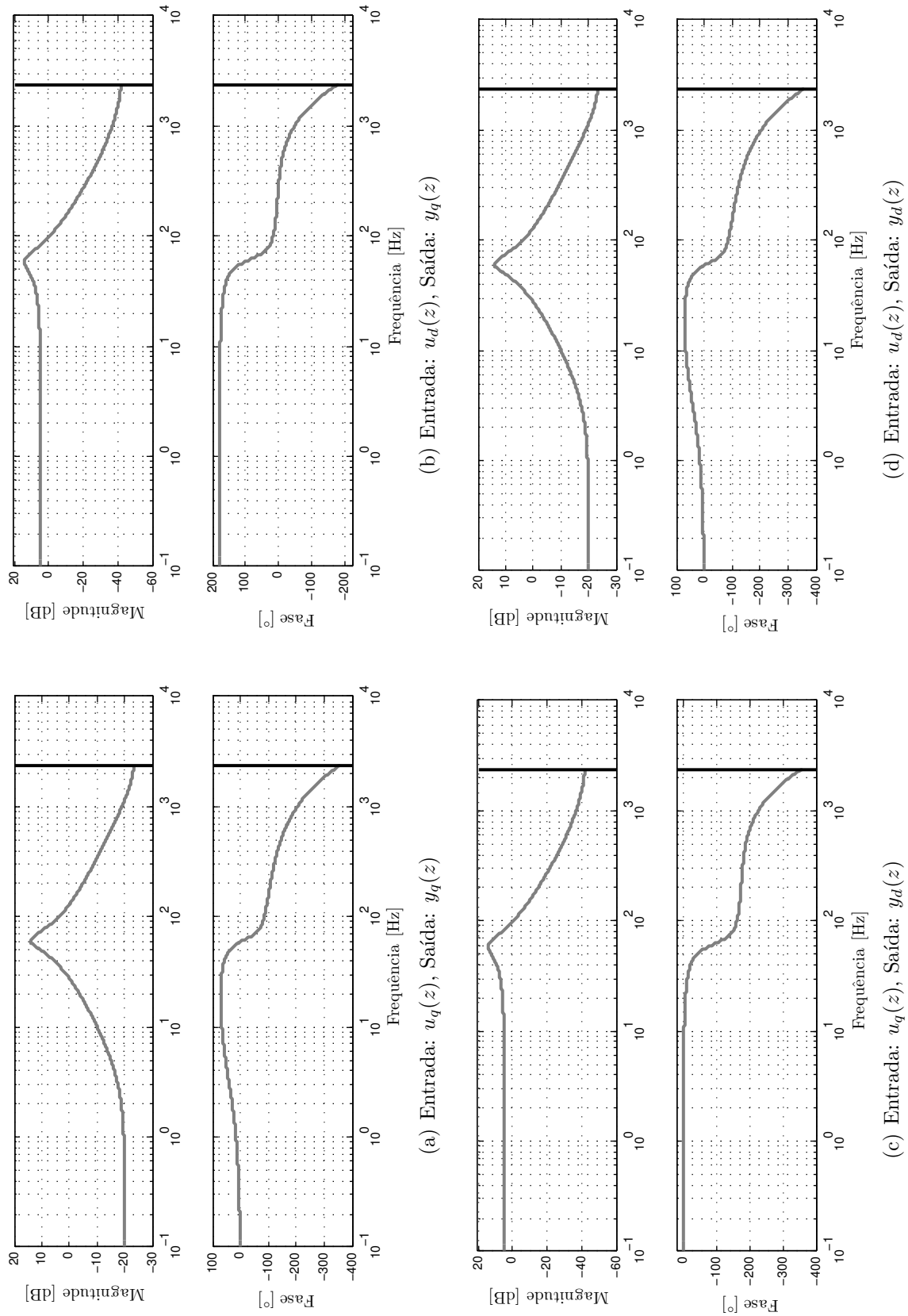
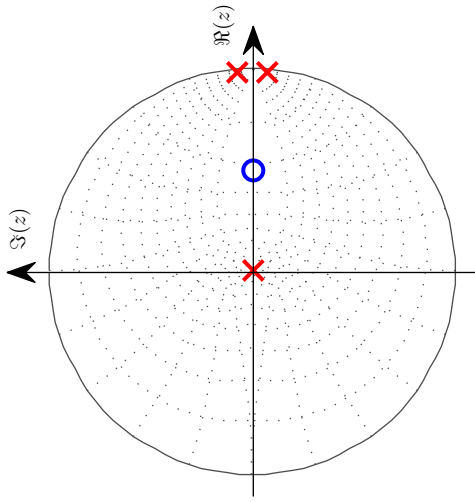
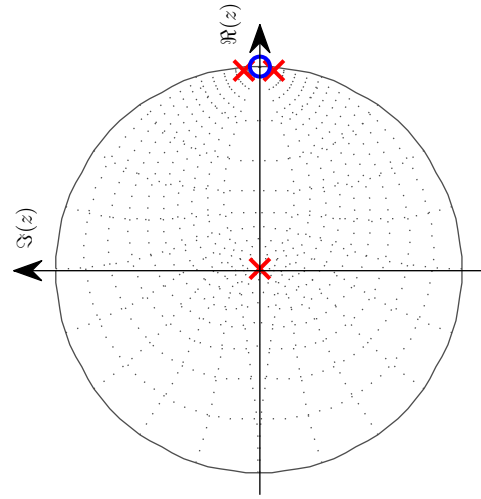


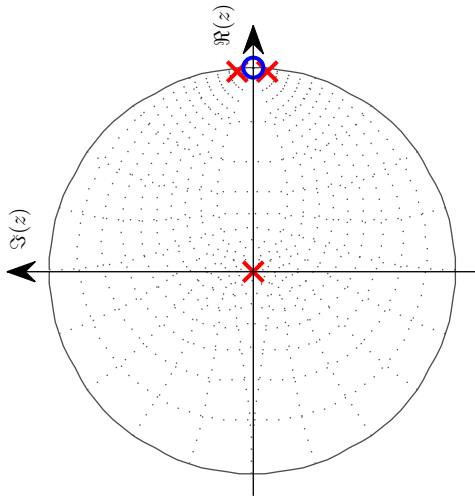
Figura 2.8 – Resposta em frequência dos elementos da matriz função de transferência de malha aberta para o modelo discreto do filtro L em coordenadas síncronas $qd0$.



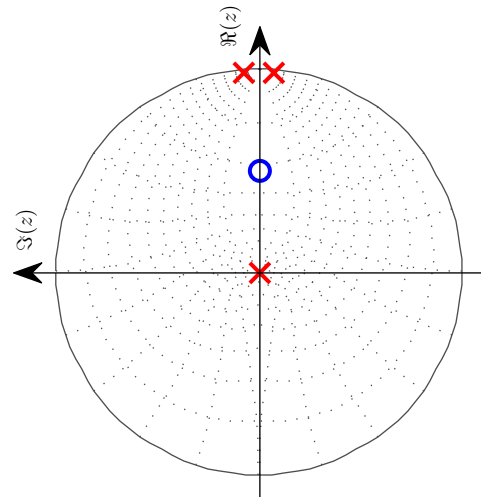
(b) Entrada: $u_d(z)$, Saída: $y_q(z)$



(d) Entrada: $u_d(z)$, Saída: $y_d(z)$



(a) Entrada: $u_q(z)$, Saída: $y_q(z)$



(c) Entrada: $u_q(z)$, Saída: $y_d(z)$

Figura 2.9 – Polos e zeros dos elementos da matriz função de transferência de malha aberta para o modelo discreto do filtro L em coordenadas $qd0$.

2.3 Modelagem de conversores alimentados em tensão conectados à rede com filtro LCL

Esta seção traz um modelo discreto para conversores conectados à rede através de filtro LCL. Os modelos discretos obtidos levam em consideração duas possibilidades de variável de saída: i) a corrente do lado do conversor e ii) a corrente do lado da rede. Para ambos os casos, de maneira a simplificar o modelo trifásico serão apresentados os modelos discretos em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ e coordenadas síncronas $qd0$, bem como uma análise detalhada da resposta em frequência e localização dos polos e zeros de malha aberta.

2.3.1 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias abc

Considere o conversor trifásico a três fios conectado à rede através de um filtro LCL, como mostrado na Figura 2.10. Ainda, considere a rede como o equivalente Thévenin de uma fonte de tensão trifásica alternada equilibrada e uma impedância série equivalente com característica indutiva. Apesar de esta ser uma simplificação e de se saber que existem não-idealidades na rede, será considerado este típico modelo indutivo da rede encontrado, por exemplo, em geração eólica. As mesmas hipóteses assumidas para o caso com filtro L serão consideradas na modelagem do conversor com filtro LCL. Além disso, algumas das resistências parasitas presentes no circuito são incluídas no modelo. Será assumido que a resistência e a indutância do lado da rede serão definidas como $r_g = r_{g1} + r_{g2}$ e $L_g = L_{g1} + L_{g2}$, respectivamente. Normalmente, a tensão da rede é um distúrbio exógeno. As variáveis de saída podem ser tanto as correntes do conversor quanto as correntes da rede.

Da lei dos nós e da lei das malhas de Kirchhoff, tem-se que:

$$u_{ab}(t) = r_c i_{ac}(t) + L_c \frac{d}{dt} i_{ac}(t) + v_{an}(t) - v_{bn}(t) - L_c \frac{d}{dt} i_{bc}(t) - r_c i_{bc}(t) \quad (2.38)$$

$$u_{bc}(t) = r_c i_{bc}(t) + L_c \frac{d}{dt} i_{bc}(t) + v_{bn}(t) - v_{cn}(t) - L_c \frac{d}{dt} i_{cc}(t) - r_c i_{cc}(t) \quad (2.39)$$

$$i_{ac}(t) + i_{bc}(t) + i_{cc}(t) = 0 \Rightarrow \frac{d}{dt} i_{ac}(t) + \frac{d}{dt} i_{bc}(t) + \frac{d}{dt} i_{cc}(t) = 0 \quad (2.40)$$

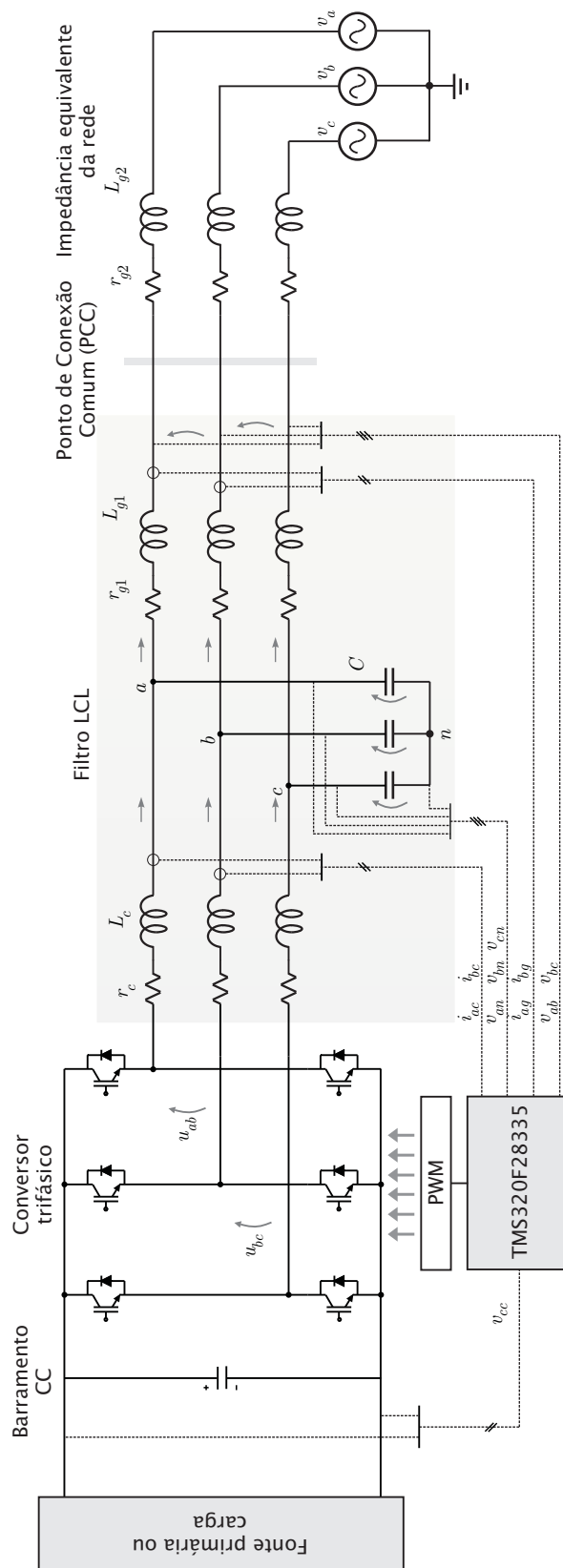


Figura 2.10 – Conversor trifásico alimentado em tensão conectado à rede através de filtro LCL.

Das tensões nos capacitores,

$$C \frac{d}{dt} v_{an}(t) = i_{ac}(t) - i_{ag}(t) \quad (2.41)$$

$$C \frac{d}{dt} v_{bn}(t) = i_{bc}(t) - i_{bg}(t) \quad (2.42)$$

$$C \frac{d}{dt} v_{an}(t) + C \frac{d}{dt} v_{bn}(t) + C \frac{d}{dt} v_{cn}(t) = 0 \quad (2.43)$$

Das correntes do lado da rede,

$$v_{ab}(t) = r_g i_{ag}(t) + L_g \frac{d}{dt} i_{ag}(t) + v_a(t) - v_b(t) - L_g \frac{d}{dt} i_{bg}(t) - r_g i_{bg}(t) \quad (2.44)$$

$$v_{bc}(t) = r_g i_{bg}(t) + L_g \frac{d}{dt} i_{bg}(t) + v_b(t) - v_c(t) - L_g \frac{d}{dt} i_{cg}(t) - r_g i_{cg}(t) \quad (2.45)$$

$$i_{ag}(t) + i_{bg}(t) + i_{cg}(t) = 0 \Rightarrow \frac{d}{dt} i_{ag}(t) + \frac{d}{dt} i_{bg}(t) + \frac{d}{dt} i_{cg}(t) = 0 \quad (2.46)$$

Escrevendo na forma matricial:

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} L_c & -L_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_c & -L_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_g & -L_g & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_g & -L_g \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ac}(t) \\ i_{bc}(t) \\ i_{cc}(t) \\ v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \\ i_{ag}(t) \\ i_{bg}(t) \\ i_{cg}(t) \end{bmatrix} = \\
 & = \begin{bmatrix} -r_c & r_c & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_c & r_c & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -r_g & r_g & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -r_g & r_g \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ac}(t) \\ i_{bc}(t) \\ i_{cc}(t) \\ v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \\ i_{ag}(t) \\ i_{bg}(t) \\ i_{cg}(t) \end{bmatrix} + \\
 & + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab}(t) \\ u_{bc}(t) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \tag{2.47}
 \end{aligned}$$

As variáveis de saída podem ser tanto as correntes do conversor ($i_{ac}(t)$, $i_{bc}(t)$, $i_{cc}(t)$) como as correntes do lado da rede ($i_{ag}(t)$, $i_{bg}(t)$, $i_{cg}(t)$). Este modelo acima pode ser simplificado da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A}_t \mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B}_t \mathbf{u}_{labc}(t) + \mathbf{F}_t \mathbf{v}_{abc}(t) \\
 \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_p \mathbf{x}_{abc}(t).
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

onde a matriz \mathbf{C}_p define as variáveis de saída. Multiplicando \mathbf{L}^{-1} em ambos os lados,

tem-se que

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A}_p\mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B}_p\mathbf{u}_{labc}(t) + \mathbf{F}_p\mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_p\mathbf{x}_{abc}(t).\end{aligned}\quad (2.49)$$

Em (2.49), $\mathbf{x}_{abc}(t)$ representa os estados em coordenadas abc , $\mathbf{u}_{labc}(t)$ representa o vetor de tensões de linha aplicadas pelo conversor e $\mathbf{v}_{abc}(t)$ representa o vetor de tensões de fase da rede, cuja soma é zero, pois o sistema em questão é a três fios e não apresenta corrente de sequência zero. Para a representação das tensões de controle $\mathbf{u}_{labc}(t)$ do sistema dinâmico em grandezas de fase, a seguinte transformação é necessária

$$\mathbf{u}_{labc}(t) = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{u}_{abc}(t) = \mathbf{T}_{fl}\mathbf{u}_{abc}(t) \quad (2.50)$$

onde $\mathbf{u}_{abc}(t) = [u_{ao}(t) \quad u_{bo}(t) \quad u_{co}(t)]^T$. Então, (2.49) resulta em

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A}_p\mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B}_p\mathbf{T}_{fl}\mathbf{u}_{abc}(t) + \mathbf{F}_p\mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}_{abc}(t) &= \mathbf{C}_p\mathbf{x}_{abc}(t).\end{aligned}\quad (2.51)$$

Escrevendo (2.51) de forma simplificada:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A}_{abc}\mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B}_{abc}\mathbf{u}_{abc}(t) + \mathbf{F}_{abc}\mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}_{abc}(t) &= \mathbf{C}_{abc}\mathbf{x}_{abc}(t).\end{aligned}\quad (2.52)$$

Este modelo dinâmico em coordenadas abc é acoplado, o que é indesejável para o propósito de projeto de controladores. A seguir serão apresentadas as transformações para eixos estacionários $\alpha\beta 0$ utilizadas para desacoplar as variáveis de estado e para eixos síncronos $qd0$ para facilitar o projeto de controladores.

2.3.2 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$

Seja a matriz de transformação $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ de coordenadas estacionárias abc para coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ apresentada em (2.10). Como nesse caso são três variáveis trifásicas que precisam ser transformadas (correntes do conversor, tensões dos capacitores e correntes da rede), será definida a seguinte transformação para coordenadas estacioná-

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta 0c} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 03} \mathbf{B}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta 0c} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 03} \mathbf{F}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0c} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{C}_{abc} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Com isso, é possível dizer que o sistema trifásico do conversor com filtro LCL a três fios acoplado pode ser transformado em dois sistemas monofásicos desacoplados, um associado ao eixo α e o outro associado ao eixo β , como mostrado na Figura 2.11. O eixo 0 pode ser desprezado, pois não há caminho para condução de corrente de sequência zero. A representação de (2.57) em tempo discreto com período de amostragem T_s é dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k+1) &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0d} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0d} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0d} \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(k) \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta 0}(k) &= \mathbf{C}_{\alpha\beta 0d} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k) \end{aligned} \quad (2.62)$$

onde

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0d} = e^{\mathbf{A}_{\alpha\beta 0c}T_s} \quad (2.63)$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta 0d} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_{\alpha\beta 0c}(T_s-\tau)} \mathbf{B}_{\alpha\beta 0c} d\tau \quad (2.64)$$

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta 0d} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_{\alpha\beta 0c}(T_s-\tau)} \mathbf{F}_{\alpha\beta 0c} d\tau \quad (2.65)$$

Incluindo o atraso de transporte de uma amostra associado à implementação digital na formulação em espaço de estados resulta em:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k+1) \\ \phi_{\alpha\beta 0}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\alpha\beta 0d} & \mathbf{B}_{\alpha\beta 0d} \\ \mathbf{0}_{3 \times 9} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k) \\ \phi_{\alpha\beta 0}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{9 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\alpha\beta 0d} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(k) \quad (2.66)$$

$$\mathbf{y}_{\alpha\beta 0}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\alpha\beta 0d} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0d}(k) \\ \phi_{\alpha\beta 0}(k) \end{bmatrix}$$

ou, de uma forma simplificada,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k+1) &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(k) \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta 0}(k) &= \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) \end{aligned} \quad (2.67)$$

O modelo acima é um modelo discreto em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ para um conversor com filtro LCL conectado à rede. Caso se deseje um modelo monofásico equivalente, desacoplado, pode-se utilizar somente um dos eixos de coordenadas, em α ou em β . O eixo 0 não possui caminho para a corrente de modo comum no conversor trifásico a três fios. Em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ as grandezas a serem controladas são senoidais, gerando um problema de rastreamento. Com a utilização de uma transformação

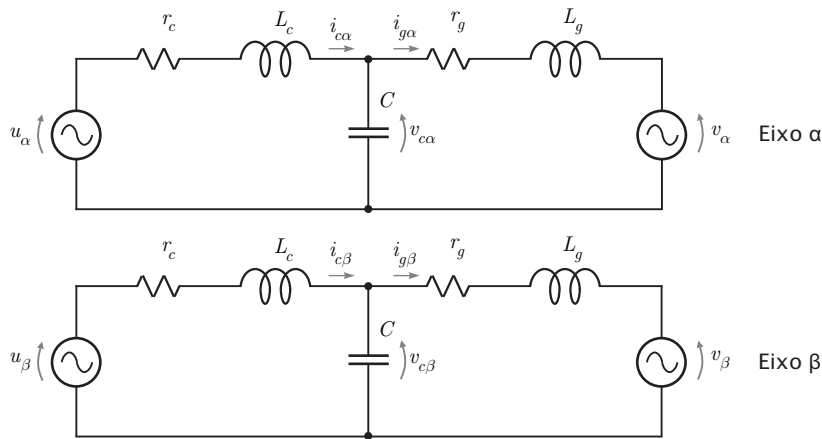


Figura 2.11 – Circuito equivalente do conversor conectado à rede através de filtro LCL em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$.

para um sistema de coordenadas síncrono com o vetor de tensão da rede, as grandezas são contínuas em regime permanente, o que torna o sistema de controle um problema de regulação. A representação do conversor em coordenadas $qd0$ em tempo discreto é apresentada a seguir.

2.3.3 Modelo dinâmico em coordenadas síncronas $qd0$

Porém, como a representação do modelo do conversor com filtro LCL será em tempo discreto, a posição θ é função do instante de amostragem k . As componentes senoidais no eixo de coordenadas estacionários $\alpha\beta0$ podem ser expressas como grandezas constantes no novo referencial síncrono $qd0$ através da transformação $\mathbf{T}_{qd0}(k)$ apresentada em (2.25). A transformação $\mathbf{T}_{qd0}(k)$ é variante no tempo e dependente da posição angular $\theta(k)$. Seja o modelo discreto em coordenadas $\alpha\beta0$, incluindo o atraso de transporte, dado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\alpha\beta0}(k+1) &= \mathbf{A}_{\alpha\beta0}\mathbf{x}_{\alpha\beta0}(k) + \mathbf{B}_{\alpha\beta0}\mathbf{u}_{\alpha\beta0}(k) + \mathbf{F}_{\alpha\beta0}\mathbf{v}_{\alpha\beta0}(k) \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta0}(k) &= \mathbf{C}_{\alpha\beta0}\mathbf{x}_{\alpha\beta0}(k) \end{aligned} \quad (2.68)$$

Nesse caso, são quatro variáveis trifásicas a serem transformadas (correntes do conversor, tensões dos capacitores, correntes da rede e atrasos de transporte). Assim, será definida a seguinte transformação para coordenadas estacionárias $qd0$:

$$\mathbf{T}_{qd04}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{qd0}(k) & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{qd0}(k) & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{qd0}(k) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{qd0}(k) \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

Seja a transformação $\mathbf{T}_{qd04}(k)$ aplicada às variáveis de estado $\mathbf{x}_{\alpha\beta0}(k)$

$$\mathbf{T}_{qd04}(k)\mathbf{x}_{\alpha\beta0}(k) = \mathbf{x}_{qd0}(k) \Leftrightarrow \mathbf{x}_{\alpha\beta0}(k) = \mathbf{T}_{qd04}^{-1}(k)\mathbf{x}_{qd0}(k) \quad (2.70)$$

Ainda,

$$\mathbf{T}_{qd04}(k+1)\mathbf{x}_{\alpha\beta0}(k+1) = \mathbf{x}_{qd0}(k+1) \Leftrightarrow \mathbf{x}_{\alpha\beta0}(k+1) = \mathbf{T}_{qd04}^{-1}(k+1)\mathbf{x}_{qd0}(k+1) \quad (2.71)$$

Assim, aplicando a transformação $\mathbf{T}_{qd04}(k+1)$ à equação dinâmica e $\mathbf{T}_{qd0}(k)$ à saída do

modelo em coordenadas $\alpha\beta 0$, tem-se que

$$\begin{aligned}\mathbf{T}_{qd04}(k+1)\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k+1) &= \mathbf{T}_{qd04}(k+1)\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k) + \mathbf{T}_{qd04}(k+1)\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(k) + \\ &\quad + \mathbf{T}_{qd04}(k+1)\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(k) \\ \mathbf{T}_{qd0}(k)\mathbf{y}_{\alpha\beta 0}(k) &= \mathbf{T}_{qd0}(k)\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(k)\end{aligned}\quad (2.72)$$

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{qd0}(k+1) &= \mathbf{T}_{qd04}(k+1)\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd04}^{-1}(k)\mathbf{x}_{qd0}(k) + \mathbf{T}_{qd04}(k+1)\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd0}^{-1}(k)\mathbf{u}_{qd0}(k) + \\ &\quad + \mathbf{T}_{qd04}(k+1)\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd0}^{-1}(k)\mathbf{v}_{qd0}(k) \\ \mathbf{y}_{qd0}(k) &= \mathbf{T}_{qd0}(k)\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd04}^{-1}(k)\mathbf{x}_{qd0}(k)\end{aligned}\quad (2.73)$$

A representação do sistema dinâmico de uma forma simplificada pode ser dada por

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{qd0}(k+1) &= \mathbf{A}_{qd0}\mathbf{x}_{qd0}(k) + \mathbf{B}_{qd0}\mathbf{u}_{qd0}(k) + \mathbf{F}_{qd0}\mathbf{v}_{qd0}(k) \\ \mathbf{y}_{qd0}(k) &= \mathbf{C}_{qd0}\mathbf{x}_{qd0}(k)\end{aligned}\quad (2.74)$$

onde

$$\mathbf{A}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd04}(k+1)\mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd04}^{-1}(k) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{M}_4 \quad (2.75)$$

$$\mathbf{B}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd04}(k+1)\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd0}^{-1}(k) = \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{M} \quad (2.76)$$

$$\mathbf{F}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd04}(k+1)\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd0}^{-1}(k) = \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{M} \quad (2.77)$$

$$\mathbf{C}_{qd0} = \mathbf{T}_{qd0}(k)\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{qd04}^{-1}(k) = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \quad (2.78)$$

As matrizes \mathbf{A}_{qd0} , \mathbf{B}_{qd0} e \mathbf{F}_{qd0} podem ser simplificadas através da matriz \mathbf{M} e da matriz \mathbf{M}_4 dadas por

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \cos(\omega T_s) & -\text{sen}(\omega T_s) & 0 \\ \text{sen}(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_4 = \begin{bmatrix} \mathbf{M} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{M} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{M} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{M} \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

Das equações acima, pode-se concluir que o sistema modelado em eixos síncronos $qd0$ apresenta acoplamento entre as variáveis de estado dos eixos q e d . No caso particular

quando $\omega = 0$, os eixos estão estacionários e os sistemas são desacoplados, como ocorre no caso do modelo em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$.

O modelo (2.74) é um modelo discreto em coordenadas síncronas $qd0$ para um conversor com filtro LCL conectado à rede. Note que há acoplamento entre os eixos q e d , que fica evidente através da matriz \mathbf{M}_4 . Ainda, o eixo de coordenadas 0 pode ser desprezado. A seguir, será feita a análise de um conversor trifásico com filtro LCL, mostrando a resposta em frequência e a localização dos polos e zeros de malha aberta para os casos da representação em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ e em coordenadas síncronas $qd0$.

2.3.4 Mapa de polos e zeros e resposta em frequência da planta em malha aberta

Seja o caso do projeto do filtro LCL para um protótipo de 5,5kW como apresentado no Apêndice A, cujos parâmetros são mostrados na Tabela 2.1. Para a análise a seguir, serão desprezadas a indutância da rede ($L_{g2} = 0\text{mH}$) e a resistência da rede ($r_{g2} = 0\Omega$).

Tabela 2.1 – Parâmetros do conversor utilizado nas simulações e na implementação prática. Valores absolutos e valores em p.u.

Conversor trifásico de potência nominal de 5,5kW			
	Indutância do conversor L_c	1mH	4,28%
	Indutância do lado da rede L_{g1}	0,5mH	2,14%
Filtro LCL	Capacitor do filtro C	60 μ F	19,90%
	Resistência parasita r_c	0,05 Ω	
	Resistência parasita r_{g1}	0,05 Ω	
Indutância da rede	Valor máximo L_{g2}	2,5mH	10,70%
	Valor mínimo L_{g2}	0mH	0%
Valores base	Tensão da rede (linha)	220V	
	Corrente nominal por fase	14,43A	
	Tensão do barramento CC	400V	
	Frequência de comutação	4,8kHz	

2.3.4.1 Modelo dinâmico em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$

A resposta em frequência para o modelo discreto do conversor com filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta 0$ desacoplado quando a variável de saída é a corrente do conversor, incluindo o atraso de transporte, é mostrada na Figura 2.12. A resposta em frequência nos eixos α e β são iguais, pois os eixos são desacoplados. Em baixa frequência, a resposta é semelhante ao caso do conversor com filtro L. A grande diferença aparece em altas frequências. Pode-se notar uma característica predominante de um polo em baixa frequência, seguido de dois zeros e dois polos complexos conjugados. O polo adicional devido ao atraso de transporte somente insere fase no modelo, sendo esta mais significativa nas altas frequências. Os dois zeros complexos conjugados que surgem quando a variável de saída é a corrente do conversor são devido à ressonância entre o capacitor de filtro e a indutância do lado da rede. Nessa frequência, o conversor não consegue injetar corrente devido à alta impedância. A frequência dos polos é um pouco acima da frequência dos zeros, pois essa frequência é devido à ressonância entre o capacitor de filtro e o paralelo das indutâncias do lado do conversor e da rede.

A resposta em frequência para o modelo discreto do conversor com filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta 0$ desacoplado quando a variável de saída é a corrente da rede, incluindo o atraso de transporte, é mostrada na Figura 2.13. Em baixa frequência, a resposta é semelhante ao caso do conversor com filtro L. Ao contrário do caso anterior, nesse modelo não aparecem zeros complexos conjugados, somente os polos complexos conjugados na frequência de ressonância do filtro LCL.

A Figura 2.14 mostra a localização dos polos e zeros do modelo discreto em coordenadas $\alpha\beta 0$ no plano z quando a variável de saída é a corrente do conversor. Um polo, próximo a $z = 1$ é devido aos modos do filtro LCL enquanto o polo em $z = 0$ é devido ao atraso de transporte da implementação digital. É possível ver também os zeros e os polos complexos conjugados, como mencionado anteriormente. Portanto, em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$, o modelo é de quarta ordem e desacoplado.

A Figura 2.15 mostra a localização dos polos e zeros do modelo discreto em coordenadas $\alpha\beta 0$ no plano z quando a variável de saída é a corrente da rede. Um polo, próximo a $z = 1$ é devido aos modos do filtro LCL enquanto o polo em $z = 0$ é devido ao atraso de transporte da implementação digital e os polos complexos conjugados são devido à ressonância do filtro. No entanto, surgem zeros reais devido à discretização, sendo um deles de fase mínima mas pouco amortecido e o outro de fase não-mínima. Os zeros devido à discretização serão abordadas mais adiante e estão relacionadas ao grau relativo da função de transferência que representa o modelo em tempo contínuo.

A seguir, análise semelhante será desenvolvida para o modelo discreto em coordenadas síncronas $qd0$.

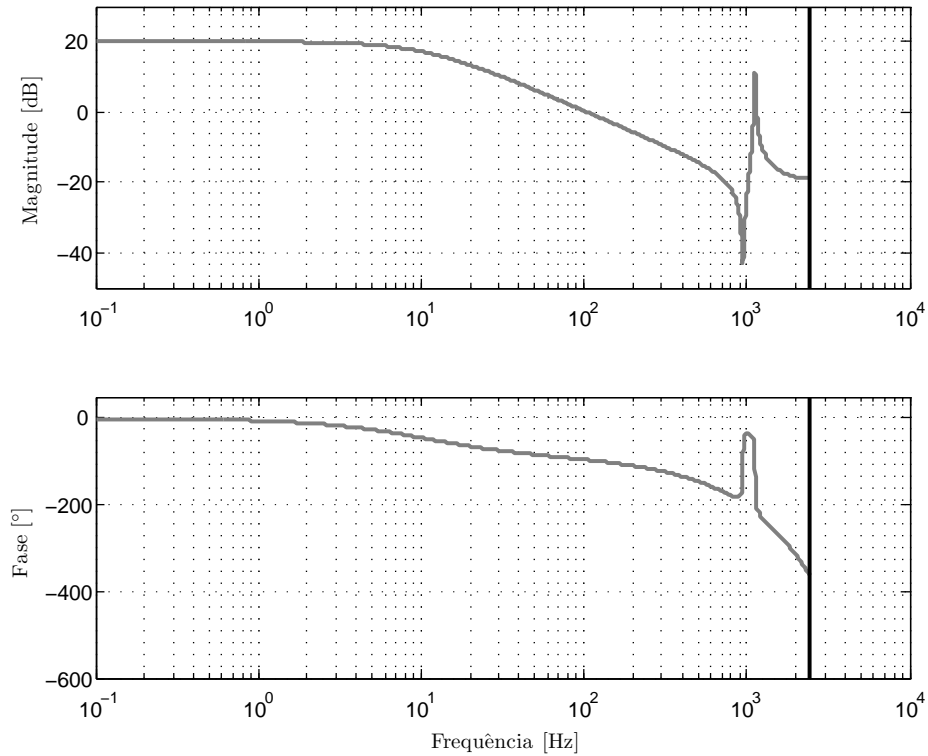


Figura 2.12 – Resposta em frequência de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta 0$ quando a variável de saída e a corrente do conversor (i_c/u).

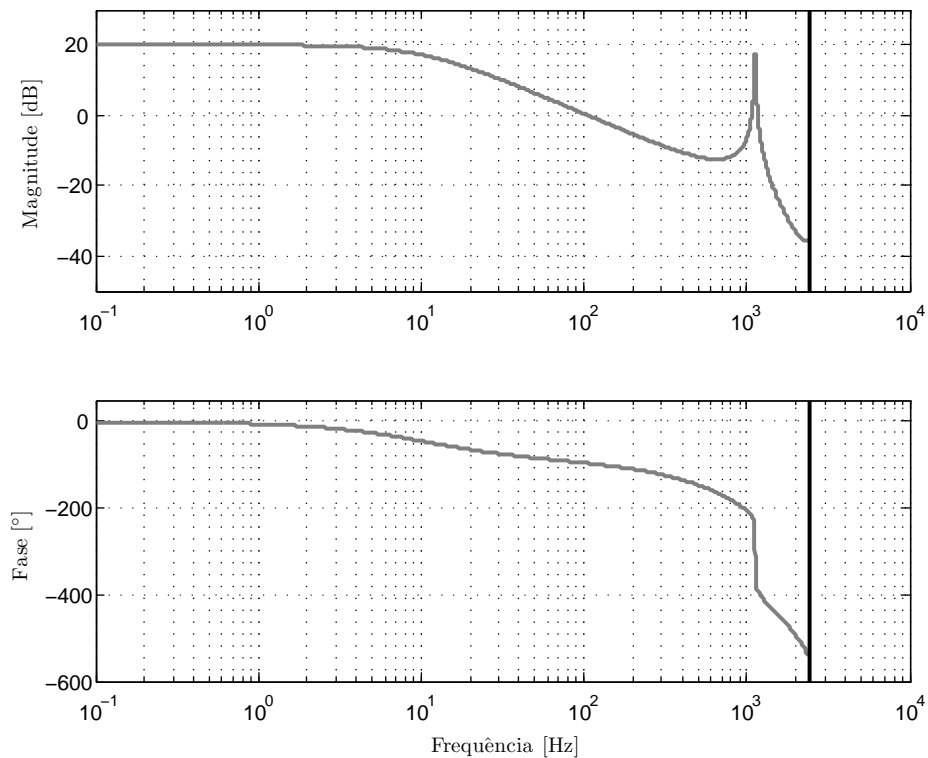


Figura 2.13 – Resposta em frequência de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta 0$ quando a variável de saída e a corrente da rede (i_g/u).

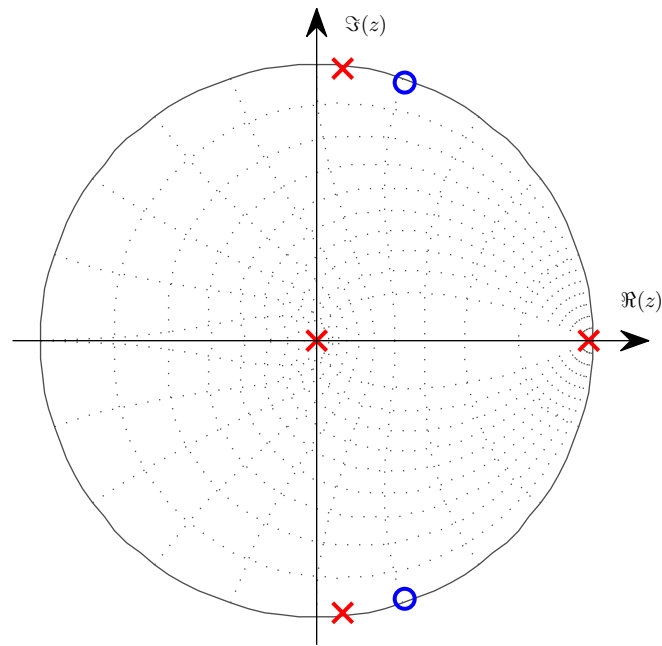


Figura 2.14 – Localização dos polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta 0$ quando a variável de saída é a corrente do conversor (\hat{i}_c/u).

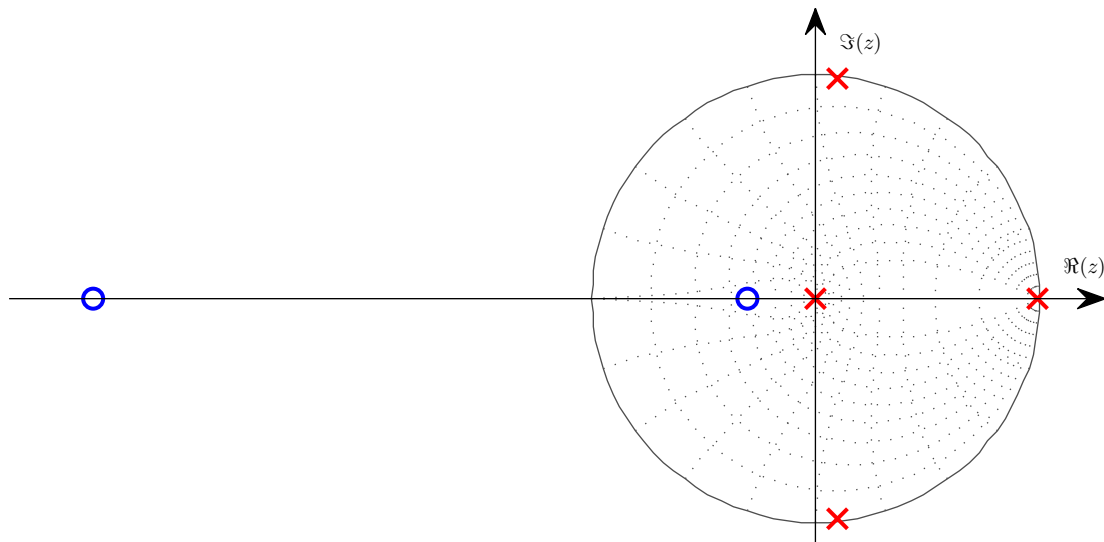


Figura 2.15 – Localização dos polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta 0$ quando a variável de saída é a corrente da rede (\hat{i}_g/u).

2.3.4.2 Modelo dinâmico em coordenadas síncronas $qd0$

A resposta em frequência para o modelo discreto em coordenadas $qd0$ acoplado quando a variável de saída é a corrente do conversor, incluindo o atraso de transporte, é mostrado na Figura 2.16. O modelo em coordenadas síncronas $qd0$ é de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO). Uma das características do modelo em coordenadas síncronas $qd0$ é a sua ordem. O modelo em coordenadas $\alpha\beta0$ é de terceira ordem acrescido do atraso de transporte. O modelo em coordenadas síncronas $qd0$, devido ao acoplamento, é a sexta ordem acrescido do atraso de transporte, ou seja, de sétima ordem. Assim, surgem três pares de polos complexos conjugados. Dois polos são próximos à frequência ω do eixo síncrono e os outros quatro polos são $\omega_{res} \pm \omega$, onde ω_{res} é a frequência de ressonância do filtro LCL. Quanto aos zeros complexos conjugados, considerando o caminho direto, um par de zeros surge próximo à frequência dos zeros da representação em coordenadas estacionárias $\alpha\beta0$ e outro par surge próximo à frequência de ressonância do filtro LCL. Isso fica mais evidente na análise da localização dos zeros de malha aberta no plano z , como mostra a Figura 2.18. Nos caminhos cruzados entre os eixos q e d , surgem quatro zeros complexos conjugados e um zero real positivo.

A resposta em frequência para o modelo discreto em coordenadas $qd0$ acoplado quando a variável de saída é a corrente da rede, incluindo o atraso de transporte, é mostrado na Figura 2.17. A resposta em frequência é muito semelhante ao caso onde a variável de saída é a corrente do conversor. No entanto, a clara diferença entre os modelos aparece na posição dos polos e zeros de malha aberta. Isso pode ser visualizado na Figura 2.19. Observa-se que os polos são os mesmos do caso anterior. No caminho direto, os zeros de amostragem são preservados e surgem zeros adicionais no modelo em coordenadas estacionárias $qd0$. Portanto, a análise do modelo discreto em eixos síncronos $qd0$ requer alguns cuidados, pois algumas simplificações podem resultar em projeto errado de controladores de corrente, bem como a análise de malha fechada pode ficar comprometida.

Na próxima seção, serão considerados os efeitos de discretização de plantas de grau relativo diferente de 1, como é o caso da discretização do modelo em coordenadas $\alpha\beta0$ quando a variável de saída é a corrente da rede.

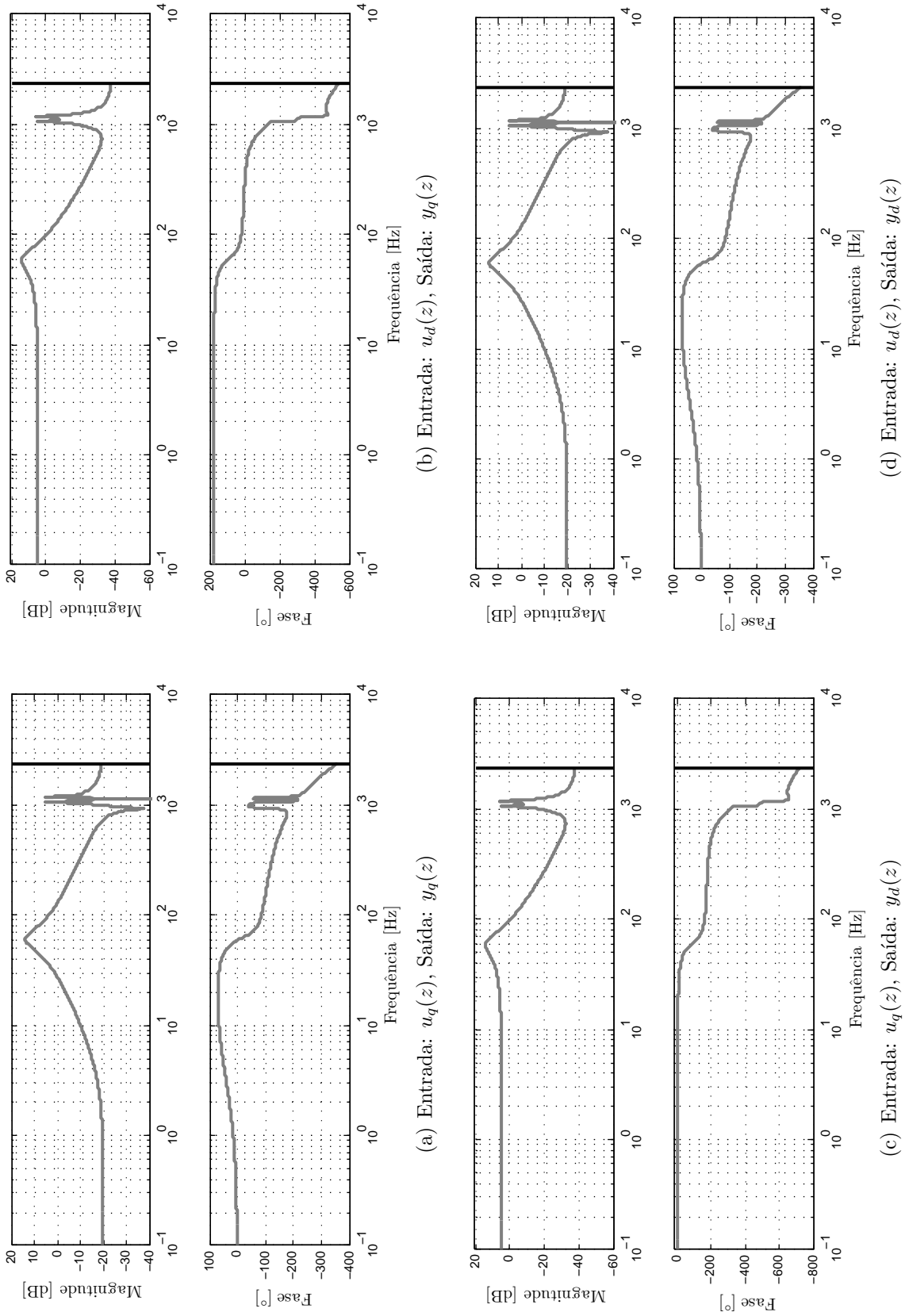


Figura 2.16 – Resposta em frequência de malha aberta dos elementos da matriz função de transferência para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas síncronas $qd0$ quando a variável de saída é a corrente de saída (i_c/u).

