

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

CONTRIBUIÇÃO AO CONTROLE DE
INVERSORES PWM ALIMENTADOS EM TENSÃO
CONECTADOS À REDE ATRAVÉS DE FILTRO-*LCL*

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Ivan Jorge Gabe

Santa Maria, RS, Brasil

2008

**CONTRIBUIÇÃO AO CONTROLE DE INVERSORES
PWM ALIMENTADOS EM TENSÃO CONECTADOS À
REDE ATRAVÉS DE FILTRO-*LCL***

por

Ivan Jorge Gabe

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

Orientador: Prof. Humberto Pinheiro

Santa Maria, RS, Brasil

2008

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Gabe, Ivan Jorge, 1983–
X123y
Contribuição ao Controle de Inversores PWM Alimentados em Tensão Conectados à Rede Através de Filtro-*LCL* / por Ivan Jorge Gabe ; orientador Humberto Pinheiro. – Santa Maria, 2008.
131f. : il.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2008.

1. Engenharia Elétrica 2. Geração eólica 3. Inversor PWM 4. Filtro LCL 5. Desigualdades Matriciais Lineares 6. Desempenho Robusto I. Pinheiro, Humberto, orient. II. Título.

CDU: 012.345.67

Ficha catalográfica elaborada por
Luiz Marchiotti Fernandes CRB-10/1160
Biblioteca Setorial do Centro de Ciências Rurais da UFSM

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

GABE, Ivan Jorge. **Contribuição ao Controle de Inversores PWM Alimentados em Tensão Conectados à Rede Através de Filtro-*LCL***. 2008. 131f. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria.

©2008

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

Endereço: Rua João Goulart, 580, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, 97.220-900

Fone: 55 32209497; Cel: +55 (55) 99063616;

Endereço Eletrônico: ivangabe@gmail.com

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

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Dissertação de Mestrado

**CONTRIBUIÇÃO AO CONTROLE DE INVERSORES PWM
ALIMENTADOS EM TENSÃO CONECTADOS À REDE
ATRAVÉS DE FILTRO-*LCL***

elaborada por
Ivan Jorge Gabe

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

COMISSÃO EXAMINADORA:

Humberto Pinheiro, PhD (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Vinícius Foletto Montagner, Dr. (UNIPAMPA)

Jose Renes Pinheiro, Dr (UFSM)

Santa Maria, 28 de Março de 2008

Aos meus pais Mário e Selmira, que me deram amor, carinho, educação e apoio incondicional em todos meus projetos.

À minha amada companheira Nisiely Grellman Pacheco.

AGRADECIMENTOS

Gostaria primeiramente de agradecer ao professor Humberto Pinheiro pela orientação neste trabalho e pelas grandes contribuições deste no meu amadurecimento profissional.

Aos colegas Jorge Rodrigo Massing, Felipe Bovolini Grigoletto, Jean Patric da Costa, Márcio Stefanello e Igor Jaskulski pelas importantes contribuições tanto neste trabalho como na grande amizade contraída.

Também um agradecimento especial aos colegas Diego Einloft, Matias Muraro, Rodrigo Padilha, Cristiane Gastaldini, Rodrigo Azzolin, Matheus Bevilaqua, Matheus Martins, Tiago Bernardes e Luzia Lux Lock, todos excepcionais colegas de trabalho e amigos.

Aos demais colegas do Gepoc e ao Professor Hilton Abílio Gründling pela convivência e pelos conhecimentos passados.

Ao professor da UNIPAMPA Vinícius F. Montagner pelas importantes contribuições no decorrer deste trabalho.

À minha família, em especial meus pais Mario e Selmira e irmãos Dirson, Miriam e Nilton, que sempre depositaram total apoio e confiança aos meus projetos, sendo fonte de motivação e inspiração.

À minha companheira Nisiely Grellmann Pacheco, que divide comigo os bons e maus momentos, sendo fonte de compaixão e de segurança que muito colaboraram não apenas na realização deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Maria e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica que cumprem com muita dedicação o seu papel perante a sociedade brasileira

“A mente que abre-se a uma nova
idéia jamais voltará ao seu tamanho
original.
Albert Einstein”

RESUMO

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

CONTRIBUIÇÃO AO CONTROLE DE INVERSORES PWM ALIMENTADOS EM TENSÃO CONECTADOS À REDE ATRAVÉS DE FILTRO-*LCL*

AUTOR: IVAN JORGE GABE

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 28 de Março de 2008.

Esta dissertação de mestrado trata do projeto de uma malha de controle de corrente robusta para inversores alimentados em tensão conectados à rede através de filtro-*LCL*, utilizados em sistemas de geração distribuída. A utilização do filtro-*LCL* traz consigo a necessidade do amortecimento adequado da ressonância característica deste filtro. Dois tipos de amortecimento são apresentados na literatura para solucionar este problema. O amortecimento passivo, que consiste na introdução de um resistor ou filtro passivo adicional no circuito e o amortecimento ativo, que é baseado na introdução de um controlador digital específico na malha de controle de corrente do inversor. O amortecimento ativo, por apresentar maior flexibilidade de implementação e não apresentar perdas de energia, é o método preferencialmente utilizado. O principal desafio na utilização do amortecimento ativo é manter um desempenho satisfatório na presença de incertezas na impedância da rede no ponto de conexão. Neste trabalho, são propostas duas técnicas de amortecimento ativo robusto. Na primeira delas, uma retroação parcial de estados robusta é obtida para alocar os pólos da planta numa região contida no círculo unitário para uma dada faixa de variação de impedância da rede. Os ganhos da retroação de estados são obtidos a partir de um sistema de desigualdades matriciais lineares (LMI), que garantem alocação robusta dos pólos do sistema afetado por incertezas paramétricas e por atraso de transporte. No segundo método é proposto um estimador preditivo de estados baseado em observadores por múltiplas amostras, que permite fazer a retroação de estados estimados a partir da medida de apenas um dos estados da planta. Além disso, elimina o atraso de transporte da implementação digital aumentando a robustez do sistema. Resultados experimentais de um inversor de 11 kW controlado por um DSP de ponto fixo, conectado à rede com um filtro-*LCL* são apresentados para validar as análises desenvolvidas e demonstrar o bom desempenho dos controladores propostos.

Palavras-chave: Energia Eólica, Inversores PWM, Filtros-*LCL*, Desigualdades Matriciais Lineares, Desempenho Robusto.

ABSTRACT

Master's Dissertation

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

CONTRIBUIÇÃO AO CONTROLE DE INVERSORES PWM ALIMENTADOS EM TENSÃO CONECTADOS À REDE ATRAVÉS DE FILTRO-*LCL*

(CONTRIBUTION TO THE CONTROL OF VOLTAGE SOURCE PWM
INVERTERS CONNECTED TO THE GRID THROUGH *LCL*-FILTERS)

AUTHOR: IVAN JORGE GABE

ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO

Place and Date: Santa Maria, March 28, 2008.

This dissertation deals with the design of a robust current control loop applied to voltage source inverters connected to the grid through *LCL*-filter used in distributed generation systems. The utilization of the *LCL*-filter brings the need of damping the characteristic resonance of the filter. Two alternatives are generally considered in the literature. The passive damping, that adds a passive element, generally a resistor or an additional passive element in the filter circuit and the active damping, that introduces a specific controller in the inverter current control loop. The active damping presents more flexibility in the implementation and does not present energy losses like passive damping, so it is the preferred damping method in high power applications. The main challenge to the damping method is to keep the performance and avoid instability and controllers interactions even when impedance variations occur in the grid. In this dissertation, two control schemes for achieving the active damping of the filter resonance are proposed. In the first one, a robust partial state feedback is derived to allocate the poles of the *LCL*-filter inside the unity ratio circle for a given grid impedance variation. The feedback gains are obtained by a LMI condition that assures robust pole location in a pre-established region of the unity ratio circle. In the second method, a predictive state estimator based on the multirate observers theory is proposed. This estimator allows feeding back the estimated states by the measure of only one state variable. Moreover, the predictive action of the observer eliminates the time delay of the control loop, improving the stability margins of the system. Experimental results of a setup of 10kW DSP based are presented.

Keywords: Wind Power, PWM inverters, *LCL*-Filters, Linear Matrix Inequalities, Robust Performance.

SUMÁRIO

Agradecimentos

Resumo

Abstract

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Símbolos

1	Introdução	p. 24
1.1	Revisão Bibliográfica	p. 26
1.2	Objetivos do Trabalho	p. 39
1.3	Organização	p. 40
2	Critérios de Projeto	p. 42
2.1	Introdução	p. 42
2.2	Filtro L	p. 43
2.3	Filtro LCL	p. 44
2.4	Procedimento de Projeto	p. 45
2.5	Exemplo de projeto	p. 47
2.6	Conclusão	p. 49
3	Controlador Discreto Robusto	p. 51

3.1	Introdução	p. 51
3.2	Controlabilidade de Sistemas Discretos	p. 52
3.3	Retroação Parcial de Estados	p. 55
3.4	Controladores de Baixa Frequência	p. 61
3.5	Interação entre os controladores de alta e baixa frequência	p. 63
3.6	Resultados de simulação	p. 66
3.7	Resultados Experimentais	p. 67
3.8	Conclusão	p. 68
4	Aliasing em Controle Digital de Conversores	p. 70
4.1	Introdução	p. 70
4.2	Determinação Matemática do Aliasing	p. 70
4.3	<i>Aliasing</i> em controle por retroação de estados	p. 74
4.4	Resultados Experimentais	p. 76
4.5	Conclusão	p. 77
5	Controle por Retroação de Estados Estimados	p. 80
5.1	Introdução	p. 80
5.2	Retroação de estados estimados a partir de múltiplas amostras da saída	p. 81
5.2.1	Análise de Robustez	p. 84
5.3	Sistema Proposto	p. 88
5.3.1	Resultados de simulação	p. 90
5.4	Retroação de estados estimados a partir de amostras passadas do sinal de saída	p. 100
5.4.1	Análise de Robustez	p. 102
5.4.2	Resultados de Simulação	p. 105
5.5	Resultados Experimentais	p. 106
5.6	Conclusão	p. 107

6 Conclusão	p. 110
6.1 Conclusão geral	p. 110
6.2 Proposta para trabalhos futuros	p. 111
Referências	p. 112
Apêndice A – Modelagem Matemática	p. 115
A.1 Obtenção da equação de estados da planta em coordenadas abc	p. 115
A.2 Obtenção da equação de estados equivalente em coordenadas α/β	p. 120
Apêndice B – Modulação Space Vector	p. 124
B.1 Definição dos vetores da tensão de saída do inversor	p. 125
B.2 Identificação das retas de separação	p. 126
B.3 Identificação das retas limites	p. 127
B.4 Obtenção das matrizes de decomposição	p. 127
B.5 Sequências de comutação	p. 128
B.5.1 Espectro Resultante	p. 130

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Fontes primárias na produção de energia elétrica no mundo.	p. 24
Figura 2	Conversor de potência conectado à rede.	p. 27
Figura 3	Inversor trifásico a três braços alimentado em tensão, com chaves com fluxo bidirecional de corrente.	p. 28
Figura 4	Topologia de velocidade fixa utilizando gerador assíncrono com gaiola de esquilo.	p. 29
Figura 5	Topologia de velocidade fixa utilizando gerador assíncrono com rotor bobinado.	p. 29
Figura 6	Configurações típicas para geração eólica a partir de gerador síncrono.	p. 30
Figura 7	Configurações típicas para geração eólica a partir de gerador síncrono.	p. 30
Figura 8	Resposta em frequência do filtro- <i>LCL</i> e do filtro- <i>L</i>	p. 31
Figura 9	Inversor trifásico conectado à rede com filtro- <i>LCL</i> de saída e filtro passivo adicional.	p. 33
Figura 10	Resposta em frequência do sistema utilizando amortecimento passivo.	p. 33
Figura 11	Inversor trifásico conectado à rede com filtro- <i>LCL</i> de saída e filtro passivo adicional.	p. 33
Figura 12	Malha de controle de corrente típica utilizada em conversores conectados á rede com filtro- <i>LCL</i> de saída para o controle da corrente no indutor L_1	p. 34
Figura 13	Circuito equivalente utilizado para inserir saltos de tensão no PCC.	p. 36
Figura 14	(a) Controle da corrente do lado da rede, (b) Controle da corrente do lado do conversor.	p. 37
Figura 15	Sistema de potência radial com geração eólica.	p. 37

Figura 16	Circuito equivalente monofásico do inversor conectado à uma rede indutiva pura.	p. 38
Figura 17	Impacto da variação paramétrica da rede na frequência de ressonância do filtro- <i>LCL</i> de saída.	p. 38
Figura 18	Diagrama de blocos da malha de controle de corrente incluindo o controle da corrente no capacitor.	p. 39
Figura 19	Circuito equivalente monofásico para o inversor com filtro <i>L</i> de saída.	p. 43
Figura 20	Circuito equivalente equivalente para o inversor com filtro <i>LCL</i> de saída.	p. 44
Figura 21	Relação entre a atenuação harmônica entre as correntes na frequência de comutação e a constante γ_1	p. 48
Figura 22	Inversor trifásico com filtro- <i>LCL</i> conectado a rede.	p. 52
Figura 23	Malha de controle com a retroação de estados.	p. 56
Figura 24	Índices da matrix $G(L_o)$ para $L_g \in \Omega$	p. 57
Figura 25	Índices da matriz $h(L_g)$ para $L_g \in \Omega$	p. 57
Figura 26	Região do poliedro convexo, representado por linhas pontilhadas com os vértices representados por *, incluindo a trajetória de g_{11} da matriz $G(L_g)$ para $L_g \in \Omega$	p. 58
Figura 27	Círculo \mathcal{C} para alocação de pólos, com centro d e raio r , localizado dentro do círculo de raio unitário.	p. 60
Figura 28	(a) Localização dos autovalores sem retroação de estados para condição de rede forte \bullet até fraca \star (b) Localização dos autovalores com retroação de estados para condição de rede forte \bullet até fraca \star	p. 61
Figura 29	Sistema de malha fechada proposto para o controle de corrente do conversor com filtro- <i>LCL</i> conectado a rede.	p. 62
Figura 30	Estrutura do controlador de harmônicas de baixa frequência implementado.	p. 62
Figura 31	Posição dos autovalores do controlador ressonantes no plano Z	p. 63
Figura 32	Lugar das raízes para $G_{cl}(z) = 1$	p. 64

Figura 33	(a) (a) Localização dos autovalores de $G_{cl}(z)$ para condições de rede forte \bullet para fraca \star com $K = [1.8 \quad -0.9 \quad 0 \quad 0.4]$, (b) Lugar das raízes da malha fechada $G_c(z)G_{cl}(z)/(1 + G_c(z)G_{cl}(z))$ com $k = 250$ para condições de rede forte \bullet para fraca \star	p. 64
Figura 34	Lugar das raízes do sistema para condições de rede (a) forte e (b) fraca para um ganho $k = 250$ e $K = [1.8 \quad -0.9 \quad 0 \quad 0.4]$	p. 65
Figura 35	(a) Corrente no indutor do lado do conversor $L_2+L_g=250\mu\text{H}$, (b) para $L_2+L_g = 1000\mu\text{H}$, (c) e $L_2+L_g = 700\mu\text{H}$	p. 67
Figura 36	(a) Resposta transiente da corrente do indutor boost para um salto na referência para $L_g = 750\mu\text{H}$, (dentro da faixa de projeto). (b) Corrente do indutor Boost para $L_g = 1100\mu\text{H}$ (valor acima da faixa de projeto) . .	p. 68
Figura 37	(a) Banda passante do sinal contínuo $R(j\Lambda)$, (b) Transformada de Fourier do trem de pulsos $s(t)$, (c) Transformada de Fourier do sinal amostrado $R_s(t)$ para uma frequência de amostragem que obedece a relação $\Lambda_s > 2\Lambda_{R_s}$, (d) Transformada de Fourier do sinal amostrado $R_s(t)$ para uma frequência de amostragem que não obedece a relação $\Lambda_s > 2\Lambda_{R_s}$	p. 73
Figura 38	Processo de amostragem e atualização da lei de controle para $f_s = f_{sw}$.	p. 74
Figura 39	Espectro da corrente no indutor do lado do conversor para a amostragem da Figura 38.	p. 75
Figura 40	Processo de amostragem e atualização da lei de com para $f_s = 2f_{sw}$.	p. 75
Figura 41	Espectro da corrente no indutor do lado da rede para a amostragem da Figura 40.	p. 76
Figura 42	(a)Corrente nos indutores do lado do conversor. (b) Espectro da corrente em uma das fases.	p. 77
Figura 43	(a)Corrente nos indutores do lado da rede. (b) Espectro da corrente em uma das fases.	p. 78
Figura 44	(a) Tensão trifásica da rede no PCC. (b) Tensão sobre os capacitores do filtro. (c) Corrente de saída e tensão no PCC.	p. 79
Figura 45	Esquema de amostragem com múltiplas amostras do sinal de saída com $N = 3$	p. 81
Figura 46	Malha de corrente com retroação de estados estimados.	p. 85

Figura 47	Autovalores da matriz dinâmica com variação paramétrica a partir de uma alocação de pólos arbitraria.	p. 87
Figura 48	Autovalores da matriz equivalente com a inclusão dos controladores ressonantes.	p. 87
Figura 49	(a)Diagrama do lugar das raízes para a condição de rede forte, (b) diagrama do lugar das raízes para a condição de rede fraca.	p. 88
Figura 50	Diagrama esquemático equivalente do inversor trifásico com filtro <i>LCL</i> utilizando estimação de estados a partir de múltiplas amostras. . . .	p. 89
Figura 51	Diagrama de blocos da estratégia de geração de referências utilizada.	p. 90
Figura 52	Esquema de amostragem com múltiplas amostras para estimação de estados.	p. 91
Figura 53	Tensão da rede no ponto comum de conexão	p. 91
Figura 54	(a)Corrente i_{L_1a} no indutor do lado do conversor, (b) tensão v_{Ca} no capacitor, (c) corrente i_{L_2a} no indutor do lado da rede.	p. 92
Figura 55	(a)Correntes i_{L_1a} , i_{L_1b} e i_{L_1c} nos indutores do lado do conversor. (b) Espectro da corrente i_{L_1a}	p. 93
Figura 56	(a)Correntes i_{L_2a} , i_{L_2b} e i_{L_2c} nos indutores do lado da rede. (b) Espectro da corrente i_{L_2a}	p. 94
Figura 57	Esquema de amostragem multirate para estimação de estados. . . .	p. 95
Figura 58	Esquema de amostragem de múltiplas amostras para estimação de estados.	p. 95
Figura 59	(a)Diagrama do lugar das raízes para a condição de rede forte, (b) diagrama do lugar das raízes para a condição de rede fraca.	p. 96
Figura 60	(a)Correntes i_{L_1a} , i_{L_1b} e i_{L_1c} nos indutores no lado do conversor, (b) Espectro da corrente i_{L_1a}	p. 97
Figura 61	(a)Correntes i_{L_2a} , i_{L_2b} e i_{L_2c} nos indutores no lado do conversor, (b) Espectro da corrente i_{L_2a}	p. 98
Figura 62	Estratégia de amostragem proposta para implementação.	p. 100
Figura 63	Autovalores da matriz dinâmica com variação paramétrica a partir de uma alocação de pólos arbitraria.	p. 105

Figura 64	(a) Correntes i_{L_1a} , i_{L_1b} e i_{L_1c} nos indutores no lado do conversor, (b) Espectro da corrente i_{L_1a}	p. 106
Figura 65	(a) Correntes i_{L_2a} , i_{L_2b} e i_{L_2c} nos indutores no lado do conversor, (b) Espectro da corrente i_{L_2a}	p. 107
Figura 66	(a) Tensão sobre o capacitor C_f na fase a e correntes sobre os indutores do lado do conversor i_{L_1a} , i_{L_1b} e i_{L_1c} , (b) Corrente nos indutores de entrada estimada na coordenada α , (c) Tensão estimada sobre os capacitores na coordenada α	p. 108
Figura 67	Tensão no capacitor da fase a e corrente no indutor L_2 da fase a operando com fator de potência próximo ao unitário.	p. 109
Figura 68	Resposta transitória nas correntes nos indutores de saída.	p. 109
Figura 69	Circuito equivalente trifásico.	p. 115
Figura 70	Circuito equivalente trifásico utilizado para a obtenção das equações da planta.	p. 116
Figura 71	Circuitos equivalentes monofásicos em coordenadas $\alpha\beta$ para o inversor com filtro LCL	p. 123
Figura 72	Circuitos equivalentes monofásicos em coordenadas $\alpha\beta$ para o inversor com filtro LCL	p. 125
Figura 73	Vetores no plano $\alpha\beta$ e os setores formados no plano.	p. 126
Figura 74	Retas de separação para a identificação dos setores.	p. 126
Figura 75	Retas limites para casa um dos setores.	p. 127
Figura 76	Exemplo de implementação da sequência de comutação proposta para o setor $S1$	p. 129
Figura 77	Padrão PWM em cada um dos braços do inversor.	p. 130
Figura 78	Padrão PWM das tensões de saída do inversor.	p. 131
Figura 79	Espectro da tensão de linha V_{ab} de saída do inversor.	p. 131

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Limites de harmônicas injetadas na rede em aplicações de geração distribuída (para tensões de 120V até 69kV.)	p. 42
Tabela 2	Parâmetros para o projeto de um filtro- <i>LCL</i>	p. 47
Tabela 3	Parâmetros em valores absolutos e pu.	p. 55
Tabela 4	Parâmetros em valores absolutos e pu do protótipo experimental.	p. 66
Tabela 5	Parâmetros do sistema	p. 74
Tabela 6	Parâmetros do filtro	p. 86
Tabela 7	Vetores possíveis de implementação.	p. 125
Tabela 8	Equações das retas de separação no plano $\alpha\beta$	p. 127
Tabela 9	Equações das retas de separação no plano $\alpha\beta$	p. 127
Tabela 10	Matrizes de decomposição para os respectivos setores do plano $\alpha\beta$	p. 128
Tabela 11	Sequências de comutação para cada um dos setor do plano $\alpha\beta$	p. 129

LISTA DE SÍMBOLOS

DSP	<i>Digital Signal Processor</i> - (Processador Digital de Sinais)
LMI	<i>Linear Matrix Inequality</i> - (Desigualdade Linear de Matriz)
PWM	<i>Pulse width Modulation</i> - (Modulação por Largura de Pulso)
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> - (Conversor Alimentado em Tensão)
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> - (Fonte Ininterrupta de Energia)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> - (Distorção Harmônica Total)
DC	<i>Direct Current</i> - (Corrente Contínua)
RMS	<i>Root Mean Square</i> - (Raiz média quadrática)
ZOH	<i>Zero Order Holder</i> - (Amostrador retentor de ordem zero)
MROF	<i>Multirate Output Feedback</i> - (Retroação de múltiplas amostras da saída)
Z_b	Impedância base
C_b	Capacitância base
γ_1	Constante que relaciona as indutâncias L_1 e L_2
γ_2	Constante que relaciona o valor de C com C_b
E_n	Tensão RMS de linha
P_n	Potência base do sistema
C_b	Capacitância base
CC	Corrente Contínua
GD	Geração Distribuída
PCC	Ponto Comum de Conexão

Lista de Símbolos

GIGE	Gerador de Indução Gaiola de Esquilo
GIRB	Gerador de Indução Rotor Bobinado
GIDA	Gerador de Indução Duplamente Alimentado
GS	Gerador Síncrono
s	Variável de Laplace
G_{Hf}	Função de transferência do controlador e alta frequência
G_{Lf}	Função de transferência do controlador e baixa frequência
G_d	Função de transferência que modela o atraso de transporte
G_f	Função de transferência da planta
V_{cc}	Tensão do Barramento CC
AC	<i>Alternate Current</i> - Corrente Alternada
L_1	Indutância do filtro- L
I_{base}	Corrente base para normalização
V_{base}	Tensão base para normalização
i_{L_1}	Corrente sobre o filtro- L
L_1	Indutância do lado do conversor do filtro- LCL
L_2	Indutância do lado da rede do filtro- LCL
L_g	Indutância série equivalente da rede vista pelo inversor
L_o	Indutância resultante da soma de L_2 e L_g
C_f	Capacitância do filtro- LCL
i_{L_1}, i_{L_2b}	Correntes nos indutores L_1 e L_2 do modelo monofásico do filtro- LCL
v_c	Tensão no capacitor C do modelo monofásico do filtro- LCL
$i_{L_1a}, i_{L_1b}, i_{L_1c}$	Corrente no indutor do lado do conversor L_1 em "abc"
$i_{L_2a}, i_{L_2b}, i_{L_2c}$	Corrente no indutor do lado da rede L_2 da fase "abc"

Lista de Símbolos

v_{Ca}, v_{Cb}, v_{Cc}	Tensão no capacitores C nas fases "abc"
$i_{L1\alpha}, i_{L1\beta}$	Corrente no indutor do lado do conversor em coordenadas $\alpha\beta$
$i_{L2\alpha}, i_{L2\beta}$	Corrente no indutor do lado da rede em coordenadas $\alpha\beta$
$v_{C\alpha}, v_{C\beta}$	Tensão nos capacitores em coordenadas $\alpha\beta$
$v_{C\alpha}, v_{C\beta}$	Tensão nos capacitores em coordenadas $\alpha\beta$
$T_{abc\rightarrow\alpha\beta0}$	Matriz de transformação das grandezas trifásicas
$T_{f\rightarrow L}$	Matriz de transformação das grandezas trifásicas de fase para linha
Ω	Intervalo contendo todos os possíveis valores do parâmetro incerto
\mathcal{S}	Intervalo numérico de busca por ganhos de retroação
\mathcal{Q}	Conjunto de vetores de ganho K que satisfazem as condições LMI
A_{abc}	Matriz de parâmetros da planta trifásica
A	Matriz de parâmetros da planta no eixo α e no eixo β
A_p	Matriz de parâmetros da planta considerando toda a faixa de variação de parâmetros no eixo α e no eixo β
B_{abc}	Matriz de entrada das ações de controle da planta trifásica
B	Matriz de entrada das ações de controle sobre a planta no eixo α e no eixo β
A_p	Matriz de entrada das ações de controle sobre a planta considerando toda a faixa de variação de parâmetros no eixo α e no eixo β
C	Matriz de saída da planta no eixo α e no eixo β
D	Matriz de transição direta da ação de controle para a saída da planta no eixo α e no eixo β
F_{abc}	Matriz de entrada das tensões da rede sobre a planta trifásica
F	Matriz de entrada das tensões da rede sobre a planta no eixo α e no eixo β
x_{abc}	Vetor de estados da planta trifásica

Lista de Símbolos

x	Vetor de estados no eixo α e no eixo β
F	Matriz de entrada das tensões da rede sobre a planta no eixo α e no eixo β
G	Matriz discreta de parâmetros no eixo α e no eixo β
H	Matriz discreta de entrada das ações de controle no eixo α e no eixo β
\bar{G}	Matriz discreta de parâmetros do com a inclusão do atraso de transporte no eixo α e no eixo β
\bar{H}	Matriz discreta de entrada das ações de controle com a inclusão do atraso de transporte no eixo α e no eixo β
ω_{abc}	Vetor com as tensões trifásicas da rede
ω	Vetor com as tensões da rede no eixo α e no eixo β
K	Vetor de ganhos de retroação
T_s	Período de amostragem
f_s	Frequência de amostragem
T_{sw}	Período de comutação
f_{sw}	Frequência de comutação
k	Índice que indica incremento das variáveis
k_i	Ganho do controlador com modelo interno
k_p	Ganho proporcional
k_{11}, k_{12}, k_{13}	Elementos do vetor e ganhos K
S_k	Capacidade de curto-circuito da rede no PCC em relação à rede
e	Sinal de erro da malha de corrente
u	Vetor das ações de controle em coordenadas $\alpha\beta$

1 INTRODUÇÃO

O crescimento da população e da economia mundial têm levado a um crescimento intenso no consumo de energia elétrica. Segundo previsões do relatório International Energy Outlook 2007 lançado pela Administração de Informação de Energia (EIA, sigla em inglês) dos EUA, o consumo mundial de energia elétrica terá um aumento de mais de 100% nos próximos 25 anos.

As principais fontes primárias de geração de energia elétrica atualmente são os combustíveis fósseis. Os principais representantes destes combustíveis são o petróleo, o carvão e o gás natural. No gráfico da Figura 21 pode-se observar que os combustíveis fósseis são a fonte primária de 88% da energia elétrica consumida no mundo. As fontes renováveis de energia respondem por 7% e a nuclear por 5% do total.

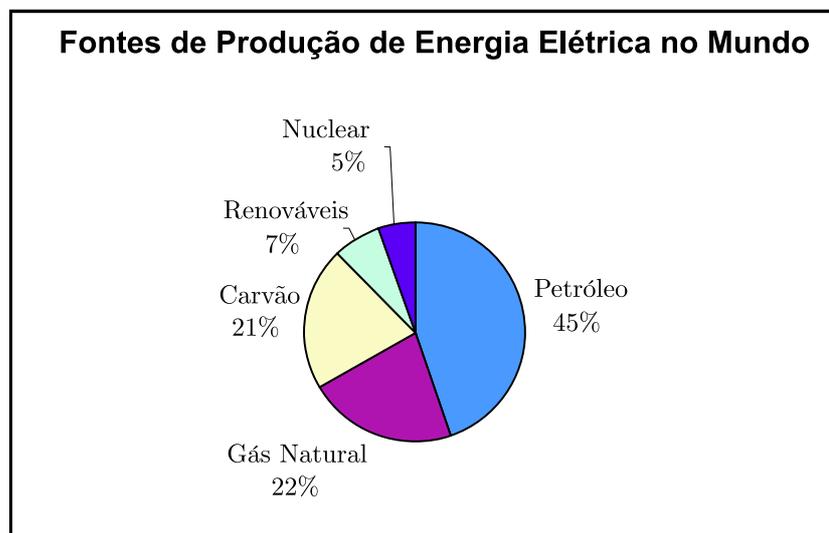


Figura 1: Fontes primárias na produção de energia elétrica no mundo.

A utilização massiva dos combustíveis fósseis é o principal responsável pela emissão de gases causadores do efeito estufa, apontado como principal responsável pelas mudanças climáticas observadas em todo planeta nos últimos anos. Além disso trata-se de uma fonte não-renovável que já mostra sinais de esgotamento. Portanto, num cenário de longo

prazo, mudanças significativas na matriz energética mundial deverão ocorrer, com fortes tendências favoráveis as formas alternativas de energia como a hidrelétrica, eólica e solar.

Neste mesmo contexto estão o avanço tecnológico na área de geração eólica e a progressiva queda de custos associadas a esta forma de geração distribuída. A energia eólica vem avançando bastante em países como Alemanha, Dinamarca e Espanha principalmente devido aos intensos incentivos governamentais a sua geração. Enfim, estes fatos fazem desta uma das mais promissoras fontes renováveis de energia elétrica. Nos países previamente citados, já existe uma penetração significativa desta forma de geração na sua matriz energética. Na Dinamarca por exemplo, a energia eólica colaborou com o crescimento da economia dinamarquesa de quase 75% desde 1980 e as emissões de gases causadores do efeito estufa caíram quase 20% nesse período, fazendo deste país um exemplo da possibilidade da redução da emissão de gases poluentes para todos os países que ratificaram o protocolo de Kyoto.

A utilização de uma fonte de energia distribuída como a eólica em níveis significativos na matriz energética de uma nação podem trazer vários benefícios a operação do sistema elétrico. Nos sistemas de potência tradicionais, a geração é baseada em grandes unidades geradoras centralizadas onde a energia é transferida por um sistema de linhas de transmissão até os consumidores. Por outro lado, as fontes distribuídas podem ser colocadas em pontos estratégicos do sistema de potência aumentando a confiabilidade e a oferta de energia do sistema de potência. Para isso, conversores de potência são utilizados para fazer o interfaceamento entre a geração distribuída e a rede elétrica.

Nos casos de energia solar e células de combustíveis, a energia se encontra em um estágio CC e a interface com a rede depende de um estágio inversor. As topologias modernas de geradores eólicos de velocidade variável conectados à rede também utilizam estágios inversores no processamento de parte ou do total da energia gerada, dependendo da topologia empregada.

O uso de conversores de potência está cada vez mais presente nos sistemas de transmissão/distribuição de energia elétrica, seja em aplicações de melhoria de qualidade de energia seja para alimentar cargas no consumidor final. Além, é claro, do papel fundamental na inserção na rede elétrica das gerações distribuídas a partir de fontes renováveis.

Sendo assim, devido à intensa utilização de conversores de potência conectados à rede elétrica, surge a necessidade de se investigar o controle do conversor de potência para que este possa ser conectado a qualquer ponto da rede elétrica, mesmo quando existem grandes incertezas quanto a impedância da rede vista pelo sistema PCC.

O objetivo deste trabalho é determinar o impacto da incerteza paramétrica da rede no controle de inversores PWM com filtro-*LCL* de saída e propor métodos de projeto de controladores robustos a esta incerteza. Os principais fatores analisados neste trabalho serão o projeto do filtro-*LCL* de saída e o amortecimento ativo da ressonância do filtro utilizando controladores robustos a variação paramétrica da rede.

1.1 Revisão Bibliográfica

O uso de técnicas digitais para o controle de conversores PWM empregados em aplicações de processamento de energia tem conquistado progressivamente mais espaço devido às amplas vantagens oferecidas por esta tecnologia em relação ao controle analógico equivalente. A flexibilidade no projeto, facilidade de implementação e a fácil migração para uma tecnologia de geração superior são algumas das vantagens do controle digital.

Além disso, o surgimento de microcontroladores e processadores digitais de sinais (DSP's) de baixo custo e alto desempenho aliado ao significativo avanço na tecnologia de chaves semicondutoras faz com que as tecnologias de conversão de energia atinjam um nicho de aplicações cada vez maior. Ainda, o aumento da capacidade de processamento dos controladores dedicados utilizados torna simples o uso de algoritmos de controle mais sofisticados e complexos [Corradini, Mattavelli e Stefanutti 2007], [Buso e Mattavelli 2006].

Além dos sistemas de geração distribuída, conversores de potência conectados à rede elétrica podem também ser encontrados nas seguintes aplicações:

- Filtros Ativos
- Retificadores PWM
- Compensadores de Reativos (STATCOM)
- Fontes ininterruptas de Energia
- Acionamento de Máquinas Elétricas

Sendo assim, conversores PWM conectados à rede elétrica são atualmente utilizados em aplicações com fluxo de potência tanto da rede para o sistema, no caso uma carga, como do sistema para a rede, no caso de geração distribuída.

A Figura 2 mostra o esquema geral da conexão de conversores na rede elétrica. O sistema de controle da unidade conversora atua sobre as chaves do conversor de forma a

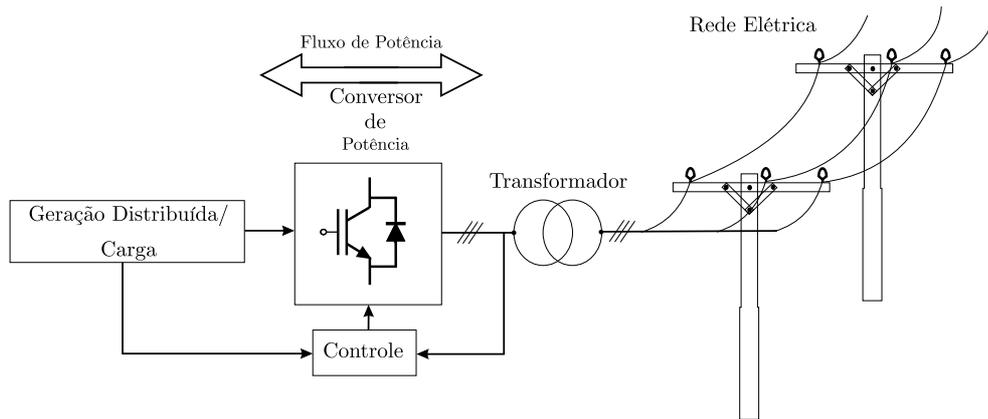


Figura 2: Conversor de potência conectado à rede.

controlar o fluxo de potência bem como regular os valores internos de tensão e corrente. Além disso incorpora também funções de gerenciamento e proteção para o sistema. De uma maneira geral, tanto as grandezas da rede, corrente e/ou tensão, como as da carga devem ser medidas para o controle adequado do processo de conversão de energia.

Para os casos de sistemas de geração distribuída operando isolados da rede alimentando cargas reativas, necessariamente devem utilizar um conversor sensível ao fluxo de potência da carga para a geração em transientes, dando caminho para a energia armazenada na carga. Teoricamente, em sistemas de GD conectados a rede, o fluxo de potência é unidirecional, ou seja, do sistema para a rede, não sendo necessário o uso de conversores com chaves bidirecionais [Yaosuo et al. 2004].

A topologia de inversores mais utilizados em sistemas de geração eólica conectados à rede são os conversores PWM alimentados em tensão com corrente de saída controlada. Esta topologia, demonstrada na Figura 3, permite a obtenção de correntes de saída com baixo conteúdo harmônico, tensão controlada no barramento CC e controle do fator de potência [Bueno et al. 2004]. Além disso, se trata de uma tecnologia madura, bastante empregada na indústria e largamente abordada na literatura [Liserre, Blaabjerg e Teodorescu 2006], [Lindgren e Svensson 1998], [Kazmierkowski e Malesani 1998]. A energia eólica é uma das mais promissoras fontes dentre as formas renováveis de energia. Seu uso tem se tornado crescente devido, principalmente, à evolução tecnológica e às progressivas reduções de custo na implantação de novos parques eólicos.

