

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MODELAGEM E CONTROLE LQR APLICADO A
UM CONDICIONADOR DE ENERGIA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

João Marcos Kanieski

Pato Branco, PR, Brasil

2010

João Marcos Kanieski

**MODELAGEM E CONTROLE LQR APLICADO A UM
CONDICIONADOR DE ENERGIA**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica, da Universidade Tecnológica Federal do
Paraná
(UTFPR, Pato Branco), como requisito parcial para obtenção do
grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cardoso

Pato Branco, PR, Brasil

2010

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

K16m Kanieski, João Marcos, 1984-

Modelagem e controle LQR aplicado a um condicionador de energia / João Marcos Kanieski; orientador Rafael Cardoso. – Pato Branco, PR, 2010.

174 f.: il.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2010.

1. Engenharia Elétrica 2. Condicionador de energia 3. LQR
4. Carga monofásica 5. Carga trifásica I. Cardoso, Rafael.
II. Título.

CDU: 621.3

Ficha catalográfica elaborada por

Denise Barbosa dos Santos CRB10 / 1456

Biblioteca central da Universidade Federal de Santa Maria

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

KANIESKI, João Marcos. **Modelagem e controle LQR aplicado a um condicionador de energia**. 2010. 174f. Dissertação de Mestrado – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, PR.

©2010

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

Endereço: R. Álvaro Hoppe, 95, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, 97.105-410

Fone: 55 32267752; Celular: +55 (55) 9906 3304;

Endereço Eletrônico: joakanieski@gmail.com



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Pato Branco
Gerência de Pesquisa e Pós-Graduação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



TERMO DE APROVAÇÃO

Título da Dissertação nº 001

Modelagem e Controle LQR Aplicado a um Condicionador de Energia.

por

João Marcos Kanieski

Dissertação apresentada às oito horas e trinta minutos do dia trinta de agosto de dois mil e dez, como requisito parcial para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, Linha de Pesquisa - Processamento de Energia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (Área de Concentração: Sistemas e Processamento de Energia), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campus Pato Branco. O candidato foi argüido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Banca examinadora:

Dr. Hilton Abílio Gründling
UFSM

Dr. Emerson Giovani Carati
UTFPR

Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein
UTFPR

Dr. Rafael Cardoso
UTFPR
Orientador

Visto da Coordenação:

Prof. Dr. Jean Carlos Cardozo da Silva
Coordenador do PPGEE

Aos meus pais, José Kanieski e Cassilda Cirino Kanieski, que sempre estiveram por perto incentivando, auxiliando, e por manterem a felicidade e o amor como parte da vida e educação dos filhos.

Às minhas irmãs, Angélica Kanieski e Raquel Kanieski, por sempre estarem presentes motivando e pelo grande exemplo de pessoas que elas são para mim.

À família Roman, em especial a Leonir Roman, Rosemarita Roman, Juliana Roman, Geise Roman Niehues, Heiner Niehues e Nikolas Roman Niehues, pela grande amizade e carinho com que sempre me acolheram.

À minha noiva, Maína Roman, pela amizade, carinho, dedicação, compreensão, e, acima de tudo, pelo seu amor.

AGRADECIMENTOS

À Universidade Tecnológica Federal do Paraná UTFPR, pela oportunidade oferecida.

À Universidade Federal de Santa Maria UFSM e ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle GEPOC, pela parceria e hospitalidade.

Ao professor Rafael Cardoso, pelos conhecimentos transmitidos, pela ajuda e pela amizade confiada durante estes anos.

Aos Professores Emerson Carati, Helder Tavares Câmara, Mário Lúcio da Silva Martins, Leandro Della Flora, Jean Carlos Cardozo da Silva, Hilton Abílio Gründling e Alexandre Campos, pelo conhecimento transmitido e amizade.

Aos amigos Leandro de Marchi, Everton Luiz de Aguiar, Rafael Cardoso e Leandro Della Flora, pelos momentos de "rock na veia", com a banda $2\pi f$.

A todos os amigos e colegas, em especial a João Paulo Bazzo, Heberly Huiton Amaral, Cláudio Lucas Gnoato, Ricardo Bertencello, Jean Carlos Gazzoni, Everton Luiz de Aguiar, Vinícius A. Pulga, Cristiano Piva, Rodrigo Pizzato, Lucas Santolin, Marcio de Andrade Vogt, Leandro de Marchi Pintos, Paulo Baggio Ferla, Felipe Riggon Gazzoni, Laure Max da Silva Palma, Géremi Gilson Dranka, Cassiano Alba, Felipe Bovolini Grigolito, Hueslei Hoppen, Rafael Engleitner, Eduardo Duarte, Jean Patric da Costa, Jorge Rodrigo Massing, Márcio Stefanello e Rodrigo Zelir Azzolin, pela convívio e amizade.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, CAPES e Fundação Araucária pelo suporte financeiro.

RESUMO

Dissertação de mestrado
Mestrado em Engenharia Elétrica
Universidade Tecnológica Federal do Paraná, PR, Brasil

MODELAGEM E CONTROLE LQR APLICADO A UM CONDICIONADOR DE ENERGIA

AUTOR: JOÃO MARCOS KANIESKI
ORIENTADOR: RAFAEL CARDOSO

Local da Defesa e Data: Pato Branco, 30 de Agosto de 2010.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um algoritmo de controle baseado em controle ótimo para um sistema de condicionamento de energia. Para o projeto do controlador, propõe-se uma nova modelagem deste sistema, onde se inclui as dinâmicas impostas pela tensão da rede no ponto de conexão. O sistema de condicionamento de energia é capaz de atuar como um controlador de qualidade de energia, fornecendo potência reativa e não-ativa, mesmo submetido a cargas lineares e/ou não-lineares desequilibradas. Além disso, este trabalho propõe uma solução para a redução da defasagem inserida pelo filtro analógico passa-baixas de segunda ordem, *anti-aliasing*. O sistema de condicionamento de energia faz uso de um inversor de tensão (VSI do inglês *Voltage Source Inverter*) trifásico a três fios. A geração das referências de corrente é obtida através de um método recentemente proposto e baseia-se na teoria de filtragem ótima. Este algoritmo, aliado às técnicas de controle escolhidas, permite que se obtenha um compromisso satisfatório entre resposta transitória e rejeição às perturbações na geração destes sinais e controle do sistema como um todo. No final do trabalho, a técnica de controle apresentada é comparada à outras duas técnicas aplicadas a este tipo de sistema, a saber, Proporcional-Integral (PI) e Regulador Linear Quadrático com parcela integral (LQRI), de forma a verificar a eficácia do método desenvolvido. Nesta comparação, verifica-se o desempenho destes controladores e do controlador proposto de acordo com diversos critérios de desempenho: rastreamento das referências, taxa de distorção harmônica de tensão e corrente bem como robustez a variações da impedância da rede.

Palavras-chave: Qualidade de energia, controle ótimo, filtro ativo de potência, conexão com a rede elétrica.

ABSTRACT

Master's Dissertation
Curso de Engenharia Elétrica
Universidade Tecnológica Federal do Paraná, PR, Brasil

MODELAGEM E CONTROLE LQR APLICADO A UM CONDICIONADOR DE ENERGIA

(MODELING AND LQR CONTROL APPLIED FOR AN ENERGY
CONDITIONER)

AUTHOR: JOÃO MARCOS KANIESKI

ADVISOR: RAFAEL CARDOSO

Place and Date: Pato Branco, August 30, 2010.

This work presents the development of a control system, based on optimum control theory, applied for an energy conditioner device, where it is included, on its model, the dynamics imposed by the grid voltages at the connection point. The power conditioner system acts as a quality energy controller, supplying reactive and non-active power, even under unbalance linear and non-linear loads. Moreover, the present work proposes a solution for reducing the phase deviation problem inserted by a second order low-pass filter, used for mitigating the aliasing problem, showing an instrumentation alternative to solve this problem. The energy conditioner topology uses a three-phase three-legs shunt voltage source inverter (VSI). The current reference generation is obtained from a recently proposed method, based on optimum filtering theory. This algorithm, together with the chosen control strategy, allows to obtain a satisfactory compromise between transient response and perturbation rejection on the generation of the reference signals and control of the whole system. At the end of this work, a comparison among the proposed control structure and two others controllers, namely Proportional-Integral (PI) and Linear Quadratic Regulator with Integral action (LQRI), is made in order verify the efficacy of the developed methodology. On this comparison, its presented the performance of these 3 controllers, considering several performance criteria: reference tracking, voltage and current harmonic distortion as well as robustness of the system under grid impedance changes.

Keywords: Power quality, optimum control, active power filter, grid connection.

SUMÁRIO

Agradecimentos

Resumo

Abstract

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Siglas e Abreviaturas

1	Apresentação do trabalho	p. 26
1.1	Introdução	p. 26
1.2	Motivação	p. 26
1.3	Revisão Bibliográfica	p. 29
1.3.1	Condicionadores de energia	p. 30
1.3.2	Modelagem do Sistema	p. 32
1.3.3	Geração de referências	p. 33
1.3.4	Controle	p. 33
1.3.5	O problema de <i>Aliasing</i>	p. 35
1.4	Objetivos do trabalho	p. 35
1.5	Organização do texto	p. 36

2	Modelagem do sistema	p. 37
2.1	Introdução	p. 37
2.2	O condicionador de energia	p. 38
2.3	Representação simplificada em frequência	p. 41
2.4	Modelagem convencional em espaço de estados	p. 42
2.4.1	Modelagem da planta em coordenadas "abc"	p. 42
2.4.2	Modelagem da planta em coordenadas "dq"	p. 43
2.5	Modelo modificado da planta: Perturbação considerada como estado	p. 45
2.5.1	Modelo das tensões fundamentais no ponto de conexão	p. 46
2.5.2	Extensão para um modelo com harmônicas	p. 48
2.5.3	Resultados de simulação	p. 48
2.5.4	Conclusões	p. 50
3	Filtro de Kalman	p. 52
3.1	Introdução	p. 52
3.2	O Filtro	p. 52
3.2.1	Modelo de um sinal com harmônicas	p. 53
3.3	Geração de referências	p. 54
3.4	Filtragem das tensões e derivadas no ponto de conexão	p. 55
3.5	Resultados	p. 55
3.5.1	Geração de referências	p. 56
3.5.2	Estimativa das tensões no ponto de conexão	p. 57
3.5.2.1	Ensaio com impedância do transformador variável	p. 58
3.5.2.2	Ensaio com adição de $800\mu H$	p. 59
3.5.2.3	Ensaio com adição de $2.8mH$	p. 60

3.5.2.4	Ensaio com adição de $5.8mH$	p. 61
3.6	Conclusões	p. 62
4	Controle proporcional integral	p. 63
4.1	Introdução	p. 63
4.2	Estrutura do controlador	p. 63
4.3	PI aplicado ao sistema de condicionamento de energia	p. 64
4.4	Resultados	p. 66
4.4.1	Ensaio 1: Carga trifásica	p. 67
4.4.2	Ensaio 2: Carga trifásica e monofásica	p. 69
4.4.2.1	Compensação de harmônicos e desequilíbrio	p. 69
4.4.2.2	Compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência	p. 71
4.5	Conclusões	p. 72
5	Regulador linear quadrático	p. 73
5.1	Introdução	p. 73
5.2	Estrutura do controlador	p. 74
5.3	LQR aplicado ao sistema de condicionamento de energia	p. 75
5.3.1	Sintonia do LQR	p. 77
5.3.2	LQR com ação integral LQRI	p. 79
5.3.2.1	Sintonia do LQRI	p. 80
5.3.3	Resultados: LQR e LQRI	p. 82
5.3.3.1	Ensaio 1: Carga trifásica	p. 82
5.3.3.2	Ensaio 2: Carga trifásica e monofásica	p. 84

5.3.3.3	Compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência	p. 87
5.4	LQRN aplicado ao sistema de condicionamento de energia	p. 88
5.4.1	Sintonia do LQRN	p. 89
5.4.2	Controlador LQRNI: LQRN com ação integral	p. 92
5.4.3	Resultados: LQRN e LQRNI	p. 93
5.4.3.1	Ensaio 1: Carga trifásica	p. 93
5.4.3.2	Ensaio 2: Carga trifásica e monofásica	p. 95
5.4.3.3	Compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência	p. 98
5.5	Conclusões	p. 98
6	O problema de "aliasing"	p. 99
6.1	Introdução	p. 99
6.2	Modelagem dos Sistemas	p. 99
6.2.1	Modelo do FAPP monofásico	p. 99
6.2.2	Modelo do FAPP trifásico	p. 100
6.3	Controlador	p. 100
6.3.1	Controlador PI para o FAPP monofásico	p. 101
6.3.2	Controlador PI para o FAPP trifásico	p. 101
6.4	Distorção <i>aliasing</i>	p. 101
6.4.1	Interpretação matemática da distorção <i>aliasing</i>	p. 102
6.4.2	<i>Aliasing</i> em plataformas FAPP	p. 103
6.4.3	Filtro passa-baixas para atenuação de sinais de alta frequência	p. 104
6.5	Influências do coeficiente de amortecimento do filtro passa-baixas no sistema em malha fechada	p. 106