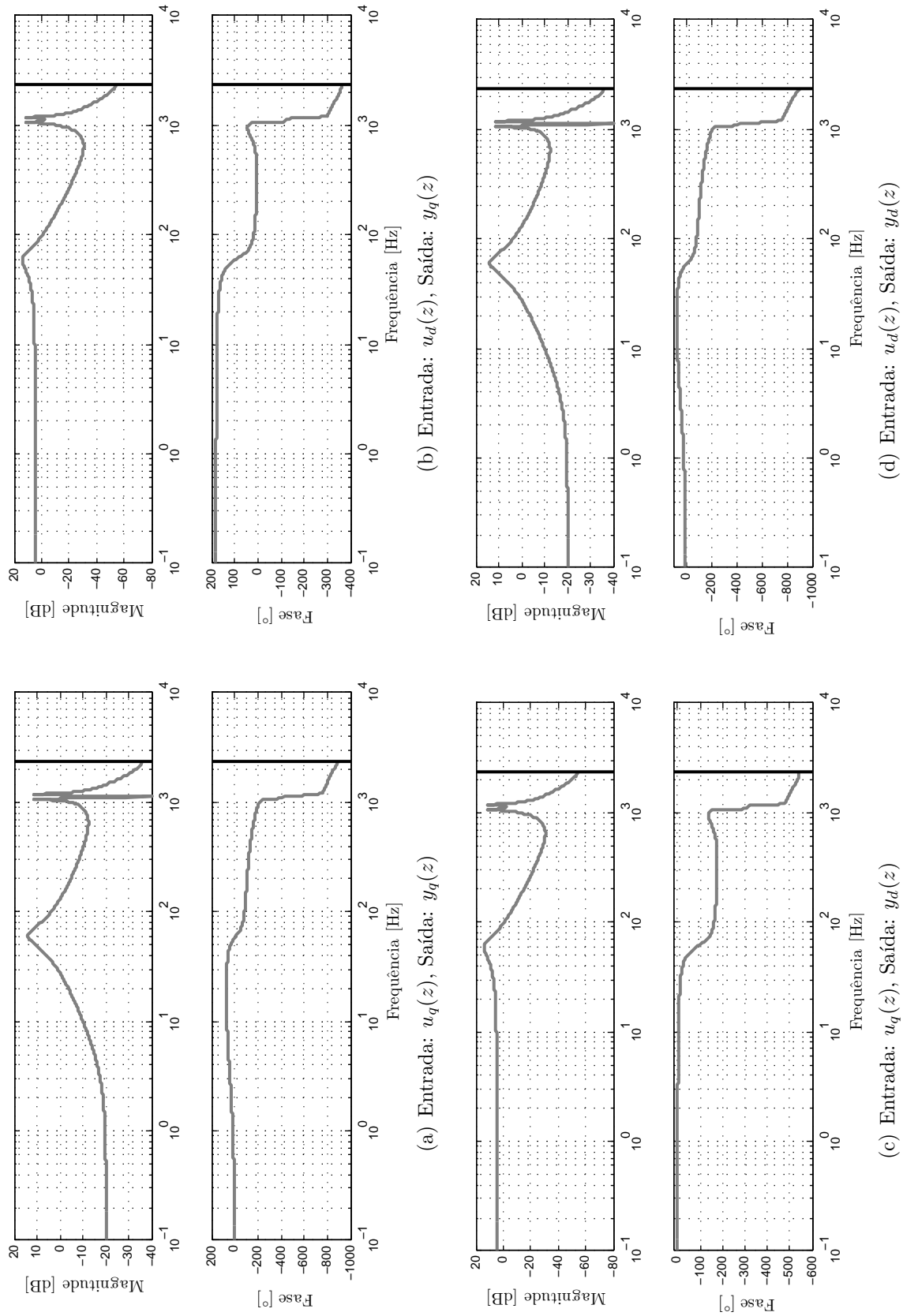
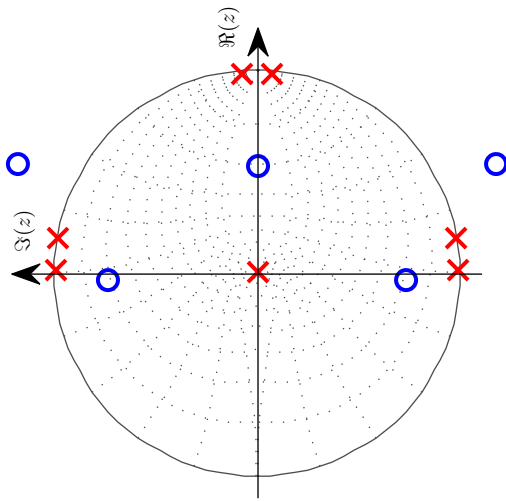
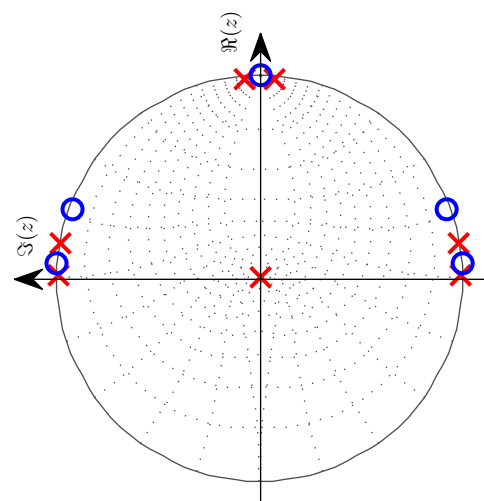


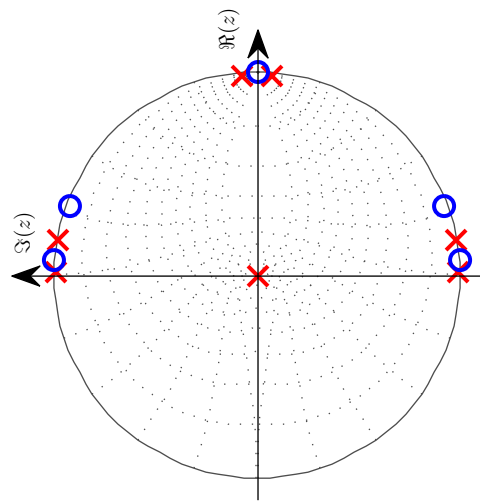
Figura 2.17 – Resposta em frequência de malha aberta dos elementos da matriz função de transferência para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas síncronas $qd0$ quando a variável de saída é a corrente de saída (i_g/u).



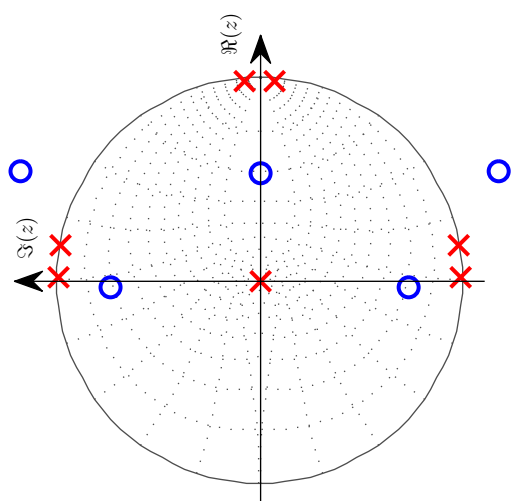
(b) Entrada: $u_d(z)$, Saída: $y_q(z)$



(d) Entrada: $u_d(z)$, Saída: $y_d(z)$



(a) Entrada: $u_q(z)$, Saída: $y_q(z)$



(c) Entrada: $u_q(z)$, Saída: $y_d(z)$

Figura 2.18 – Polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas síncronas $qd0$ quando a variável de saída é a corrente do conversor (i_c).

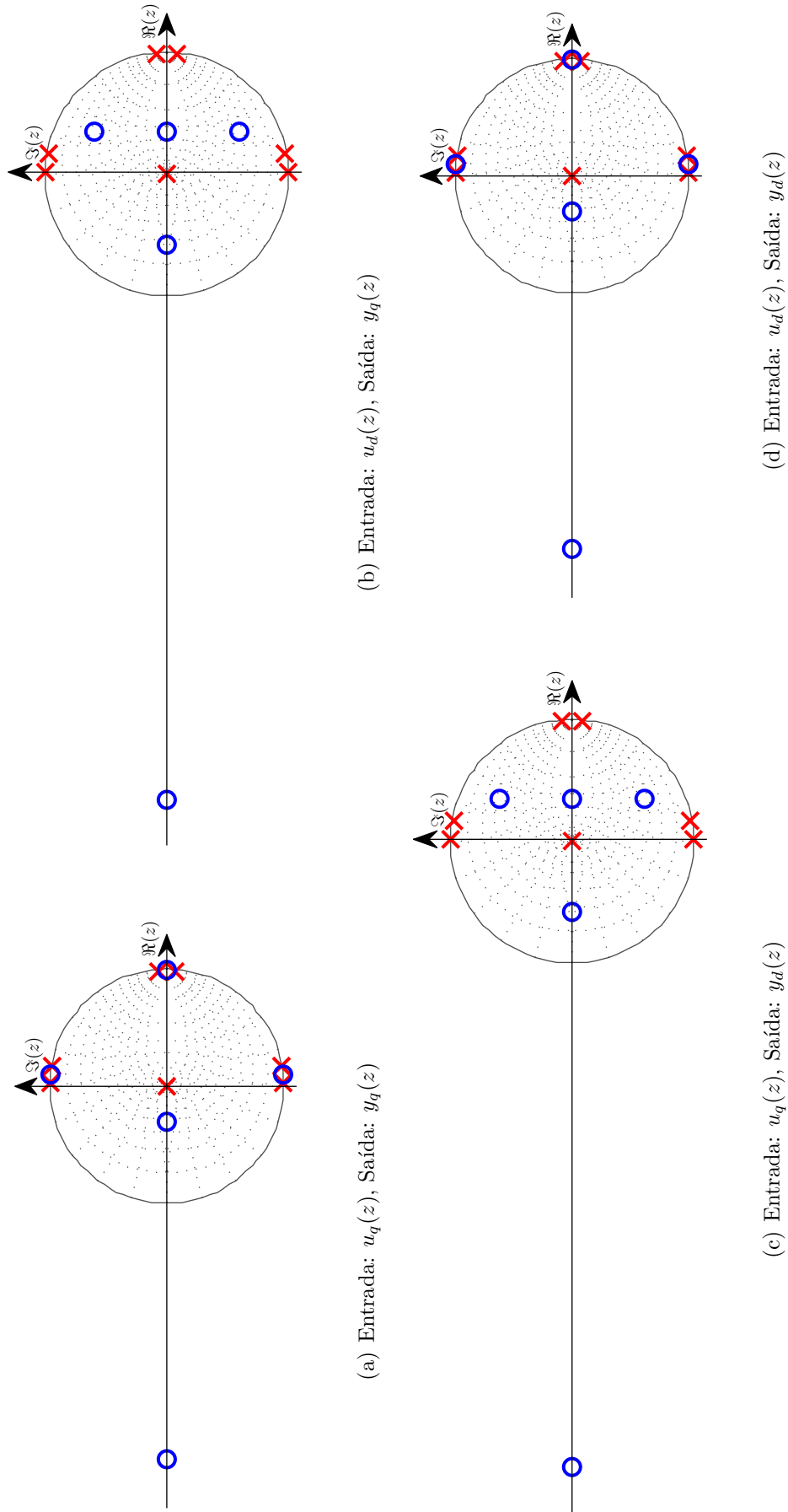


Figura 2.19 – Polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas síncronas $qd0$ quando a variável de saída é a corrente da rede (i_g).

2.4 Efeitos da discretização

A análise dos zeros de amostragem apresentados na seção anterior é importante para a implementação de alguns tipos de controlador, especialmente os que envolvem cancelamento de polos e zeros. Seja uma função de transferência no domínio s , que relaciona a entrada $u(s)$ e a saída $y(s)$

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (2.80)$$

Considerando que a planta seja amostrada em um intervalo T_s e que a entrada é aplicada através de um amostrador-retentor de ordem zero (ZOH). O modelo discreto que relaciona a entrada e a saída é

$$\frac{y(z)}{u(z)} = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (2.81)$$

onde os polinômios $A(z)$ e $B(z)$ são polinômios no operador z de ordens n e $n - 1$, respectivamente, ou seja,

$$A(z) = z^n + a_{n-1}z^{n-1} + \dots + a_0 \quad (2.82)$$

$$B(z) = b_{n-1}z^{n-1} + b_{n-2}z^{n-2} + \dots + b_0 \quad (2.83)$$

Como é conhecido, as raízes do polinômio $A(z)$ possuem uma relação simples com as raízes do polinômio $A(s)$. De fato, se p_1, \dots, p_n são as raízes de $A(s)$, então as raízes de $A(z)$ são $e^{p_1 T_s}, \dots, e^{p_n T_s}$.

Para os polinômios $B(z)$ e $B(s)$, a relação é mais complicada. Não existe uma relação direta entre suas raízes dos polinômios $B(z)$ e $B(s)$ para um valor arbitrário de T_s . Entretanto, como mostrado em (ÅSTRÖM; HAGANDER; STERNBY, 1980), (ÅSTRÖM; HAGANDER; STERNBY, 1984), para casos onde a frequência de amostragem é elevada (T_s com valor pequeno), existe uma relação entre $B(z)$ e $B(s)$. O resultado é que, se $B(s)$ possui raízes z_1, \dots, z_n , então $B(z)$ pode ser expresso por

$$B(z) = B_1(z)B_2(z) \quad (2.84)$$

onde $B_1(z)$ tem grau m e possui raízes que convergem para $e^{z_1 T_s}, \dots, e^{z_n T_s}$ quando $T_s \rightarrow 0$. O polinômio $B_2(z)$ tem grau $(n - m - 1)$ e converge para um polinômio único $\bar{B}_2(z)$ quando $T_s \rightarrow 0$. Esses polinômios para alguns valores de grau relativo $(n - m)$ da planta contínua são:

$$\begin{aligned}
(n - m - 1) = 1 &\Rightarrow \bar{B}_2(z) = 1 \\
(n - m - 1) = 2 &\Rightarrow \bar{B}_2(z) = z + 1 \\
(n - m - 1) = 3 &\Rightarrow \bar{B}_2(z) = z^2 + 4z + 1 \\
(n - m - 1) = 4 &\Rightarrow \bar{B}_2(z) = z^3 + 11z^2 + 11z + 1 \\
(n - m - 1) = 5 &\Rightarrow \bar{B}_2(z) = z^4 + 26z^3 + 66z^2 + 26z + 1 \\
(n - m - 1) = 6 &\Rightarrow \bar{B}_2(z) = z^5 + 57z^4 + 302z^3 + 302z^2 + 57z + 1
\end{aligned}$$

O polinômio $\bar{B}_2(z)$ possui raízes (zeros da função de transferência) fora ou sobre o círculo de raio unitário quando $(n - m) \geq 2$. Os zeros de fase não-mínima estão listados abaixo:

$$\begin{aligned}
(n - m - 1) = 2 &\Rightarrow = [-1] \\
(n - m - 1) = 3 &\Rightarrow = [-3,732] \\
(n - m - 1) = 4 &\Rightarrow = [-1; -9,899] \\
(n - m - 1) = 5 &\Rightarrow = [-2,322; -23,20] \\
(n - m - 1) = 6 &\Rightarrow = [-1; -4,542; -51,22]
\end{aligned}$$

Por isso, para $(n - m) \geq 2$ o polinômio $B(z)$ possui raízes sobre ou fora o círculo de raio unitário no plano z . Ainda, os coeficientes do polinômio $B(z)$ se tornam funções das raízes de $B(s)$, do período de amostragem T_s e do grau relativo $(n - m)$. Estes fatos implicam que os controladores que envolvem cancelamento de zeros da planta não podem ser aplicados para plantas contínuas com grau relativo $(n - m) \geq 2$. Isso parece contradizer o fato que leis de controle simples podem ser aplicadas para a planta contínua correspondente.

Esse efeito surge quando se discretiza o modelo do filtro LCL quando a variável de saída é a corrente do lado da rede. Como o grau relativo da planta em tempo contínuo é três e a planta discretizada com ZOH é um, surgem dois zeros devido à amostragem, um deles fora do círculo de raio unitário no plano z . Ainda, a posição dos zeros de amostragem não é fixa, pois há uma dependência dos parâmetros da planta contínua, que em alguns casos, é incerta. Isso significa que, quando do uso de projeto de controladores já em tempo discreto, deve-se ter cuidado na modelagem da planta e discretização da mesma para evitar problemas de instabilidade ou escolha inadequada do controlador.

2.5 Conclusão

Este capítulo apresentou a modelagem em tempo discreto de conversores estáticos conectados à rede com filtros L e LCL. Os modelos são apresentados em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ e coordenadas síncronas $qd0$. Os modelos discretos desacoplados em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ não apresentam grandes problemas, pois a transformação para eixos estacionários é linear e invariante no tempo, o que não interfere na discretização. Porém, quando a variável de controle é a corrente do lado da rede (i_g), surgem zeros de fase não-mínima devido à discretização, o que é um problema quando se considera controladores que envolvem cancelamento de polos e zeros. Quando se trata da transformação para eixos síncronos, esta é variante no tempo, e por isso são necessários alguns cuidados, pois os polos e zeros desses modelos não aparecem quando se considera o projeto clássico de transformação de variáveis e, após, discretização do modelo.

Os parâmetros da rede, nesse caso a indutância e a resistência equivalentes no ponto de conexão do conversor, que foram desprezadas até agora, entram no modelo. Esses parâmetros são incertos ou podem sofrer variações. Tendo em vista a garantia de estabilidade e desempenho do controlador de corrente mesmo com incertezas ou variações dos parâmetros da rede, no próximo capítulo será apresentado o projeto de um controlador adaptativo para o controle da corrente do conversor conectado à rede com filtro LCL. O controlador implementado é um controlador adaptativo por modelo de referência e será aplicado ao modelo discreto do conversor em eixos estacionários $\alpha\beta 0$.

3 CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE DO CONVERSOR UTILIZANDO MODELO DE REFERÊNCIA DISCRETO

Este capítulo apresenta um controlador de corrente adaptativo em tempo discreto aplicado a conversores estáticos alimentados em tensão conectados à rede com filtro LCL. Será considerado o modelo discreto do conversor com filtro LCL em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ cuja variável de saída é a corrente do conversor, pois com essa corrente como variável de saída o modelo discreto é de fase mínima. A principal característica do controlador apresentado é que, em regime permanente, caso haja convergência paramétrica dos ganhos adaptados, o amortecimento da ressonância não depende da impedância da rede, pois os ganhos de retroação adaptativos garantem um comportamento predefinido do controlador de corrente em malha fechada. Inicialmente, será apresentada uma revisão sobre retroação de estados adaptativa por modelo de referência com o objetivo de fornecer ao leitor as condições para o projeto do controlador de corrente. A estabilidade relativa à incerteza paramétrica é analisada em detalhes. Ainda, distorções de corrente devido ao distúrbio de tensão no ponto de conexão do conversor são rejeitadas sem a utilização dos controladores ressonantes em coordenadas estacionárias ou dos controladores PI em coordenadas síncronas. As provas de estabilidade do controlador adaptativo também são apresentadas. Resultados de simulação e resultados experimentais validam a análise e mostram o bom desempenho do controlador de corrente proposto para esta aplicação, mesmo submetido a grande variação paramétrica da impedância equivalente da rede no ponto de conexão.

A organização deste capítulo é a seguinte: A Seção 3.1 apresenta a teoria sobre controle adaptativo por modelo de referência em tempo discreto, bem como a parcela relativa à rejeição de distúrbios. A Seção 3.2 traz o procedimento detalhado para a implementação digital do controlador adaptativo de corrente, bem como as provas de estabilidade. Resultados de simulação para um conversor conectado à rede são apresentados na Seção 3.3. Na Seção 3.4 são apresentados resultados experimentais e na Seção 3.5 são apresentadas as principais conclusões deste capítulo.

3.1 Controle por retroação de estados adaptativa por modelo de referência

Algumas características desejadas para um controlador de corrente de um conversor conectado à rede com filtro LCL são as seguintes: (i) boa capacidade de rastreamento da referência de corrente e rejeição do distúrbio de tensão da rede, (ii) estabilidade com relação à incertezas/variações paramétricas da impedância da rede e (iii) boa capacidade

de atenuação da ressonância do filtro LCL.

De forma a atingir esses objetivos, esse capítulo propõe de um controlador adaptativo em tempo discreto por retroação de estados para a malha de controle da corrente do conversor conectado à rede. Algumas modificações do algoritmo por modelo de referência apresentado em (TAO, 2003) foram propostas para adequar o algoritmo à aplicação de conversores conectados à rede e incerteza paramétrica. Com este controlador, é possível selecionar um modelo de referência de modo que, caso haja convergência dos parâmetros a serem adaptados, a malha de corrente da corrente i_c tenha um comportamento independente da indutância da rede, que é o parâmetro incerto do modelo dinâmico. O ajuste destes ganhos de retroação de estados é feito de forma automática pelo algoritmo de adaptação e o amortecimento da ressonância independe da indutância da rede quando da convergência dos ganhos para os valores ideais.

Além disso, como mencionado anteriormente, o rastreamento da referência de corrente e a rejeição do distúrbio de tensão da rede podem ser obtidos sem o uso dos controladores ressonantes de ganhos fixos em coordenadas estacionárias (ZMOOD; HOLMES, 2003; TEODORESCU et al., 2006) ou controladores proporcionais-integrais em coordenadas síncronas (DANNEHL; WESSELS; FUCHS, 2009).

A modelagem em tempo discreto do conversor trifásico com filtro LCL foi apresentada no capítulo anterior. Será considerado o modelo discreto desacoplado do conversor com filtro LCL em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ cuja variável de saída é a corrente do conversor. Por simplicidade, consideremos o circuito monofásico do eixo α ou β da Figura 3.1. Um modelo dinâmico com uma entrada e uma saída (SISO) de ordem quatro em espaço de estados é:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}u(k) + \mathbf{F}v(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{aligned} \tag{3.1}$$

onde $\mathbf{x}(k) \in \mathbb{R}^4$, $u(k) \in \mathbb{R}$ e $y(k) \in \mathbb{R}$ com matrizes constantes $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$, $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ e $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{1 \times 4}$, as quais apresentam incerteza paramétrica. No modelo em tempo

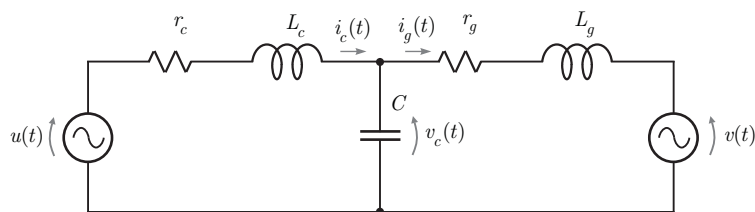


Figura 3.1 – Circuito equivalente em eixos estacionários (α e β) do conversor com filtro LCL conectado à rede.

discreto (3.1), o vetor de estados é dado por

$$\mathbf{x}(k) = [i_c(k) \quad v_c(k) \quad i_g(k) \quad \phi(k)]^T, \quad (3.2)$$

onde $\mathbf{x}(k)$ é formado pela corrente do conversor $i_c(k)$, pela tensão do capacitor de filtro $v_c(k)$, pela corrente do lado da rede $i_g(k)$ e pelo estado associado ao atraso de transporte $\phi(k)$. A entrada $u(k)$ é a tensão de controle. Ainda, a saída do sistema dinâmico $y(k)$ é a corrente do conversor $i_c(k)$ e a tensão da rede $v(k)$ é um distúrbio exógeno. A indutância e a resistência total do lado da rede, que entram no modelo, são, respectivamente, $L_g = L_{g1} + L_{g2}$ and $r_g = r_{g1} + r_{g2}$.

O controle por modelo de referência, tanto o caso não-adaptativo ou MRC (do inglês *Model Reference Controller*) quanto o caso adaptativo ou MRAC (do inglês *Model Reference Adaptive Controller*), é um controlador bastante difundido. Porém, há uma diferença na implementação deste controlador em tempo contínuo e em tempo discreto. Esse problema se agrava quando a planta contínua tiver grau relativo maior que 1 (ÅSTRÖM; HAGANDER; STERNBY, 1980),(ÅSTRÖM; HAGANDER; STERNBY, 1984). Como apresentado anteriormente, é conhecido que estas plantas, para frequências de amostragem elevadas, apresentam zeros de fase não-mínima oriundos da discretização, mesmo que a planta contínua seja de fase mínima. Por isso, controladores que envolvem cancelamento de polos e zeros não podem ser aplicados, pois não é possível cancelar zeros de fase não-mínima. Porém, muitos resultados são apresentados para sistemas contínuos com controlador por modelo de referência. Para o modelo em tempo discreto ser de fase mínima, que é um requisito da aplicação do controle por modelo de referência, a variável de saída foi selecionada como sendo $i_c(k)$.

A Figura 3.2 apresenta o diagrama de blocos do controlador adaptativo em tempo discreto para os circuitos nos eixos α e β , onde os objetivos do controle são:

1. Garantir o mesmo amortecimento do modelo de referência do controlador de corrente independente da impedância da rede no ponto de conexão, bem como sua estabilidade.
2. Assegurar rejeição a distúrbios provenientes da distorção de tensão da rede, assim como rastreamento da referência senoidal de corrente.

A seguir, será apresentado o controlador por modelo de referência (MRC) considerando uma planta conhecida e sem distúrbio exógeno, servindo como introdução para o caso do controlador adaptativo (MRAC).

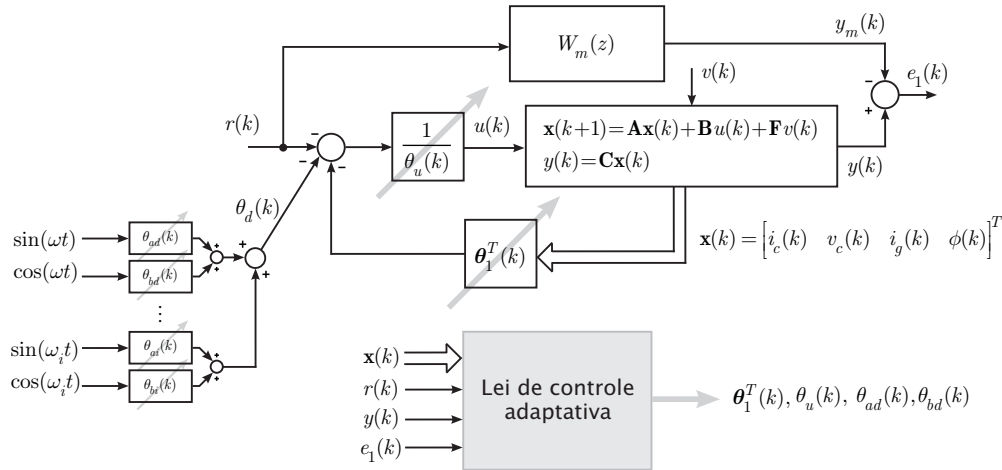


Figura 3.2 – Estrutura do controlador por retroação de estados adaptativa por modelo de referência para o controle de corrente do conversor.

3.1.1 Caso não-adaptativo sem distúrbio ($v(k) = 0$)

No caso de ausência de distúrbios ($v(k) = 0$) na entrada da planta (3.1) e definindo $y(k) = i_c(k)$, o modelo que relaciona a entrada e a saída é dado por

$$\frac{y(z)}{u(z)} = G(z), \quad G(z) = \mathbf{C}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} = k_p \frac{Z(z)}{P(z)}, \quad (3.3)$$

onde $k_p \neq 0$ é uma constante, e $P(z) = \det(z\mathbf{I} - \mathbf{A})$ e $Z(z)$ são polinômios mônicos de coeficientes constantes e graus 4 e 2, respectivamente. Portanto, o grau relativo do modelo discreto do conversor com filtro LCL é $n^* = 2$.

As hipóteses assumidas são:

1. O par de matrizes (\mathbf{A}, \mathbf{B}) é estabilizável.
2. $Z(z)$ é um polinômio estável (i.e., os zeros estão em $|z| < 1$).
3. O sinal de k_p é conhecido.
4. O grau relativo de $G(z)$ é conhecido.

O objetivo do controlador por modelo de referência é rastrear a saída de um modelo $W_m(z)$ previamente definido. Este modelo é escolhido tal que

$$\frac{y_m(z)}{r(z)} = W_m(z) = \frac{k_m}{P_m(z)} \quad (3.4)$$

onde $P_m(z)$ é um polinômio estável e mônico de grau $n^* = 2$ (mesmo grau relativo da planta) e $r \in \mathbb{R}$ é um sinal externo de referência.

Para uma planta conhecida, a lei de controle que possibilita que o conversor com controle de corrente siga o modelo de referência tal que $y(k) = y_m(k)$ é do tipo

$$\theta_u^* u(k) = -\boldsymbol{\theta}_1^{*T} \mathbf{x}(k) - r(k), \quad (3.5)$$

onde $\boldsymbol{\theta}_1^* \in \mathbb{R}^n$ e $\theta_u^* \in \mathbb{R}$. Para simplificar a análise, é possível reescrever a lei de controle (3.5) da forma

$$u(k) = \mathbf{k}_1^{*T} \mathbf{x}(k) + k_2^* r(k). \quad (3.6)$$

Se (3.6) é aplicada ao sistema (3.1) com $v = 0$, a concordância perfeita entre a planta em malha fechada e o modelo de referência (3.4) é obtida, isto é,

$$\mathbf{C} \left(z\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k}_1^{*T} \right)^{-1} \mathbf{B}k_2^* = \frac{k_m}{P_m(z)} \quad (3.7)$$

Nessa lei de controle por retroação de estados (3.6), o objetivo é mover alguns polos do sistema em malha fechada para as raízes de $Z(z)$ (isto é, para os zeros da planta em malha aberta), e os polos de malha fechada restantes iguais às raízes de $P_m(z)$ (TAO, 2003). Seguindo essa idéia e de (3.7), as seguintes condições de casamento são obtidas

$$\det \left(z\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k}_1^{*T} \right) = P_m(z) Z(z), \quad k_2^* = \frac{k_m}{k_p}, \quad (3.8)$$

pois $\mathbf{C} \operatorname{adj} \left(z\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k}_1^{*T} \right) \mathbf{B} = Z(z)$. Isso implica que

$$\boldsymbol{\theta}_1^* = \frac{\mathbf{k}_1^*}{k_2^*}, \quad \theta_u^* = -\frac{1}{k_2^*}. \quad (3.9)$$

Quando os parâmetros da planta são conhecidos, (3.8) pode ser usada para computar $\boldsymbol{\theta}_1^*$ e θ_u^* . De outra forma, os ganhos devem ser estimados de maneira adaptativa. Como a indutância do lado da rede $L_g = L_{g1} + L_{g2}$ é desconhecida e pode ser variante no tempo, um algoritmo adaptativo de cálculo dos ganhos será desenvolvido a seguir para garantir as condições estabelecidas anteriormente.

Inicialmente, o problema do controle adaptativo é resolvido sem o distúrbio $v(k)$, que corresponde à tensão da rede, e então, em um segundo momento, a modificação necessária na ação de controle $u(k)$ para rejeição de distúrbio é descrita.

3.1.2 Caso adaptativo sem distúrbio ($v(k) = 0$)

Consideremos agora a representação em espaço de estados em tempo discreto (3.1) sem distúrbio, cujos parâmetros são desconhecidos. Seja a lei de controle por retroação

de estados adaptativa dada por:

$$\theta_u(k)u(k) = -\theta_1^T(k)\mathbf{x}(k) - r(k). \quad (3.10)$$

A lei de controle em tempo discreto (3.10) é similar à lei de controle em tempo contínuo apresentada em (LOZANO-LEAL; COLLADO; MONDIE, 1990). Nesse caso, os ganhos de retroação de estados devem ser estimados e atualizados a cada amostragem devido à incerteza nos parâmetros da planta. O MRAC utilizado é um controlador adaptativo direto, pois os parâmetros do controlador são adaptados diretamente, sem conhecimento prévio da planta. Reescrevendo (3.10), tem-se que

$$\theta_1^T(k)\mathbf{x}(k) + \theta_u(k)u(k) + r(k) = 0, \quad (3.11)$$

ou

$$(\theta_1^T(k) - \theta_1^{*T})\mathbf{x}(k) + (\theta_u(k) - \theta_u^*)u(k) + r(k) = -\theta_1^{*T}\mathbf{x}(k) - \theta_u^*u(k)$$

$$\begin{bmatrix} \theta_1^T(k) - \theta_1^{*T} & \theta_u(k) - \theta_u^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ u(k) \end{bmatrix} + r(k) = -\theta_1^{*T}\mathbf{x}(k) - \theta_u^*u(k) \quad (3.12)$$

Definindo-se o vetor de erro de parâmetros $\phi^T(k)$ e o vetor $\omega(k)$ como

$$\phi^T(k) = \begin{bmatrix} \theta_1^T(k) - \theta_1^{*T} & \theta_u(k) - \theta_u^* \end{bmatrix}, \quad \omega(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ u(k) \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

tem-se que

$$\phi^T(k)\omega(k) + r(k) = -\theta_1^{*T}\mathbf{x}(k) - \theta_u^*u(k), \quad (3.14)$$

ou, no domínio z ,

$$\phi^T\omega + r = -\theta_1^{*T}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}u - \theta_u^*u \quad (3.15)$$

$$\phi^T\omega + r = (-\theta_1^{*T}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} - \theta_u^*)u. \quad (3.16)$$

Devido à hipótese de controlabilidade da planta, então pode-se afirmar que existe um vetor de ganhos

$$\theta = \theta^* = \begin{bmatrix} \theta_1^* \\ \theta_u^* \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

tal que $\phi^T = 0$ e, conseqüentemente,

$$r = \left(-\theta_1^{*T} (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} - \theta_u^* \right) u. \quad (3.18)$$

Nessa estrutura de controlador, é desejável que $y = y_m$, ou seja, $\mathbf{C}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}u = W_m r$, que resulta em

$$r = W_m^{-1} \mathbf{C}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}u. \quad (3.19)$$

De (3.18) e (3.19), é possível escrever

$$\mathbf{C}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} = W_m \left(-\theta_1^{*T} (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} - \theta_u^* \right) \quad (3.20)$$

ou, equivalentemente,

$$G = W_m \left(-\theta_1^{*T} (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} - \theta_u^* \right), \quad (3.21)$$

isto é,

$$y = W_m \left(-\theta_1^{*T} (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} - \theta_u^* \right) u. \quad (3.22)$$

Substituindo (3.16) em (3.22), resulta em

$$y = W_m \left(\phi^T \omega + r \right). \quad (3.23)$$

O erro de rastreamento pode ser expresso por:

$$e_1 = y - y_m = W_m \phi^T \omega. \quad (3.24)$$

É conhecido da literatura de controle adaptativo que, no caso de plantas com grau relativo maior que 1, o conceito de erro aumentado deve ser satisfeito (TAO, 2003). De forma a obter esse sinal de erro, deve-se usar a seguinte relação

$$\phi^T W_m \omega - W_m \phi^T \omega = \theta^T W_m \omega - W_m \theta^T \omega. \quad (3.25)$$

Então, o erro aumentado é dado por

$$\varepsilon = e_1 + \theta^T \zeta - W_m \theta^T \omega = \phi^T \zeta, \quad (3.26)$$

onde $\zeta = W_m \omega$. O objetivo aqui é definir uma estimação paramétrica adaptativa para obter o vetor de ganhos

$$\theta(k) = \begin{bmatrix} \theta_1(k) \\ \theta_u(k) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

tal que o erro aumentado ε é minimizado e o vetor de ganhos $\theta(k)$ convirja para θ^* . Um

algoritmo gradiente, simples de ser implementado, utilizado no adaptador de ganhos, como apresentado em (MASSING et al., 2009), é suficiente para minimizar o erro aumentado ε . Como se deseja que a resposta em malha fechada do controlador de corrente seja independente da impedância da rede, é necessária a convergência paramétrica dos ganhos adaptados. No entanto, o algoritmo gradiente não garante convergência paramétrica para os valores nominais. Esta é a principal razão para a escolha do algoritmo RLS. Para o algoritmo RLS, caso haja um sinal persistentemente excitante no sistema, é garantido que $\boldsymbol{\theta}(k) \rightarrow \boldsymbol{\theta}^*$ quando $k \rightarrow \infty$ (GOODWIN; SIN, 1984).

A estabilidade do algoritmo adaptativo usando um adaptador RLS, bem como as propriedades de convergência paramétrica sob condições de sinais persistentemente excitantes, são apresentadas em detalhes na literatura de controle adaptativo (TAO, 2003; GOODWIN; SIN, 1984) e serão omitidas. O objetivo é provar que o sistema em malha fechada é estável e o erro de rastreamento converge para zero quando o tempo tende ao infinito.

Lema 1. *O algoritmo por mínimos quadrados recursivo ou RLS (do inglês Recursive Least-Squares) dado por:*

$$\boldsymbol{\theta}(k+1) = \boldsymbol{\theta}(k) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\varepsilon(k)}{m^2(k)} \quad (3.28)$$

$$\mathbf{P}(k) = \mathbf{P}(k-1) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}(k)^T\mathbf{P}(k-1)}{m^2(k)} \quad (3.29)$$

onde

$$m(k) = \sqrt{1 + \boldsymbol{\zeta}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)} \quad (3.30)$$

e sujeito à lei de controle (3.10) possui a seguinte propriedade (veja (TAO, 2003)):

$$\mathbf{P}^{-1}(k)\boldsymbol{\phi}(k+1) = \mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k) \quad (3.31)$$

Demonstração. De (3.28), subtraindo $\boldsymbol{\theta}^*$ de ambos os lados da igualdade, tem-se que

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\phi}(k+1) &= \boldsymbol{\phi}(k) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)}{m^2(k)} \\ &= \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}^T(k)}{m^2(k)} \right) \boldsymbol{\phi}(k). \end{aligned} \quad (3.32)$$

De (3.29),

$$\begin{aligned}\mathbf{P}(k) &= \mathbf{P}(k-1) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}(k)^T\mathbf{P}(k-1)}{m^2(k)} \\ &= \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}^T(k)}{m^2(k)} \right) \mathbf{P}(k-1),\end{aligned}\quad (3.33)$$

ou seja,

$$\mathbf{P}(k)\mathbf{P}^{-1}(k-1) = \left(\mathbf{I} - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}^T(k)}{m^2(k)} \right). \quad (3.34)$$

Substituindo (3.34) em (3.32),

$$\boldsymbol{\phi}(k+1) = \mathbf{P}(k)\mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k), \quad (3.35)$$

que resulta em,

$$\mathbf{P}(k)^{-1}\boldsymbol{\phi}(k+1) = \mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k). \quad (3.36)$$

□

Teorema 1. *O algoritmo adaptativo dado pelas equações (3.28) e (3.29) tem o erro aumentado $\varepsilon(k) \in \mathcal{L}_2 \cap \mathcal{L}_\infty$, todos os sinais na malha fechada são limitados e o erro de rastreamento converge para zero em um tempo finito (TAO, 2003).*

Demonstração. Considere a função definida positiva

$$V(k) = \boldsymbol{\phi}(k)^T\mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k). \quad (3.37)$$

A variação desta função escalar $\Delta V(k) = V(k+1) - V(k)$ nas trajetórias (3.28) e (3.29) é:

$$\Delta V(k) = \boldsymbol{\phi}(k+1)^T\mathbf{P}^{-1}(k)\boldsymbol{\phi}(k+1) - \boldsymbol{\phi}(k)^T\mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k), \quad (3.38)$$

e usando (3.36),

$$\Delta V(k) = \boldsymbol{\phi}(k+1)^T\mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k) - \boldsymbol{\phi}(k)^T\mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k), \quad (3.39)$$

ou

$$\Delta V(k) = \left(\boldsymbol{\phi}(k+1) - \boldsymbol{\phi}(k) \right)^T \mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k). \quad (3.40)$$

Por outro lado, de (3.32), tem-se que

$$\boldsymbol{\phi}(k+1) - \boldsymbol{\phi}(k) = -\frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)}{m^2(k)}. \quad (3.41)$$

Substituindo (3.41) em (3.40), resulta em

$$\Delta V(k) = \left(-\frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)}{m^2(k)} \right)^T \mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k). \quad (3.42)$$

De (3.26), tem-se que

$$\Delta V(k) = \left(-\frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\varepsilon(k)}{m^2(k)} \right)^T \mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k), \quad (3.43)$$

ou,

$$\Delta V(k) = -\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k)\varepsilon(k)}{m^2(k)}. \quad (3.44)$$

Simplificando (3.44), resulta em

$$\Delta V(k) = -\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)\varepsilon(k)}{m^2(k)}, \quad (3.45)$$

$$\Delta V(k) = -\frac{\varepsilon^2(k)}{m^2(k)}. \quad (3.46)$$

□

De (3.26), (3.37) e (3.46) é concluído que $\varepsilon(k)$ e $\boldsymbol{\phi}(k)$ tendem para zero quando $k \rightarrow \infty$. Consequentemente, $\boldsymbol{\theta}(k)$ converge para $\boldsymbol{\theta}^*$ e também o erro de rastreamento $e_1(k) \rightarrow$ vai para zero, assim como $\varepsilon(k)$.

A seguir serão apresentadas as modificações na lei de controle e no algoritmo de adaptação para tratar do distúrbio de tensão da rede, ou seja, quando $v(k) \neq 0$ e possuir uma característica senoidal.

3.1.3 Caso adaptativo com rejeição de distúrbio ($v(k) \neq 0$)

O controlador (3.10) aplicado à planta (3.1) deve ser capaz de rejeitar o distúrbio de tensão da rede v mostrado na Figura 3.1. Mesmo que esta não esteja disponível para medida, ela pode ser modelada como a soma de termos em seno e cosseno, pois o distúrbio é periódico e de frequência conhecida. Seja o distúrbio senoidal dado por

$$v = a \operatorname{sen}(\omega t) + b \operatorname{cos}(\omega t), \quad (3.47)$$

onde a e b são as amplitudes das componentes do seno e cosseno do distúrbio de tensão da frequência fundamental. Harmônicas de baixa ordem como 5^a, 7^a, etc. podem ser incluídas no modelo de v . Inicialmente, por questão de simplicidade, somente a componente fundamental será considerada. Para a rejeição do efeito do distúrbio sobre a variável de

saída, um termo extra é $\theta_d^*(k)$ adicionado à lei de controle, resultando em

$$\theta_u^* u(k) = -\boldsymbol{\theta}_1^{*T} \mathbf{x}(k) - r(k) - \theta_d^*(k) \quad (3.48)$$

com

$$\theta_d^*(k) = \theta_{da}^* \text{sen}(\omega t) + \theta_{db}^* \text{cos}(\omega t), \quad (3.49)$$

Isso é equivalente a assumir que a lei de controle é

$$u(k) = \mathbf{k}_1^{*T} \mathbf{x}(k) + k_2^* r(k) + k_3^*(k) \quad (3.50)$$

onde

$$k_3^*(k) = -\frac{\theta_d^*(k)}{\theta_u^*} \quad (3.51)$$

Agora, substituindo a lei de controle (3.50) em (3.1), o sistema em malha fechada no domínio z é dado por:

$$y(z) = y_m(z) + \Delta(z) \quad (3.52)$$

onde

$$y_m(z) = \mathbf{C}(z\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k}_1^{*T})^{-1} \mathbf{B}k_2^* r(z) \quad (3.53)$$

e

$$\begin{aligned} \Delta(z) &= \mathbf{C}(z\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k}_1^{*T})^{-1} \mathbf{B}k_3^*(z) \\ &+ \mathbf{C}(z\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k}_1^{*T})^{-1} \mathbf{B}_d v_d(z) \end{aligned} \quad (3.54)$$

Como v é senoidal, pode ser verificado que, caso haja convergência paramétrica, existem parâmetros constantes θ_{da}^* e θ_{db}^* tais que

$$\lim_{z \rightarrow 1} (z - 1)\Delta(z) = 0 \quad (3.55)$$

Do teorema do valor final da transformada z , a função no domínio do tempo discreto $\delta(k)$ de $\Delta(z)$ converge para zero exponencialmente quando k vai para o infinito, ou seja,

$$\lim_{k \rightarrow \infty} (y(k) - y_m(k)) = \lim_{k \rightarrow \infty} \delta(k) = 0 \quad (3.56)$$

Considere agora a lei de controle adaptativa

$$\theta_u(k)u(k) = -\boldsymbol{\theta}_1^T(k)\mathbf{x}(k) - r(k) - \theta_d(k), \quad \theta_d(k) \in \mathbb{R} \quad (3.57)$$

com

$$\theta_d(k) = \theta_{da}(k) \text{sen}(\omega t) + \theta_{db}(k) \text{cos}(\omega t), \quad (3.58)$$

onde $\theta_{da}(k)$ e $\theta_{db}(k)$ são as estimativas adaptadas dos parâmetros ideais θ_{da}^* e θ_{db}^* tais que o efeito do distúrbio v na saída seja rejeitado.