Os recentes avanços nas tecnologias de turbinas eólica se devem à utilização de conversores de potência para o interfaceamento da energia gerada nas turbinas com a rede elétrica [Blaabjerg, Zhe e Kjaer 2004], [Blaabjerg et al. 2006], [Blaabjerg, Chen e Kjaer 2004]. Atualmente é possível dividir as turbinas eólicas em três categorias: as que não

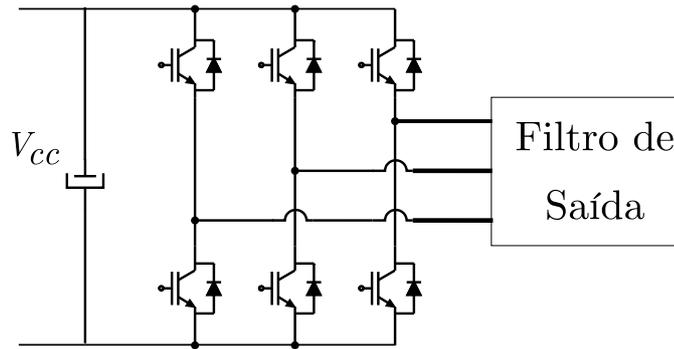


Figura 3: Inversor trifásico a três braços alimentado em tensão, com chaves com fluxo bidirecional de corrente.

utilizam eletrônica de potência, as que usam conversores para converter parte da energia produzida e as que processam toda energia produzida. Além disso, outra divisão importante entre as turbinas eólicas é a velocidade de geração, podendo ser fixa ou variável.

A seguir serão comentados as principais topologias de geradores eólicos abordando a velocidade de geração, a necessidade de conversão de energia e suas principais características.

A Figura 4 mostra uma topologia de velocidade fixa que utiliza um gerador de indução gaiola de esquilo (GIGE) conectado à rede através de um transformador. É introduzido um compensador para uma conexão suave com a rede e um banco capacitivo para reduzir o consumo de reativos da turbina retirados da rede. Como se trata de uma topologia de velocidade fixa, flutuações na intensidade do vento são convertidas em flutuações mecânicas que por sua vez são convertidas em flutuações na potência de saída da turbina. Considerando em casos de redes fracas, ou seja, altas impedância no ponto de conexão em relação a potência do sistema de geração, flutuações de tensão podem ocorrer no PCC. Como consequência, as principais desvantagens desta topologia são a necessidade de uma rede forte para a sua conexão e fortes stresses mecânicos na estrutura da turbina reduzindo a sua vida útil ou o custo da estrutura. Por outro lado, é uma das estruturas mais simples dentre as topologias de geração atualmente utilizadas, não fazendo uso de nenhum tipo de processamento de energia por conversores de potência.

Na Figura 5 é mostrada outra topologia de velocidade fixa. Esta topologia utiliza um gerador de indução com rotor bobinado (GIRB), conectado à rede através de um transformador, apresentando resistores conectados aos enrolamentos rotóricos do gerador. O tamanho destes resistores definem um intervalo de velocidade nos quais o gerador pode funcionar, geralmente até 10% acima da velocidade síncrona. Entretanto, o excesso de energia gerada é dissipado sobre os resistores em forma de calor evitando oscilações de

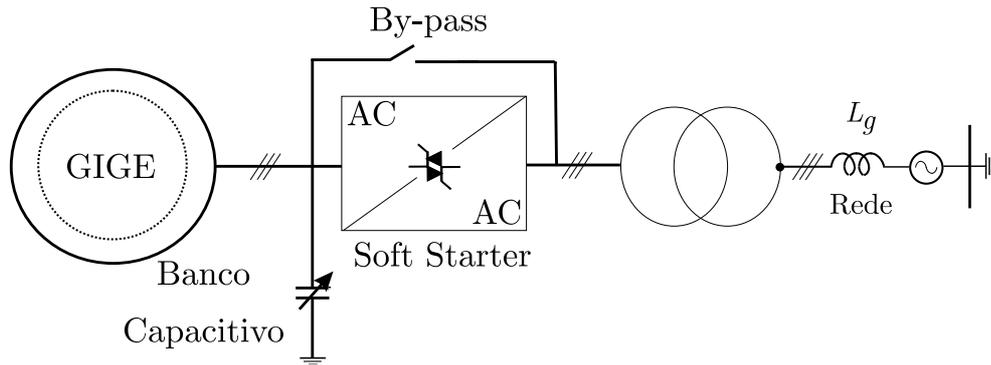


Figura 4: Topologia de velocidade fixa utilizando gerador assíncrono com gaiola de esquilo.

potência na saída. Da mesma forma, o banco de capacitores e um *soft-starter* também são utilizados. Esta topologia apresenta as vantagens de poder operar em uma certa região de velocidades. Por outro lado as perdas nas resistências podem ser significativas em casos de variações bruscas nas condições de vento. É uma estrutura que apresenta vantagens no controle da potência e saída quando comparada com outras topologias de velocidade fixa, é uma estrutura simples que não utiliza sistemas de conversão de energia.

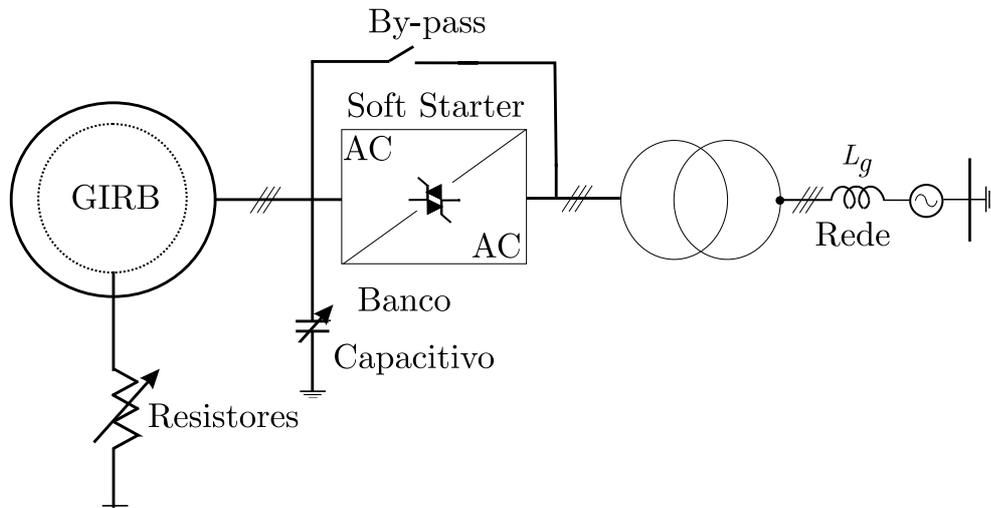


Figura 5: Topologia de velocidade fixa utilizando gerador assíncrono com rotor bobinado.

A Figura 6 apresenta o conceito conhecido como gerador de indução duplamente alimentado (GIDA). Trata de um gerador assíncrono com rotor bobinado, em que os enrolamentos estatóricos estão conectados diretamente à rede através de um transformador. Os enrolamentos rotóricos por sua vez estão conectados a um conversor que controla a frequência do rotor e por consequência a sua velocidade. O conversor processa uma parcela da potência da turbina proporcional a faixa de velocidades a ser controlada, por exemplo, um conversor que processa 30% da potência da turbina permite a operação em velocidades variando para mais ou menos 30% da velocidade síncrona. Neste exemplo

pode-se observar que o uso de conversores de potência resulta em uma fonte capaz de efetuar o controle da energia ativa e reativa. Entretanto, esta topologia apresenta problemas quanto aos esquemas de proteção em condições de curto-circuito da rede e quanto ao uso de anéis coletores que requerem manutenção constante. O conversor utilizado nesta topologia, conhecido na literatura como conversor "back-to-back" são na verdade dois conversores PWM alimentados em tensão bidirecionalis.

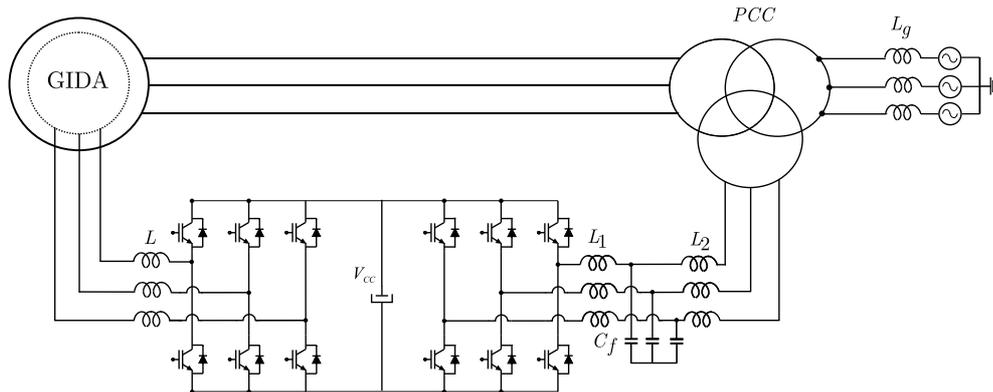


Figura 6: Configurações típicas para geração eólica a partir de gerador síncrono.

A Figura 7 apresenta a topologia de operação em velocidade variável que utiliza o gerador síncrono com conversores que processam toda a energia gerada pela turbina. Esta é a topologia que apresenta a melhor dinâmica de controle entre as topologias aqui descritas. O conversor possibilita o controle de energia reativa e uma conexão suave com a rede em toda a faixa de velocidades da turbina. Como desvantagens podem ser citados a necessidade de processamento de toda a potência gerada pela turbina aumentando o custo desta topologia.

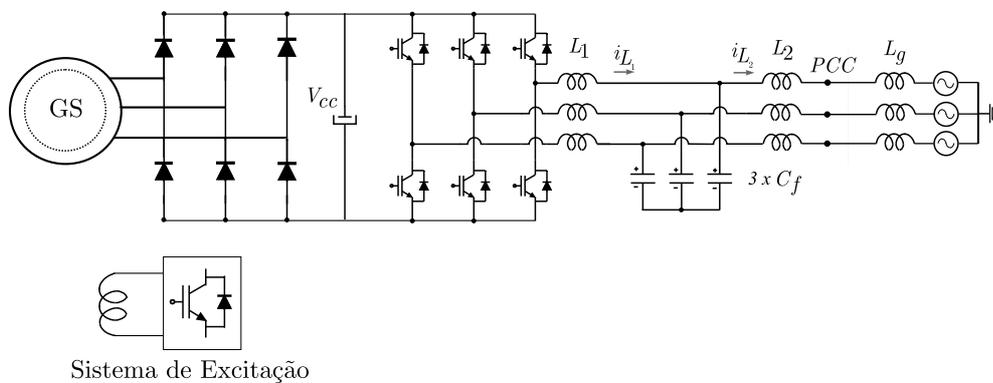


Figura 7: Configurações típicas para geração eólica a partir de gerador síncrono.

O preço a ser pago pelas vantagens oferecidas pelo uso de conversores de potência e a operação em velocidade variável é a emissão de harmônicos de corrente provenientes das

chaves do conversor. Para atenuar estes harmônicos é necessária a utilização um filtro de saída. Tradicionalmente dois filtros são encontrados na literatura, o filtro- L e o filtro- LCL . Na grande maioria das aplicações, a escolha do filtro do estágio de saída é baseada no compromisso entre atenuação de harmônicos e o custo e tamanho dos componentes do filtro. A Figura 8 mostra um comparativo entre as respostas em frequência de ambos os filtros. Apesar de o filtro- LCL apresentar uma ressonância indesejável, a atenuação em altas frequências é significativamente maior. Além disso, o filtro- LCL oferece a possibilidade de reduzir os harmônicos causados pela comutação das chaves do inversor com valores relativos de indutância menores.

Assumindo como exemplo a resposta em frequência de ambos os filtros dada na Figura 8. Trata-se da resposta em frequência da função de transferência da corrente de entrada para a corrente de saída para os dois filtros com valores relativos de indutância iguais. Observe que a resposta em frequência de ambos filtros é semelhante antes do pico de ressonância, ou seja, ambos se tem uma atenuação de $20dB$ por década, após atenuação do filtro- LCL passa para $60dB$ por década. Como principais vantagens do filtro- LCL em

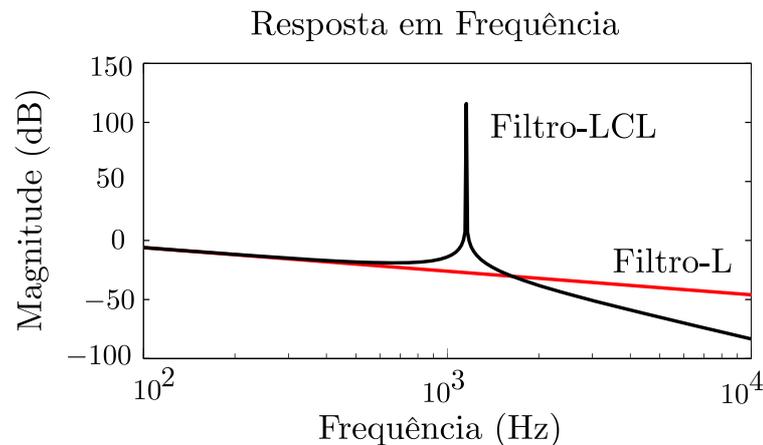


Figura 8: Resposta em frequência do filtro- LCL e do filtro- L .

comparação ao filtro- L pode-se citar:

- Maior atenuação de harmônicos nas frequências de interesse;
- Valores relativos de indutância menores;
- Menor circulação de energia reativa pelo sistema;
- Melhor resposta dinâmica.

O uso do filtro- LCL ganha ainda mais força em aplicações de alta potência (acima de

100kW), onde baixas frequências de comutação são utilizadas. Como principais desafios no uso desde, pode-se citar:

- Maior complexidade no projeto;
- Possível maior número de sensores para o controle em malha fechada;
- Amortecimento da ressonância;
- Susceptibilidade à incertezas paramétricas no PCC.

Os tipos de amortecimento para a ressonância tratados na literatura são basicamente dois:

- Amortecimento passivo
- Amortecimento ativo

O amortecimento passivo consiste no uso de elementos passivos, resistores, indutores e capacitores adicionais com o objetivo de amortecer a ressonância do filtro. A grande desvantagem desta técnica são as perdas associadas ao sistema, reduzindo a eficiência além da possível necessidade de sistemas de refrigeração forçada. Para aplicações de alta potência, acima de algumas dezenas de kW, o sistema mais usado é o amortecimento ativo. Esta técnica consiste na introdução de um controlador específico no algoritmo de controle, logo não serão necessários elementos passivos adicionais para o amortecimento.

Em [Liserre, Blaabjerg e Hansen 2005] é utilizado o amortecimento passivo mais simples e difundido em aplicações de baixa potência. A Figura 9 mostra o inversor trifásico com filtro-*LCL* de saída com resistores de amortecimento em série com os capacitores. A resposta em frequência do sistema analisado na referência anterior está mostrada na Figura 10. Quanto maior a resistência utilizada, maior é o amortecimento da ressonância e maior serão as perdas nos resistores. Observe também que quanto maior a resistência menor a atenuação do filtro nas altas frequências. Logo, quanto maior o resistor utilizado, maior é o amortecimento da ressonância e maior é a margem de estabilidade do sistema. Por outro lado, as perdas aumentam e a eficiência do sistema cai, além de prejudicar a atenuação do filtro nas altas frequências.

Em [Wang et al. 2003] é proposta a introdução de um filtro adicional composto por elementos passivos (resistores, indutores e/ou capacitores) em diferentes configurações conforme dado na Figura 11. O objetivo deste método é atenuar a ressonância e reduzir

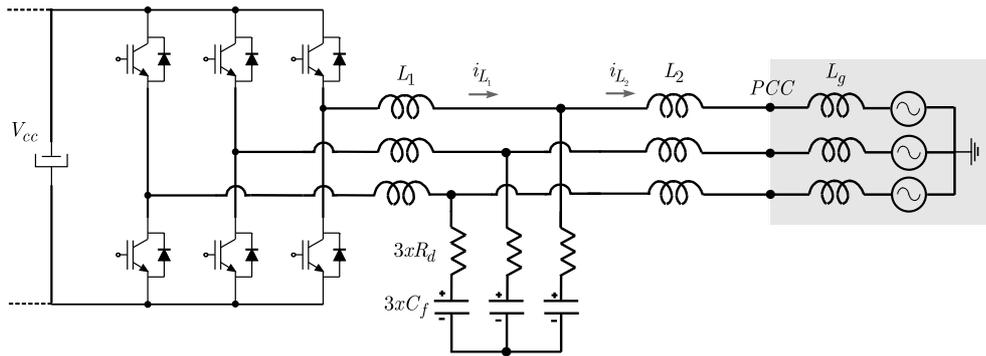


Figura 9: Inversor trifásico conectado à rede com filtro-*LCL* de saída e filtro passivo adicional.

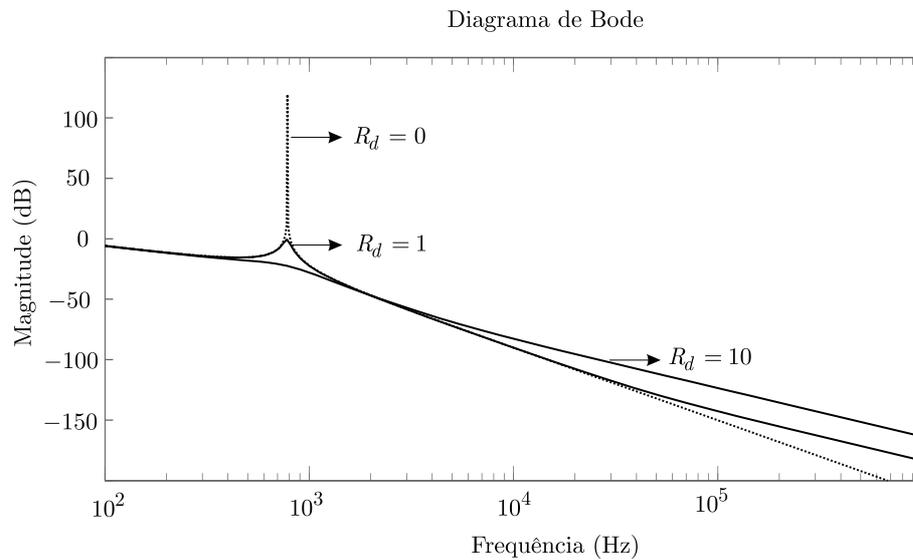


Figura 10: Resposta em frequência do sistema utilizando amortecimento passivo.

as perdas nos resistores. Entretanto, o filtro adicional é inserido sintonizado em uma frequência de ressonância específica. Caso não se conheça esta frequência ou variações paramétricas ocorram, o filtro adicional pode perder a sua eficiência e perdas consideráveis podem ocorrer mesmo assim. Além disso, a eficácia do filtro nas frequências de interesse é comprometida.

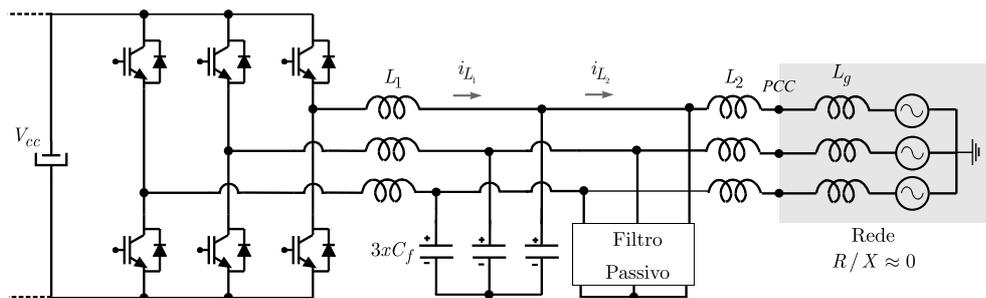


Figura 11: Inversor trifásico conectado à rede com filtro-*LCL* de saída e filtro passivo adicional.

O amortecimento ativo consiste num controlador inserido na malha de controle de corrente do inversor, basicamente a malha de controle de corrente para o inversor para inversores conectados à rede pode ser representado pela malha de controle mostrada na Figura 12. Esta malha é a mais tipicamente encontrada para o controle da corrente, tanto no indutor L_1 como no indutor L_2 , em inversores conectados à rede. Nesta malha são encontrados os controladores de alta frequência G_{Hf} , responsável pelo amortecimento ativo da ressonância, e o de baixa frequência G_{Lf} , responsável pelo rastreamento da referência e rejeição de distúrbios indesejáveis de baixa frequência. Além destes, aparece ainda o bloco que modela o atraso de transporte referente a implementação digital do controlador.

Com base na malha de controle apresentada, em [Liserre, Dell’Aquila e Blaabjerg 2002] é proposta a introdução um atraso de transporte adicional com o objetivo de amortecer a ressonância do sistema. Esta técnica introduz um pólo adicional no sistema modificando o seu lugar das raízes. Como resultado, a introdução deste atraso possibilitou o uso de um resistor com metade do tamanho é utilizado reduzindo pela metade as perdas. Entretanto, uma redução na banda passante do sistema foi detectada.

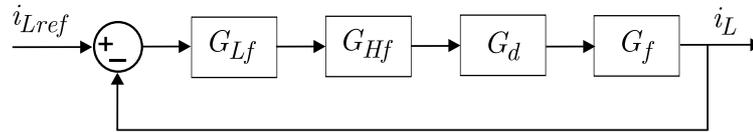


Figura 12: Malha de controle de corrente típica utilizada em conversores conectados á rede com filtro- LCL de saída para o controle da corrente no indutor L_1 .

O controlador de baixa frequência é responsável pelo controle da corrente de saída. As estruturas mais referenciadas na literatura são os controladores baseados no princípio do modelo interno apresentados em [Francis e Wonham 1976] e utilizados para o controle de corrente de inversores para aplicações em UPS em [Botterón et al. 2004].

Entretanto, o tipo de controlador de baixa frequência utilizado depende do método de implementação empregado. Na implementação em eixos síncronos, as correntes trifásicas alternadas são transformadas em grandezas constantes no sistema de coordenadas em eixos girantes. Dessa forma, para obter erro nulo em regime permanente de uma grandeza contínua basta utilizar um controlador Proporcional+Integral (PI) dado por:

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (1.1)$$

Já na implementação em eixos estacionários, é aplicada uma transformação linear nas grandezas trifásicas obtendo se duas grandezas alternadas na frequência fundamental

defasadas de 90° . Assim, para obter rastreamento da referência em regime permanente é necessário o uso de um controlador ressonante na frequência fundamental [Twining e Holmes 2003].

O controlador ressonante sintonizado na frequência fundamental garante o rastreamento da referência de corrente. Além deste, controladores ressoantes sintonizados para a rejeição dos harmônicos de baixa ordem, geralmente de quinta e sétima harmônicas em sistemas trifásicos a três fios, são inseridos na estrutura do controlador de baixa frequência da malha de corrente. Sendo assim o controlador ressonante a fundamental e para as harmônicas podem ser dadas por:

$$G_c(z) = k_1 \frac{s}{s^2 + (\omega_0)^2} + k_5 \frac{s}{s^2 + (5\omega_0)^2} + k_7 \frac{s}{s^2 + (7\omega_0)^2} \quad (1.2)$$

O controlador de alta frequência é o responsável pelo amortecimento ativo da ressonância do filtro. Ao contrário do amortecimento passivo, o amortecimento ativo não prejudica a eficiência do sistema e permite o uso de diversas técnicas digitais de controle distintas. Muitas técnicas de controle foram apresentadas na literatura para o projeto deste controlador.

Várias técnicas e procedimentos para o projeto de G_{Hf} estão presentes na literatura. Em [Liserre, Dell'Aquila e Blaabjerg 2004] foi proposto um filtro de quarta ordem onde os coeficientes deste são ajustados a partir de critérios de otimização que utiliza uma técnica heurística chamada algoritmos genéticos. Apesar de apresentar bons resultados para um dado projeto, a técnica é realizada para parâmetros específicos de um sistema, não prevendo possíveis variações paramétricas.

Em [Liserre, Blaabjerg e Teodorescu 2005] é proposta a identificação da frequência de ressonância do filtro através do aumento controlado dos ganhos de um controlador proporcional adicionado na malha de controle de corrente ou pela injeção de saltos de tensão no ponto de conexão. Após adquirir os sinais resultantes, o DSP aplica um algoritmo de transformada de Fourier nestes dados e identifica a frequência de ressonância. A principal desvantagem deste método é a necessidade do uso de algoritmos pesados e a possível indução do sistema a instabilidade. A Figura 13 mostra o circuito equivalente do inversor conectado à rede utilizado para a injeção de saltos de tensão no PCC.

Em [Teodorescu et al. 2003] são demonstrados os impactos na estabilidade da malha fechada de corrente de cada um dos seguintes parâmetros: atraso de transporte, corrente controlada (lado da rede ou lado do conversor) e restrições de projeto em elementos do filtro. É constatado que o atraso de transporte afeta diferentemente a estabilidade de

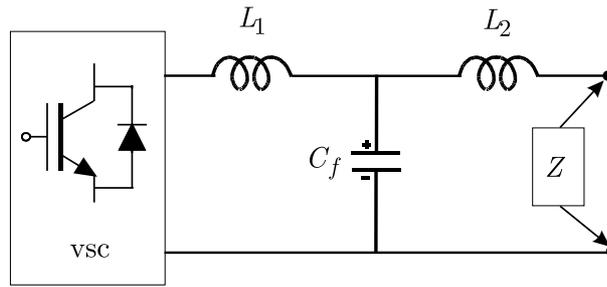


Figura 13: Circuito equivalente utilizado para inserir saltos de tensão no PCC.

malha fechada dependendo de qual corrente é controlada, se a do lado do conversor ou a do lado da rede. É demonstrado que o controle da corrente do lado da rede é mais suscetível a instabilidades devido ao atraso de transporte quando comparado ao controle da corrente do lado inversor. Realizando algumas restrições no projeto do filtro e analisando o impacto na estabilidade da escolha da corrente a ser controlado, é proposto um filtro que funcione sem a necessidade de amortecimento.

Existem duas possibilidades para o controle de corrente. A Figura 14a mostra o esquema para o controle da corrente do lado da rede. Este método é preferencialmente escolhido quando as necessidades de controle do fator de potência são preponderantes, como no caso da geração eólica. O controle da corrente do lado do conversor exemplificado na Figura 14b é normalmente utilizado em aplicações de baixa potência, em que o filtro é integrado com o conversor e as preocupações com a proteção das chaves do inversor contra sobre-correntes são preponderantes. O controle da corrente do lado do conversor também é utilizado em aplicações de geração distribuída, pois geralmente promove respostas transitórias mais suaves quando comparada ao controle da corrente do lado da rede [Gabe et al. 2007].

Os Inversores PWM alimentados em tensão com controle da corrente de saída conectados à rede com filtro-*LCL*, a configuração dominante na conexão de turbinas eólicas à rede elétrica. A rede elétrica por sua vez, pode apresentar diferentes condições de capacidade de transferência de potência bem como apresentar diferentes níveis de distorção harmônica de baixa ordem no PCC. A Figura 15 apresenta o diagrama unifilar de um sistema elétrico de potência com uma turbina eólica. A geração eólica geralmente é conectada no lado de alta tensão do sistema de distribuição. No caso de geração em regiões remotas ou em zonas rurais, as longas linhas necessárias e os transformadores inserem uma impedância considerável. Logo, a impedância vista pelo conversor de saída da turbina eólica é basicamente indutiva. Isto permite desconsiderar o impacto dos diferentes tipos de cargas consumidoras, as quais podem induzir ressonâncias de baixa frequência no sistema, a não

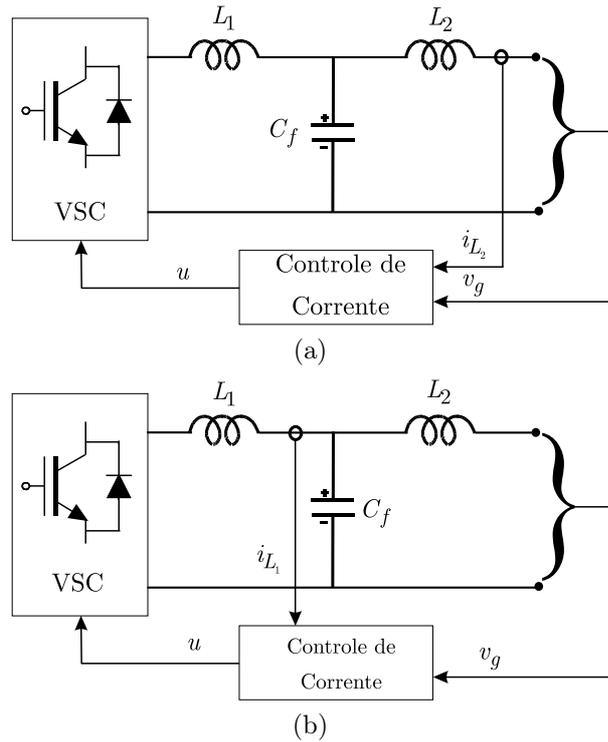


Figura 14: (a) Controle da corrente do lado da rede, (b) Controle da corrente do lado do conversor.

ser que a turbina eólica alimente cargas locais.

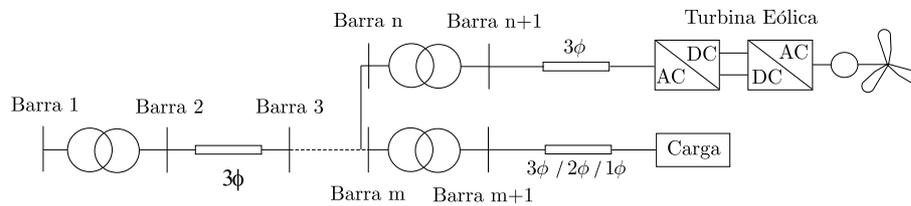


Figura 15: Sistema de potência radial com geração eólica.

A Figura 16 representa o modelo equivalente monofásico do inversor com filtro-*LCL* de saída conectado à rede. A impedância vista pelo inversor no PCC pode ser representada como um indutor série e neste trabalho será relacionado à potência de curto circuito do sistema. As resistências, tanto dos elementos do filtro como as da rede, foram desconsideradas. Em [Liserre, Teodorescu e Blaabjerg 2004] é demonstrado o impacto das variações paramétricas da rede no amortecimento ativo de um sistema fotovoltaico conectado na rede elétrica de distribuição na lado de baixa tensão através de filtro-*LCL*. Nestes casos, fortes variações de cargas e interações do filtro com cargas domésticas dificultam o projeto do amortecimento ativo [Enslin e Heskes 2004]. Em [Liserre, Blaabjerg e Teodorescu 2006] é apresentado um exemplo de uma turbina eólica de 500kW conectada à rede com filtro-*LCL*. A Figura 17 mostra a variação da ressonância em relação à variação da

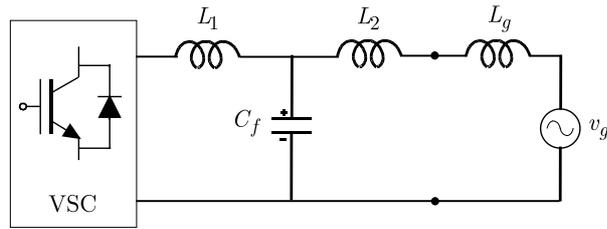


Figura 16: Circuito equivalente monofásico do inversor conectado à uma rede indutiva pura.

indutância equivalente vista pelo conversor conectado à rede. Os controladores de alta frequência devem ser capazes de amortecer a ressonância em toda a faixa de frequências em que esta possa ocorrer, sem comprometer a estabilidade em malha fechada do sistema.

Para isto é proposto um compensador do tipo avanço-atraso de fase discreto dado pela seguinte equação:

$$G_{Hf} = \left[\frac{z^2 - z_0^2}{z^2 - p_0^2} \right] \quad (1.3)$$

onde z_0 e p_0 são os pólos e zeros são escolhidos de tal forma a compensarem o par conjugado de pólos do filtro- LCL . Ainda nesta referência, a corrente controlada foi a corrente do lado do conversor, o que facilita o projeto do compensador. Esta técnica se mostrou ineficiente para toda variação considerada. Desta forma o autor propõe a adaptação do compensador conforme a condição de rede. Outro problema proveniente da variação paramétrica é a possível interação entre os controladores de alta e baixa frequência. O projeto dos ganhos k_p e k_i , juntamente com o método de amortecimento ativo empregado e uma eventual variação da rede podem levar o sistema à instabilidade.

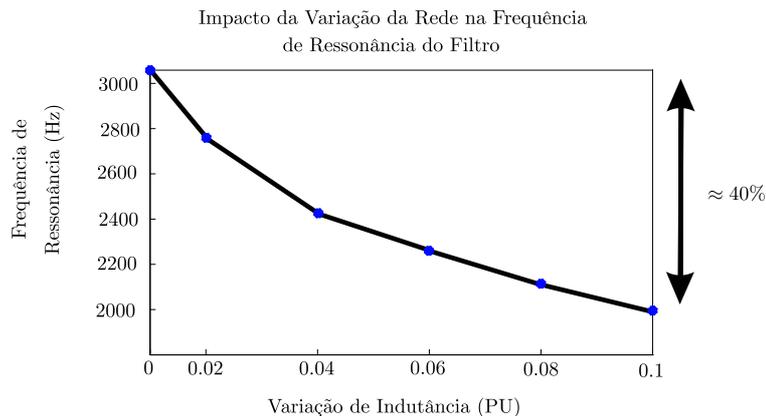


Figura 17: Impacto da variação paramétrica da rede na frequência de ressonância do filtro- LCL de saída.

Em [Twining e Holmes 2003] um controlador com uma malha adicional é proposto, conforme demonstrado na Figura 18. Neste trabalho uma pré-compensação da corrente no capacitor garante o amortecimento robusto da ressonância. No entanto, nenhuma análise

considerando variação paramétrica e interação entre os controladores foi realizada, além disso o sistema proposto utiliza mais sensores para ser implementado quando comparado aos métodos apresentados anteriormente.

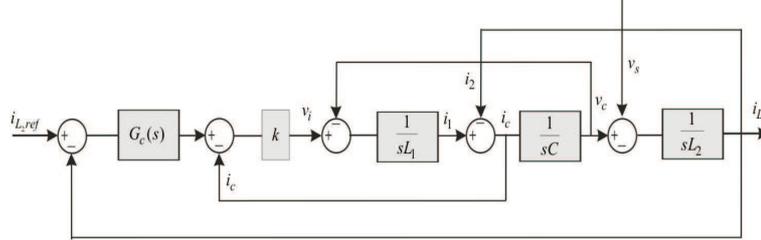


Figura 18: Diagrama de blocos da malha de controle de corrente incluindo o controle da corrente no capacitor.

Como conclusão desta revisão bibliográfica foram identificados dois tipos básicos de amortecimento de ressonância: o amortecimento passivo e o amortecimento ativo. O amortecimento ativo se mostra mais viável devido a sua flexibilidade e por não provocar perdas e comprometer a eficiência do sistema. Algumas publicações que trazem diferentes formas de amortecimento ativo foram citadas. Entre as diferentes técnicas apresentadas estão as que utilizam técnicas heurísticas para o cálculo de ganhos ótimos e técnicas de identificação de parâmetros da rede elétrica. A principal carência encontrada nesta revisão bibliográfica é uma técnica de amortecimento que evite interações entre os controladores e mantenha a eficácia mesmo quando variações paramétricas ocorrem, além de não apresentarem análises de estabilidade para este tipo de situação. Na próxima seção são propostos os objetivos principais deste trabalho.

1.2 Objetivos do Trabalho

Este trabalho apresenta técnicas utilizadas para o amortecimento da ressonância em filtros-*LCL* conectados à rede, além de uma metodologia de projeto do filtro e do sistema de amortecimento. Como objetivos específicos desta dissertação têm-se:

- Estabelecer critérios de projeto do filtro-*LCL* no domínio da frequência;
- Mostrar as técnicas de amortecimento atualmente utilizadas e as suas limitações;
- Propor técnicas de amortecimento ativo baseados em retroação de estados;
- Garantir robustez da malha fechada de corrente para incertezas paramétricas da rede;

- Investigar a interação entre o controlador de alta e baixa frequência e o seu impacto na estabilidade em malha fechada;
- Propor diferentes técnicas de amostragem e implementação para evitar harmônicas de baixa ordem devido a retroação de estados amostrados com alto conteúdo harmônico;

1.3 Organização

Esta dissertação é organizada da seguinte maneira.

No capítulo 2 é apresentada a modelagem matemática do filtro-*LCL* conectado à rede e os critérios de projeto deste visando a atenuação das harmônicas introduzidas pela comutação das chaves do inversor. É apresentada uma comparação entre o filtro-*L* e *LCL* bem como a modelagem matemática de cada um no domínio da frequência. O projeto detalhado de cada parâmetro do filtro-*LCL* com base na modulação utilizada na implementação e nas normas de harmônicas de corrente é abordado.

O capítulo 3 apresenta o projeto de um controlador de corrente robusto a variações da rede. Primeiramente o sistema é modelado em espaço de estados e discretizado. Um sistema equivalente com uma variável adicional representando o atraso de transporte é obtido. Em seguida a controlabilidade deste sistema é verificada em presença da variação paramétrica. Restrições de projeto para garantir a controlabilidade do sistema são estabelecidas. Em seguida é apresentado o projeto de uma retroação parcial de estados baseada na resolução de desigualdades matriciais lineares, que garantem a alocação robusta de pólos dentro uma determinada região do círculo de raio unitário para uma dada variação da impedância da rede. Uma vez atenuada a ressonância do filtro-*LCL*, são introduzidos controladores com modelo interno para rejeitar os distúrbios de baixa frequência vindos da rede. São estabelecidos critérios para o projeto conjunto da retroação de estados e dos controladores de baixa ordem, afim de manter os critérios de estabilidade do sistema para toda a faixa de variação paramétrica.