6.5.1	Definição de ξ	p. 106
6.5.2	Estabilidade do sistema	p. 110
6.6	Resultados de simulação	p. 112
6.7	Resultados experimentais	p. 114
6.7.1	Sem filtro <i>anti-aliasing</i>	p. 115
6.7.2	Com filtro <i>anti-aliasing</i> : $\xi = 0.03$	p. 116
6.7.3	Com filtro <i>anti-aliasing</i> : $\xi = 0.07$	p. 117
6.7.4	Com filtro <i>anti-aliasing</i> : $\xi = 0.7$	p. 117
6.7.5	Com filtro <i>anti-aliasing</i> : $\xi = 1$	p. 118
6.8	Conclusões	p. 118
7	Resultados experimentais	p. 120
7.1	Introdução	p. 120
7.2	Ensaio 1: $Z_L =$ Impedância do variac	p. 121
7.2.1	Controlador PI	p. 122
7.2.2	Controlador LQRI	p. 123
7.2.3	Controlador LQRNI	p. 124
7.3	Ensaio 2: $Z_L =$ Impedância do variac em série com indutância de $2.8mH$ p. 126	
7.3.1	Controlador PI	p. 126
7.3.2	Controlador LQRI	p. 127
7.3.3	Controlador LQRNI	p. 128
7.4	Ensaio 3: $Z_L =$ Impedância do variac em série com indutância de $5.8mH$ p. 129	
7.4.1	Controlador PI	p. 129
7.4.2	Controlador LQRI	p. 131
7.4.3	Controlador LQRNI	p. 134

7.5	Impacto da consideração de mais harmônicas de tensão no LQRNI . . .	p. 135
7.6	Conclusões	p. 137
8	Conclusões e sugestões para trabalhos futuros	p. 141
8.1	Conclusões	p. 141
8.2	Sugestões para trabalhos futuros	p. 145
	Referências	p. 146
	Anexo A – Geração de referências	p. 150
A.1	Geração de Referências de Corrente	p. 150
A.1.1	Cancelamento de harmônicas	p. 150
A.1.2	Correção do fator de potência de deslocamento	p. 151
A.1.3	Compensação de desequilíbrio	p. 153
A.1.4	Correção do fator de potência de deslocamento em um sistema desequilibrado	p. 154
	Anexo B – Transformações de coordenadas	p. 156
B.1	Transformações trifásicas	p. 156
B.1.1	Transformações de Clark	p. 156
B.1.2	Transformações de Park	p. 157
	Anexo C – Modulação Geométrica	p. 159
	Anexo D – Plataforma FAPP	p. 163
D.1	Protótipo FAPP	p. 163
D.1.1	Descrição da plataforma FAPP	p. 164
D.1.1.1	Sistema de sensoriamento	p. 164

D.1.1.2	Sistema de controle digital:	p. 168
D.1.1.3	Circuito de potência:	p. 170
D.1.2	Parte Frontal	p. 171
D.1.3	Parte Posterior	p. 172

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Faixas de consumo de energia em um cenário mundial (1980-2030)	p. 27
Figura 2	Cargas não lineares: (a) Tipo fonte de corrente (b) Tipo fonte de tensão.	p. 30
Figura 3	Topologia básica de um filtro ativo de potência em série.	p. 31
Figura 4	Topologia básica de um filtro ativo de potência em paralelo.	p. 31
Figura 5	Topologia básica de um filtro ativo de potência série-paralelo.	p. 32
Figura 6	Operação de um Filtro Ativo de Potência Paralelo	p. 39
Figura 7	Filtro ativo paralelo conectado à rede a três-fios.	p. 40
Figura 8	Circuito equivalente monofásico.	p. 41
Figura 9	Resposta em frequência da planta.	p. 42
Figura 10	Modelo da planta, considerando as tensões no ponto de conexão como distúrbio.	p. 45
Figura 11	Modelo da planta com distúrbio modelado.	p. 47
Figura 12	Diagrama esquemático do circuito utilizado para obtenção das tensões no PCC em malha aberta.	p. 49
Figura 13	Tensões no PCC: real e modelada contendo apenas a primeira harmônica.	p. 50
Figura 14	Tensões no PCC: real e modelada contendo até a décima primeira harmônica.	p. 50
Figura 15	Desempenho do filtro de Kalman quanto a compensação de harmônicos	p. 56
Figura 16	Desempenho do filtro de Kalman quanto a compensação de harmônicos + desequilíbrio + FDP	p. 57

Figura 17	Tensões medidas e estimadas no PCC (sob impedância intrínseca do transformador variável), Componente fundamental estimada.	p. 58
Figura 18	Tensões medidas e estimadas no PCC, com modelo considerando da fundamental à 11 ^a harmônica ímpar (sob impedância intrínseca do transformador variável)	p. 59
Figura 19	Tensões medidas e estimadas no PCC, fundamental ($800\mu H$)	p. 59
Figura 20	Tensões medidas e estimadas no PCC, da fundamental à 11 ^a harmônica ímpar ($800\mu H$)	p. 60
Figura 21	Tensões medidas e estimadas no PCC, fundamental ($2.8mH$)	p. 60
Figura 22	Tensões medidas e estimadas no PCC, da fundamental à 11 ^a harmônica ímpar ($2.8mH$)	p. 61
Figura 23	Tensões medidas e estimadas no PCC, fundamental ($5.8mH$)	p. 61
Figura 24	Tensões medidas e estimadas no PCC, da fundamental à 11 ^a harmônica ímpar ($5.8mH$)	p. 62
Figura 25	(a) Diagrama esquemático do condicionador de potência (b) Retificador trifásico com carga R - L de saída (c) Retificador monofásico com carga R - L de saída.	p. 66
Figura 26	(a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.	p. 68
Figura 27	Correntes de referência e correntes de saída.	p. 68
Figura 28	Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.	p. 69
Figura 29	(a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.	p. 70
Figura 30	Correntes de referência e correntes de saída.	p. 70
Figura 31	Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.	p. 71

Figura 32	Correntes de saída e de referência	p. 72
Figura 33	Estrutura do servossistema LQR proposto.	p. 78
Figura 34	Estrutura do processo de controle LQR proposto.	p. 79
Figura 35	Estrutura do servossistema LQRI proposto.	p. 81
Figura 36	Estrutura do processo de controle LQRI proposto.	p. 81
Figura 37	(a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.	p. 82
Figura 38	Correntes de referência e correntes de saída: (a) Regime transitório (b) Regime permanente.	p. 83
Figura 39	Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.	p. 84
Figura 40	(a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.	p. 85
Figura 41	Correntes de referência e correntes de saída: (a) Regime transitório (b) Regime permanente.	p. 85
Figura 42	Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.	p. 86
Figura 43	Tensão no PCC e corrente compensada.	p. 87
Figura 44	Estrutura do servossistema LQRN proposto.	p. 91
Figura 45	Estrutura do processo de controle LQRN proposto	p. 91
Figura 46	Estrutura do servossistema LQRNI proposto.	p. 92
Figura 47	Estrutura do processo de controle LQRNI proposto	p. 93
Figura 48	(a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.	p. 94
Figura 49	Correntes de referência e correntes de saída: (a) Regime transitório (b) Regime permanente.	p. 94

Figura 50	Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.	p. 95
Figura 51	(a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.	p. 96
Figura 52	Correntes de referência e correntes de saída: (a) Regime transitório (b) Regime permanente.	p. 96
Figura 53	Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.	p. 97
Figura 54	Tensão no PCC e corrente compensada.	p. 98
Figura 55	FAPP monofásico conectado em paralelo com a rede.	p. 100
Figura 56	Aliasing no domínio do tempo	p. 101
Figura 57	Efeito da amostragem de um sinal contínuo no domínio da frequência. (a) Espectro do sinal original. (b) Espectro da função de amostragem. (c) Espectro do sinal amostrado com $\Omega_S > 2\Omega_N$. (d) Espectro do sinal amostrado com $\Omega_S < 2\Omega_N$	p. 103
Figura 58	Corrente i_{APF} típica em filtros ativos de potência.	p. 104
Figura 59	Transformada de Fourier de i_{APF}	p. 105
Figura 60	Corrente i_{LP} após o processo de filtragem analógica.	p. 105
Figura 61	Transformada de Fourier de i_{LP}	p. 106
Figura 62	Diagrama de Bode do filtro <i>anti-aliasing</i> de segunda ordem para diferentes valores de ξ	p. 107
Figura 63	Diagrama de blocos do sistema em malha fechada considerado. . .	p. 108
Figura 64	Diagrama do Bode do sistema em malha fechada para diferentes valores de ξ	p. 109
Figura 65	Mapa de polos e zeros do sistema sem o filtro <i>anti-aliasing</i>	p. 110
Figura 66	Lugar das raízes do sistema devido a variações do parâmetro ξ . . .	p. 111

Figura 67	Carga em estudo (a) Retificador monofásico com saída RLC (b) Retificador trifásico com saída RL.	p. 112
Figura 68	Caso monofásico: Referências, saídas e correntes compensadas para diferentes valores de ξ	p. 114
Figura 69	Caso trifásico: Referências, saídas e correntes compensadas para diferentes valores de ξ	p. 115
Figura 70	Sistema sem filtro passa-baixas: (a) Caso monofásico (b) Caso trifásico.	p. 116
Figura 71	$\xi = 0.03$: (a) Caso monofásico (b) Caso trifásico.	p. 116
Figura 72	$\xi = 0.07$: (a) Caso monofásico (b) Caso trifásico.	p. 117
Figura 73	$\xi = 0.7$: (a) Caso monofásico (b) Caso trifásico.	p. 117
Figura 74	$\xi = 1$: (a) Caso monofásico (b) Caso trifásico.	p. 118
Figura 75	(a) Diagrama esquemático do condicionador de potência (b) Retificador trifásico com carga RL de saída (c) Retificador monofásico com carga RL de saída.	p. 121
Figura 76	Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.	p. 122
Figura 77	Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".	p. 123
Figura 78	Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.	p. 124
Figura 79	Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".	p. 124
Figura 80	Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.	p. 125
Figura 81	Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".	p. 125
Figura 82	Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.	p. 126
Figura 83	Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".	p. 127
Figura 84	Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.	p. 127

Figura 85	Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".	p. 128
Figura 86	Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.	p. 129
Figura 87	Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".	p. 129
Figura 88	Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.	p. 130
Figura 89	Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".	p. 130
Figura 90	Sinais de referência e saída do filtro ativo de potência.	p. 131
Figura 91	Tensão em uma das fases no ponto de conexão.	p. 132
Figura 92	Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.	p. 132
Figura 93	Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".	p. 133
Figura 94	Sinais de referência e saída do filtro ativo de potência.	p. 133
Figura 95	Tensão em uma das fases no ponto de conexão.	p. 134
Figura 96	Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.	p. 134
Figura 97	Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".	p. 135
Figura 98	Sinais de referência e saída do filtro ativo de potência.	p. 136
Figura 99	Tensão em uma das fases no ponto de conexão.	p. 136
Figura 100	Correntes compensadas: (a) LQRN1 (b) LQRN11.	p. 137
Figura 101	Taxa de distorção harmônica de corrente compensada THD_i	p. 139
Figura 102	Taxa de distorção harmônica de tensão no PCC THD_v	p. 139
Figura 103	Relações para se obter a corrente reativa fundamental	p. 152
Figura 104	Relações para se obter a corrente fundamental de sequência positiva	p. 155
Figura 105	Coordenadas $\alpha\beta$ e 123.	p. 157

Figura 106	Coordenadas dq e 123.	p.158
Figura 107	Inversor de tensão trifásico três fios.	p.159
Figura 108	Solução de V_0 para operação linear do inversor trifásico três pernas utilizando a abordagem geométrica.	p.160
Figura 109	Solução adotada para V_0	p.161
Figura 110	Modulação geométrica: (a) Referências para as tensões de saída do inversor. (b) Esforços de tensão nos interruptores do inversor. (c) Tensões geradas pelo inversor. (d) FFT das tensões de saída do inversor.	p.161
Figura 111	Diagrama de blocos do condicionador de energia proposto.	p.163
Figura 112	Topologia para medição de tensão.	p.165
Figura 113	Topologia para medição de corrente.	p.167
Figura 114	Kit de desenvolvimento da <i>Spectrum Digital</i> para o DSC TMS320F28335.p.	169
Figura 115	Fluxograma do algoritmo desenvolvido no DSC TMS320F28335. . .	p.170
Figura 116	Diagrama esquemático do circuito de potência.	p.171
Figura 117	Parte frontal do protótipo.	p.173
Figura 118	Parte posterior do protótipo.	p.174

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Parâmetros da planta	p. 49
Tabela 2	Parâmetros de projeto	p. 67
Tabela 3	Parâmetros de projeto	p. 113
Tabela 4	Parâmetros de projeto	p. 120
Tabela 5	Parâmetros dos controladores	p. 122
Tabela 6	Índices da Carga	p. 138
Tabela 7	Desempenho dos controladores	p. 138
Tabela 8	Parâmetros de projeto	p. 162
Tabela 9	Parâmetros do circuito de potência	p. 171

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

A/D	Analógico para Digital
BESS	Sistema de Armazenamento de Energia Utilizando Baterias (do inglês <i>Battery Energy Storage System</i>)
CEP	Conversores Estáticos de Potência
CER	Compensadores Estáticos de Reativos
FPD	Fator de Potência de Deslocamento (do inglês (dPF) <i>displacement Power Factor</i>)
DSP	Processador Digital de Sinais (do inglês <i>Digital Signal Processor</i>)
DSC	Controlador Digital de Sinais (do inglês <i>Digital Signal Controller</i>)
EMC	Compatibilidade Eletromagnética (do inglês <i>Electromagnetical Compatibility</i>)
EMI	Interferência Eletromagnética (do inglês <i>Electromagnetical Interference</i>)
FAPP	Filtro Ativo de Potência Paralelo
FP	Fator de Potência
IGBT	Transistor bipolar com porta isolada (do inglês <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
KF	Filtro de Kalman (do inglês <i>Kalman Filter</i>)
KF-PLL	Esquema de geração de referências baseado em filtro de Kalman e PLL (do inglês <i>Phase-Locked Loop</i>)

Lista de Siglas e Abreviaturas

LQG	Regulador Linear Quadrático Gausseano
LQR	Regulador Linear Quadrático (do inglês <i>Linear Quadratic Regulator</i>)
LQRI	LQR com ação integral
LQRN	Regulador Linear Quadrático "Novo", proposto neste trabalho
LQRNI	LQRN com ação integral
LTR	Procedimento de recuperação da malha de transferência (do inglês <i>Loop Transfer Recovery</i>)
MIMO	Múltiplas entradas Múltiplas saídas (do inglês <i>Multiple-input Multiple-output</i>)
MOSFET	Transistor de efeito de campo óxido metal (do inglês <i>Metal-oxide semiconductor field effect transistor</i>)
PI	Controlador Proporcional Integral
PWM	Modulação por largura de pulso (do inglês <i>Pulse Width Modulation</i>)
SMES	Super Condutores Magnéticos (do inglês <i>Superconducting Magnetic Energy Storage</i>)
UPS	Fonte ininterrupta de energia (do inglês <i>Uninterruptible Power Supply</i>)
ZOH	Retentor de ordem zero (do inglês <i>Zero Order Hold</i>)

1 APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

1.1 Introdução

Neste capítulo, a motivação para o desenvolvimento desta dissertação de mestrado é apresentada, ou seja, o desenvolvimento de uma lei de controle robusta e de alto desempenho, baseada na regulação linear quadrática, de forma a controlar de maneira adequada um sistema de condicionamento de energia, mesmo submetido a incertezas, distúrbios e variações paramétricas.