Para implementar o controlador adaptativo por retroação de estados com rejeição de distúrbio, os vetores $\theta(k)$ e $\omega(k)$ serão aumentados da seguinte forma:

$$\theta(k) = [\theta_1^T(k), \theta_u(k), \theta_{da}(k), \theta_{db}(k)]^T, \quad (3.59)$$

$$\omega(k) = [\mathbf{x}^T(k), u(k), \text{sen}(\omega t), \text{cos}(\omega t)]^T. \quad (3.60)$$

Nessa aplicação de conversores conectados à rede, os algoritmos de sincronização (CARDOSO et al., 2008; CAMARGO; PINHEIRO, 2006; BLAABJERG et al., 2006) podem fornecer a informação para gerar os sinais senoidais (seno e cosseno) para o regressor $\omega(k)$. Em termos práticos, os ganhos para a rejeição do distúrbio também são calculados adaptativamente de maneira a gerar a amplitude e fase da lei de controle para cancelar o erro de rastreamento $e(k)$.

A seguir serão abordadas questões relativas à escolha do algoritmo de adaptação e convergência paramétrica dos ganhos do controlador adaptativo.

3.1.4 Convergência paramétrica e escolha do algoritmo de adaptação

Em controle adaptativo, a convergência paramétrica é um aspecto de grande importância. A convergência de controladores adaptativos depende do algoritmo de adaptação e da excitação dos sinais. Em alguns casos, é possível se obter erro nulo de rastreamento $e_1(k)$ mesmo que os parâmetros adaptados não tenham realmente convergido para os seus valores ideais.

Em (MASSING et al., 2009), o algoritmo gradiente foi utilizado de acordo com (TAO, 2003) para o controle de corrente de conversores conectados à rede. Este algoritmo gradiente é relativamente fácil de ser implementado. Embora o algoritmo gradiente garanta que o erro de rastreamento $e_1(k) = y(k) - y_m(k)$ convirja para zero quando o tempo tende ao infinito, não é possível garantir que o mesmo ocorra para $\phi(k) = \theta(k) - \theta^*$. Isso significa que, mesmo com erro de rastreamento nulo, o sistema em malha fechada não se comporta como o modelo de referência $W_m(z)$.

Convergência paramétrica pode ser obtida com algoritmos mais complexos como o algoritmo RLS, como apresentado em (GOODWIN; SIN, 1984). O algoritmo RLS garante convergência paramétrica com a condição que a entrada do sistema seja persistentemente

excitante de ordem n , onde n é a dimensão do vetor a ser estimado. A ordem do vetor a ser estimado depende da ordem da planta e do número de termos relativos à rejeição de distúrbio. Nessa aplicação específica, há quatro ganhos de retroação de estados no vetor $\boldsymbol{\theta}_1(k)$, um ganho direto $\theta_u(k)$ e dois ganhos para a componente de rejeição de distúrbios. Isso resulta em um total de sete ganhos. O sinal senoidal é persistentemente excitante de ordem 2 (GOODWIN; SIN, 1984), (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1994). Assim, não é possível garantir convergência paramétrica com um sinal puramente senoidal na referência. Algumas harmônicas devem ser incluídas na referência, mesmo que por um curto tempo e sem exceder limites de injeção de harmônicas de corrente, de forma a garantir o sinal persistentemente excitante para a planta em questão e garantir a convergência paramétrica. O próprio sinal PWM, dependendo da amostragem e da estratégia de comutação, pode ajudar na convergência. Portanto, para sete ganhos, são necessários pelo menos quatro sinais senoidais na referência de corrente para garantir a convergência paramétrica de $\boldsymbol{\theta}(k)$.

Entretanto, mesmo com sinais persistentemente excitantes, o algoritmo RLS convencional perde a capacidade de atualizar o vetor de ganhos $\boldsymbol{\theta}(k)$ quando a matriz $\mathbf{P}(k)$ atinge valores próximos a zero e também não é adequado para plantas variantes no tempo. Outro problema é que, quando a entrada não é persistentemente excitante, a matriz $\mathbf{P}(k)$ pode divergir. Redefinição periódica da matriz (*reset*) $\mathbf{P}(k)$ ou a inclusão de fatores de esquecimento são extensivamente discutidas na literatura para plantas variantes no tempo. Um algoritmo que inclui modificações para lidar com plantas variantes no tempo e que evita a divergência da matriz $\mathbf{P}(k)$ é apresentado em (SALGADO; GOODWIN; MIDDLETON, 1988). Este algoritmo RLS é chamado algoritmo com redefinição e esquecimento exponencial (do inglês *Exponential Forgetting and Resetting Algorithm* ou EFRA), e é dado pelas seguintes equações:

$$\boldsymbol{\theta}(k+1) = \boldsymbol{\theta}(k) - \frac{\alpha \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\zeta}(k) \varepsilon(k)}{m^2(k)} \quad (3.61)$$

$$\mathbf{P}(k) = \frac{1}{\lambda} \mathbf{P}(k-1) - \frac{\alpha \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\zeta}(k) \boldsymbol{\zeta}(k)^T \mathbf{P}(k-1)}{m^2(k)} + \beta \mathbf{I} - \delta \mathbf{P}^2(k-1) \quad (3.62)$$

onde

$$m(k) = \sqrt{1 + \boldsymbol{\zeta}^T(k) \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\zeta}(k)} \quad (3.63)$$

e α , β , δ e λ são constantes. A seleção destas constantes e sua influência no desempenho do algoritmo são discutidas em (SALGADO; GOODWIN; MIDDLETON, 1988) e (HAN; FRANK, 1997). As restrições de projeto são as seguintes:

$$0 < \gamma < \alpha < 1 \quad (3.64)$$

$$\gamma^2 + 4\beta\delta < (1 - \alpha)^2 \quad (3.65)$$

$$\beta > 0, \delta > 0 \quad (3.66)$$

$$\bar{\sigma}\mathbf{I} \leq \mathbf{P}(0) \leq \bar{\nu}\mathbf{I} \quad (3.67)$$

onde

$$\gamma \triangleq \frac{1 - \lambda}{\lambda} \quad (3.68)$$

$$\bar{\nu} \triangleq \frac{\gamma}{2\delta} \left[1 + \sqrt{\left(1 + \frac{4\beta\delta}{\gamma^2} \right)} \right] \quad (3.69)$$

$$\bar{\sigma} \triangleq \frac{(\alpha - \gamma)}{2\delta} \left[-1 + \sqrt{\left(1 + \frac{4\beta\delta}{(\alpha - \gamma)^2} \right)} \right] \quad (3.70)$$

então para um regressor arbitrário $\zeta(k)$

$$\bar{\sigma}\mathbf{I} \leq \mathbf{P}(k) \leq \bar{\nu}\mathbf{I}, \text{ para todo } k \quad (3.71)$$

$$\text{Se } \zeta(k) = 0, \text{ para todo } k, \text{ então } \mathbf{P}(k) \rightarrow \bar{\nu}\mathbf{I} \quad (3.72)$$

$$\beta\mathbf{I} + \gamma\mathbf{P}(k) - \delta\mathbf{P}^2(k) \geq 0 \quad (3.73)$$

As equações acima garantem um bom desempenho do algoritmo RLS EFRA (SALGADO; GOODWIN; MIDDLETON, 1988)(HAN; FRANK, 1997).

Embora a prova de estabilidade tenha sido obtida para o algoritmo RLS convencional, os resultados de simulação e os resultados experimentais foram obtidos com o algoritmo RLS modificado. Na próxima seção, um exemplo de projeto será apresentado para mostrar a eficiência do controlador adaptativo de corrente por retroação de estados em diferentes condições de rede e durante transitórios de tensão.

3.2 Exemplo de projeto

O procedimento para a implementação do controlador adaptativo e um exemplo de projeto para um conversor trifásico conectado à rede com filtro LCL, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 2.1, serão descritos em detalhes nesta seção.

O modelo de referência escolhido foi o seguinte

$$W_m(z) = \frac{(1 - p_1)(1 - p_2)}{(z - p_1)(z - p_2)} = \frac{0,49}{z^2 - 0,6z + 0,09} \quad (3.74)$$

onde $p_1 = p_2 = 0,3$. Esse é um modelo de segunda ordem e com característica de sistema amortecido. A frequência de amostragem é de 4,8kHz.

Os polos e zeros da função de transferência de malha aberta cujos parâmetros são apresentados na Tabela 2.1 são mostrados na Figura 3.3 quando o parâmetro de indutância da rede varia entre 0mH até 5mH. Note que a posição dos polos e zeros depende da impedância da rede. Entretanto, os polos de malha fechada são definidos pelo modelo de referência e, caso haja convergência paramétrica, independem da impedância da rede. Para isso, os ganhos de retroação devem ser adaptados para garantir esse comportamento.

Resultados similares são verificados na Figura 3.4, onde a resposta em frequência de malha aberta é apresentada para diferentes condições de impedância da rede. A resposta em frequência desejada também é apresentada, a qual é definida pelo modelo de referência $W_m(z)$.

Os ganhos θ_1^* e θ_u^* foram computados conforme (3.8) para uma faixa de valores de indutância da rede L_{g2} variando de 0mH até 5mH, como mostrado na Figura 3.5. Com

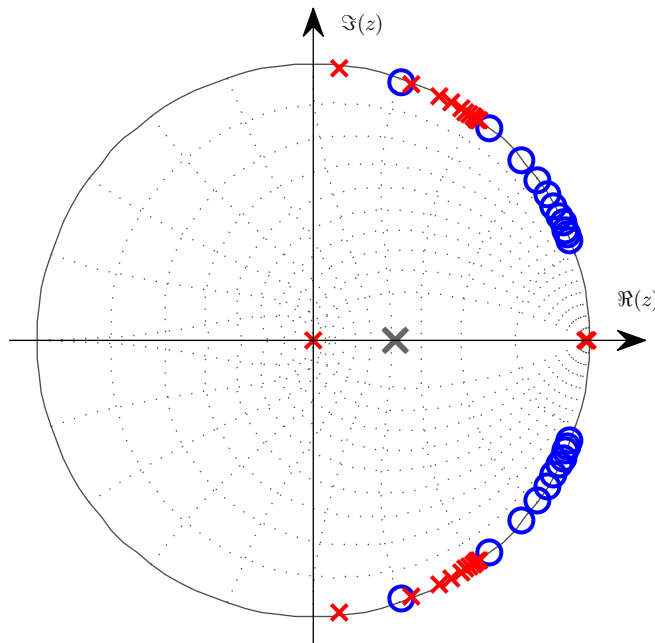


Figura 3.3 – Polos 'x' e zeros 'o' da função de transferência de malha aberta (3.3) em função da indutância da rede quando L_{g2} varia de 0mH até 5mH e polos de malha fechada 'x', definidos pelo modelo de referência $W_m(z)$.

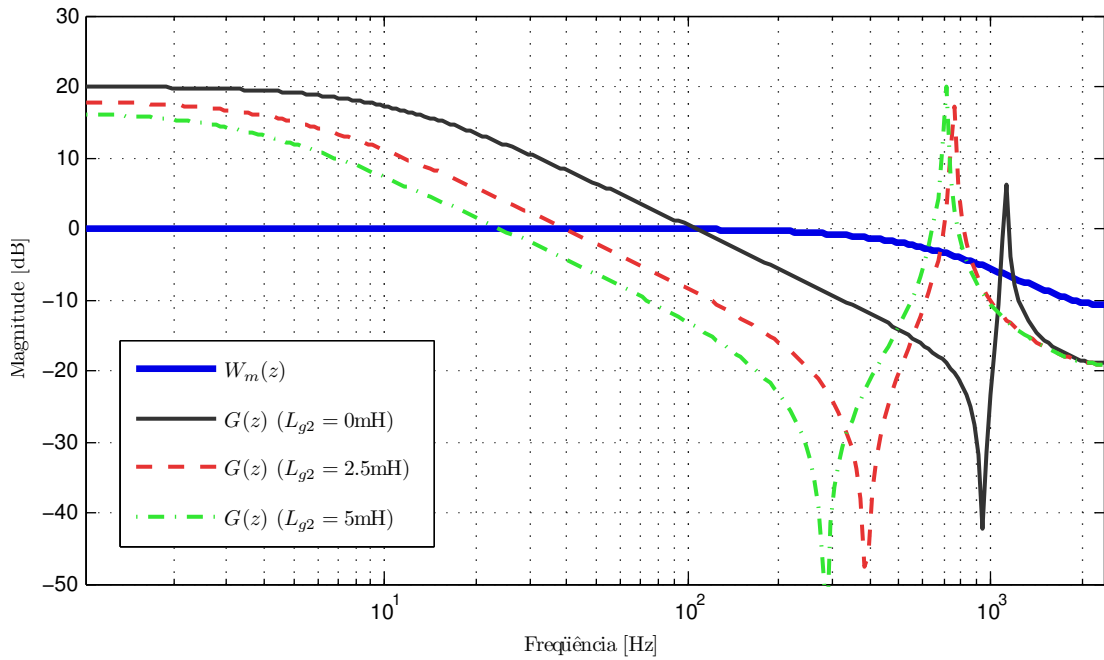


Figura 3.4 – Diagrama de Bode de $W_m(z)$ (comportamento desejado em malha fechada) e de $G(z)$ (planta em malha aberta) para diferentes valores de indutância da rede.

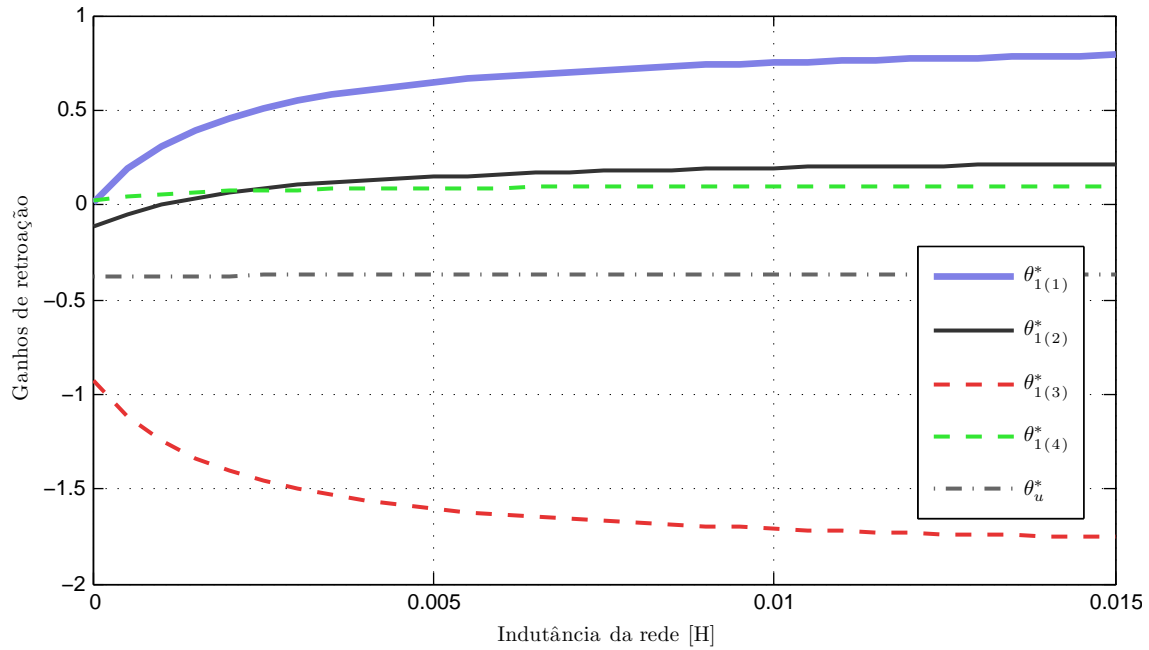


Figura 3.5 – Ganhos $\theta^* = [\theta_1^{*T} \theta_u^*]^T$ calculados para atender à condição de casamento (3.8) em função da indutância equivalente da rede no ponto de conexão do conversor.

estes ganhos, o controle de corrente em malha fechada se comporta como o modelo de referência $W_m(z)$.

É importante notar que a parcela de rejeição de distúrbio $\theta_d(k)$, que depende dos ganhos $\theta_{ad}(k)$ e $\theta_{bd}(k)$, são computados dependendo do distúrbio de tensão da rede tal

que o erro aumentado é minimizado. A única informação necessária é a frequência da rede para a geração dos sinais seno e cosseno.

O modelo de referência $W_m(z)$ insere um ganho e uma fase entre a entrada de referência $r(k)$ e a saída $y_m(k)$. Por isso, a idéia é compensar a referência de corrente na frequência fundamental tal que esse efeito não apareça na corrente a ser controlada. A seguir será apresentada um solução para contornar o problema da fase do modelo de referência $W_m(z)$ em 60Hz.

3.2.1 Compensação de amplitude e fase do modelo de referência

Sabe-se que o modelo de referência insere um ganho diferente de 0dB e uma fase diferente de 0° na frequência de interesse, neste caso, 60Hz. Como o modelo de referência é definido pelo projetista, é possível compensar essa amplitude e fase diretamente na geração da referência através de uma matriz de transformação constante. Seja o modelo de referência dado por:

$$W_m(z) = \frac{(1 - p_1)(1 - p_2)}{(z - p_1)(z - p_2)} \quad (3.75)$$

Para uma determinada frequência ω , como $z = e^{j\omega T_s}$, tem-se que:

$$W_m(j\omega) = \frac{(1 - p_1)(1 - p_2)}{(e^{j\omega T_s} - p_1)(e^{j\omega T_s} - p_2)} \quad (3.76)$$

O ganho em 60Hz, ou seja, em $\omega = 2\pi 60$ é dado por:

$$|W_m(j\omega)|_{\omega=2\pi 60} = 0,996 \quad (3.77)$$

E a fase em 60Hz é dada por:

$$\angle W_m(j\omega) = \theta_m = \arctan\left(\frac{\Im(W_m(j\omega))}{\Re(W_m(j\omega))}\right) = -12,84^\circ \quad (3.78)$$

Como o modelo de referência apresenta uma fase diferente de zero grau em 60Hz e ganho diferente de 0dB, pode-se utilizar essa informação de ganho e fase para corrigir a referência de corrente. Essa compensação pode ser feita ajustando-se diretamente as referências de corrente nas coordenadas α e β . Essa matriz de transformação, que na prática é uma matriz de rotação, serve para compensar as referências no eixo de coordenadas estacionários $\alpha\beta$ e é dada por:

$$\begin{bmatrix} r_\alpha(k) \\ r_\beta(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{|W_m(j\omega)|_{\omega=2\pi 60}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \text{sen}(\theta_m) \\ -\text{sen}(\theta_m) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_\alpha^*(k) \\ r_\beta^*(k) \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

onde $r_\alpha^*(k)$ e $r_\beta^*(k)$ são as referências de corrente e $r_\alpha(k)$ e $r_\beta(k)$ são as referências compen-

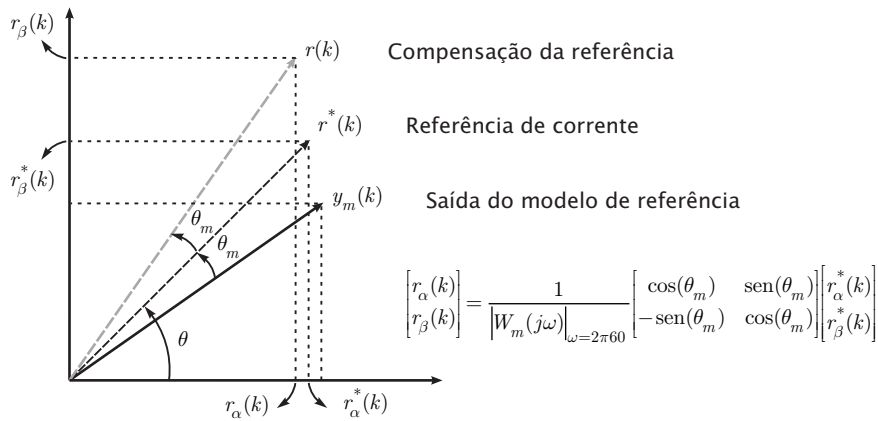


Figura 3.6 – Compensação de amplitude e fase do modelo de referência.

sadas utilizadas para controle. A seguir são apresentados os passos para a implementação do algoritmo adaptativo.

3.2.2 Procedimento para a execução do algoritmo

Para a implementação do controlador em tempo discreto, a cada amostragem feita para aquisição das medidas de tensão e corrente, bem como o cálculo da ação de controle, os seguintes passos são executados:

- 1) *Amostragem das variáveis de estado:* No início de cada período de amostragem, são feitas as amostragens das tensões e correntes do filtro, as medidas são transformadas de coordenadas abc para $\alpha\beta 0$ e sinais de seno e cosseno são computados para a frequência de distúrbio da rede (BLAABJERG et al., 2006), (CARDOSO et al., 2008; CAMARGO; PINHEIRO, 2006).
- 2) *Cálculo da referência de corrente a partir das referências de potência P^* e Q^* :* Em conversores conectados à rede, como é o caso de geração eólica, as referências de corrente geralmente são obtidas das malhas de potência ativa P^* e potência reativa Q^* , de onde é possível obter as referências de corrente nas coordenadas α e β . As referências de corrente são obtidas das tensões $v_\alpha(k)$ e $v_\beta(k)$ do ponto de conexão do conversor e das referências de potência ativa $P^*(k)$ e reativa $Q^*(k)$ através das seguintes equações:

$$\begin{aligned} r_\alpha^*(k) &= \frac{v_\alpha(k)P^*(k) - v_\beta(k)Q^*(k)}{v_\alpha^2(k) + v_\beta^2(k)} \\ r_\beta^*(k) &= \frac{v_\beta(k)P^*(k) + v_\alpha(k)Q^*(k)}{v_\alpha^2(k) + v_\beta^2(k)} \end{aligned} \quad (3.80)$$

Ainda, nesse passo é feita a compensação da amplitude e fase do modelo de referência na frequência da rede (3.79).

- 3) *Cálculo da saída do modelo de referência e do erro aumentado:* Nesse passo, a saída do modelo de referência $y_m(k)$ é computada, onde $W_m(z)$ é estável e de grau relativo 2. Ainda, o erro de rastreamento $e_1(k)$, bem como o erro aumentado $\varepsilon(k)$ são calculados nesse passo.
- 4) *Cálculo de alguns sinais internos e da lei de controle:* A partir do vetor ω (3.59), é feito o cálculo dos sinais auxiliares $\zeta(k)$, $\xi(k)$ e do erro aumentado $\varepsilon(k)$.
- 5) *Cálculo da lei de controle:* Com os ganhos estimados na amostragem anterior e os estados medidos, calcula-se a ação de controle $u(k)$.
- 6) *Adaptação dos ganhos:* Os sinais auxiliares são usados para o cálculo dos valores estimados de $\theta(k+1)$ e $\mathbf{P}(k)$ para a instante de amostragem seguinte.

Antes de iniciar a operação em malha fechada, os parâmetros precisam ser inicializados. Visto que é possível ter alguma informação sobre a impedância da rede no ponto onde o conversor será conectado, o vetor de ganhos iniciais $\theta(0)$ podem ser encontrado da condição (3.8) assumindo que se tenha alguma informação aproximada do parâmetro L_{g2} . Os outros parâmetros do circuito são considerados iguais aos valores nominais. Ainda, a matriz $\mathbf{P}(0)$ do algoritmo RLS deve ser inicializada, bem como as constantes α , β , δ e λ .

A seguir serão apresentados resultados de simulação do controlador adaptativo para o controle da corrente i_c .

3.3 Resultados de simulação

Nessa seção são apresentados resultados de simulação que mostram o desempenho do algoritmo adaptativo por retroação de estados para o controle da corrente do conversor i_c . Os parâmetros do conversor trifásico são apresentados na Tabela 2.1. Ambas as frequências de amostragem e comutação são de 4,8kHz. A modulação *Space Vector* foi utilizada para gerar os sinais modulados em largura de pulso. Note que o vetor de ganhos pode ser inicializado sem nenhum conhecimento prévio da planta. No entanto, o ganho direto θ_u^* deve ser inicializado com o sinal correto para evitar indeterminação ou uma ação de controle muito grande em uma passagem por zero.

3.3.1 Inicialização e partida do controlador

Os ganhos do controlador foram inicializados de acordo com o procedimento descrito na Seção 3.2. É importante salientar que as referências de corrente para estas simulações não levam em consideração as malhas de controle de potência ativa e reativa. Para implementação prática dos controladores de potência, deve-se levar em conta a fase do modelo de referência e a diferença de fase entre as correntes do lado do conversor i_c e da corrente do lado da rede i_g , o que não é o foco deste trabalho.

Na prática, é possível ter uma ideia dos parâmetros e é possível inicializar os vetor de ganhos como apresentado anteriormente. No entanto, nos resultados a seguir, de forma a verificar o desempenho do controlador adaptativo, os ganhos e constantes são inicializados como a seguir:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\theta}(0) &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 1 \ 0]^T, \quad \mathbf{P}(0) = 5 \times \mathbf{I} \\ \alpha &= 0,9, \quad \beta = 10^{-4}, \quad \delta = 10^{-5}, \quad \lambda = 0,999 \end{aligned} \quad (3.81)$$

Os quatro primeiros elementos do vetor $\boldsymbol{\theta}(0)$ estão relacionados aos quatro estados do modelo discreto do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta$ e o ganho negativo é relativo ao ganho direto $\theta_u(k)$. Os dois ganhos restantes estão associados à parcela de rejeição de distúrbio. Para manter todos de adaptação na mesma faixa dinâmica de valores, na implementação prática, os sinais $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$ do vetor $\boldsymbol{\omega}(k)$ podem ser substituídos pelos sinais obtidos do algoritmo de sincronismo com a tensão do PCC, os quais possuem amplitude na ordem de grandeza do pico da tensão de fase da rede. As demais restrições acima obedecem (3.64)-(3.73).

Antes do acionamento do conversor, é necessário realizar o sincronismo com as tensões da rede após alguns ciclos de rede até o algoritmo de extração de referências convergir. Para fazer o sincronismo com as tensões da rede, são realizadas as medidas das tensões de linha, transformação para tensões de fase em coordenadas abc e após é realizada a transformação para coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$. As medidas de tensão nos eixos α e β são utilizadas como entrada no algoritmo que usa o filtro de Kalman para a extração dos sinais em fase e em quadratura (seno e cosseno) na componente fundamental para posterior geração das referências de corrente. Não serão consideradas as malhas externas de controle de potência ativa e reativa.

Em $t = 0$ segundos, é inicializado o algoritmo de sincronismo do conversor com a rede. Após dois ciclos de rede, o conversor inicia a operação com referência de corrente reativa de amplitude de 5A, como mostrado na Figura 3.7. Nesta inicialização, a referência de corrente é a soma da componente fundamental e algumas harmônicas de baixa amplitude. Estas harmônicas foram introduzidas para facilitar a convergência

paramétrica.

As tensões de controle aplicadas pelo conversor em coordenadas $\alpha\beta$ são mostradas na Figura 3.8. É possível notar oscilações no transitório de convergência paramétrica do adaptador de parâmetros. A parcela responsável pela rejeição de distúrbios $\theta_d(k)$ é apresentada na Figura 3.9, cujo transitório inicial também depende da convergência paramétrica. Nesse caso, $\theta_{d\alpha}$ e $\theta_{d\beta}$ correspondem às parcelas $\theta_{da}(k) \sin(\omega t) + \theta_{db}(k) \cos(\omega t)$ dos eixos α e β , onde os sinais seno e cosseno são obtidos do algoritmo de sincronismo.

A Figura 3.10 mostra a adaptação de todos os ganhos de retroação em regime transitório. É possível verificar que os ganhos têm rápida convergência para valores próximos aos valores ideais. Ambos os eixos α e β têm um comportamento de convergência paramétrica similar. Esta inicialização dos ganhos pode resultar em um transitório de corrente inaceitável. No entanto, isso não é uma limitação grave, pois os ganhos podem ser inicializados próximos ao que se considera ser os ganhos ideais. A seguir será apresentada

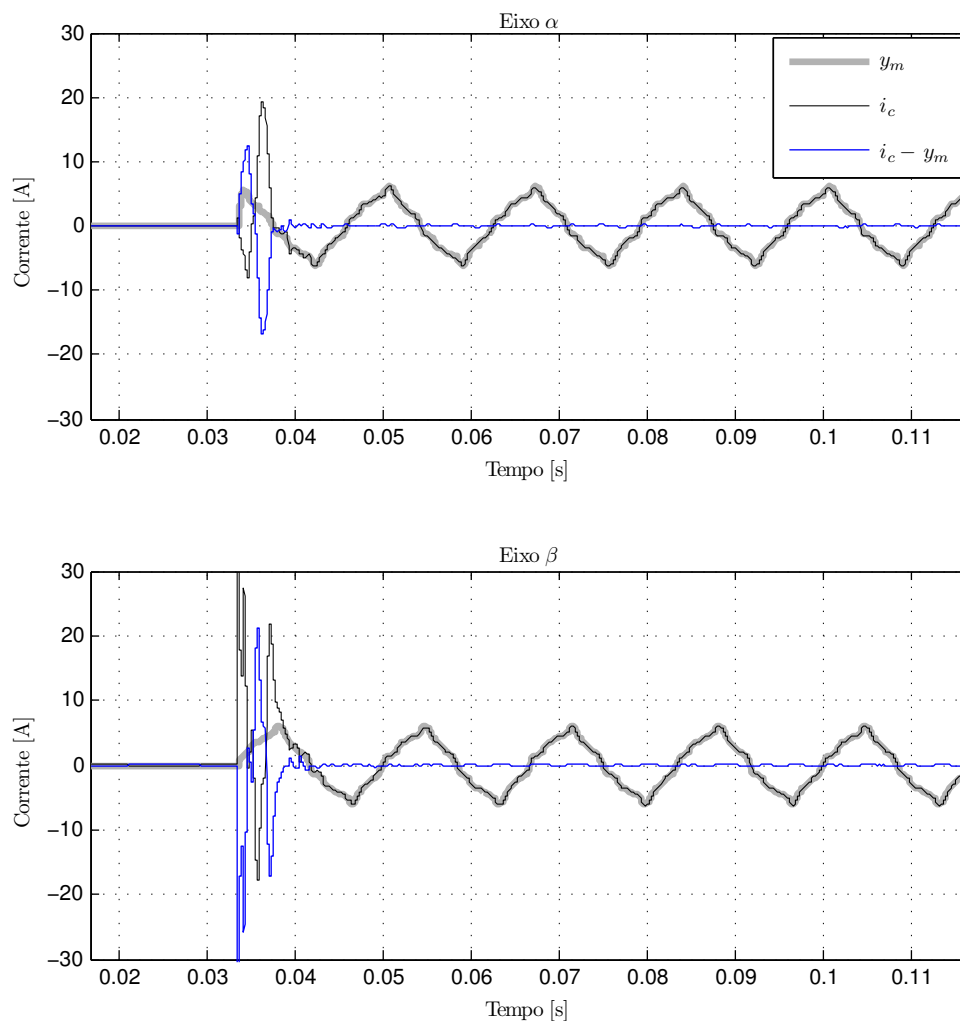


Figura 3.7 – Resultado de simulação. Correntes do conversor, saídas do modelo de referência e erros de rastreamento e sintonia do controlador através da injeção de correntes harmônicas sobrepostas à fundamental em coordenadas $\alpha\beta$.

a resposta transitória do controlador de corrente a fim de mostrar que houve convergência paramétrica dos ganhos adaptados.

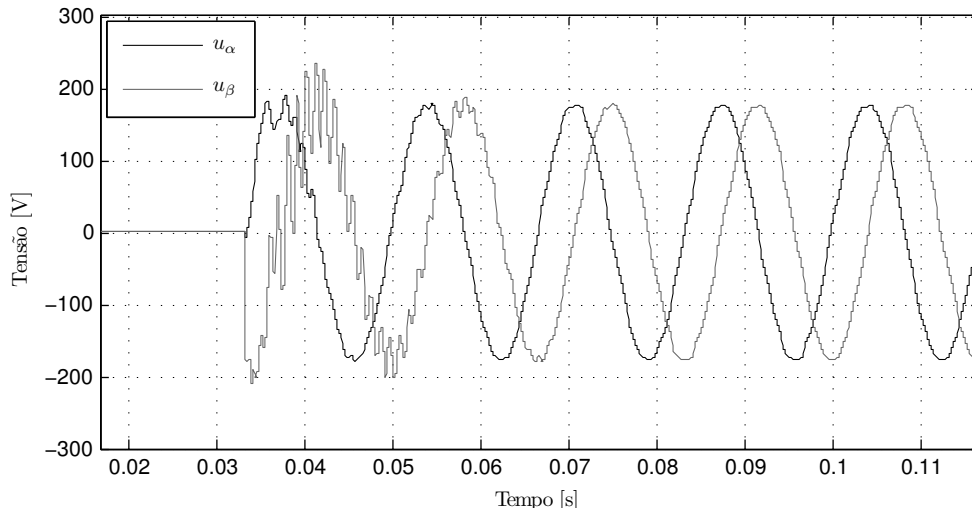


Figura 3.8 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$.

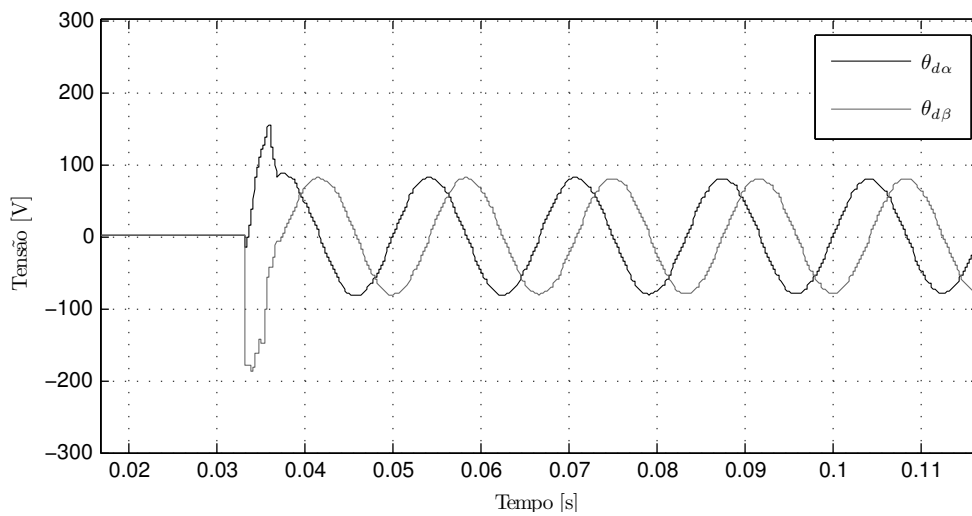


Figura 3.9 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$.

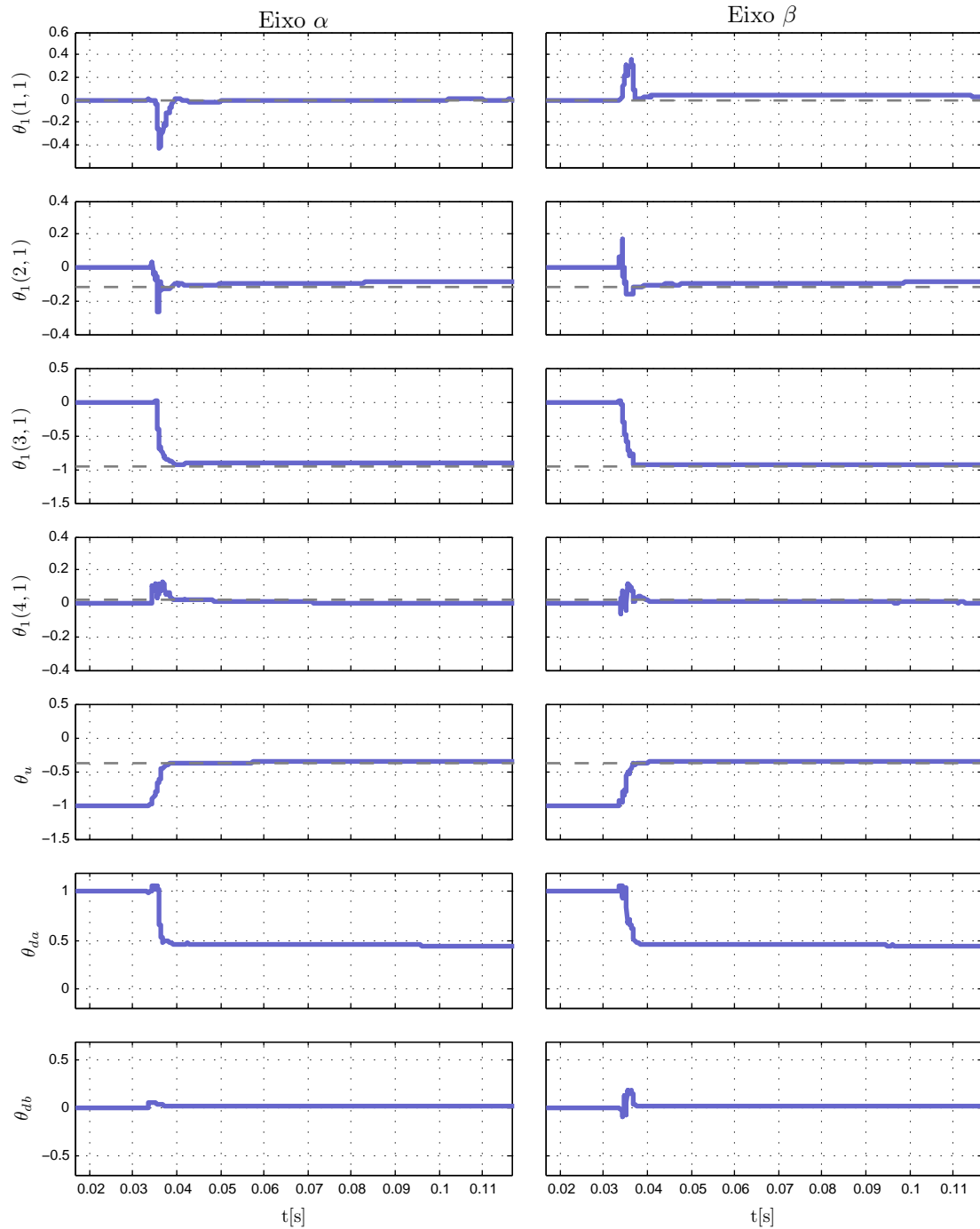


Figura 3.10 – Resultados de simulação. Adaptação dos ganhos de retroação e convergência paramétrica durante a inicialização do controlador. Ganhos teóricos θ^* e convergência paramétrica.

3.3.2 Resposta transitória

A Figura 3.11 mostra a resposta transitória de corrente resultante de uma mudança brusca na referência. Nesse caso, há uma variação de referência de corrente de 90°, referente à variação de potência reativa para potência ativa. É possível observar que a corrente do conversor rastreia a saída do modelo de referência e o erro de rastreamento $i_c - y_m$ é praticamente nulo, mesmo no transitório. Isso é um indicativo que os parâmetros adaptados convergiram para valores próximos aos ideais θ^* .

As tensões de controle aplicadas pelo conversor em coordenadas $\alpha\beta$ são mostradas na Figura 3.12. A parcela responsável pela rejeição de distúrbios $\theta_a(k)$ é apresentada na Figura 3.13. Nota-se que esta parcela não é alterada pela variação da referência de corrente.

A resposta transitória para a variação da referência de corrente de 10A para 20A,

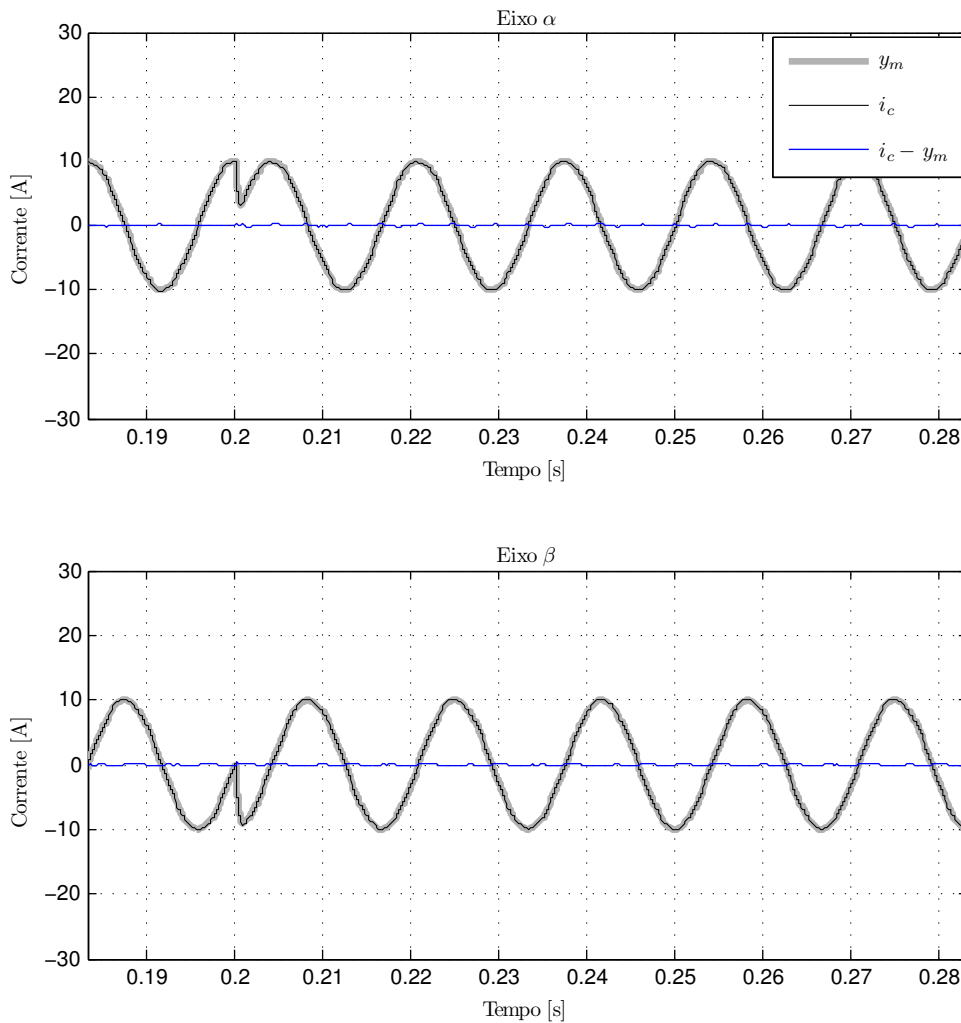


Figura 3.11 – Resultado de simulação. Resposta transitória ao degrau na referência e salto de fase de corrente do conversor.

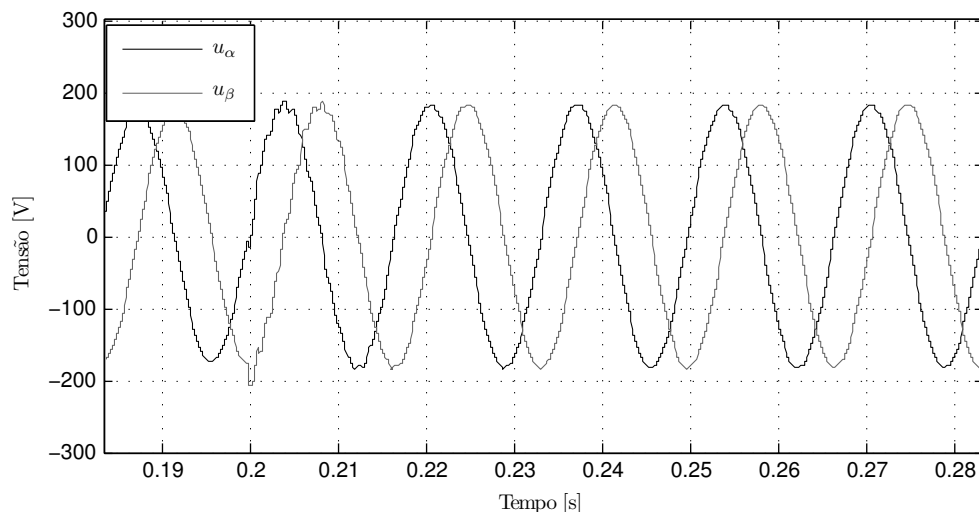


Figura 3.12 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$.