No capítulo 4 é demonstrado o aparecimento de harmônicas de baixa ordem referentes a retroação de estados amostrados com alto conteúdo harmônico. O fenômeno de *aliasing* é descrito e técnicas diferenciadas de amostragem das variáveis são propostas para minimiza-lo, resultados experimentais são apresentados para corroborar a análise teórica desenvolvida.

No capítulo 5 é introduzido o controle utilizando observadores de estados predi-

tivos. Uma breve revisão bibliográfica sobre estimadores de estados a partir de múltiplas amostragens é realizada inicialmente. Resultados de simulação e experimentais mostrando as potencialidades desse estimador na robustez do sistema, bem como a eliminação de harmônicas de baixa ordem vindas de distorções de *aliasing* são demonstrados.

O capítulo 6 apresenta as conclusões finais desta dissertação e a proposta de trabalhos futuros.

2 CRITÉRIOS DE PROJETO

2.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os critérios de projeto para o filtro-*LCL* de um inversor trifásico conectado à rede. O projeto é baseado nos limites de harmônicos de corrente para sistemas de geração distribuída definidos em [Standart for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems 2003] com base em [Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems 1992]. A Tabela 1 traz os limites de harmônicos de corrente injetados na rede por sistemas de geração conectados à rede.

Nas aplicações de conversores de potência conectados à rede basicamente são utilizados dois tipos de filtro de saída, o filtro-*L* e o filtro-*LCL*. O filtro-*L* é tradicionalmente utilizado nas aplicações de conversores DC-DC e em conversores operando numa faixa de potência de poucas dezenas de kW. A partir dessa faixa de potência o filtro-*LCL* é mais freqüentemente utilizado.

Outro filtro citado na literatura é o filtro-*LC*, este foi inicialmente utilizado para melhorar o fator de potência no PCC de inversores que utilizam apenas o filtro-*L*. Entretanto, para inversores conectados à rede este não se mostra a melhor opção basicamente por dois problemas: a freqüência de ressonância ser muito suscetível a impedância no ponto comum de conexão e altas correntes de carga na conexão com a rede.

Sendo assim, neste capítulo será feita uma comparação entre os modelos matemáticos dos filtro-*L* e *LCL* para demonstrar as diferenças de desempenho que motivam o uso de

Tabela 1: Limites de harmônicas injetadas na rede em aplicações de geração distribuída (para tensões de 120V até 69kV.)

Ordem	$h < 11$	$11 \leq h \leq 17$	$17 \leq h > 23$	$23 \leq h \leq 35$	$h > 35$	Total
Magnitude	4%	2%	1.5%	0.6%	0.3%	5%

cada um deles. Em seguida serão estabelecidos critérios de projeto para o filtro-*LCL*.

2.2 Filtro L

O circuito monofásico equivalente do inversor com filtro-*L* de saída está representado na Figura 19. Definindo $h_{sw} = \omega_{sw}/\omega_g$, o qual representa a ordem harmônica da frequência de comutação ω_{sw} em relação a frequência fundamental da rede ω_g .

O objetivo é encontrar a expressão da atenuação oferecida pelo filtro para a ordem harmônica referente a frequência de comutação das chaves. Para isto, será considerado que a tensão da rede na frequência de comutação seja $v_g(jh_{sw}) = 0$ ou seja, a rede é vista como um curto-circuito para a corrente harmônica, por outro lado, o conversor é visto como o gerador de harmônicos pois $u(jh_{sw}) \neq 0$.

Assim, a atenuação do *ripple* na frequência de comutação da corrente de saída pode ser dado pela seguinte expressão

$$\frac{i_L(s)}{u(s)} = \frac{1}{sL} \quad (2.1)$$

onde s denota o operador de Laplace. A transformada de Fourier correspondente para a equação (2.1) pode ser obtida pela substituição do operador de Laplace s por $j\omega$. Assim, o ganho do filtro L para cada harmônico pode ser obtido substituindo ω por $h\omega_g$, onde ω_g é a frequência fundamental da rede e h é a ordem harmônica em relação a fundamental.

$$\frac{i_L(jh\omega_g)}{u(jh\omega_g)} = \frac{1}{jh\omega_g L} \quad (2.2)$$

A equação (2.2) representa o inverso da impedância de saída do inversor. Observe que a impedância aumenta conforme aumentam a ordem harmônica envolvida e a indutância do filtro. Logo, uma vez definida a frequência de comutação do inversor, a atenuação dos harmônicos na corrente de saída é definida unicamente pelo projeto da indutância do

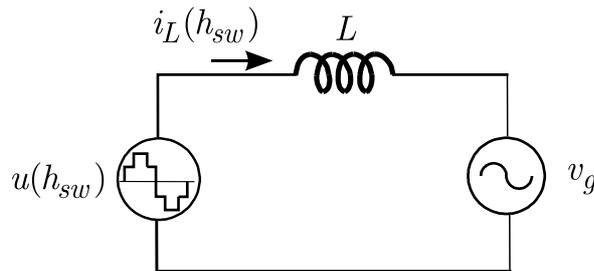


Figura 19: Circuito equivalente monofásico para o inversor com filtro L de saída.

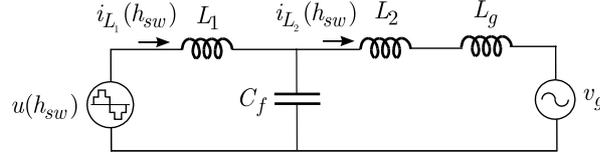


Figura 20: Circuito equivalente para o inversor com filtro LCL de saída.

filtro.

2.3 Filtro LCL

O circuito equivalente para o sistema utilizando filtro- LCL é mostrado na Figura 20. As resistências parasitas do filtro e a resistência da rede são desconsideradas nesta análise. O indutor L_g representa a indutância da rede vista pelo conversor no ponto de conexão. A indutância total de saída pode ser representada por $L_o = L_2 + L_g$. Como no caso anterior, a rede é considerada um curto-circuito para os harmônicos provenientes da comutação das chaves. Dessa forma, é obtida a função de transferência da relação entre a tensão de saída do inversor e a corrente de saída:

$$\frac{i_{L_2}(s)}{u(s)} = \frac{1}{s(s^2 + \frac{L_1+L_o}{L_1L_oC_f})} \quad (2.3)$$

Substituindo o operador de Laplace s por $jh\omega_g$, o módulo do ganho introduzido pelo filtro- LCL pode ser expresso por

$$\left| \frac{i_{L_2}(jh\omega_g)}{u(jh\omega_g)} \right| = \frac{1}{|jh\omega_g| \sqrt{h^2\omega_g^2 + \frac{L_1+L_o}{L_1L_oC_f}}} \quad (2.4)$$

Reescrevendo a equação (2.4), tem-se que

$$\left| \frac{i_{L_2}(jh\omega_g)}{u(jh\omega_g)} \right| = \frac{1}{|jh\omega_g| \sqrt{h^2\omega_g^2 + \omega_{res}^2}} \quad (2.5)$$

Onde ω_{res}^2 é a frequência de ressonância do filtro- LCL em função dos seus parâmetros dado por:

$$\omega_{res}^2 = \frac{L_1 + L_o}{L_1L_oC_f} \quad (2.6)$$

Observando a equação (2.5) é possível relacionar a atenuação do filtro na ordem harmônica de interesse h_{sw} com a frequência de ressonância. Se $\omega_{res} \approx 0$ a atenuação

oferecida pelo filtro nas altas frequências aumenta uma vez que a atenuação do filtro cresce na taxa de 60dB/década. Entretanto, neste caso a ressonância do filtro estará próxima à frequência fundamental. Por outro lado, considerando $h\omega_g = \omega_{sw}$, o filtro-*LCL* se aproxima do comportamento filtro-*L*, ou seja, incrementa a atenuação em 20dB/década. Logo, a localização da ressonância do filtro-*LCL* é um importante critério de projeto para a determinação do desempenho do filtro.

Para fins de projeto, é possível escrever a seguinte relação entre a corrente no indutor do lado do conversor e a tensão na saída do conversor

$$\left| \frac{i_{L_1}(h_{sw}\omega_g)}{u(h_{sw}\omega_g)} \right| \approx \frac{1}{|h_{sw}\omega_g L_1|} \quad (2.7)$$

Assim, associando a equação (2.7) com a equação (2.5) para h_{sw} é possível encontrar uma relação entre a corrente no indutor do lado do conversor e a corrente de saída dada por

$$\frac{i_{L_2}(h_{sw})}{i_{L_1}(h_{sw})} \approx \frac{\frac{1}{L_o C_f}}{|\omega_{res}^2 - \omega_{sw}^2|} \quad (2.8)$$

Esta aproximação é válida apenas para a frequência ω_{sw} . As equações (2.5), (2.7) e (2.8) são usadas para o cálculo das ondulações vindas desde o conversor até a corrente de saída.

2.4 Procedimento de Projeto

Nesta seção um procedimento de projeto para o filtro-*LCL* é apresentado. A abordagem está baseada nos critérios descritos em [Wang et al. 2003] e [Liserre, Blaabjerg e Hansen].

O projeto do filtro deve atender as normas de atenuação de harmônicos da Tabela 1. No procedimento de projeto apresentado não será apresentada nenhuma restrição quanto ao amortecimento do filtro. Os capítulos 3 e 4 deste trabalho apresentam alternativas distintas para efetuar o amortecimento ativo dos modos oscilatórios do filtro.

Algumas observações no projeto dos elementos do filtro são discutidos a seguir:

- *Capacitor*- A escolha do capacitor é um compromisso entre a energia reativa que flui pelo capacitor e a atenuação dos harmônicos. Quanto maior o capacitor, maior a energia reativa que flui sobre ele e maior é a corrente demanda do indutor L_1 e das chaves. Por outro lado, valores pequenos de capacitância levam à necessidade de indutores maiores, o que aumenta a queda direta de tensão sobre estes e prejudica

a resposta dinâmica do sistema. Nas aplicações de baixa potência que fazem uso do filtro-*LCL* ou *LC*, o uso de altos valores de capacitância é mais comum devido as preocupações com custo e otimização da integração dos componentes do filtro juntamente com o inversor. Isto é muito comum, por exemplo, em aplicações de inversores em sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Por outro lado, em aplicações de conversores (tanto inversores como retificadores PWM) conectados à rede, onde o controle da corrente é feito no indutor do lado do conversor, as principais preocupações são com o fator de potência no ponto de conexão e o conteúdo harmônico da corrente absorvida da rede. Já em aplicações de geração distribuída de alta potência as principais preocupações são a limitação da emissão de harmônicos para a rede e a saturação dos indutores, desta forma os valores percentuais dos indutores são geralmente maiores em valores absolutos quando comparados a capacitância. Logo, o projeto do capacitor considerado neste trabalho, é levado como critério principal a ω_{res} e a potência reativa máxima que circula pelo capacitor.

- *Indutores*- No projeto de filtros para retificadores PWM ou UPS's, o indutor de entrada é projetado considerando um compromisso entre o *ripple* de corrente máximo e o tamanho do indutor, perdas em condução e comutação na chave semicondutora e perdas no ferro e no cobre do indutor. Além disso, a indutância máxima utilizada depende fortemente do nível de potência da aplicação. Em aplicações de baixa potência as preocupações com integração levam a utilização de valores percentuais baixos de indutância. Por outro lado, nas aplicações de altas potências em geração distribuída a emissão de harmônicos e a saturação do indutor são as maiores preocupações do projetista levando ao uso de valores percentuais mais elevados. O projeto dos indutores considerado neste trabalho tem como critério principal a atenuação dos harmônicos. Não é do escopo deste trabalho levar em consideração restrições construtivas como saturação de núcleo ou restrições de integração do sistema.
- *Ressonância do Filtro*- É recomendado que a frequência de ressonância, ω_{res} , permaneça num intervalo de frequências dado por

$$10\omega_g \leq \omega_{res} \leq 0.5\omega_{sw} \quad (2.9)$$

Localizando ω_{res} neste intervalo se torna mais difícil a excitação dos modos oscilatórios do filtro pela interação com os harmônicos de alta frequência gerados pelo inversor ou com os harmônicos de baixa ordem possivelmente presentes na rede. Além disso, o fator de atenuação do filtro nas altas frequências depende de ω_{res} como pode ser observado na equação (2.5).

Tabela 2: Parâmetros para o projeto de um filtro-*LCL*

Frequência de comutação (f_{sw})	5040 Hz ($h_{sw} = 84$)
Frequência da rede (f_g)	60Hz
Tensão de linha	$220V_{rms}$
Potência Nominal	11 kW
Tensão do Barramento CC	$450V_{DC}$
Capacidade de curto-circuito no PCC (S_k)	10

2.5 Exemplo de projeto

Nesta seção será feito o projeto de um filtro-*LCL* para o inversor trifásico a três braços utilizando o sistema de modulação apresentado no Apêndice B e com os parâmetros descritos na Tabela 2.

As equações básicas para o projeto são as seguintes:

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} \quad (2.10)$$

onde, Z_b é a impedância base, E_n é a tensão RMS de linha e P_n é a potência ativa absorvida pelo inversor em condições nominais.

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (2.11)$$

onde C_b é a capacitância base.

Agora será definida a constante que relacionam as indutâncias de L_1 e L_2

$$L_o = \gamma_1 L_1 \quad (2.12)$$

Esta constante tem particular importância pois define a atenuação conferida pelo filtro para as componentes da frequência de comutação presentes na corrente i_{L_1} para i_{L_2} .

$$C_f = \gamma_2 C_b \quad (2.13)$$

Nas referências pesquisadas o projeto do capacitor fica limitado pelo decréscimo do fator de potência do sistema, uma recomendação para aplicações de geração distribuída é de um capacitor de no máximo 5%, ou seja, $\gamma_2 = 0.05$. Para o restante do projeto um capacitor de $30\mu F$ foi empregado, o que corresponde a $\gamma_2 = 0.05$.

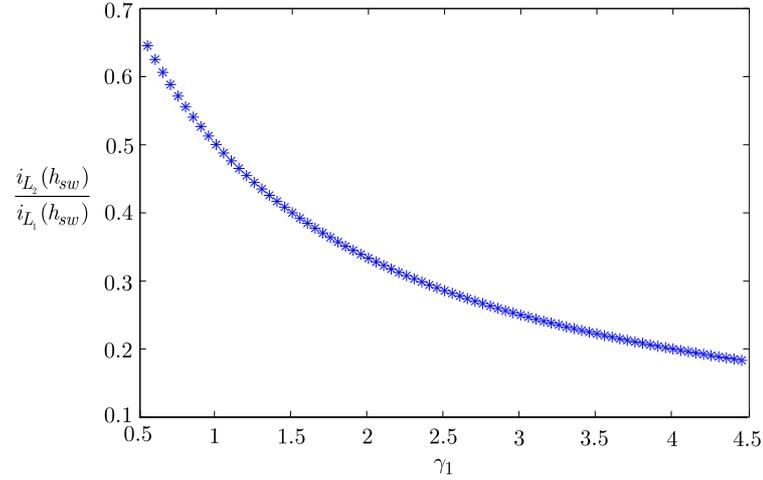


Figura 21: Relação entre a atenuação harmônica entre as correntes na frequência de comutação e a constante γ_1 .

No Apêndice B é apresentada a modulação *space vector* utilizada nas simulações e resultados experimentais deste trabalho. Conforme demonstrado, o espectro resultante da tensão de saída gerada pelo inversor apresenta dois conjunto de harmônicos, o primeiro na frequência de comutação do inversor e o segundo e mais significativo deles no dobro desta. Como visto na capítulo anterior, a resposta em frequência do filtro-*LCL* apresenta uma grande atenuação das altas frequência. Sendo assim, o filtro será projetado levando em consideração o primeiro conjunto de harmônicos. Do Apêndice B é encontrada a tensão $u(h_{sw}) \approx 0.2pu$, como a componente harmônica na corrente de saída é restringida em $0.003pu$ ou 0.3% , a máxima componente harmônica na corrente de entrada é especificada como sendo $0.01pu$ ou 1% . Da equação (2.7) obtém-se:

$$L_1 = \frac{0.2}{0.01 * 84 * 64 * 2 * \pi} = 630\mu H \quad (2.14)$$

o que corresponde a um indutor de 5.3% .

Agora analisando a relação entre a atenuação harmônica na frequência de comutação da corrente de entrada para a corrente de saída e a constante γ_1 é possível obter o valor do indutor L_2 . Substituindo as equações (2.12) e (2.13) em (2.11) obtém-se

$$\frac{i_{L_1}(h_{sw})}{i_{L_2}(h_{sw})} = \frac{1}{|1 + \gamma_1(1 - a\gamma_2)|} \quad (2.15)$$

sendo $a = L_1 C_b 2\pi f_{sw}$.

Na Figura 21 é possível observar que um $\gamma_1 = 2.3$ para atingir a exigência da norma para o componente harmônico máximo na saída, o que corresponde a um $L_o = 1450\mu H$. Uma vez que $L_g = 1200\mu H$, logo $L_2 = 250\mu H$ o que corresponde a um indutor de $2,2\%$.

Com o capacitor utilizado, a frequência de ressonância resultante é

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_o}{L_1 L_o C_f}} = 8712 \text{ rad/s} = 1368 \text{ Hz} \quad (2.16)$$

o que está de acordo com a relação (2.14). Caso neste ponto do projeto não seja obtida uma frequência de ressonância adequada, se recomenda considerar outros valores de γ_2 e repetir o procedimento.

O projeto demonstrado nesta seção levou em consideração uma rede com capacidade de curto-circuito máxima de $S_k = 15$ no PCC, o que é aceitável para um sistema de 11kW conectado no terminal de um ramal da rede de distribuição de baixa tensão. Para projetos de sistemas de geração de alta potência as capacidades de curto no PCC serão maiores, o que levará a valores percentuais de filtro maiores para atender às normas vigentes.

2.6 Conclusão

Um procedimento projeto otimizado do filtro de saída de um inversor foi obtido para atender às exigências de normas específicas para sistema de geração distribuída. O espectro do sistema de modulação a ser utilizado é o que determina a atenuação necessária que o filtro deve proporcionar nas frequências de interesse. O procedimento de projeto pode ser sumarizado da seguinte forma:

- A partir das especificações do sistema, determinar os valores de Z_b e C_b .
- Determinar o valor da capacitância e por consequência de γ_2 , tendo em vista a energia reativa consumida e as restrições na frequência de ressonância do filtro.
- Determinação do espectro da tensão equivalente u_α ou u_β .
- Determinar a capacidade de curto-circuito máxima da rede no PCC.
- Projetar o indutor L_1 .
- Projetar o indutor L_2 com base na componente máxima exigida por norma e na capacidade de curto-circuito máxima da rede no PCC.
- Verificar se a frequência de ressonância ficou dentro dos limites estabelecidos.

É importante ressaltar que ao conectar o sistema a redes fracas, com valores de S_k baixos, o valor de L_g acaba sendo preponderante sobre L_2 na indutância total de saída.

Como consequência, a frequência de ressonância fica mais sensível a variações L_g . Um forma de evitar isto seria projetando valores de L_2 maiores. Entretanto, isto levaria a filtros mais pesados, acarretando em quedas diretas de tensão maiores, ou ainda a perda de eficácia do filtro no amortecimento dos harmônicos.

Desta forma, nos próximos capítulos serão considerados métodos de amortecimento e controle de corrente robustos a variações paramétricas da rede. Estes serão capazes de evitar a instabilidade devido à variação da frequência de ressonância ou à interação entre os controladores de alta e baixa frequência do sistema.

3 *CONTROLADOR DISCRETO ROBUSTO*

3.1 Introdução

Como visto no Capítulo 1, em sistemas com conversores conectados à rede, como em geração distribuída, os filtros-*LCL* oferecem a oportunidade de redução do ripple da corrente causado por inversores PWM com valores relativos de indutância menores do que com os filtros-*L*.

Nestes sistemas são encontrados duas preocupações principais no projeto da malha de corrente. O primeiro se deve à distorção da tensão da rede, e o segundo provém da ressonância do filtro-*LCL*. Controladores ressonantes em eixos estacionários [Zmood e Holmes 2003] ou controladores com eixo girantes [Liserre, Teodorescu e Blaabjerg 2006] são utilizados para amenizar o impacto da distorção de tensão da rede nas correntes de linha. Em contraponto, para suavizar o problema de ressonância são consideradas geralmente duas alternativas. Amortecimento passivo [Liserre, Blaabjerg e Hansen 2005], que consiste em introduzir elementos passivos, geralmente um resistor em série com um capacitor, e amortecimento ativo com um compensador digital introduzido no controle da malha de corrente. As perdas resultantes do amortecimento passivo podem requerer o uso de sistemas de resfriamento forçado além de tornarem a eficiência de todo o sistema um ponto crítico, como resultado, amortecimento ativo é preferível em sistemas na casa das centenas de kW. Entretanto, os amortecimentos ativos são em sua maioria projetados para uma condição específica de rede (redes fracas ou fortes), sendo que em caso de variação das condições previstas, os modos introduzidos pelo amortecimento ativo podem tornar o sistema instável.

Neste capítulo se derivam as restrições de projeto relacionando à frequência de amostragem e aos parâmetros do filtro-*LCL* com o objetivo de assegurar a controlabilidade das equações dinâmicas discretas que descrevem um inversor conectado à rede mesmo quando a incerteza da impedância está presente no PCC. Então, uma retroação parcial robusta de

estado é projetada para promover o amortecimento da ressonância do filtro-*LCL*. O projeto do ganho do controle da retroação de estado discreto é realizado por meio da solução de um sistema LMIs. Isso assegura uma alocação robusta de pólos para uma faixa de valores de impedância da rede, sem a necessidade de uma grande quantidade de sensores. Finalmente, controladores de modelo interno são utilizados para obter o rastreamento assintótico da referência e rejeição de distúrbios, a fim de reduzir o impacto da distorção da tensão aplicada à rede e rastrear o sinal de referência.

3.2 Controlabilidade de Sistemas Discretos

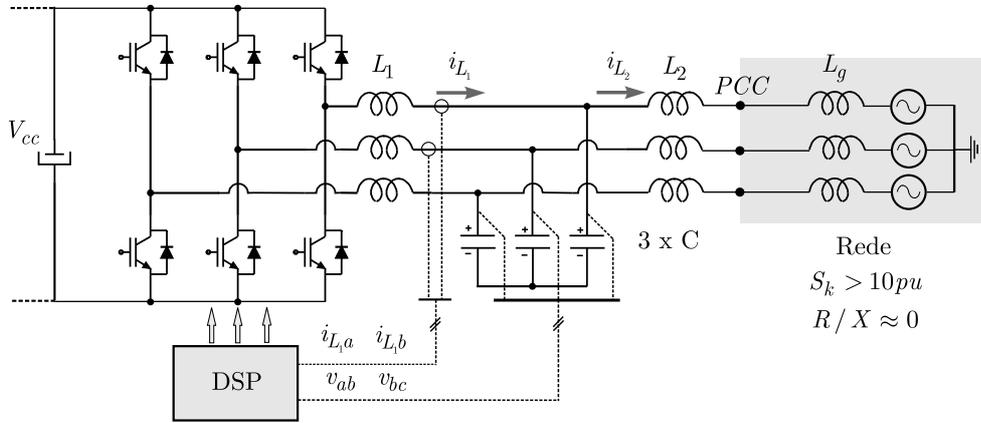


Figura 22: Inversor trifásico com filtro-*LCL* conectado a rede.

Considere o inversor conectado à rede mostrado na Figura 22. Esse inversor trifásico com filtro-*LCL* de saída pode ser representado por dois circuitos desacoplados utilizando a transformação de coordenadas *abc* para eixos estacionários $\alpha\beta$ [Botterón e Pinheiro 2006]. A rede é modelada por uma indutância em série com uma fonte de tensão. Cada um dos circuitos equivalentes pode ser representado por um modelo de espaço de estado linear e invariante no tempo da forma

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + Fw(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

em que x é o vetor de estados normalizado $[i_{L1}/I_{base} \quad v_C/V_{base} \quad i_{L2}/I_{base}]^T$, u é a tensão de saída do inversor normalizada, w é a tensão da rede e y é a corrente do indutor L normalizada em coordenadas $\alpha\beta$. A , B , C e F são matrizes com dimensões apropriadas

$$\text{dadas por } A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} \frac{V_{base}}{I_{base}} & 0 \\ \frac{1}{C} \frac{I_{base}}{V_{base}} & 0 & -\frac{1}{C} \frac{I_{base}}{V_{base}} \\ 0 & \frac{1}{L_o} \frac{V_{base}}{I_{base}} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} \frac{V_{base}}{I_{base}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad F = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_o} \frac{V_{base}}{I_{base}} \end{bmatrix}.$$

Note que o impacto da tensão do barramento CC no ganho da malha pode ser eliminado dividindo-se a ação de controle u pela tensão do barramento CC. Assim, a tensão do barramento CC não aparece explicitamente no modelo dinâmico em questão.

Considerando que as tensões PWM são sintetizadas por um controlador ou microcontrolador DSP, é conveniente analisar e projetar o sistema no domínio de tempo discreto. A representação de (3.1) no domínio de tempo discreto com um período de amostragem T_s , onde $w(t) = 0$, é dado por

$$\begin{aligned} x((k+1)T_s) &= Gx(kT_s) + Hu(kT_s) \\ y(kT_s) &= Cx(kT_s) \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde G e H são matrizes com dimensões apropriadas também dadas por:

$$G = e^{AT_s} \quad H = \int_0^{T_s} e^{A(T_s-\tau)} B d\tau \quad (3.3)$$

Ainda, (3.2) é modificada a fim de incluir o atraso presente na implementação de controladores discretos, o que resulta em:

$$\begin{aligned} \bar{x}(k+1) &= \bar{G}\bar{x}(k) + \bar{H}u(k) \\ y(k) &= \bar{C}\bar{x}(k) \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde $\bar{x} = [x \quad u_d]^T$ e \bar{G} , \bar{H} e \bar{C} são matrizes com dimensões apropriadas dadas por,

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} G & H \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}$$

Note que u_d é uma variável de estado adicional incluída no vetor de estados para

representar o atraso da implementação digital.

A fim de amortecer os modos oscilatórios de (3.1) com um controlador discreto, a controlabilidade da (3.4) deve ser mantida para toda a faixa de indutâncias considerada. Com este propósito, um teorema que relaciona a controlabilidade do sistema dinâmico discreto e sua frequência de amostragem f_s é apresentado a seguir.

Teorema 1 *Assuma que a equação dinâmica dada em (3.1) é controlável e que a matriz A , escrita na forma canônica de Jordan, possui autovalores distintos. Uma condição necessária e suficiente para que a equação dinâmica em tempo discreto, dada em (3.4), seja controlável é que $Im[\lambda_i(A) - \lambda_j(A)] \neq 2\pi\delta/T_s$ para $\delta = \pm 1, \pm 2, \dots$, sempre que $Re[\lambda_i(A) - \lambda_j(A)] = 0$.*

Prova 1 *Se λ_1 é um autovalor de A , então $\bar{\lambda}_1 = e^{\lambda_1 T_s}$ é um autovalor de \bar{G} . Se $\lambda_1 = \sigma + j\omega$ e $\lambda_2 = \sigma - j\omega$ formam um par de autovalores complexos de A , sempre que $\omega = \delta\pi/T_s$ para $\delta = \pm 1, \pm 2, \dots$, tem-se $\bar{\lambda}_1 = \bar{\lambda}_2$. Como resultado, \bar{G} possuirá dois blocos de Jordan associados ao mesmo autovalor, portanto o par $\{\bar{G}, \bar{H}\}$ não é controlável [Chen 1984].*

Para uma ilustração do uso do Teorema 1, será considerado o exemplo dado em [Lis-erre, Blaabjerg e Teodorescu 2006], que trata de uma turbina eólica de 500kW cujos parâmetros são fornecidos na Tabela 3. A indutância da rede é assumida como um parâmetro incerto pertencente ao intervalo

$$7.9\mu H \leq L_o \leq 79\mu H \quad (3.5)$$

Os autovalores complexos de A são dados por:

$$\lambda_{1,2} = \sqrt{\frac{L_1 + (L_g + L_2)}{L_1(L_g + L_2)C}} \quad (3.6)$$

Quando um período de amostragem igual a $T_s = 1/5000$ s é utilizado e a indutância total do lado da rede L_o alcança $64.6\mu H$, a condição $Im[\lambda_i(A) - \lambda_j(A)] = 2\pi\delta/T_s$ é satisfeita. A matriz de controlabilidade do sistema discreto (3.4), é dada por $[\bar{H} \quad \bar{G}\bar{H} \quad \bar{G}^2\bar{H} \quad \bar{G}^3\bar{H}]$. Para este valor de indutância total não é de posto completo, indicando que o sistema discreto não é controlável. Dessa forma, com a finalidade de tornar possível amortecer os modos oscilatórios associados ao filtro- LCL utilizando um controlador discreto, propõe-se com base no teorema-1 que a seguinte desigualdade deve ser satisfeita

$$f_s > \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_o}{LL_oC}} \quad (3.7)$$

Tabela 3: Parâmetros em valores absolutos e pu.

Turbina Eólica de 500kW			
<i>Filtro-LCL</i>	L_1	0.2mH	23%
	L_2	0.03mH	
	C	83 μ F	1%
Rede	Valor Máximo L_g	0.03 Ω (indutivo)	10%
	Valor Mínimo L_g	0.003 Ω (indutivo)	1%
Valores Base	Tensão base	380 V_{rms}	
	Corrente base	750 A_{rms}	

sendo $L_o = L_2 + L_g$ e $f_s = 1/T_s$.

Uma maneira de assegurar que a controlabilidade não seja perdida é escolher um indutor do lado da rede L_2 , tal que para qualquer indutância dentro do intervalo de incerteza o teorema 1 é satisfeito. Para o caso anterior, o valor mínimo de L_2 deve ser maior que $64.6\mu H$.

Note que uma vez a controlabilidade da equação discreta é assegurada, o modo oscilatório associado com o filtro-*LCL* pode ser ativamente amortecido.

Na próxima seção, um projeto robusto de retroação parcial de estados para o sistema discreto (3.4) é desenvolvido.

3.3 Retroação Parcial de Estados

Um objetivo do controlador a ser obtido é alocar os pólos do sistema dinâmico discreto de modo a amortecer a ressonância associada ao filtro-*LCL* na malha de controle de corrente, dada na Figura 23. Outra característica buscada para o sistema em malha fechada é que todos os pólos estejam dentro do círculo de raio unitário para qualquer valor de indutância da rede pertencente a um intervalo dado. Esse intervalo caracteriza a operação desde a condição de rede fraca até a condição de rede forte. Uma restrição ao controle é que o estado i_{L_2} não estará disponível para realimentação, de forma a não aumentar o número de sensores utilizados na estratégia proposta em relação à outras reportadas na literatura. Portanto, tratar-se-á de um problema de retroação parcial de estados. Isso leva à redução da quantidade de sensores na implementação do controle, porém dificulta o projeto do controlador.

Para obter um controlador por meio de retroação parcial de estados robusto à incertezas em L_o , serão utilizadas condições de projeto baseadas em LMIs [Boyd et al. 1994], [Gahinet et al. 1995].

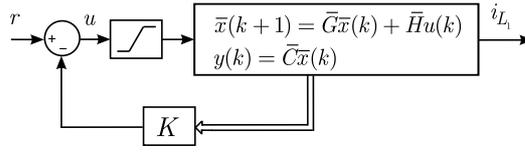


Figura 23: Malha de controle com a retroação de estados.

Reescrevendo a equação de estados (3.1) em função do parâmetro que contém a incerteza L_o a equação dinâmica para o sistema descrito na Tabela 3 pode ser expressa da seguinte forma

$$\dot{x}_p(t) = A_p(L_o)x_p(t) + B_p u(t) \quad (3.8)$$

$$\text{onde } A_p(L_o) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{L_o} & 0 \end{bmatrix}, \quad B_p = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

L_o é a indutância total do lado da rede dentro do intervalo de (3.5) com um indutor do lado da rede do filtro- LCL igual ao indutor mínimo de $L_2 = 72.5\mu H$. Assim a indutância L_g é o parâmetro incerto definido dentro do intervalo definido como:

$$\Omega = \{L_g \in \mathbb{R} : 72.5\mu H \leq L_g \leq 143.6\mu H\} \quad (3.9)$$

O modelo em tempo discreto de (3.8), incluindo o estado adicional representando o atraso da implementação digital, é dada por:

$$x(k+1) = \bar{G}(L_o)x(k) + \bar{H}u(k) \quad (3.10)$$

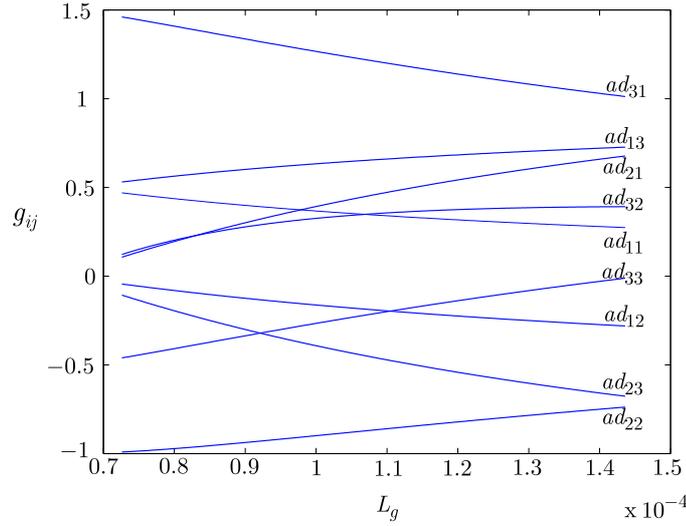
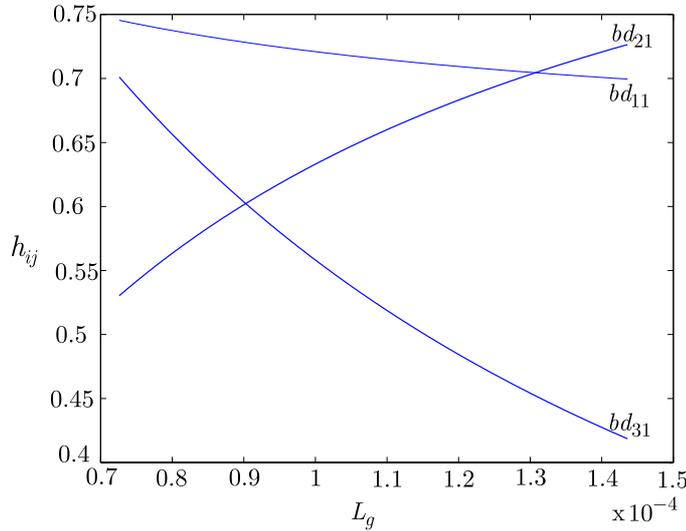
$$\text{onde } \bar{G}(L_o) = \begin{bmatrix} G(L_o) & H(L_o) \\ Z_{1 \times 3} & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}'.$$

Sendo que as matrizes $G(L_o)$ e $H(L_o)$ em (3.10) resultam da discretização de $A_p(L_o)$ e B_p , respectivamente.

A Figura 24 e a Figura 25 mostram os coeficientes de $G(L_o)$ (dados por g_{ij} , $i, j = 1, 2, 3$) e $H(L_o)$ (dado por h_{ij} , $i = 1, 2, 3$, $j = 1$) para uma discretização feita com amostrador retentor de ordem zero com um período de amostragem $T_s = 1/5000$.

Cada coeficiente g_{ij} e h_{ij} nas figuras 24 e 25 pode ser incluído num poliedro convexo como mostrado na figura 26 para o coeficiente g_{11} .

A inclusão de todos os coeficientes g_{ij} e h_{ij} em poliedros convexos similares ao da


 Figura 24: Índices da matrix $G(L_o)$ para $L_g \in \Omega$.