Em seguida, apresenta-se uma revisão bibliográfica sobre a temática principal da dissertação. Desta forma, inicia-se com as topologias de condicionadores de potência. Evolui-se o tema com a discussão da importância de uma modelagem adequada da planta. Posteriormente, é feita uma breve discussão sobre a geração de referências e a obtenção de estimativas de sinais de interesse através do uso do filtro de Kalman. Logo após, apresenta-se o Regulador Linear Quadrático (LQR), do inglês *Linear Quadratic Regulator*, bem como define-se as siglas dos diferentes LQRs utilizados para a sintetização da lei de controle. E, finalmente, é apresentada de forma breve a ocorrência do efeito *aliasing* em eletrônica de potência.

1.2 Motivação

O rápido crescimento populacional e a busca pela melhoria da qualidade de vida trazem como consequência um elevado crescimento da demanda de energia. A projeção para o consumo mundial de energia é de um aumento de 44% entre os anos de 2006 a 2030, segundo o relatório *Perspectiva Energética Internacional* de 2009, IEO 2009, do

inglês *International Energy Outlook*. A figura 1 mostra, de forma gráfica, esta perspectiva energética em quadrilhões de Btu (IEO, 2009).

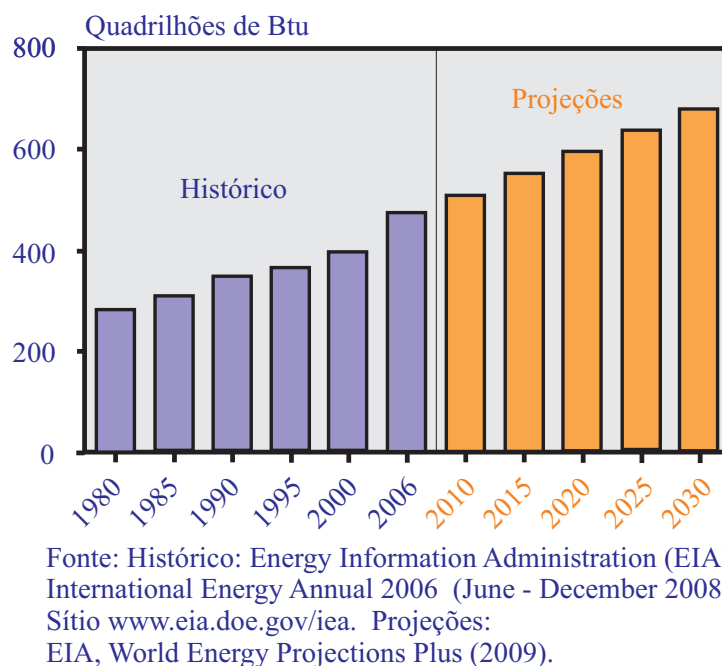


Figura 1: Faixas de consumo de energia em um cenário mundial (1980-2030)

Quanto ao consumo de energia elétrica, as previsões para o aumento da demanda nos próximos 25 anos são de mais de 100%. No Brasil, segundo dados da Empresa de Pesquisa Energética, EPE, ter-se-á um crescimento médio de demanda de energia elétrica de aproximadamente 5% ao ano durante os próximos 10 anos, totalizando 56% ao final do décimo ano.

Juntamente com o crescimento da demanda de energia, observa-se também o crescente desenvolvimento no campo da eletrônica de potência, que tem contribuído cada vez mais para a proliferação de cargas não-lineares monofásicas e trifásicas conectadas ao sistema de distribuição de energia elétrica. O uso de tais equipamentos, antes mais comuns em aplicações industriais, tem se tornado também frequente em estabelecimentos residenciais e comerciais. Dessa forma, tem-se um aumento na injeção de harmônicos no sistema de potência. A degradação da qualidade da energia elétrica é consequência imediata do consumo de energia por estas cargas não-lineares e de comportamento fortemente reativo. Como exemplo de cargas não-lineares comumente utilizadas, têm-se: acionadores de motores, retificadores monofásicos e trifásicos, inversores de frequência, fontes chaveadas, reatores eletrônicos, entre outros.

Portanto, frente à proliferação de cargas lineares e ao elevado crescimento da demanda de energia, surgem dois problemas significativos neste cenário: O primeiro diz respeito poluição harmônica da rede, que prejudica a qualidade da energia fornecida. Os efeitos desta poluição são conhecidos e reportados na literatura (GRUZS, 1990), (EMANUEL et al., 1991), (VERDELHO; MARQUES, 1997), e (KANIESKI et al., 2008). Na literatura, encontram-se diversas abordagens para a atenuação deste segundo problema como o controle de potência reativa com resposta rápida, através do uso de compensadores estáticos de reativos (CER) ou o controle de potência não-ativa e reativa através de filtros ativos de potência (AKAGI; KANASAWA; NABAE, 1984), (MORÁN; ZIOGAS; JOOS, 1993), (HOSSEINI; MATHUR, 1997). O segundo problema diz respeito à expansão da matriz energética, o que tem fomentado, em um âmbito mundial, a discussão e pesquisa de alternativas viáveis para geração de energia elétrica. A utilização de fontes de energia distribuída tem sido um tema de grande sobressaliência neste contexto, em que destacam-se a geração eólica, pequenas centrais hidrelétricas PCHs, solar, células de combustível, entre outras.

Em muitos casos de geração distribuída, como por exemplo a solar e a baseada em células de combustível, emprega-se um estágio CC para armazenamento de energia. Algumas topologias modernas de geradores eólicos com velocidade variada conectados à rede também utilizam estágios inversores no processamento de parte ou do total da energia gerada, dependendo da topologia empregada (GABE, 2008). Ainda, é possível utilizar-se da própria rede elétrica, em horários em que a demanda seja baixa, para armazenar energia em bancos de baterias ou de supercapacitores e, em horários de elevado consumo de energia, suprir eventuais excessos de demanda, a partir da energia que foi armazenada. Um exemplo deste tipo de sistema é o sistema de armazenamento de energia utilizando baterias, BESS do inglês *Battery Energy Storage System* (TSAI et al., 1995). Tal topologia, assim como as demais supracitadas, também depende de um estágio inversor a fim de que possa entregar potência no ponto de conexão. Desta forma, tanto no que tange a qualidade da energia entregue quanto ao fornecimento de potência ativa para o consumidor final, a utilização de conversores estáticos de potência se mostra cada vez mais presente nos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica.

Tais dispositivos, capazes de fornecer potência ativa, reativa e não-ativa, através do uso de conversores estáticos de potência, independentemente do tipo de fonte geradora de energia, são denominados condicionadores de energia. No ponto de vista de controle, o

ambiente em que estes dispositivos se encontram é fortemente hostil, devido a presença de incertezas quanto ao tipo de carga e impedância da rede vista do ponto de conexão. Sobre esta perspectiva, surge então a necessidade do desenvolvimento de um sistema de controle para o conversor de potência que seja suficientemente robusto às variações paramétricas existentes nestes ambientes e que apresente desempenho satisfatório, impondo limites para o conteúdo harmônico de corrente injetada na rede pública.

Com este propósito, o objetivo principal desta dissertação é propor um sistema de controle ótimo, baseado no controlador LQR, aplicado a conversores PWM com filtro L de saída e comparar seu desempenho transitório bem como sua robustez frente aos controladores PI e LQR tradicionais. Também se aborda os efeitos que o filtro anti-aliasing exerce sobre a dinâmica e estabilidade deste sistema de controle.

As grandes contribuições deste trabalho residem em obter-se um modelo da planta que represente as tensões no ponto de conexão, comumente consideradas como distúrbio, e estimar os sinais necessários para obtenção das variáveis de estados deste novo modelo para a inclusão destas dinâmicas no modelo da planta a ser controlada. Outra contribuição é o desenvolvimento de uma metodologia de análise e projeto do filtro *anti-aliasing*, considerado dentro da malha de controle.

1.3 Revisão Bibliográfica

Nesta dissertação, entende-se por sistema de controle todos os processos à que são submetidos os sinais que, de alguma maneira, contribuem para as ações de controle a serem tomadas. Isto inclui desde as etapas de medição dos sinais, processamento analógico e conversão A/D até o processamento digital dos sinais e conversão D/A. Sendo que, parte-se do princípio de que toda e qualquer intervenção nos sinais de controle afetará no desempenho e robustez do sistema, assim cada modificação destes sinais de interesse deve ser cautelosamente examinada no intuito de se maximizar a confiabilidade do sistema como um todo.

Portanto, como revisão bibliográfica, serão abordados desde a planta em estudo até os sistemas de processamento de sinais mais impactantes no conjunto de controle. Sob esta perspectiva, primeiramente, apresenta-se algumas das topologias de condicionadores

de potência mais utilizadas na literatura. Logo após, alguns aspectos sobre a modelagem da planta são apontados. A geração das referências de controle para o tipo de planta a ser estudada é considerada em seguida. O controlador LQR é discutido após a geração das referências. Finalmente, é abordada a aquisição dos sinais de interesse com atenção ao problema de *aliasing* nestes tipos de plataforma.

1.3.1 Condicionadores de energia

A proliferação de cargas não-lineares, conectadas à rede de distribuição, vem degradando a qualidade da energia disponibilizada. Tais cargas absorvem correntes com componentes harmônicas que podem levar a distorções nas tensões da rede que, por sua vez, podem causar interferências em outros equipamentos conectados no sistema de distribuição e ainda reduzir o fator de potência (FP) do sistema. A figura 2 mostra os tipos de carga e o tipo de fonte de harmônicos respectivos às cargas apresentadas.

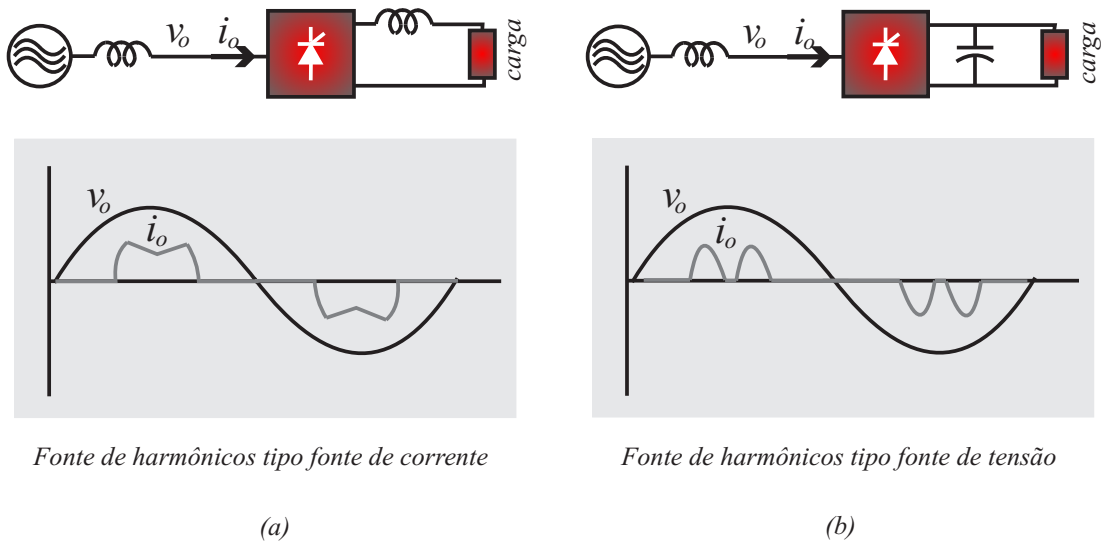


Figura 2: Cargas não lineares: (a) Tipo fonte de corrente (b) Tipo fonte de tensão.