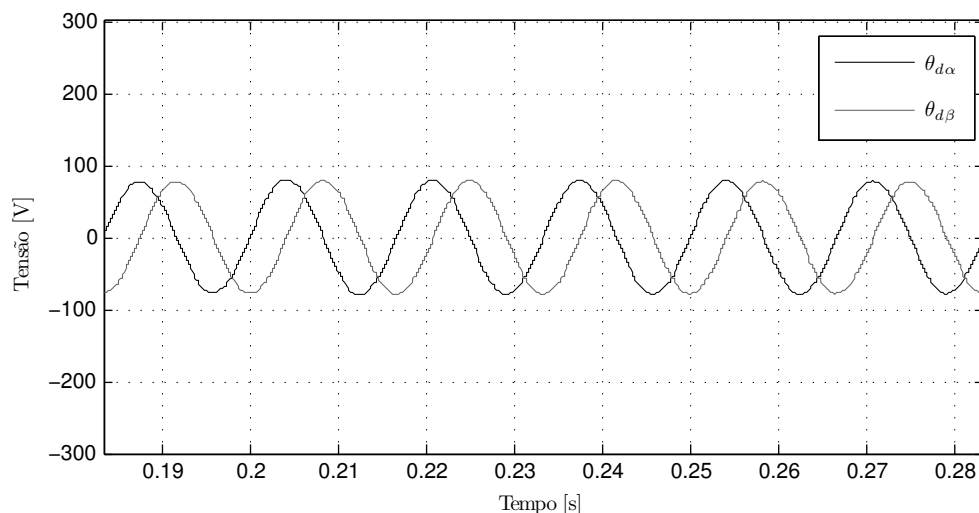


Figura 3.13 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$.

correspondente a uma variação de 0,5 para 1,0 p.u de potência ativa, é apresentada na Fig. 3.14. Nota-se também que há uma boa resposta do controlador.

As tensões de controle aplicadas pelo conversor em coordenadas $\alpha\beta$ são mostradas na Figura 3.15. A parcela responsável pela rejeição de distúrbios $\theta_d(k)$ é apresentada na Figura 3.16. Nota-se que esta parcela não é alterada pela variação da referência de corrente.

A Figura 3.17 mostra as correntes de uma das fases do conversor i_{ac} e da rede i_{ag} , bem como a tensão de fase v_{ag} . Como a corrente do conversor está em fase com a tensão, a corrente da rede apresenta uma pequena diferença de fase devido à corrente do capacitor.

Estas simulações mostram que o controlador de corrente adaptativo por retroação de estados para aplicação em conversores conectados à rede tem a capacidade de garantir estabilidade, uma resposta transitória rápida e um bom desempenho em regime

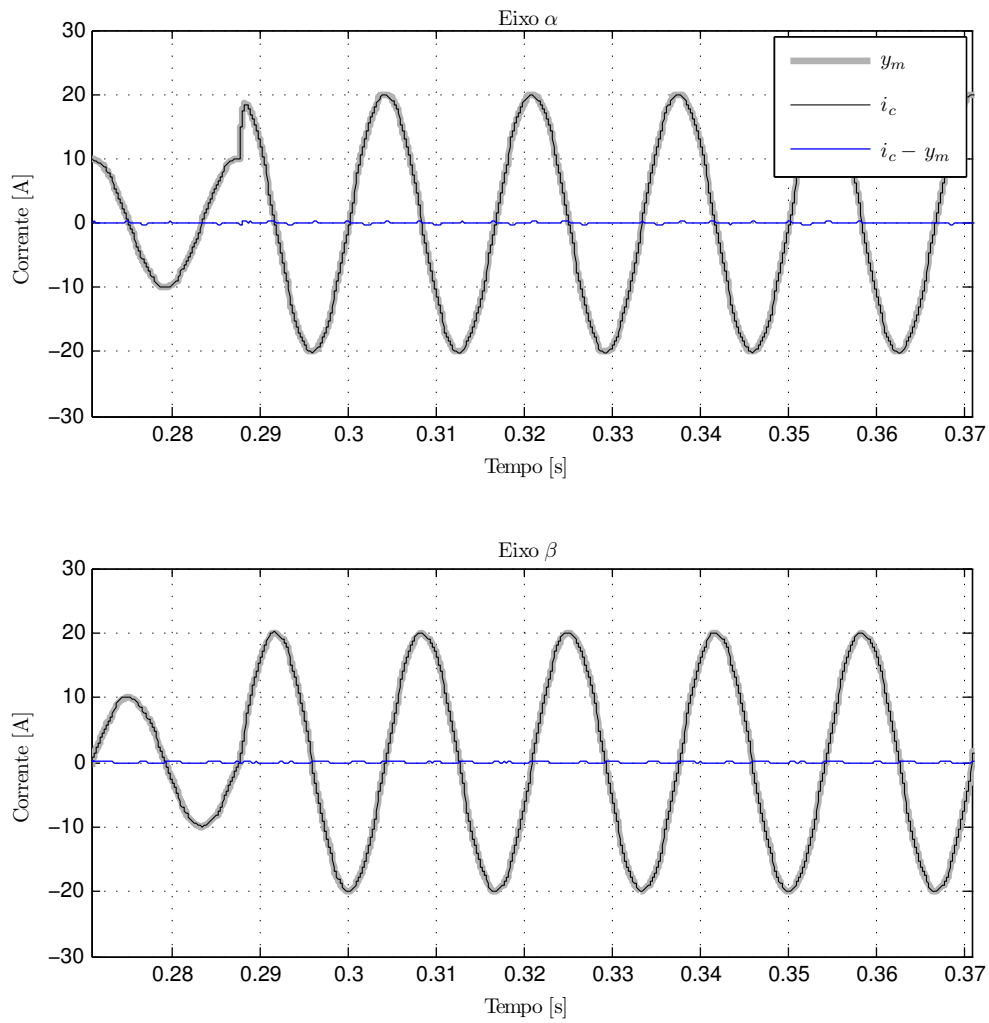


Figura 3.14 – Resultado de simulação. Resposta transitória ao degrau na referência e salto de fase de corrente do conversor.

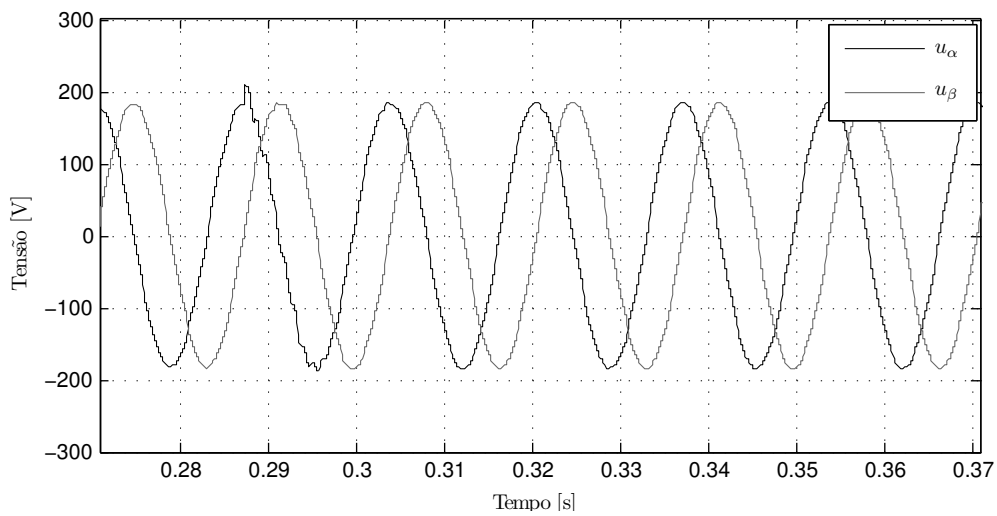


Figura 3.15 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$.

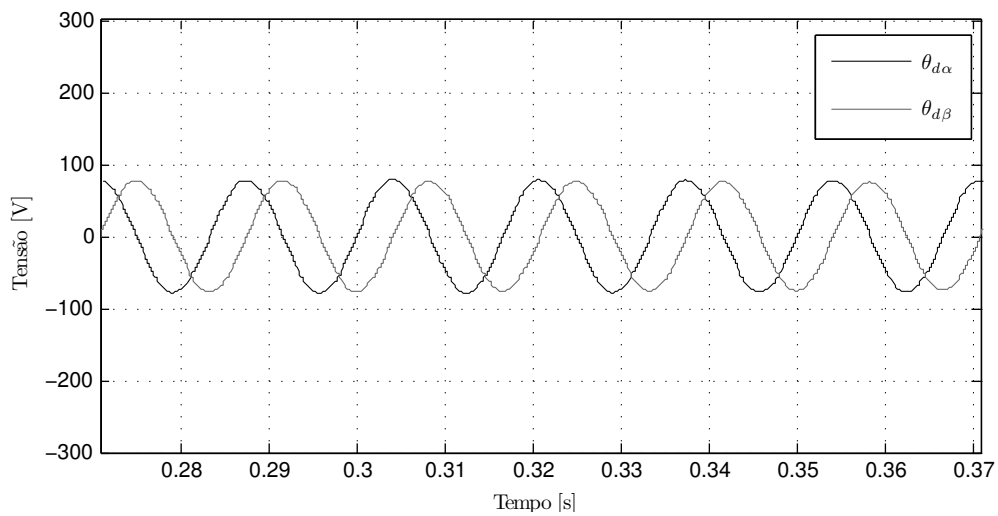


Figura 3.16 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$.

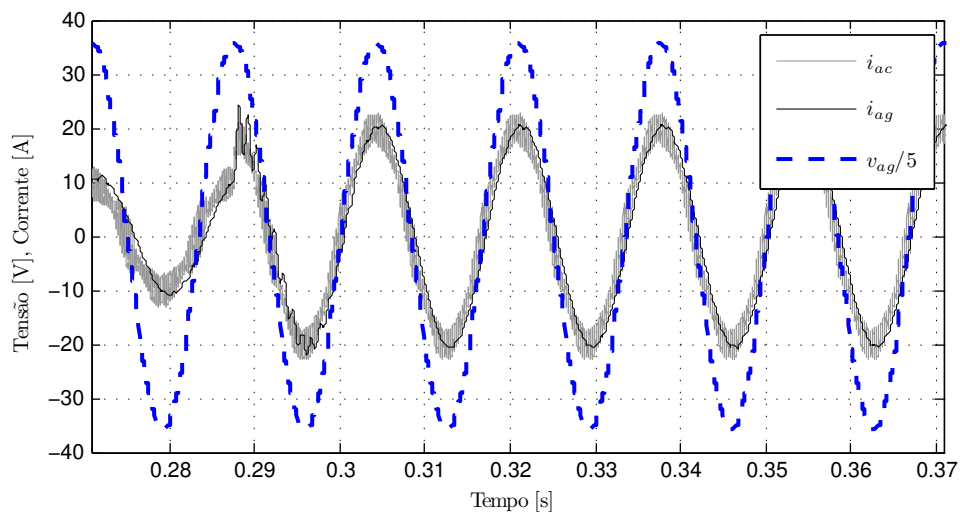


Figura 3.17 – Resultado de simulação. Corrente de uma das fases do conversor, corrente da rede e tensão de fase da rede em coordenadas $\alpha\beta$.

permanente. Ainda, a resposta transitória, quando ocorre a convergência paramétrica, independente da impedância da rede no ponto de conexão. Para verificar o desempenho do controlador adaptativo, na próxima seção são apresentados resultados experimentais.

3.4 Resultados experimentais

O desempenho e estabilidade do controlador adaptativo foi verificado experimentalmente em um protótipo de laboratório. O controlador foi implementado em um processador de sinais digitais (DSP) de ponto flutuante, modelo TMS320F28335 da empresa Texas Instruments[®]. O protótipo possui as características apresentadas na Tabela 2.1. A potência nominal é de 5,5kW. Os ensaios apresentados a seguir se referem ao ensaio de conexão com a rede do conversor com filtro LCL. Ambas as frequências de comutação e amostragem são de 4,8kHz. Os parâmetros de indutância da rede no ponto de conexão do conversor são desconhecidos. Nos resultados experimentais apresentados aqui, foi utilizado o algoritmo RLS modificado (EFRA). A seguir, serão mostrados resultados durante a inicialização do controlador.

3.4.1 Inicialização e partida do controlador

A Figura 3.18 mostra as correntes do conversor na partida do sistema, bem como durante variações na referência de corrente. O trecho (a) consiste em uma referência de corrente com um sinal persistentemente excitante para a planta em questão. Além de uma

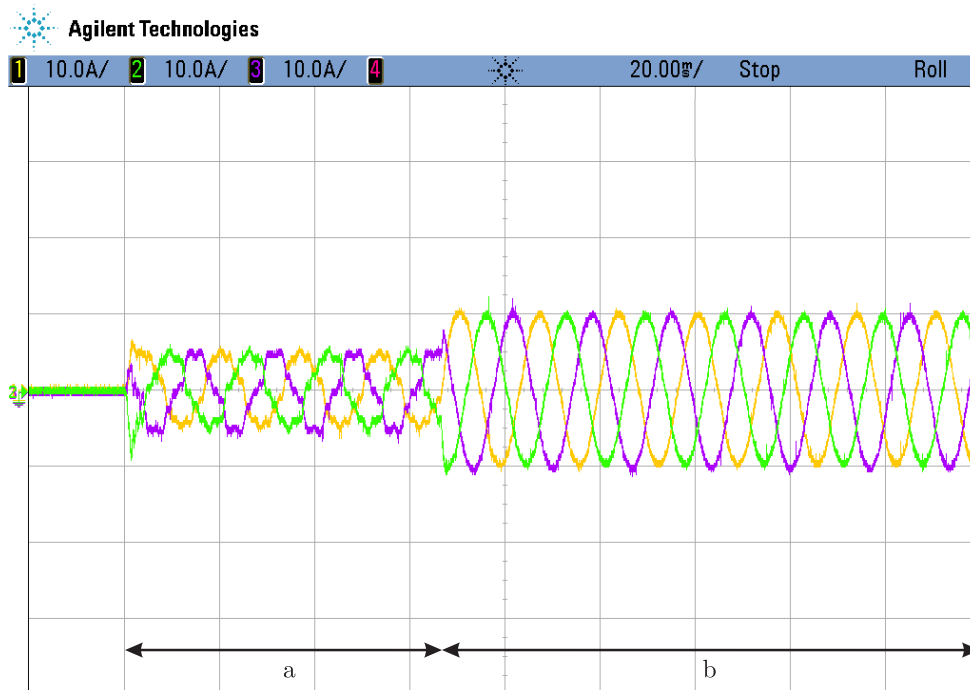


Figura 3.18 – Resultado experimental. Correntes do conversor. (a) Sintonia do controlador através da injeção de correntes harmônicas sobrepostas à fundamental. (b) Referência puramente senoidal, de amplitude igual a 10A. Escala de corrente: 10 A/div. Escala de tempo: 20ms/div.

componente fundamental, são incluídas componentes de baixa amplitude de 3^a, 5^a, 7^a, 11^a e 13^a harmônicas. Estas componentes harmônicas são inseridas na referência de corrente do conversor para que haja convergência paramétrica dos ganhos de retroação. Após os parâmetros convergirem para um valor de regime permanente, as harmônicas são retiradas e a referência de corrente é senoidal na frequência da fundamental. Isso é mostrado no trecho (b), no qual a amplitude da corrente é de 10A. Mesmo que baixas amplitudes das componentes harmônicas, a convergência paramétrica foi verificada experimentalmente, como mostrado na Figura 3.19, na qual são mostrados os ganhos de retroação na partida do controlador de corrente.

3.4.2 Resposta transitória

Na Figura 3.20, a resposta transitória é verificada pela variação da amplitude da corrente de referência, que passa de 10A para 20A. Nota-se uma boa correspondência com os resultados de simulação apresentados anteriormente.

As correntes de controle nos eixos α e β , bem como as respectivas saídas do modelo de referência e os erros de rastreamento são apresentados nas Figuras 3.21 e 3.22, respectivamente. É possível verificar um erro de rastreamento pequeno, mesmo para grandes variações da referência de corrente. Isso comprova que os ganhos de retroação adaptativos fazem o sistema em malha fechada se comportar como o modelo de referência.

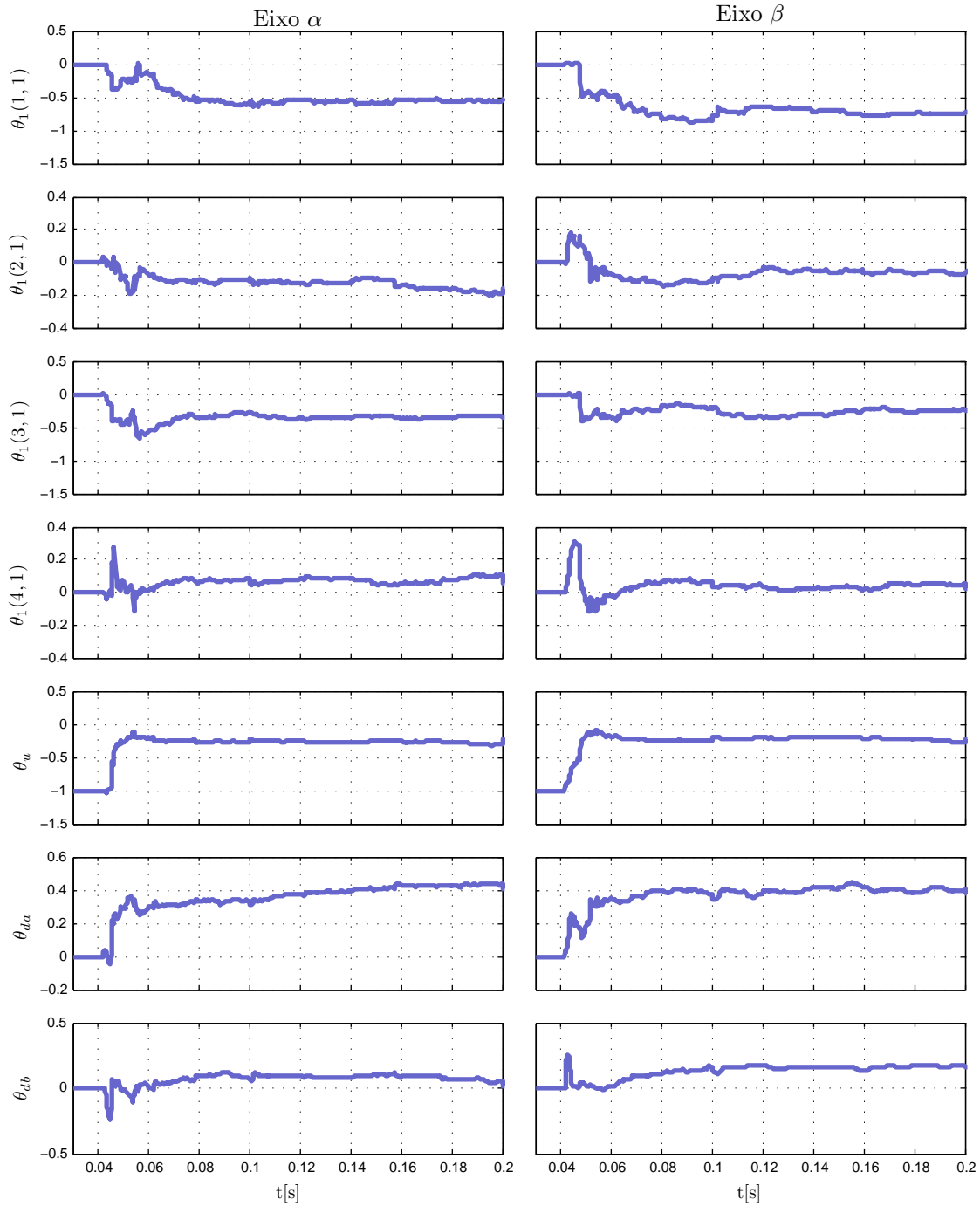


Figura 3.19 – Resultado experimental. Adaptação dos ganhos de retroação durante a partida do controlador de corrente.

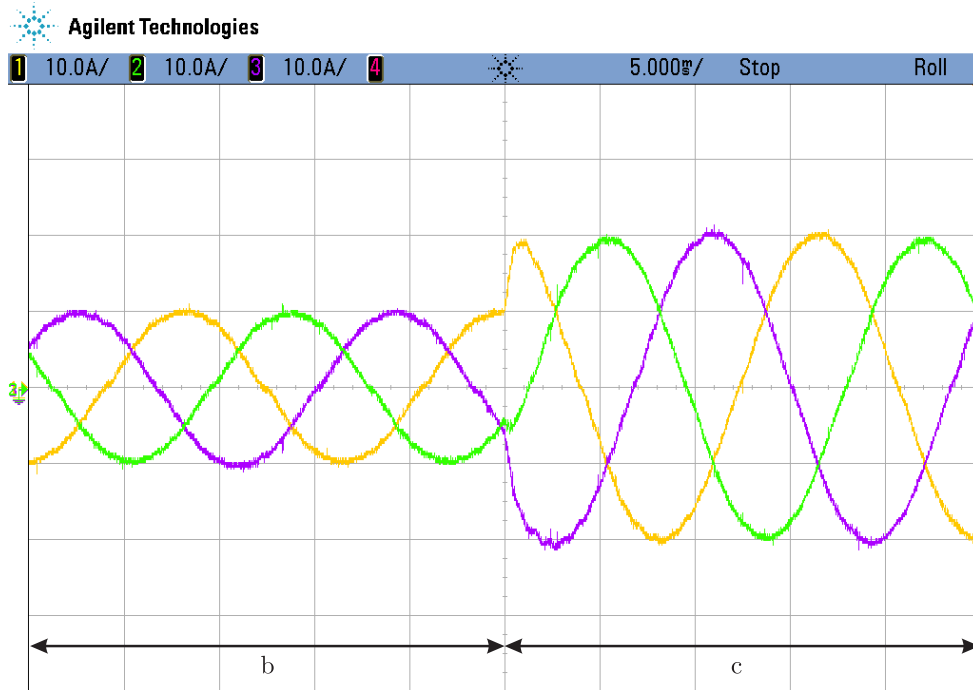


Figura 3.20 – Resultado experimental. Correntes do conversor. (b) Referência puramente senoidal, de amplitude igual a 10A. (c) Referência de corrente com amplitude igual a 20A. Escala de corrente: 10 A/div. Escala de tempo: 5ms/div.

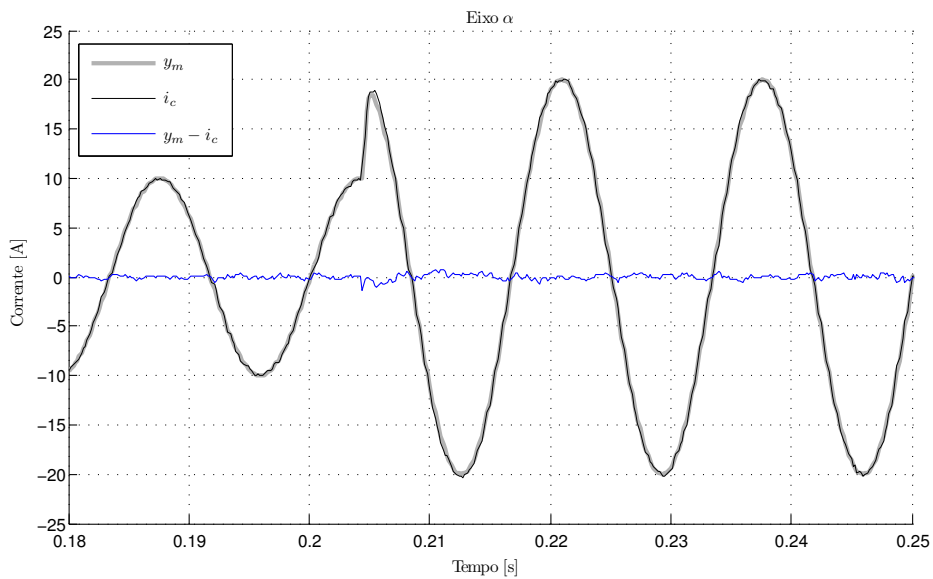


Figura 3.21 – Resultado experimental. Variáveis obtidas da memória interna do DSP. Correntes do conversor no eixo α ($i_c(k)$), saída do modelo de referência ($y_m(k)$) e erro de rastreamento ($e(k) = y_m(k) - i_c(k)$).

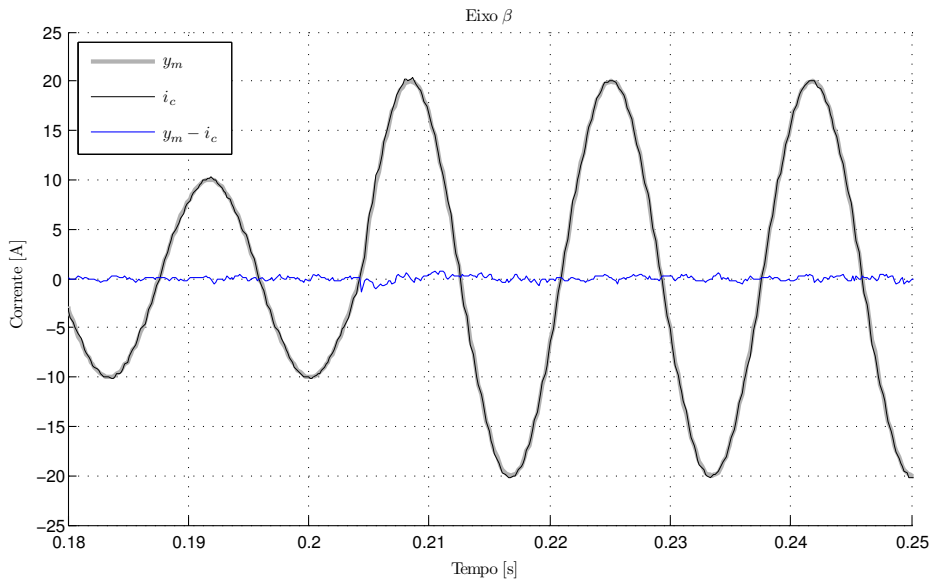


Figura 3.22 – Resultado experimental. Variáveis obtidas da memória interna do DSP. Correntes do conversor no eixo β ($i_c(k)$), saída do modelo de referência ($y_m(k)$) e erro de rastreamento ($e(k) = y_m(k) - i_c(k)$).

3.4.3 Variação paramétrica

Para emular uma variação da impedância da rede, o circuito mostrado na Figura 3.23 foi implementado experimentalmente. Uma indutância adicional pode ser inserida em série entre o conversor e a rede. Quando a chave do circuito da Figura 3.23 está aberta, o conversor está conectado a uma rede fraca e quando a chave está fechada, o conversor está conectado a uma rede forte.

A seguir serão apresentados resultados experimentais que ilustram a convergência paramétrica do algoritmo adaptativo durante variações de impedância da rede. As correntes do conversor durante a variação paramétrica resultante da comutação da chave da Figura 3.23 são mostradas na Figura 3.24. Ela mostra que mesmo com uma grande e

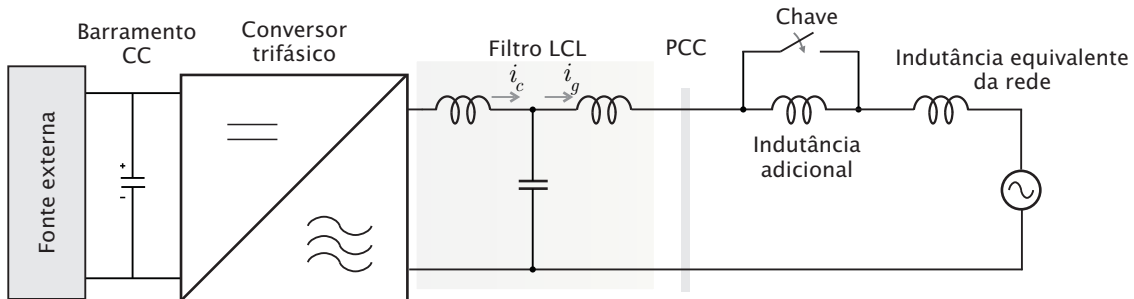


Figura 3.23 – Bancada experimental com modificação para produzir variações de indutância da rede.

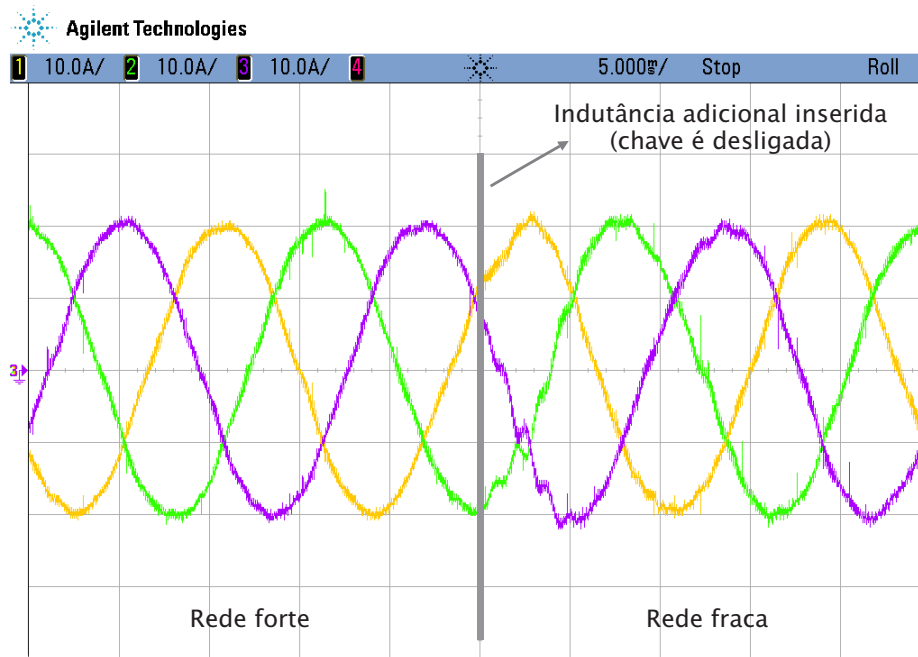


Figura 3.24 – Resultado experimental. Resposta transitória das correntes do conversor para variação de indutância da rede. As correntes controladas permanecem amortecidas e os ganhos de retroação convergem para novos valores.

brusca variação de impedância (um aumento de 1mH) o controlador permanece estável e as correntes são bem amortecidas.

A Figura 3.25 mostra a evolução dos ganhos de retroação durante variações indutância da rede. Entre os intervalos de tempo $t = 25\text{s}$ e $t = 33.33\text{s}$, a chave da Fig. 3.23 é comutada quatro vezes. É possível observar que os ganhos convergem para um novo conjunto de valores a cada mudança de indutância. Além disso, ambos os eixos de coordenadas α e β tem ganhos similares. Assim, a Figura 3.25 verifica experimentalmente que o algoritmo adaptativo pode ser utilizado com impedâncias de rede variantes no tempo. Na prática, existem não-idealidades que afetam o desempenho do algoritmo adaptativo. Algumas das principais não-idealidades são: (i) tempo morto no acionamento das chaves do conversor, (ii) diferenças nas indutâncias e capacitâncias, o que gera uma acoplamento entre os eixos α e β , (iii) indutâncias dependentes da corrente, ou seja, não-linearidades dos elementos, bem como outras dinâmicas que não foram modeladas. Apesar disso, pode-se perceber que os ganhos dos eixos α e β tendem a convergir para valores semelhantes.

3.5 Conclusão

Este capítulo apresentou um controlador adaptativo de corrente do conversor i_c em tempo discreto para conversores conectados à rede através de filtro LCL. O controlador adaptativo apresentou um bom desempenho no rastreamento da referência de corrente,

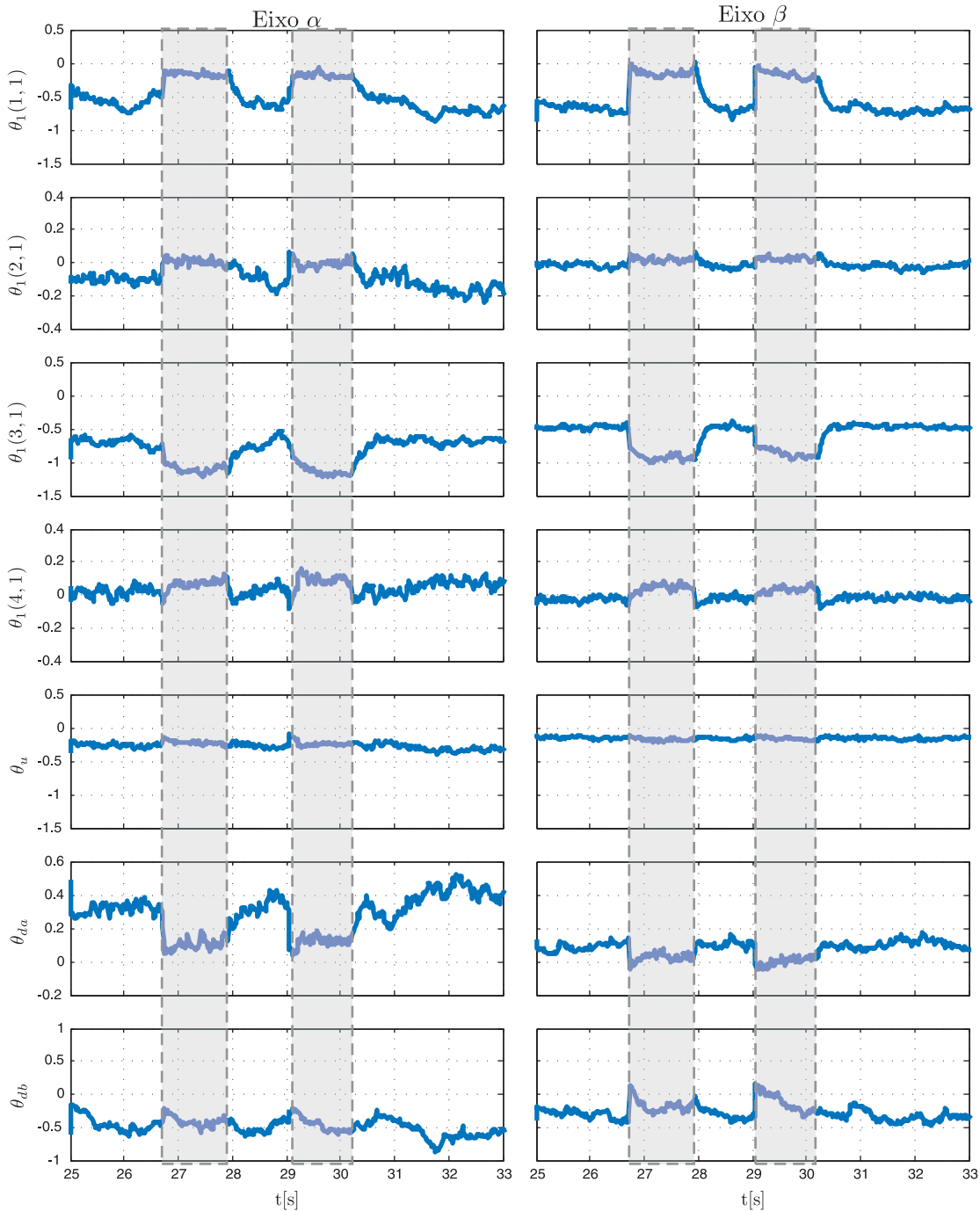


Fig. 3.25 – Resultado experimental. Adaptação dos ganhos de retroação durante variações paramétricas da indutância da rede.

bem como na rejeição do distúrbio de tensão da rede.

As simulações e os resultados experimentais apresentados mostram que o controlador adaptativo por modelo de referência usando retroação de estados para conversores conectados à rede tem a capacidade de garantir uma boa resposta transitória e estabilidade em regime permanente mesmo sob grandes variações paramétricas de impedância da rede. A resposta transitória mostra que os ganhos de retroação convergiram e que a

malha de controle de corrente se comporta como o modelo de referência. Esses resultados mostram que o procedimento de projeto e implementação do controlador é fundamental para se obter um bom resultado. Mesmo sob condições de incerteza ou grandes variações paramétricas, o controlador apresentou bons resultados.

Nesse caso, o controlador implementa polos pouco amortecidos para cancelar os zeros de malha aberta pouco amortecidos da planta. Mesmo que a relação entre a tensão de controle u e a corrente do conversor i_c seja definida pelo modelo de referência quando os ganhos de retroação $\theta(k) \rightarrow \theta^*$, a relação de u e a corrente da rede i_g apresenta um pico de ressonância. Observa-se que mesmo que a grandeza de saída i_c apresente o comportamento do modelo de referência, em teoria, as demais variáveis (v_c e i_g) podem apresentar comportamento oscilatório devido ao cancelamento de zeros da planta com polos do controlador. Na prática esse efeito não é evidente pelo fato de não ocorrer cancelamento perfeito de polos e zeros, além de existirem resistências intrínsecas nos elementos do filtro e perdas no conversor.

A discretização do modelo contínuo do conversor conectado à rede com filtro LCL, onde a grandeza a ser controlada é a corrente do lado da rede i_g , resulta em um modelo discreto de fase não-mínima. Modelos de fase não-mínima discretas podem surgir da discretização de plantas contínuas, mesmo que estas sejam de fase mínima. Visando o controle adaptativo discreto da corrente do lado da rede i_g , e conseqüentemente o controle da potência ativa e reativa na saída do conversor, no próximo capítulo será apresentada uma técnica de controle adaptativa robusta para garantir a estabilidade devido à dinâmicas não-modeladas inseridas pela discretização.

4 CONTROLE ADAPTATIVO DE CORRENTE DA REDE UTILIZANDO MODELO DE REFERÊNCIA DISCRETO

Neste capítulo, será abordado o controle adaptativo da corrente da rede do conversor com filtro LCL. Como visto no Capítulo 3, um dos requisitos para o uso de controladores adaptativos por modelo de referência é que a planta considerada seja de fase mínima. Porém, quando a variável de saída do modelo discreto em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ do conversor com filtro LCL for a corrente da rede i_g , tal modelo é de fase não-mínima. Portanto, qualquer controlador que utiliza o princípio do cancelamento de polos com zeros da planta não pode ser utilizado.

A forma encontrada para contornar esta dificuldade é, a partir do modelo completo de fase não-mínima, evidenciar uma parcela de fase mínima e outra uma parcela é assumida como sendo de natureza multiplicativa e/ou aditiva. A parcela de fase mínima deve representar o comportamento da planta completa e, para o caso de implementação de um controlador adaptativo de corrente, o algoritmo de adaptação deve ser robusto à dinâmicas não-modeladas.

A Seção 4.1 apresenta o modelo discreto considerando dinâmicas não-modeladas. A Seção 4.2 apresenta o controlador adaptativo robusto por modelo de referência para o controle da corrente da rede i_g . A Seção 4.3 traz o procedimento detalhado para a implementação digital do controlador adaptativo de corrente proposto. Resultados de simulação para um conversor conectado à rede são apresentados na Seção 4.4. Na Seção 4.5, são apresentados resultados experimentais do controlador adaptativo robusto. Na Seção 4.6 são apresentadas as principais conclusões deste capítulo.

4.1 Dinâmicas não-modeladas

Existem diferentes alternativas para o controle de plantas de fase mínima, tanto para controladores com ganhos fixos quanto adaptativos. No entanto, o controle de plantas de fase não-mínima não é trivial e exige certos cuidados. Uma das hipóteses assumidas na implementação de controladores adaptativos por modelo de referência é que a planta discreta seja de fase mínima, ou seja, os zeros de malha aberta, no caso discreto, estão localizados fora do círculo de raio unitário no plano z .

A discretização do modelo contínuo que relaciona a tensão de entrada u e a corrente da rede i_g resulta em um modelo discreto cujos zeros estão fora do círculo de raio unitário no plano z . Uma alternativa para contornar o problema de zeros de fase não-mínima em sistemas discretos é descrever a planta como sendo composta de uma parcela modelada $G_0(z)$ de fase mínima e incluir as dinâmicas associadas aos zeros de fase não-mínima como

dinâmicas não-modeladas multiplicativas e/ou aditivas. Técnicas de controle adaptativo considerando dinâmicas não-modeladas foram apresentadas para o caso contínuo em (IOANNOU; TSAKALIS, 1986b; LOZANO-LEAL; COLLADO; MONDIE, 1990; TAO, 1990; STEFANELLO; GRÜNDLING, 2011), e para o caso discreto em (IOANNOU; TSAKALIS, 1986a) e (SILVA; DATTA, 1999). A seguir, serão obtidos os modelos considerando dinâmicas não-modeladas a fim de se implementar um controlador adaptativo robusto em tempo discreto para o controle da corrente da rede i_g .

4.1.1 Dinâmicas não-modeladas: análise em função de transferência

Seja o modelo discreto desacoplado do conversor com filtro LCL em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ cuja variável de saída é a corrente da rede i_g . Um modelo dinâmico com uma entrada e uma saída (SISO) de ordem quatro em espaço de estados é:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}u(k) + \mathbf{F}v(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k)\end{aligned}\tag{4.1}$$

onde $\mathbf{x}(k) \in \mathbb{R}^4$, $u(k) \in \mathbb{R}$ e $y(k) \in \mathbb{R}$ com matrizes constantes $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$, $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{4 \times 1}$ e $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{1 \times 4}$, as quais apresentam incerteza paramétrica. No modelo em tempo discreto (4.1), o vetor de estados escolhidos é dado por

$$\mathbf{x}(k) = [i_c(k) \quad v_c(k) \quad i_g(k) \quad \phi(k)]^T,\tag{4.2}$$

onde $\mathbf{x}(k)$ é formado pela corrente do conversor $i_c(k)$, pela tensão do capacitor de filtro $v_c(k)$, pela corrente do lado da rede $i_g(k)$ e pelo estado associado ao atraso de transporte da implementação digital $\phi(k)$. A entrada $u(k)$ é a tensão de controle. Ainda, a saída do sistema dinâmico $y(k)$ é a corrente da rede $i_g(k)$ e a tensão da rede $v(k)$ é considerada um distúrbio exógeno.

Na representação em espaço de estados, a análise dos zeros do modelo discreto é difícil de ser realizada. Por isso, será analisada a função de transferência $G(z)$ que relaciona a tensão de controle u e a corrente de saída i_g . Se obtivermos a função de transferência $G(z)$, tem-se:

$$G(z) = \frac{i_g(z)}{u(z)} = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0}\tag{4.3}$$

onde verifica-se o surgimento de dois zeros que não existiam na planta contínua $G(s)$, os chamados zeros de amostragem. O objetivo aqui é obter uma representação em função de transferência que consiga representar os zeros de amostragem como dinâmicas não-

modeladas da forma multiplicativa e/ou aditiva, isto é,

$$G(z) = G_0(z)[1 + \mu\Delta_m(z)] + \mu\Delta_a(z) \quad (4.4)$$

onde $\mu\Delta_m(z)$ é a parcela de dinâmica não-modelada multiplicativa e $\mu\Delta_a(z)$ é a parcela de dinâmica não-modelada aditiva. A Figura 4.1 mostra como essas dinâmicas afetam o modelo. A parcela modelada de fase mínima pode ser escrita como

$$G_0(z) = k_p \frac{Z_0(z)}{P_0(z)} \quad (4.5)$$

A seguir, serão apresentadas separadamente as representações em tempo discreto das dinâmicas não-modeladas aditiva e multiplicativa para o caso do conversor com filtro LCL cuja variável de saída é a corrente da rede i_g .

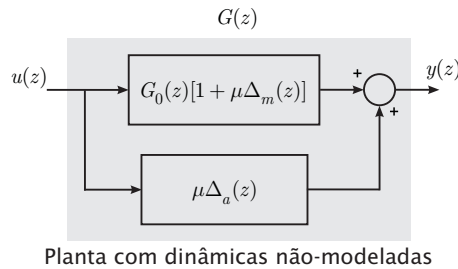


Figura 4.1 – Modelo da planta considerando dinâmicas não-modeladas aditiva e multiplicativa.