 Figura 25: Indices da matriz $h(L_g)$ para $L_g \in \Omega$.

região apresentada na Figura 26 permite representar o sistema (3.10) como

$$x(k+1) = G(\alpha)x(k) + Hu(k) \quad (3.11)$$

onde $A(\alpha)$ pertence ao politopo [Boyd et al. 1994] [Gahinet et al. 1995]

$$\mathcal{P} = \left\{ G(\alpha) \mathbb{R}^{4 \times 4} : G(\alpha) = \sum_{i=1}^N \alpha_i G_i, \sum_{i=1}^N \alpha_i = 1, \alpha_i \geq 0, i = 1, \dots, N \right\} \quad (3.12)$$

que inclui $\bar{G}(L_g) \forall_g \in \Omega$. As matrizes G_i em (3.12) são os vértices do politopo. Os coeficiente α de cada matriz G_i , $i = 1, \dots, N$ são obtidos dos valores nas extremidades do poliedro convexo usado para incluir os coeficientes g_{ij} e h_{ij} . Como exemplo, uma possibilidade de escolha para G_i onde $i = 1, \dots, N$ para construir \mathcal{P} que inclui $\bar{G}(L_g)$

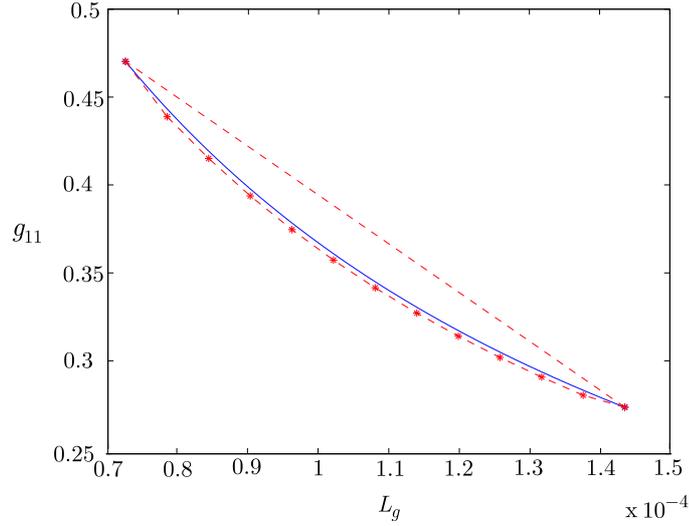


Figura 26: Região do poliedro convexo, representado por linhas pontilhadas com os vértices representados por *, incluindo a trajetória de g_{11} da matriz $G(L_g)$ para $L_g \in \Omega$

$\forall L_g \in \Omega$ é dado a seguir, com o uso de $N = 13$ vértices para o intervalo de indutâncias da rede dada em (3.9) acrescidos do indutor do lado da rede do filtro. Selecionando N valores de indutância igualmente intercalados neste intervalo são obtidas as matrizes A_i do politopo (3.12).

$$G_1 = \begin{bmatrix} 0.4702 & -0.0438 & 0.5298 & 0.7456 \\ 0.1055 & -0.9913 & -0.1055 & 0.5298 \\ 1.4615 & 0.1208 & -0.4615 & 0.7018 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, G_2 = \begin{bmatrix} 0.2736 & -0.2809 & 0.7264 & 0.6995 \\ 0.6770 & -0.7382 & -0.6770 & 0.7264 \\ 1.0118 & 0.3913 & -0.0118 & 0.4185 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$G_3 = \begin{bmatrix} 0.4388 & -0.0743 & 0.5941 & 0.7383 \\ 0.1883 & -0.9864 & -0.1860 & 0.5623 \\ 1.4056 & 0.1969 & -0.4156 & 0.6589 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, G_4 = \begin{bmatrix} 0.4150 & -0.1018 & 0.6159 & 0.7325 \\ 0.2600 & -0.9674 & -0.2454 & 0.5866 \\ 1.3633 & 0.2415 & -0.3733 & 0.6261 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$G_5 = \begin{bmatrix} 0.3937 & -0.1272 & 0.6413 & 0.7274 \\ 0.3262 & -0.9459 & -0.3064 & 0.6083 \\ 1.3210 & 0.2817 & -0.3310 & 0.5962 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, G_6 = \begin{bmatrix} 0.3746 & -0.1504 & 0.6573 & 0.7229 \\ 0.3770 & -0.9231 & -0.3625 & 0.6278 \\ 1.2794 & 0.3128 & -0.2894 & 0.5689 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
G_7 &= \begin{bmatrix} 0.3573 & -0.1719 & 0.6793 & 0.7188 \\ 0.4350 & -0.8997 & -0.4142 & 0.6455 \\ 1.2392 & 0.3366 & -0.2492 & 0.5438 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad G_8 = \begin{bmatrix} 0.3415 & -0.1917 & 0.6940 & 0.7151 \\ 0.4880 & -0.8762 & -0.4618 & 0.6616 \\ 1.2004 & 0.3547 & -0.2104 & 0.5208 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
G_9 &= \begin{bmatrix} 0.3271 & -0.2099 & 0.7123 & 0.7117 \\ 0.5333 & -0.8529 & -0.5059 & 0.6763 \\ 1.1632 & 0.3684 & -0.1732 & 0.4995 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad G_{10} = \begin{bmatrix} 0.3140 & -0.2269 & 0.7188 & 0.7087 \\ 0.5724 & -0.8301 & -0.5467 & 0.6897 \\ 1.1277 & 0.3785 & -0.1377 & 0.4799 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
G_{11} &= \begin{bmatrix} 0.3019 & -0.2426 & 0.7392 & 0.7059 \\ 0.6170 & -0.7919 & -0.5847 & 0.7020 \\ 1.0938 & 0.3857 & -0.1038 & 0.4617 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad G_{12} = \begin{bmatrix} 0.2907 & -0.2573 & 0.7458 & 0.7033 \\ 0.6535 & -0.7864 & -0.6200 & 0.7134 \\ 1.0615 & 0.3906 & -0.0715 & 0.4448 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
G_{13} &= \begin{bmatrix} 0.2804 & -0.2710 & 0.7532 & 0.7010 \\ 0.6823 & -0.7656 & -0.6529 & 0.7239 \\ 1.0308 & 0.3936 & -0.0392 & 0.4290 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

O objetivo agora é buscar k_{11} , k_{12} e k_{14} dentro do conjunto

$$\mathcal{S} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{14} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^3$$

com

$$\underline{k}_{11} \leq k_{11} \leq \bar{k}_{11}, \quad \underline{k}_{12} \leq k_{12} \leq \bar{k}_{12}, \quad e \quad \underline{k}_{14} \leq k_{14} \leq \bar{k}_{14}$$

definido pelo projetista. Esse conjunto pode ser discretizado em função de restrições de precisão da plataforma digital a ser utilizada na implementação. O vetor de ganhos K deve garantir que o sistema em malha fechada

$$\bar{x}(k+1) = \bar{G}_d(\alpha)\bar{x}(k), \quad \bar{G}_d(\alpha) = \bar{G}(\alpha) + \bar{H}K, \quad \bar{G}(\alpha) \in \mathcal{P} \quad (3.13)$$

seja estável e que os autovalores de $\bar{G}_d(\alpha)$ (pólos de malha fechada) estejam posicionado dentro do círculo \mathcal{C} , com centro d e raio r escolhidos *a priori* pelo projetista, localizado dentro do círculo de raio unitário, mostrado na figura 27.

O próximo teorema fornece uma condição LMI suficiente para solução do problema

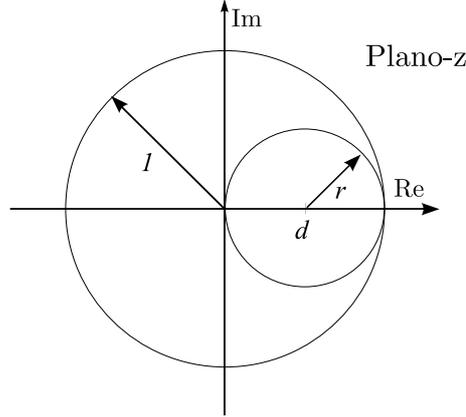


Figura 27: Círculo \mathcal{C} para alocação de pólos, com centro d e raio r , localizado dentro do círculo de raio unitário.

acima descrito.

Teorema 2 *Dados os valores de r e d do círculo \mathcal{C} para alocação de pólos e dados os ganhos k_{11} , k_{12} e k_{14} do controlador pertencentes a \mathcal{S} , se existir uma matriz simétrica definida positiva $P \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ tal que*

$$\begin{bmatrix} rP & (\bar{G}_i + \bar{H}K)'P - dP \\ P(\bar{G}_i + \bar{H}K) - dP & rP \end{bmatrix} > 0, \quad (3.14)$$

$i = 1, \dots, N$

então $\bar{G}_d(\alpha)$ é estável e seus autovalores pertencem a \mathcal{C} .

Prova 2 *Se o Teorema 2 é satisfeito, por complemento de Schur e por convexidade [Boyd et al. 1994], tem-se*

$$\frac{(\bar{G}(\alpha) + \bar{H}K - dI)'}{r} P \frac{(\bar{G}(\alpha) + \bar{H}K - dI)}{r} - P < 0 \quad (3.15)$$

o que assegura a estabilidade com a localização dos pólos no círculo \mathcal{C} para o sistema em malha fechada [Montagner, Leite e Peres 2003].

É importante mencionar que a condição do Teorema 2 é uma condição de análise. Dado um candidato a controlador extraído do conjunto \mathcal{S} , a factibilidade do Teorema 2 certifica que este controlador garante a alocação robusta dos pólos para o sistema em malha fechada.

O Teorema 2 permite obter mais de uma solução para o problema, mostrando-se uma alternativa viável para a validação de controladores estabilizantes robustos com desempenho garantido em termos de alocação de pólos para a aplicação sob investigação. Sendo

assim, mais de um vetor de ganho K que alocam os pólos do sistema na região especificada podem ser encontrados. A escolha de qual destes ganhos é o ideal terá como critério de projeto a interação entre os controladores de alta e baixa frequência.

Considere novamente o sistema de 500 kW descrito na Tabela 3. A Figura 28(a) mostra a localização dos autovalores do sistema sem a retroação parcial de estados. As linhas destacadas indicam como os autovalores de (3.4) mudam de localização de rede fraca para forte. Os pontos 1 e 3 indicados por \bullet mostram os autovalores para condição de rede forte, 2 e 4 indicados por \star mostram os autovalores para rede fraca. O autovalor associado com o tempo de atraso é indicado por 5 e o terceiro autovalor associado com o filtro- LCL é indicado por 6. A Figura 28(b) mostra que todos os autovalores são bem amortecidos quando a indutância da rede varia na ordem de 0.01pu and 0.1pu. O Teorema 2 certifica que os ganhos de controle $K = \begin{bmatrix} 1.78 & 1.10 & 0 & -0.50 \end{bmatrix}$ garantem a alocação dos pólos de malhada fechada no círculo centrado em $d = 0$ e um raio $r = 0.95$.

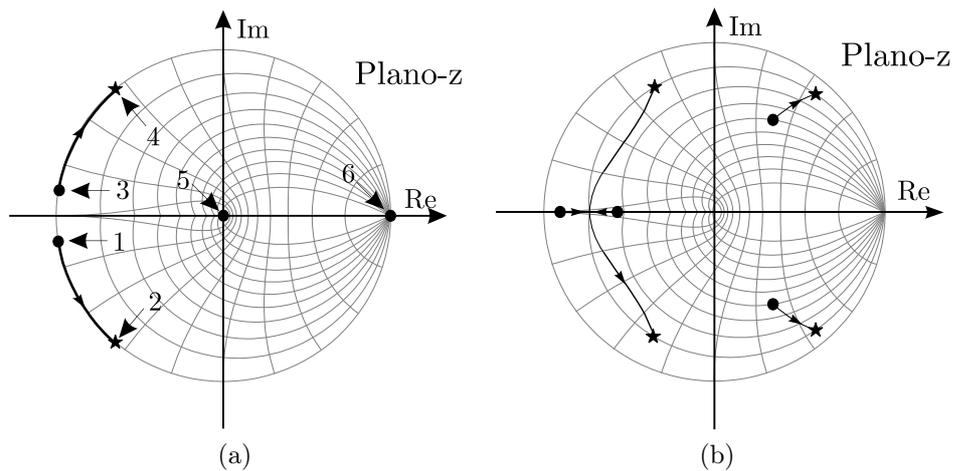


Figura 28: (a) Localização dos autovalores sem retroação de estados para condição de rede forte \bullet até fraca \star (b) Localização dos autovalores com retroação de estados para condição de rede forte \bullet até fraca \star .

Na próxima seção, a inclusão de controladores para rastreamento e rejeição de distúrbio utilizando o princípio de modelo interno são apresentados.

3.4 Controladores de Baixa Frequência

Como a retroação de estados não garante um desempenho satisfatório de regime permanente, ou seja, rastreamento assintótico da referência e rejeição das distorções presentes na tensão da rede, o uso de controladores com modelo interno nas harmônicas de baixa frequência é necessário [Botterón e Pinheiro 2006]. Este controlador é equivalente a es-

estrutura proporcional+ressonante considerada em [Liserre, Blaabjerg e Teodorescu 2006] e [Zmood e Holmes 2003].

A equação do controlador discreto usado para mitigar a distorção harmônica da rede é dada em (3.16). É importante observar que, numa implementação digital deste controlador não pode haver alteração nas características de resposta em frequência do sistema contínuo equivalente, desta forma a discretização é realizada com a técnica *zero-pole matched*.

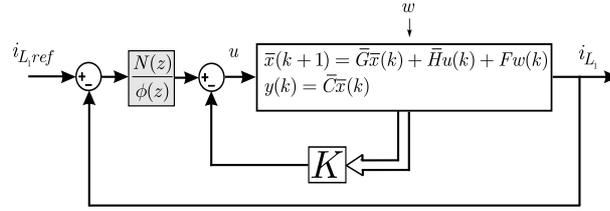


Figura 29: Sistema de malha fechada proposto para o controle de corrente do conversor com filtro-*LCL* conectado a rede.

A equação que descreve o controlador com modelo interno é dada por

$$G_c(z) = \frac{N(z)}{\phi(z)} = \mathcal{Z}\left\{k \sum_{i=1}^N \frac{s}{s^2 + (i\omega_0)^2}\right\} \quad (3.16)$$

onde i é a ordem da harmônica compensada.

Observe que a ação proporcional da malha externa é obtida com o ganho de retroação da variável de controle i_{L_1} desta forma (3.16) contém somente a parcela ressonante dos controladores. O ganho k determina, em termos de performance, o quão rápido a referência é seguida pela variável de controle ou a harmônica é eliminada. A estrutura do controlador ressonante implementado nesse trabalho vai da fundamental até a sétima harmônica conforme indicada na Figura 30.

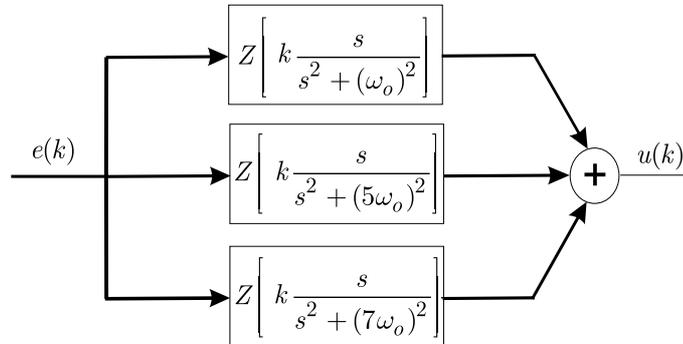


Figura 30: Estrutura do controlador de harmônicas de baixa frequência implementado.

Os autovalores destes controladores ficam dispostos como demonstrado na Figura 31.

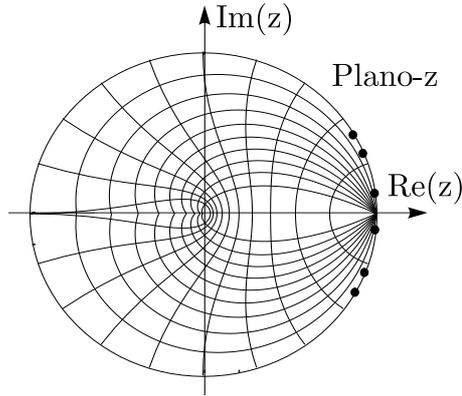


Figura 31: Posição dos autovalores do controlador ressonantes no plano Z.

3.5 Interação entre os controladores de alta e baixa frequência

O projeto dos ganhos da malha de controle do sistema da Figura 22, em nome da simplicidade, foi dividido em duas partes distintas. A primeira delas diz respeito a implementação da retroação parcial de estados, que garante a alocação robusta dos pólos do sistema para uma dada variação paramétrica da rede. Um conjunto de ganhos que satisfazem esta condição, dada pelo Lema (1) é encontrado através da resolução numérica de um problema de LMIs. A segunda parte diz respeito a rejeição dos distúrbios formados por harmônicas de baixa ordem contidas na tensão da rede, introduzidas na malha de controle a partir da geração das referências de corrente.

Os ganhos de retroação parcial pertencentes ao conjunto \mathcal{S} são testados interativamente na condição LMI do Teorema 2. Logo, pela condição LMI utilizada, mais de um vetor de ganhos K aloca os pólos de malha fechada dentro do círculo com raio r e centro em d escolhidos *a priori*. Seja \mathcal{Q} o conjunto de todos os vetores de ganho $K = [k_{11} \ k_{12} \ 0 \ k_{14}]$, com $[k_{11} \ k_{12} \ k_{14}] \in \mathcal{S}$ encontrados que satisfazem as LMIs em (3.14). O problema agora é selecionar um vetor de ganho pertencente a \mathcal{Q} que, mesmo com a inclusão dos controladores de modelo interno não comprometa a alocação de pólos.

Aqui o impacto dos pólos de malha fechada associados com $G_c(z)$ em $G_{cl}(z)$ e vice-versa serão analisados. Logo, é importante considerar tanto os pólos quanto os zeros do controlador e do filtro-*LCL* com retroação parcial de estados.

Assumindo inicialmente que $G_{cl}(z)$ não possui dinâmica, isto é, $G_{cl}(z) = 1$. Dessa

forma, é possível encontrar ganhos k para o controlador de tal forma que o sistema de malha fechada com o controlador de modelo interno seja estável. Neste caso, como mostrado na Figura 32, o lugar das raízes dos pólos complexos do controlador de modelo interno apontam em direção ao interior do círculo unitário. Entretanto, $G_{cl}(z) \neq 1$. Isso significa que, para o projeto dos ganhos do controlador ressonante, assim como para selecionar o vetor de ganhos K do conjunto \mathcal{Q} , a contribuição angular de $G_{cl}(z)$ em $G_c(z)$ pode ser considerada. É plausível assumir que, na frequência do controlador de modelo interno, a fase de $G_{cl}(z)$ decresce com o aumento da frequência. Como resultado, assegurando que o ângulo de partida do lugar das raízes dos pólos complexos vá em direção ao interior do círculo unitário para todas as condições da rede, é possível garantir a estabilidade dos pólos de malha fechada associados com o modelo interno para algum ganho k .

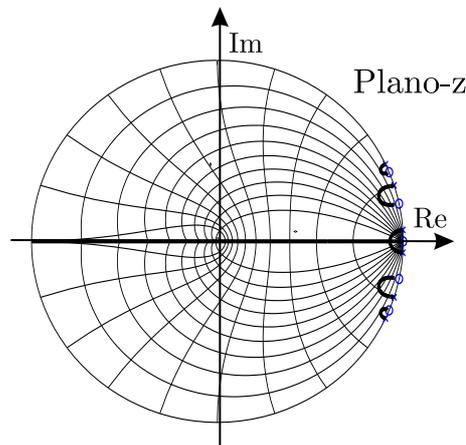


Figure 32: Lugar das raízes para $G_{cl}(z) = 1$.

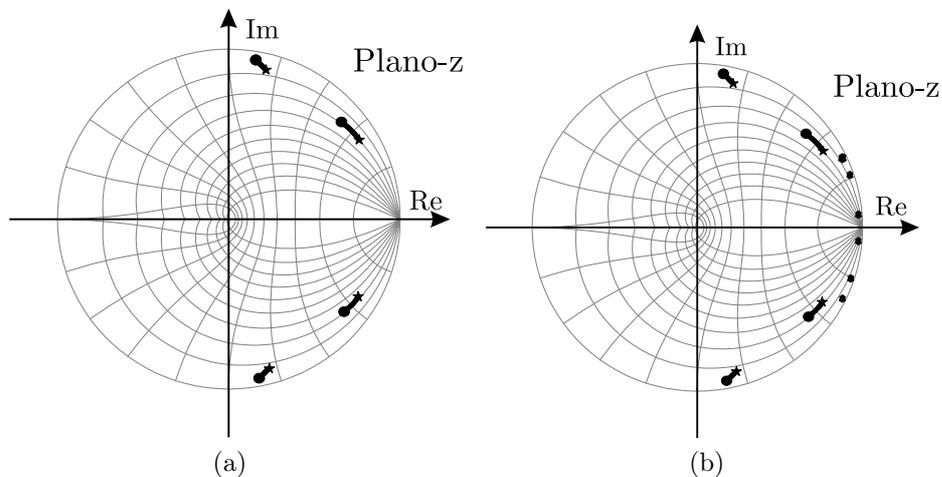


Figure 33: (a) Localização dos autovalores de $G_{cl}(z)$ para condições de rede forte ● para fraca ★ com $K = [1.8 \quad -0.9 \quad 0 \quad 0.4]$, (b) Lugar das raízes da malha fechada $G_c(z)G_{cl}(z)/(1 + G_c(z)G_{cl}(z))$ com $k = 250$ para condições de rede forte ● para fraca ★.

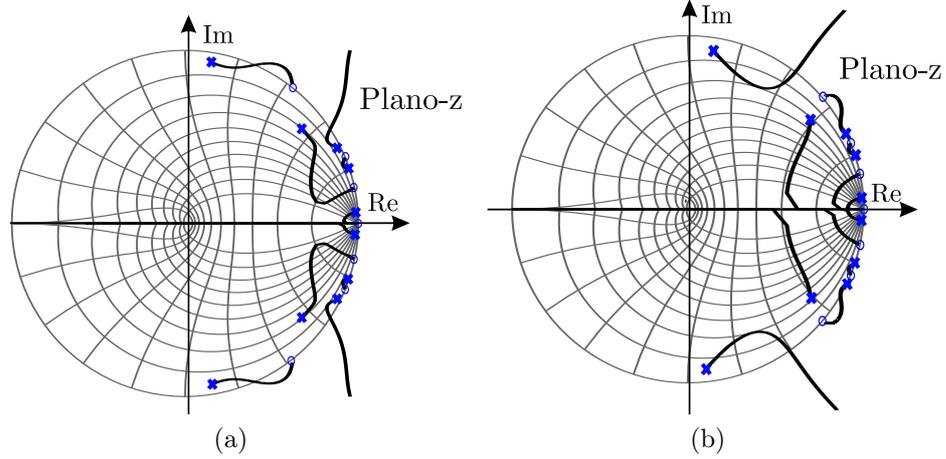


Figure 34: Lugar das raízes do sistema para condições de rede (a) forte e (b) fraca para um ganho $k = 250$ e $K = [1.8 \quad -0.9 \quad 0 \quad 0.4]$.

O ângulo de partida do lugar das raízes dos pólos complexos do controlador ressonante é:

$$\theta_{pi} = \phi_i + \pi \quad (3.17)$$

em que ϕ é dado por

$$\phi = \angle G_c(z)(z - e^{-j(\omega_i)T_s})G_{cl}(z) \quad (3.18)$$

Para garantir que o ângulo de partida do lugar das raízes aponte para o interior do círculo unitário, θ_p deve pertencer ao intervalo dado por

$$\left(\angle(e^{j(\omega_i)T_s}) + \frac{\pi}{2} \right) < \theta_{pi} < \left(\angle(e^{j(\omega_i)T_s}) + \frac{3\pi}{2} \right) \quad (3.19)$$

Aqui, um critério de seleção do vetor de ganho K pertencente a \mathcal{Q} é proposto. O vetor K selecionado será aquele que maximiza a diferença angular ϕ_d , dada por:

$$\phi_d = \min\{\phi_1, \phi_2\} \quad (3.20)$$

$$\phi_1 = \left| \theta_p - \left(\angle(e^{j(\omega_i)T_s}) + \frac{\pi}{2} \right) \right| \quad (3.21)$$

$$\phi_2 = \left| \theta_p - \left(\angle(e^{j(\omega_i)T_s}) + \frac{3\pi}{2} \right) \right| \quad (3.22)$$

A Tabela 4 mostra os parâmetros do protótipo utilizados na parte experimental deste

Tabela 4: Parâmetros em valores absolutos e pu do protótipo experimental.

Protótipo Experimental 11kVA			
<i>Filtro-LCL</i>	L_1	$1250\mu H$	16%
	L_2	$300\mu H$	
	C_f	$70\mu F$	4,8%
Rede	Valor Mínimo L_g	0	$S_k = \infty$
	Valor Máximo L_g	$750\mu H$	$S_k = 15$
Valores Base	Tensão base	$220V_{RMS}$	
	Corrente base	$30A_{RMS}$	
Inversor PWM	f_s	6kHz	
	f_{sw}	6kHz	
	Controlador	5th, 7th	
	Modulação	Space vector	

capítulo. Para esses parâmetros, o vetor de ganhos K que resulta numa margem angular maior em todas as condições da rede é dado por $K = \begin{bmatrix} 1.8 & -0.9 & 0 & 0.4 \end{bmatrix}$. Para uma condição de rede forte a diferença angular é $\phi_d = 36.05$, no meio da faixa de impedância considerada é $\phi_d = 29,22$ e para condição de rede fraca a diferença angular é $\phi_d = 22$. Logo, uma rede fraca representa o pior caso.

Agora, o impacto dos ganhos do controlador de modelo interno nos pólos de malha fechada é investigado. A Figura 33a apresenta o lugar das raízes de $G_{cl}(z)$, enquanto a Figura 33b apresenta o lugar das raízes com a inclusão do modelo interno. Nesse caso, é possível ver que a inclusão do controlador de modelo interno não afeta significativamente a localização dos pólos associados ao filtro-*LCL* com retroação parcial de estado para o intervalo de impedância da rede considerada. A Figura 34a mostra o lugar das raízes do sistema para condições de rede forte para $k > 0$. Na Figura 34b o mesmo diagrama do lugar das raízes para condição de rede fraca é mostrado. É possível ver que a condição de rede fraca limita a margem de ganho em $k = 1.54$. O ganho dos controladores ressonantes é normalizado em $k = 250$, assim para evitar a instabilidade de todas as condições de rede o ganho k deve ser menor que $250 \times 1.54 = 385$, ou seja, $k < 385$.

3.6 Resultados de simulação

A Figura 35 mostra a forma de onda do sistema dado na Tabela 4 com o ganho para os controladores ressonantes de quinta e sétima iguais a $k = 250$ e vetor de ganhos de retroação igual a $K = [1.8 \quad -0.9 \quad 0 \quad 0.4]$. Na Figura 35a é mostrada a corrente no

indutor de entrada para uma condição de rede em que o sistema começa a apresentar uma oscilação de alta frequência, a Figura 35b mostra a corrente no indutor do lado da rede para uma condição de rede fraca e onde interações entre os modos do filtro e dos controladores ressonantes ocorrem. Na Figura 35c é mostrada a corrente em uma condição de rede dentro da faixa prevista.

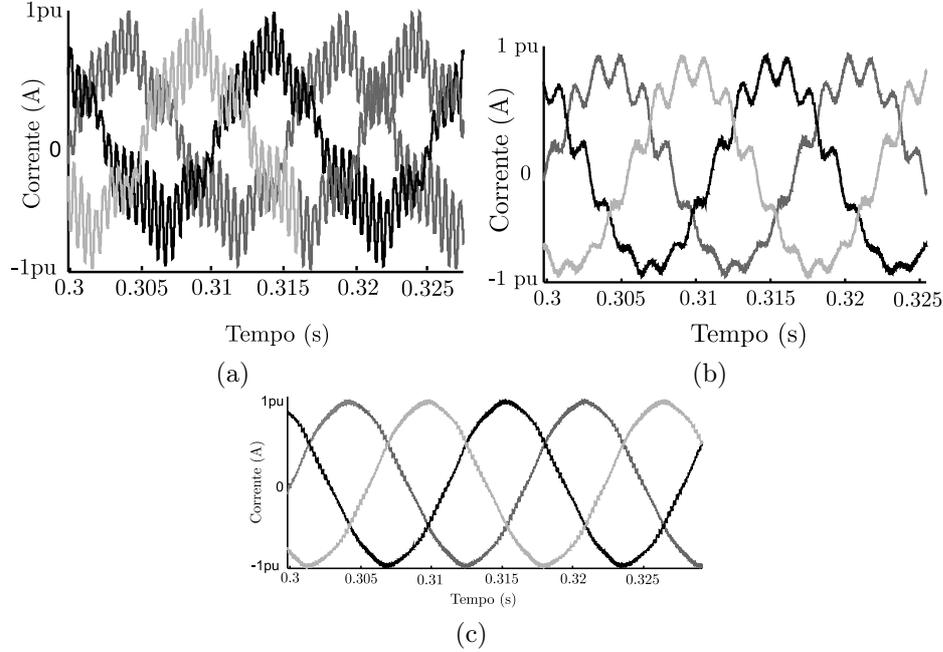


Figura 35: (a) Corrente no indutor do lado do conversor $L_2 + L_g = 250 \mu\text{H}$, (b) para $L_2 + L_g = 1000 \mu\text{H}$, (c) e $L_2 + L_g = 700 \mu\text{H}$.

3.7 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos utilizando um protótipo de 20kVA controlado por um *DSP* TMS320F2812 de ponto fixo, com os parâmetros dados na Tabela 4. A impedância da rede é considerada $L_g = 0$, $S_k = \infty$ para a condição ideal de rede forte. Já para a condição de rede fraca, tem-se uma rede com capacidade de curto-circuito no ponto de conexão comum de 15 vezes a potência do protótipo, ou seja, $S_k = 15$ o que equivale a uma indutância $L_g = 1000 \mu\text{H}$, é importante ressaltar que a capacidade mínima encontrada em norma para a conexão de geração distribuída é de $S_k = 20$. Os parâmetros do filtro-*LCL* foram projetados para satisfazer (3.7).

Os ganhos da retroação parcial de estado foram obtidos conforme descrito na seção anterior, resultando em

$$K = \begin{bmatrix} 1.8 & -0.9 & 0 & 0.4 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Os ganhos do controlador de modelo interno nesta implementação para o controlador da fundamental, quinta e sétima harmônica são $k = 250$, de acordo com o projeto teórico. Os resultados experimentais foram obtidos a partir da implementação da malha de controle de corrente com a saída do inversor trifásico em curto-circuito.

Primeiramente, observou-se que os resultados experimentais corroboram o comportamento dinâmico obtido na análise teórica. Sempre que a indutância da rede estiver dentro do intervalo pré-definido em projeto, um bom desempenho dinâmico é assegurado. Na Figura 36a, é apresentada a resposta transitória ao salto de $5A$ para $25A$ na referência de corrente no indutor do lado do conversor para o caso em que $L_g = 750\mu H$.

Fora da faixa de projeto utilizada, notou-se que o sistema ficará instável quando $L_g > 1000\mu H$, em caso de rede fraca, o que corresponde a um $S_k = 15$. Nessas condições, alguns dos pólos de malha fechada associados ao controlador de modelo interno ficam instáveis. Na Figura 36b é mostrada a corrente para $L_g = 1000\mu H$, uma oscilação de baixa frequência relacionada com o controlador ressonante sintonizado na sétima harmônica.

Por outro lado, o limite inferior para instabilidade é $L_g < 250\mu H$. Neste caso, o projeto do indutor L_2 impossibilita que esta situação de instabilidade ocorra.

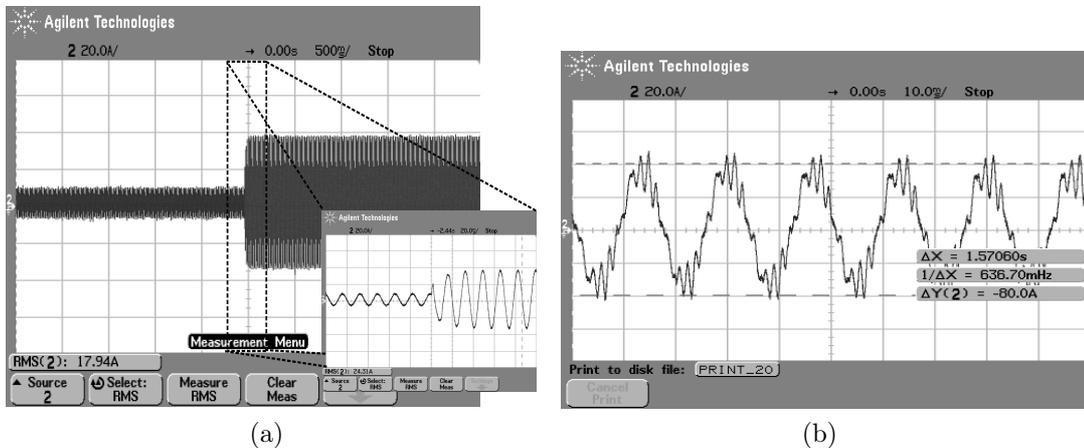


Figure 36: (a) Resposta transiente da corrente do indutor boost para um salto na referência para $L_g = 750\mu H$, (dentro da faixa de projeto). (b) Corrente do indutor Boost para $L_g = 1100\mu H$ (valor acima da faixa de projeto)

3.8 Conclusão

Condições para o projeto apropriado do indutor do lado da rede e para a seleção adequada da frequência de amostragem são fundamentais para assegurar a estabilidade da malha de corrente nos inversores com filtro- LCL de saída conectados à rede. Restrições

de projeto que garantem a controlabilidade de um sistema de tempo discreto sob uma grande variação da indutância são derivadas neste artigo. Uma vez que a controlabilidade é garantida, uma retroação parcial robusta de estados é obtida utilizando condições LMI suficientes para garantir a estabilidade para todo o conjunto de valores da impedância da rede com um único vetor de ganhos fixos, amortecendo os modos de oscilação do filtro *LCL* sem a necessidade uso de algoritmos de controle mais complexos, como algoritmos adaptativos. Um controlador ressonante é incluído para eliminar a distorção harmônica introduzida pela rede fornecendo o desempenho desejado em regime permanente. A alternativa de projeto proposta neste trabalho é viável para a aplicação em questão, conforme demonstram a análise teórica realizada e os resultados experimentais obtidos. Perspectivas de estudos no campo do controle robusto incluem o projeto unificado dos ganhos de retroação de estados e do controlador ressonante e a avaliação do efeito da saturação de atuadores na fase de projeto do controlador.

No próximo capítulo serão tratados os problemas relacionados ao uso de controladores por retroação de estados amostrados com alto conteúdo harmônico.

4 *ALIASING EM CONTROLE DIGITAL DE CONVERSORES*

4.1 Introdução

O controle por retroação de estados fazendo uso de amostras obtidas em baixa frequência de variáveis com alto conteúdo harmônico faz com que surjam distorções harmônicas conhecidas como distorções de *aliasing* ou simplesmente *aliasing*. Em [Pinheiro 2007] foi descrito o aparecimento deste tipo de distorções em inversores PWM, sendo demonstrado como diferentes maneiras de realização da amostragem das variáveis influencia no aparecimento destas distorções de baixa frequência.

O exemplo de projeto apresentado no capítulo anterior leva em consideração um filtro com alta capacidade de atenuação, o qual não é otimizado apenas em relação a atenuação de harmônicos. Desta forma, as ondulações sobre as variáveis são pequenas e as distorções vindas do aliasing acabam não sendo significativas. Mas, como no caso do filtro projetado na Capítulo 2, onde o filtro é otimizado para atender as demandas de atenuação de harmônicos requeridos em norma, problemas com aliasing aparecerão. Nas próximas seções será demonstrado matematicamente como aparecem as distorções de *aliasing*. Serão apresentados resultados de simulação para demonstrar o seu surgimento no sistema e para exemplificar as propostas de minimização de seu efeito. Por fim, resultados experimentais serão apresentados para corroborar a análise realizada.

4.2 Determinação Matemática do Aliasing

Da teoria de processamento de sinais, aliasing pode ser entendida como uma ambiguidade no domínio da frequência de um sinal amostrado resultante do processo de amostragem discreta de um sinal contínuo. Sempre que uma variável contínua é amostrada ocorre algum tipo de perda de informação, uma vez que a frequência de amostragem é limitada e o espectro de todos os sinais limitados no tempo apresenta infinitas componentes, o

fenômeno de *aliasing* sempre estará presente num processo de amostragem real. O objetivo desta seção é demonstrar de modo simplificado como o processo de aliasing ocorre e como pode ser minimizado no controle digital em malha fechada utilizando retroação de estados.

Sempre que é utilizado algum tipo de controlador discreto para o controle de processos que abrangem estados contínuos no tempo, é necessário utilizar algum processo de amostragem. Uma vez amostrado, o estado pode ser processado e a lei de controle implementada, cabe ao atuador do sistema de controle reconstruir o sinal contínuo a partir da lei de controle discreta gerada pelo controlador. Para demonstrar, no domínio da frequência como ocorre o fenômeno de aliasing serão feitas as seguintes considerações:

- O sistema considerado é um sistema linear e invariante no tempo;
- O processo de amostragem é realizado em frequência fixa;

Um sinal periódico contínuo do tipo $\cos \lambda t$, onde λ é uma frequência específica, resulta em um sinal com frequência distinta no tempo para cada valor distinto de λ entre 0 até o ∞ . Entretanto, esta afirmação não é verdadeira para este mesmo sinal amostrado com um período T_s em cada instante de tempo $t = kT_s$. O sinal resultante será $\cos \Lambda k$ onde $\Lambda = \lambda T_s$. Consideremos neste caso que a frequência do sistema seja alterada em 2π radianos.

$$\cos(\lambda \pm 2\pi)k = \cos(\lambda k \pm 2\pi k) \quad (4.1)$$

como k é um valor inteiro

$$\cos(\lambda \pm 2\pi)k = \cos(\lambda k) \quad (4.2)$$

ou seja, a cossenóide discreta amostrada num período T_s é indistinguível da mesma cossenóide adiantada ou atrasa 2π radianos na frequência. Isto ocorre devido ao fato de que o espectro do sistema discreto se repetir para cada inteiro da frequência f_s que a deu origem. Esta propriedade dos sistemas discretos é o que da origem as distorções de *aliasing* nos sinais reconstruídos das variáveis amostradas.

Para demonstrar como se dá o surgimento destas distorções, o sinal periódico $r(t) = \cos \Lambda t$ é uniformemente amostrado em $t = nT_s$, onde $-\infty < n < \infty$, gerando a seqüência numérica $r[n] = \cos \lambda nT_s$. A representação de Fourier desse sinal contínuo pode ser dada por

$$R(j\Lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \cos \Lambda t e^{-j\Lambda t} dt \quad (4.3)$$

Por sua vez, a representação da transformada de Fourier para a seqüência numérica

discreta, onde $\lambda = \Lambda T_s$, é dado pelo seguinte somatório

$$R(e^{j\lambda}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos \lambda n T_s e^{-j\lambda n} \quad (4.4)$$

A fim de demonstrar como surgem harmônicas de baixa ordem oriundas do fenômeno de *aliasing* serão estabelecidas as relações entre os espectros de $R(j\Lambda)$ e $R(j\lambda)$.