Dos diferentes tipos de condicionadores de energia, pode-se citar protetores contra sub e sobre tensão (DUGAN; MCGRANAGHAN; BEATY, 1996), fontes ininterruptas de energia (SHIPP, 1979), (KANIESKI; CARATI; CARDOSO, 2010), filtros passivos e filtros ativos de potência (MERÇON, 2007), (KEDJAR; AL-HADDAD, 2009). A utilização de filtros ativos de potência em sistemas de distribuição representa uma boa solução em termos de desempenho e efetividade na eliminação de distorção harmônica, correção do fator de potência, correção de cargas desequilibradas e regulação de tensão. Basicamente existem duas

topologias de filtros ativos para compensação de harmônicos: A primeira diz respeito a compensação de distorções harmônicas na tensão da rede, o que é compensado através de filtros ativos conectados em série com a rede, como mostra a figura 3, abaixo.

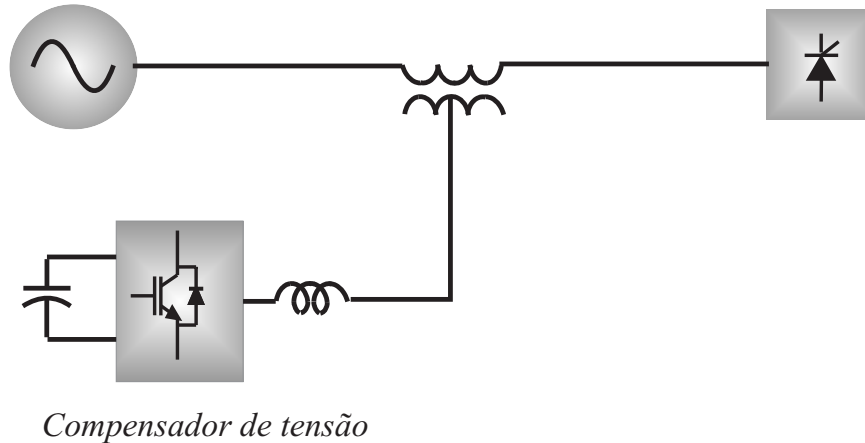


Figura 3: Topologia básica de um filtro ativo de potência em série.

A segunda opera sobre as distorções harmônicas da corrente demandada pela carga, do fator de potência do sistema, bem como da inserção de potência ativa no sistema através do controle da corrente fundamental, tal tipo de compensação de corrente é feita através de filtros ativos conectados em paralelo com a rede, apresentado na figura 4, abaixo.

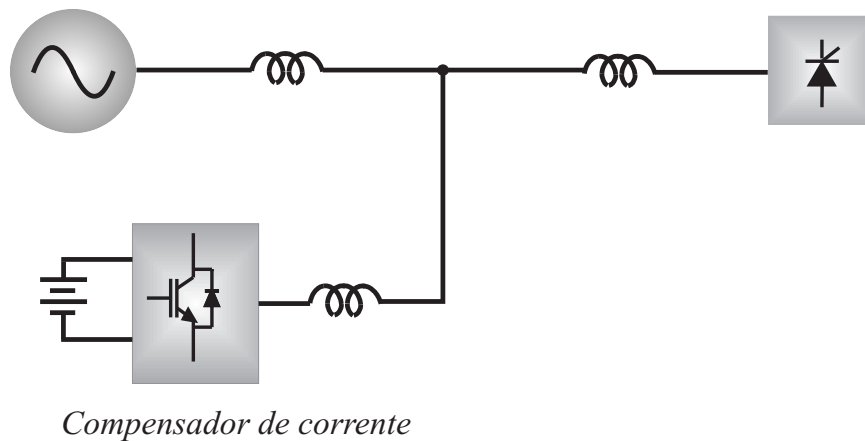


Figura 4: Topologia básica de um filtro ativo de potência em paralelo.

Ainda, é possível compensar tensões e correntes harmônicas utilizando-se de um filtro ativo que une as duas estruturas acima citadas. Tal topologia faz uso de dois inversores, um conectado em série através de um transformador e outro conectado em paralelo através de indutores de acoplamento. Esta topologia unificada é denominada filtro ativo série-paralelo ou universal e tem a configuração mostrada na figura 5 abaixo.

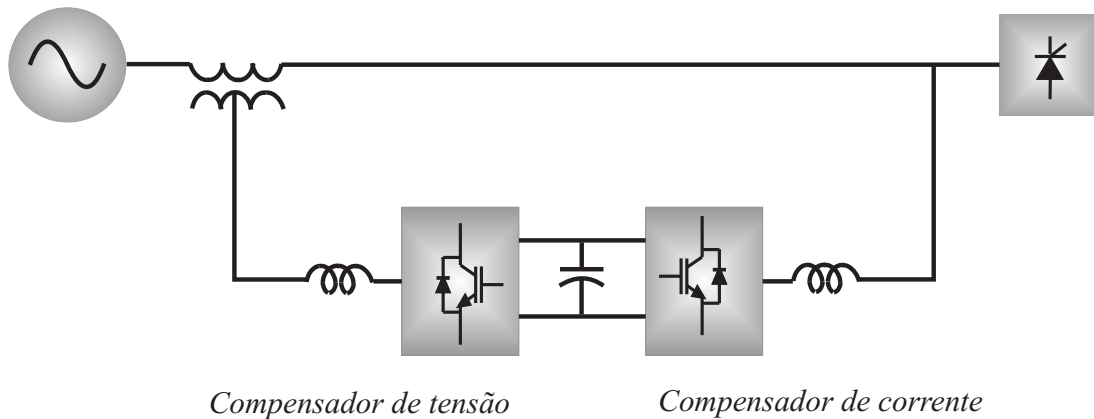


Figura 5: Topologia básica de um filtro ativo de potência série-paralelo.

O condicionador de potência desta dissertação é usado somente para compensação de potência não-ativa e fator de deslocamento, através da injeção de corrente no sistema. Portanto a topologia utilizada no decorrer deste texto será um filtro ativo de potência conectado em paralelo com a rede, denominado FAPP.

1.3.2 Modelagem do Sistema

Na literatura, tratando-se de sistemas de condicionamento de energia, mais especificamente de filtros ativos de potência, a base para desenvolvimento dos modelos matemáticos destes sistemas está na obtenção das equações diferenciais que regem o comportamento destes a partir da *mecânica newtoniana*, como pode ser visto em (SHIAO et al., 1992) e (TSAI et al., 1995). Alguns trabalhos, contudo, apresentam a *mecânica lagrangeana* ou relativista como estrutura para obtenção das equações diferenciais que regem o comportamento de tal sistema, assim como mostrado em (LEE, 2004).

Independentemente da forma de obtenção destas equações, pode-se ainda utilizar de transformações lineares com o intuito de facilitar a estratégia de controle adotada. A transformação linear em eixos estacionários " $\alpha\beta$ ", por exemplo, é frequentemente utilizada com o intuito de se transformar um sistema trifásico, contendo variáveis acopladas, um sistema bifásico, com variáveis desacopladas (CLARKE, 1943).

Outra transformação de coordenadas muito utilizada neste tipo de sistema é a transformação em eixos síncronos " dq ", pois é possível, trabalhando-se em coordenadas " dq ", com controladores que apresentem ação integral em sua composição, garantir erro nulo de trajetória das componentes de sequência positiva em regime permanente (PARK, 1929).

Em muitos dos casos, contudo, não é possível obter-se uma representação fiel do filtro ativo a ser modelado, pois geralmente o projeto deste leva em conta apenas o filtro de saída do inversor PWM como planta a ser controlada. Para fins de controle, principalmente quando utiliza-se de técnicas de controle por retroação de estados, é de interesse que se obtenha um modelo que represente o mais fielmente possível o sistema real. Entretanto sabe-se que, quanto mais próxima do real é a representação matemática da planta, de maior ordem é o modelo e, portanto, um maior esforço computacional é exigido quando da implementação do algoritmo de controle.

Neste trabalho, uma nova metodologia para modelagem do filtro ativo de potência paralelo é proposta. Esta é baseada na representação dos sinais de tensão no ponto de conexão através de modelos matemáticos de sinais com harmônicos. Desta forma não é preciso ter-se informações do sistema, tais como impedância de linha e de carga para o controle deste. Por outro lado, é necessário o desenvolvimento de um filtro para extração das harmônicas de tensão no PCC e suas respectivas derivadas.

1.3.3 Geração de referências

O desempenho do sistema, como um todo, também é dependente do comportamento dinâmico do método para determinação das referências. Desta forma, é de interesse que se tenha um método capaz de rejeitar perturbações advindas dos ruídos de medida ao mesmo tempo que tenha uma resposta transitória rápida. Surge então, um compromisso entre rejeição de perturbações e resposta transitória. Uma solução para o problema foi proposta por (CARDOSO et al., 2007) os quais, com base na teoria de filtragem ótima, apresentam um algoritmo capaz de extrair as informações para compensação de harmônicas, desequilíbrio de correntes e fator de potência. Tal algoritmo é utilizado neste trabalho. Desta forma, o ponto ótimo entre rejeição de perturbações e resposta transitória, mesmo sob variações de carga é atingido.

1.3.4 Controle

O regulador linear quadrático (LQR do inglês *Linear Quadratic Regulator*) vem sendo largamente utilizado em diversos tipos de aplicações onde requer-se controle ótimo como em CHOI et al.(1998), JIANG et al. (2006) e CAO; REN (2010). A implementação deste

tipo de estratégia de controle inclui a realimentação dos estados, que serão ponderados de forma a minimizar uma função custo (BURNS, 2001). Nesta estratégia de controle, os ganhos associados aos estados para geração da lei de controle são obtidos através da solução de uma equação algébrica de Ricatti associada ao problema. A chave dos controladores LQR está na escolha apropriada dos índices de desempenho a fim de atender os critérios de projeto. Este tipo de estratégia pode reduzir esforços de controle ou manter a energia dos estados sobre controle.

Nota-se na literatura, entretanto, que esta técnica de controle vem sendo largamente aplicada a sistemas cujo comportamento é conhecido, ou seja, em sistemas em que há poucas variações paramétricas, distúrbios e/ou dinâmicas não modeladas (CHOI et al., 1998) e (CAO; REN, 2010). Isto se deve ao fato de a lei de controle de tais reguladores ser gerada a partir dos parâmetros de projeto nominais e, portanto, o controle é ótimo se aplicado ao sistema para o qual foi projetado.

Todavia, sabe-se que o ambiente de funcionamento de um sistema de condicionamento de energia é altamente hostil. Um dos grandes problemas neste tipo de plataforma está nas tensões do ponto de conexão, que são altamente dependentes tanto das impedâncias da rede quanto da carga conectada. Normalmente, estas tensões são desconsideradas no projeto do controlador. Contudo, no caso de um LQR, esta desconsideração pode não ser adequada, pois tal modelo não caracterizaria fielmente o sistema a ser controlado.

Acredita-se que a maior contribuição desta dissertação está no projeto de um controlador LQR adequado ao ambiente de um FAPP, onde uma nova técnica para modelagem deste sistema é proposta a fim de que a utilização deste compensador tenha um bom desempenho.

Neste texto, diferentes formas de projeto do controlador LQR serão adotadas. Estas serão diferenciadas pelo tipo de ação requerido (ação proporcional e ação integral) e pelo técnica de projeto do controlador (projeto antigo e projeto novo). Portanto define-se por **LQR** e **LQRI** os controladores convencionalmente projetados, respectivamente, sem ação integral e com ação integral e por **LQRN** e **LQRNI** os controladores projetados a partir da nova técnica de modelagem proposta nesta dissertação, respectivamente, sem ação integral e com ação integral.

1.3.5 O problema de *Aliasing*

Atualmente, instrumentação e medição são palavras chave em controle de processos. Os problemas de medição e instrumentação devem ser analisados, desde o princípio, nas fases de pesquisa e de desenvolvimento: o propósito da medição deve ser visto como a garantia de um bom produto (HELLWIG, 1990). Desta forma, o projeto de sistemas realimentados deve dedicar especial atenção a uma adequada medição de grandezas.

Conversores estáticos de potência vêm sendo utilizados em inúmeras aplicações envolvendo controle de processos, tendo o MOSFET (*Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) como interruptores preferidos principalmente por suas altas velocidades de comutação (MUTTAQI; HAQUE, 2008). Entretanto, velocidades rápidas de comutação destas novas tecnologias de inversores têm o potencial de causar interferências eletromagnéticas (EMI) e altas taxas de variação de tensão ($\frac{dv}{dt}$) (SKIBINSKI; KERKMAN; SCHLEGEL, 1999). Estes conversores são inerentes ao filtro ativo do sistema de condicionamento de energia proposto e, como já mencionado, encontram-se próximos ao sistema de instrumentação, que pode ser suscetível a ruídos e a EMI.

Devido à existência destes e outros tipos de sinais de alta frequência, que podem estar acoplados ao sistema de instrumentação e/ou aos sinais a serem medidos, e dependendo da frequência de amostragem de sinais, do espectro destes sinais e da ordem dos respectivos acoplamentos, pode-se ter a chamada distorção de *aliasing* ou apenas *aliasing*. Tal distorção pode trazer sérias consequências ao sistema de controle, prejudicando seu desempenho ou levando-o até mesmo à instabilidade.

1.4 Objetivos do trabalho

Visando um melhor condicionamento de energia, os objetivos deste sistema são: Redução da poluição harmônica da rede, compensação de desequilíbrio e compensação de reativos. Para isso, o trabalho foi dividido nos seguintes objetivos específicos:

- Comparar diferentes técnicas de controle aplicadas ao sistema de condicionamento de energia.