4.1.1.1 Dinâmica não-modelada aditiva

Considere a grandeza de saída como sendo a corrente da rede i_g . O distúrbio de tensão da rede será desprezado nessa análise. CEm termos apenas da parcela não-modelada aditiva tem-se que

$$G(z) = G_0(z) + \mu\Delta_a(z) \quad (4.6)$$

No caso em questão, a função de transferência que representa $G(z)$ é dada por (4.3). O objetivo principal é encontrar $G_0(z)$ que represente de forma razoável o comportamento da planta e que seja de fase mínima. A dinâmica não-modelada aditiva, devido aos zeros de amostragem, deve ter baixo ganho em baixas frequências e ser estável. Então, seja a dinâmica não-modelada aditiva $\mu\Delta_a(z)$ da seguinte forma

$$\mu\Delta_a(z) = \frac{b_2(z-1)^2}{z^4 + a_3z^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0} \quad (4.7)$$

onde a presença de dois zeros em $z = 1$ garante um baixo ganho nas baixas frequências.

Dessa forma, $G_0(z)$ é dada por

$$G_0(z) = G(z) - \mu\Delta_a(z) \quad (4.8)$$

ou seja,

$$G_0(z) = \frac{(b_1 + 2b_2)z + (b_0 - b_2)}{z^4 + a_3z^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0} \quad (4.9)$$

A localização dos polos e zeros de malha aberta da função de transferência $G(z)$ no plano z são mostrados na Figura 4.2 para o caso do conversor conectado à rede com filtro LCL cujos parâmetros estão na Tabela 2.1. Os zeros de amostragem estão sobre o eixo real, estando um deles localizado fora do círculo de raio unitário.

A localização dos polos e zeros de malha aberta da parcela modelada $G_0(z)$ e da dinâmica não-modelada aditiva $\mu\Delta_a(z)$ no plano z são mostrados nas Figuras 4.3(a) e 4.3(b), respectivamente. Nota-se que a parcela modelada $G_0(z)$ é de fase mínima, com um zero próximo à origem do plano z . Por sua vez, a parcela não-modelada aditiva $\mu\Delta_a(z)$ é estável e apresenta dois zeros localizados em $z = 1$.

A Figura 4.4 apresenta o diagrama de Bode da planta nominal $G(z)$ com zeros de amostragem e de fase não-mínima, da parte modelada $G_0(z)$ de fase mínima e da parte não-modelada aditiva estável $\mu\Delta_a(z)$. Novamente, nota-se que a parcela modelada $G_0(z)$ tem uma resposta em frequência semelhante à resposta em frequência de $G(z)$ e que a parcela não-modelada aditiva $\mu\Delta_a(z)$ tem baixo ganho nas baixas frequências.

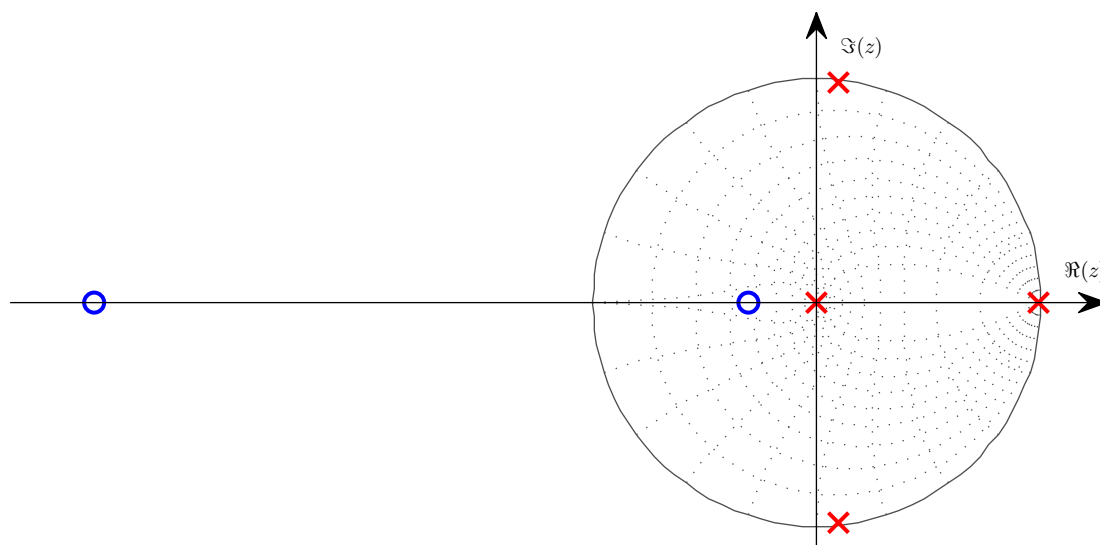
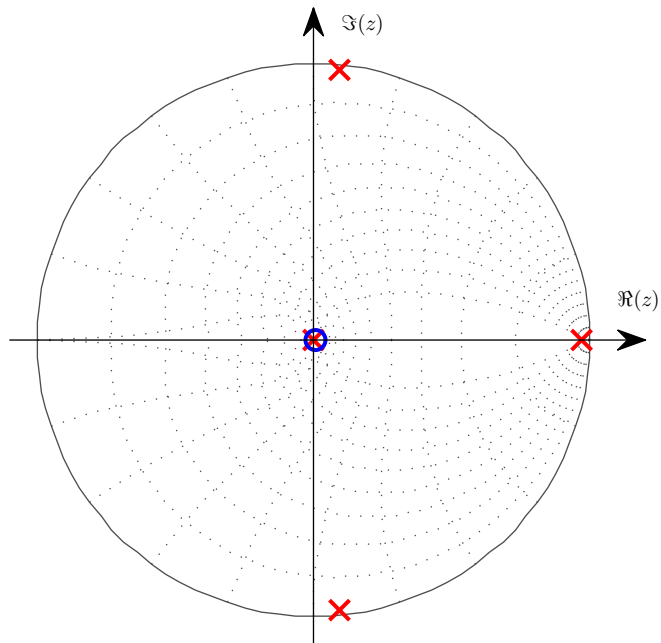
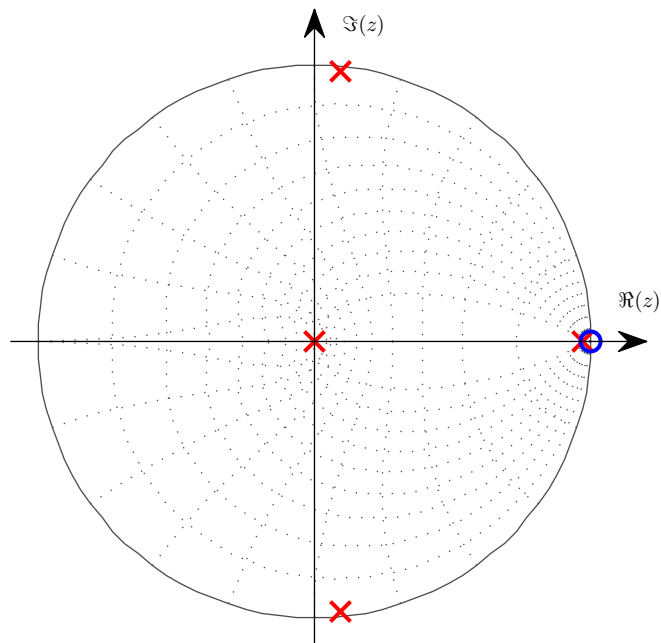


Figura 4.2 – Localização dos polos e zeros de malha aberta para o modelo discreto do filtro LCL em coordenadas $\alpha\beta 0$ quando a variável de saída é a corrente da rede i_g .



(a) $G_0(z)$



(b) $\mu\Delta_a(z)$

Figura 4.3 – Localização dos polos e zeros de malha aberta de $G_0(z)$ e $\mu\Delta_a(z)$ quando a variável de saída é a corrente da rede i_g .

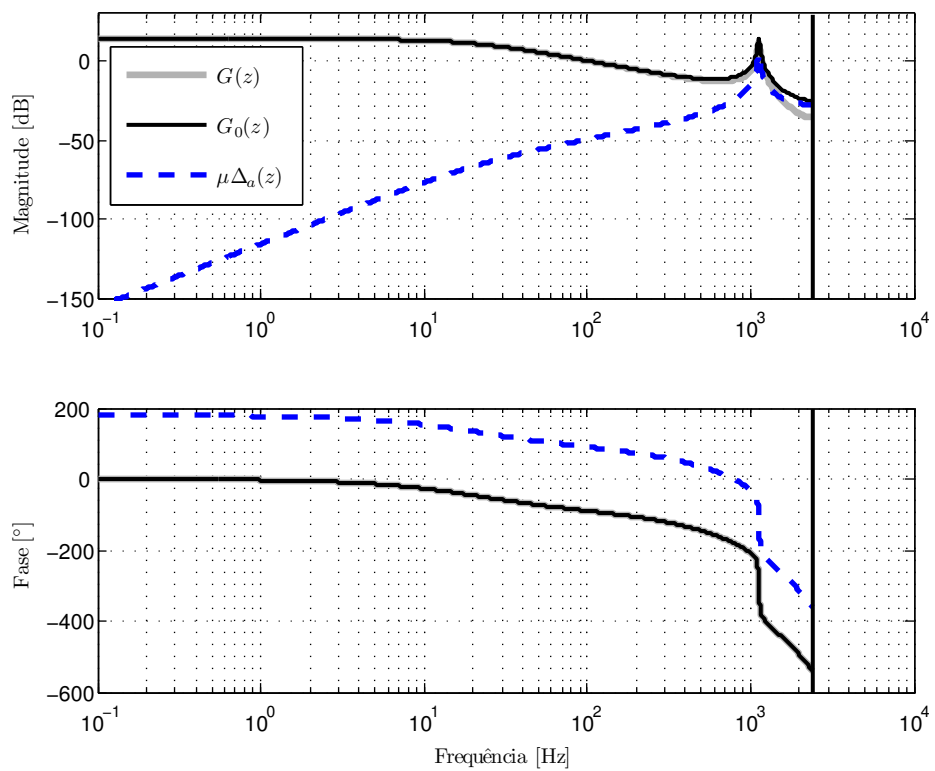


Figura 4.4 – Resposta em frequência da planta nominal $G(z)$, da parcela modelada $G_0(z)$ e da parcela não-modelada aditiva $\mu\Delta_a(z)$.

4.1.1.2 Dinâmica não-modelada multiplicativa

Agora, considere que exista somente a parcela não-modelada multiplicativa, ou seja,

$$G(z) = G_0(z) [1 + \mu\Delta_m(z)] \quad (4.10)$$

Ainda, se considerarmos a mesma função de transferência $G_0(z)$ que no caso da dinâmica não-modelada aditiva,

$$G_0(z) = \frac{(b_1 + 2b_2)z + (b_0 - b_2)}{z^4 + a_3z^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0}, \quad (4.11)$$

então a parcela não-modelada multiplicativa é dada por

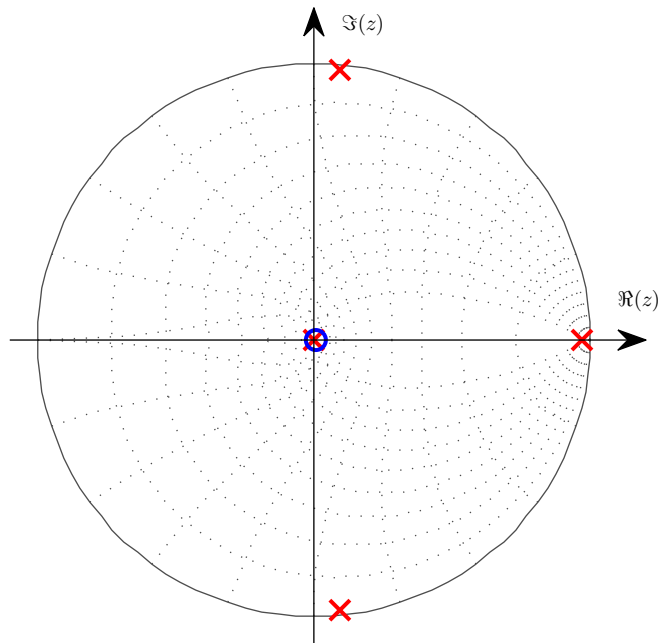
$$\mu\Delta_m(z) = \frac{G(z) - G_0(z)}{G_0(z)}, \quad (4.12)$$

que resulta em

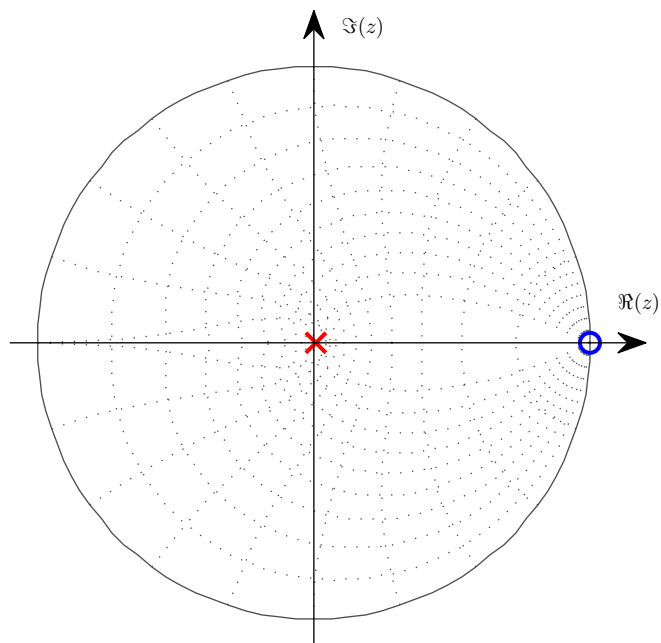
$$\mu\Delta_m(z) = \frac{b_2(z - 1)^2}{(b_1 + 2b_2)z + (b_0 - b_2)} \quad (4.13)$$

A localização dos polos e zeros de malha aberta da parcela modelada $G_0(z)$ e da dinâmica não-modelada multiplicativa $\mu\Delta_m(z)$ no plano z é mostrada nas Figuras 4.5(a) e 4.5(b), respectivamente. Nota-se que a parcela modelada $G_0(z)$ é de fase mínima, com um zero próximo à origem do plano z . Por sua vez, a parcela não-modelada multiplicativa $\mu\Delta_m(z)$ apresenta dois zeros localizados em $z = 1$ e um polo próximo à $z = 0$.

A Figura 4.6 apresenta o diagrama de Bode da planta nominal $G(z)$ com zeros de amostragem e de fase não-mínima, da parte modelada $G_0(z)$ de fase mínima e da parte não-modelada aditiva $\mu\Delta_m(z)$. Nota-se que a parcela modelada $G_0(z)$ tem uma resposta em frequência semelhante à resposta em frequência de $G(z)$ e que a parcela não-modelada multiplicativa $\mu\Delta_m(z)$ tem baixo ganho nas baixas frequências.



(a) $G_0(z)$



(b) $\mu\Delta_m(z)$

Figura 4.5 – Localização dos polos e zeros de malha aberta de $G_0(z)$ e $\mu\Delta_m(z)$ quando a variável de saída é a corrente da rede i_g .

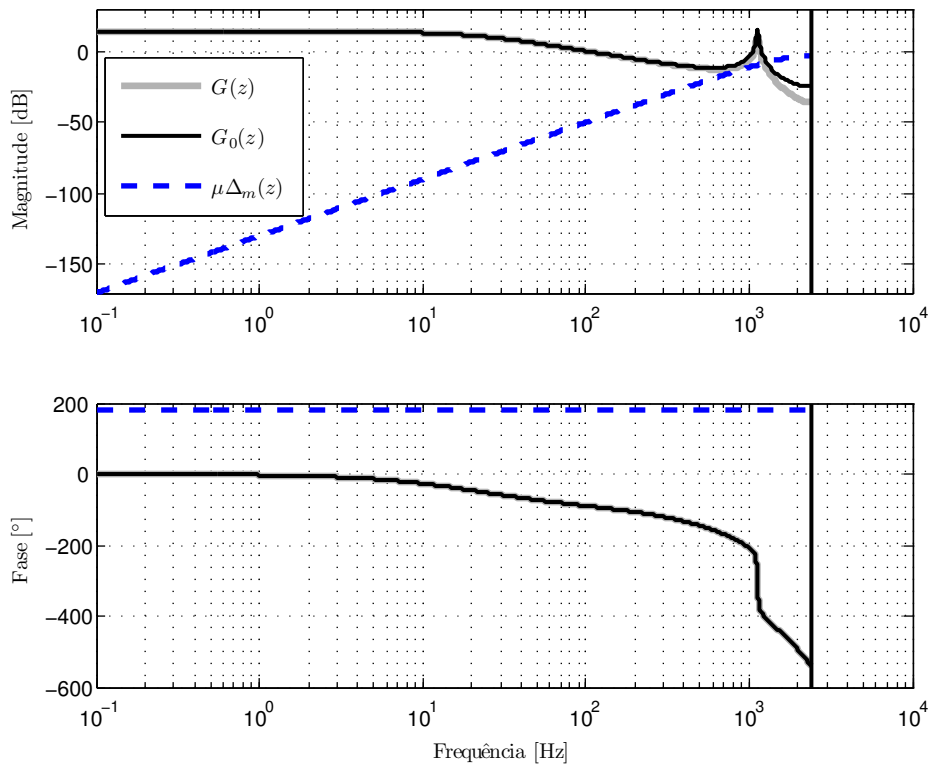


Figura 4.6 – Resposta em frequência da planta nominal $G(z)$, da parcela modelada $G_0(z)$ e da parcela não-modelada aditiva $\mu\Delta_m(z)$.

4.1.2 Dinâmicas não-modeladas: análise em espaço de estados

Nesta seção, a função de transferência $G(z)$ será representada em termos de espaço de estados uma vez que os controladores adaptativos são implementados utilizando retroação de estados. Assim, seja a função de transferência do filtro LCL com atraso de transporte cuja variável de saída é a corrente da rede i_g , dada por (4.3). A representação de (4.3) em espaço de estados na forma canônica controlável é

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \\ x_4(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_1 & -a_2 & -a_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \quad (4.14)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} b_0 & b_1 & b_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix}$$

Escrevendo o modelo acima em uma forma compacta

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}(k+1) &= \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}}(k) + \bar{\mathbf{B}}u(k) \\ y(k) &= \bar{\mathbf{C}}\bar{\mathbf{x}}(k) \end{aligned} \quad (4.15)$$

Porém, da representação em espaço de estados onde os estados são as correntes, a tensão do capacitor e o atraso de transporte, tem-se o seguinte modelo

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}u(k) \\ y(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (4.16)$$

O objetivo aqui é se definir a matriz de transformação linear entre os modelos na forma de espaço de estados obtidos do circuito e da forma canônica controlável. Seja a seguinte transformação linear:

$$\mathbf{T}\mathbf{x}(k) = \bar{\mathbf{x}}(k) \Leftrightarrow \mathbf{x}(k) = \mathbf{T}^{-1}\bar{\mathbf{x}}(k) \quad (4.17)$$

$$\mathbf{T}\mathbf{x}(k+1) = \bar{\mathbf{x}}(k+1) \Leftrightarrow \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{T}^{-1}\bar{\mathbf{x}}(k+1) \quad (4.18)$$

Aplicando a transformação linear no sistema (4.16) e fazendo algumas manipulações al-

gêbricas, tem-se que:

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{A}} &= \mathbf{T}\mathbf{A}\mathbf{T}^{-1} \\ \bar{\mathbf{B}} &= \mathbf{T}\mathbf{B} \\ \bar{\mathbf{C}} &= \mathbf{C}\mathbf{T}^{-1}\end{aligned}\tag{4.19}$$

ou ainda

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= \mathbf{T}^{-1}\bar{\mathbf{A}}\mathbf{T} \\ \mathbf{B} &= \mathbf{T}^{-1}\bar{\mathbf{B}} \\ \mathbf{C} &= \bar{\mathbf{C}}\mathbf{T}\end{aligned}\tag{4.20}$$

As matrizes de controlabilidade dos dois sistemas são definidas como:

$$\begin{aligned}\mathbf{U} &\triangleq [\mathbf{B} \quad \mathbf{A}\mathbf{B} \quad \dots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}] \\ \bar{\mathbf{U}} &\triangleq [\bar{\mathbf{B}} \quad \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{B}} \quad \dots \quad \bar{\mathbf{A}}^{n-1}\bar{\mathbf{B}}]\end{aligned}\tag{4.21}$$

De onde é obtido

$$\mathbf{T} = \bar{\mathbf{U}}\mathbf{U}^{-1}\tag{4.22}$$

Agora, considerando a transformação $\mathbf{T} = \bar{\mathbf{U}}\mathbf{U}^{-1}$ e a parcela de dinâmica não-modelada aditiva:

$$G(z) = G_0(z) + \mu\Delta_a(z)\tag{4.23}$$

onde

$$G_0(z) = \frac{(b_1 + 2b_2)z + (b_0 - b_2)}{z^4 + a_3z^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0}\tag{4.24}$$

$$\mu\Delta_a(z) = \frac{b_2(z-1)^2}{z^4 + a_3z^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0}\tag{4.25}$$

Escrevendo a parcela modelada $G_0(z)$ na forma canônica controlável:

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \\ x_4(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_1 & -a_2 & -a_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \quad (4.26)$$

$$y_0(k) = \begin{bmatrix} (b_0 - b_2) & (b_1 + 2b_2) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix}$$

ou em uma forma compacta

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}(k+1) &= \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}}(k) + \bar{\mathbf{B}}u(k) \\ y_0(k) &= \bar{\mathbf{C}}_0\bar{\mathbf{x}}(k) \end{aligned} \quad (4.27)$$

As matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B} não se alteram. A relação entre a matriz \mathbf{C}_0 e a matriz $\bar{\mathbf{C}}_0$ é a seguinte:

$$\mathbf{C}_0 = \bar{\mathbf{C}}_0\mathbf{T} \quad (4.28)$$

O mesmo acontece com a dinâmica não-modelada aditiva

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \\ x_4(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_1 & -a_2 & -a_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \quad (4.29)$$

$$y_a(k) = \begin{bmatrix} b_2 & -2b_2 & b_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix}$$

ou em uma forma compacta

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}(k+1) &= \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}}(k) + \bar{\mathbf{B}}u(k) \\ y_a(k) &= \bar{\mathbf{C}}_a\bar{\mathbf{x}}(k) \end{aligned} \quad (4.30)$$

A relação entre a matriz \mathbf{C}_a e a matriz $\bar{\mathbf{C}}_a$ é a seguinte:

$$\mathbf{C}_a = \bar{\mathbf{C}}_a\mathbf{T} \quad (4.31)$$

Portanto, a relação entrada-saída do modelo pode ser escrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} G(z) &= \mathbf{C}_0(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{C}_a(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \\ G(z) &= \bar{\mathbf{C}}_0(z\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}})^{-1}\bar{\mathbf{B}} + \bar{\mathbf{C}}_a(z\mathbf{I} - \bar{\mathbf{A}})^{-1}\bar{\mathbf{B}} \\ G(z) &= G_0(z) + \mu\Delta_a(z) \end{aligned} \quad (4.32)$$

Nota-se que a dinâmica modelada e a dinâmica não-modelada aditiva apresentam os mesmos polos, porém a diferença aparece nos zeros. Disso, se conclui que a dinâmica não-modelada aditiva influencia somente nas matrizes \mathbf{C}_0 e \mathbf{C}_a dos sistemas dinâmicos em espaço de estados na forma canônica controlável. Essa separação das dinâmicas na representação em espaço de estados servirá para a obtenção dos ganhos θ^* que fazem com que a parcela modelada, em malha fechada, se comporte como o modelo de referência, assunto que será abordado na próxima seção.

4.2 Controle por retroação de estados adaptativo por modelo de referência robusto à dinâmicas não-modeladas

O objetivo dessa seção é apresentar um controlador adaptativo robusto em tempo discreto por modelo de referência para o controle da corrente i_g de conversores estáticos conectados à rede com filtro LCL. O controlador adaptativo é robusto à dinâmicas não-modeladas da forma aditiva e multiplicativa. O algoritmo de adaptação é similar ao apresentado no Capítulos 3. As principais modificações são relacionadas ao grau relativo do modelo de referência $W_m(z)$ e o adaptador, que deve ser robusto às dinâmicas não-modeladas apresentadas anteriormente.

4.2.1 Caso não-adaptativo sem distúrbio ($v(k) = 0$)

Inicialmente, vamos considerar o caso de ausência de distúrbios ($v(k) = 0$) na entrada da planta (4.1). Definindo $y(k) = i_g(k)$, o modelo que relaciona a entrada e a saída é dado por

$$\frac{y(z)}{u(z)} = G(z), \quad G(z) = \mathbf{C}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} = k_p \frac{Z(z)}{P(z)}, \quad (4.33)$$

onde $k_p \neq 0$ é uma constante, e $P(z) = \det(z\mathbf{I} - \mathbf{A})$ e $Z(z)$ são polinômios mônicos de coeficientes constantes e graus 4 e 2, respectivamente. Como visto anteriormente,

$$G(z) = G_0(z) [1 + \mu\Delta_m(z)] + \mu\Delta_a(z), \quad (4.34)$$

onde

$$G_0(z) = k_p \frac{Z_0(z)}{P_0(z)} \quad (4.35)$$

As hipóteses assumidas são:

1. $Z_0(z)$ é um polinômio mônico de ordem m com todos os zeros em $|z| < 1$, ou seja, $G_0(z)$ é de fase mínima.
2. $P_0(z)$ é um polinômio mônico de ordem n , com $n > m$.
3. $\Delta_m(z)$ é a parcela não-modelada multiplicativa, que precisa ser estável.
4. $\Delta_a(z)$ é a parcela não-modelada aditiva, que precisa ser estável.
5. μ é um ganho comum às parcelas não-modeladas.
6. k_p é uma constante desconhecida cujo sinal é conhecido.
7. Os coeficientes de $Z_0(z)$ e $P_0(z)$ podem ser desconhecidos.

Nesse caso, quando a variável de saída é a corrente i_g , o grau relativo de $G_0(z)$ é $n - m = n^* = 3$. O objetivo do controlador por modelo de referência é rastrear a saída de um modelo $W_m(z)$ previamente definido. Este modelo é escolhido tal que

$$\frac{y_m(z)}{r(z)} = W_m(z) = \frac{k_m}{P_m(z)} \quad (4.36)$$

onde $P_m(z)$ é um polinômio estável e mônico de grau $n^* = 3$ (mesmo grau relativo da parcela modelada de $G(z)$) e $r \in \mathbb{R}$ é um sinal externo de referência.

Para uma planta conhecida, caso não houvessem dinâmicas não-modeladas, a lei de controle que possibilita que a corrente de controle $y(k) = i_g(k)$ siga a saída do modelo de referência tal que $y(k) = y_m(k)$ é do tipo

$$\theta_u^* u(k) = -\boldsymbol{\theta}_1^{*T} \mathbf{x}(k) - r(k), \quad (4.37)$$

onde $\boldsymbol{\theta}_1^* \in \mathbb{R}^n$ e $\theta_u^* \in \mathbb{R}$. Para simplificar a análise, é possível reescrever a lei de controle (4.37) da forma

$$u(k) = \mathbf{k}_1^{*T} \mathbf{x}(k) + k_2^* r(k). \quad (4.38)$$

Se (4.38) é aplicada ao sistema (4.1) com $v = 0$, a concordância perfeita entre a parcela modelada $G_0(z)$ em malha fechada e o modelo de referência (4.36) é obtida, isto é,

$$\mathbf{C}_0 (z\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k}_1^{*T})^{-1} \mathbf{B}k_2^* = \frac{k_m}{P_m(z)} \quad (4.39)$$

Nessa lei de controle por retroação de estados (4.38), o objetivo é mover alguns polos do sistema em malha fechada para as raízes de $Z_0(z)$ (isto é, para os zeros da parcela modelada da planta em malha aberta), e os polos de malha fechada restantes iguais às raízes de $P_m(z)$ (TAO, 2003). Dessa forma, de (4.39), as seguintes condições de casamento são obtidas

$$\det(z\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k}_1^{*T}) = P_m(z) Z_0(z), \quad k_2^* = \frac{k_m}{k_p}, \quad (4.40)$$

com $\mathbf{C}_0 \text{adj}(z\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k}_1^{*T}) \mathbf{B} = Z_0(z)$. Isso implica que

$$\theta_1^* = \frac{\mathbf{k}_1^*}{k_2^*}, \quad \theta_u^* = -\frac{1}{k_2^*}. \quad (4.41)$$

Quando os parâmetros da planta são conhecidos e na ausência de dinâmicas não modeladas, (4.40) pode ser usada para computar θ_1^* e θ_u^* . Porém, quando a variável de controle é a corrente do lado da rede, o modelo apresenta dinâmicas não-modeladas. Isso implica que, além da incerteza associada ao parâmetro de indutância da rede $L_g = L_{g1} + L_{g2}$, há incertezas no modelo, o que significa que os ganhos θ_1^* e θ_u^* só existem para a parcela modelada da planta. Assim, é proposta a utilização de um esquema adaptativo de cálculo dos ganhos, o qual deve ser robusto às dinâmicas não-modeladas em questão.

Inicialmente, o problema do controle adaptativo é resolvido sem o distúrbio $v(k)$, que corresponde à tensão da rede. Posteriormente, a modificação necessária na ação de controle $u(k)$ para rejeição de distúrbio é descrita.

4.2.2 Caso adaptativo sem distúrbio ($v(k) = 0$)

Consideremos agora a representação em espaço de estados em tempo discreto (4.1), cujos parâmetros são desconhecidos, sem o distúrbio $v(k)$. Seja a lei de controle por retroação de estados adaptativa dada por:

$$\theta_u(k)u(k) = -\theta_1^T(k)\mathbf{x}(k) - r(k). \quad (4.42)$$

A lei de controle em tempo discreto (3.10) é similar à lei de controle em tempo contínuo apresentada em (LOZANO-LEAL; COLLADO; MONDIE, 1990). Nesse caso, os ganhos de retroação de estados devem ser estimados e atualizados a cada amostragem devido à incerteza nos parâmetros da planta. Reescrevendo (4.42), tem-se que

$$\theta_1^T(k)\mathbf{x}(k) + \theta_u(k)u(k) + r(k) = 0, \quad (4.43)$$

ou

$$\begin{aligned} (\boldsymbol{\theta}_1^T(k) - \boldsymbol{\theta}_1^{*T}) \mathbf{x}(k) + (\theta_u(k) - \theta_u^*)u(k) + r(k) &= -\boldsymbol{\theta}_1^{*T} \mathbf{x}(k) - \theta_u^* u(k) \\ \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_1^T(k) - \boldsymbol{\theta}_1^{*T} & \theta_u(k) - \theta_u^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ u(k) \end{bmatrix} + r(k) &= -\boldsymbol{\theta}_1^{*T} \mathbf{x}(k) - \theta_u^* u(k) \end{aligned} \quad (4.44)$$

Definindo-se o vetor de erro de parâmetros $\boldsymbol{\phi}^T(k)$ e o vetor $\boldsymbol{\omega}(k)$ como

$$\boldsymbol{\phi}^T(k) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_1^T(k) - \boldsymbol{\theta}_1^{*T} & \theta_u(k) - \theta_u^* \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\omega}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ u(k) \end{bmatrix}, \quad (4.45)$$

tem-se que

$$\boldsymbol{\phi}^T(k) \boldsymbol{\omega}(k) + r(k) = -\boldsymbol{\theta}_1^{*T} \mathbf{x}(k) - \theta_u^* u(k), \quad (4.46)$$

ou, no domínio z ,

$$\boldsymbol{\phi}^T \boldsymbol{\omega} + r = -\boldsymbol{\theta}_1^{*T} (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} u - \theta_u^* u \quad (4.47)$$

$$\boldsymbol{\phi}^T \boldsymbol{\omega} + r = \left(-\boldsymbol{\theta}_1^{*T} (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} - \theta_u^* \right) u. \quad (4.48)$$

Devido à hipótese de controlabilidade da parcela modelada $G_0(z)$ da planta, então pode-se afirmar que existe um vetor de ganhos

$$\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\theta}^* = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_1^* \\ \theta_u^* \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

tal que $\boldsymbol{\phi}^T = 0$ e, conseqüentemente,

$$r = \left(-\boldsymbol{\theta}_1^{*T} (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} - \theta_u^* \right) u. \quad (4.50)$$

Nessa estrutura de controlador, é possível que $y_0 = y_m$, ou seja, $\mathbf{C}_0(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} u = W_m r$, que resulta em

$$r = W_m^{-1} \mathbf{C}_0 (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} u. \quad (4.51)$$

De (4.50) e (4.51), é possível escrever

$$\mathbf{C}_0 (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} = W_m \left(-\boldsymbol{\theta}_1^{*T} (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} - \theta_u^* \right) \quad (4.52)$$

ou, equivalentemente,

$$G_0 = W_m \left(-\boldsymbol{\theta}_1^{*T} (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} - \theta_u^* \right), \quad (4.53)$$

isto é,

$$y_0 = W_m \left(-\boldsymbol{\theta}_1^{*T} (z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} - \theta_u^* \right) u. \quad (4.54)$$

Substituindo (4.48) em (4.54), resulta em

$$y_0 = W_m \left(\boldsymbol{\phi}^T \boldsymbol{\omega} + r \right). \quad (4.55)$$

A saída y é a soma das saídas da parcela modelada y_0 e da parcela não-modelada aditiva y_a . Portanto, o erro de rastreamento pode ser expresso por:

$$e_1 = y - y_m = (y_0 + y_a) - y_m = W_m \boldsymbol{\phi}^T \boldsymbol{\omega} + \mu \eta \quad (4.56)$$

onde $\eta = \Delta_a u$. É conhecido da literatura de controle adaptativo que, no caso de sistemas discretos, sempre é necessário utilizar um erro aumentado pelo fato de que não se pode definir $W_m(z)$ estritamente positiva real ou SPR (do inglês, *Strictly Positive Real*) (TAO, 2003). De forma a obter esse sinal de erro, utiliza-se a seguinte relação

$$\boldsymbol{\phi}^T W_m \boldsymbol{\omega} - W_m \boldsymbol{\phi}^T \boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\theta}^T W_m \boldsymbol{\omega} - W_m \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\omega}. \quad (4.57)$$

Então, o erro aumentado, que é computável, é dado por

$$\varepsilon = e_1 + \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\zeta} - W_m \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\phi}^T \boldsymbol{\zeta} + \mu \eta, \quad (4.58)$$

onde $\boldsymbol{\zeta} = W_m \boldsymbol{\omega}$. O objetivo aqui é definir uma estimação paramétrica adaptativa para obter o vetor de ganhos

$$\boldsymbol{\theta}(k) = \begin{bmatrix} \theta_1(k) \\ \theta_u(k) \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

tal que o erro aumentado ε é minimizado e o vetor de ganhos $\boldsymbol{\theta}(k)$ seja limitado, pois com dinâmicas não-modeladas não se pode garantir convergência para $\boldsymbol{\theta}^*$. Aqui é proposta a utilização do algoritmo adaptativo robusto usando um adaptador RLS, que possui melhores características de convergência paramétrica se comparado ao algoritmo gradiente. No entanto, modificações são propostas para o adaptador ser robusto às dinâmicas não-modeladas. A estabilidade do algoritmo adaptativo usando um adaptador RLS, bem como as propriedades de convergência paramétrica sob condições de sinais persistentemente excitantes, são apresentadas em detalhes na literatura de controle adaptativo (TAO, 2003; GOODWIN; SIN, 1984) e serão omitidas. O objetivo é provar que o sistema em malha fechada é estável e o erro de rastreamento converge para um valor limitado quando o

tempo tende ao infinito.

O algoritmo RLS apresentado a seguir tem semelhanças com o algoritmo gradiente apresentado em (IOANNOU; TSAKALIS, 1986a),(NARENDRA, 1986). A modificação σ tem características que ajudam na robustez do algoritmo adaptativo, pois retira a ação integral do adaptador dos ganhos. Porém, a maior modificação na estrutura do adaptador está relacionada ao normalizador $m(k)$, que agora passa a ser um normalizador $\bar{m}(k)$.

Lema 2. *O algoritmo por mínimos quadrados recursivo (do inglês Recursive Least-Squares ou RLS) dado por:*

$$\boldsymbol{\theta}(k+1) = \left(\mathbf{I} - \sigma(k)\mathbf{P}(k-1) \right) \boldsymbol{\theta}(k) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\varepsilon(k)}{\bar{m}^2(k)} \quad (4.60)$$

$$\mathbf{P}(k) = \mathbf{P}(k-1) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}(k)^T\mathbf{P}(k-1)}{\bar{m}^2(k)} \quad (4.61)$$

onde

$$\sigma(k) = \begin{cases} 0 & \text{se } \|\boldsymbol{\theta}(k)\| < M_0 \\ \sigma_0 \left(\frac{\|\boldsymbol{\theta}(k)\|}{M_0} - 1 \right) & \text{se } M_0 \leq \|\boldsymbol{\theta}(k)\| \leq 2M_0 \\ \sigma_0 & \text{se } \|\boldsymbol{\theta}(k)\| > 2M_0 \end{cases} \quad (4.62)$$

$$\bar{m}^2(k) = m^2(k) + (1 + \boldsymbol{\zeta}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)) \quad (4.63)$$

$$m(k+1) = \delta_0 m(k) + \delta_1 \left(1 + |u(k)| + |y(k)| \right) \quad (4.64)$$

$$m(0) \geq \frac{\delta_1}{1 - \delta_0} \quad (4.65)$$

e sujeito à lei de controle (4.42) possui a seguinte propriedade:

$$\mathbf{P}(k)^{-1}\boldsymbol{\phi}(k+1) \leq \mathbf{P}^{-1}(k-1)\boldsymbol{\phi}(k) - \sigma(k)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\theta}^* - \mu\eta(k) \frac{\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} \quad (4.66)$$

Demonstração. De (4.60), subtraindo $\boldsymbol{\theta}^*$ de ambos os lados da igualdade, tem-se que

$$\boldsymbol{\phi}(k+1) = \boldsymbol{\phi}(k) - \sigma(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\theta}(k) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)\left(\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k) + \mu\eta(k)\right)}{\bar{m}^2(k)} \quad (4.67)$$

Somando e subtraindo $\sigma(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\theta}^*$ do lado direito da igualdade, tem-se que

$$\begin{aligned}\phi(k+1) &= \phi(k) - \sigma(k)\mathbf{P}(k-1)\phi(k) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\zeta(k) \left(\zeta^T(k)\phi(k) + \mu\eta(k) \right)}{\bar{m}^2(k)} - \sigma(k)\mathbf{P}(k-1)\theta^* \\ \phi(k+1) &= \left(\mathbf{I} - \sigma(k)\mathbf{P}(k-1) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\zeta(k)\zeta^T(k)}{\bar{m}^2(k)} \right) \phi(k) - \sigma(k)\mathbf{P}(k-1)\theta^* \\ &\quad - \mu\eta(k) \frac{\mathbf{P}(k-1)\zeta(k)}{\bar{m}^2(k)}\end{aligned}\quad (4.68)$$

De (4.61), somando e subtraindo $\sigma(k)\mathbf{P}(k-1)^2$ do lado direito da igualdade, tem-se que

$$\begin{aligned}\mathbf{P}(k) &= \mathbf{P}(k-1) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\zeta(k)\zeta^T(k)\mathbf{P}(k-1)}{\bar{m}^2(k)} + \sigma(k)\mathbf{P}(k-1)^2 - \sigma(k)\mathbf{P}(k-1)^2 \\ \mathbf{P}(k) &= \left(\mathbf{I} - \sigma(k)\mathbf{P}(k-1) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\zeta(k)\zeta^T(k)}{\bar{m}^2(k)} \right) \mathbf{P}(k-1) + \sigma(k)\mathbf{P}(k-1)^2\end{aligned}\quad (4.69)$$

Como o termo $\sigma(k)\mathbf{P}(k-1)^2$ é sempre positivo ou igual a zero, pode-se dizer que

$$\mathbf{P}(k) \geq \left(\mathbf{I} - \sigma(k)\mathbf{P}(k-1) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\zeta(k)\zeta^T(k)}{\bar{m}^2(k)} \right) \mathbf{P}(k-1)\quad (4.70)$$

ou seja,

$$\mathbf{P}(k)\mathbf{P}^{-1}(k-1) \geq \left(\mathbf{I} - \sigma(k)\mathbf{P}(k-1) - \frac{\mathbf{P}(k-1)\zeta(k)\zeta^T(k)}{\bar{m}^2(k)} \right).\quad (4.71)$$

Substituindo (4.71) em (4.68),

$$\phi(k+1) \leq \mathbf{P}(k)\mathbf{P}^{-1}(k-1)\phi(k) - \sigma(k)\mathbf{P}(k-1)\theta^* - \mu\eta(k) \frac{\mathbf{P}(k-1)\zeta(k)}{\bar{m}^2(k)},\quad (4.72)$$

que resulta em,

$$\begin{aligned}\mathbf{P}(k)^{-1}\phi(k+1) &\leq \mathbf{P}^{-1}(k-1)\phi(k) - \sigma(k)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\theta^* - \mu\eta(k) \frac{\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\zeta(k)}{\bar{m}^2(k)} \\ \phi^T(k+1)\mathbf{P}(k)^{-1} &\leq \phi^T(k)\mathbf{P}^{-1}(k-1) - \sigma(k)\theta^{*T}\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1} - \mu\eta(k) \frac{\zeta^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}}{\bar{m}^2(k)}\end{aligned}\quad (4.73)$$

□

Teorema 2. *O algoritmo adaptativo dado pelas equações (4.60) e (4.61) e considerando a lei de controle (4.42) aplicada ao sistema representado por (4.33) garante a limitação do erro de parâmetros $\phi(k)$.*

Demonstração. Considere a função definida positiva

$$V(k) = \boldsymbol{\phi}^T(k) \mathbf{P}^{-1}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k). \quad (4.74)$$

A variação desta função escalar $\Delta V(k) = V(k+1) - V(k)$ nas trajetórias (4.60) e (4.61) é:

$$\Delta V(k) = \boldsymbol{\phi}^T(k+1) \mathbf{P}^{-1}(k) \boldsymbol{\phi}(k+1) - \boldsymbol{\phi}^T(k) \mathbf{P}^{-1}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k), \quad (4.75)$$

e usando (4.73),

$$\begin{aligned} \Delta V(k) \leq & \boldsymbol{\phi}^T(k+1) \left(\mathbf{P}^{-1}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k) - \sigma(k) \mathbf{P}(k)^{-1} \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\theta}^* - \mu\eta(k) \frac{\mathbf{P}(k)^{-1} \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} \right) \\ & - \boldsymbol{\phi}^T(k) \mathbf{P}^{-1}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k), \end{aligned} \quad (4.76)$$

ou

$$\begin{aligned} \Delta V(k) \leq & \left(\boldsymbol{\phi}(k+1) - \boldsymbol{\phi}(k) \right)^T \mathbf{P}^{-1}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k) - \sigma(k) \boldsymbol{\phi}^T(k+1) \mathbf{P}(k)^{-1} \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\theta}^* \\ & - \mu\eta(k) \frac{\boldsymbol{\phi}^T(k+1) \mathbf{P}(k)^{-1} \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)}. \end{aligned} \quad (4.77)$$

Por outro lado, transpondo (4.68), tem-se que

$$\boldsymbol{\phi}^T(k+1) - \boldsymbol{\phi}^T(k) = -\sigma(k) \boldsymbol{\theta}^T(k) \mathbf{P}(k-1) - \frac{\boldsymbol{\phi}^T(k) \boldsymbol{\zeta}(k) \boldsymbol{\zeta}^T(k) \mathbf{P}(k-1)}{\bar{m}^2(k)} - \mu\eta(k) \frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k) \mathbf{P}(k-1)}{\bar{m}^2(k)} \quad (4.78)$$

Substituindo (4.73) e (4.78) em (4.77), resulta em

$$\begin{aligned} \Delta V(k) \leq & \left(-\sigma(k) \boldsymbol{\theta}^T(k) \mathbf{P}(k-1) - \frac{\boldsymbol{\phi}^T(k) \boldsymbol{\zeta}(k) \boldsymbol{\zeta}^T(k) \mathbf{P}(k-1)}{\bar{m}^2(k)} - \mu\eta(k) \frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k) \mathbf{P}(k-1)}{\bar{m}^2(k)} \right) \mathbf{P}^{-1}(k-1) \boldsymbol{\phi}(k) \\ & - \sigma(k) \left(\boldsymbol{\phi}^T(k) \mathbf{P}^{-1}(k-1) - \sigma(k) \boldsymbol{\theta}^{*T} \mathbf{P}(k-1) \mathbf{P}(k)^{-1} - \mu\eta(k) \frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k) \mathbf{P}(k-1) \mathbf{P}(k)^{-1}}{\bar{m}^2(k)} \right) \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\theta}^* \\ & - \mu\eta(k) \left(\boldsymbol{\phi}^T(k) \mathbf{P}^{-1}(k-1) - \sigma(k) \boldsymbol{\theta}^{*T} \mathbf{P}(k-1) \mathbf{P}(k)^{-1} - \mu\eta(k) \frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k) \mathbf{P}(k-1) \mathbf{P}(k)^{-1}}{\bar{m}^2(k)} \right) \frac{\mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} \end{aligned} \quad (4.79)$$

$$\begin{aligned}
 \Delta V(k) \leq & \left(-\sigma(k)\boldsymbol{\theta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k) - \frac{\boldsymbol{\phi}^T(k)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)}{\bar{m}^2(k)} - \mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)}{\bar{m}^2(k)} \right) \\
 & - \sigma(k)\left(\boldsymbol{\phi}^T(k)\boldsymbol{\theta}^* - \sigma(k)\boldsymbol{\theta}^{*T}\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\theta}^* - \mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\theta}^*}{\bar{m}^2(k)} \right) \\
 & - \mu\eta(k)\left(\frac{\boldsymbol{\phi}^T(k)\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} - \sigma(k)\frac{\boldsymbol{\theta}^{*T}(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} - \mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^4(k)} \right)
 \end{aligned} \tag{4.80}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta V(k) \leq & -\sigma(k)\boldsymbol{\theta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k) - \frac{\boldsymbol{\phi}^T(k)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)}{\bar{m}^2(k)} - \mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)}{\bar{m}^2(k)} - \sigma(k)\boldsymbol{\phi}^T(k)\boldsymbol{\theta}^* \\
 & + \sigma^2(k)\boldsymbol{\theta}^{*T}\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\theta}^* + \mu\eta(k)\sigma(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\theta}^*}{\bar{m}^2(k)} \\
 & - \mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\phi}^T(k)\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} + \mu\eta(k)\sigma(k)\frac{\boldsymbol{\theta}^{*T}(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} \\
 & + \mu^2\eta^2(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^4(k)}
 \end{aligned} \tag{4.81}$$

Simplificando:

$$\begin{aligned}
 \Delta V(k) \leq & -2\sigma(k)\boldsymbol{\theta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k) - 2\mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)}{\bar{m}^2(k)} - \frac{\boldsymbol{\phi}^T(k)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)}{\bar{m}^2(k)} \\
 & + \sigma^2(k)\boldsymbol{\theta}^{*T}\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\theta}^* + 2\mu\eta(k)\sigma(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\theta}^*}{\bar{m}^2(k)} \\
 & + \mu^2\eta^2(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^4(k)}
 \end{aligned} \tag{4.82}$$

De (4.82), pode-se separar os seguintes termos:

$$\begin{aligned}
 -2\mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)}{\bar{m}^2(k)} - \frac{\boldsymbol{\phi}^T(k)\boldsymbol{\zeta}(k)\boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k)}{\bar{m}^2(k)} &= -\frac{1}{\bar{m}^2(k)} \left[\mu\eta(k) + \boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k) \right]^T \left[\mu\eta(k) + \boldsymbol{\zeta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k) \right] \\
 &+ \frac{\mu^2\eta^2(k)}{\bar{m}^2(k)} = -\frac{\epsilon^2(k)}{\bar{m}^2(k)} + \frac{\mu^2\eta^2(k)}{\bar{m}^2(k)}
 \end{aligned} \tag{4.83}$$

$$\begin{aligned}
 &\sigma^2(k)\boldsymbol{\theta}^{*T}\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\theta}^* + 2\mu\eta(k)\sigma(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\theta}^*}{\bar{m}^2(k)} \\
 &+ \mu^2\eta^2(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^4(k)} = \\
 &= \left[\sigma(k)\boldsymbol{\theta}^{*T} + \mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} \right]^T \mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1) \left[\sigma(k)\boldsymbol{\theta}^{*T} + \mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} \right]
 \end{aligned} \tag{4.84}$$

Então (4.82) pode ser escrita como

$$\begin{aligned}
 \Delta V(k) \leq & -2\sigma(k)\boldsymbol{\theta}^T(k)\boldsymbol{\phi}(k) - \frac{\epsilon^2(k)}{\bar{m}^2(k)} + \frac{\mu^2\eta^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \\
 & + \left[\sigma(k)\boldsymbol{\theta}^{*T} + \mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} \right]^T \mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1) \left[\sigma(k)\boldsymbol{\theta}^{*T} + \mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} \right]
 \end{aligned} \tag{4.85}$$

Na ausência de dinâmicas não-modeladas ($\mu = 0$) e sem a modificação σ ,

$$\Delta V(k) \leq -\frac{\epsilon^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \quad (4.86)$$

No entanto, com dinâmicas não-modeladas ($\mu \neq 0$), $\Delta V(k)$ deve ser analisada em sua forma completa. Os termos quadráticos ou positivos que possuem sinal negativo facilitam essa análise. Portanto, pode-se afirmar que $\Delta V(k)$ fica limitado a

$$\begin{aligned} \Delta V(k) \leq & \left[\sigma(k)\boldsymbol{\theta}^{*T} + \mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} \right]^T \mathbf{P}(k-1)\mathbf{P}(k)^{-1}\mathbf{P}(k-1) \left[\sigma(k)\boldsymbol{\theta}^{*T} + \mu\eta(k)\frac{\boldsymbol{\zeta}(k)}{\bar{m}^2(k)} \right] \\ & + \frac{\mu^2\eta^2(k)}{\bar{m}^2(k)} = \bar{V}(k) \end{aligned} \quad (4.87)$$

□

Para se garantir a robustez do adaptador e limitação dos ganhos de adaptação à dinâmicas não-modeladas, deve-se também garantir a limitação dos sinais internos da malha. A garantia da estabilidade do controlador adaptativo robusto se dá pela escolha do normalizador $\bar{m}(k)$. Esta prova é apresentada em (IOANNOU; TSAKALIS, 1986a) e será omitida aqui.