A operação de amostragem do sinal é dada matematicamente como a multiplicação do sinal contínuo por um trem de pulsos de frequência $1/T_s$. A expressão que representa esse trem de pulsos é dado por

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \quad (4.5)$$

O resultado da simples multiplicação do trem de pulsos pelo sinal contínuo resulta em outro trem de pulsos na frequência $1/T_s$ ponderado pela magnitude do sinal $r(t)$. A expressão que representa essa multiplicação é dada por

$$r_s(t) = r(t)s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r(nT_s)\delta(t - nT_s) \quad (4.6)$$

Como o sinal $r_s(t)$ é o produto de $r_c(t)$ e $s(t)$, a transformada de Fourier de $r_s(t)$ é a convolução da transformada de Fourier de $r_c(t)$ e $s(t)$. Como pode ser visto em [Oppenheim, Schafer e Buck 1998] o trem de pulsos $s(t)$ pode ser escrito como uma série de Fourier dada por:

$$S(j\Lambda) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j(2\pi/T)k} = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j\Lambda T_s k t} \quad (4.7)$$

onde $\Omega_T = 2\pi/T$ é a frequência de amostragem em radianos/s. Desta maneira, $r_s(j\Omega)$ pode ser escrito como:

$$R_s(j\Lambda) = \left(\frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j\Lambda T_s k t} \right) r(t) \quad (4.8)$$

Pela propriedade do deslocamento da frequência da transformada de Fourier contínua, a transformada de $e^{j\Omega_T k t} r(t)$ resulta em $R(j(\Lambda - k\Lambda T_s))$, desta forma, a transformada de Fourier do sinal contínuo amostrado pode ser escrita como:

$$R_s(j\Lambda) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R(j(\Lambda - k\Lambda T_s)) \quad (4.9)$$

Portanto, a transformada de Fourier de $R_s(t)$ consiste de cópias periodicamente repetidas da transformada de Fourier de $R(t)$. Logo, as cópias de $R(j\Lambda)$ são deslocados por múltiplos inteiros da frequência de amostragem.

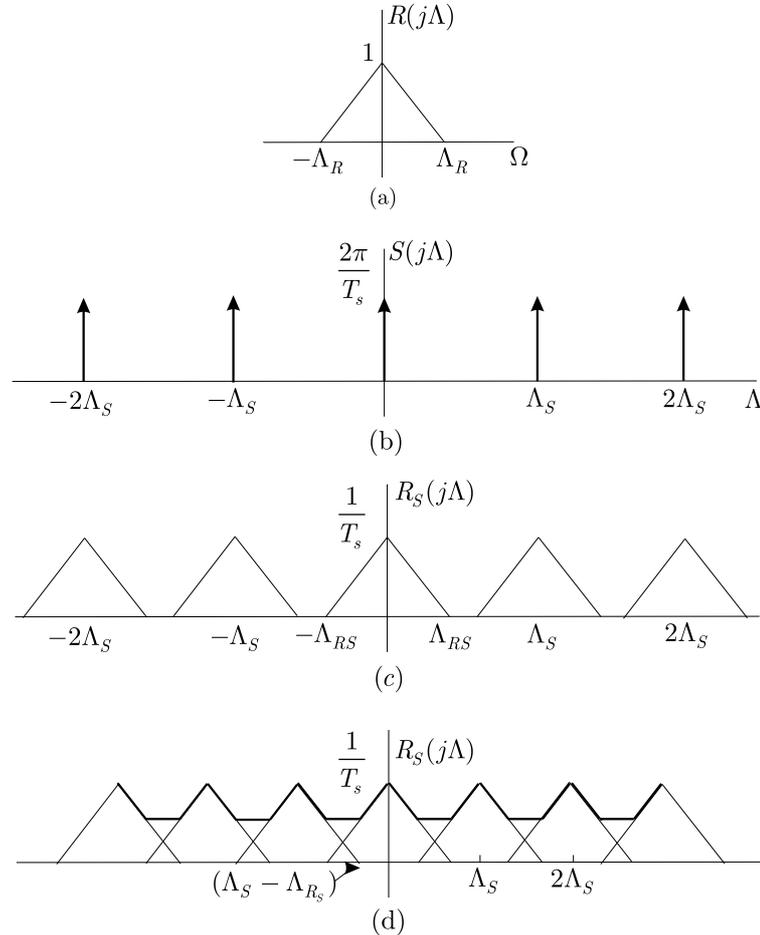


Figura. 37: (a) Banda passante do sinal contínuo $R(j\Lambda)$, (b) Transformada de Fourier do trem de pulsos $s(t)$, (c) Transformada de Fourier do sinal amostrado $R_s(t)$ para uma frequência de amostragem que obedece a relação $\Lambda_s > 2\Lambda_{R_s}$, (d) Transformada de Fourier do sinal amostrado $R_s(t)$ para uma frequência de amostragem que não obedece a relação $\Lambda_s > 2\Lambda_{R_s}$.

A Figura 37a mostra a banda passante limitada do sinal $R(j\Lambda)$ onde a maior componente diferente de zero deste sinal está em Λ_R . A resposta em frequência do trem de pulso que simboliza o processo de amostragem é mostrado na Figura 37b. A Figura 37c mostra o resultado da convolução de $R(j\Lambda)$ com $S(j\Lambda)$. Desta figura é possível inferir que as réplicas não se cruzarão caso $\Lambda_s - \Lambda_R > \Lambda_R$, ou seja, $\Lambda_s > 2\Lambda_R$. Esta condição não é obedecida na Figura 37d e as réplicas se sobrepõem. A diferença entre o sinal representado na Figura 37c e na Figura 37d é que este último não permite a reconstituição do sinal original a partir do uso de filtros passa-baixa.

Sendo assim, todo as bandas de frequência do sinal $R(j\Lambda)$ maiores que $\frac{\Lambda_s}{2}$ na banda

Tabela 5: Parâmetros do sistema

Parâmetros	Valor
Corrente Base	$30A_{RMS}$
Tensão base (de fase)	$220V_{RMS}$
Frequência de Comutação F_{sw}	$5040Hz$
Capacitâncias	5%
Indutor do Lado do Conversor	5%
L_2	2%
Potência	11kW
Ganho do ressonante	$k_{1,5,7} = 500$
Ganhos de retroação	$[2 \quad -1 \quad 0 \quad 1.6]$
Tensão Barramento CC	$400V_{DC}$

de frequências do sinal contínuo reconstituído a partir de $R_s(j\Lambda)$. Na próxima seção este fenômeno será demonstrado no controle por retroação dos estados do filtro-*LCL*.

4.3 *Aliasing* em controle por retroação de estados

O sistema utilizado para esta demonstração é um inversor trifásico a três fios igual ao tratado no capítulo anterior. Os parâmetros do filtro de saída e do inversor são dados na Tabela 5. Observe que se trata de um filtro mais leve do que aquele utilizado no Capítulo-3, logo, as variáveis amostradas terão um conteúdo harmônico de maior amplitude neste caso.

Como foi visto acima, a frequência de amostragem das variáveis tem um papel importante no que se refere a distorção provocada pelo *aliasing*. Sempre haverá perda de informação no processo de amostragem e reconstrução do sinal, uma vez que estes sinais sempre irão conter bandas acima da metade da frequência de amostragem.

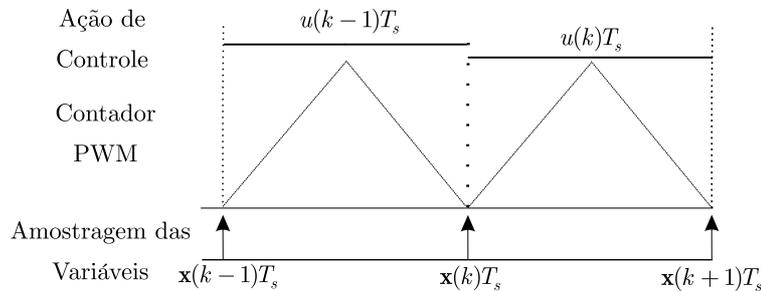


Figura. 38: Processo de amostragem e atualização da lei de controle para $f_s = f_{sw}$.

A Figura 38 mostra o esquema de amostragem e de atualização de controle utilizados na implementação da modulação PWM do inversor. Como pode ser observado, este

esquema se diferencia daquele apresentado no Apêndice-B pelo fato de haver apenas uma amostragem em cada período de comutação.

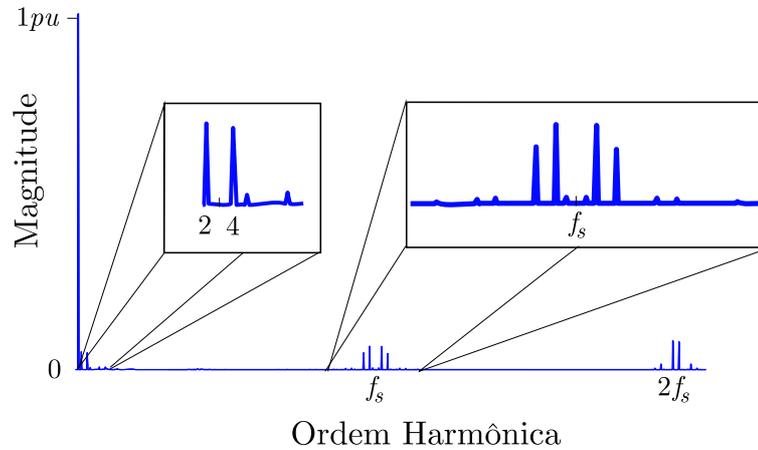


Figura. 39: Espectro da corrente no indutor do lado do conversor para a amostragem da Figura 38.

A corrente controlada neste caso é a corrente do lado do inversor. A Figura 39 mostra o espectro desta corrente quando adotado o esquema de amostragem mostrado na Figura 38. Observe que as bandas laterais mais significativas do primeiro conjunto de harmônicos está rebatido nas baixas frequências, na segunda e quarta harmônicas respectivamente. Observe que o fenômeno de *aliasing* rebate os harmônicos de alta frequência para as baixas centrado em $\Lambda_s/2$, ou seja, o limite da condição para a reconstrução do sinal. Logo harmônicos em f_{sw} são mapeados na origem e a banda em $(f_{sw} - 60Hz)$ é mapeada na fundamental e assim por diante. Como pode ser observado o surgimento de harmônicos indesejáveis de baixa frequência depende das bandas laterais do conjunto harmônico resultante da comutação das chaves do inversor.

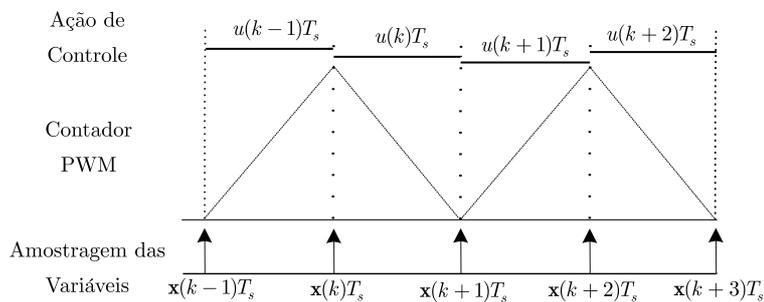


Figura. 40: Processo de amostragem e atualização da lei de com para $f_s = 2f_{sw}$.

A Figura 40 mostra um esquema de amostragem onde as variáveis são amostradas duas vezes em cada período de comutação. Isto permite aumentar a banda passante do sistema e melhorar a sua resposta dinâmica. Além disso, a modulação proposta no Apêndice B permite a realização de duas amostragens em um período de comutação sem que as

amostragens coincidam com comutação de alguma das chaves do inversor. A Figura 41 mostra o que ocorre com esta mudança em termos de *aliasing*. Note que desta vez as bandas laterais rebatidas para a baixas frequências são provenientes do segundo conjunto de harmônicos. Os harmônicos pares do caso anteriores não aparecem. Além disso, aqui aparecem harmônicos de quinta e sétima harmônica. Neste caso, as componentes são menores quando comparados ao caso anterior, logo, um pequeno aumento do filtro é suficiente para eliminar estes harmônicos indesejáveis.

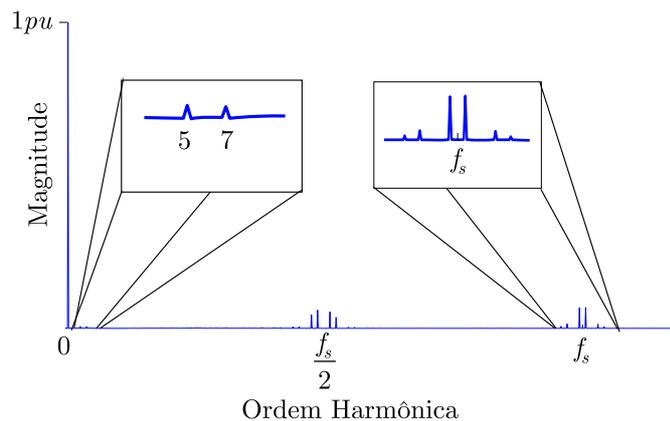


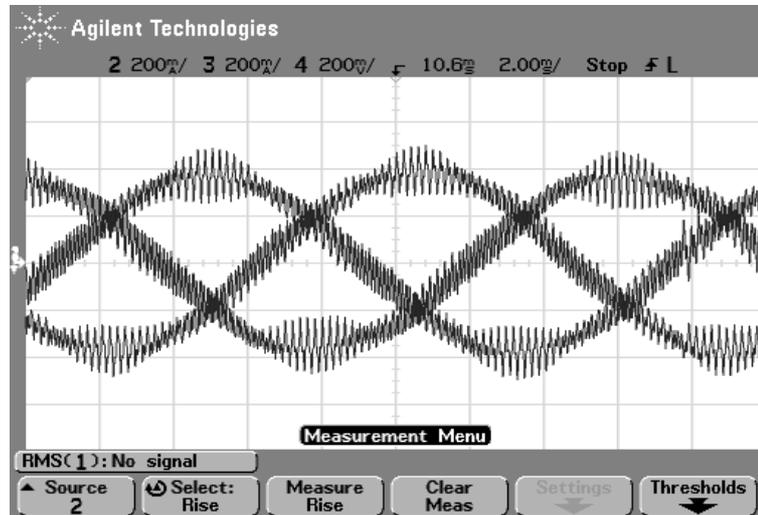
Figura. 41: Espectro da corrente no indutor do lado da rede para a amostragem da Figura 40.

4.4 Resultados Experimentais

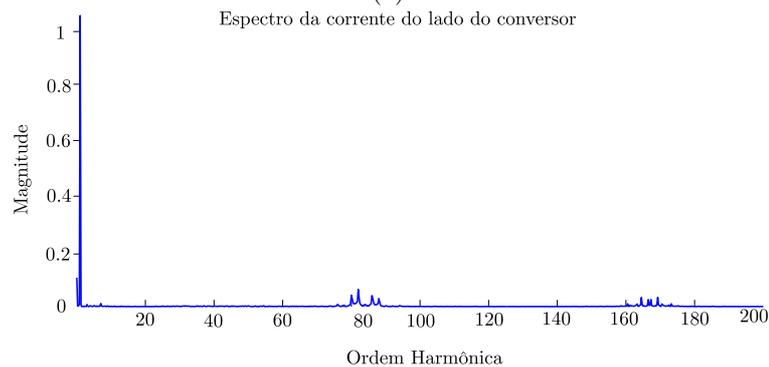
O sistema com os parâmetros dados na Tabela 5 foram implementados utilizando o esquema de amostragem da Figura 40. Um transformador adicional para a conexão do sistema com a rede é introduzido na saída do inversor. A impedância do transformador corresponde à inclusão de um indutor de 4% em cada uma das fases do inversor. Logo a indutância total de saída corresponde a um indutor série de 8.4%.

A Figura 42a mostra a corrente no indutor do lado do conversor, a Figura 42b mostra o espectro da corrente neste indutor. Observe que o primeiro conjunto de harmônicos aparece na frequência de comutação das chaves $h = 84$ e o segundo conjunto no dobro da frequência de comutação o que corresponde a $h = 168$. Observe ainda que uma componente de sétima introduzido por *aliasing* aparece nas baixas frequências. A Figura 43a mostra a corrente injetada na rede e a Figura 43b mostra o espectro desta corrente. Observe que o conteúdo do primeiro conjunto de harmônicos está na mesma faixa de grandeza daquelas prevista em norma. É importante ressaltar que os controladores ressonantes não atuam na corrente de saída, logo é possível observar componentes harmônicos de baixa

ordem vindos de distorções da rede ou até mesmo do *aliasing*. Entretanto estas componentes não prejudicam a qualidade da corrente injetada perante os padrões estipulados em norma.



(a)



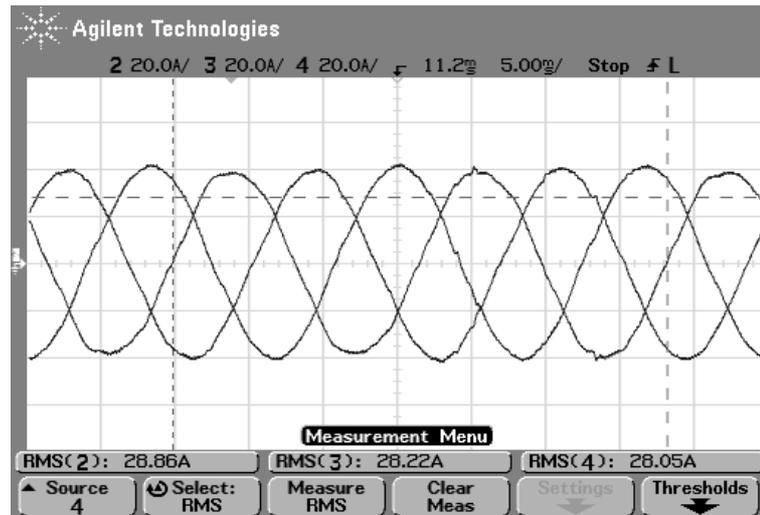
(b)

Figura 42: (a) Corrente nos indutores do lado do conversor. (b) Espectro da corrente em uma das fases.

A Figura 44a mostra a tensão medida no PCC durante a operação do inversor, a Figura 44b mostra a tensão sobre os capacitores do filtro. Estes resultados experimentais foram obtidos com o inversor entregando potência para a rede, com um fator de potência próximo do unitário como mostra a Figura 44c.

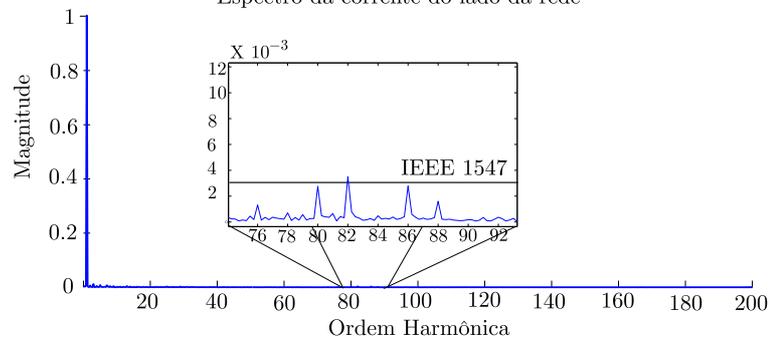
4.5 Conclusão

Em sistemas de controle digital onde variáveis com alto conteúdo harmônico são amostradas em baixas frequências e utilizados no controle em malha fechada surgirão distorções de *aliasing*. Na aplicação tratada nesta dissertação, duas medidas podem ser tomadas para evitar o surgimento destas distorções: a utilização de filtros mais pesados



(a)

Espectro da corrente do lado da rede

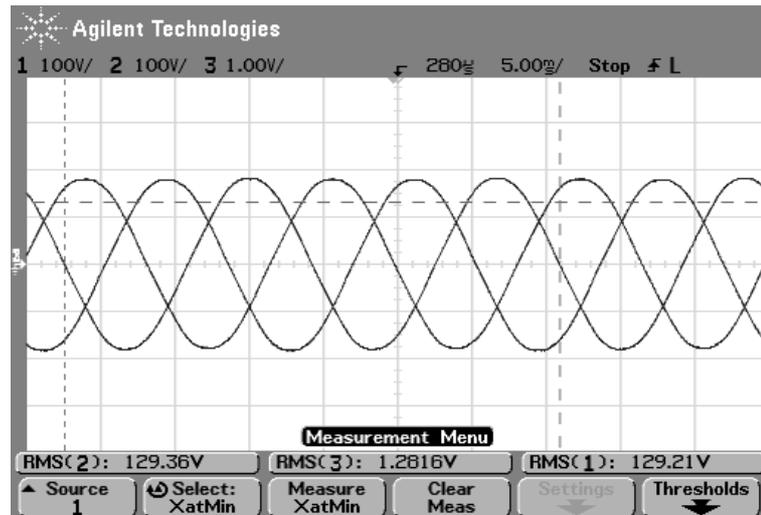


(b)

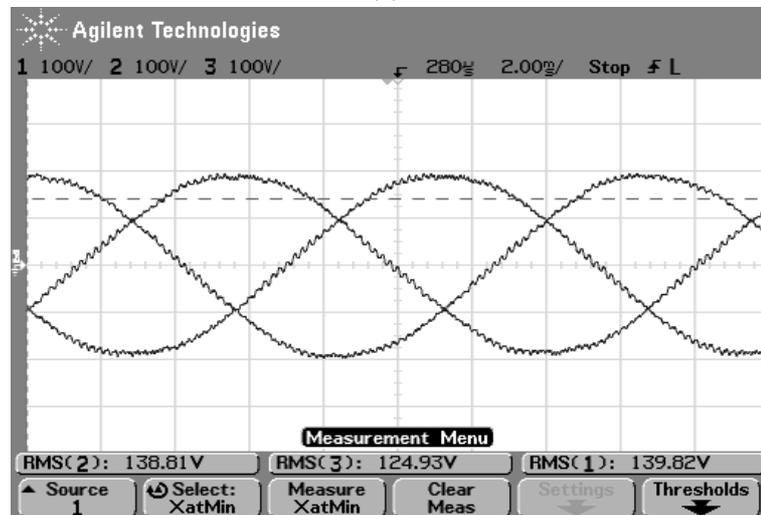
Figura 43: (a) Corrente nos indutores do lado da rede. (b) Espectro da corrente em uma das fases.

que acarretam numa maior atenuação dos harmônicos ou o aumento da frequência de amostragem. Como demonstrado neste capítulo, o aumento da frequência de amostragem soluciona parcialmente o problema de distorções de *aliasing* sem a necessidade de alteração da estratégia de controle adotada.

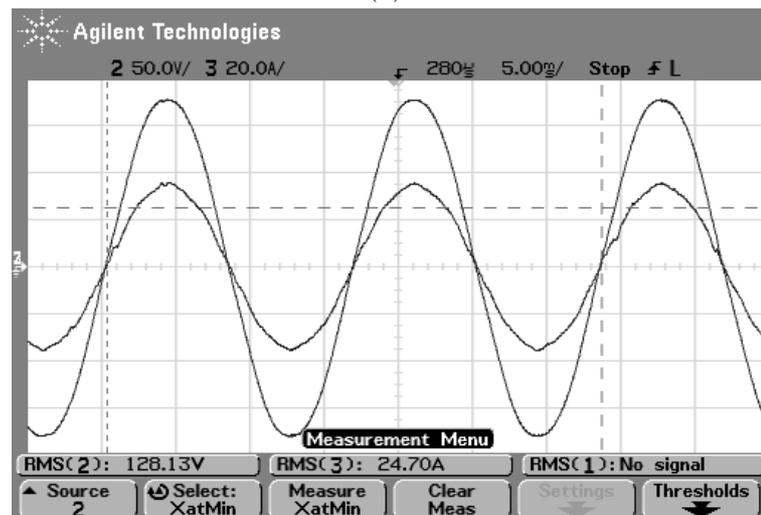
No próximo capítulo será introduzido um controlador capaz de estimar os estados com alto conteúdo harmônica e evitar que distorções indesejadas de baixa frequência apareçam.



(a)



(b)



(c)

Figura 44: (a) Tensão trifásica da rede no PCC. (b) Tensão sobre os capacitores do filtro. (c) Corrente de saída e tensão no PCC.

5 *CONTROLE POR RETROAÇÃO DE ESTADOS ESTIMADOS*

5.1 Introdução

No capítulo anterior uma retroação parcial de estados robusta foi utilizada para amortecer os modos oscilatórios associados ao filtro-*LCL* para uma dada faixa de variação paramétrica. As desvantagens do procedimento proposto, conforme comentados anteriormente, são a necessidade de busca de ganhos apropriados dentro de uma determinada região numérica para cada projeto proposto e a incerteza da convergência numérica para ganhos de um projeto desejado.

Este capítulo aplica a técnica de estimação dos estados a partir de múltiplas amostras da variável de saída apresentada em [Bandyopadhyay e Janardhanan 2005] no controle do inversor PWM trifásico conectado à rede. Esta técnica facilita o projeto dos ganhos e mantém a possibilidade de um projeto com retroação de estados robusto a partir da eliminação do atraso de transporte.

A técnica de reconstrução de estados por múltiplas amostras do estado de saída MROF (do inglês Multirate Output Feedback) está baseada no princípio da observabilidade dos sistemas dinâmicos. Algumas vantagens referentes a utilização de observadores preditivos é a eliminação do atraso de transporte da implementação digital, melhorando assim a performance e facilitando o projeto do controlador na maioria dos casos. Neste capítulo será investigado um observador preditivo de estados que se utiliza de informações obtidas em taxas múltiplas de amostragem da saída em relação à atualização da lei de controle.

5.2 Retroação de estados estimados a partir de múltiplas amostras da saída

O termo "múltiplas amostras" é usado quando existem taxas diferentes na amostragem dos estados de saída e na atualizações da lei de controle. Foi proposto em [Hagiwara e Araki 1988] um controlador que detecta η vezes a saída de uma planta durante um intervalo T_s e atualiza a ação de controle u apenas uma vez neste intervalo. Foi demonstrado que um controle do tipo retroação de estados pode ser realizado com esta configuração caso a planta seja observável. A adaptação desta técnica para o caso em estudo nesta dissertação é apresentada a seguir e está baseada no desenvolvimento apresentado em [Bandyopadhyay e Janardhanan 2005] e [Hagiwara e Araki 1988].

Novamente considerando a equação dinâmica na sua representação em espaço de estados obtida no Apêndice-A dada por:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + F\omega(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \tag{5.1}$$

Assumindo que o sistema da equação (5.1) seja amostrado em um intervalo de tempo τ , o sistem discreto pode ser representado por

$$\begin{aligned} x((k+1)T_s) &= \phi_{T_s}x(kT_s) + \Gamma_{T_s}u(kT_s) + \Upsilon_{T_s}\omega(kT_s) \\ y(kT_s) &= Cx(kT_s) + Du(kT_s) \end{aligned} \tag{5.2}$$

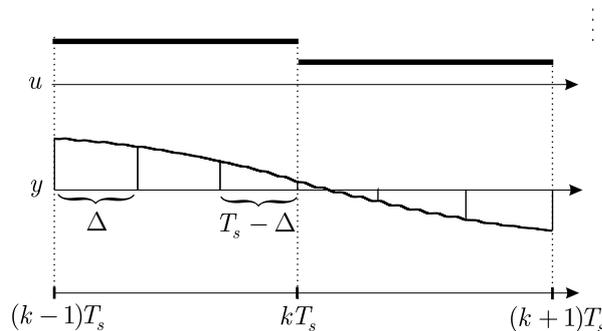


Figura 45: Esquema de amostragem com múltiplas amostras do sinal de saída com $N = 3$.

Será assumido que a ação de controle u seja constante no intervalo de tempo T_s e que os estados sejam amostrados em um intervalo $\Delta = \frac{T_s}{\eta}$ segundos, onde η é o número de amostras em cada período T_s .

A Figura 45 mostra um exemplo onde o sinal de saída é amostrado em um período três vezes menor que o período de atualização da ação de controle.

Para a estimação dos estados a partir das múltiplas amostras do sinal de saída, é necessário que a planta discreta (5.2) seja controlável e observável. Além disso, η deve ser igual ou maior que o índice de observabilidade do sistema. O índice de observabilidade do sistema dinâmico representado por (ϕ, Γ, C) e (ϕ, Υ, C) é definido como o menor inteiro v positivo tal que

$$\text{Rank} \left(\begin{bmatrix} C \\ C\phi \\ \vdots \\ C\phi^{v-1} \end{bmatrix} \right) = \text{Rank} \left(\begin{bmatrix} C \\ C\phi \\ \vdots \\ C\phi^v \end{bmatrix} \right) \quad (5.3)$$

A equação dinâmica discreta amostrada no período Δ é dada por

$$\begin{aligned} x((k+1)\Delta) &= \phi x(k\Delta) + \Gamma u(k\Delta) + \Upsilon(k\Delta) \\ y(k\Delta) &= Cx(k\Delta) + D(k\Delta) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Relacionando as equações (5.4) e (5.2) e considerando a ação de controle u constante no intervalo T_s pode-se representar os estados amostrados no período Δ da seguinte maneira

$$x(kT_s + \Delta) = \phi x(kT_s) + \Gamma u(kT_s) + \Upsilon(kT_s) \quad (5.5)$$

Estendendo o mesmo raciocínio para os outros instantes de amostragem é possível reconstruir os estados nos instantes T_s utilizando as dinâmicas do sistema amostrado no intervalo Δ

$$\begin{aligned} x(kT_s + \Delta) &= \phi x(kT_s) + \Gamma u(kT_s) + \Upsilon(kT_s) \\ x(kT_s + 2\Delta) &= \phi x(kT_s + \Delta) + \Gamma u(kT_s) + \Upsilon(kT_s) \\ x(kT_s + 2\Delta) &= \phi^2 x(kT_s) + (\phi + I)\Gamma u(kT_s) + (\phi + I)\Upsilon(kT_s) \\ &\vdots \\ &\vdots \\ x((k+1)T_s - \Delta) &= \phi^{N-1} x(kT_s) + \sum_{i=0}^{N-2} \phi^i \Gamma u(kT_s) + \sum_{i=0}^{N-2} \phi^i \Upsilon(kT_s), \end{aligned}$$

que é o mesmo que

$$x((k+1)T_s) = \phi^N x(kT_s) + \sum_{i=0}^{N-1} \phi^i \Gamma u(kT_s) + \sum_{i=0}^{N-1} \phi^i \Upsilon(kT_s). \quad (5.6)$$

Comparando as equações (5.2) e (5.6) pode-se inferir que:

$$\phi^N = \phi_{T_s} \quad (5.7)$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} \phi^i \Gamma = \Gamma_{T_s}. \quad (5.8)$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} \phi^i \Upsilon = \Upsilon_{T_s}. \quad (5.9)$$

O vetor y , que contém todas as N amostras efetuadas no intervalo τ , é constituído da seguinte forma

$$y(k) = \begin{bmatrix} y((k-1)T_s) \\ y((k-1)T_s + \Delta) \\ \vdots \\ y(kT_s - \Delta) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

O sistema equivalente utilizando o vetor y_k com as múltiplas amostras pode ser representado pela seguinte equação dinâmica dada por

$$x(k+1) = \phi_{T_s} x(k) + \Gamma_{T_s} u(k) + \Upsilon_{T_s} \omega(k) \quad (5.11)$$

$$y_{k+1} = C_0 x(k) + D_0 u(k) + E_0 \omega(k) \quad (5.12)$$

onde as matrizes C_0 e D_0 são definidas por

$$C_0 = \begin{bmatrix} C \\ C\phi \\ C\phi^2 \\ \vdots \\ C\phi^{N-1} \end{bmatrix}, \quad D_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ C\Gamma \\ C(\phi+1)\Gamma \\ \vdots \\ C\sum_{i=0}^{N-2} \phi^i \Gamma \end{bmatrix}, \quad E_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ C\Upsilon \\ C(\phi+1)\Upsilon \\ \vdots \\ C\sum_{i=0}^{N-2} \phi^i \Upsilon \end{bmatrix}$$

A fim de obter as relações entre os estados x em função do vetor de saída y e a ação de controle u , isola-se o vetor de estados na equação (5.12) da seguinte forma

$$x(k) = (C_0^T C_0)^{-1} C_0^T (y(k+1) - (D_0 u(k) + E_0 \omega(k))) \quad (5.13)$$

Substituindo a equação (5.13) em (5.11) e isolando $x(k + 1)$ é obtido a fórmula base equivalente do mecanismo de estimação de estados a partir de múltiplas amostras do sinal de saída.

$$x_e(k + 1) = H_y y(k + 1) + H_u u(k) + H_\omega \omega(k) \quad (5.14)$$

Onde as matrizes H_y e H_u são dadas respectivamente por:

$$H_y = \phi_{T_s} (C_0^T C_0)^{-1} C_0^T \quad (5.15)$$

$$H_u = \Gamma_{T_s} - \phi_{T_s} (C_0^T C_0)^{-1} C_0^T D_0 \quad (5.16)$$

$$H_\omega = \Gamma_{T_s} - \phi_{T_s} (C_0^T C_0)^{-1} C_0^T E_0 \quad (5.17)$$

Assim, para obter o vetor de estados atual, visando a implementação digital dessa técnica, pode se expressar a equação (5.14) a partir do vetor $y(k)$ e a entrada da planta imediatamente anterior $u((k - 1))$

$$x_e(k) = H_y y(k) + H_u u(k - 1) + H_\omega \omega(k - 1) \quad (5.18)$$

Observe que a técnica de múltiplas amostras do sinal de saída torna possível eliminar o atraso de transporte na implementação digital, uma vez que após as η amostras realizadas em um ciclo de atualização da lei de controle, o estado presente é predito pela estimação e a ação de controle é calculada a partir do estado atual. Além disso, a utilização da técnica de estimação de estados permite, no caso do filtro-*LCL*, utilizar a variável de saída para efetuar a estimação dos outros estados, ou seja, o estado com o menor conteúdo harmônico, resultando em estados estimados com THD menores que o presente nas variáveis reais.

Na próxima seção a robustez do sistema para a variação paramétrica da rede é investigada.

5.2.1 Análise de Robustez

O objetivo desta seção é verificar a robustez do sistema de estimação de estados para a variação paramétrica da rede.

Tomemos a equação dinâmica discreta que representa a planta com o sistema de estimação de estados com múltiplas amostras derivado na seção anterior:

$$x(k + 1) = Gx(k) + Hu(k) + F\omega(k) \quad (5.19)$$

$$y_{k+1} = C_0x(k) + D_0u(k) + E_0\omega(k) \quad (5.20)$$

A ação de controle é calculada com base nos estados estimados a partir das múltiplas amostras da corrente de saída do filtro-*LCL*, podendo ser escrita como

$$u(k) = -Kx_e(k) + u_{res}(k) \quad (5.21)$$

em que u é a ação de controle composta pela ação dos controladores ressonantes u_{res} e da retroação de estados com estados estimados conforme mostrado na Figura 46.

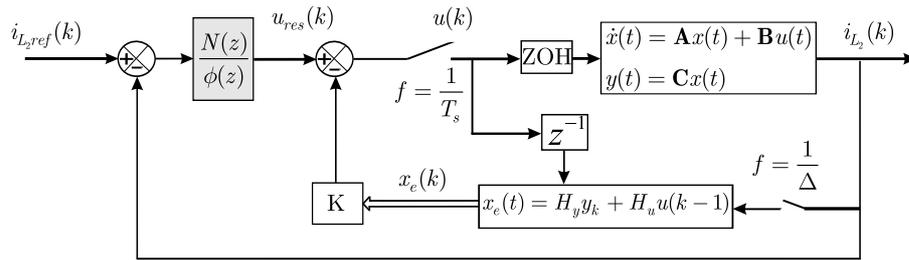


Figura 46: Malha de corrente com retroação de estados estimados.

Substituindo a equação (5.18) em (5.21) resulta

$$u(k) = -KH_y y_k - KH_u u(k-1) + u_{res}(k) \quad (5.22)$$

Para o cálculo do estado estimado da equação acima foi desconsiderada a parcela E_0 relativa a rede elétrica. Substituindo a equação (5.19) em (5.22) resulta

$$u(k) = -KH_y C_0 x(k-1) - KH_y D_0 u(k-1) - KH_u u(k-1) + u_{res}(k) \quad (5.23)$$

Reescrevendo (5.23)

$$u(k+1) = Mx(k) + Nu(k) + u_{res}(k+1) \quad (5.24)$$

Onde

$$M = -KH_y C_0 \quad (5.25)$$

$$N = -K(H_y D_0 + H_u) \quad (5.26)$$

Consideremos agora um novo vetor de estados dado por

$$\xi = \begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

Tabela 6: Parâmetros do filtro

Parâmetros	Valor
Corrente Base	$30A_{RMS}$
Tensão base (de fase)	$220V_{RMS}$
Período de Amostragem (τ)	$1/5040s$
Frequência de Comutação	$5040Hz$
Capacitâncias	3.3%
Indutor do Lado do Conversor	4.4%
L_{out}	4.4%
Variação da rede	$S_k = \infty$ até $S_k = 10$
Ganho dos ressonantes	$k_{1,5,7} = 500$

O novo sistema dinâmico que representa o sistema com retroação de estados estimados é dado por

$$\xi(k+1) = \begin{bmatrix} x(k+1) \\ u(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & H \\ M & N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ u(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F \\ 0 \end{bmatrix} \omega(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_{res}(k+1) \quad (5.28)$$

Observe que os vetores de estimação de estados H_y e H_u são definidos previamente pelo projetista para uma planta e condição de rede nominal. As matrizes M e N são compostas pelas matrizes fixas H_y e H_u e pelas matrizes sujeitas a variação paramétrica C_0 e D_0 . Desta forma, analisando o comportamento dinâmico da equação (5.28), a partir da posição dos autovalores da matriz $\begin{bmatrix} G & H \\ M & N \end{bmatrix}$, é possível inferir sobre a estabilidade do sistema para variações paramétricas da rede.