- Desenvolver um modelo matemático que represente mais fielmente as dinâmicas de um filtro ativo de potência em paralelo.
- Implementar um algoritmo de geração ótima de referências, utilizando filtro de Kalman.
- Estudar o uso de controladores LQR.
- Implementar um algoritmo de controle LQR que apresente uma atuação satisfatória do condicionador de energia sobre sistema real.
- Investigar o problema de *aliasing* e propor soluções com o intuito de se atenuar os efeitos deste.

1.5 Organização do texto

A execução deste trabalho foi dividida em 5 etapas de projeto postas na seguinte ordem:

- Primeiramente, no segundo capítulo, é abordada a modelagem do sistema;
- No capítulo 3, é apresentado o algoritmo de extração de referências para compensação de harmônicos de corrente, desequilíbrio e potência reativa. Também é apresentado neste capítulo o algoritmo para obtenção das harmônicas de tensão no ponto de conexão e suas respectivas derivadas. Tais algoritmos são baseados em técnicas de filtragem ótima que foram primeiramente apresentadas por (CARDOSO, 2008);
- Os procedimentos de projeto do controlador PI são apresentados no capítulo 4;
- Os reguladores LQR, LQRI, LQRN e LQRNI são apresentados, nesta ordem, no capítulo 5;
- A análise de sistemas para atenuação da distorção *aliasing* é considerada no capítulo 6;
- O capítulo 7 apresenta os resultados experimentais;
- As conclusões e as sugestões para trabalhos futuros são apresentados no capítulo 8.

2 *MODELAGEM DO SISTEMA*

2.1 Introdução

Para compreender e controlar sistemas dinâmicos, deve-se obter modelos matemáticos que o caracterizem adequadamente. Usualmente, consideram-se as equações diferenciais que governam a dinâmica destes sistemas para a elaboração deste modelo matemático. Na prática, a complexidade dos sistemas e o desconhecimento de todos os fatores pertinentes requerem a introdução de hipóteses relativas à sua operação. Assim, frequentemente, deve-se considerar o sistema físico, elaborar as hipóteses necessárias e linearizar o sistema. Em seguida, usando as leis físicas que descrevem o sistema linear equivalente, pode-se obter um conjunto de equações diferenciais lineares que representem a evolução do processo a ser representado matematicamente (DORF; BISHOP, 2001).

Neste trabalho, com o intuito de se obter uma representação de ordem reduzida e de fácil manipulação, algumas hipóteses são adotadas de forma a negligenciar a existência de elementos parasitas e não-linearidades de elementos físicos, como por exemplo, capacitâncias parasitas das chaves semi-condutoras e efeitos térmicos sobre os indutores de saída do conversor de potência. Por conseguinte, as equações que regem a dinâmica do sistema são obtidas aplicando-se as leis de Kirchhoff nos nós e malhas do circuito elétrico conhecido do conversor.

Obtidas as equações diferenciais do sistema, é possível, então, representar o comportamento deste por sua função de transferência ou por suas equações de estado. A função de transferência de um sistema físico representa a relação dinâmica entre entrada e saída deste, no domínio da frequência, sendo muito útil na elaboração de algoritmos de identificação paramétrica, identificação de ressonâncias no sistema, sintonização de controladores, como o controlador proporcional integral, compensador por avanço e atraso de

fase, controlador adaptativo baseados em modelos de referência, entre outros. Entretanto, a representação por função de transferência pode ocultar alguns modos dinâmicos presentes no sistema. Isto ocorre quando há cancelamentos entre polos e zeros da planta. Por outro lado, a representação por variáveis de estados permite o acesso direto (via medição) e indireto (via observação) às suas variáveis internas, mostrando-se útil no desenvolvimento de controladores digitais por retroação de estados. Em adição, diferentemente das função de transferência, todos os modos podem ser explicitados, mesmo quando há cancelamento entre polos e zeros do sistema.

Este capítulo apresenta a planta em estudo, bem como as formas de modelagem utilizadas para definição dos parâmetros de projeto. A modelagem por função de transferência é desenvolvida para prover uma noção inicial sobre o comportamento da planta em malha aberta. A modelagem por espaço de estados, por sua vez, é essencial para o projeto dos controladores LQR, já que os ganhos do controlador são calculados a partir das matrizes que regem o comportamento do sistema a ser controlado.

Ainda, designa-se neste texto, dois tipos de modelagem do condicionador de energia. O primeiro, definido por modelagem convencional, é um modelo que apresenta em sua composição apenas os estados do filtro de saída do inversor, considerando as tensões no ponto de conexão como distúrbio. O segundo, denominado por modelo modificado da planta, é uma estratégia inédita de modelagem para este tipo de sistema. Tal modelo apresenta em sua constituição, estados que representam as tensões no ponto de conexão. A partir deste modelo, pode-se informar ao controlador LQR da existência destas tensões, geralmente consideradas como distúrbios. Desta forma, obtém-se um sistema de controle LQR com melhor desempenho e robustez, com relação a incertezas na impedância de linha.

2.2 O condicionador de energia

Como visto no capítulo 1, condicionadores de potência são filtros ativos desenvolvidos para compensação de harmônicos de corrente e/ou de tensão, que quando manipuladas de maneira adequada também refletem na compensação de potência ativa e reativa. Neste trabalho, tem-se como foco a compensação de corrente e, portanto, a estrutura de um filtro ativo de potência conectado em paralelo com a rede, FAPP, é adotada. Como mostra a

figura 6, tal filtro opera como uma fonte de corrente, controlada por tensão, compensando as harmônicas contidas na carga. Como resultado, a concessionária de energia deve apenas fornecer corrente próxima da senoidal, observando-se os limites toleráveis de distorção harmônica (RASHID, 2001).

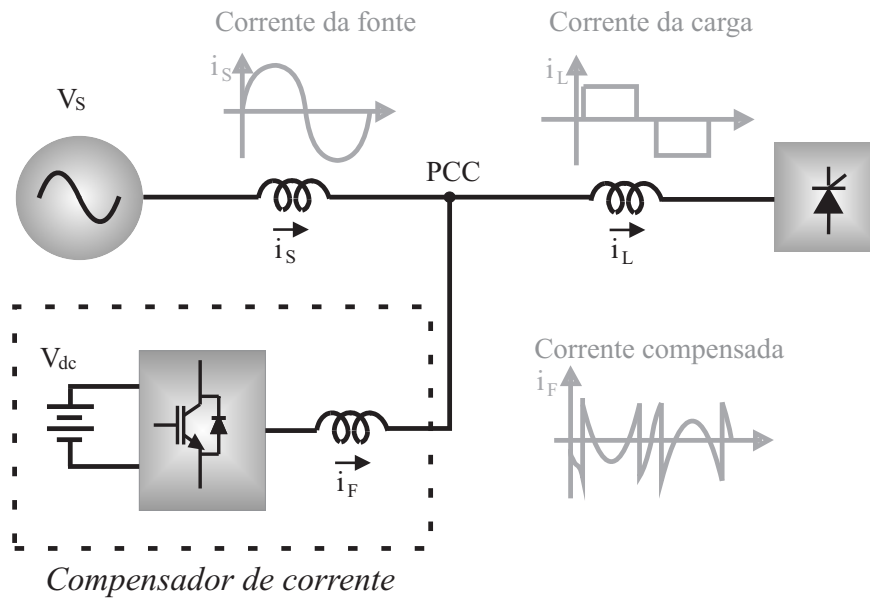


Figura 6: Operação de um Filtro Ativo de Potência Paralelo

Este princípio é aplicável a qualquer tipo de carga com características de fonte de harmônicos de corrente. Adicionalmente, com um apropriado esquema de controle, o filtro ativo pode também compensar o fator de potência da carga. Desta maneira, a carga não-linear, juntamente com o filtro ativo apresentam um comportamento próximo do de um resistor e as formas de onda de tensão e corrente estarão em fase.

Muitas são as configurações encontradas na literatura para estes tipos de dispositivos. Tratando-se de sistemas trifásicos, dependendo dos parâmetros nominais de operação do sistema e do local de conexão destes com a rede, pode-se escolher entre topologias que se valem de inversores de 3 ou 4 braços, inversores multi-níveis, entre outros (HUI; JI-YAN; WEI-DONG, 2002), (BENTO; SILVA; PRAGA, 2008) e (XIAOGANG; YUNXIANG; DINGXIN., 2008). Ainda, dependendo da faixa de potência e frequência de comutação empregadas, dois tipos de filtro de acoplamento, entre o conversor de potência do FAPP e o ponto de conexão, são comumente empregados para atenuar os harmônicos provenientes da modulação PWM: filtro L e filtro LCL (GABE, 2008).

Em geral, a classificação dos filtros ativos de potência é baseada nos seguintes critérios

(EL-HABROUK; DARWISH; MEHTA, 2000):

1. Níveis de potência e velocidade de resposta nos sistemas compensados;
2. Configurações e conexões do circuito de potência;
3. Parâmetros a serem compensados (Por exemplo, correntes harmônicas, fator de potência, sistemas desequilibrados, etc.);
4. Técnicas de controle empregadas;
5. Técnica usada para estimativa das correntes e tensões de referência.

Neste trabalho, adota-se uma plataforma FAPP que consiste de um inversor PWM trifásico 3 braços, conectado em paralelo com a rede através de um filtro L , o diagrama esquemático deste circuito é mostrado na figura 7.

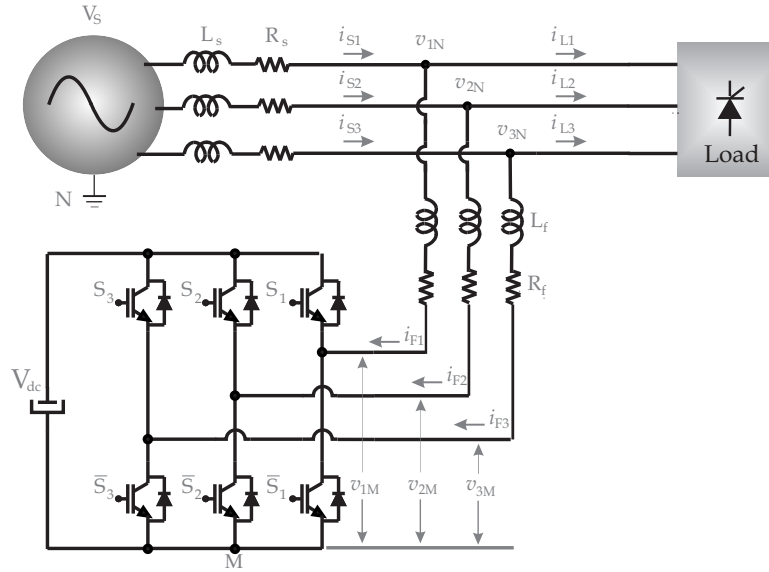


Figura 7: Filtro ativo paralelo conectado à rede a três-fios.

As leis de Kirchoff para tensão e corrente, aplicadas ao ponto de conexão do filtro ativo da figura 7, nos permite escrever as 3 seguintes equações diferenciais em coordenadas "123",

$$v_{1N} = L_f \frac{di_{F1}}{dt} + R_f i_{F1} + v_{1M} + v_{MN}, \quad (2.1)$$

$$v_{2N} = L_f \frac{di_{F2}}{dt} + R_f i_{F2} + v_{2M} + v_{MN}, \quad (2.2)$$

$$v_{3N} = L_f \frac{di_{F3}}{dt} + R_f i_{F3} + v_{3M} + v_{MN}. \quad (2.3)$$

2.3 Representação simplificada em frequência

Muitas vezes é possível através de uma análise simplificada no domínio da frequência, obter-se informações relevantes acerca do comportamento do circuito como um todo. Por exemplo, através do circuito equivalente monofásico do filtro ativo de potência paralelo com filtro L de saída, mostrado na figura 8, pode-se ter idéia, pela resposta em frequência deste sistema, da atenuação do sinais de entrada pelo filtro de saída em determinadas frequências, este tipo de resposta é utilizado principalmente nas fases de projeto deste filtro. Ainda, com o intuito de se obter o comportamento do sistema sob frequências elevadas, considera-se a tensão no ponto de conexão como um distúrbio, $V_N = 0$, obtendo-se facilmente uma estimativa do ganho do sistema em malha aberta.

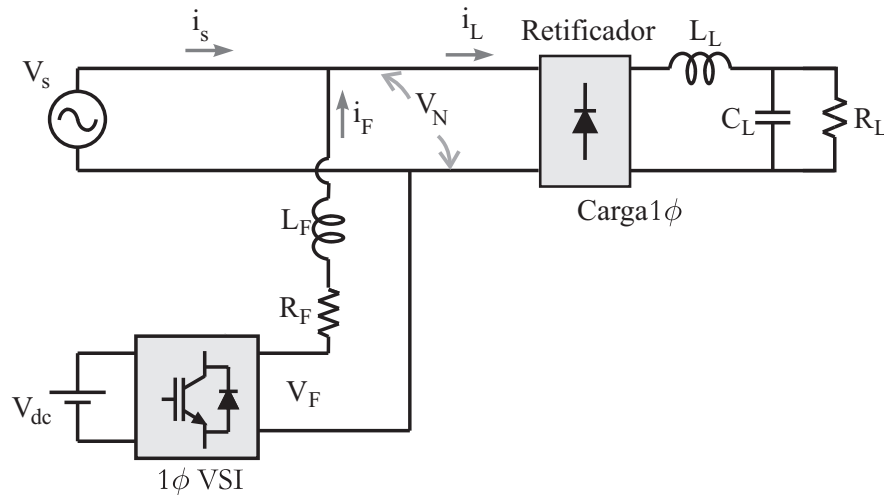


Figura 8: Circuito equivalente monofásico.