4.2.3 Caso adaptativo com rejeição de distúrbio ($v(k) \neq 0$)

O controlador aplicado à planta (4.1) deve ser capaz de rejeitar o distúrbio de tensão da rede v . De maneira semelhante ao que foi apresentado no Capítulo 3, para implementar o controlador adaptativo robusto por retroação de estados com rejeição de distúrbio, os vetores $\boldsymbol{\theta}(k)$ e $\boldsymbol{\omega}(k)$ devem ser aumentados da seguinte forma:

$$\boldsymbol{\theta}(k) = [\boldsymbol{\theta}_1^T(k), \theta_u(k), \theta_{da}(k), \theta_{db}(k)]^T, \quad (4.88)$$

$$\boldsymbol{\omega}(k) = [\mathbf{x}^T(k), u(k), \text{sen}(\omega t), \text{cos}(\omega t)]^T. \quad (4.89)$$

Os algoritmos de sincronização (CARDOSO et al., 2008; CAMARGO; PINHEIRO, 2006; BLAABJERG et al., 2006) podem fornecer a informação para gerar os sinais senoidais (seno e cosseno) para o regressor $\boldsymbol{\omega}(k)$. Em termos práticos, os ganhos para a rejeição do distúrbio também são calculados adaptativamente de maneira a gerar a amplitude e fase da lei de controle para cancelar o erro de rastreamento $e(k)$.

A seguir, um exemplo de projeto do controlador adaptativo robusto descrito neste capítulo será apresentado para o controle da corrente da rede i_g .

4.3 Exemplo de projeto

O procedimento para a implementação do controlador adaptativo e um exemplo de projeto para um conversor trifásico conectado à rede com filtro LCL de potência nominal de 5,5kW, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 2.1, serão descritos em detalhes nesta seção. O modelo de referência escolhido foi:

$$W_m(z) = \frac{(1 - p_1)(1 - p_2)(1 - p_3)}{(z - p_1)(z - p_2)(z - p_3)} = \frac{0,343}{z^3 - 0,9z^2 + 0,27z - 0,027} \quad (4.90)$$

onde $p_1 = p_2 = p_3 = 0,3$. Esse é um modelo de terceira ordem e com característica de sistema amortecido.

Os polos e zeros da função de transferência de malha aberta com os parâmetros apresentados na Tabela 2.1 são mostrados na Figura 4.7 quando o parâmetro de indutância da rede varia entre 0mH até 5mH. Note que a posição dos polos e zeros depende da impedância da rede. Entretanto, os polos de malha fechada desejáveis são definidos pelo modelo de referência. Nesse caso, não há como garantir convergência paramétrica. Os ganhos de retroação devem ser adaptados para garantir a estabilidade do controlador e garantir que o erro aumentado é limitado.

Resultados similares são verificados na Figura 4.8, onde a resposta em frequência de malha aberta é apresentada para diferentes condições de impedância da rede. A resposta

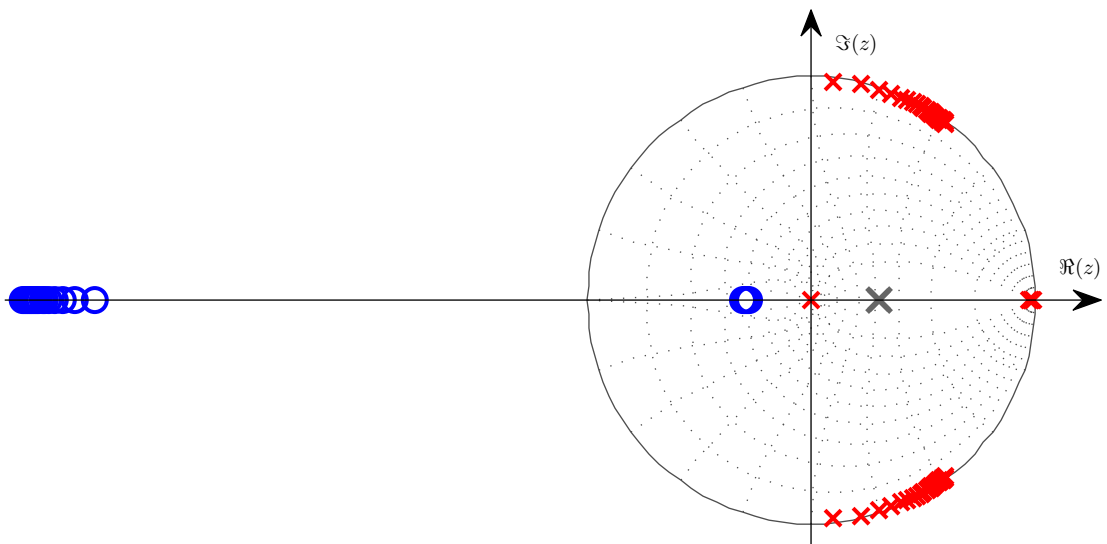


Figura 4.7 – Polos 'x' e zeros 'o' da função de transferência de malha aberta (4.33) em função da indutância da rede quando L_{g2} varia de 0mH até 5mH e polos de malha fechada 'x', definidos pelo modelo de referência $W_m(z)$.

em frequência desejada também é apresentada, a qual é definida pelo modelo de referência $W_m(z)$.

Os ganhos θ_1^* e θ_u^* foram computados conforme (4.40) para uma faixa de valores de indutância da rede L_{g2} variando de 0mH até 5mH, como mostrado na Figura 4.9. Com estes ganhos, o controle de corrente em malha fechada se comporta como o modelo de referência $W_m(z)$. É importante notar que a parcela de rejeição de distúrbio $\theta_d(k)$, que depende dos ganhos $\theta_{ad}(k)$ e $\theta_{bd}(k)$, são computados dependendo do distúrbio de tensão da rede tal que o erro aumentado é minimizado. A única informação necessária é a frequência da rede para a geração dos sinais seno e cosseno.

O modelo de referência $W_m(z)$ insere um ganho e uma fase entre a entrada de referência $r(k)$ e a saída $y_m(k)$. Pode-se compensar isso diretamente na referência de corrente na frequência fundamental tal que esse efeito seja minimizado na corrente a ser controlada. A seguir será apresentada a compensação de amplitude e fase do modelo de referência $W_m(z)$ na frequência fundamental.

4.3.1 Compensação de amplitude e fase do modelo de referência

É sabido que o modelo de referência insere um ganho diferente de 0dB e uma fase diferente de 0° na frequência de interesse, neste caso, 60Hz. Como o modelo de referência é definido pelo projetista, é possível compensar essa amplitude e fase diretamente na geração da referência através de uma matriz de transformação constante. Seja o modelo

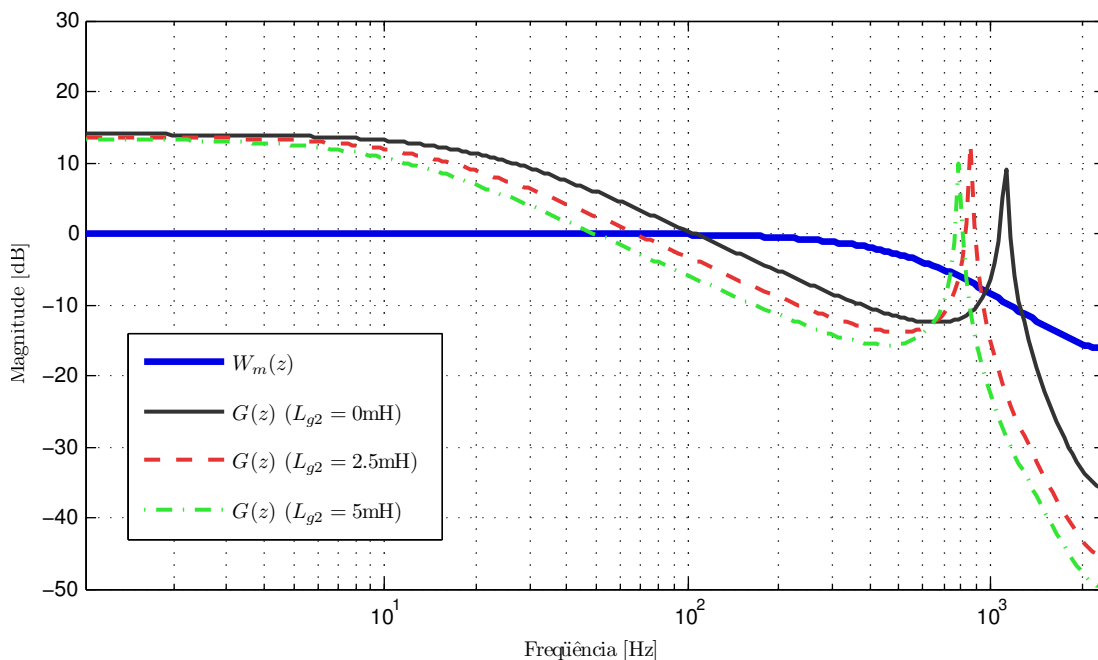


Figura 4.8 – Diagrama de Bode de $W_m(z)$ (comportamento desejado em malha fechada) e de $G(z)$ (planta em malha aberta) para diferentes valores de indutância da rede.

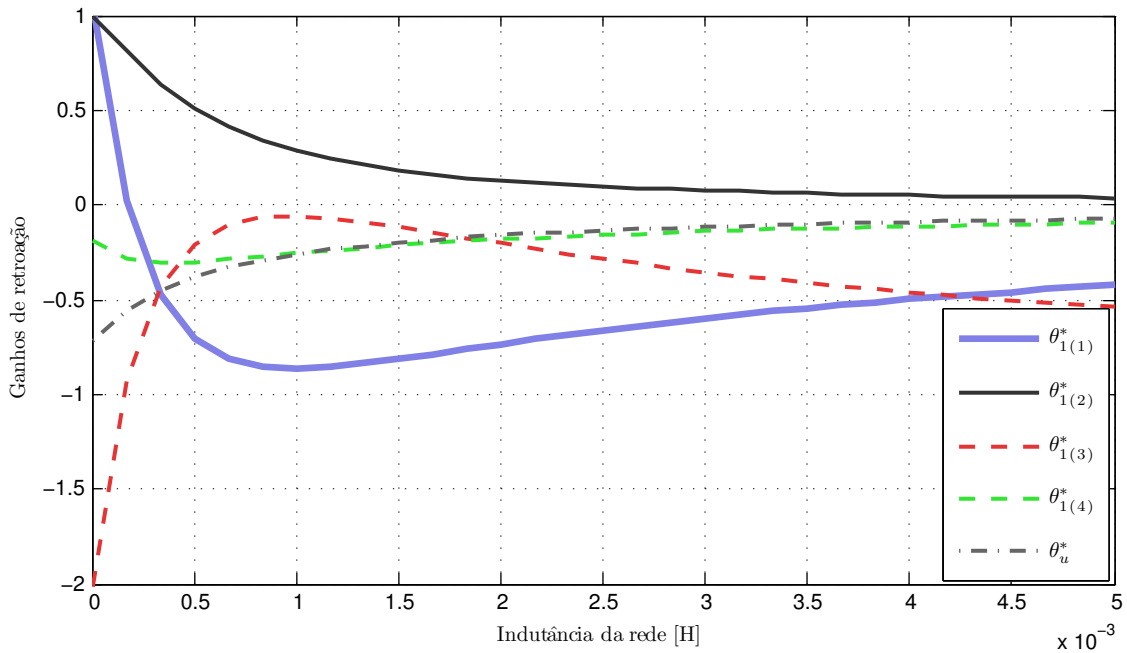


Figura 4.9 – Ganhos $\theta^* = [\theta_1^{*T} \quad \theta_u^*]^T$ calculados para atender à condição de casamento (4.40) em função da indutância equivalente da rede no ponto de conexão do conversor.

de referência dado por:

$$W_m(z) = \frac{(1 - p_1)(1 - p_2)(1 - p_3)}{(z - p_1)(z - p_2)(z - p_3)} \quad (4.91)$$

Para uma determinada frequência ω , como $z = e^{j\omega T_s}$, tem-se que:

$$W_m(j\omega) = \frac{(1 - p_1)(1 - p_2)(1 - p_3)}{(e^{j\omega T_s} - p_1)(e^{j\omega T_s} - p_2)(e^{j\omega T_s} - p_3)} \quad (4.92)$$

O ganho em 60Hz, ou seja, em $\omega = 2\pi 60$ é dado por:

$$|W_m(j\omega)|_{\omega=2\pi 60} = 0,994 \quad (4.93)$$

E a fase em 60Hz é dada por:

$$\angle W_m(j\omega) = \theta_m = \arctan\left(\frac{\Im(W_m(j\omega))}{\Re(W_m(j\omega))}\right) = -19,27^\circ \quad (4.94)$$

Como o modelo de referência apresenta uma fase diferente de zero grau em 60Hz e ganho diferente de 0dB, pode-se utilizar essa informação de ganho e fase para corrigir a referência de corrente. Essa compensação pode ser feita ajustando-se diretamente as referências de corrente nas coordenadas α e β . Essa matriz de transformação, que na prática é uma matriz de rotação, serve para compensar as referências no eixo de coordenadas

estacionários $\alpha\beta$ e é dada por:

$$\begin{bmatrix} r_\alpha(k) \\ r_\beta(k) \end{bmatrix} = \frac{1}{|W_m(j\omega)|_{\omega=2\pi 60}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \text{sen}(\theta_m) \\ -\text{sen}(\theta_m) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_\alpha^*(k) \\ r_\beta^*(k) \end{bmatrix} \quad (4.95)$$

onde $r_\alpha^*(k)$ e $r_\beta^*(k)$ são as referências de corrente e $r_\alpha(k)$ e $r_\beta(k)$ são as referências compensadas utilizadas para controle. A seguir são apresentados resultados de simulação para o controlador apresentado nesta seção.

4.4 Resultados de simulação

Nessa seção, são apresentados resultados de simulação que mostram o desempenho do algoritmo adaptativo por retroação de estados proposto para o controle da corrente do conversor i_g . Os parâmetros do conversor trifásico são dados na Tabela 2.1. Ambas as frequências de amostragem e comutação são de 4,8kHz. A modulação *Space Vector* foi utilizada para gerar os sinais modulados em largura de pulso. Note que o vetor de ganhos pode ser inicializado sem nenhum conhecimento prévio da planta, porém com o sinal correto do ganho direto θ_u^* para evitar divisão por zero na ação de controle.

4.4.1 Inicialização e partida do controlador

Os ganhos do controlador foram inicializados de acordo com o procedimento descrito na Seção 4.3. É importante salientar que as referências de corrente para estas simulações não levam em consideração as malhas de controle de potência ativa e reativa. Com o controle da corrente da rede i_g , é possível controlar a potência ativa e reativa de saída do conversor, o que não era possível com o controle da corrente do conversor i_c .

Na prática, é possível ter uma ideia dos parâmetros e é possível inicializar os vetor de ganhos próximos aos ganhos considerados ideais. No entanto, nos resultados a seguir, de forma a verificar o desempenho do controlador proposto, os ganhos e constantes são inicializados da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\theta}(0) &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 1 \ 0]^T, \quad \mathbf{P}(0) = 5 \times \mathbf{I}, \quad \sigma_0 = 0,002 \\ M_0 &= 1, \quad \delta_0 = 0.3, \quad \delta_1 = 0.0001, \quad m(0) = 1 \geq \frac{\delta_1}{1 - \delta_0} \end{aligned} \quad (4.96)$$

Antes do acionamento do conversor, é necessário realizar o sincronismo com as tensões da rede esperando-se alguns ciclos de rede até o algoritmo de extração de referências convergir. Para fazer o sincronismo com as tensões da rede, são realizadas as medidas das tensões de linha, transformação para tensões de fase em coordenadas abc e após é

realizada a transformação para coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$. As medidas de tensão nos eixos α e β são utilizadas como entrada no algoritmo que usa o filtro de Kalman para a extração dos sinais em fase e em quadratura (seno e cosseno) na componente fundamental para posterior geração das referências de corrente. Não serão consideradas as malhas externas de controle de potência ativa e reativa (malha aberta).

Em $t = 0$ segundos, é iniciado o sincronismo do conversor com a rede. Após dois ciclos de rede, o conversor inicia a operação com referência de corrente reativa de amplitude de 5A, como mostrado na Figura 4.10. Nesta inicialização, a referência de corrente é a soma da componente fundamental e algumas harmônicas de baixa amplitude. Estas harmônicas foram introduzidas para facilitar a convergência paramétrica.

As tensões de controle aplicadas pelo conversor em coordenadas $\alpha\beta$ são mostradas na Figura 4.11. É possível notar oscilações enquanto os ganhos estão em fase de adaptação. A parcela responsável pela rejeição de distúrbios $\theta_d(k)$ é apresentada na Figura 4.12, cujo

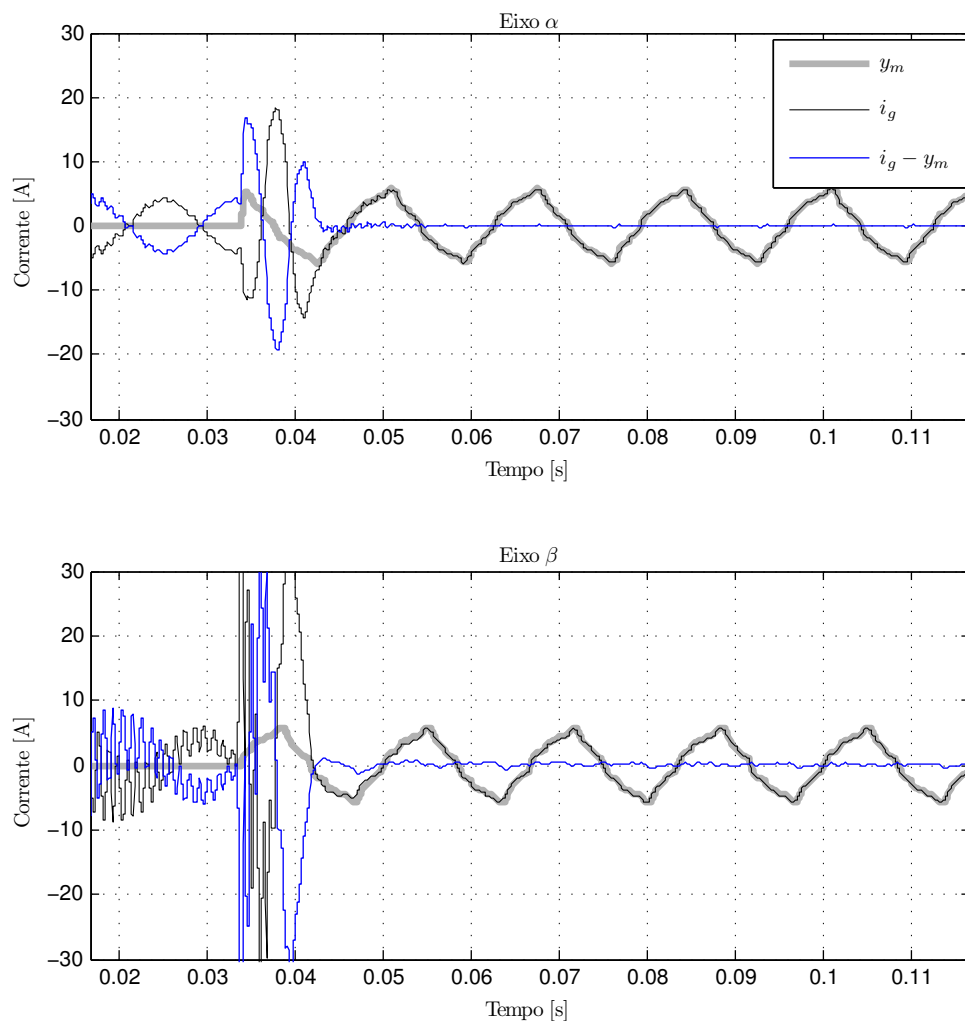


Figura 4.10 – Resultado de simulação. Correntes da rede, saídas do modelo de referência e erros de rastreamento e sintonia do controlador através da injeção de correntes harmônicas sobrepostas à fundamental em coordenadas $\alpha\beta$.

transitório inicial também depende da convergência paramétrica.

A Figura 4.13 mostra a adaptação de todos os ganhos de retroação durante a partida do sistema. É possível verificar que os ganhos têm rápida convergência para valores próximos aos valores ideais. Ambos os eixos α e β têm um comportamento de convergência paramétrica similar. Esta inicialização dos ganhos pode resultar em um transitório de corrente inaceitável. No entanto, isso não é uma limitação grave, pois os ganhos podem ser inicializados próximos aos ganhos nominais uma vez que tem-se um conhecimento dos parâmetros nominais do filtro LCL e da faixa de impedância da rede.

A seguir serão apresentadas as respostas transitórias do controlador de corrente à variações na fase e na amplitude da referência de corrente.

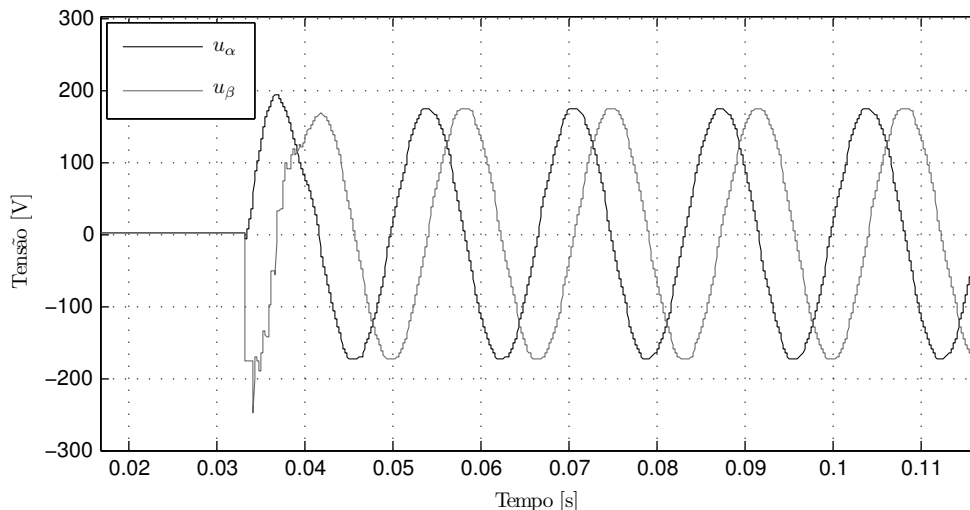


Figura 4.11 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$.

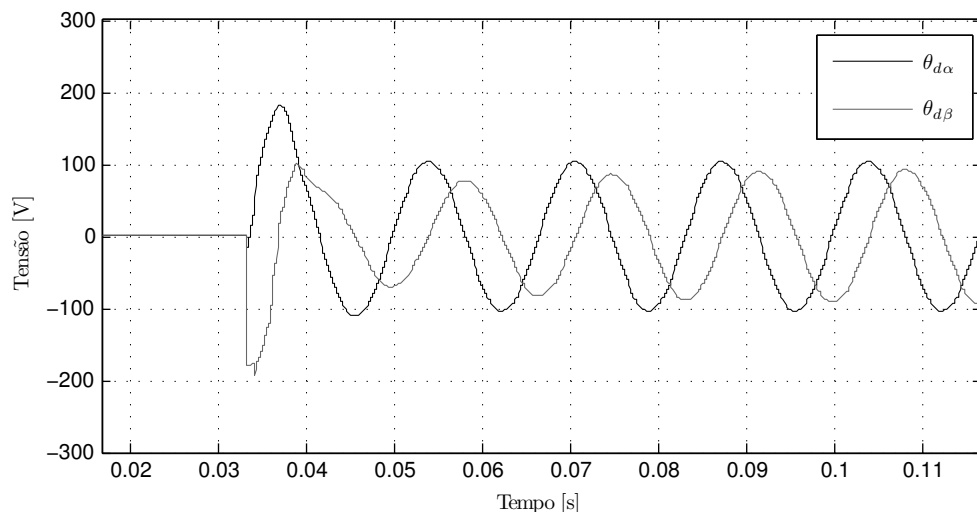


Figura 4.12 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$.

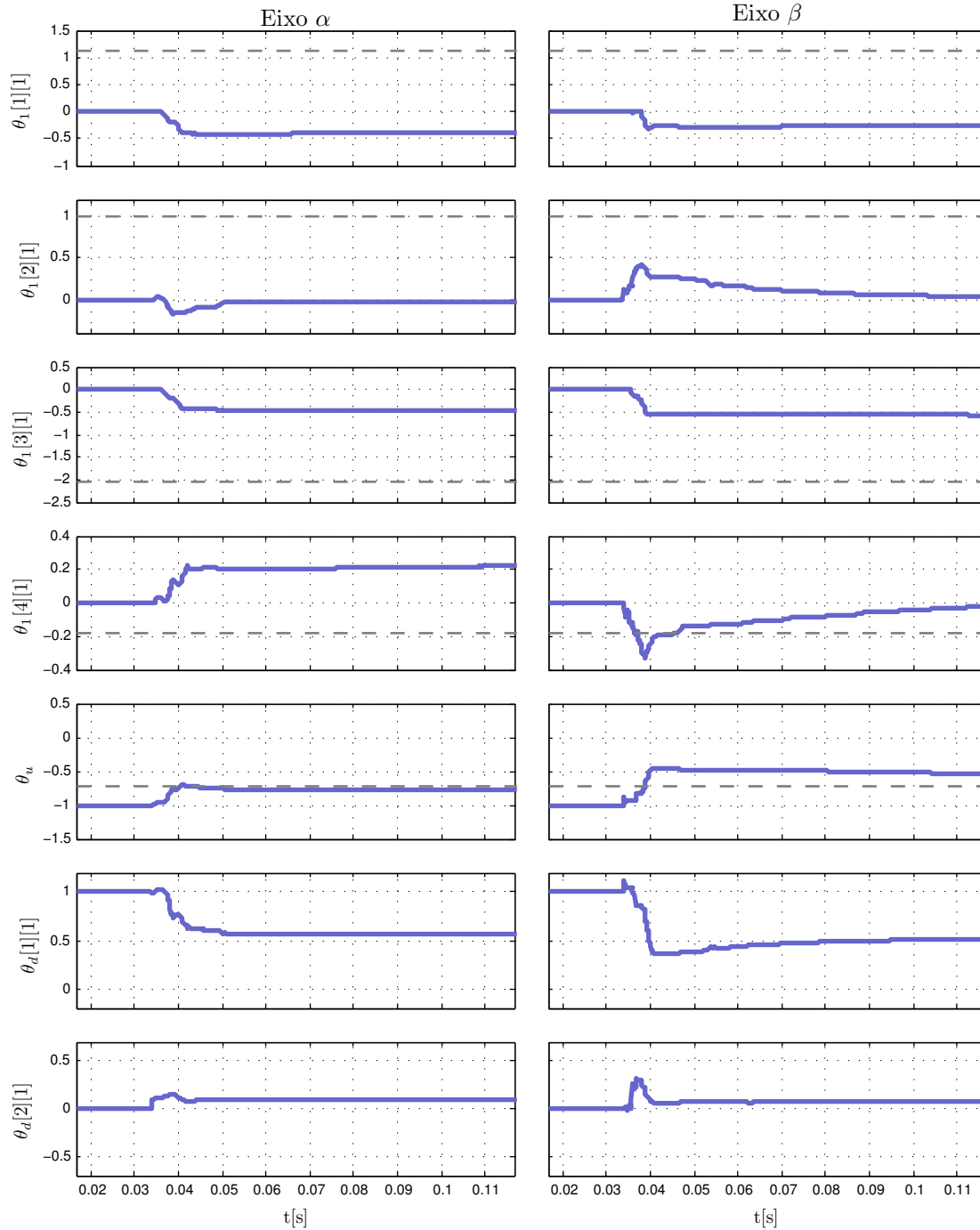


Figura 4.13 – Resultados de simulação. Adaptação dos ganhos de retroação durante a inicialização do controlador. Ganhos teóricos θ para a parcela modelada da planta $G_0(z)$ e adaptação paramétrica.

4.4.2 Resposta transitória

A Figura 4.14 mostra a resposta transitória de corrente resultante de uma mudança brusca na referência. Nesse caso, há uma variação de referência de corrente de 90° , referente à variação de potência reativa para potência ativa. É possível observar que a corrente do conversor rastreia a saída do modelo de referência e o erro de rastreamento $i_g - y_m$ é visível no transitório, apesar de pequeno. Isso é um indicativo de uma boa convergência dos parâmetros adaptados para valores que minimizam o erro aumentado.

As tensões de controle aplicadas pelo conversor em coordenadas $\alpha\beta$ são mostradas na Figura 4.15. A parcela responsável pela rejeição de distúrbios $\theta_d(k)$ é apresentada na Figura 4.16. Nota-se que esta parcela não é alterada pela variação da referência de corrente.

A resposta transitória para a variação da referência de corrente de 10A para 20A,

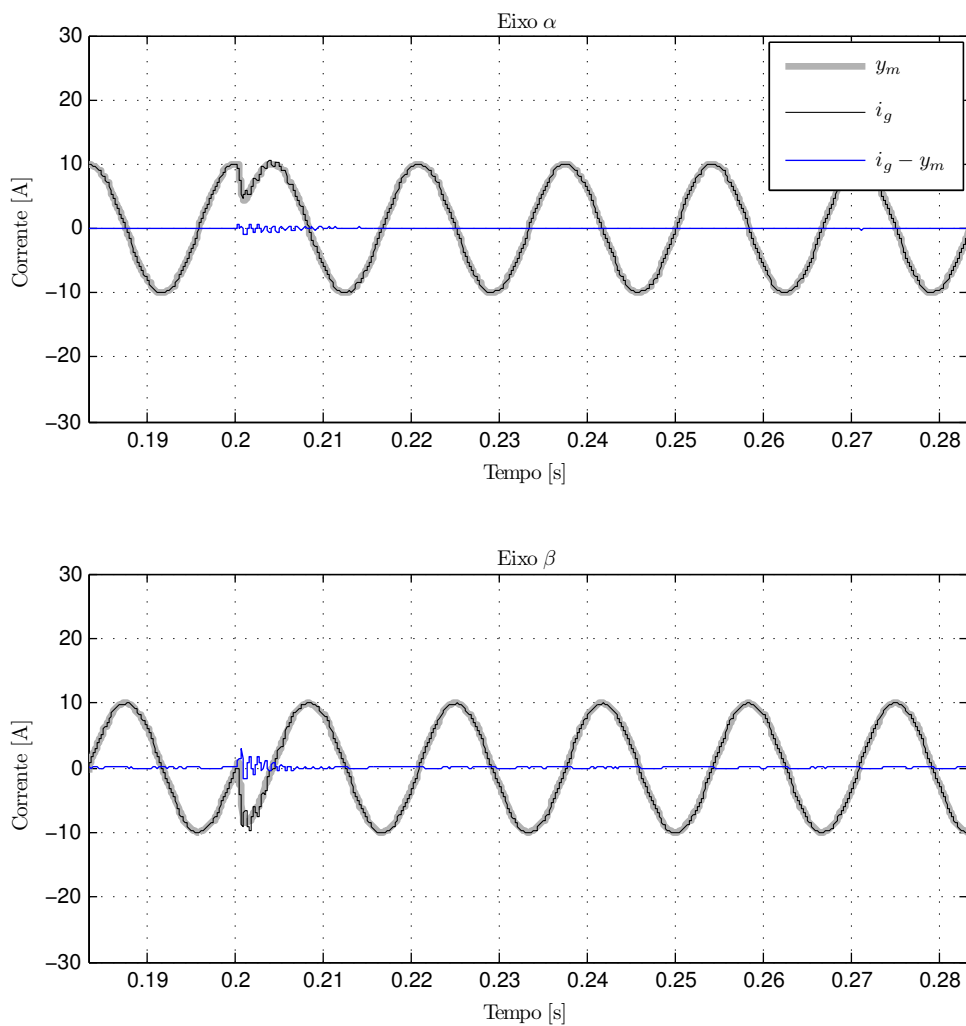


Figura 4.14 – Resultado de simulação. Resposta transitória ao degrau na referência e salto de fase de corrente do conversor.

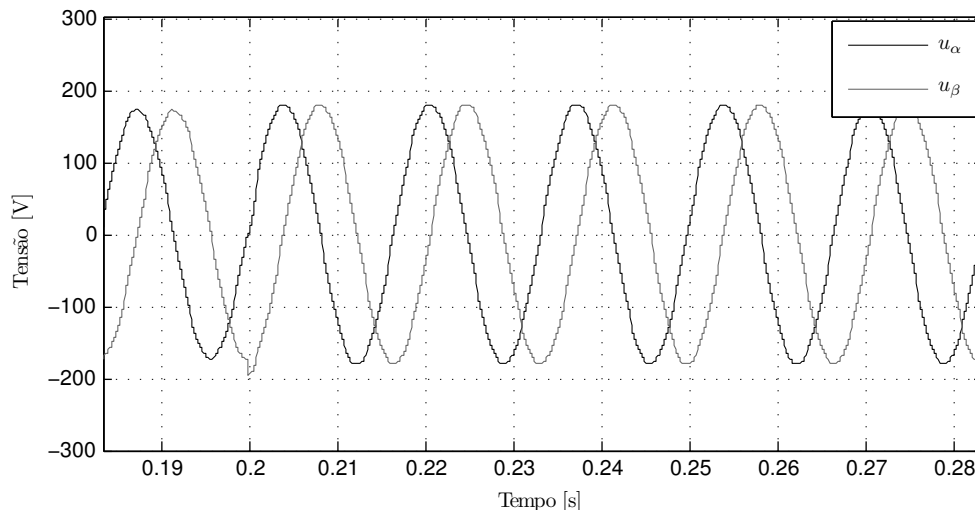


Figura 4.15 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$.

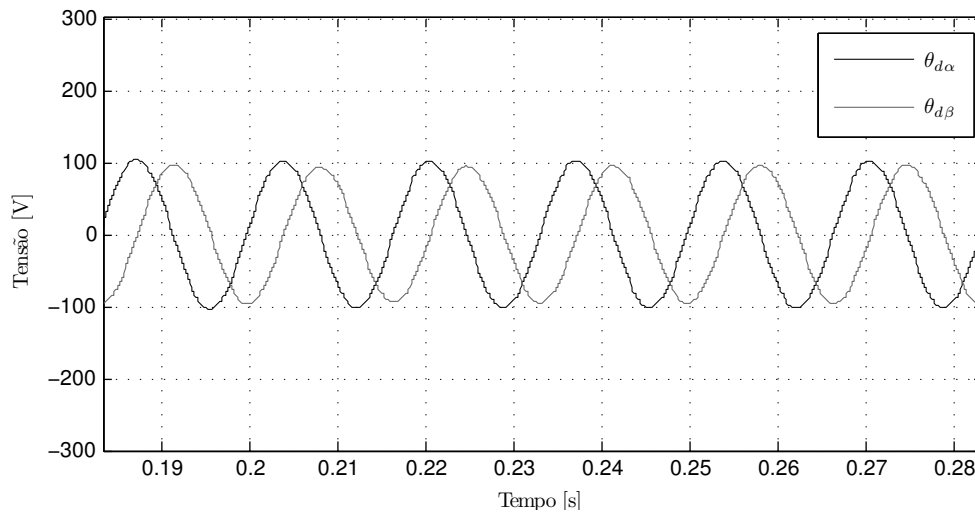


Figura 4.16 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$.

correspondente a uma variação de 0,5 para 1,0 p.u. de potência ativa, é apresentada na Fig. 4.17. Note também que há uma boa resposta do controlador.

As tensões de controle aplicadas pelo conversor em coordenadas $\alpha\beta$ são mostradas na Figura 4.18. A parcela responsável pela rejeição de distúrbios $\theta_d(k)$ é apresentada na Figura 4.19. Nota-se que esta parcela não é alterada pela variação da referência de corrente.

A Figura 4.20 mostra as correntes de uma das fases do conversor i_{ac} e da rede i_{ag} , bem como a tensão de fase v_{ag} . Como a corrente do conversor está em fase com a tensão, a corrente da rede apresenta uma pequena diferença de fase devido à corrente do capacitor. A Figura 4.21 mostra com mais clareza as correntes e a tensão de uma das fases. Observa-se que, no caso do controle da corrente da rede i_g , é possível obter corrente em fase com a tensão, permitindo assim o controle de potência ativa e reativa de forma

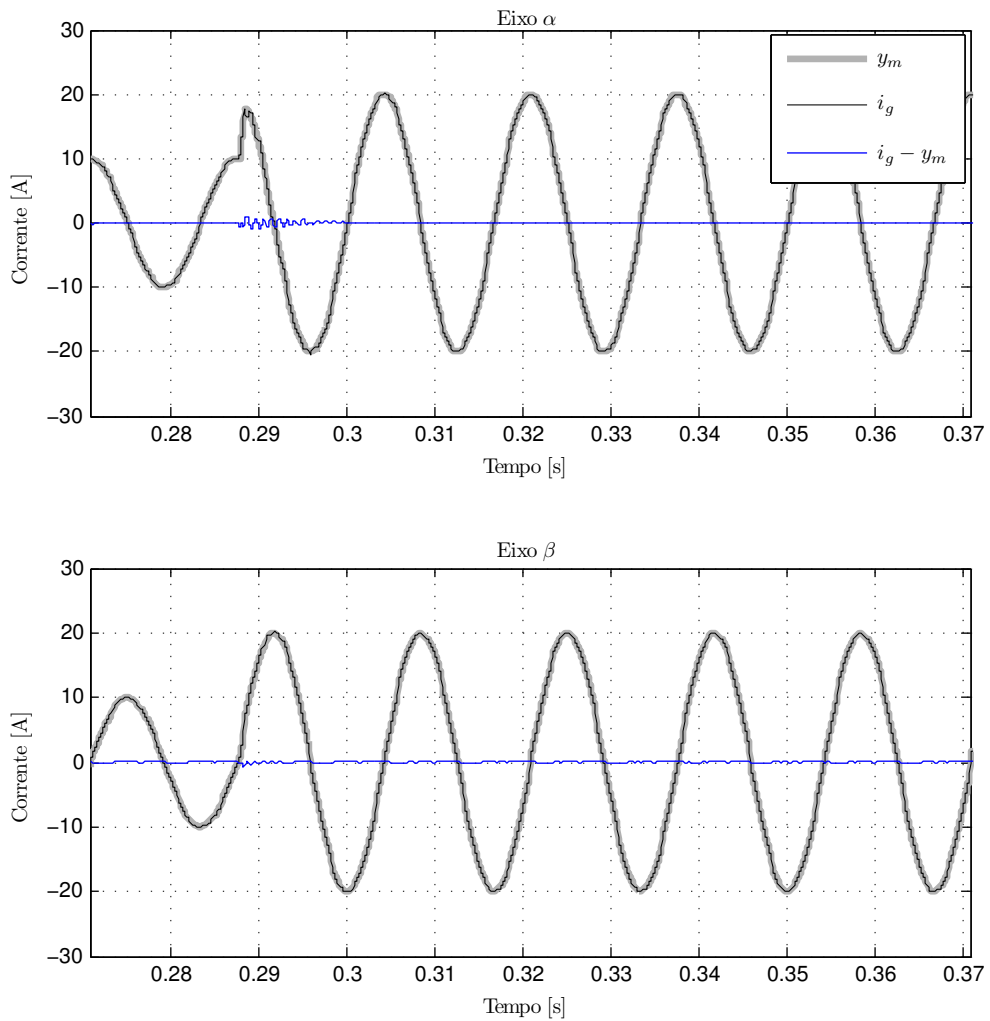


Figura 4.17 – Resposta transitória ao degrau na referência e salto de fase de corrente do conversor.