Assumindo como exemplo o sistema cujos parâmetros estão dados na Tabela 6. Para esta primeira análise a malha de controle da corrente de saída será desconsiderada. A Figura 47 mostra a variação dos autovalores do sistema equivalente devido a variação da condição da rede, \star representa a condição de rede fraca e \bullet representa a condição de rede forte, os ganhos de retroação utilizados foram $K = \begin{bmatrix} -3.1293 & -0.8304 & 5.2109 \end{bmatrix}$. Observe que com esta técnica não são inseridas dinâmicas adicionais relativas ao estimador no sistema de malha fechada, estas apenas aparecem quando ocorrem variações paramétricas. Este resultado mostra que, para os ganhos de retroação considerados, o sistema com estimação de estados tem características de robustez semelhantes à técnica de alocação de pólos estuda no capítulo anterior, ou seja, o sistema é robusto a variação paramétrica da rede dentro do intervalo determinado.

Agora considerando também a malha externa de corrente que contém os controladores

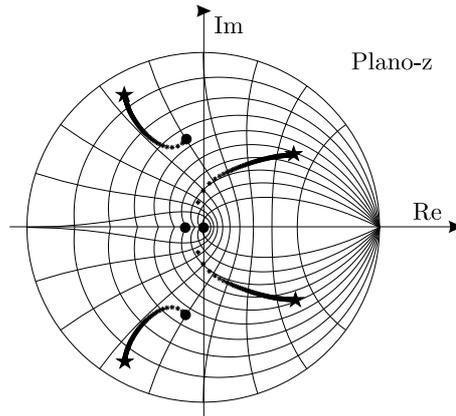


Figura 47: Autovalores da matriz dinâmica com variação paramétrica a partir de uma alocação de pólos arbitraria.

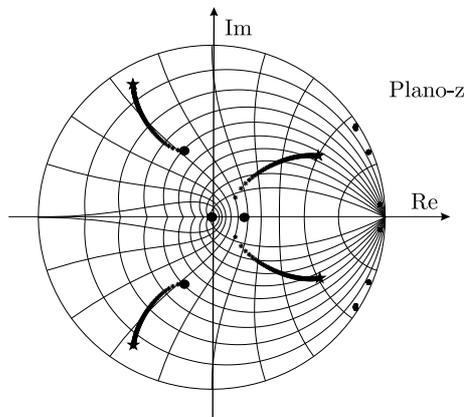


Figura 48: Autovalores da matriz equivalente com a inclusão dos controladores ressonantes.

ressonantes, a Figura 48 mostra os a posição dos autovalores do sistema em malha fechada. Note que a inclusão dos controladores ressonantes não afetou significativamente a alocação de pólos do sistema. Para a determinação das margens de estabilidade serão traçados os diagramas de lugar das raízes para condição de rede fraca e de rede forte. A Figura 49a mostra o diagrama do lugar das raízes para a condição de rede forte. Observe que os três zeros adicionais que aparecem no diagrama são os zeros oriundos do processo de amostragem. Como a malha de corrente é fechada utilizando a corrente de saída, a função de transferência resultante tem grau relativo três, ou seja, três pólos e nenhum zero, devido a este fato ocorre o aparecimento dos zeros de amostragem. A margem de ganho para o controlador nesta condição de rede é de $k = 1250$. Já a Figura 49b traz o mesmo diagrama para a condição de rede fraca. Neste caso a margem de ganho cai para $k = 500$.

Portanto, é possível afirmar a partir da análise feita que o método de retroação de estados utilizando múltiplas amostras da variável de saída é viável em termos de robustez

para esta aplicação.

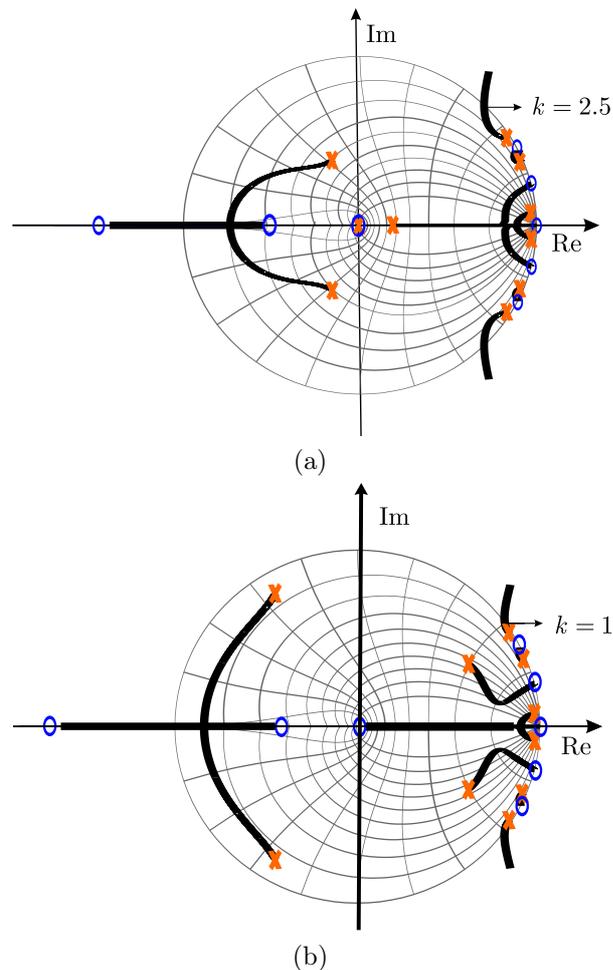


Figura 49: (a) Diagrama do lugar das raízes para a condição de rede forte, (b) diagrama do lugar das raízes para a condição de rede fraca.

5.3 Sistema Proposto

A Figura 50 mostra o esquema completo do inversor trifásico com filtro-*LCL* conectado à rede e o sistema de controle por retroação de estados estimados a partir de múltiplas amostras do estado de saída. A corrente no indutor de saída é medida para a estimação de estados e para o controle de corrente do inversor. A tensão sobre os capacitores passa por um algoritmo de sincronização onde são extraídos a referência de corrente bem como a referência de tensão para a estimação dos estados.

A geração de referências de corrente e de tensão é implemetada utilizado o método de extração de seqüência positiva da tensão medida sobre os capacitores do filtro. A Figura 51 mostra o diagrama de blocos do algoritmo de extração de seqüência positiva,

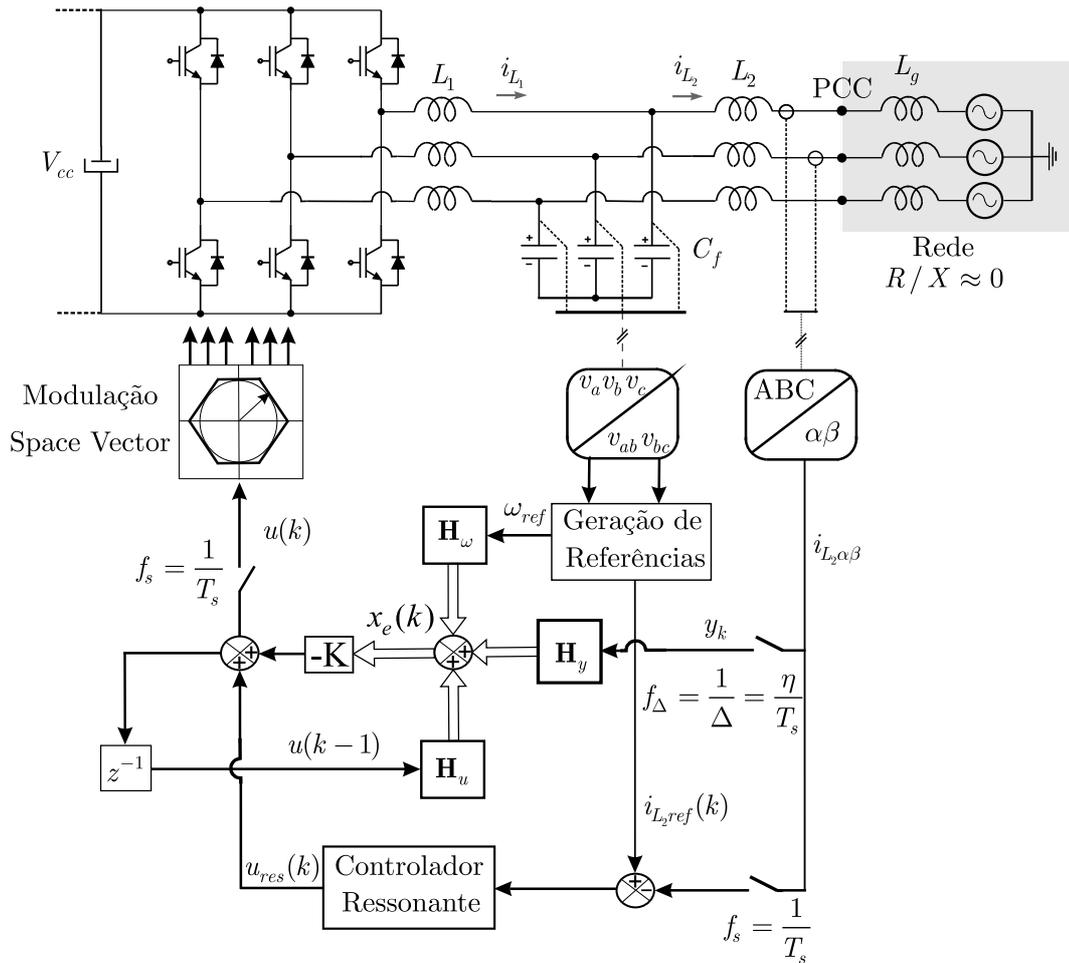


Figura 50: Diagrama esquemático equivalente do inversor trifásico com filtro LCL utilizando estimação de estados a partir de múltiplas amostras.

as tensões de linha dos entre os capacitores, v_{Cab} e v_{Cbc} passam por dois filtros passa-baixa para retirar harmônicas de baixa frequência e provocar um deslocamento de fase necessário para obtenção da tensão de seqüência positiva em coordenadas $\alpha\beta$ $v_{\alpha\beta+}$. As matrizes M_1 e M_2 são dadas respectivamente por

$$M_1 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{6}}{3} & \frac{\sqrt{6}}{6} \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

$$M_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{6}}{3} & -\frac{\sqrt{6}}{6} \\ 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

A abordagem teórica e o projeto detalhado do método de sincronização por extração de seqüência positiva podem ser encontrados em [Camargo e Pinheiro 2006] e [Camargo 2006].

A malha interna responsável pela estimação dos estados, se utiliza das amostras ar-

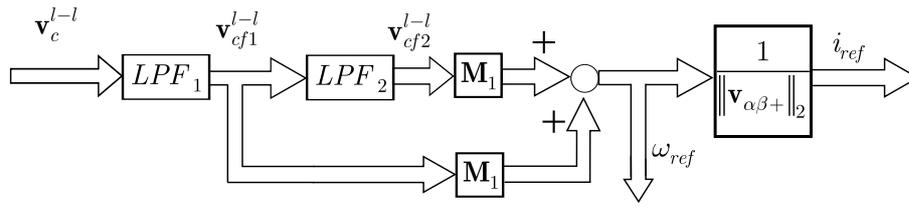


Figura 51: Diagrama de blocos da estratégia de geração de referências utilizada.

mazenadas no vetor y_k na taxa de amostragem Δ , da ação de controle do período T_s anterior $u(k-1)$ e da tensão de seqüência positiva da rede ω_{ref} obtida no algoritmo de sincronização.

A malha externa, composta pelos controladores de baixa freqüência, é amostrada no período T_s e tem a função de regular a corrente no indutor de saída do filtro-*LCL*. A corrente de saída é amostrada no período δ para o processo de estimação de estados. Qualquer estado, ou até mesmo mais do que um estado, podem ser utilizados para o processo de estimação. O fato de a corrente de saída ser a escolhida reside no fato desta ser a variável com menor conteúdo harmônico entre todos os estados. Dessa forma os estados são estimados sem o *ripple* das variáveis reais.

A utilização do mesmo algoritmo de extração de seqüência positiva tanto para a geração de referência de corrente como para a referência de tensão no estimador faz com que os estados estimados não carreguem os possíveis distúrbios presentes na tensão da rede. Desta forma, os estados estimados não contém os distúrbios de baixa freqüência e os controladores ressonantes não teriam efeito prático caso a malha de controle de corrente fosse fechada com a corrente no indutor do lado do conversor, como foi feito nos capítulos anteriores. Assim, não existe a necessidade de medir a corrente de entrada para o controle do inversor, o que acarreta em menos um sensor para o sistema.

5.3.1 Resultados de simulação

Nesta seção serão realizadas duas simulações com estratégias de amostragem distintas para demonstrar as potencialidades da técnica de múltiplas amostras. A simulação foi realizada para os parâmetros apresentados na Tabela 6. A Figura 52 mostra os instantes de aquisição do conversor analógico-digital e de atualização da lei de controle para a primeira simulação, observe que no caso simulado foram utilizado um $\eta = 3$ amostras em cada ciclo do timer PWM, como exigido pela teoria de reconstrução de estados. A atualização da lei de controle é efetuada somente uma vez em cada período da portadora, ou seja o período T_s é igual ao período da portadora T_{sw} referente ao período de comutação

das chaves do inversor.

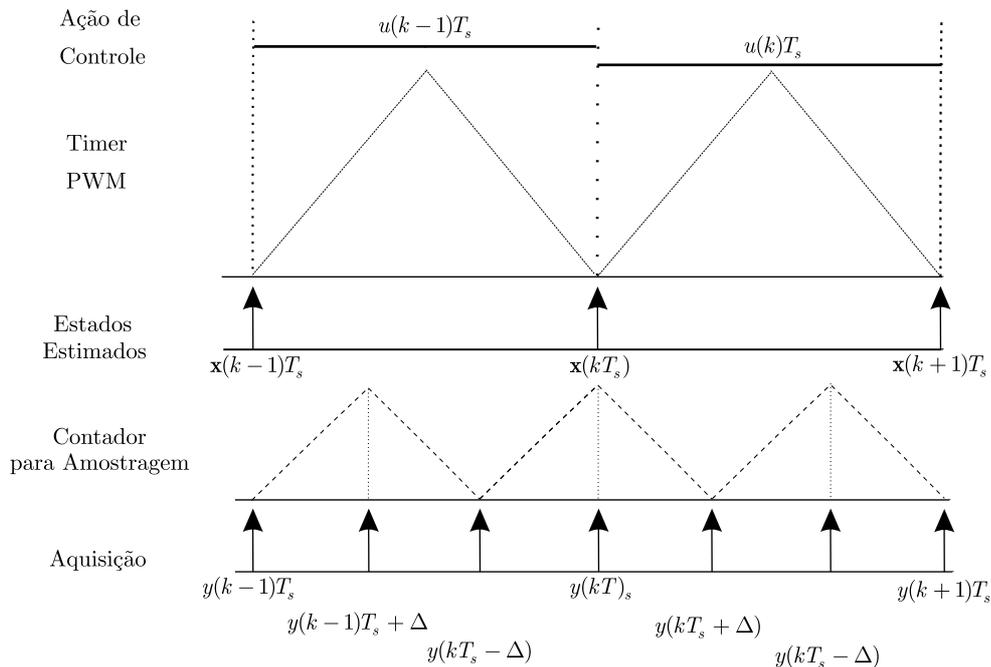


Figura 52: Esquema de amostragem com múltiplas amostras para estimação de estados.

Foi considerado que a tensão da rede apresente componentes de quinta e sétima harmônicas, ambas de 4% em relação à fundamental conforme mostra a forma de onda na Figura 53. Ainda, para a simulação é considerado uma capacidade de curto-circuito no PCC igual a $s_k = 18$

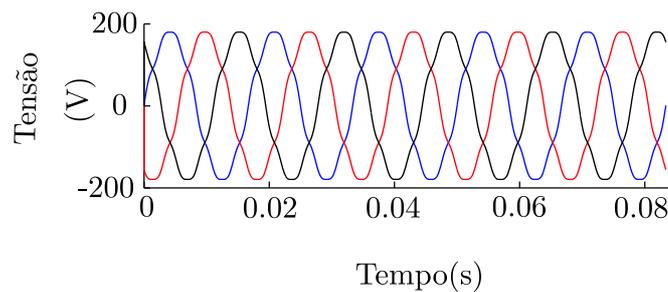


Figura 53: Tensão da rede no ponto comum de conexão

A Figura 54 mostra os estados estimados e os estados reais da planta. Na Figura 54a a corrente no indutor do lado do inversor é mostrada. Note que o estado estimado tem um conteúdo harmônico muito menor do que a forma de onda original. Além disso, é também possível observar um pequeno erro de fase entre o estado estimado e o real. Isto se deve ao fato de o padrão PWM não ser constante durante todo o período T_s . As Figuras 54b e 54c mostram a tensão no capacitor e a corrente de saída respectivamente. O transitório nas formas de onda de corrente apresentam problemas devido à baixa banda passante dos

controladores ressonantes, conforme demonstrado na seção anterior. Além disso, como a corrente controlada passou a ser corrente do indutor do lado da rede, o transitório da conexão com a rede é mais crítico quando comparado ao controle da corrente do lado do conversor utilizado nos capítulos anteriores.

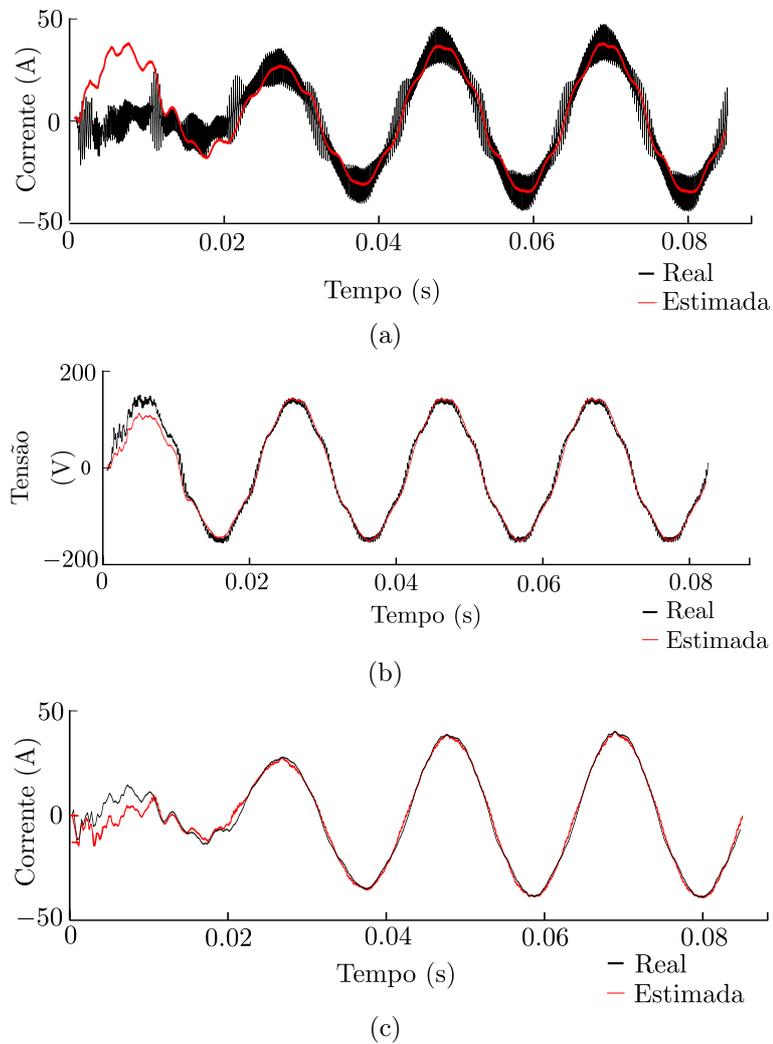
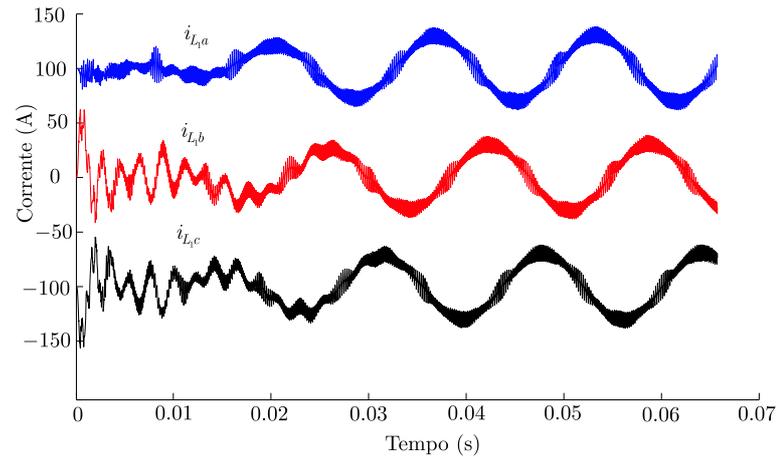


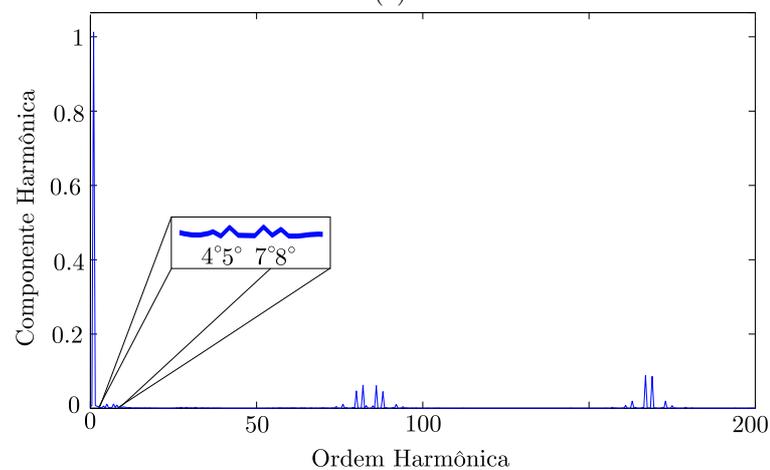
Figura 54: (a) Corrente $i_{L_{1a}}$ no indutor do lado do conversor, (b) tensão v_{C_a} no capacitor, (c) corrente $i_{L_{2a}}$ no indutor do lado da rede.

A Figura 55a mostra as correntes no indutor no lado do conversor. Como mencionado anteriormente, a utilização de uma taxa de amostragem igual a frequência de comutação deixa o sistema lento acarretando numa resposta transitória oscilatória. Observe na Figura 55b que no espectro permanente estão presentes os distúrbios de quinta e sétima harmônica provenientes da rede, além das quarta e oitava harmônicas vindas de *aliasing*.

A Figura 56 mostra as correntes nos indutores do lado da rede e o seu espectro harmônico. Observe que a quinta e sétima harmônica não aparecem na corrente de saída



(a)



(b)

Figura 55: (a) Correntes i_{L1a} , i_{L1b} e i_{L1c} nos indutores do lado do conversor. (b) Espectro da corrente i_{L1a} .

devido à ação dos controladores ressonantes. Por outro lado a quarta e oitava harmônica se mantém na corrente de saída, o que não é desejado devido a grandes limitações de harmônicas de ordem par estabelecidas pelas normas vigentes. Como demonstrado anteriormente, a única variável de estado amostrada no sistema de controle proposto é a corrente de saída. Logo o fenômeno de aliasing é bastante reduzido quando comparado com esquemas de controle que amostram as variáveis de maior conteúdo harmônico. Por outro lado, como demonstrado no capítulo anterior, se a frequência de amostragem é dobrada mantendo o mesmo número de comutações, o aliasing que aparece nas baixas frequências está relacionado ao segundo conjunto de harmônicos da corrente de saída. Observando o espectro desta corrente é possível ver que estes são fortemente atenuados pelo filtro, sendo assim problemas com aliasing podem ser minimizados.

Além de minimizar os problemas de harmônicos de baixa ordem vindos da amostra-

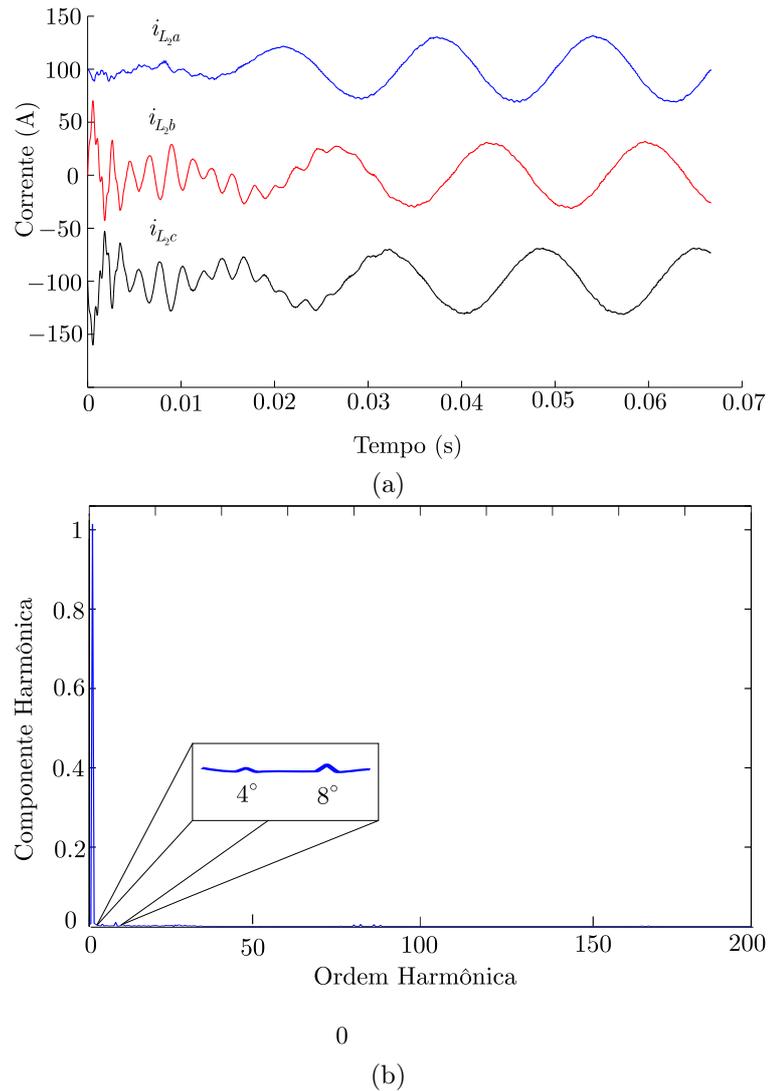


Figura 56: (a) Correntes i_{L_2a} , i_{L_2b} e i_{L_2c} nos indutores do lado da rede. (b) Espectro da corrente i_{L_2a} .

gem, com o aumento da frequência de amostragem o desempenho de resposta transitória deve melhorar significativamente devido o aumento da banda passante do sistema. A nova estratégia de amostragem é apresentada na Figura 57. A diferença em relação à estratégia anterior é que a ação de controle é atualizada duas vezes no período da portadora, ou seja, $T_{sw} = \frac{T_s}{2}$. Desta forma pretende-se aumentar a margem de robustez e com isso a resposta transitória da malha de corrente. Como demonstrado, a banda passante aumenta com o aumento da frequência $\frac{1}{T_s}$, alguns experiências com múltiplas atualizações da lei de controle foram reportadas na literatura para conversores DC-DC como em [Corradini, Mattavelli e Stefanutti 2007]. Entretanto, para aplicações de inversores de alta potência, é de fundamental importância manter o número de comutações do inversor baixa, e o aumento do número de atualizações da lei de controle pode provocar múltiplas intersecções entre a portadora e a ação de controle. Desta forma variações na frequência de

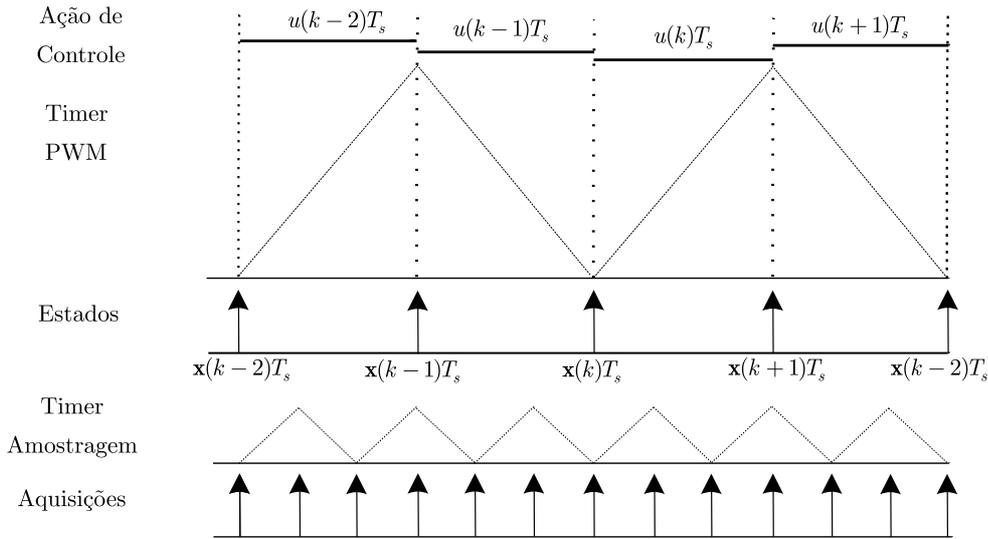


Figura 57: Esquema de amostragem multirate para estimação de estados.

comutação podem ocorrer resultando em perdas maiores e até mesmo queima de chaves semicondutoras.

Considere o mesmo sistema utilizado no exemplo anterior, com uma período de amostragem igual a $T_s = 1/10080$. Novamente, será primeiramente verificada a alocação de pólos e as margens de ganhos dos controladores ressonantes. A Figura 58 mostra a variação dos autovalores do sistema equivalente devido a variação da condição da rede. \star representa a condição de rede fraca e \bullet representa a condição de rede forte. Os ganhos de retroação utilizados foram $K = \begin{bmatrix} 7.4836 & 0.7300 & 2.2336 \end{bmatrix}$. Observe que os autovalores associados aos controladores ressonantes estão em frequências mais baixas dentro do sistema discreto do que aqueles equivalentes da Figura 47, este fato ilustra o aumento de banda passante proporcionado pelo aumento da frequência de amostragem.

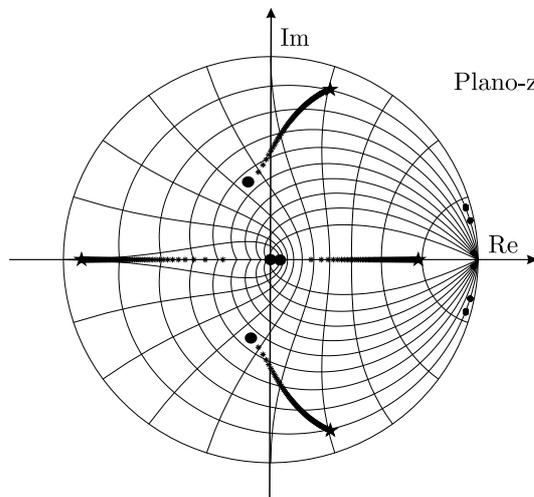


Figura 58: Esquema de amostragem de múltiplas amostras para estimação de estados.

Utilizando os mesmos ganhos para os controladores ressonantes do caso anterior são traçados os diagramas do lugar das raízes para ambas as condições de rede. A Figura 59a mostra o diagrama do lugar das raízes para a condição de rede forte para o dado sistema. A Figura 59b traz o diagrama para a condição de rede fraca. Observe que o aumento da frequência de amostragem não leva a um aumento considerável da robustez devido a variação paramétrica para a alocação de pólos considerada. Em compensação o aumento da margem de ganho para os controladores ressonantes faz com que a malha de controle de corrente como um todo seja mais robusta do que no caso anterior. Note também que a margem de ganho para o caso de rede fraca é maior, o que demonstra que os ganhos dos controladores podem ser aumentados consideravelmente sem prejudicar a robustez do sistema.

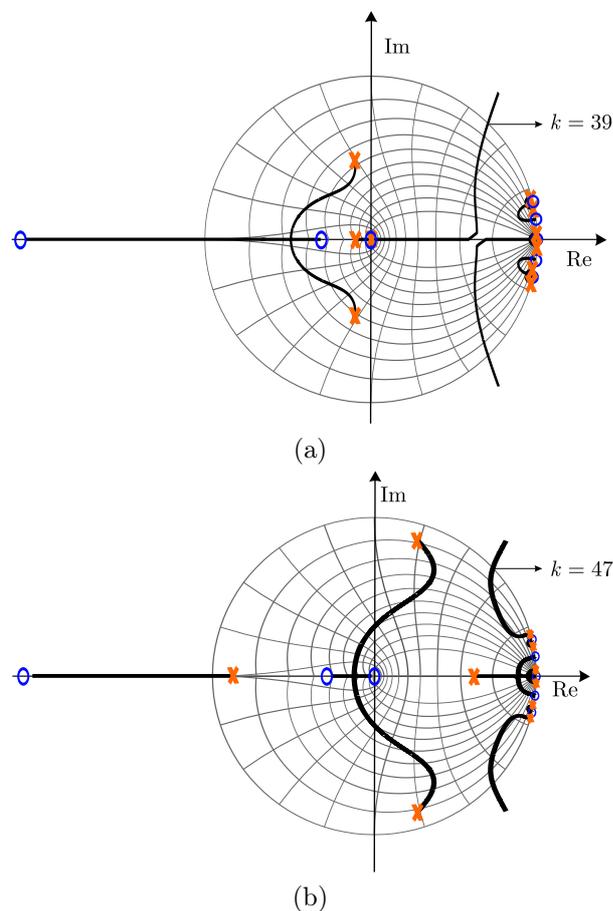


Figura 59: (a) Diagrama do lugar das raízes para a condição de rede forte, (b) diagrama do lugar das raízes para a condição de rede fraca.

A Figura 60a mostra as correntes no indutor no lado do conversor. Observe que o transitório de corrente é melhorado consideravelmente quando comparado ao exemplo anterior. Observe na Figura 55b que no espectro da corrente em regime permanente também estão presentes os distúrbios de quinta e sétima harmônica provenientes da rede, por outro

lado, praticamente não aparecem componentes provenientes de aliasing. Observe que o as bandas laterais dos conjuntos harmônicos que aparecem no espectro da corrente tem magnitudes diferentes, isto se deve ao fato da dupla atualização da lei de controle em um mesmo ciclo da portadora de comutação, desta forma o pulso não é simétrico em relação ao pico da portadora ocasionando bandas laterais assimétricas em relação a frequência de comutação.

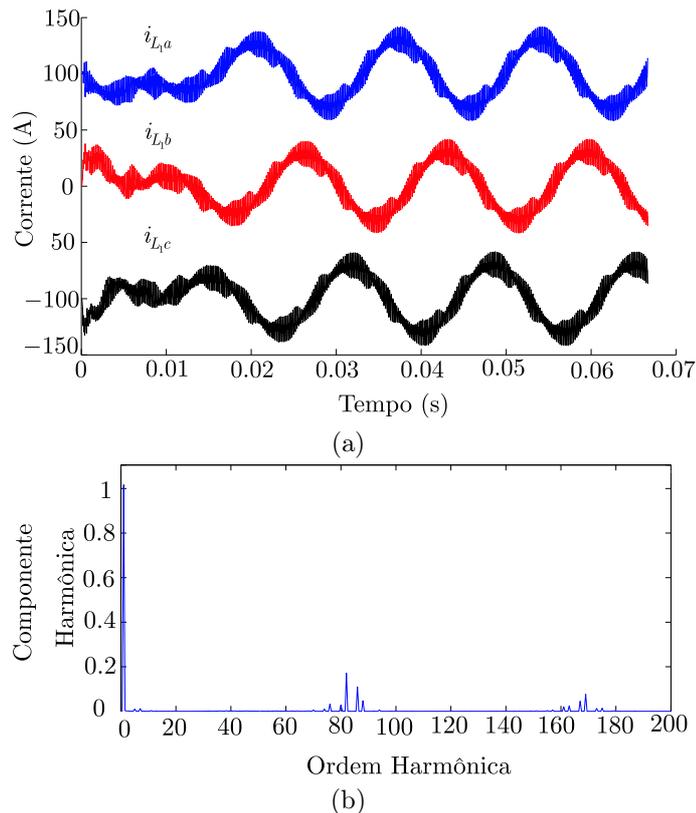


Figura 60: (a) Correntes i_{L_1a} , i_{L_1b} e i_{L_1c} nos indutores no lado do conversor, (b) Espectro da corrente i_{L_1a} .

A Figura 61a mostra as correntes nos indutores do lado da rede. Observe no espectro apresentado na Figura 61b que praticamente não existem componentes harmônicos de baixa frequência significantes. Além disso, o amortecimento do primeiro conjunto de harmônicos para este caso é maior que o do exemplo anterior utilizando exatamente o mesmo filtro. Desta maneira, o aumento da frequência de amostragem acarreta em uma melhor resposta dinâmica do filtro, aumenta a flexibilidade para o projeto dos controladores ressonantes e evita que harmônicos de baixa ordem apareçam devido a aliasing. A diminuição das componentes devido a aliasing se deve ao fato de estar sendo amostrada apenas a corrente de saída, onde o segundo conjunto de harmônicos está fortemente atenuado pelo filtro-*LCL*. Assim, os efeitos indesejáveis do aliasing não se manifestam.