Como deseja-se um dispositivo que atue como fonte de corrente controlada pela tensão sintetizada pelo inversor PWM, acima descrito, tem-se que a função de transferência em questão é dada pela razão entre a corrente de saída do filtro i_F e a tensão PWM U_{PWM} dos braços do inversor. Ou seja,

$$G_P(s) = \frac{i_F(s)}{U_{PWM}(s)} = \frac{\frac{1}{L_f}}{s + \frac{R_f}{L_f}}. \quad (2.4)$$

A resposta em frequência deste sistema é mostrada no diagrama da figura 9 abaixo, para uma resistência $R_f = 0.1\Omega$ e uma indutância $L_f = 1mH$

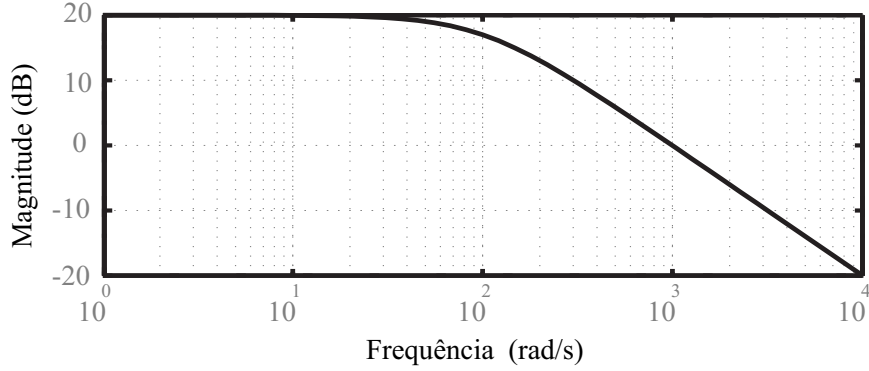


Figura 9: Resposta em frequência da planta.

2.4 Modelagem convencional em espaço de estados

Esta seção apresenta a modelagem tradicional do sistema em espaço de estados (KEDJAR; AL-HADDAD, 2009). A transformação de "123" para "dq" é usada de forma que, utilizando-se de controladores com ação proporcional, o erro de regime permanente das componentes fundamentais de sequência positiva seja nulo.

2.4.1 Modelagem da planta em coordenadas "abc"

Somando-se as equações (2.1), (2.2) e (2.3), considerando-se a ausência da componente de sequência zero em um sistema de correntes a três fios e assumindo que as tensões AC da rede são equilibradas, obtém-se:

$$v_{MN} = -\frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 v_{mN}. \quad (2.5)$$

A função de comutação de braço do inversor c_k (para $k = 1, 2$ e 3) é definida como:

$$c_k = \begin{cases} 1, & \text{se } S_k \text{ se encontra fechado e } \overline{S_k} \text{ aberto;} \\ 0, & \text{se } S_k \text{ se encontra aberto e } \overline{S_k} \text{ fechado.} \end{cases} \quad (2.6)$$

Desta forma, escrevendo-se $v_{kM} = c_k v_{dc}$, a seguinte relação é obtida:

$$\frac{di_{Fk}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{Fk} - \frac{1}{L_f} \left(c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m \right) v_{dc} + \frac{v_k}{L_f}. \quad (2.7)$$

A relação (2.7) representa a equação dinâmica do modelo do filtro na fase k . Ainda, pode-se definir a função d_{nk} , chamada de função estado de comutação, a qual é dada como

segue:

$$d_{nk} = \left(c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m \right). \quad (2.8)$$

A equação (2.8) mostra que o valor de d_{nk} depende do estado de comutação n e da fase k . Em outras palavras, d_{nk} depende simultaneamente das três funções de comutação dos três braços do inversor. Isto mostra a interação entre as três fases. Ainda, baseado em (2.8) e para os oito estados de comutação permitidos do inversor ($n = 0, 1, \dots, 7$), a conversão de c_k para d_{nk} é dada por:

$$\begin{bmatrix} d_{n1} \\ d_{n2} \\ d_{n3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

É importante notar que o rank da matriz transformação dada em (2.9) é dois, e que portanto o sistema d_{nk} não tem componente de sequência zero.

Sabendo-se que $i_{F1} + i_{F2} + i_{F3} = 0$, tem-se como resultado o modelo completo do sistema de condicionamento de energia em referencial "abc" dado pela equação (2.10):

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{F1}}{dt} = -R_f i_{F1} - d_{n1} v_{dc} + v_{1N}, \\ L_f \frac{di_{F2}}{dt} = -R_f i_{F2} - d_{n2} v_{dc} + v_{2N}. \end{cases} \quad (2.10)$$

2.4.2 Modelagem da planta em coordenadas "dq"

A representação em espaço de estados apresentada na equação (2.10) é mínima. Contudo, com o intuito de facilitar o controle deste sistema em variáveis de estado, o modelo pode ser representado em sistema coordenado de eixos síncronos "dq". Neste referencial, girando na frequência da rede, as componentes de sequência positiva na frequência fundamental tornam-se constantes. Tal transformação é realizada através da matriz de transformação de Park, dada por (2.11) e apresentada.

$$C_{dq0}^{123} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \omega t & \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \omega t & \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{3}{2} & \frac{3}{2} & \frac{3}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Desta forma, as variáveis de estado representadas em coordenadas "dq" são rela-

cionadas com as variáveis de estados em coordenadas "abc" pela equação (2.12).

$$\begin{bmatrix} x_d & x_q & x_0 \end{bmatrix}^T = C_{dq0}^{123} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix}^T. \quad (2.12)$$

O processo inverso é dado pela equação (2.13),

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix}^T = C_{123}^{dq0} \begin{bmatrix} x_d & x_q & x_0 \end{bmatrix}^T \quad (2.13)$$

onde,

$$C_{123}^{dq0} = (C_{dq0}^{123})^{-1} = \frac{3}{2} C_{dqO}^{123T} \quad (2.14)$$

e x_i , com $i = 1, 2, 3, d, q, 0$, é a variável de estado em questão.

Denotando-se os vetores espaço de estados em coordenadas "abc" por x_{123} , pode-se reescrever a equação que rege o sistema proposto da seguinte forma

$$\frac{d}{dt} [i_{123}] = \tilde{A} [i_{123}] + \tilde{B} [d_{n123}] + \tilde{E} [v_{123}] \quad (2.15)$$

onde,

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ \frac{R_f}{L_f} & \frac{R_f}{L_f} & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc}}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc}}{L_f} & 0 \\ \frac{v_{dc}}{L_f} & \frac{v_{dc}}{L_f} & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{E} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

Utilizando da equação (2.13) tem-se que

$$\frac{d}{dt} [C_{123}^{dqO} [i_{dqO}]] = \tilde{A} [C_{123}^{dqO} [i_{dqO}]] + \tilde{B} [C_{123}^{dqO} [d_{dqO}]] + \tilde{E} [C_{123}^{dqO} [v_{dqO}]], \quad (2.17)$$

e, com a seguinte propriedade de derivação de matrizes,

$$\frac{d}{dt} [C_{123}^{dqO} [i_{dqO}]] = C_{123}^{dqO} \frac{d}{dt} [i_{dqO}] + \left(\frac{d}{dt} C_{123}^{dqO} \right) [i_{dqO}], \quad (2.18)$$

pode-se obter a relação (2.19)

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = A [i_{dq}] + B [d_{dq}] + E [v_{dq}] \quad (2.19)$$

em que,

$$A = - \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & -\omega \\ \omega & \frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}, \quad B = - \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{v_{dc}}{L_f} \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

e

$$[y_{dq}] = C[i_{dq}], \quad (2.21)$$

com

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

2.5 Modelo modificado da planta: Perturbação considerada como estado

Seja o modelo da planta em espaço de estados representado pela equação (2.19). Como pode ser observado, este modelo considera as tensões de fase no ponto de conexão, em coordenadas "dq", como um distúrbio. A figura 10 apresenta a planta em malha aberta segundo este modelo.

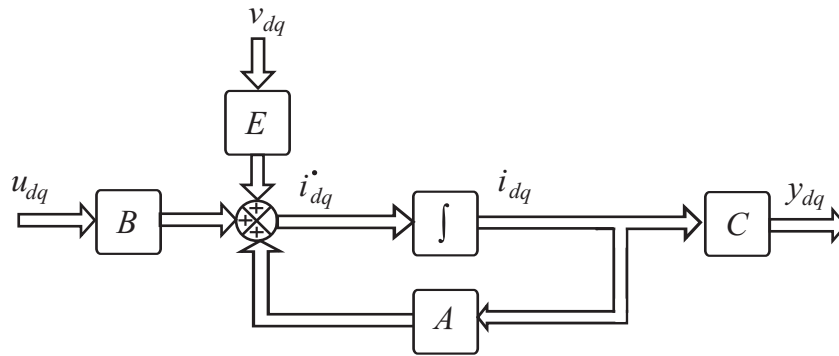


Figura 10: Modelo da planta, considerando as tensões no ponto de conexão como distúrbio.

Para o adequado funcionamento do regulador linear quadrático (LQR), é necessária a realimentação de todos os estados com dinâmica significativa, ou seja, estados com dinâmicas lentas. Se houver distúrbios desta natureza no sistema e que, se por ventura, tais distúrbios puderem ser modelados, é plausível que seja feita a inclusão de tais dinâmicas no conjunto de variáveis de estado da planta. Isto é realizado na subseção que segue, considerando-se um modelo de sinais para as tensões v_{dq} do modelo da planta da figura 10.

Vale ressaltar que esta estratégia é a maior contribuição deste capítulo pois se trata de uma metodologia inédita para obtenção de um modelo mais apropriado para condicionadores de potência, considerando-se o modelo de sinais para representar sistemas desconhecidos.

2.5.1 Modelo das tensões fundamentais no ponto de conexão

Considerando-se as tensões no ponto de conexão como senoidais, equilibradas e defasadas de $\frac{2\pi}{3}$ radianos, as equações que representam este sistema são mostradas abaixo:

$$\begin{aligned} v_{1N} &= V \text{sen}(\omega t), \\ v_{2N} &= V \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \\ v_{3N} &= V \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (2.23)$$

onde V é a amplitude da forma de onda considerada e $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular fundamental da rede. As derivadas primeiras destas formas de onda são mostradas nas equações (2.24)

$$\begin{aligned} \frac{dv_{1N}}{dt} &= V\omega \cos(\omega t), \\ \frac{dv_{2N}}{dt} &= V\omega \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \\ \frac{dv_{3N}}{dt} &= V\omega \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (2.24)$$

As derivadas segundas são apresentadas então nas equações (2.25)

$$\begin{aligned} \frac{d^2v_{1N}}{dt^2} &= -V\omega^2 \text{sen}(\omega t), \\ \frac{d^2v_{2N}}{dt^2} &= -V\omega^2 \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right), \\ \frac{d^2v_{3N}}{dt^2} &= -V\omega^2 \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (2.25)$$

A partir de (2.23), (2.24) e (2.25), pode-se verificar que $\frac{d^2v_{123N}}{dt^2} = -V\omega^2 v_{123N}$, desta maneira, o modelo completo para representação das tensões no ponto de conexão do filtro ativo de potência proposto em coordenadas "123" é apresentado na equação (2.26)

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{1N} \\ v_{1N} \\ \dot{v}_{2N} \\ v_{2N} \\ \dot{v}_{3N} \\ v_{3N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{v}_{1N} \\ \dot{v}_{2N} \\ \dot{v}_{3N} \\ v_{1N} \\ v_{2N} \\ v_{3N} \end{bmatrix}. \quad (2.26)$$

Valendo-se de (2.11), (2.14) e (2.18) obtém-se o seguinte modelo em coordenadas "dq"

para as tensões de fase no ponto de conexão.

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_d \\ \dot{v}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\omega^2 & 0 & 0 & \omega \\ 0 & -\omega^2 & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ \dot{v}_d \\ \dot{v}_q \end{bmatrix}, \quad (2.27)$$

e, portanto, o modelo completo em eixos síncronos rotativos da planta considerada é mostrado na equação (2.28)

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ v_d \\ v_q \\ \dot{v}_d \\ \dot{v}_q \end{bmatrix} = \hat{A} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_d \\ v_q \\ \dot{v}_d \\ \dot{v}_q \end{bmatrix} + \hat{B} \begin{bmatrix} d_{nd} \\ d_{nq} \end{bmatrix} \quad e \quad [y_{dq}] = \hat{C}[i_{dq}], \quad (2.28)$$

onde,

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega^2 & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 0 & 0 & -\omega^2 & -\omega & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{B} = \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{v_{dc}}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad e \quad \hat{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

Dessa forma, o modelo do sistema considerado pode ser representado como mostra a figura 11 abaixo, onde \hat{C} é tal que a saída do sistema seja as correntes em coordenadas "dq".

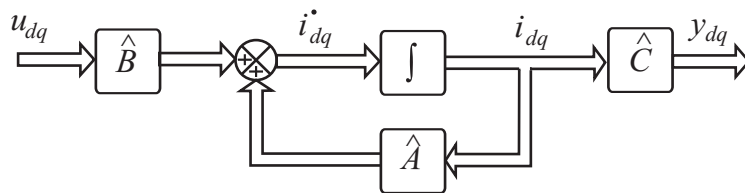


Figura 11: Modelo da planta com distúrbio modelado.