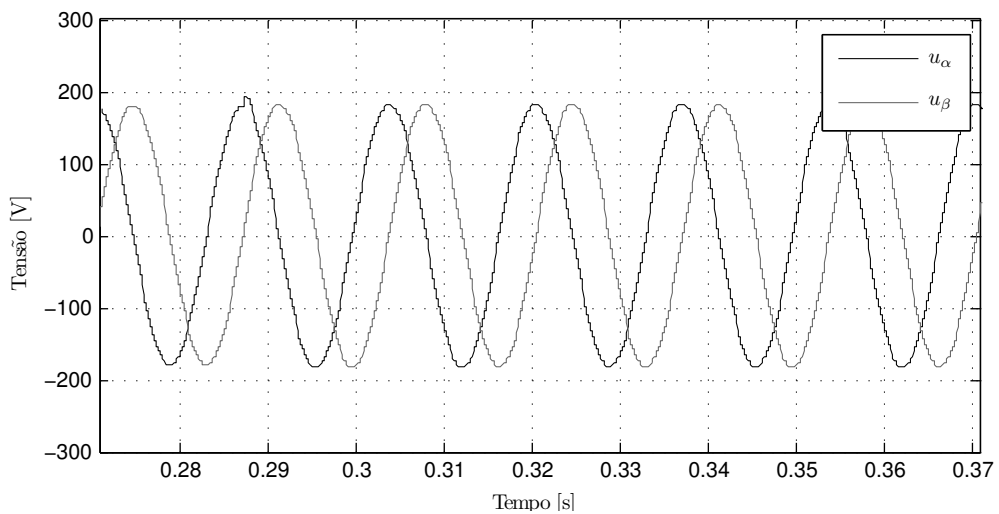


Figura 4.18 – Resultado de simulação. Tensão de controle em coordenadas $\alpha\beta$.

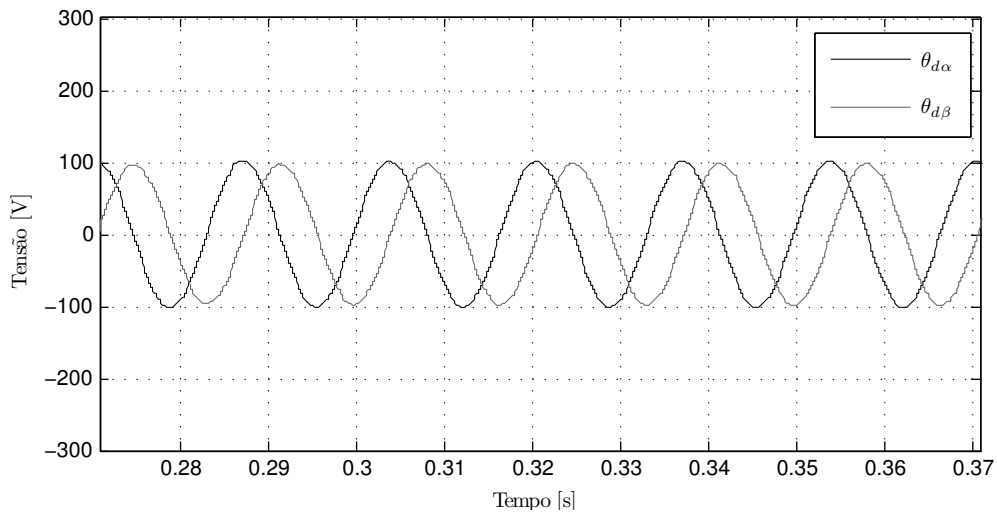


Figura 4.19 – Resultado de simulação. Componente $\theta_d(k)$ responsável pela rejeição do distúrbio de tensão da rede em coordenadas $\alpha\beta$.

independente.

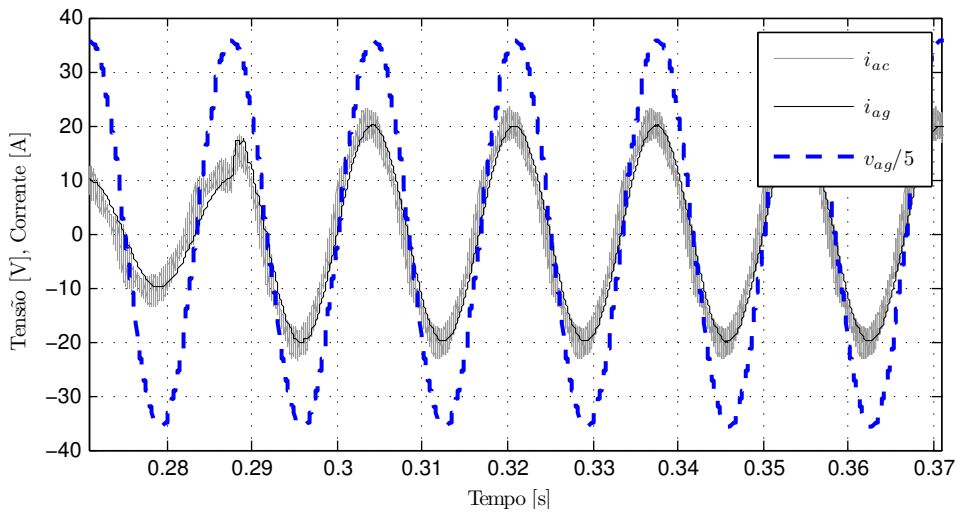


Figura 4.20 – Resultado de simulação. Corrente de uma das fases do conversor, corrente da rede e tensão de fase da rede em coordenadas $\alpha\beta$.

Estas simulações mostram que o controlador de corrente adaptativo por retroação de estados para aplicação em conversores conectados à rede tem a capacidade de garantir estabilidade, uma resposta transitória rápida e um bom desempenho em regime permanente. Ainda, a resposta transitória apresentou bons resultados, mesmo com dinâmicas não-modeladas.

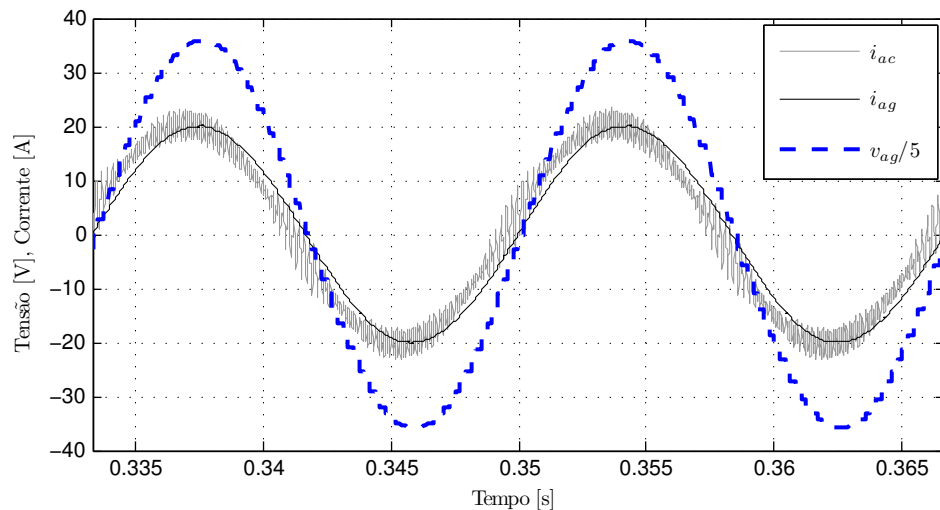


Figura 4.21 – Resultado de simulação. Corrente de uma das fases do conversor, corrente da rede e tensão de fase da rede em coordenadas $\alpha\beta$.

4.5 Resultados experimentais

O desempenho e estabilidade do controlador adaptativo robusto foi verificado experimentalmente em um protótipo de laboratório. O controlador foi implementado em um processador de sinais digitais (DSP) de ponto flutuante, modelo TMS320F28335 da empresa Texas Instruments[®]. O protótipo possui as características apresentadas na Tabela 2.1. A potência nominal é de 5,5kW. Os ensaios apresentados a seguir se referem ao ensaio de conexão com a rede do conversor com filtro LCL. Ambas as frequências de comutação e amostragem são de 4,8kHz. Os parâmetros de indutância da rede no ponto de conexão do conversor são desconhecidos. Nos resultados experimentais apresentados aqui, foi utilizado o algoritmo RLS com modificações para garantir robustez à dinâmicas não-modeladas. A seguir, serão mostrados resultados durante a inicialização do controlador.

4.5.1 Inicialização e partida do controlador

A Figura 4.22 mostra as correntes do conversor na partida do sistema, bem como durante variações na referência de corrente. O trecho (a) consiste em uma referência de corrente com um sinal persistentemente excitante para a planta em questão. Além de uma componente fundamental, são incluídas componentes de baixa amplitude de 3^a, 5^a, 7^a, 11^a e 13^a harmônicas. Estas componentes harmônicas são inseridas na referência de corrente do conversor para que haja convergência paramétrica dos ganhos de retroação. Após os parâmetros convergirem para um valor de regime permanente, as harmônicas são retiradas e a referência de corrente é senoidal na frequência da fundamental. Isso é mostrado no

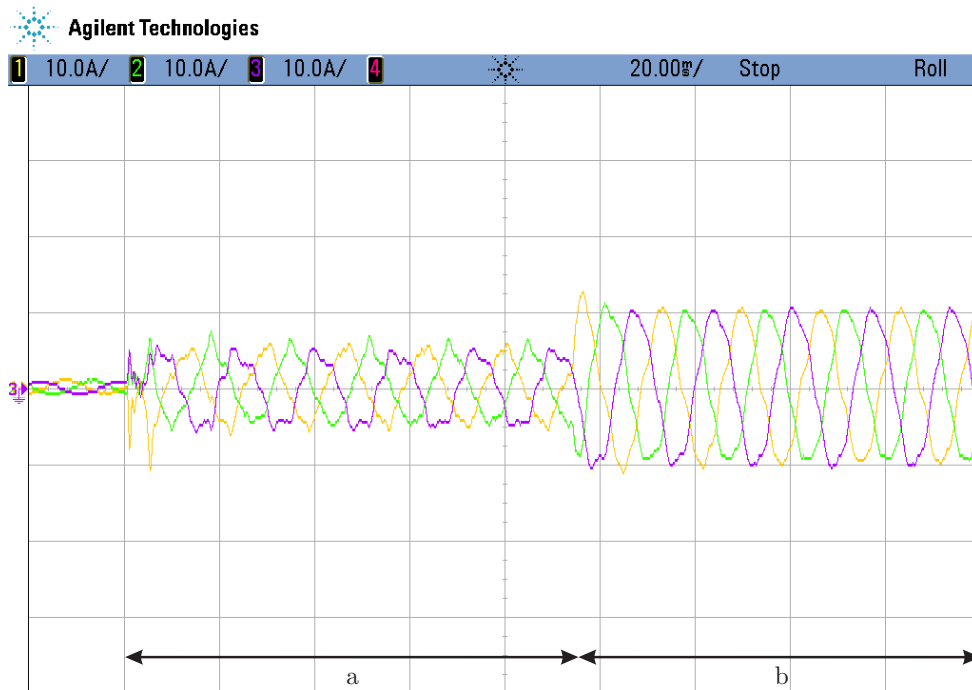


Figura 4.22 – Resultado experimental. Correntes da rede. (a) Sintonia do controlador através da injeção de correntes harmônicas sobrepostas à fundamental. (b) Referência puramente senoidal, de amplitude igual a 10A. Escala de corrente: 10 A/div. Escala de tempo: 20ms/div.

trecho (b), no qual a amplitude da corrente é de 10A. Mesmo que baixas amplitudes das componentes harmônicas, a convergência paramétrica foi verificada experimentalmente, como mostrado na Figura 4.23, na qual são mostrados os ganhos de retroação na partida do controlador de corrente.

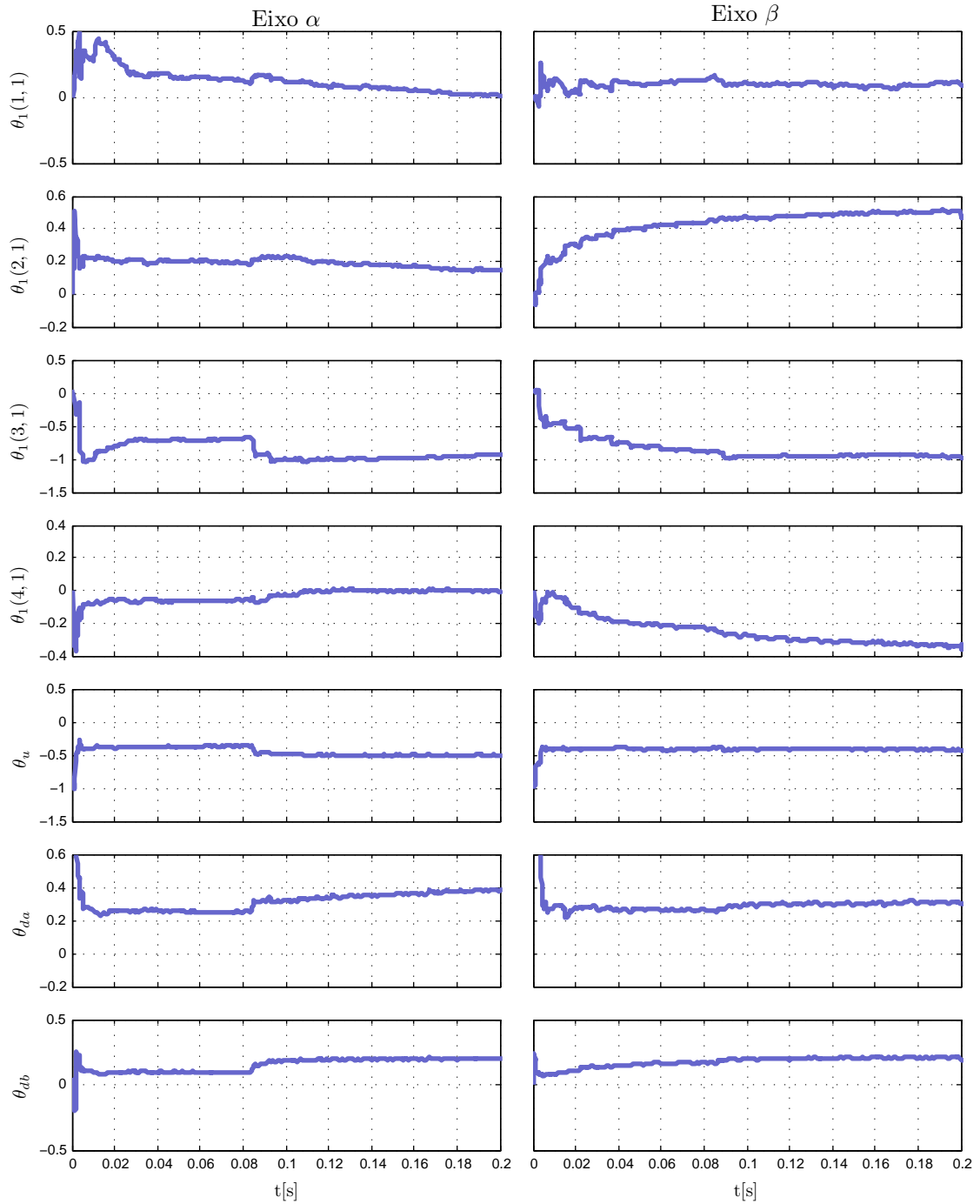


Figura 4.23 – Resultado experimental. Adaptação dos ganhos de retroação durante a partida do controlador de corrente.

4.5.2 Resposta transitória

Na Figura 4.24, a resposta transitória é verificada pela variação da amplitude da corrente de referência, que passa de 10A para 20A. Nota-se uma boa correspondência com os resultados de simulação apresentados anteriormente.

As correntes de controle nos eixos α e β , bem como as respectivas saídas do modelo de referência e os erros de rastreamento são apresentados nas Figuras 4.25 e 4.26, respectivamente. É possível verificar um erro de rastreamento pequeno, mesmo para grandes variações da referência de corrente. Isso comprova que os ganhos de retroação adaptativos fazem o sistema em malha fechada se comportar como o modelo de referência.

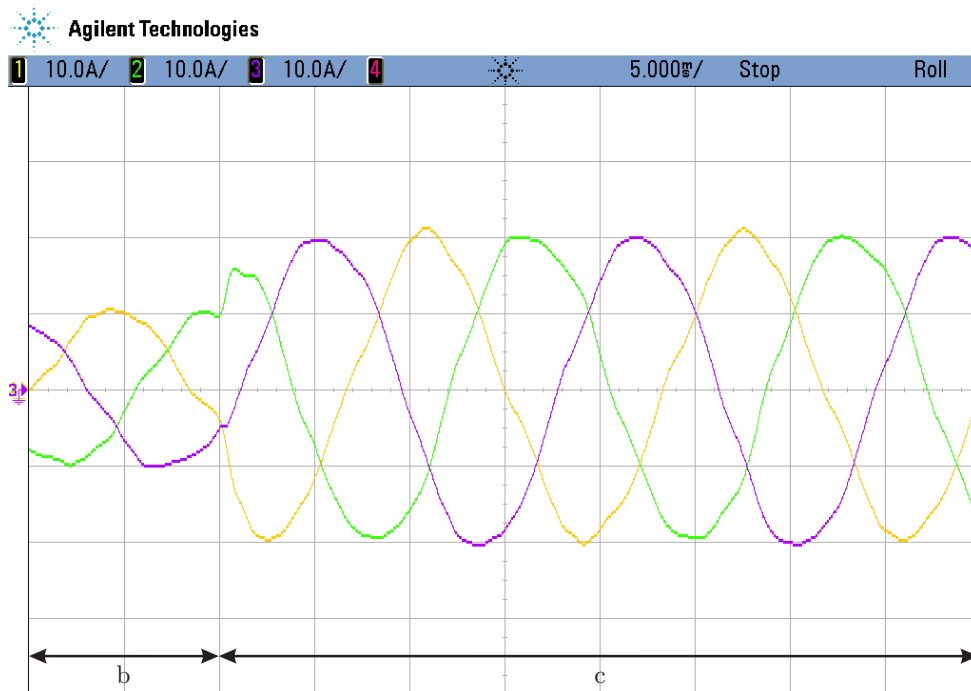


Figura 4.24 – Resultado experimental. Correntes do conversor. (b) Referência puramente senoidal, de amplitude igual a 10A. (c) Referência de corrente com amplitude igual a 20A. Escala de corrente: 10 A/div. Escala de tempo: 5ms/div.

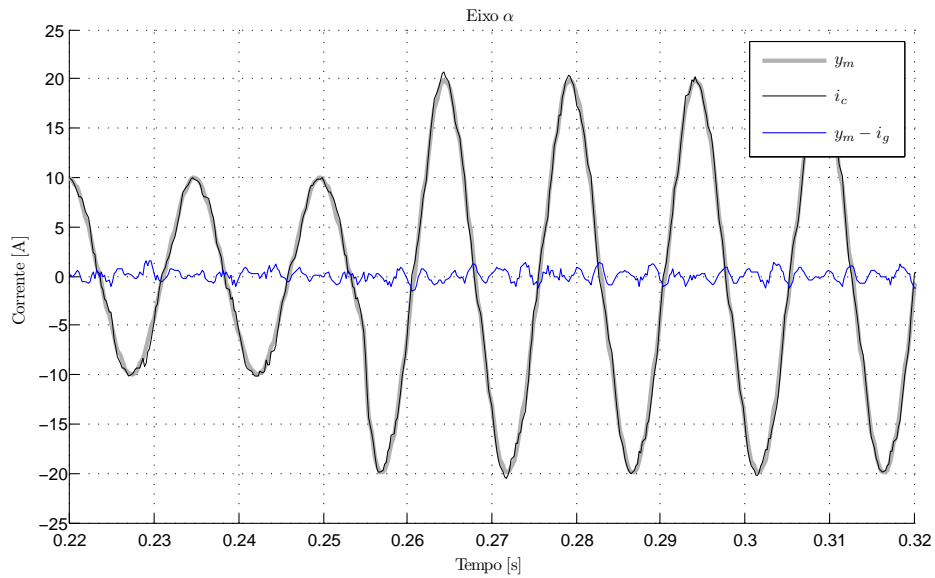


Figura 4.25 – Resultado experimental. Variáveis obtidas da memória interna do DSP. Correntes da rede no eixo α ($i_g(k)$), saída do modelo de referência ($y_m(k)$) e erro de rastreamento ($e(k) = y_m(k) - i_g(k)$).

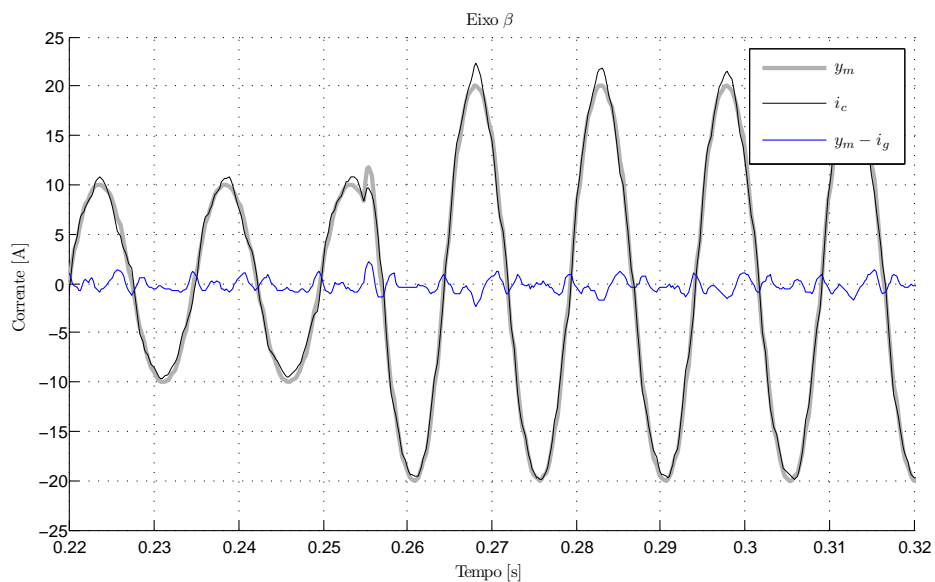


Figura 4.26 – Resultado experimental. Variáveis obtidas da memória interna do DSP. Correntes da rede no eixo β ($i_g(k)$), saída do modelo de referência ($y_m(k)$) e erro de rastreamento ($e(k) = y_m(k) - i_g(k)$).

4.6 Conclusão

Este capítulo apresentou um controlador adaptativo robusto de corrente da rede i_g em tempo discreto para conversores conectados à rede através de filtro LCL. O modelo discreto de fase não-mínima foi inicialmente transformado em um modelo nominal de fase mínima que apresenta dinâmicas não-modeladas da forma aditiva ou multiplicativa. Assim, foi possível aplicar o controlador adaptativo por retroação de estados robusto às dinâmicas não-modeladas. O controlador proposto apresentou um bom desempenho no rastreamento da referência de corrente, bem como na rejeição do distúrbio de tensão da rede. Resultados melhores podem ser obtidos com a inclusão de outras componentes harmônicas na parcela de rejeição de distúrbios da rede. Outro fator importante é a inclusão da modificação σ , que elimina a ação integral da atualização dos ganhos de retroação, garantindo robustez do adaptador.

No próximo capítulo são apresentadas comparações dos algoritmos adaptativos apresentados até aqui com algoritmos de ganhos fixos. O objetivo é apresentar as vantagens e desvantagens de cada controlador com relação à estabilidade em função das incertezas paramétricas, complexidade de implementação, tempo de processamento, dentre outras características.

5 COMPARAÇÃO DE CONTROLADORES DE CORRENTE PARA CONVERSORES COM FILTRO LCL

O objetivo desse capítulo é fazer uma comparação entre os controladores adaptativos utilizados e alguns controladores de corrente de ganhos fixos clássicos considerados na literatura. Não é uma tarefa fácil se fazer uma comparação justa entre diferentes algoritmos de controle, pois todos possuem vantagens e desvantagens. Por esse motivo, inicialmente serão definidos quais os critérios usados na comparação destes controladores. Algumas características analisadas serão: estabilidade com relação à incertezas paramétricas, complexidade de implementação, tempo de processamento da lei de controle. Quando se trata do controle da corrente do conversor i_c , é possível se readequar a referência de corrente de forma a garantir controle de potência ativa e reativa no ponto de conexão do conversor com a rede. Quando se trata do controle da corrente da rede i_g , é possível controlar diretamente a potência ativa e a potência reativa no ponto de conexão. Portanto, os controladores de corrente de ganhos fixos apresentados aqui são projetados para o controle da corrente da rede i_g . Nesta seção, será considerado o controle da corrente da rede i_g .

A seguir, serão abordados dois projetos de controladores de ganhos fixos: o controlador proporcional-integral (PI) em eixos síncronos $qd0$ e o controlador robusto incluindo a parcela ressonante em eixos estacionários $\alpha\beta0$.

5.1 Projeto de controladores de ganhos fixos

Nesta seção, serão apresentados os projetos de controladores de ganhos fixos usualmente empregados pela indústria e reportados pela academia. O primeiro trata de um controlador proporcional-integral implementado em eixos síncronos $qd0$ com o vetor de tensão de sequência positiva da rede. O segundo é um controlador robusto por retroação de estados em eixos estacionários $\alpha\beta0$ onde a incerteza associada à indutância da rede no ponto de conexão é considerada no projeto do controlador de corrente.

5.1.1 Controladores proporcionais-integrais em eixos síncronos $qd0$

Alguns dos controladores mais utilizados na indústria são os controladores proporcionais-integrais (PI). Para a regulação de corrente com controladores PI, é necessária uma transformação para eixos síncronos $qd0$ tal que as grandezas senoidais, na ausência de harmônicos, sejam representadas em regime permanente como grandezas constantes.

Há uma vasta literatura acerca desse assunto, tanto no controle de conversores

com filtro L como conversores com filtro LCL (BIERHOFF; FUCHS, 2009; DANNEHL; FUCHS; THØGERSEN, 2010; DANNEHL et al., 2010; DANNEHL; LISERRE; FUCHS, 2011). Os detalhes sobre a limitação do uso de controladores PI em conversores com filtro LCL conectados à rede são relatados em (DANNEHL; WESSELS; FUCHS, 2009).

Como visto no Capítulo 2, o modelo discreto em eixos síncronos $qd0$ tanto do conversor com filtro L quanto do conversor com filtro LCL é um modelo de duas entradas e duas saídas (MIMO), acoplado. Para o projeto dos controladores PI, geralmente despreza-se o acoplamento e o capacitor do filtro LCL e se considera uma indutância equivalente igual à soma das indutâncias do conversor L_c e da indutância da rede L_g . Seja o conversor conectado à rede com filtro LCL cujos parâmetros estão na Tabela 2.1. Consideremos o projeto dos controladores PI com rede forte, ou seja, $L_{g2} = 0$, cujos parâmetros de projeto são apresentados em (DANNEHL; WESSELS; FUCHS, 2009). Sejam o ganho proporcional $k_p = 0,3$ e o ganho integral $k_i = 150$. Isso resulta na seguinte função de transferência em tempo discreto do controlador PI

$$G_{PI}(z) = \frac{k_1 z + k_0}{z - 1}, \quad (5.1)$$

onde $k_1 = (2k_p + k_i T_s)/2$ e $k_0 = (k_i T_s - 2k_p)/2$.

É importante notar que o projeto do controlador PI não leva em consideração incertezas paramétricas, ou seja, este pode se tornar instável se os parâmetros de filtro ou da indutância da rede não forem os considerados no projeto. Por isso, uma análise detalhada da estabilidade com relação à incertezas paramétricas deve ser realizada antes da implementação de tal controlador.

A seguir será apresentado o projeto de um controlador robusto, de forma a contornar o problema da instabilidade do controlador devido à incertezas paramétricas. Estas são incluídas no projeto do controlador para garantir sua estabilidade em diferentes condições de rede.

5.1.2 Controladores robustos em eixos estacionários $\alpha\beta0$

Nessa seção será apresentado um projeto de controlador robusto em eixos estacionários $\alpha\beta0$. O projeto robusto garante a estabilidade para uma faixa de incerteza de impedância da rede predefinida pelo projetista. Como apresentado em (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009), o projeto do controlador robusto em eixos estacionários $\alpha\beta0$ pode ser executado fazendo-se uma malha de pré-amortecimento através de retroação de estados e uma malha externa de rejeição de distúrbios de tensão harmônica da rede e rastreamento da referência senoidal. A proposta apresentada considera este projeto em duas partes: projeto da malha interna e projeto da malha externa.

Por outro lado o projeto os projetos apresentados em (MASSING et al., 2011) e

(MACCARI JR. et al., 2012) realizam o projeto dos ganhos de retroação e os ganhos dos ressonantes de uma só vez, reduzindo o esforço de projeto. Os ganhos obtidos do projeto consistem nos ganhos de retroação dos estados da planta acrescidos dos ganhos relacionados aos estados dos controladores ressonantes na frequência fundamental, 3^a, 5^a e 7^a harmônicas. Para o conversor apresentado nessa tese, os ganhos de retroação obtidos que garantem a estabilidade do controlador para uma incerteza na indutância da rede $0\text{mH} \leq L_{g2} \leq 2,5\text{mH}$ foram os seguintes:

$$K = \begin{bmatrix} -3,905751742091822 \\ 0,600344625327117 \\ -1,066630732941343 \\ -0,936568991253590 \\ 11,441694858071514 \\ -11,767750937895833 \\ 0,822858497420764 \\ -3,636293337254962 \\ -9,652386246188835 \\ 2,725278785019838 \\ -18,750053430630473 \\ 7,551545376965557 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

A seguir serão apresentadas resultados de simulação comparando os controladores de ganhos fixos com o controlador adaptativo para o controle da corrente do lado da rede i_g .

5.2 Resultado da comparação dos controladores

Nesta seção, serão apresentadas comparações dos controladores de ganhos fixos com os controladores adaptativos com o objetivo de analisar a resposta transitória e as características de rejeição de distúrbio de tensão da rede.

5.2.1 Resultados de simulação - resposta transitória

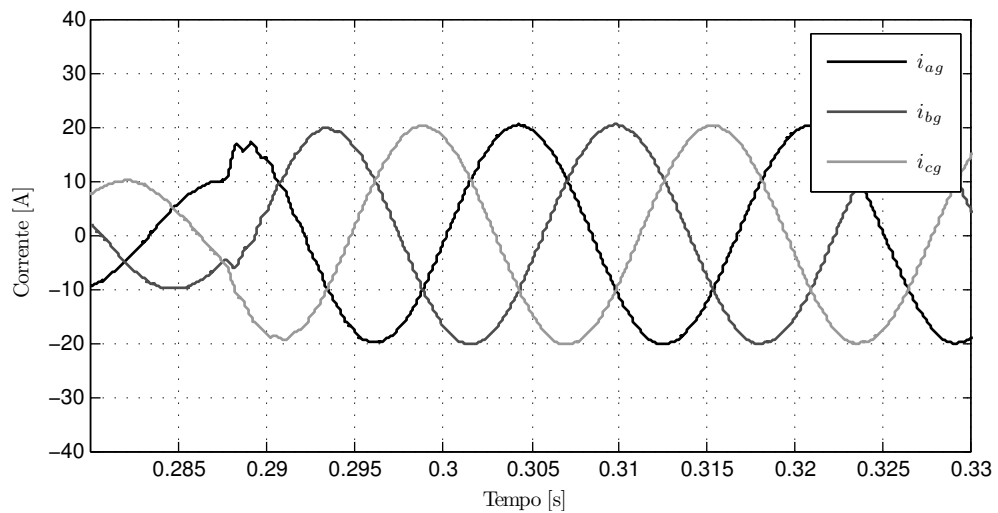
Inicialmente, serão apresentados os resultados de resposta transitória para o controlador PI em eixos síncronos $qd0$. A Figura 5.1(a) mostra a resposta transitória para o caso de rede forte considerado no projeto do controlador. Observa-se uma rápida resposta transitória. No entanto a Figura 5.1(b) mostra que, quando a impedância da rede tem valor de $L_{g2} = 2,5\text{mH}$, o controlador começa a apresentar tendência à instabilidade.

Resultados semelhantes são apresentados para o controlador robusto em eixos es-

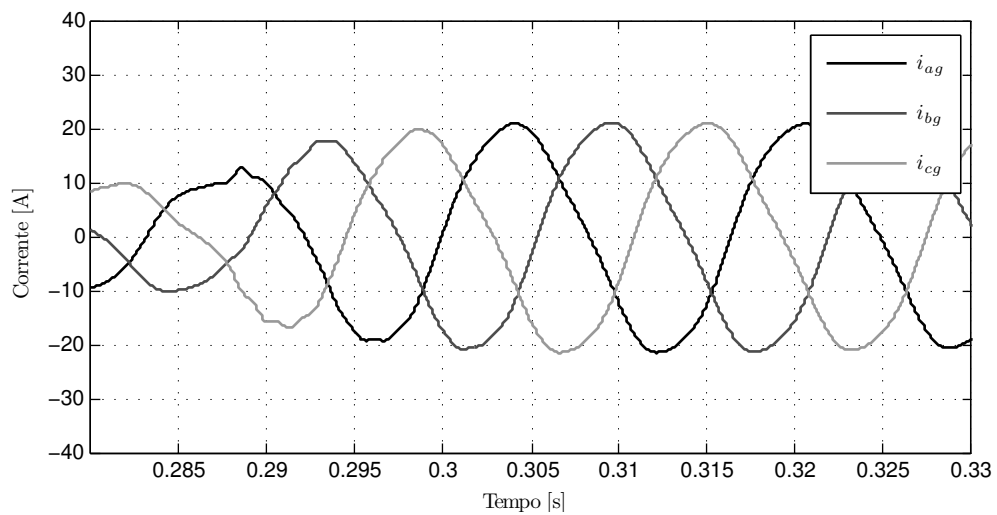
tacionários $\alpha\beta 0$. A Figura 5.2(a) mostra a resposta transitória para o caso de rede forte e a Figura 5.2(b) mostra a resposta transitória para o caso de rede fraca. Nota-se que, apesar de a resposta transitória ser mais lenta, a estabilidade e a rejeição de distúrbios da rede é garantida para a faixa de indutância da rede $0\text{mH} \leq L_{g2} \leq 2,5\text{mH}$.

Por fim, a Figura 5.3(a) apresenta os resultados de resposta transitória para o controlador adaptativo robusto apresentado no Capítulo 4 para o controle da corrente da rede i_g com condição de rede forte e a Figura 5.3(b) apresenta o resultado para condição de rede fraca. Nota-se respostas transitórias são rápidas e muito semelhantes, mesmo com uma grande diferença no parâmetro de indutância da rede. Isso ocorre porque o algoritmo adaptativo ajusta os ganhos para que o controlador de corrente em malha fechada se comporte de forma semelhante ao modelo de referência definido previamente.

A seguir, será apresentado o projeto do controlador de corrente robusto em eixos estacionários $\alpha\beta 0$.



(a) Condição de rede forte $L_{g2} = 0\text{mH}$



(b) Condição de rede fraca $L_{g2} = 2,5\text{mH}$

Figura 5.1 – Resultado de simulação. Controlador de corrente PI. Corrente da rede em condição de rede forte e fraca para uma variação de potência ativa de 0,5 para 1 p.u.

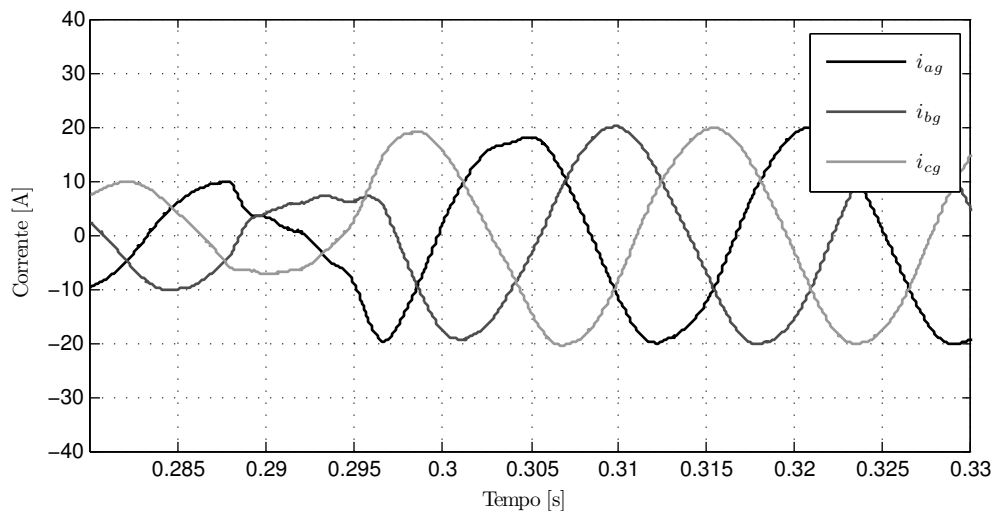
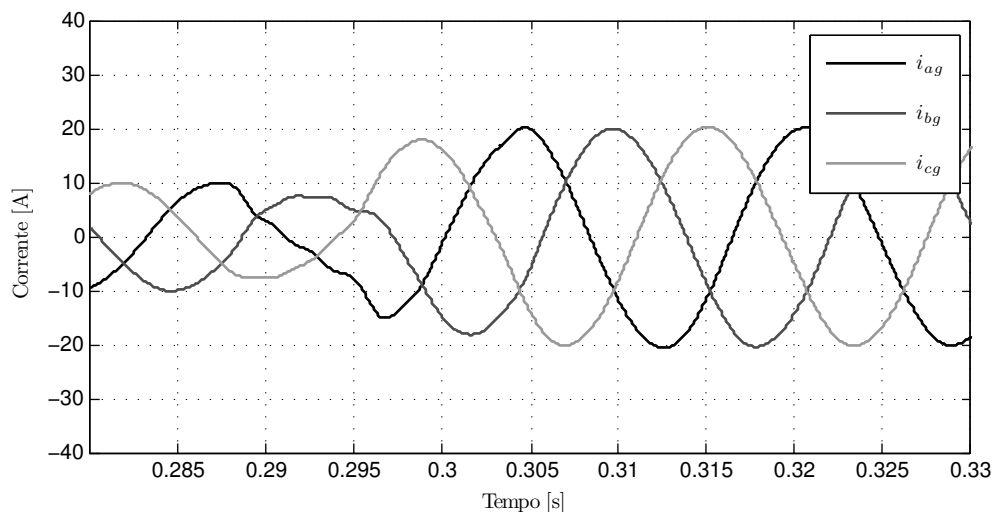
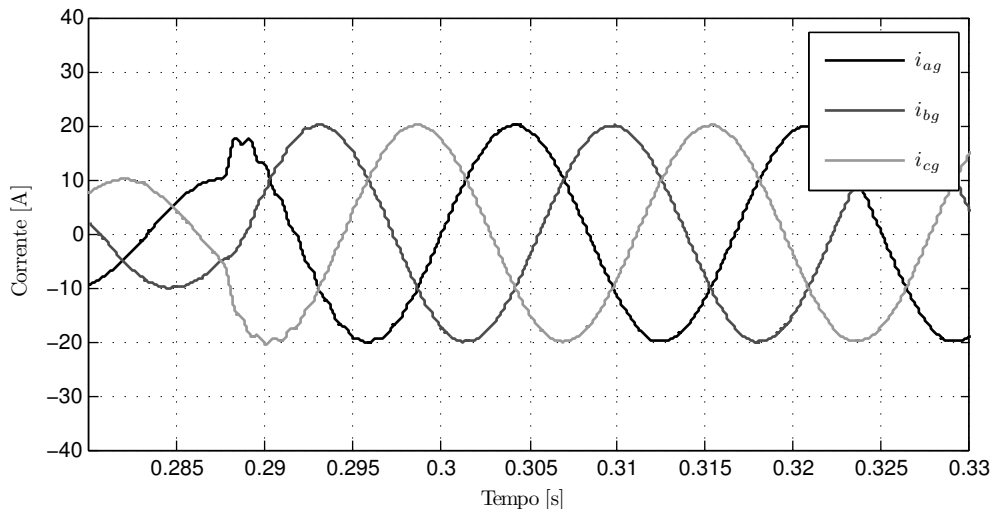
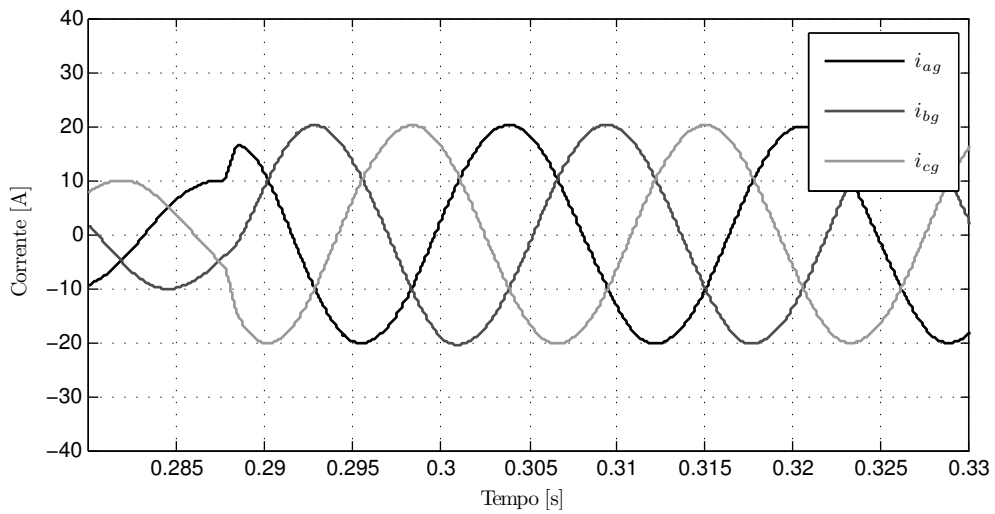
(a) Condição de rede forte $L_{g2} = 0\text{mH}$ (b) Condição de rede fraca $L_{g2} = 2,5\text{mH}$

Figura 5.2 – Resultado de simulação. Controlador de corrente robusto. Corrente da rede em condição de rede forte e fraca para uma variação de potência ativa de 0,5 para 1 p.u.



(a) Condição de rede forte $L_{g2} = 0\text{mH}$



(b) Condição de rede fraca $L_{g2} = 2,5\text{mH}$

Figura 5.3 – Resultado de simulação. Controlador de corrente adaptativo robusto. Corrente da rede em condição de rede forte e fraca para uma variação de potência ativa de 0,5 para 1 p.u.

5.2.2 Análise comparativa

Fazendo-se uma análise comparativa entre os três controladores descritos anteriormente, pode-se fazer as seguintes comentários:

1. Com relação à estabilidade do controlador de corrente, o controlador PI em eixos síncronos $qd0$, é o que apresenta piores características, pois no seu projeto não se leva em conta a incerteza no parâmetro de indutância da rede. Observa-se a tendência à instabilidade do controlador de corrente quando a indutância da rede não corresponde ao valor para o qual o controlador foi projetado. Por sua vez, o controlador robusto, cujo projeto leva em conta a incerteza no parâmetro de indutância da rede, permanece estável, porém seu desempenho é afetado. Já o controlador adaptativo apresenta a mesma característica de estabilidade para toda a faixa de incerteza paramétrica, pois os ganhos são ajustados de forma adaptativa.
2. Quanto ao conhecimento dos parâmetros da planta para realização do projeto dos controladores, ambos os controladores PI em eixos síncronos e robusto em eixos estacionários necessitam de tal conhecimento. Isso não é necessário para o controlador adaptativo, pois os ganhos são ajustados pelo algoritmo de adaptação, mesmo com uma inicialização ruim destes ganhos.
3. Quanto ao tempo de execução da lei de controle em processadores de sinais digitais (DSP), o tempo gasto para executar a implementação do controlador PI é o mais reduzido de todos. A rotina de implementação do algoritmo robusto apresenta um tempo de execução da rotina um pouco superior ao do controlador PI. Já o algoritmo adaptativo, devido às operações com matrizes, exige uma carga computacional maior. No entanto, para aplicações de alta potência, onde o preço do processador é reduzido se comparado com o preço de outras partes do conversor, isso não é um empecilho.

A Tabela 5.1 apresenta de forma resumida algumas comparações e as principais características dos controladores de corrente. Nota-se que o controlador adaptativo é uma boa alternativa quando não se conhece os parâmetros da rede no ponto de conexão do conversor, pois o ajuste dos ganhos não necessita de projeto manual.

Tabela 5.1 – Tabela comparativa de características dos controladores de corrente da rede i_g para conversores conectados à rede com filtro LCL.