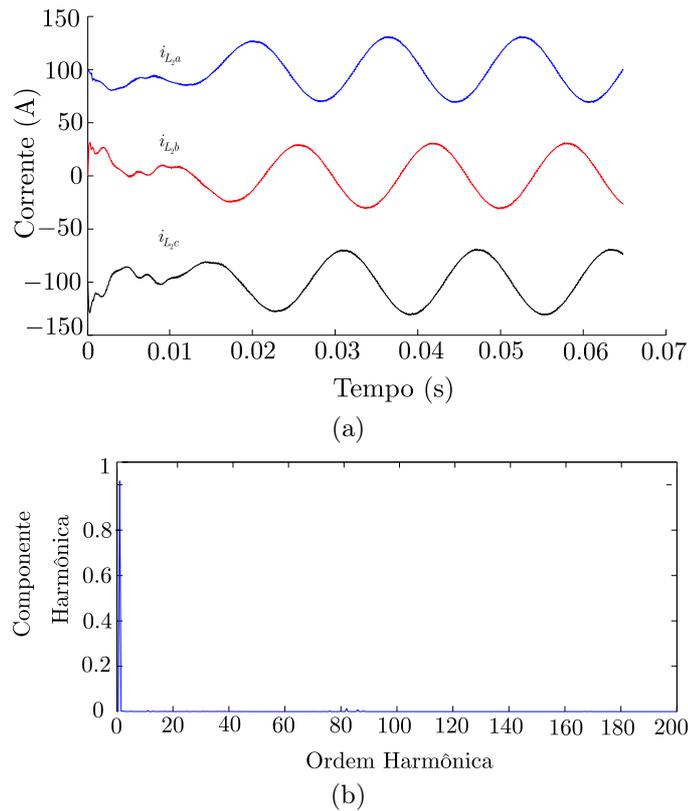


Figura 61: (a) Correntes i_{L2a} , i_{L2b} e i_{L2c} nos indutores no lado do conversor, (b) Espectro da corrente i_{L2a} .

Em resumo, a utilização desta técnica apresenta como motivação as seguintes características:

- A eliminação do atraso de transporte;
- Robustez à variação paramétrica conforme mostrado na Figura 47;
- Efetuar a retroação de variáveis estimadas com conteúdo harmônico menor que o das variáveis reais.

As principais desvantagem desta técnica podem ser resumidas da seguinte forma:

- Erros de estimação introduzidos pela rede e pelo padrão PWM;
- Ruídos de alta frequência devido à realização de aquisições simultaneamente com comutações das chaves do inversor;

Na implementação prática duas fontes de erros de estimação podem prejudicar o desempenho do sistema. Tanto a ação de controle como a rede são consideradas constantes durante o período T_s , o que não acontece na prática. A realização de aquisições durante

a comutação das chaves do inversor pode representar uma limitação prática importante devido a problemas com interferência eletromagnética. Devido a este fato, uma modificação no método de reconstrução dos estados a fim de manter as características desejáveis e evitar aquisições durante as comutações é apresentada na próxima seção.

5.4 Retroação de estados estimados a partir de amostras passadas do sinal de saída

Devido às possíveis limitações de hardware que podem estar presentes na implementação prática devido a problemas com EMI, esta seção propõe uma formulação do sistema de múltiplas amostragens do sinal de saída modificada a fim de tornar possível a sua implementação mantendo todas as vantagens desta técnica. Para isto é necessário modificar as matrizes de reconstrução de estados de tal maneira a ocorrerem amostragens apenas durante o *overflow* e *underflow* da portadora virtual devido aos problemas de ruído eletromagnético no sistema experimental. Esta nova proposta se utiliza dos estados passados para prever o estado presente, sem a necessidade de amostragens durante possíveis comutações das chaves do inversor.

Reescrevendo a equação dinâmica discreta obtida no Capítulo 3, tem-se

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Gx(k) + Hu(k) + F\omega(k) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad (5.31)$$

A intenção é estabelecer a conexão dos estados passados com o estado presente a partir das ações de controle anteriores e de múltiplas amostras do sinal de saída. Escrevendo os sinais de saída em função do estado no momento de amostragem tem-se que

$$\begin{bmatrix} y(k-3) \\ y(k-2) \\ y(k-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Cx(k-3) \\ Cx(k-2) \\ Cx(k-1) \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

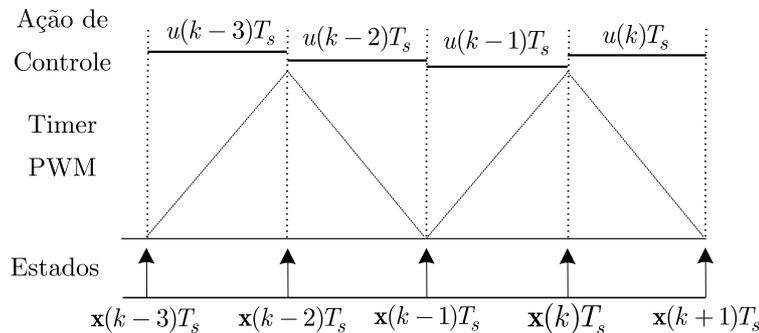


Fig. 62: Estratégia de amostragem proposta para implementação.

A equação dinâmica para o estado passado $x(k-1)$ pode ser expressa por

$$x(k-1) = Gx(k-2) + Hu(k-2) + F\omega(k-2) \quad (5.33)$$

e assim por diante

$$x(k-2) = Gx(k-3) + Hu(k-3) + F\omega(k-3) \quad (5.34)$$

A fim de expressar todos os estados em função do estado $x(k-3)$ substitui-se (5.34) em (5.33)

$$x(k-1) = G^2x(k-3) + GHu(k-3) + GF\omega(k-3) + Hu(k-2) + F\omega(k-2) \quad (5.35)$$

Agora substituindo (5.35) e (5.34) em (5.32) obtêm-se um novo sistema dinâmico em função dos estados passados descrito por

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y(k-3) \\ y(k-2) \\ y(k-1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C \\ CG \\ CG^2 \end{bmatrix} x(k-3) + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ CH & 0 & 0 \\ CGH & CH & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k-3) \\ u(k-2) \\ u(k-1) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ CF & 0 & 0 \\ CGF & CF & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega(k-3) \\ \omega(k-2) \\ \omega(k-1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.36)$$

Renomeando as matrizes acima como

$$\begin{aligned} \bar{y}_k &= \begin{bmatrix} y(k-3) \\ y(k-2) \\ y(k-1) \end{bmatrix} & C_0 &= \begin{bmatrix} C \\ CG \\ CG^2 \end{bmatrix} & D_0 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ CH & 0 & 0 \\ CGH & CH & 0 \end{bmatrix} \\ \bar{u}_k &= \begin{bmatrix} u(k-3) \\ u(k-2) \\ u(k-1) \end{bmatrix} & F_0 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ CF & 0 & 0 \\ CGF & CF & 0 \end{bmatrix} & \bar{\omega}_k &= \begin{bmatrix} \omega(k-3) \\ \omega(k-2) \\ \omega(k-1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.37)$$

Reescrevendo (5.36) obtemos uma expressão simplificada

$$\bar{y}_k = C_0x(k-3) + D_0\bar{u}_k + F_0\bar{\omega}(k) \quad (5.38)$$

Novamente assumindo o teorema da seção anterior, se o par $\langle G, C \rangle$ da equação (5.31) for observável, é possível obter a matriz inversa de $C_0^T C_0$ sendo assim possível expressar $x(k-3)$ em função de \bar{u}_k e \bar{y}_k

$$x(k-3) = (C_0^T C_0)^{-1} C_0^T \bar{y}_k - (C_0^T C_0)^{-1} C_0^T D_0 \bar{u}_k - (C_0^T C_0)^{-1} C_0^T F_0 \bar{\omega}_k \quad (5.39)$$

Efetuando substituições da equação (5.39) nas equações (5.33), (5.34) e (5.31) é pos-

sível obter o estado presente dado por

$$\begin{aligned} x(k) = & G^3(C_0^T C_0)^{-1} C_0^T \bar{y}_k - G^3(C_0^T C_0)^{-1} C_0^T D_0 \bar{u}_k + [G^2 H \quad GH \quad H] \bar{u}_k \\ & - G^3(C_0^T C_0)^{-1} C_0^T F_0 \bar{\omega}_k + [G^2 F \quad GF \quad F] \bar{\omega}(k) \end{aligned} \quad (5.40)$$

Como na seção anterior, foi encontrado um estimador de estados preditivo de tal sorte a eliminar o atraso de transporte. A partir de (5.40) pode-se escrever as novas matrizes de estimação de estados como

$$H_y = G^3(C_0^T C_0)^{-1} C_0^T \quad (5.41)$$

$$H_u = -G^3(C_0^T C_0)^{-1} C_0^T D_0 + [G^2 H \quad GH \quad H] \quad (5.42)$$

$$H_\omega = -G^3(C_0^T C_0)^{-1} C_0^T D_{0f} + [G^2 F \quad GF \quad F] \quad (5.43)$$

Portanto, a equação para a obtenção dos estados estimados a partir dos estados passados é dada por

$$x_e(k) = H_y \bar{y}_k + H_u \bar{u}_k + H_\omega \bar{\omega}_k \quad (5.44)$$

A retroação de estados estimados por esse método modificado permite eliminar o atraso de transporte da implementação digital o que pode agregar robustez ao sistema. Outra diferença da estimação de estados utilizando estados e ações de controle passadas em relação à utilização de múltiplas amostras é a atualização da lei de controle feita duas vezes por período da portadora, o que também é positivo em termos de robustez. Obviamente, a robustez apresentada pelo sistema com múltiplas amostras dificilmente será alcançada pela estimação por estados passados. Em compensação, a aplicação prática do método reformulado tem o grande apelo de não realizar amostragens durante a comutação das chaves semicondutoras, não apresentando portanto problemas com ruído eletromagnético durante a aquisição dos sinais.

5.4.1 Análise de Robustez

Nesta seção será feita uma análise de robustez do sistema modificado da mesma forma que a realizada para o sistema de múltiplas amostras.

O sistema dinâmico equivalente modificado é dado por

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) + F\omega(k) \quad (5.45)$$

$$y_k = C_0 x(k-3) + D_0 \bar{u}(k) + F_0 \bar{\omega}(k) \quad (5.46)$$

Os estados estimados são obtidos segunda a equação (5.44). A ação de controle resultante pode ser expressa por

$$u(k) = -K(H_y \bar{y}_k + H_u \bar{u}_k + H_w \bar{\omega}_k) + u_{res}(k) \quad (5.47)$$

Substituindo a equação (5.46) em (5.47) pode-se escrever a ação de controle atual em função dos estados e ações de controle anteriores. Para fins de análise de estabilidade será desprezada a parcela referente à rede. Desta forma, pode-se escrever

$$u(k) = -KH_y C_0 x(k-3) + (-KH_y D_0 - KH_u) \bar{u}(k) + u_{res}(k) \quad (5.48)$$

Observe na equação (5.48) que o termo $(-KH_y D_0 - KH_u)$ é uma matriz 1x3 que multiplica as ações de controle anteriores no vetor $\bar{u}(k)$. Expandindo a equação (5.48) resulta

$$u(k) = -KH_y C_0 x(k-3) + Pu(k-3) + Qu(k-2) + Ru(k-1) + u_{res}(k) \quad (5.49)$$

sendo P , Q e R são os coeficientes da matriz $(-KH_y D_0 - KH_u)$.

Serão introduzidas novas variáveis que expressam o atraso das variáveis de estado e da ação de controle. A partir destas variáveis será expresso um novo sistema dinâmico equivalente ao sistema com retroação de estados estimados com estados passados.

As novas variáveis relativas as variáveis de estado passadas são

$$\begin{aligned} x_{d1}(k+1) &= x(k) \implies x_{d1}(k) = x(k-1) \\ x_{d2}(k+1) &= x_{d1}(k) = x(k-1) \implies x_{d2}(k) = x(k-2) \\ x_{d3}(k+1) &= x_{d1}(k) = x(k-1) \implies x_{d3}(k) = x(k-3) \end{aligned} \quad (5.50)$$

Escrevendo o novo sistema dinâmico a partir dos estados atrasados

$$\xi(k+1) = \begin{bmatrix} x_{d1}(k+1) \\ x_{d2}(k+1) \\ x_{d3}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d1}(k) \\ x_{d2}(k) \\ x_{d3}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} \\ 0_{6 \times 3} \end{bmatrix} x(k) \quad (5.51)$$

As novas variáveis para as ações de controle passadas são

$$\begin{aligned} u_{d1}(k+1) &= u(k) \implies u_{d1}(k) = u(k-1) \\ u_{d2}(k+1) &= u_{d1}(k) = u(k-1) \implies u_{d2}(k) = u(k-2) \\ u_{d3}(k+1) &= u_{d1}(k) = u(k-1) \implies u_{d3}(k) = u(k-3) \end{aligned} \quad (5.52)$$

Definimos um novo vetor de estados com os atrasos na ação de controle

$$v(k+1) = \begin{bmatrix} u_{d1}(k+1) \\ u_{d2}(k+1) \\ u_{d3}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & Q & P \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d1}(k) \\ u_{d2}(k) \\ u_{d3}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -KH_yC_0 \\ 0_{2 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \xi(k) \quad (5.53)$$

Reescrevendo as equações (5.45), (5.52) e (5.50) é possível compor um sistema dinâmico equivalente que represente o sistema de reconstrução de estados a partir de estados passados. Desconsiderando a parcela referente à rede obtemos

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Gx(k) + Hu(k) \\ v(k+1) &= G'v(k) + H'\xi(k) \\ \xi(k+1) &= G''\xi(k) + H''x(k) \\ u(k) &= N\xi(k) + Mv(k) \end{aligned} \quad (5.54)$$

em que $N = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 6} & -KH_yC_0I_{3 \times 3} \end{bmatrix}$ e $M = \begin{bmatrix} R & Q & P \end{bmatrix}$.

Definindo o novo vetor de estados para o sistema equivalente

$$\begin{aligned} x_n(k+1) &= \begin{bmatrix} x(k+1) \\ \xi(k+1) \\ v(k+1) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} x(k+1) \\ \xi(k+1) \\ v(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} G_{3 \times 3} & HN_{3 \times 9} & HM_{3 \times 3} \\ H''_{9 \times 3} & G''_{9 \times 9} & 0_{9 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & H'_{9 \times 3} & G'_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ \xi(k) \\ v(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F \\ 0_{9 \times 1} \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} \omega(k) + \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ 0_{9 \times 1} \\ I' \end{bmatrix} u_{res}(k) \end{aligned} \quad (5.55)$$

Sendo

$$I' = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

A Figura 63 mostra a posição dos autovalores da planta nominal • até uma capacidade de curto-circuito no PCC de $S_k = 15 \star$. Observe novamente que o estimador nominal projetado não insere dinâmicas no sistema sistema, entretanto, quando a variação paramétrica é considerada, surgem modos associados ao estimador.

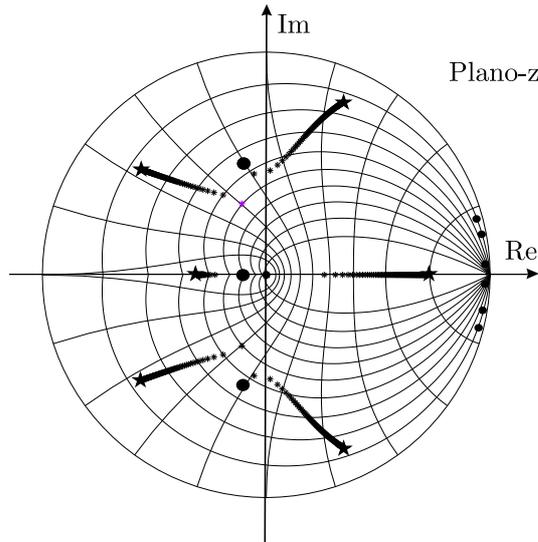


Figura 63: Autovalores da matriz dinâmica com variação paramétrica a partir de uma alocação de pólos arbitraria.

5.4.2 Resultados de Simulação

Esta subseção mostra os resultados de simulação do método apresentado na subseção anterior. A Figura 64a mostra as correntes trifásicas no indutor do lado do conversor. A Figura 64b mostra o espectro da corrente i_a , é possível verificar que não aparecem harmônicas por *aliasing*, apenas as harmônicas de quinta e sétima são incluídas na tensão da rede no PCC para verificar o desempenho destes controladore.

A Figura 65a mostra as correntes nos indutores de saída. Observe que a resposta transitória é mais oscilatória em comparação ao caso em que a corrente interna é controlada. A Figura 65b mostra o espectro da corrente de saída, neste caso as distorções de *aliasing* não aparecem nas baixas frequências.

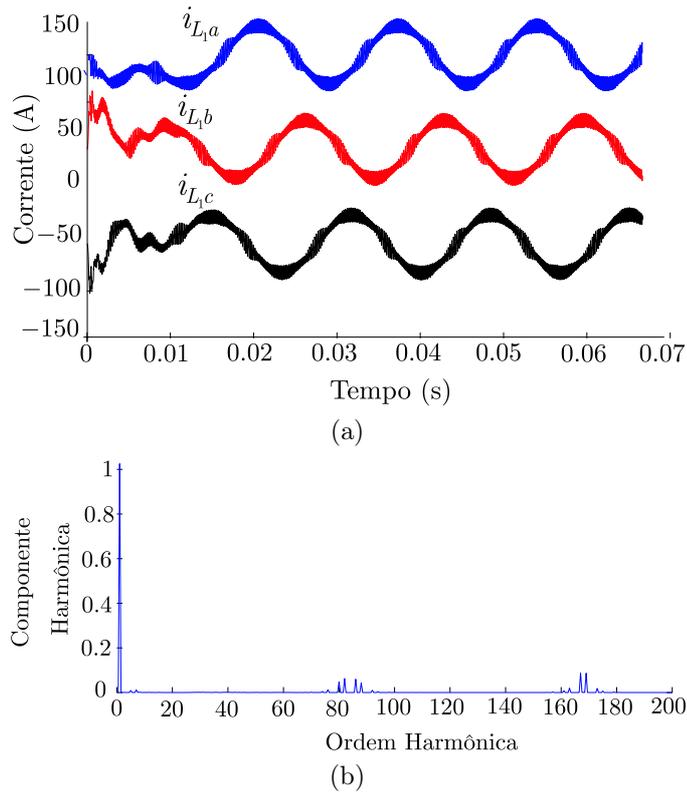


Figura 64: (a) Correntes i_{L_1a} , i_{L_1b} e i_{L_1c} nos indutores no lado do conversor, (b) Espectro da corrente i_{L_1a} .

5.5 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos em uma plataforma DSP com aritmética de ponto fixo TMS320F2812 e potência total de 11 kW. Os demais parâmetros do inversor conectado à rede com filtro- LCL são apresentados na Tabela 6. A Figura 66a apresenta as correntes nos indutores L_1 e a tensão no capacitor C_f da fase a , nesta pode-se observar um grande nível de ondulações em ambos os estados por se tratar de um filtro leve. Na Figura 66b esta a corrente estimada na coordenada α nos indutores L_1 . Pode-se observar que a variável estimada esta próxima ao seu valor médio. A Figura 66c mostra a tensão sobre os capacitores estimada na coordenada α , note que o estado estimado não apresenta as ondulações do estado real.

A Figura 67 mostra a corrente no indutor de saída e a tensão no capacitor da fase a demonstrando a operação do sistema próximo ao fator de potência unitário. A Figura 68 mostra a resposta transitória nas correntes de saída do sistema proposto. Observe que esta resposta é bastante semelhante a aquela obtida em simulação e mostra o bom desempenho da técnica proposta.

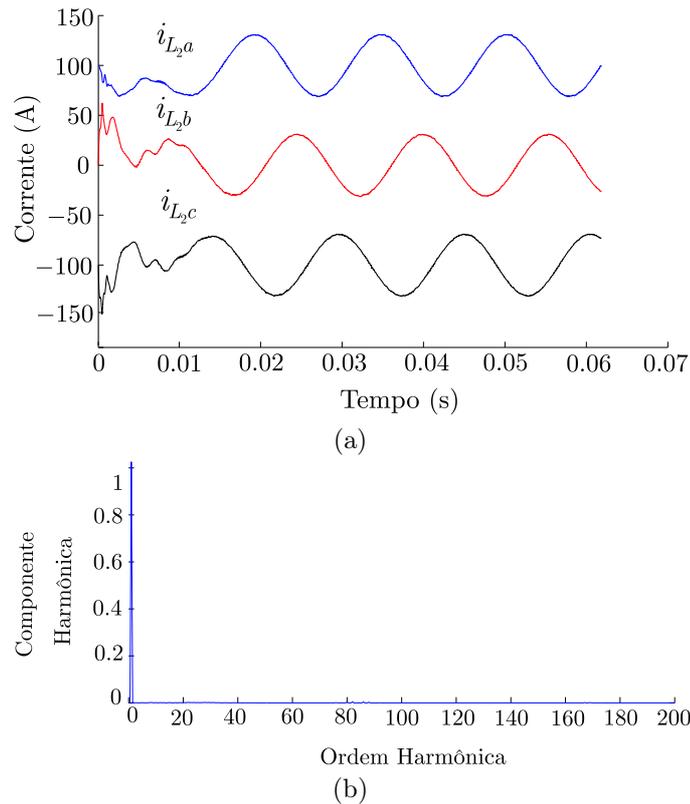
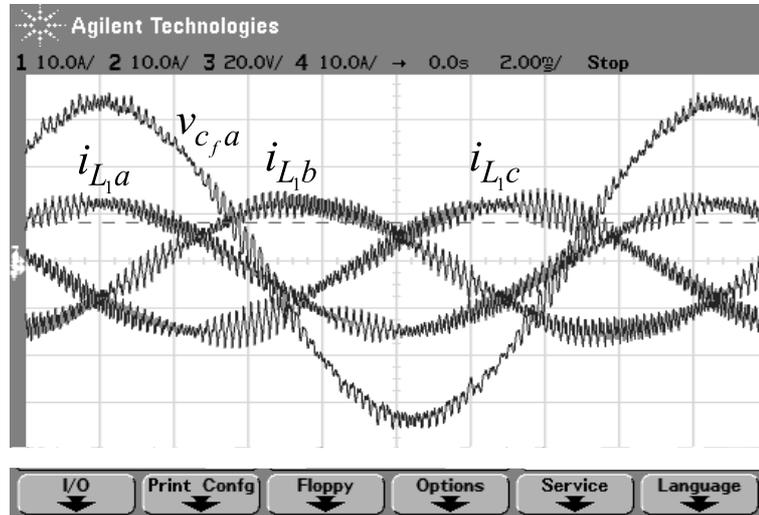


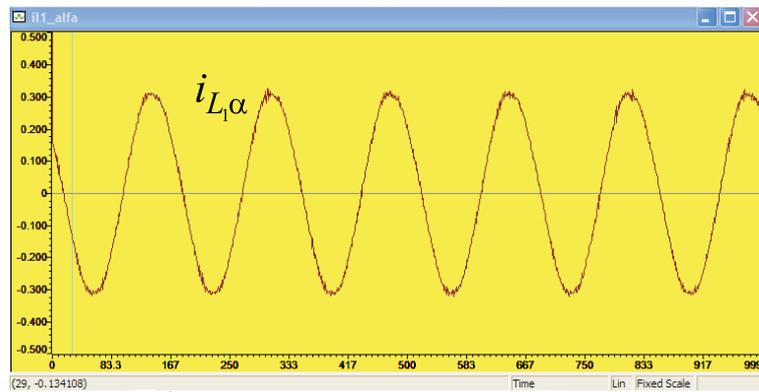
Figura 65: (a) Correntes i_{L_2a} , i_{L_2b} e i_{L_2c} nos indutores no lado do conversor, (b) Espectro da corrente i_{L_2a} .

5.6 Conclusão

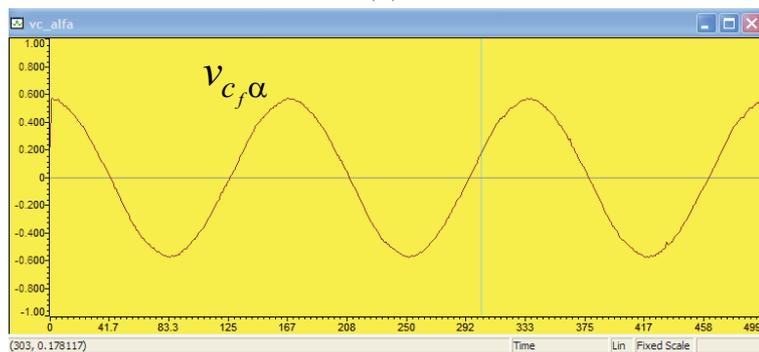
Múltiplas amostragens melhoram a resposta transitória do sistema, facilitam o projeto do controlador e aumentam a robustez do sistema à variações paramétricas. Por outro lado, as questões relativas a implementação limitam o uso deste tipo de técnica de controle pois dependem de um hardware capaz de implementá-lo. Sendo assim, foi proposta uma técnica que mantém a robustez e a vantagens das múltiplas amostras mesmo amostrando apenas nos momentos em que não acontecem comutações das chaves. Medindo-se apenas a corrente de saída, é possível estimar os outros estados sem o *ripple* de alta frequência. Assim se elimina o aparecimento de harmônicos de baixa ordem reatados por aliasing ao passo que se mantém o sistema robusto à variação paramétrica da rede.



(a)



(b)



(c)

Figura 66: (a) Tensão sobre o capacitor C_f na fase a e correntes sobre os indutores do lado do conversor i_{L_1a} , i_{L_1b} e i_{L_1c} , (b) Corrente nos indutores de entrada estimada na coordenada α , (c) Tensão estimada sobre os capacitores na coordenada α .

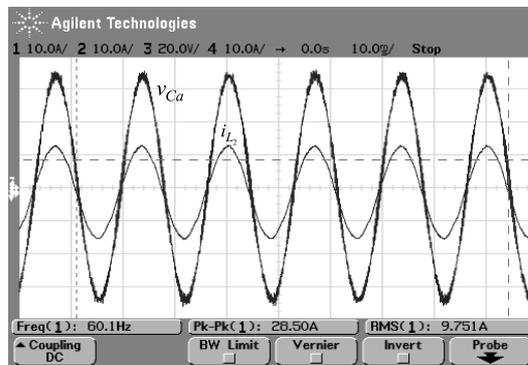


Figura 67: Tensão no capacitor da fase a e corrente no indutor L_2 da fase a operando com fator de potência próximo ao unitário.

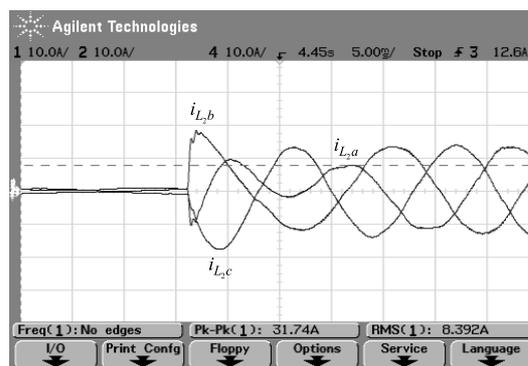


Figura 68: Resposta transitória nas correntes nos indutores de saída.

6 CONCLUSÃO

6.1 Conclusão geral

O presente trabalho contribui com o controle de conversores conectados à rede através de filtro-*LCL*. Do exposto anteriormente, pode-se extrair as seguintes conclusões gerais:

- O uso de retroação parcial de estados empregando desigualdades lineares de matrizes para o cálculo dos ganhos de retroação, se mostra efetivo no amortecimento dos modos oscilatórios do filtro, bem como permite a conexão do sistema mesmo em sistemas em que a impedância no ponto de conexão não é conhecida ou varie dentro de uma faixa pré-estabelecida.
- A utilização da retroação de estados de variáveis amostradas com alto conteúdo harmônico acarreta no aparecimento de harmônicas de baixa frequência pelo fenômeno de *aliasing*. Logo, cuidados na amostragem e no espectro da modulação adotados devem ser considerados para eliminar ou minimizar estes harmônicos.
- O uso de um estimador de estados preditivo permite a estimação dos estados do sistema medindo apenas a variável de saída. Logo, as variáveis são estimadas sem as ondulações de alta frequência o que evita o aparecimento de harmônicas de baixa ordem por *aliasing*.
- A ação preditiva do estimador de estados elimina o atraso de transporte do modelo da malha de controle de corrente. Com isto, o sistema mostra uma margem de estabilidade maior resultando em sistema tão robusto quanto aquele projetado com retroação parcial.
- O controle da corrente do lado da rede acarreta em respostas transitórias mais oscilatórias no momento da conexão do sistema com a rede. Por outro lado, não necessita de compensações de fator de potência, sendo assim a mais indicada para

aplicações onde o controle de fator de potência é importante, como é o caso da geração distribuída.

- Para as aplicações onde o ripple sobre as variáveis não representa um problema significativo, ou seja, aplicações que fazem uso de filtros pesados devido a restrições construtivas ou de operação, a utilização da retroação parcial robusta de estados é uma técnica que pode ser indicada para o amortecimento robusto dos modos oscilatórios do filtro-*LCL*. Pode-se citar duas razões principais para isto: a possibilidade de se prever os limites de estabilidade do sistema e evitar interações entre os controladores e o formalismo matemático que esta técnica apresenta.
- Por outro lado, em aplicações que fazem uso de filtros leves onde o ripple sobre as variáveis se torna um problema para o controle em malha fechada, a técnica de estimação de estados pode ser indicada devido ao fato de conferir maior flexibilidade no projeto e agregar robustez ao sistema.

6.2 Proposta para trabalhos futuros

- Análise de estabilidade do sistema considerando inversores conectados à redes de distribuição de baixa tensão com influência de diferentes tipos de cargas.
- Aplicação dos controladores propostos neste trabalho a diferentes aplicações de conversores conectados à rede, tais como filtros ativos, UPS's e outros.
- Análise do impacto da saturação do atuador na estabilidade e no desempenho do sistema.
- Considerar variações paramétricas no indutor do lado do conversor em aplicações onde aparecem variáveis com alto conteúdo harmônico.
- Simplificar o modelo politópico adotado no Capítulo 3 de modo a facilitar o projeto do controlador e realizar análise de robustez da alocação de pólos obtida a *posteriori*.
- Utilizar técnicas de projeto robusto baseadas em LMIs, para o computo dos ganhos K no Capítulo 5.
- Comparação do estimador de estados proposto com outros estimadores propostos na literatura.

REFERÊNCIAS

- BANDYOPADHYAY, B.; JANARDHANAN, S. *Discrete-Time Sliding Mode Control: A multirate output feedback approach*. Germany: Springer-Verlag, 2005.
- BLAABJERG, F.; CHEN, Z.; KJAER, S. Power electronics as efficient interface of renewable energy sources. In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 1731 – 1739.
- BLAABJERG, F. et al. Power electronics in wind turbine systems. In: *Power Electronics and Motion Control Conference 2006. IPEMC '06*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 1, p. 1–11.
- BLAABJERG, F.; ZHE, C.; KJAER, S. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, p. 1184 – 1194, Setember 2004.
- BOTTERÓN, F.; PINHEIRO, H. Discrete-time internal model control for three-phase PWM inverter with insulator transformer. In: *IEE Proc. Electronic Power Applications*. [S.l.: s.n.], 2006. v. 153, n. 1.
- BOTTERÓN, F. et al. A new discrete-time voltage controller based on the internal model principle for three-phase voltage source-inverters with ΔY output transformer. In: *35th ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2004, Aachen. Records...* Aachen: IEEE, 2004. p. 2508–2514.
- BOYD, S. et al. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. Philadelphia, PA, USA: SIAM Studies in Applied Mathematics, 1994.
- BUENO, E. J. et al. Current control of voltage source converters connected to the grid through an lcl-filter. In: *Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 68–73.
- BUSO, S.; MATTAVELLI, P. *Digital Control in Power Electronics*. USA: Morgan Claypool, 2006.
- CAMARGO, R. F. de. *Método de Sincronização Aplicado a Conversores PWM Trifásicos*. 2006. 325 p. Tese (Doctoral Thesis) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria Brasil, August 2006.
- CAMARGO, R. F. de; PINHEIRO, H. Synchronisation method for three-phase pwm converters under unbalanced and distorted grid. *Electric Power Applications IEE Proceedings*, v. 153, p. 763 – 772, September 2006.
- CHEN, C.-T. *Linear System Theory and Design*. [S.l.]: Oxford University Press, 1984. 561-563 p.

- CORRADINI, L.; MATTAVELLI, P.; STEFANUTTI, W. Analysis of multi-sampled current control for active filters. In: *Industry Applications Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. v. 1, p. 1608 – 1615.
- ENSLIN, J.; HESKES, P. Harmonic interaction between a large number of distributed power inverters and the distribution network. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, p. 1586 – 1593, November 2004.
- FRANCIS, B.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. *Automatica*, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976.
- GABE, I. J. et al. Stability analysis of grid-connected voltage source inverters with lcl-filters using partial state feedback. In: *European conference of Power Electronics and applications, 2007*. [S.l.: s.n.], 2007. v. 1, p. 1– 10.
- GAHINET, P. et al. *LMI Control Toolbox User's Guide*. Natick, MA, 1995.
- HAGIWARA, T.; ARAKI, M. Design of a stable state feedback controller based on the multirate sampling of the plant output. v. 33, n. 9, p. 81 – 819, 1988.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage source pwm converters: A survey. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, v. 45, p. 691 – 703, October 1998.
- LINDGREN, M.; SVENSSON, J. Control of voltage-source converter connected to the grid through an LCL-filter application to active filtering. In: *Proc. IEEE PESC'98*. Fukuoka, Japan: [s.n.], 1998. p. 229–235.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter based active rectifier. In: *Proc. 2001 IEEE 36th IAS Conference*. [S.l.: s.n.]. p. 299–307.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter based active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, 2005.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 1, p. 263–272, jan. 2006.
- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R. Grid impedance detection via excitation of lcl-filter resonance. In: *IEEE Industry Applications Conference, 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 910– 916.
- LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A.; BLAABJERG, F. Stability improvements of an lcl-filter based three-phase active rectifier. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. PESC'02*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 1195 – 1201.
- LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A.; BLAABJERG, F. Genetic algorithm-based design of the active damping for an lcl-filter three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, p. 76 – 86, January 2004.
- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Stability of grid-connected pv inverters with large grid impedance variation. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 4773– 4779.

- LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control of three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 3, maio 2006.
- MONTAGNER, V. F.; LEITE, V. J. S.; PERES, P. L. D. Robust control of discrete time switched systems with pole location and structural constraints. In: *IEEE Proc. of the 42nd Conference on Decision and Control*. Maui, HI, USA: [s.n.], 2003. p. 6242–6247.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R. *Discrete-Time Signal Processing*. USA: Prentice Hall, 1998.
- PINHEIRO, H. On discrete controllers for static converters. In: *9th Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. v. 1, p. 1–9.
- PINHEIRO, H. et al. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: Uma abordagem unificada. *Controle e automação SBA*, v. 16, n. 1, p. 13–24, 2005.
- RECOMMENDED PRACTICES AND REQUIREMENTS FOR HARMONIC CONTROL IN ELECTRICAL POWER SYSTEMS. *IEEE-519 Institute of Electrical and Electronics Engineers*. [S.l.], 1992.
- STANDART FOR INTERCONNECTING DISTRIBUTED RESOURCES WITH ELECTRIC POWER SYSTEMS. *IEEE-1547 Institute of Electrical and Electronics Engineers*. [S.l.], 2003.
- TEODORESCU, R. et al. A stable three-phase lcl-filter based active rectifier without damping. In: *IEEE Industry Applications Conference, 2003*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 1552–1557.
- TWINING, E.; HOLMES, D. G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an lcl input filter. *IEEE Transaction on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 888 – 895, May 2003.
- WANG, T. C. et al. Output filter design for a grid-connected three-phase inverter. In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 779–784.
- YAOSUO, X. et al. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: An overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, p. 1305–1314, September 2004.
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 814–822, may 2003.

APÊNDICE A – MODELAGEM MATEMÁTICA

A.1 Obtenção da equação de estados da planta em coordenadas abc

A seguir o procedimento para a obtenção da planta trifásica do filtro-*LCL* de saída é descrita. A partir da aplicação das leis de Kirchhoff no circuito da Figura 69 são obtidas as equações diferenciais que governam as variáveis de estado do sistema.

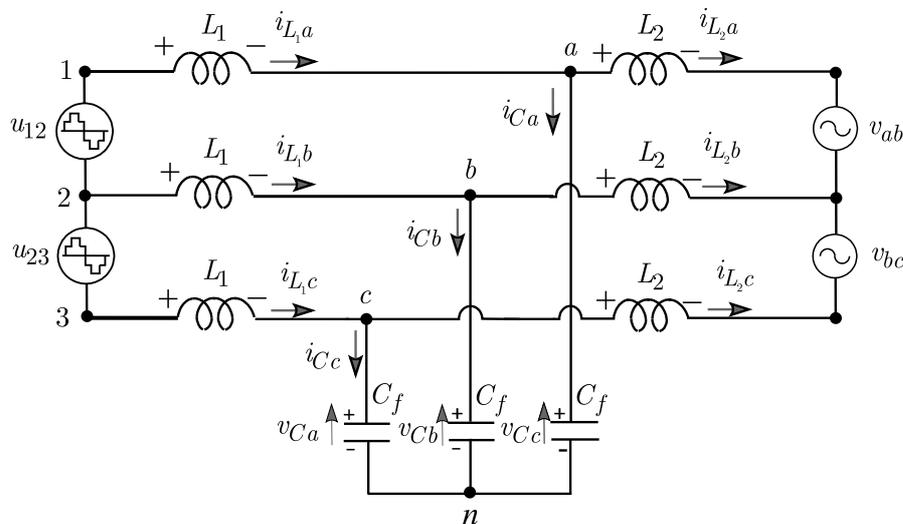


Figura 69: Circuito equivalente trifásico.