2.5.2 Extensão para um modelo com harmônicas

A equação (2.27) pode ser estendida de forma a considerar diferentes componentes harmônicas de tensão no modelo apresentado na equação (2.28). Portanto, de forma generalizada, o modelo para as tensões no ponto de conexão em coordenadas "dq" é dado pela equação (2.30)

$$\begin{bmatrix} \bullet \\ v_{d1} \\ v_{q1} \\ \dot{v}_{d1} \\ \dot{v}_{q1} \\ \vdots \\ v_{dn} \\ v_{qn} \\ \dot{v}_{dn} \\ \dot{v}_{qn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & & & & \dots & & & & \\ -\omega^2 & 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega^2 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & \vdots & & & \ddots & & \vdots & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 1 \\ & & & & \dots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & -(n \cdot \omega)^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 & -(n \cdot \omega)^2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ \dot{v}_{d1} \\ \dot{v}_{q1} \\ \vdots \\ v_{dn} \\ v_{qn} \\ \dot{v}_{dn} \\ \dot{v}_{qn} \end{bmatrix}. \quad (2.30)$$

2.5.3 Resultados de simulação

Com o intuito de analisar a eficácia do modelo matemático proposto, foram utilizadas simulações. Para isso, uma configuração em malha aberta, sem a utilização do filtro ativo de potência, foi simulada com o software PSIM, de forma a obter-se as formas de ondas de tensão no ponto de conexão. Esta configuração é composta por uma fonte de tensão trifásica conectada a uma carga trifásica retificada. Ainda, são consideradas as impedâncias de linha deste sistema, dadas por L_{LS} , impedância da rede vista do ponto de conexão e L_C , impedância sobre as linhas de carga. A figura 12 apresenta os parâmetros deste circuito cujos valores são mostrados na tabela 1.

Através do software computacional MATLAB, foi então desenvolvido o algoritmo da equação (2.30), para dois casos: o primeiro considerando-se apenas a componente

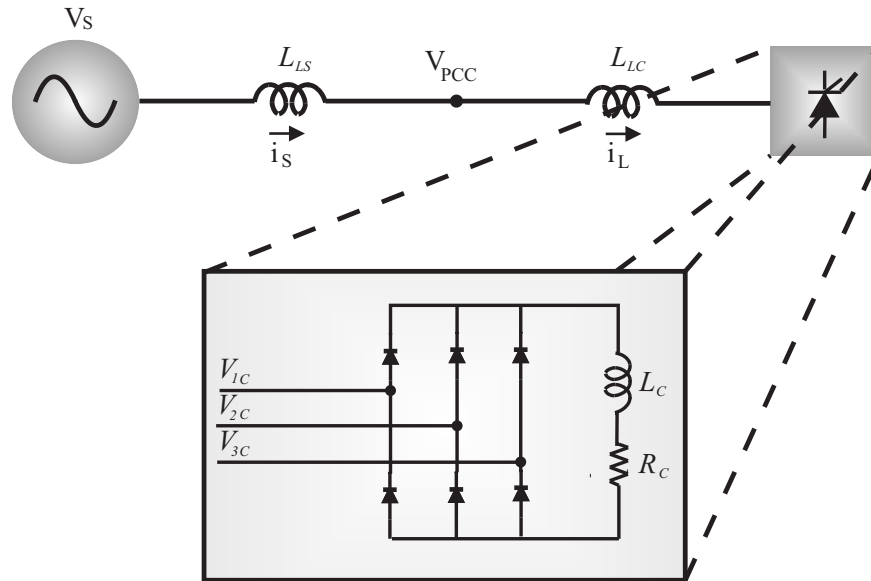


Figura 12: Diagrama esquemático do circuito utilizado para obtenção das tensões no PCC em malha aberta.

Table 1: Parâmetros da planta

V_S	$127V(RMS)$	f	$60Hz$
L_{LS}	$5mH$	L_{LC}	$50\mu H$
L_C	$30\mu H$	R_C	10Ω

fundamental de tensão no modelo e o segundo considerando-se todas as componentes harmônicas ímpares da primeira até a décima primeira harmônica.

As informações de amplitude e fase das harmônicas foram obtidas, a partir do armazenamento das variáveis de tensão, em um arquivo texto ".txt", gerado pelo PSIM e coletado pelo MATLAB. Este arquivo texto contém um vetor de tempo e um vetor com os sinais requeridos. A simulação considera que no instante $t = 0$, a variável de tensão na fase 1 é de $v_{1N} = 0V$. Através de uma função FFT no MATLAB, pôde-se extrair as informações de amplitude e fase das harmônicas contidas no sinal de tensão, armazenado no arquivo texto. Com estas informações, gerou-se as formas de onda no MATLAB, a partir do modelo proposto e, então, comparou-se as formas de ondas obtidas no MATLAB com as formas de onda obtidas no PSIM, de forma a verificar a coerência das equações desenvolvidas neste capítulo.

A figura 13 mostra o resultado obtido, em uma das fases do sistema, utilizando-se um modelo que contém apenas a harmônica fundamental das tensões no ponto de conexão.

Sabe-se que estas tensões no PCC são distorcidas devido ao alto conteúdo harmônico das correntes de carga, contudo, as tensões da rede simuladas apresentam apenas componente fundamental.

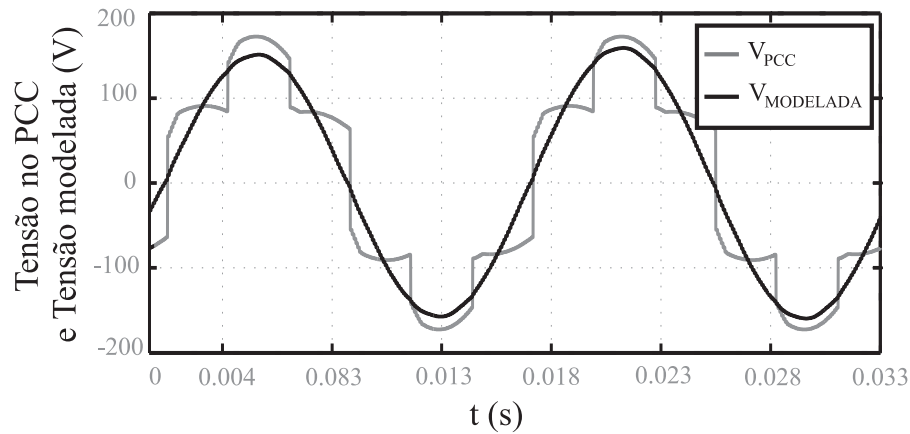


Figura 13: Tensões no PCC: real e modelada contendo apenas a primeira harmônica.

Já a figura 14 mostra o resultado obtido, em uma das fases do sistema, utilizando-se um modelo que inclui todas as harmônicas ímpares desde a fundamental até a décima primeira harmônica das tensões no ponto de conexão.

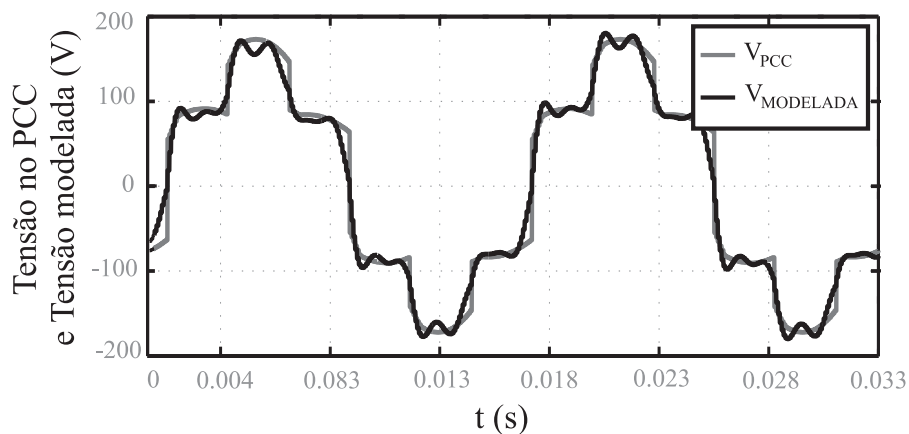


Figura 14: Tensões no PCC: real e modelada contendo até a décima primeira harmônica.

2.5.4 Conclusões

Independentemente dos valores dos parâmetros da carga, da impedância de linha e do tipo de componentes utilizados, se houver variações nos mesmos, tais variações afetarão o sinal de tensão no ponto de conexão de forma a modificar seu conteúdo harmônico. Este

tipo de degradação das tensões da rede, é extremamente crítico pois implica na queda de desempenho do sistema como um todo, afetando toda carga conectada ao ponto de conexão. A modelagem proposta neste capítulo é importante no sentido de que estas variações, refletidas nas tensões do ponto de conexão, podem ser consideradas com a inserção de harmônicos no modelo destas tensões.

Do ponto de vista de controle, a vantagem desta nova modelagem está no fato de que, para o projeto do controlador, a dinâmica da planta como um todo pode ser conhecida apenas considerando-se o filtro L de saída do inversor, os sinais de tensão no ponto de conexão e derivada destes. Para casos em que é necessário o valor destes sinais em tempo real, por exemplo, quando deve-se realimentá-los para a geração da lei de controle, tais sinais e derivadas destes podem ser filtrados através de métodos utilizando filtros passa-baixas, método dos vetores filtrados no espaço $\alpha - \beta$, filtro de Kalman, entre outros (CARDOSO et al., 2006), (CAMARGO; PEREIRA; PINHEIRO, 2005).

3 *FILTRO DE KALMAN*

3.1 Introdução

Após a obtenção do modelo matemático que representa o comportamento da planta em questão e de onde tem-se o conhecimento das variáveis de estado relevantes para o processo de controle do sistema, parte-se para a geração de referências e estimativa das variáveis de interesse que não podem ser diretamente medidas.

Tanto com relação à geração de referências quanto à extração das variáveis de controle que não podem ser medidas é importante que se tenha um método capaz de rejeitar perturbações advindas dos ruídos de medida ao mesmo tempo que tenha uma resposta transitória rápida. Surge então, um compromisso entre rejeição de perturbações e resposta transitória. Uma solução para o problema foi proposta por (CARDOSO et al., 2007) os quais, com base na teoria de filtragem ótima, apresentam um algoritmo capaz de extrair as componentes harmônicas de um sinal, disponibilizando, portanto, uma eficaz ferramenta para a extração das informações para compensação de harmônicas, desequilíbrio de correntes e fator de potência, bem como para estimativa das harmônicas de tensão no ponto de conexão e suas respectivas derivadas, as quais são consideradas no modelo do sistema como um todo.

3.2 O Filtro

As componentes harmônicas de um sinal qualquer, podem ser otimamente estimadas através de um filtro de Kalman usando um modelo matemático adequado que represente a evolução de tal sinal.

Considere um sistema dinâmico representado pelo seguinte modelo estocástico:

$$x_{k+1} = \Phi_k x_k + \Gamma_k \gamma_k, \quad (3.1)$$

$$y_k = F_k x_k + \nu_k, \quad (3.2)$$

$$\dim x_k = n \times 1, \dim y_k = r \times 1, \dim \gamma_k = p \times 1, \quad (3.3)$$

onde γ_k e ν_k são sequências de ruído branco gaussiano, não correlacionadas, com médias e covariâncias dadas por

$$E\{\gamma_i\} = 0, \quad E\{\gamma_i \gamma_j^T\} = Q_i \delta_{ij}, \quad (3.4)$$

$$E\{\nu_i\} = 0, \quad E\{\nu_i \nu_j^T\} = R_i \delta_{ij}, \quad (3.5)$$

$$E\{\gamma_i \nu_j^T\} = 0, \quad E\{\gamma_i x_j^T\} = 0, \quad E\{\nu_i x_j^T\} = 0, \quad \forall i, j, \quad (3.6)$$

onde $E\{\cdot\}$ é o operador esperança e δ_{ij} é a função delta de Kronecker. As Matrizes Φ_k , Γ_k e F_k tem dimensões adequadas.

O vetor $\hat{x}_{k+1|k}$ é a estimativa do vetor de estados x_{k+1} , calculado no instante t_k , a equação de filtragem é dada por (BROWN, 1992):

$$\hat{x}_{k+1|k} = \Phi_k \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - F_k \hat{x}_{k|k-1}) \quad (3.7)$$

onde

$$K_k = \Phi_k P_{k|k-1} F_k^T (F_k P_{k|k-1} F_k^T + R_k)^{-1} \quad (3.8)$$

e

$$P_{k+1|k} = \Phi_k P_{k|k-1} \Phi_k^T - K_k F_k P_{k|k-1} \Phi_k^T + \Gamma_k Q_k \Gamma_k^T \quad (3.9)$$

com condições iniciais $\hat{x}_{0|-1}$ e $P_{0|-1}$. Ainda,

$$P_{k+1|k} \triangleq E \{ (x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})^T \} \quad (3.10)$$

representa a covariância do erro estimado do vetor x_{k+1} , calculada no instante t_k .