Avaliação das características de cada controlador de corrente.			
	PI, em qd	Robusto, em $\alpha\beta$	RMRAC, em $\alpha\beta$
Estabilidade	Reduzida	Média, com restrições	Maior
Tempo de execução da rotina	Baixo	Médio	Alto
Projeto dos ganhos do controlador	Offline	Offline	Online
Exige conhecimento dos parâmetros da planta	Sim	Sim	Não

5.3 Conclusão

Nesse capítulo foram apresentadas comparações dos algoritmos adaptativos propostos com dois controladores clássicos de ganhos fixos, os controladores proporcionais-integrais em eixos síncronos $qd0$ e os controladores ressonantes em eixos estacionários $\alpha\beta0$. O esforço computacional de implementação destes controladores é reduzido se comparado com os controladores adaptativos. No entanto, se não forem projetados considerando a incerteza no parâmetro de indutância da rede, os controladores de ganhos fixos podem se tornar instáveis ou terem um mau desempenho no que se refere à amortecimento da ressonância e resposta transitória. Verificou-se que técnicas de controle adaptativo não exigem conhecimento prévio da indutância da rede no ponto de conexão do conversor com filtro LCL, bem como garante uma resposta transitória rápida, sendo uma boa alternativa para tal aplicação.

No próximo capítulo são apresentadas as conclusões e as propostas de trabalhos futuros.

6 CONCLUSÃO

6.1 Contribuições

Esta tese apresentou como contribuições:

- Modelagem em tempo discreto de conversores estáticos conectados à rede, principalmente quando se trata da representação em coordenadas síncronas $qd0$.
- Utilização de controladores adaptativos de corrente para conversores conectados à rede com filtro LCL, tanto da corrente do conversor i_c quanto da corrente da rede i_g , os quais não necessitam de ajuste manual de ganhos, garantindo a estabilidade do controlador para diferentes condições de impedância da rede.
- Apresentação de controladores que garantam a rejeição do distúrbio de tensão da rede (frequência fundamental), podendo estender o algoritmo de controle para o caso com a presença de harmônicos de tensão.

Os resultados apresentados têm por objetivo mostrar que a teoria de controle adaptativo pode ser utilizada em aplicações de eletrônica de potência com bons resultados. Como visto neste tese, a implementação de controladores adaptativos em tempo discreto exige alguns cuidados. Devido à complexidade de cálculos, o processador deve ser preferencialmente de ponto flutuante para evitar erros de truncamento e *overflow* de variáveis. Alguns problemas relacionados à implementação do controlador adaptativo são a convergência paramétrica dos ganhos, a exigência de sinal persistentemente excitante no sistema e a robustez dos controladores com relação à dinâmicas não-modeladas.

Alguns aspectos relativos à implementação do controlador adaptativo devem ser considerados:

- Quando o algoritmo RLS é utilizado, a capacidade computacional pode ser um fator limitante. Para processadores de baixa velocidade de processamento, esse pode ser um problema. No entanto, processadores de alta velocidade de processamento e de ponto flutuante podem ser utilizados quando o custo do processador é baixo comparado com os custos do conjunto gerador (pás de turbinas eólicas, torre, gerador, painéis solares, conversores, transformadores).
- Efeitos de tempo morto das chaves semicondutoras, não-idealidades, não-linearidades nos elementos do filtro, diferenças entre os valores de indutância e capacitância de cada fase tem influência nos resultados. Estas não-idealidades não são consideradas

na formulação teórica e algum acoplamento entre os eixos α e β pode ocorrer. Isso não é verificado em simulações, mas pode ser observado nos resultados experimentais.

Os resultados mostraram o bom desempenho do controlador de corrente comparado com outros controladores. Além de garantir estabilidade, algo não-trivial no projeto de controladores de ganhos fixos, os controladores adaptativos garante um bom desempenho transitório. Ainda, o projeto do controlador passa exclusivamente pela definição do modelo de referência $W_m(z)$ e do algoritmo de adaptação, simplificando o projeto.

6.2 Sugestão de trabalhos futuros

Alguns tópicos que não foram abordados na tese e que podem ser abordados em trabalhos futuros são:

- Considerar o controlador adaptativo por modelo de referência (tanto o caso não robusto quanto o caso robusto à dinâmicas não-modeladas) utilizando a abordagem entrada-saída ao invés de retroação total de estados, o que reduz o número de sensores que devem ser utilizados. Pode-se assim definir até que ponto a redução no número de sensores influencia na resposta transitória e convergência paramétrica.
- A utilização da transformada delta para contornar o problema dos zeros de amostragem, como mostrado em (GOODWIN et al., 1986), não apresentou bons resultados. Porém, alguns trabalhos mais recentes incluem os zeros dentro do círculo de raio unitário no projeto do controlador, podendo ser uma alternativa para o controle da corrente da rede usando modelo de referência discreto.
- Com o *adaptive feedforward compensation* (AFC), verificar a variação dos zeros da planta aumentada e garantir que estes estejam dentro do círculo de raio unitário no plano z (UENG; CHEN; CHEN, 1990), (DE LA SEN; PEÑA, 1998).
- Verificar se é possível a utilização de técnicas de múltiplas amostras (*multirate*) para o controle da corrente da rede (MINAMIDE, 1992), (MIYASATO, 1992).
- Todo o estudo apresentado nesta tese é baseado na existência de um só conversor conectado à rede no ponto de conexão comum. Na realidade, podem existir diversos conversores conectados ao mesmo ponto, o que muda a ordem da planta e pode gerar ressonâncias em outras frequências (INZUNZA et al., 2010), (LU et al., 2012), (LI; XU, 2013), (AGORRETA et al., 2011), (HE et al., 2013a). Por isso, uma proposta é obter modelos e investigar os efeitos da conexão de vários conversores em paralelo, bem como analisar a operação de controladores clássicos de ganhos fixos,

bem como dos controladores adaptativos apresentados nesta tese, verificando se há alguma interação entre os conversores.

- Simular os controladores adaptativos em simuladores de sistemas de potência para validar estes controladores em altas potências (na ordem de MW).
- Investigar o comportamento durante afundamentos de tensão e investigar a capacidade de LVRT dos controladores adaptativos propostos, comparando com outros controladores.
- Investigar o filtro LLCL (WU; HE; BLAABJERG, 2012), (WU; HE; BLAABJERG, 2013).
- Analisar a estabilidade de controladores através da característica da rede no ponto de conexão do conversor (SUN, 2011).

REFERÊNCIAS

- ABBES, M.; BELHADJ, J. New control method of a robust NPC converter for renewable energy sources grid connection. **Electric Power Systems Research**, 2012. v. 88, p. 52–63, July 2012.
- AGORRETA, J. L. et al. Modeling and control of N-paralleled grid-connected inverters with LCL filter coupled due to grid impedance in PV plants. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2011. v. 26, n. 3, p. 770–785, March 2011.
- AHMED, K. H.; FINNEY, S. J.; WILLIAMS, B. W. Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation. In: **Compatibility in Power Electronics. CPE '07**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–9.
- AHMED, K. H. et al. Sensorless current control of three-phase inverter-based distributed generation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2009. v. 24, n. 2, p. 919–929, April 2009.
- _____. A modified stationary reference frame-based predictive current control with zero steady-state error for LCL coupled inverter-based distributed generation system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2011. v. 58, n. 4, p. 1359–1370, April 2011.
- ARCURI, S. et al. Stability analysis of grid inverter LCL-filter resonance in wind or photovoltaic parks. In: **IEEE 37th Annual Conference of Industrial Electronics. IECON 2011**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2499–2504.
- ÅSTRÖM, K. J. Direct methods for nonminimum phase systems. In: **19th IEEE Conference on Decision and Control including the Symposium on Adaptive Processes, 1980**. [S.l.: s.n.], 1980. p. 611–615.
- ÅSTRÖM, K. J.; HAGANDER, P.; STERNBY, J. Zeros of sampled systems. In: **19th IEEE Conference on Decision and Control including the Symposium on Adaptive Processes**. [S.l.: s.n.], 1980. v. 19, p. 1077–1081.
- _____. Zeros of sampled systems. **Automatica**, 1984. v. 20, n. 1, p. 31–38, 1984.
- ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. Self-tuning controllers based on pole-zero placement. **IEE Proceedings D. - Control Theory and Applications**, 1980. v. 127, n. 3, p. 120–130, May 1980.
- _____. **Adaptive Control (2nd Edition)**. [S.l.]: Addison-Wesley, 1994. ISBN 0201558661.
- BIERHOFF, M. H.; FUCHS, F. W. Active damping for three-phase PWM rectifiers with high-order line-side filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. v. 56, n. 2, p. 371–379, February 2009.

- BINA, M. T.; PASHAJAVID, E. An efficient procedure to design passive LCL-filters for active power filters. **Electric Power Systems Research**, 2009. v. 79, n. 4, p. 606–614, April 2009.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2006. v. 53, n. 5, p. 1398–1409, October 2006.
- BLASKO, V.; KAURA, V. A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1997. v. 33, n. 2, p. 542–550, March/April 1997.
- BOTTERÓN, F. **Controladores Discretos de Tensão Baseados no Princípio do Modelo Interno Aplicados a Inversores Trifásicos PWM**. 2005. 220 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2005.
- BOTTERÓN, F.; PINHEIRO, H. A three-phase UPS that complies with the Standard IEC 62040-3. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2007. v. 54, n. 4, p. 2120–2136, August 2007.
- BUENO, E. J. et al. Current control of voltage source converters connected to the grid through an LCL-filter. In: **IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 68–73.
- BUSO, S.; MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. Comparison of current control techniques for active filter applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1998. v. 45, n. 5, p. 722–729, October 1998.
- CÂMARA, H. T. et al. Controle de velocidade de baixo custo para motores de indução sem sensores mecânicos. **Eletrônica de Potência (Florianópolis)**, 2007. v. 12, p. 233–243, 2007.
- CÂMARA, H. T.; GRÜNDLING, H. A. A MMRAC controller applied to encoderless speed control induction motor drives. **Eletrônica de Potência (Florianópolis)**, 2005. v. 10, n. 2, p. 49–56, 2005.
- CAMARGO, R. F. de; PINHEIRO, H. Synchronisation Method for Three-Phase PWM Converters Under Unbalanced and Distorted Grid. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, 2006. v. 153, n. 5, p. 763–772, September 2006.
- CARATI, E. G. **Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência e Controle Repetitivo em Tempo Discreto: Uma Abordagem Entrada/Saída**. 2003. 217 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2003.
- CARDOSO, R. et al. Kalman Filter Based Synchronisation Methods. **IET Generation, Transmission e Distribution**, 2008. v. 2, n. 4, p. 542–555, July 2008.

- CASTILLA, M. et al. Control design guidelines for single-phase grid-connected photovoltaic inverters with damped resonant harmonic compensators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. v. 56, n. 11, p. 4492–4501, November 2009.
- CHALAM, V. V. **Adaptive control systems: techniques and applications**. [S.l.]: CRC Press, 1987. 544 p.
- CHEN, T.; FRANCIS, B. **Optimal Sampled-Data Control Systems**. Ney York, USA: Springer-Verlag, 1995. ISBN 3540199497.
- CIOBOTARU, M. et al. Online grid impedance estimation for single-phase grid-connected systems using PQ variations. In: **IEEE 38th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2306–2312.
- COBRECES, S. et al. Grid impedance monitoring system for distributed power generation electronic interfaces. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, 2009. v. 58, n. 9, p. 3112–3121, September 2009.
- DAI, M. **Control of Power Electronic Converters in Distributed Power Generation Applications**. 2005. 174 f. Tese (Doctor of Philosophy) — Ohio State University, Columbus, Ohio, United States of America, 2005.
- DANNEHL, J.; FUCHS, F. W.; HANSEN, S. PWM rectifier with LCL-filter using different current control structures. In: **European Conference on Power Electronics and Applications, 2007. EPE 07**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10.
- 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**, 2010. v. 46, n. 4, p. 1509–1517, July/August 2010.
- DANNEHL, J.; FUCHS, F. W.; THØGERSEN, P. B. PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2010. v. 25, n. 9, p. 2320–2330, September 2010.
- DANNEHL, J.; LISERRE, M.; FUCHS, F. W. Filter-based active damping of voltage source converters with LCL filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2011. v. 58, n. 8, p. 3623–3633, August 2011.
- 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**, 2009. v. 56, n. 2, p. 380–388, February 2009.
- DATTA, A. Robustness of discrete-time adaptive controllers: An input-output approach. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1993. v. 38, n. 12, p. 1852–1857, December 1993.

- DATTA, A.; OCHOA, J. Adaptive internal model control: Design and stability analysis. **Automatica**, 1996. v. 32, n. 2, p. 261–266, February 1996.
- DE LA SEN, M.; PEÑA, A. Synthesis of controllers for arbitrary pole placement in discrete plants including unstable zeros with extensions to adaptive control. **Journal of the Franklin Institute**, 1998. v. 335, n. 3, p. 471–502, April 1998.
- DELLA FLORA, L.; GRÜNDLING, H. A. Digital environment for sinusoidal vibration test control of an AC power source-fed electrodynamic shaker. **Eletrônica de Potência (Florianópolis)**, 2006. v. 11, p. 167–174, 2006.
- _____. Design of a robust model reference adaptive voltage controller for an electrodynamic shaker. **Eletrônica de Potência (Florianópolis)**, 2008. v. 13, n. 3, p. 133–140, August 2008.
- _____. Time domain sinusoidal acceleration controller for an electrodynamic shaker. **IET Control Theory & Applications**, 2008. v. 2, p. 1044–1053, 2008.
- DRAOU, A.; SATO, Y.; KATAOKA, T. A new state feedback based transient control of PWM AC to DC voltage type converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 1995. v. 10, n. 6, p. 716–724, November 1995.
- 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**, 1951. v. 70, n. 2, p. 1248–1255, July 1951.
- ELLIOTT, H. Direct adaptive pole placement with application to nonminimum phase system. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1982. v. 27, n. 3, p. 720–722, June 1982.
- ELLIOTT, H.; GOODWIN, G. C. Adaptive implementation of the internal model principle. In: **23rd IEEE Conference on Decision and Control. CDC'84**. [S.l.: s.n.], 1984. v. 23, p. 1292–1297.
- ESPÍ HUERTA, J. M. et al. A synchronous reference frame robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010. March 2010.
- FENG, G.; PALANISWAMI, M. Unified treatment of internal model principle based adaptive control algorithms. **International Journal of Control**, 1991. v. 54, n. 4, p. 883–901, April 1991.
- _____. A stable adaptive implementation of the internal model principle. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1992. v. 37, n. 8, p. 1220–1225, August 1992.
- FIGUERES, E. et al. Modelling and control of a 100kW photovoltaic inverter with an LCL grid filter for distributed power systems. In: **European Conference on Power Electronics and Applications, 2007. EPE 07**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10.

- FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, 1918. v. 37, n. 2, p. 1027–1140, July 1918.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. **Automatica**, 1976. v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976.
- FUCHS, F.; DANNEHL, J.; FUCHS, F. W. Discrete sliding mode current control of grid-connected three-phase PWM converters with LCL filter. In: **IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 779–785.
- GABE, I. J. et al. Stability analysis of grid-connected voltage source inverters with LCL-filters using partial state feedback. In: **European Conference on Power Electronics and Applications, 2007. EPE 07**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–10.
- _____. Projeto e implementação de um controlador de corrente robusto para inversores com filtro LCL conectados à rede com incertezas paramétricas. **SBA Controle & Automação**, 2009. v. 20, n. 1, p. 94–104, Março 2009.
- 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**, 2009. v. 24, n. 6, p. 1444–1452, June 2009.
- GABE, I. J.; PINHEIRO, H. Multirate state estimator applied to the current control of PWM-VSI connected to the grid. In: **IEEE 34th Annual Conference of Industrial Electronics. IECON 2008**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2189–2194.
- GONG, B.; XU, D. Comparison of LCL-filter-based PWM rectifier with different current sensor positions. In: **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.
- GOODWIN, G. C.; CHAN, S. W. Model reference adaptive control of system having purely deterministic disturbances. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1983. v. 28, n. 8, p. 855–858, August 1983.
- GOODWIN, G. C. et al. Rapprochement between continuous and discrete model reference adaptive control. **Automatica**, 1986. v. 22, n. 2, p. 199–207, March 1986.
- GOODWIN, G. C.; SIN, K. S. **Adaptive Filtering Prediction and Control**. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall Inc., 1984.
- GREEN, T. C.; PRODANOVIĆ, M. Control of inverter-based micro-grids. **Electric Power Systems Research**, 2007. v. 77, n. 9, p. 1204–1213, July 2007.
- GRÜNDLING, H. A.; CARATI, E. G.; PINHEIRO, J. R. Um controle adaptativo robusto repetitivo por modelo de referência aplicado a UPS. In: **XII Congresso Brasileiro de Automática, CBA 1998**. [S.l.: s.n.], 1998. II, p. 555–559.

HAN, Z.; FRANK, P. M. Comment on 'Modified least squares algorithm incorporating exponential resetting and forgetting'. **International Journal of Control**, 1997. v. 68, n. 4, p. 947–953, April 1997.

HE, J.; LI, Y. W. Generalized closed-loop control schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters with LC or LCL filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012. v. 27, n. 4, p. 1850–1861, April 2012.

HE, J. et al. Investigation and active damping of multiple resonances in a parallel-inverter-based microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2013. v. 28, n. 1, p. 234–246, January 2013.

HE, N. et al. Weighted average current control in a three-phase grid inverter with an LCL filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2013. v. 28, n. 6, p. 2785–2797, June 2013.

HEIER, S. **Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems**. England: John Wiley & Sons, 2006. ISBN 0-470-86899-6.

HUERTA, F. et al. Novel control of three-phase active front-end converter with compensation of unknown grid-side inductance. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2011. v. 58, n. 8, p. 3275–3286, August 2011.

IEC 61000-3-12 ed2.0. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-12: Limits - Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current >16 A and ≤ 75 A per phase. 2011. 2011.

IEC 61000-3-2 ed3.0. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase). 2005. 2005.

IEEE Std 1547-2003. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. 2003. 2003.

IEEE Std.100. The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Terms. 2000. 2000.

INZUNZA, R. et al. Parallel connection of grid-connected LCL inverters for MW-scaled photovoltaic systems. In: **International Power Electronics Conference - IPEC 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1988–1993.

IOANNOU, P.; TSAKALIS, K. A robust discrete-time adaptive controller. In: **25th IEEE Conference on Decision and Control. CDC'86**. [S.l.: s.n.], 1986. v. 25, p. 838–843.

IOANNOU, P. A.; TSAKALIS, K. S. A robust direct adaptive controller. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1986. v. 31, n. 11, p. 1033–1043, November 1986.

JANECKI, D. Direct adaptive pole placement for plants having purely deterministic disturbances. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1987. v. 32, n. 2, p. 187–189, February 1987.

- JÓOS, G.; PINHEIRO, H.; KHORASANI, K. DSP implementation of neural network-based controller for voltage PWM rectifier. In: **IEEE Proceedings on Digital Signal Processing Applications. TENCN'96**. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 883–888.
- JULEAN, A. **Active damping of LCL filter resonance in grid connected applications**. 2009. 83 p. Dissertação (Mestrado) — Institute of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg, Denmark, 2009.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1998. v. 45, n. 5, p. 691–703, October 1998.
- KHAJEHODDIN, S. A. et al. A control design approach for three-phase grid-connected renewable energy resources. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, 2011. v. 2, n. 4, p. 423–432, October 2011.
- KIM, J.-H.; CHOI, K.-K. Direct adaptive control with integral action for nonminimum phase systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1987. v. 32, n. 5, p. 438–442, May 1987.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 2. ed. [S.l.]: IEEE Press, 2002. 613 p. ISBN 9780471143260.
- KULKA, A. **Sensorless Digital Control of Grid Connected Three Phase Converters for Renewable Sources**. 2009. 147 f. Tese (Doctor of Philosophy) — Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway, 2009.
- LEDWICH, G.; SHARMA, H. Connection of inverters to a weak grid. In: **IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 1018–1022.
- LI, R.; XU, D. Parallel operation of full power converters in permanent-magnet direct-drive wind power generation system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2013. v. 60, n. 4, p. 1619–1629, April 2013.
- LI, W. et al. Full-feedforward schemes of grid voltages for a three-phase LCL-type grid-connected inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2013. v. 60, n. 6, p. 2237–2250, June 2013.
- LIMONGI, L. et al. Digital current-control schemes. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2009. v. 3, n. 1, p. 20–31, March 2009.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2005. v. 41, n. 5, p. 1281–1291, September/October 2005.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R. Grid impedance estimation via excitation of LCL-filter resonance. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2007. v. 43, n. 5, p. 1401–1407, September/October 2007.

- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2006. v. 21, n. 1, p. 263–272, January 2006.
- LIU, F. et al. Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system with LCL filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. v. 56, n. 11, p. 4483–4491, November 2009.
- LJUNG, L. **System Identification: Theory for the User**. [S.l.]: Prentice-Hall, 1987. 519 p. ISBN 0-138-81640-9.
- 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**, 2005. v. 41, n. 2, p. 644–654, March/April 2005.
- LOZANO-LEAL, R.; COLLADO, J.; MONDIE, S. Model reference robust adaptive control without a priori knowledge of the high frequency gain. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1990. v. 35, n. 1, p. 71–78, January 1990.
- LU, J.; SHAFIQ, M.; YAHAGI, T. Model reference adaptive control for nonminimum phase systems and its application to DC servo motor systems. In: **Proceedings of the 4th International Workshop on Advanced Motion Control, 1996. AMC'96-MIE**. [S.l.: s.n.], 1996. p. 208–212.
- LU, J.; YAHAGI, T. New design method for model reference adaptive control for nonminimum phase discrete-time systems with disturbances. **IEE Proceedings D. Control Theory and Applications**, 1993. v. 140, n. 1, p. 34–40, January 1993.
- _____. Selftuning control of nonminimum phase systems based on pole-zero placement using approximate inverse systems. **Electronics Letters**, 1993. v. 29, n. 1, p. 90–91, January 1993.
- _____. Discrete-time model reference adaptive control for nonminimum phase systems with disturbances using approximate inverse systems. **IEE Proceedings - Control Theory and Applications**, 1997. v. 144, n. 5, p. 447–454, September 1997.
- LU, X. et al. Resonance propagation of parallel-operated DC-AC converters with LCL filters. In: **27th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2012**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 877–884.
- MACCARI JR., L. A. et al. Robust state feedback current controller applied to converters connected to the grid through LCL filters. In: **XIX Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2012**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1039–1046.
- MAHMOOD, H.; JIANG, J. Modeling and control system design of a grid connected VSC considering the effect of the interface transformer type. **IEEE Transactions on Smart Grid**, 2012. v. 3, n. 1, p. 122–134, March 2012.

- MALESANI, L.; MATTAVELLI, P.; BUSO, S. Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1999. v. 35, n. 3, p. 613–620, May/June 1999.
- MASSING, J. R. et al. Robust current control of grid-connected converters with LCL-filter. In: **Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP 2011**. Blumenau, SC, Brasil: [s.n.], 2011. p. 244–248.
- _____. Adaptive current control for grid-connected converters with LCL-filter. In: **35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2009. IECON 09**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 166–172.
- MEYER, R.; MERTENS, A. Design of LCL filters in consideration of parameter variations for grid-connected converters. In: **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE 2012**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 557–564.
- MIDDLETON, R. H.; GOODWIN, G. C. **Digital Control and Estimation: A Unified Approach**. [S.l.]: Prentice-Hall, 1990. 576 p. ISBN 0132116650.
- MIDTSUND, T. **Control of Power Electronic Converters in Distributed Power Generation Systems**. 2010. 204 p. Dissertação (Master of Science in Energy and Environment) — Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway, 2010.
- MILASI, R. M. **Adaptive and Nonlinear Control of a Voltage Source Converter**. 2012. 137 f. Tese (Doctor of Philosophy) — University of Alberta, Edmonton, Alberta, Canada, 2012.
- MILASI, R. M.; LYNCH, A. F.; LI, Y. W. Adaptive control of a voltage source converter for power factor correction. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2013. v. 28, n. 10, p. 4767–4779, October 2013.
- MINAMIDE, N. Model reference adaptive control for multivariable nonminimum-phase systems using a periodic scheme. In: **IEEE International Conference on Systems Engineering**. [S.l.: s.n.], 1992. p. 50–53.
- MIYASATO, Y. Model reference adaptive control for non-minimum phase multivariable systems by periodic feedback. In: **Proceedings of the 31st IEEE Conference on Decision and Control, 1992**. [S.l.: s.n.], 1992. p. 1247–1252.
- MOHAMED, Y. A.-R. I. Mitigation of dynamic, unbalanced, and harmonic voltage disturbances using grid-connected inverters with LCL filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2011. v. 58, n. 9, p. 3914–3924, September 2011.
- MONMASSON, E.; IDKHAJINE, L.; NAOUAR, M. W. Fpga-based controllers. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 2011. v. 5, n. 1, p. 14–26, March 2011.
- MORENO, J. C. et al. A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2009. v. 56, n. 6, p. 1993–2004, June 2009.

NARENDRA, K. S. **Adaptive and Learning Systems - Theory and Applications**. New York: Plenum Press, 1986.

PALANISWAMI, M. Adaptive internal model for disturbance rejection and control. **IEEE Proceedings D. - Control Theory and Applications**, 1993. v. 140, n. 1, p. 51–59, January 1993.

PALANISWAMI, M.; FENG, G. Adaptive control algorithms for disturbance rejection. **Computers & Electrical Engineering**, 1991. v. 17, n. 1, p. 31–37, 1991.

PALANISWAMI, M.; GOODWIN, G. C. An adaptive implementation of the internal model principle. In: **Proceedings Conference on American Control Conference. ACC'87**. [S.l.: s.n.], 1987. v. 1, p. 600–605.

PARIKSHITH, B. C.; VINOD, J. Higher order output filter design for grid connected power converters. In: **Fifteenth National Power Systems Conference. NPSC 2008**. [S.l.: s.n.], 2008.

PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines - Generalized method of analysis - Part I. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, 1929. v. 48, n. 3, p. 716–727, July 1929.

_____. Two-reaction theory of synchronous machines - Part II. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, 1933. v. 52, n. 2, p. 352–354, June 1933.

PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Regions of active damping control for LCL filters. In: **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE 2012**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 53–60.

PINHEIRO, H.; JÓOS, G.; KHORASANI, K. Neural network-based controllers for voltage source pwm front end rectifiers. In: **IEEE Proceedings of the 21st International Conference on the Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IECON '95**. Orlando, FL, USA: [s.n.], 1995. p. 488–493.

_____. Neural network-based controller for voltage pwm rectifier. In: **IEEE 27th Annual Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96**. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 1582–1587.

RADUCU, G. A. **Control of a Grid Side Inverter in a B2B Configuration for WT Applications**. 2008. 96 p. Dissertação (Mestrado) — Institute of Energy Technology, Aalborg University, Aalborg, Denmark, 2008.

RAUMA, K. **Electrical Resonances and Harmonics in a Wind Power Plant**. 2012. 90 p. Dissertação (Mestrado) — School of Electrical Engineering, Aalto University, Helsinki, Finland, 2012.

RECH, C. et al. A modified discrete control law for UPS applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2003. v. 18, n. 5, p. 1138–1145, September 2003.

ROCKHILL, A. A. et al. Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2011. v. 58, n. 4, p. 1205–1217, April 2011.

RODRÍGUEZ, F. J. et al. Control electronic platform based on floating-point DSP and FPGA for a NPC multilevel back-to-back converter. **Electric Power Systems Research**, 2008. v. 78, n. 9, p. 1597–1609, September 2008.

ROHRS, C. E. **Adaptive Control in the Presence of Unmodeled Dynamics**. 1982. 407 f. Tese (Doctor of Philosophy) — Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Massachusetts, United States of America, 1982.

ROHRS, C. E. et al. Some design guidelines for discrete-time adaptive controllers. **Automatica**, 1984. v. 20, n. 5, p. 653–660, 1984.

_____. Robustness of adaptive control algorithms in the presence of unmodeled dynamics. In: **21st IEEE Conference on Decision and Control. CDC'82**. [S.l.: s.n.], 1982. p. 1–9.

SAIT, H. H.; DANIEL, S. A. New control paradigm for integration of photovoltaic energy sources with utility network. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, 2011. v. 33, n. 1, p. 86–93, January 2011.

SALGADO, M. E.; GOODWIN, G. C.; MIDDLETON, R. H. Modified least squares algorithm incorporating exponential resetting and forgetting. **International Journal of Control**, 1988. v. 47, n. 2, p. 477–491, February 1988.

SAN-SEBASTIAN, J. et al. Optimized LCL filter design methodology applied to MV grid-connected multimegawatt VSC. In: **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE 2012**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2506–2512.

SHAFIQ, M.; LU, J.; YAHAGI, T. On self-tuning control of nonminimum phase discrete-time stochastic systems. In: **IEEE The 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996. IECON 96**. [S.l.: s.n.], 1996. p. 340–345.

SHEN, G. et al. An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with an LCL filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2008. v. 23, n. 4, p. 1899–1906, July 2008.

_____. A new feedback method for PR current control of LCL-filter-based grid-connected inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010. v. 57, n. 6, p. 2033–2041, June 2010.

- SILVA, G. J.; DATTA, A. Adaptive internal model control: The discrete-time case. In: **Proceedings Conference on American Control Conference. ACC'99**. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 547–555.
- SKJELLNES, T. **Digital Control of Grid Connected Converters for Distributed Power Generation**. 2008. 136 f. Tese (Doctor of Philosophy) — Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway, 2008.
- STEFANELLO, M. **Controle Adaptativo Robusto de Estrutura Variável por Modelo de Referência Aplicado a Filtros Ativos de Potência**. 2005. 124 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2010.
- STEFANELLO, M.; GRÜNDLING, H. A. Stability analysis of a combined direct and variable structure adaptive control. **IET Control Theory & Applications**, 2011. v. 5, n. 6, p. 764–774, 2011.
- SUN, J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2011. v. 26, n. 11, p. 3075–3078, November 2011.
- TAKESHITA, T.; MATSUI, N. DSP-based current control of three-phase AC-DC PWM converter with model reference adaptive identifier. In: **IEEE 23rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92**. [S.l.: s.n.], 1992. p. 496–502.
- TAN, K. T. et al. Centralized control for parallel operation of distributed generation inverters in microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, 2012. v. 3, n. 4, p. 1977–1987, December 2012.
- TANG, Y. et al. Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2012. v. 59, n. 3, p. 1443–1452, March 2012.
- TAO, G. Robust adaptive control with reduced knowledge of unmodeled dynamics. In: **29th IEEE Conference on Decision and Control. CDC'90**. [S.l.: s.n.], 1990. v. 6, p. 3214–3219.
- _____. **Adaptive Control Design and Analysis**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, 2006. v. 153, n. 5, p. 750–762, September 2006.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. United Kingdom: John Wiley & Sons, 2011. 398 p. ISBN 9780470057513.
- TSAI, M.-F.; TZOU, Y.-Y. An adaptive current control scheme for high-performance AC drives. In: **IEEE 23rd International Conference of Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 1997**. [S.l.: s.n.], 1997. p. 164–169.

TURNER, R.; WALTON, S.; DUKE, R. Stability and bandwidth implications of digitally controlled grid-connected parallel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2010. v. 57, n. 11, p. 3685–3694, November 2010.

_____. Robust high-performance inverter control using discrete direct-design pole placement. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2011. v. 58, n. 1, p. 348–357, January 2011.

TWINING, E. **Voltage Compensation in Weak Distribution Networks Using Shunt Connected Voltage Source Converter**. 2004. 264 f. Tese (Doctor of Philosophy) — Monash University, Victoria, Australia, 2004.

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**, 2003. v. 18, n. 3, p. 888–895, May 2003.

UENG, G. W.; CHEN, B. S.; CHEN, W. L. Model reference adaptive control algorithm capable of arbitrary zeros placement. **International Journal of Systems Science**, 1990. v. 21, n. 12, p. 2565–2575, December 1990.

VALDIVIA J. PLEITE, C. G. R. A. S. V. New approach to integrate an LCL filter and a transformer for grid connected converters following a simple design procedure. In: **The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2007**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1299–1303.

WANG, P. et al. Sliding mode control for wind energy grid-connected converter with LCL filter. **Wind Engineering**, 2011. v. 35, n. 6, p. 703–714, December 2011.

WANG, T. C. Y. et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. In: **IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference. PESC '03**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 779–784.

WU, E.; LEHN, P. W. Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2006. v. 21, n. 5, p. 1364–1373, September 2006.

WU, W.; HE, Y.; BLAABJERG, F. An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012. v. 27, n. 2, p. 782–789, February 2012.

_____. A new design method for the passive damped LCL- and LLCL-filter based single-phase grid-tied inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2013. v. 60, n. 10, p. 4339–4349, October 2013.

YANG, S. et al. A robust control scheme for grid-connected voltage-source inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2011. v. 58, n. 1, p. 202–212, January 2011.

YOON, D.-K.; JEONG, H.-G.; LEE, K.-B. The design of an LCL-filter for the three-parallel operation of a power converter in a wind turbine. In: **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1537–1544.

ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2003. v. 18, n. 3, p. 814–822, May 2003.

APÊNDICES

Apêndice A – Projeto do Filtro LCL e Descrição da Bancada Experimental

Neste apêndice será apresentado o projeto do filtro LCL utilizado nas simulações e na bancada experimental. Ainda, serão apresentadas algumas características da bancada experimental utilizada para os resultados experimentais de conexão do conversor trifásico com filtro LCL conectado à rede elétrica.

A.1 Projeto do filtro LCL

O projeto de filtros LCL não é uma tarefa trivial. A sua principal vantagem comparado com filtros L é a redução do volume e energia reativa associadas aos elementos indutivos e capacitivos. Porém, vários critérios devem ser atendidos. A frequência de ressonância do filtro deve ficar abaixo da frequência de comutação para que o filtro LCL tenha características de atenuação de harmônicas oriundas da comutação do conversor. No entanto, isso é um problema em termos de controle. O projeto do filtro LCL utilizado nas simulações e na bancada experimental segue a metodologia e roteiro apresentado em (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005).

Outros trabalhos também tratam do projeto de filtros LCL. O projeto de filtros não é único e a otimização do filtro envolve uma série de fatores, que não são o tema central da tese e por isso não serão levados em consideração. Em conversores de alta potência, a frequência de comutação é reduzida para alguns kHz para evitar perdas de comutação. Outras metodologias podem ser encontradas em (WANG et al., 2003), (AHMED; FINNEY; WILLIAMS, 2007), (VALDIVIA J. PLEITE, 2007), (PARIKSHITH; VINOD, 2008), (BINA; PASHAJAVID, 2009), (YOON; JEONG; LEE, 2010), (ROCKHILL et al., 2011), (TANG et al., 2012), (MEYER; MERTENS, 2012), (SAN-SEBASTIAN et al., 2012).

Nesse projeto, será considerado um conversor de potência nominal de 5,5kW. A frequência de comutação escolhida foi de 4,8kHz, que é próxima da frequência de comutação de conversores de alta potência. Os ensaios serão realizados em baixa tensão, com tensão de linha de 220V *rms*, que corresponde a uma tensão de fase de 127V *rms*. A corrente nominal, nesse nível de potência e tensão é de 14,4A por fase. O barramento cc utilizado é de 400V. Para o cálculo do indutor do lado do conversor, dada a atenuação de corrente no primeiro indutor, a tensão do barramento cc e um ripple de 10%, chega-se ao seguinte valor de indutor:

$$L_c = 1\text{mH} \tag{A.1}$$

Para o cálculo do capacitor de filtro C , é levado em consideração o consumo de

energia reativa. É recomendado que o capacitor fique com um valor em torno de 10%. Para garantir atenuação nessa baixa frequência de comutação de 4,8kHz, é necessário aumentar o valor dos indutores ou do capacitor. Foi escolhido um aumento do valor dos capacitores

$$C = 60\mu\text{F} \quad (\text{A.2})$$

ou seja, será considerado um capacitor de 20%.

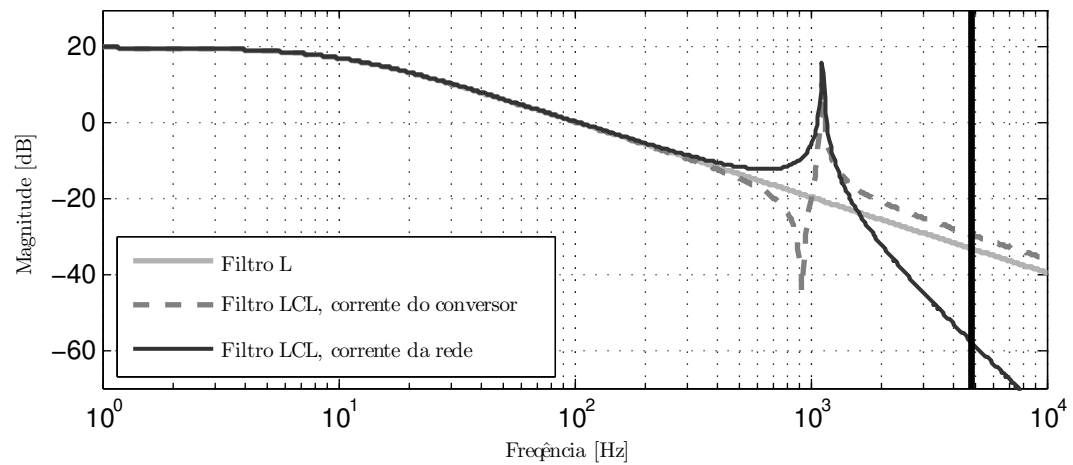
Para o cálculo da indutância do lado da rede, o principal critério é atender os requisitos de injeção de harmônicas de corrente na rede elétrica em condições nominais de operação, ou seja, 1 p.u. de potência ativa. Também deve ser levado em conta o critério de manutenção da controlabilidade da planta, mesmo com casos extremos de incerteza da indutância da rede (GABE; MONTAGNER; PINHEIRO, 2009). Um valor aceitável de indutância que permite amortecimento de harmônicas e que garante uma frequência de ressonância do filtro LCL abaixo da frequência de Nyquist ($f_s/2$) tanto para rede fraca quanto para rede forte (pior caso) é:

$$L_{g1} = 0,5\text{mH} \quad (\text{A.3})$$

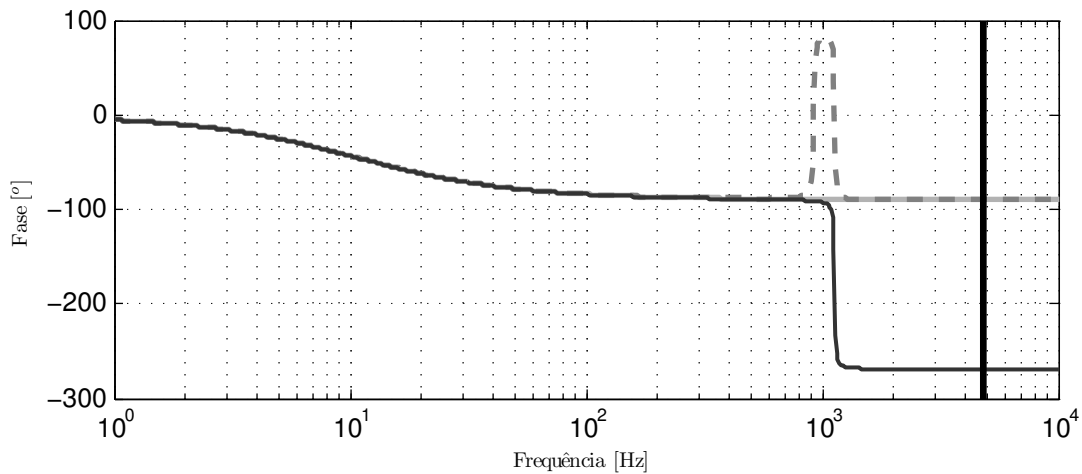
Serão consideradas resistências intrínsecas dos indutores de valor $r_c = 0,05\Omega$ e $r_{g1} = 0,05\Omega$. Os detalhes do protótipo de 5,5kW estão apresentados na Tabela A.1.

A Figura A.1 mostra um diagrama de Bode do conversor com filtro LCL projetado anteriormente. A linha vertical mostra a frequência de comutação. Nota-se que, acima da frequência de ressonância, o filtro LCL apresenta uma atenuação de -60dB por década enquanto o filtro L tem uma atenuação de -20dB por década.

Os resultados de simulação foram obtidos com parâmetros do protótipo cujas características estão apresentadas na Tabela A.1. Consideremos a operação do conversor em potência nominal, com fator de potência unitário no PCC. As formas de onda das correntes nos indutores da fase a , bem como da tensão de fase são mostradas na Figura A.2.



(a)



(b)

Figura A.1 – Diagrama de Bode mostrando a resposta em frequência do filtro L e do filtro LCL. (a) Ganho e (b) fase em função da frequência.

Tabela A.1 – Parâmetros do conversor utilizado nas simulações e na implementação prática. Valores absolutos e valores em p.u.

Conversor trifásico de potência nominal de 5,5kW			
Filtro LCL	Indutância do conversor L_c	1mH	4,28%
	Indutância do lado da rede L_{g1}	0,5mH	2,14%
	Capacitor do filtro C	60 μ F	19,90%
	Resistência parasita r_c	0,05 Ω	
	Resistência parasita r_{g1}	0,05 Ω	
Indutância da rede	Valor máximo L_{g2}	2,5mH	10,70%
	Valor mínimo L_{g2}	0mH	0%
Valores base	Tensão da rede (linha)	220V	
	Corrente nominal por fase (eficaz)	14,43A	
	Tensão do barramento CC	400V	
	Frequência de comutação	4,8kHz	

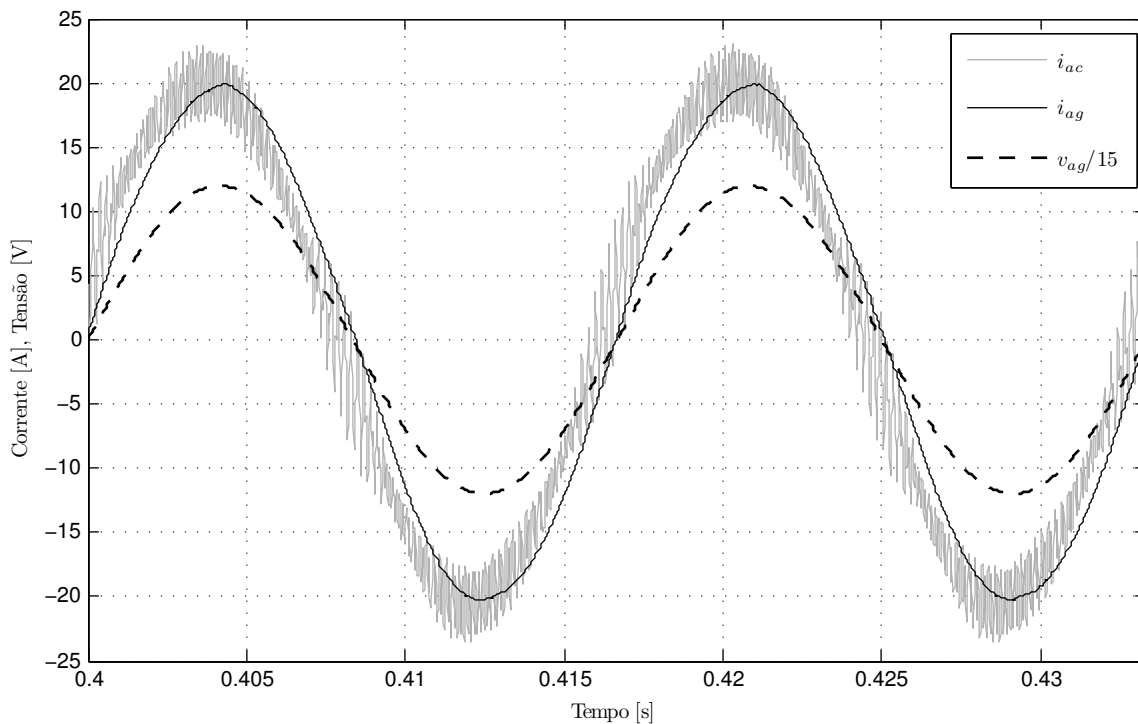


Figura A.2 – Correntes do conversor e da rede de uma das fases em operação com fator de potência unitário. Tensão nominal de 127V de fase, corrente nominal de 14,4A.

A.2 Descrição da bancada experimental

O protótipo utilizado na realização dos experimentos possui as seguintes características:

1. Processador: Microcontrolador/DSP da empresa Texas Instruments, de ponto flutuante, modelo TMS320F28335, com *clock* de 150MHz, com 16 conversores A/D e 12 saídas PWM disponíveis.
2. Filtro: Indutores da marca Semikron e capacitores de filtro da marca Epcos.
3. Instrumentação: Sensores de tensão alternada com transformadores, sensor de tensão do barramento cc da marca LEM e sensores de corrente da marca LEM.
4. Acionamento do conversor: Conversor da marca Semikron, com três braços de IGBT, tensão das chaves de 1200V.