Para facilitar a obtenção das equações da planta, o circuito da Figura 69 será simplificado. Para isto, os capacitores serão representados por uma fonte de tensão tal como demonstrado na Figura 70, onde

$$v_{Cab} = v_{Ca} - v_{Cb} \quad (\text{A.1})$$

e

$$v_{Cbc} = v_{Cb} - v_{Cc} \quad (\text{A.2})$$

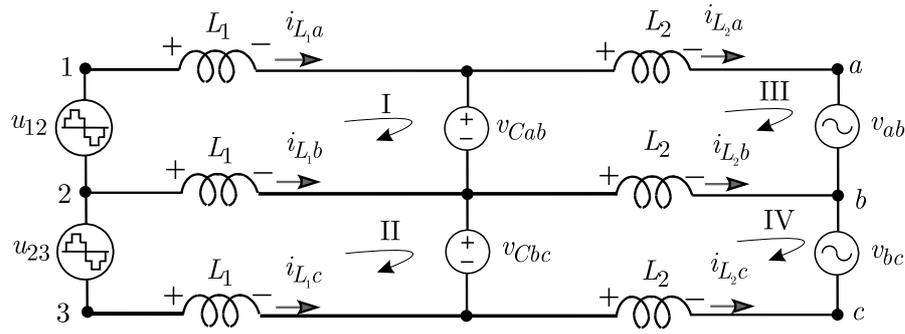


Figura 70: Circuito equivalente trifásico utilizado para a obtenção das equações da planta.

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões nas malhas I e II da Figura 70 obtém-se as seguintes equações:

$$u_{12} - v_{L_{1a}} - v_{Cab} + v_{L_{1b}} = 0 \quad (\text{A.3})$$

$$u_{23} - v_{L_{1b}} - v_{Cbc} + v_{L_{1c}} = 0 \quad (\text{A.4})$$

onde $v_{L_{1a}}$, $v_{L_{1b}}$ e $v_{L_{1c}}$ representam as tensões sobre os indutores L_1 da fase a , b e c respectivamente.

Aplicando-se a lei de Kirchhoff das correntes no nó 2 pode-se afirmar que:

$$i_{L_{1a}} + i_{L_{1b}} + i_{L_{1c}} = 0 \quad (\text{A.5})$$

Pode ainda se afirmar que:

$$\frac{di_{L_{1a}}}{dt} + \frac{di_{L_{1b}}}{dt} + \frac{di_{L_{1c}}}{dt} = 0 \quad (\text{A.6})$$

Multiplicando cada elemento da equação A.6 por L_1 obtém-se:

$$v_{L_{1a}} + v_{L_{1b}} + v_{L_{1c}} = 0 \quad (\text{A.7})$$

Da equação (A.3) obtém-se:

$$v_{L_{1a}} = u_{12} - v_{Cab} + v_{L_{1b}} \quad (\text{A.8})$$

Igualmente para $v_{L_{1b}}$

$$v_{L_{1b}} = u_{23} - v_{Cbc} + v_{L_{1c}} \quad (\text{A.9})$$

Para $v_{L_{1c}}$ é usada a equação (A.7)

$$v_{L_{1c}} = -v_{L_{1a}} - v_{L_{1b}} \quad (\text{A.10})$$

Substituindo (A.10) em (A.9)

$$v_{L_1b} = \frac{1}{2}u_{23} - \frac{1}{2}v_{Cbc} - \frac{1}{2}v_{L_1a} \quad (\text{A.11})$$

Substituindo (A.11) em (A.8)

$$v_{L_1a} = \frac{2}{3}u_{12} + \frac{1}{3}u_{23} - \frac{2}{3}v_{Cab} - \frac{1}{3}v_{Cbc} \quad (\text{A.12})$$

Substituindo (A.12) em (A.11)

$$v_{L_1b} = -\frac{1}{3}u_{12} + \frac{1}{3}u_{23} + \frac{1}{3}v_{Cab} - \frac{1}{3}v_{Cbc} \quad (\text{A.13})$$

E finalmente, utilizando (A.12), (A.13) e (A.10) obtém-se:

$$v_{L_1c} = -\frac{1}{3}u_{12} - \frac{2}{3}u_{23} + \frac{1}{3}v_{Cab} + \frac{2}{3}v_{Cbc} \quad (\text{A.14})$$

Como a tensão sobre o indutor L_1 pode ser dada por $v_{L_1} = \frac{di_{L_1}}{dt}$ pode-se reescrever as equações acima em função da derivada das correntes sobre os indutores L_1 de cada uma das fases:

$$\frac{di_{L_1a}}{dt} = \frac{2}{3L_1}u_{12} + \frac{1}{3L_1}u_{23} - \frac{2}{3L_1}v_{Cab} - \frac{1}{3L_1}v_{Cbc} \quad (\text{A.15})$$

$$\frac{di_{L_1b}}{dt} = -\frac{1}{3L_1}u_{12} + \frac{1}{3L_1}u_{23} + \frac{1}{3L_1}v_{Cab} - \frac{1}{3L_1}v_{Cbc} \quad (\text{A.16})$$

$$\frac{di_{L_1c}}{dt} = -\frac{1}{3L_1}u_{12} - \frac{2}{3L_1}u_{23} + \frac{1}{3L_1}v_{Cab} + \frac{2}{3L_1}v_{Cbc} \quad (\text{A.17})$$

Agora, substituindo as equações (A.1) e (A.2) nas equações (A.15), (A.16) e (A.17) é possível obter o conjunto de equações com as variáveis de interesse para as correntes de entrada

$$\frac{di_{L_1a}}{dt} = \frac{2}{3L_1}u_{12} + \frac{1}{3L_1}u_{23} - \frac{2}{3L_1}v_{Ca} + \frac{1}{3L_1}v_{Cb} + \frac{1}{3L_1}v_{Cc} \quad (\text{A.18})$$

$$\frac{di_{L_1b}}{dt} = -\frac{1}{3L_1}u_{12} + \frac{1}{3L_1}u_{23} + \frac{1}{3L_1}v_{Ca} - \frac{2}{3L_1}v_{Cb} + \frac{1}{3L_1}v_{Cc} \quad (\text{A.19})$$

$$\frac{di_{L_1c}}{dt} = -\frac{1}{3L_1}u_{12} - \frac{2}{3L_1}u_{23} + \frac{1}{3L_1}v_{Ca} + \frac{1}{3L_1}v_{Cb} - \frac{2}{3L_1}v_{Cc} \quad (\text{A.20})$$

Agora aplicando agora a lei de Kirchhoff das tensões nas malhas III e IV da Figura 70 e adotando o mesmo procedimento seguindo anteriormente são encontradas as equações

que descrevem o comportamento das correntes nos indutores L_2 :

$$\frac{di_{L_2a}}{dt} = \frac{2}{3L_2}v_{Ca} - \frac{1}{3L_2}v_{Cb} - \frac{1}{3L_2}v_{Cc} - \frac{2}{3L_2}v_{ab} - \frac{1}{3L_2}v_{bc} \quad (\text{A.21})$$

$$\frac{di_{L_2b}}{dt} = -\frac{1}{3L_2}v_{Ca} + \frac{2}{3L_2}v_{Cb} - \frac{1}{3L_2}v_{Cc} + \frac{1}{3L_1}v_{ab} - \frac{1}{3L_2}v_{bc} \quad (\text{A.22})$$

$$\frac{di_{L_2c}}{dt} = -\frac{1}{3L_2}v_{Ca} - \frac{1}{3L_2}v_{Cb} + \frac{2}{3L_2}v_{Cc} + \frac{1}{3L_2}v_{ab} + \frac{2}{3L_2}v_{bc} \quad (\text{A.23})$$

Resta agora obter as equações que regem as tensões nos capacitores para completar o modelo do sistema em variáveis de estado. Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes nos nós a , b e c da Figura 69, obtêm-se as seguintes equações:

$$i_{ca} = i_{L_1a} - i_{L_2a} \quad (\text{A.24})$$

$$i_{cb} = i_{L_1b} - i_{L_2b} \quad (\text{A.25})$$

$$i_{cc} = i_{L_1c} - i_{L_2c} \quad (\text{A.26})$$

Por sua vez, a expressão para as correntes em cada um dos capacitores é dada pelas seguintes equações:

$$i_{ca} = C_f \frac{dv_{Ca}}{dt} \quad (\text{A.27})$$

$$i_{cb} = C_f \frac{dv_{Cb}}{dt} \quad (\text{A.28})$$

$$i_{cc} = C_f \frac{dv_{Cc}}{dt} \quad (\text{A.29})$$

Substituindo as equações (A.27), (A.28) e (A.29) em (A.24), (A.25) e (A.26) respectivamente obtêm-se:

$$\frac{dv_{Ca}}{dt} = \frac{i_{L_1a}}{C_f} - \frac{i_{L_2a}}{C_f} \quad (\text{A.30})$$

$$\frac{dv_{Cb}}{dt} = \frac{i_{L_1b}}{C_f} - \frac{i_{L_2b}}{C_f} \quad (\text{A.31})$$

$$\frac{dv_{Cc}}{dt} = \frac{i_{L_1c}}{C_f} - \frac{i_{L_2c}}{C_f} \quad (\text{A.32})$$

Uma vez obtidas as equações de estado é escolhido o vetor de estados para a obtenção do modelo em espaço de estados do circuito da Figura 69. O vetor de estados é escolhido como sendo $x_{abc} = \left[i_{L_1a} \ i_{L_1b} \ i_{L_1c} \ v_{Ca} \ v_{Cb} \ v_{Cc} \ i_{L_2a} \ i_{L_2b} \ i_{L_2c} \right]'$

Agora escrevendo as equações (A.18), (A.19), (A.20), (A.21), (A.22), (A.24), (A.30),

(A.31) e (A.32) sob forma da equação de estados dada por:

$$\dot{x}_{abc}(t) = A_{abc}x_{abc}(t) + B_{abc}u_{abc}(t) + F_{abc}\omega_{abc}(t) \quad (\text{A.33})$$

obtém-se a planta trifásica em espaço de estados dada por:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_{L_1a}}{dt} \\ \frac{di_{L_1b}}{dt} \\ \frac{di_{L_1c}}{dt} \\ \frac{dv_{C_a}}{dt} \\ \frac{dv_{C_b}}{dt} \\ \frac{dv_{C_c}}{dt} \\ \frac{di_{L_2a}}{dt} \\ \frac{di_{L_2b}}{dt} \\ \frac{di_{L_2c}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{3L_1} & \frac{1}{3L_1} & \frac{1}{3L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3L_1} & -\frac{2}{3L_1} & \frac{1}{3L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3L_1} & \frac{1}{3L_1} & -\frac{2}{3L_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{3L_2} & \frac{2}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} & \frac{2}{3L_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1a} \\ i_{L_1b} \\ i_{L_1c} \\ v_{C_a} \\ v_{C_b} \\ v_{C_c} \\ i_{L_2a} \\ i_{L_2b} \\ i_{L_2c} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{2}{3L_1} & \frac{1}{3L_2} \\ -\frac{1}{3L_1} & \frac{1}{3L_1} \\ -\frac{1}{3L_1} & -\frac{2}{3L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{2}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} \\ \frac{1}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} \\ \frac{1}{3L_2} & \frac{2}{3L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.34})$$

onde

$$A_{abc} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{3L_1} & \frac{1}{3L_1} & \frac{1}{3L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3L_1} & -\frac{2}{3L_1} & \frac{1}{3L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3L_1} & \frac{1}{3L_1} & -\frac{2}{3L_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{3L_2} & \frac{2}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} & \frac{2}{3L_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.35})$$

$$B_{abc} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3L_1} & \frac{1}{3L_2} \\ -\frac{1}{3L_1} & \frac{1}{3L_1} \\ -\frac{1}{3L_1} & -\frac{2}{3L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad F_{abc} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{2}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} \\ \frac{1}{3L_2} & -\frac{1}{3L_2} \\ \frac{1}{3L_2} & \frac{2}{3L_2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.36})$$

são as matrizes associadas ao modelo em espaço de estados da planta trifásica. O vetor $u_{abc}(t)$ é dado pelas ações de controle $\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \end{bmatrix}$ e o vetor $\omega_{abc}(t)$ é formado pelas tensões de linha da rede dadas por $\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}$.

A.2 Obtenção da equação de estados equivalente em coordenadas $\alpha\beta 0$

Para a análise e projeto dos controladores é mais conveniente trabalhar com dois sistemas monofásicos desacoplados em vez de um sistema trifásico. O uso da transformação do sistema trifásico para coordenadas $\alpha\beta 0$ permite transformá-lo em um sistema bifásico com as tensões defasadas em 90° . A transformação $\alpha\beta 0$ utilizada é invariante em potência dada pela seguinte expressão:

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.37})$$

Como a representação do modelo será feita em grandezas de fase, é introduzida a matriz de transformação de grandezas de linha para grandezas de fase, uma vez que na seção anterior as matrizes B e F foram obtidas considerando valores de linha.

$$T_{f \rightarrow L} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.38})$$

O vetor de estados em coordenadas $\alpha\beta 0$ é dado por $x_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_{L_1}\alpha & i_{L_1}\beta & i_{L_1}0 & v_{C\alpha} & v_{C\beta} & v_{C0} & i_{L_2}\alpha & i_{L_2}\beta & i_{L_2}0 \end{bmatrix}$, este vetor pode ser obtido da seguinte forma:

$$x_{\alpha\beta 0} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} x_{abc} \quad (\text{A.39})$$

logo, segue que

$$\dot{x}_{\alpha\beta 0} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \dot{x}_{abc} \quad (\text{A.40})$$

destas expressões resulta que

$$x_{abc} = (T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} x_{\alpha\beta 0} \quad (\text{A.41})$$

$$\dot{x}_{abc} = (T_{cab \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} \dot{x}_{\alpha\beta 0} \quad (\text{A.42})$$

Multiplicando a equação (A.33) por $T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$ obtém-se:

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \dot{x}_{abc} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} A_{abc} x_{abc} + T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} B_{abc} u_{abc}(t) + T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} F_{abc} \omega_{abc}(t) \quad (\text{A.43})$$

Substituindo as equações (A.40), (A.41) e (A.42) em (A.43) resulta

$$\dot{x}_{\alpha\beta 0} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} A_{abc} (T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} x_{\alpha\beta 0} + T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} B_{abc} u_{abc}(t) + T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} F_{abc} \omega_{abc}(t) \quad (\text{A.44})$$

Os vetores $u(t)$ e $\omega(t)$ foram derivados na seção anterior com valores de linha, aplicando a matriz de transformação (A.38) estes vetores podem ser escritos como:

$$u(t) = T_{f \rightarrow L} u_f(t) \quad (\text{A.45})$$

onde $u_f = \begin{bmatrix} u_a & u_b & u_c \end{bmatrix}'$, da mesma forma para $\omega(t)$

$$\omega(t) = T_{f \rightarrow L} \omega_f(t) \quad (\text{A.46})$$

onde $\omega_f = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}'$.

Substituindo as equações (A.45) e (A.46) em (A.44)

$$\dot{x}_{\alpha\beta 0} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} A_{abc} (T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} x_{\alpha\beta 0} + T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} B_{abc} T_{f \rightarrow L} u_f(t) + T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} F_{abc} T_{f \rightarrow L} \omega_f(t) \quad (\text{A.47})$$

Mas $u_f = (T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} u_{\alpha\beta 0}$ e $\omega_f = (T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} \omega_{\alpha\beta 0}$, substituindo estas relações em (5.10) obtém-se:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{\alpha\beta 0} = & T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} A_{abc} (T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} x_{\alpha\beta 0} + T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} B_{abc} T_{f \rightarrow L} (T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} u_{\alpha\beta 0} \\ & + T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} F_{abc} T_{f \rightarrow L} (T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} \omega_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (\text{A.48})$$

As matrizes resultantes desta transformação são:

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} A_{abc} (T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.49})$$

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} B_{abc} T_{f \rightarrow L} (T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.50})$$

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} F_{abc} T_{f \rightarrow L} (T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0})^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.51})$$

Como pode ser visto, o sistema resultante da transformação $\alpha\beta$ pode ser representado por dois sistemas monofásicos, como já era previsto, a sequência zero desaparece por se tratar de um sistema a três fios. A Figura 71 mostra os circuitos equivalentes resultantes em α e em β respectivamente

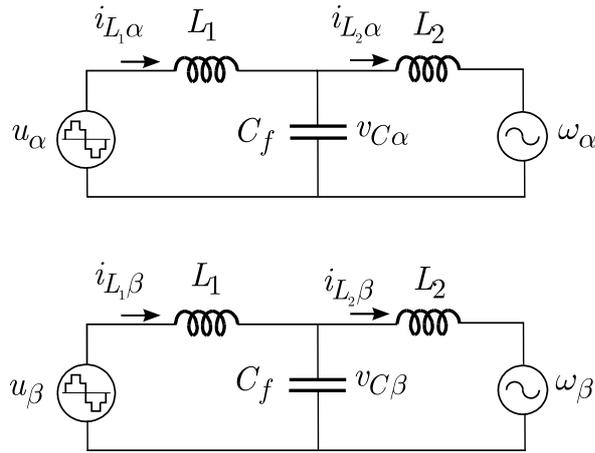


Figura 71: Circuitos equivalentes monofásicos em coordenadas $\alpha\beta$ para o inversor com filtro LCL .

Finalmente, a equação dinâmica de cada um dos circuitos acima é dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1\alpha} \\ v_{C\alpha} \\ \dot{i}_{L_2\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1\alpha} \\ v_{C\alpha} \\ i_{L_2\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [u_\alpha] + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix} [\omega_\alpha] \quad (\text{A.52})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1\beta} \\ v_{C\beta} \\ \dot{i}_{L_2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1\beta} \\ v_{C\beta} \\ i_{L_2\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [u_\beta] + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_2} \end{bmatrix} [\omega_\beta] \quad (\text{A.53})$$

Logo, cada um dos sistemas acima, tanto no eixo α como em eixo β pode ser representado pelo mesmo sistema dinâmico, este será representado por:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + F\omega(t) \quad (\text{A.54})$$

APÊNDICE B - MODULAÇÃO SPACE VECTOR

Para a modulação space vector [Pinheiro et al. 2005] do inversor da Figura 22 são seguidos os seguintes passos:

- Definição dos possíveis vetores de comutação no espaço das tensões de saída do inversor.
- Identificação dos planos de separação no espaço das tensões de saída do inversor.
- Identificação dos planos limites no espaço das tensões de saída do inversor.
- Obtenção das matrizes de decomposição.
- Definição da seqüência de comutação.

Na primeira etapa é possível incluir uma transformação no espaço das tensões de saída do inversor para simplificar a sua representação. Por outro lado, os planos de separação da segunda etapa podem ser utilizados no algoritmo de identificação do setor, onde o vetor das tensões de saída do inversor, a ser implementado, se encontra. Os planos limites, da terceira etapa, definem se um determinado vetor de tensão poderá ser implementado pelo inversor, e, em caso afirmativo, as matrizes de decomposição, da quarta etapa, possibilitam obter a duração de cada vetor de comutação em um período de comutação. Finalmente, a escolha da seqüência de comutação pode ser feita tendo em vista a otimização de alguma grandeza, como por exemplo perdas em comutação ou conteúdo harmônico da corrente de saída THD.

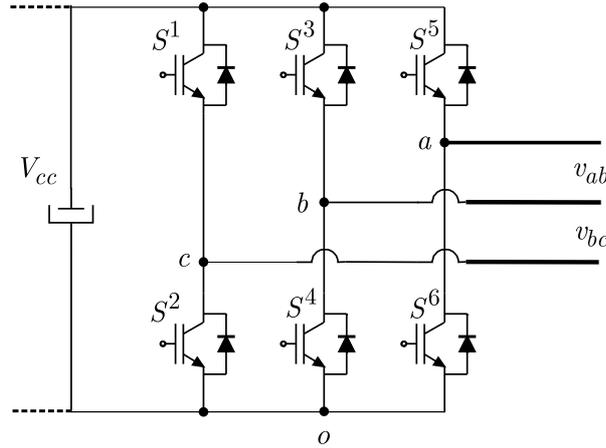


Figura 72: Circuitos equivalentes monofásicos em coordenadas $\alpha\beta$ para o inversor com filtro LCL .

Tabela 7: Vetores possíveis de implementação.

S^1	S^2	S^3	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	v_α	v_β	Vetores
0	0	0	0	0	0	0	0	v^0
0	0	1	0	0	1	$-\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	v^5
0	1	0	0	1	0	$-\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	v^3
0	1	1	0	1	1	$-\sqrt{2/3}$	0	v^4
1	0	0	1	0	0	$\sqrt{2/3}$	0	v^1
1	0	1	1	0	1	$\sqrt{6}/6$	$-\sqrt{2}/2$	v^6
1	1	0	1	1	0	$\sqrt{6}/6$	$\sqrt{2}/2$	v^2
1	1	1	1	1	1	0	0	v^7

B.1 Definição dos vetores da tensão de saída do inversor

Assumindo que os interruptores S^1 e S^2 , S^3 e S^4 bem como S^5 e S^6 são comandados de forma complementar, resultam 8 possíveis estados de condução do inversor mostrados na Tabela 7.

Os vetores das tensões de fase geradas pela comutação das chaves estão em um espaço \mathbb{R}^3 . Com o objetivo de simplificar a representação dos possíveis vetores de comutação, pode-se utilizar uma transformação linear de $\mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^2$. Geralmente, é utilizada a transformação $\alpha\beta$ definida por:

$$T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

Aplicando-se a transformação B.1 aos oito possíveis vetores de comutação definidos na Tabela 7, obtém-se uma projeção ortogonal do espaço das tensões em $[abc]^T$, em um plano

perpendicular ao vetor $[111]^T$. Neste novo sistema de coordenadas, $\alpha\beta$, tem-se: 6 vetores não nulos (cujos extremos definem os vértices de um hexágono regular), que possuem um ângulo de 60° entre eles, com módulo igual a $\sqrt{\frac{2}{3}}$, e dois vetores com módulo zero conforme demonstra a Figura 3.

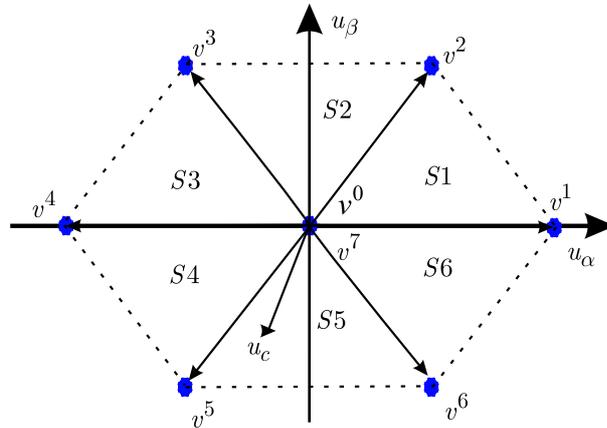


Figura 73: Vetores no plano $\alpha\beta$ e os setores formados no plano.

B.2 Identificação das retas de separação

No plano das tensões $\alpha\beta$, podem ser definidos seis setores distintos. Em cada um destes setores, existem dois vetores de comutação não nulos adjacentes ao vetor de comando u_c . As retas de separação dos setores em coordenadas $\alpha\beta$ estão mostrados na Figura 74 e são definidos pelas equações dadas na Tabela 8.

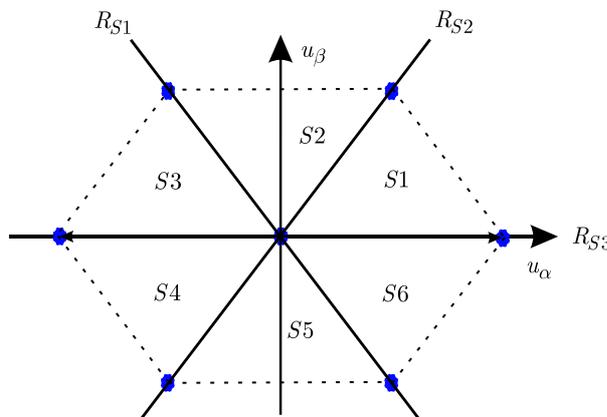


Figura 74: Retas de separação para a identificação dos setores.

Tabela 8: Equações das retas de separação no plano $\alpha\beta$.

Reta	Equação
R_{S1}	$u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha = 0$
R_{S2}	$u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha = 0$
R_{S3}	$u_\beta = 0$

Tabela 9: Equações das retas de separação no plano $\alpha\beta$.

Reta	Equação
R_{L1}	$u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha - \sqrt{2} = 0$
R_{L2}	$u_\beta - \sqrt{2}/2 = 0$
R_{L3}	$u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha - \sqrt{2} = 0$
R_{L4}	$u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha + \sqrt{2} = 0$
R_{L5}	$u_\beta + \sqrt{2}/2 = 0$
R_{L6}	$u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha + \sqrt{2} = 0$

B.3 Identificação das retas limites

A partir dos vértices dos possíveis vetores de comutação define-se as retas limites de cada setor. Estes são apresentados na Tabela 9. As retas limites são utilizadas para evitar que os tempos de comutação sejam calculados erroneamente, uma vez identificado que o vetor de comando u_c ultrapassa uma destas retas, este vetor é recalculado para o valor máximo que o inversor é capaz de sintetizar.

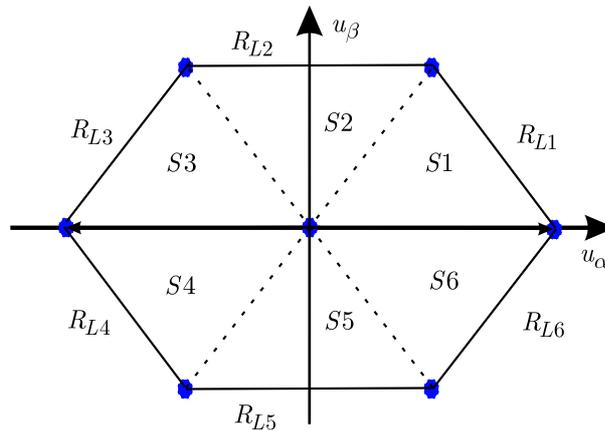


Figura 75: Retas limites para casa um dos setores.

B.4 Obtenção das matrizes de decomposição

Após identificar em qual setor se localiza o vetor u_c , deve-se obter a duração de cada vetor de comutação em um período de comutação T_s . Tomando como exemplo o vetor

Tabela 10: Matrizes de decomposição para os respectivos setores do plano $\alpha\beta$.

<i>Setor</i>	<i>Matriz</i>
1	$M_1 = \begin{bmatrix} v^{1'} & v^{2'} \end{bmatrix}^{-1}$
2	$M_2 = \begin{bmatrix} v^{3'} & v^{2'} \end{bmatrix}^{-1}$
3	$M_3 = \begin{bmatrix} v^{3'} & v^{4'} \end{bmatrix}^{-1}$
4	$M_4 = \begin{bmatrix} v^{5'} & v^{4'} \end{bmatrix}^{-1}$
5	$M_5 = \begin{bmatrix} v^{5'} & v^{6'} \end{bmatrix}^{-1}$
6	$M_6 = \begin{bmatrix} v^{1'} & v^{6'} \end{bmatrix}^{-1}$

u_c no setor $S1$, para que a tensão média sintetizada pelo inversor em um período T_s seja igual a u_c , a seguinte equação deve ser satisfeita:

$$v^{1'} \delta_{t1} + v^{2'} \delta_{t2} + (v^{0'}/v^{7'}) \delta_{t0} = u_c T_s \quad (\text{B.2})$$

Uma vez que v^0 e v^7 são vetores nulos, a equação (B.2) pode ser reescrita na seguinte forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v^{1'} & v^{2'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_{t1} & \delta_{t2} \end{bmatrix}^T = u_c T_s \quad (\text{B.3})$$

Logo, a duração dos tempos δ_{t1} e δ_{t2} pode ser obtida por:

$$\begin{bmatrix} \delta_{t1} \\ \delta_{t2} \end{bmatrix} = M_1 \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} T_s \quad (\text{B.4})$$

onde u_α e u_β são os componentes do vetor u_c e M_1 é a matriz de decomposição associada a o setor $S1$. As matrizes de decomposição para cada um dos 6 setores são dadas na Tabela 10. A duração dos vetores nulos são calculados como $\delta_{t0} = T_s - \delta_{t1} - \delta_{t2}$.

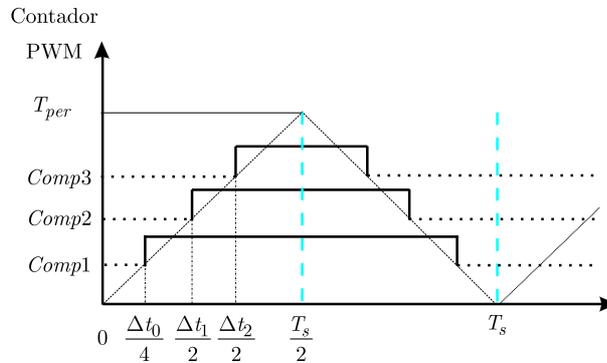
B.5 Seqüências de comutação

A seqüência de comutação escolhida para cada um dos setores do plano $\alpha\beta$ são dados na Tabela 11. Cada um dos comparadores carrega os sinais responsáveis pela comutação de um dos braços do inversor. Observe que em cada intervalo comutação, cada um dos braços do inversor comuta apenas uma vez. Além disso, não ocorrem comutações no início

Tabela 11: Sequências de comutação para cada um dos setor do plano $\alpha\beta$.

<i>Comparador</i>	<i>Setor1</i>							<i>Setor2</i>						
	v^0	v^1	v^2	v^7	v^2	v^1	v^0	v^0	v^3	v^2	v^7	v^2	v^3	v^0
<i>Comp1</i>	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0
<i>Comp2</i>	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0
<i>Comp3</i>	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
<i>Comparador</i>	<i>Setor3</i>							<i>Setor4</i>						
	v^0	v^3	v^4	v^7	v^4	v^3	v^0	v^0	v^5	v^4	v^7	v^4	v^5	v^0
<i>Comp1</i>	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
<i>Comp2</i>	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0
<i>Comp3</i>	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0
<i>Comparador</i>	<i>Setor5</i>							<i>Setor6</i>						
	v^0	v^5	v^6	v^7	v^6	v^5	v^0	v^0	v^1	v^6	v^7	v^6	v^1	v^0
<i>Comp1</i>	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0
<i>Comp2</i>	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
<i>Comp3</i>	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0

e no meio do intervalo T_s , o que possibilita a realização de amostragens neste instantes. A Figura 10 mostra a implementação da sequência de comutação do setor $S1$. Observe também que os padrões PWM de cada um dos braços é simétrico em relação ao tempo $\frac{T_s}{2}$. Sem perda de generalidade, tomemos novamente como exemplo o setor $S1$ para demon-


 Figura 76: Exemplo de implementação da sequência de comutação proposta para o setor $S1$.

strar o cálculo do conteúdo de cada um dos comparadores para a sequência de comutação escolhida. Com base na Figura 76, as expressões para cada um dos comparadores fica da seguinte forma:

$$Comp1 = \frac{T_{per}}{T_s/2} \frac{\delta t_0}{4} \quad (B.5)$$

$$Comp2 = \frac{T_{per}}{T_s/2} \left(\frac{\delta t_0}{4} + \frac{\delta t_1}{2} \right) \quad (B.6)$$

$$Comp3 = \frac{T_{per}}{T_s/2} \left(\frac{\delta t_0}{4} + \frac{\delta t_1}{2} + \frac{\delta t_2}{2} \right) \quad (B.7)$$

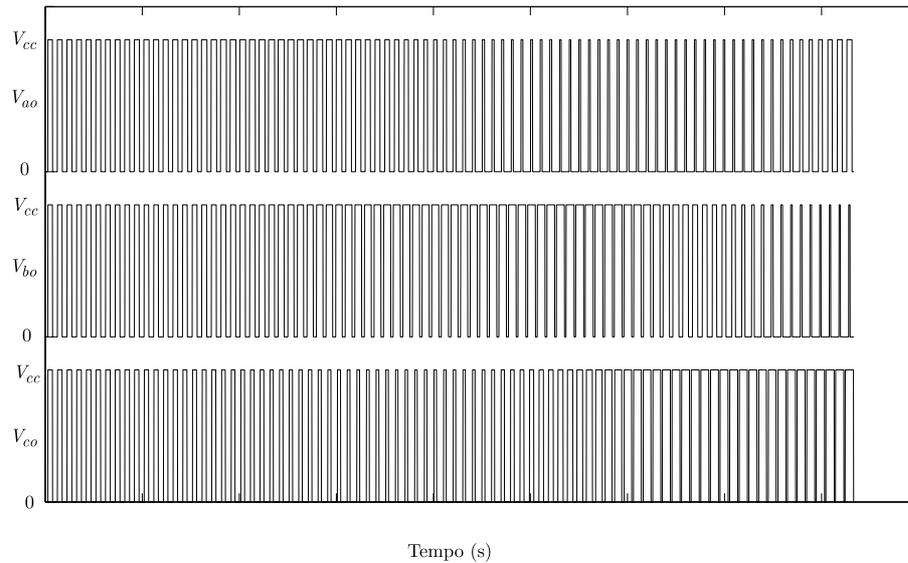


Figura 77: Padrão PWM em cada um dos braços do inversor.

Nos casos em que os estados são amostrados duas vezes no intervalo de comutação T_s as amostragens são feitas nos instantes em que não ocorrem comutações, ou seja, nos instantes T_s e $\frac{T_s}{2}$. Neste caso o padrão PWM da Figura 10 pode perder sua simetria em relação a $\frac{T_s}{2}$, devido a atualização dos comparadores a partir da amostras feitas em $\frac{T_s}{2}$.

B.5.1 Espectro Resultante

Nesta seção será analisado o espectro resultante na tensão sintetizada na saída do inversor. A Figura 77 mostra o padrão PWM resultante em cada um dos braços do inversor. A Figura 78 mostra as tensões de linha V_{ab} e V_{bc} geradas na saída do inversor. A tensão V_{ca} é a combinação linear das tensões anteriores e foi omitida. A Figura 79 mostra o espectro da tensão V_{ab} . Note que o primeiro conjunto de harmônicos está na frequência de comutação utilizada, neste caso $5kHz$. A sequência de comutação escolhida possibilita que o conjunto de harmônicos mais significativo seja o segundo, o qual se encontra no dobro da frequência de comutação. Este resultado é interessante, pois nesta faixa de frequências a atenuação do filtro- LCL é maior. Note também que a realização de duas atualizações dos comparadores em cada período faz com que o pulso perda a sua simetria em relação a $\frac{T_s}{2}$ e as bandas laterais do espectro harmônico que aparecem ao redor da frequência de comutação não sejam exatamente iguais.

Para o projeto do filtro- LCL demonstrado no Capítulo-2, foi utilizado o circuito equivalente monofásico, o que corresponde aos circuitos desacoplados em coordenadas $\alpha\beta$ encontrados no Anexo-1. O espectro das tensões equivalentes u_α e u_β é similar ao espec-

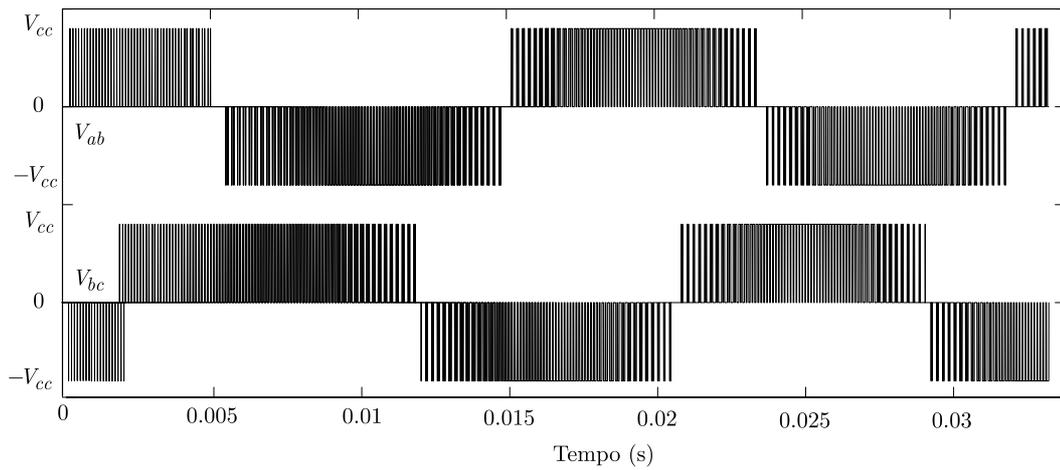


Figura 78: Padrão PWM das tensões de saída do inversor.

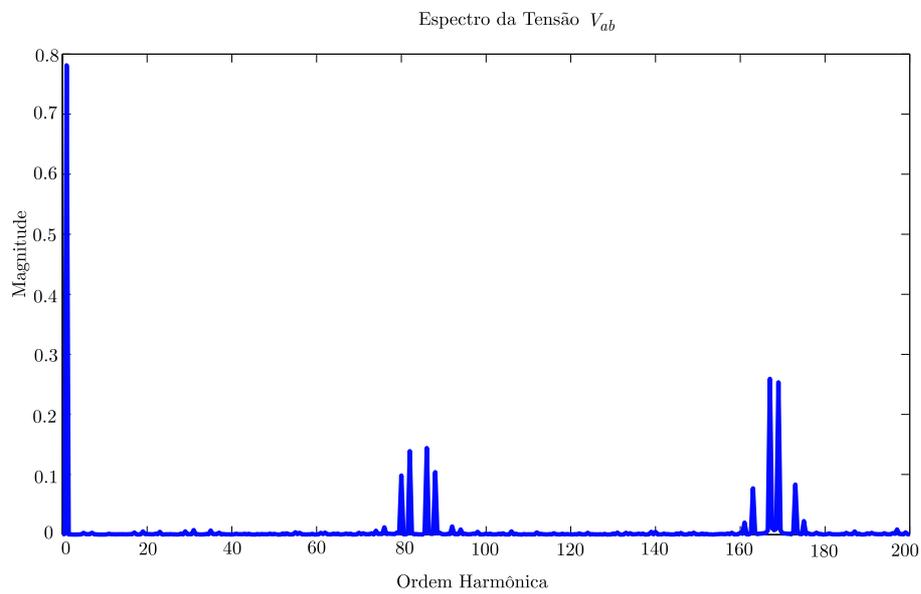


Figura 79: Espectro da tensão de linha V_{ab} de saída do inversor.

tro encontrado na Figura 79, logo este sera considerado para fins de projeto.