3.2.1 Modelo de um sinal com harmônicas

Para o uso do filtro de Kalman, de (3.1)-(3.2), é necessário um modelo que descreva a evolução do sinal a ser filtrado. Neste caso, um sinal com harmônicas. Como já apresentado em (CARDOSO et al., 2006) um sinal S_k com n componentes harmônicas, dado

por,

$$S_k = \sum_{i=1}^n A_{i_k} \sin(i\omega_k t_k + \theta_{i_k}) \quad (3.11)$$

onde A_{i_k} , $i\omega_k$ e θ_{i_k} são a amplitude, frequência angular e a fase de cada componente harmônica i no instante t_k , tem a seguinte representação em espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} M_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & M_n \end{bmatrix}_k \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \vdots \\ \gamma_{2n-1} \\ \gamma_{2n} \end{bmatrix}_k, \quad (3.12)$$

$$y_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix}_k + \nu_k, \quad (3.13)$$

onde

$$M_i = \begin{bmatrix} \cos(i\omega_k T_s) & \sin(i\omega_k T_s) \\ -\sin(i\omega_k T_s) & \cos(i\omega_k T_s) \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

$$x_{(2i-1)_k} = A_{i_k} \sin(i\omega_k t_k + \theta_{i_k}), \quad (3.15)$$

e

$$x_{2i_k} = A_{i_k} \cos(i\omega_k t_k + \theta_{i_k}). \quad (3.16)$$

Em (3.12) o vetor $[\gamma_1 \ \gamma_2 \ \cdots \ \gamma_{2n-1} \ \gamma_{2n}]_k^T$ é considerado como um vetor distúrbio que modela amplitude ou mudança de fase no sinal. Em (3.13) ν_k representa o ruído de medida. Desde que o modelo matemático(3.12)-(3.14) descreve um sinal com harmônicos, tem-se então a forma apropriada, necessária para o uso no filtro de Kalman.

3.3 Geração de referências

O algoritmo de geração de referências para compensação de harmônicos de corrente, correção do fator de deslocamento e compensação de desequilíbrio esta descrito no anexo A.

3.4 Filtragem das tensões e derivadas no ponto de conexão

Da mesma forma que para os sinais de corrente, as componentes harmônicas de um sinal de tensão podem ser extraídas utilizando-se do filtro de Kalman acima descrito. Desta forma, medindo-se as tensões no PCC e extraindo as componentes harmônicas e suas respectivas componentes em em quadratura, representadas pelo modelo de um sinal com harmônicos da equação (3.12), obtém-se as seguintes relações para as tensões harmônicas V_{i_k} e suas respectivas derivadas $\frac{dV_{i_k}}{T_s}$:

$$\hat{V}_{i_k} = x_{(2i-1)_k} = A_{i_k} \sin(i\omega_k t_k + \theta_{i_k}), \quad (3.17)$$

e

$$\left(\frac{d}{dt}\hat{V}_i\right)_k \approx \omega_k x_{2i_k} = \omega_k A_{i_k} \cos(i\omega_k t_k + \theta_{i_k}). \quad (3.18)$$

em que i representa a ordem da harmônica que se deseja filtrar.

3.5 Resultados

Os resultados apresentados foram obtidos através da implementação prática de um condicionador de energia em malha aberta, apenas utilizando-se dos sinais de referência filtrados e os sinais da corrente de carga. O sistema de controle é formado por um inversor trifásico a três fios modulado em largura de pulso PWM, alimentado por uma fonte de tensão de corrente contínua CC, e com filtro RL de saída, como o apresentado na seção 2.2. O algoritmo de extração dos sinais de interesse, pelo método de filtragem ótima, é implementado utilizando o Controlador Digital de Sinais (DSC *Digital Signal Controller*), TMSF320C28335 da *Texas Instruments*, com aritmética em ponto flutuante, o qual possui capacidade de processamento de 3 Gigaflops, conversor A/D com taxa de conversão de 25MHz e registradores para geração de sinais PWM. Ao que diz respeito ao filtro de Kalman, o algoritmo deve ser capaz de gerar as referências para compensação de harmônicos de corrente, desequilíbrio e reativos e, quanto as variáveis de interesse, deve filtrar as tensões e derivadas das tensões do ponto de conexão de forma a atender o modelo descrito no capítulo 2. Os resultados são apresentados em valores por unidade (p.u), cujas bases de tensão e corrente são, respectivamente, $V_{base} = 155V$ e $I_{base} = 10A$.

3.5.1 Geração de referências

A figura 15 mostra o desempenho do algoritmo de geração de referências quanto à compensação de harmônicos, para um sistema que alimenta uma carga retificada trifásica, utilizando-se de um retificador trifásico de onda completa, com carga RL de saída, com $R = 30\Omega$ e $L = 25mH$. Nesta figura são mostradas as correntes demandadas pela carga, a corrente de referência na fase "c", i_{refc} , gerada pelo Filtro de Kalman, e a corrente de carga menos a referência, denominada por corrente compensada. Percebe-se, a partir de uma

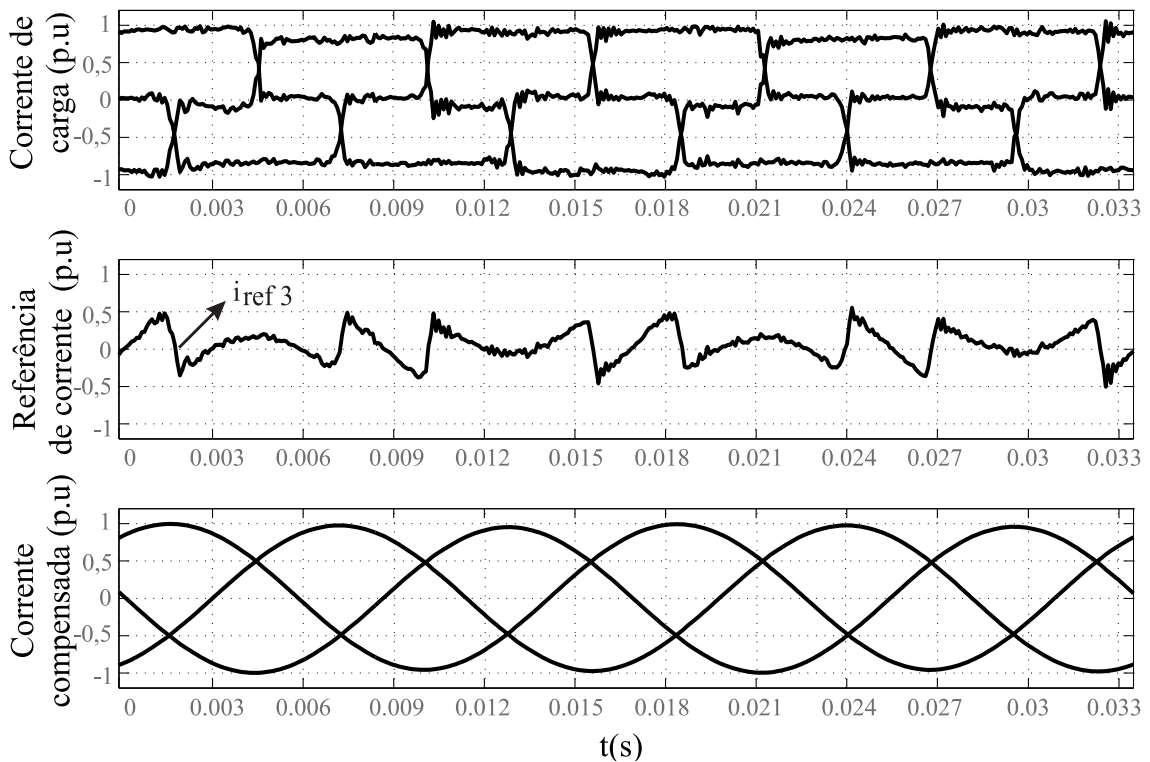


Figura 15: Desempenho do filtro de Kalman quanto a compensação de harmônicos

análise qualitativa que a corrente compensada caracteriza uma adequada compensação de harmônicos de corrente, ou seja, a corrente que deverá ser entregue pela rede é composta essencialmente essencialmente fundamental.

A figura 16 apresenta agora o desempenho do filtro de Kalman quanto à compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência. A carga retificada trifásica utilizada é a mesma empregada no ensaio anterior. Para inserção de desequilíbrio de corrente inseriu-se ainda uma carga monofásica R-L (com $R = 30\Omega$ e $L = 5mH$) conectada às fases "a" e "b". Nesta figura as correntes demandadas pela carga, a corrente de referência na fase "b", i_{refb} , gerada pelo Filtro de Kalman, e as correntes de carga menos as referências,

denominadas por correntes compensadas, são apresentadas. Três tipos de compensação são realizadas em diferentes instantes: Primeiramente, nos dois primeiros ciclos de 60 Hz (0 a 33ms), faz-se apenas a compensação de harmônicos, de (33ms a 66ms) realiza-se a compensação de desequilíbrio, sem a correção do fator de potência, note que as formas de onda de corrente compensada e tensão encontram-se significativamente defasadas, de (66ms a 100ms) adiciona-se a referência para compensação do fator de potência, note que neste intervalo de tempo as formas de onda de tensão e corrente compensada são praticamente fundamentais, equilibradas e em fase, caracterizando uma correta geração de referências para compensação de harmônicas, desequilíbrio e fator de potência de deslocamento (FPD).

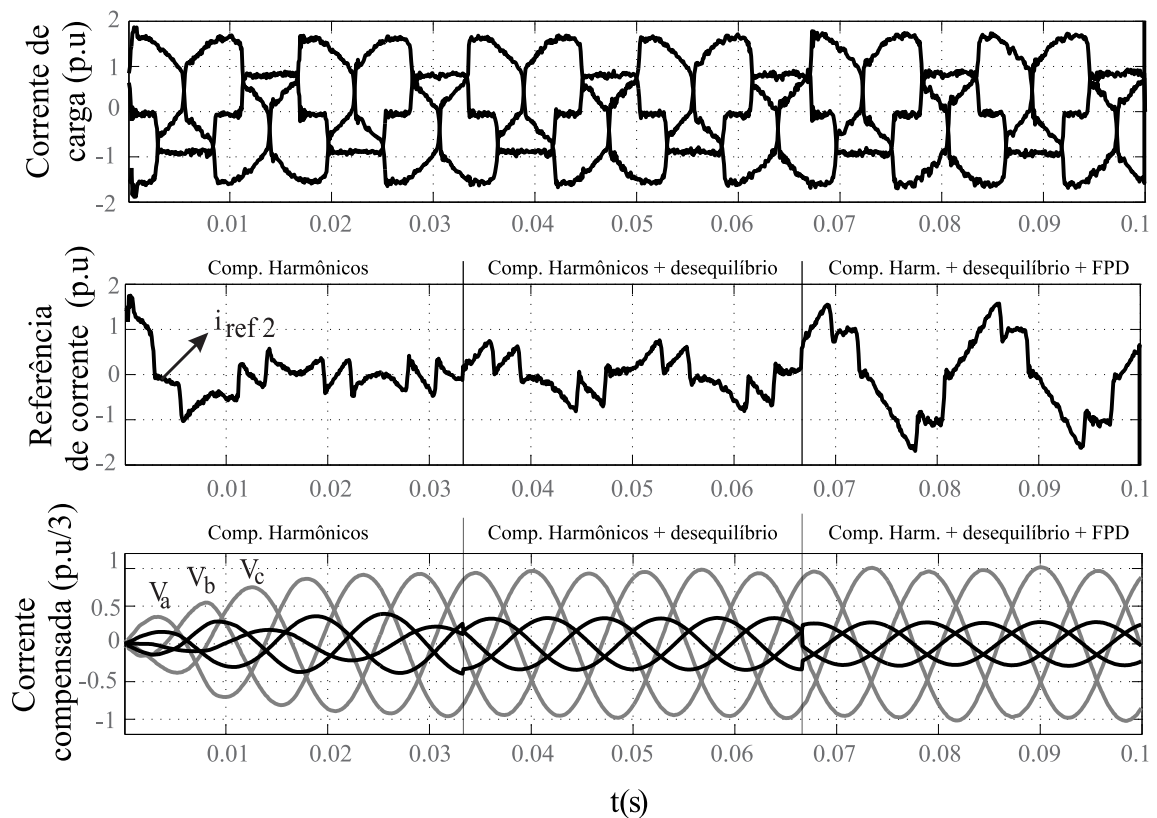


Figura 16: Desempenho do filtro de Kalman quanto a compensação de harmônicos + desequilíbrio + FDP

3.5.2 Estimativa das tensões no ponto de conexão

A fim de verificar o desempenho do filtro de Kalman quanto a extração dos sinais de tensão e derivada da tensão no ponto de conexão, foram realizados 4 diferentes ensaios de forma a modificar o conteúdo harmônico dos sinais de tensão no ponto de conexão. Na

prática, modificou-se as impedâncias vistas do ponto de conexão para a rede inserindo-se indutores em série na saída de um transformador variável. Primeiramente, analisa-se o rastreamento sem a inserção dos indutores, e a impedância da rede é a impedância intrínseca do transformador variável. Para o segundo ensaio, inseriu-se indutores de $800\mu H$ em série com cada um das fases da rede. Uma indutância de $2.8mH$ é inserida de forma a obter-se o terceiro ensaio. E por fim, para o último ensaio, uma indutância de $5.8mH$ é adicionada em série com a rede a fim de modificar o conteúdo harmônico de tensão. Como carga utilizou-se um retificador trifásico 6-pulsos com carga RL em série, onde $R = 27.5\Omega$ e $L = 25mH$, e um retificador monofásico também com carga RL em série, em que $R = 30\Omega$ e $L = 1mH$, conectado entre as fases "2" e "3".

É importante salientar que, como o rastreamento dos sinais pelo filtro de Kalman depende diretamente das componentes em fase e das componentes em quadratura, pode-se verificar uma adequada estimativa da derivada da tensão apenas através da observação dos valores de tensão estimados, que devem estar próximos das tensões medidas.

3.5.2.1 Ensaio com impedância do transformador variável

A figura 17 mostra as tensões medidas no ponto de conexão em p.u (V_{abcPCC}) e as tensões estimadas pelo filtro de Kalman (\hat{V}_{abcPCC}). Neste caso, apenas a componente fundamental é considerada.

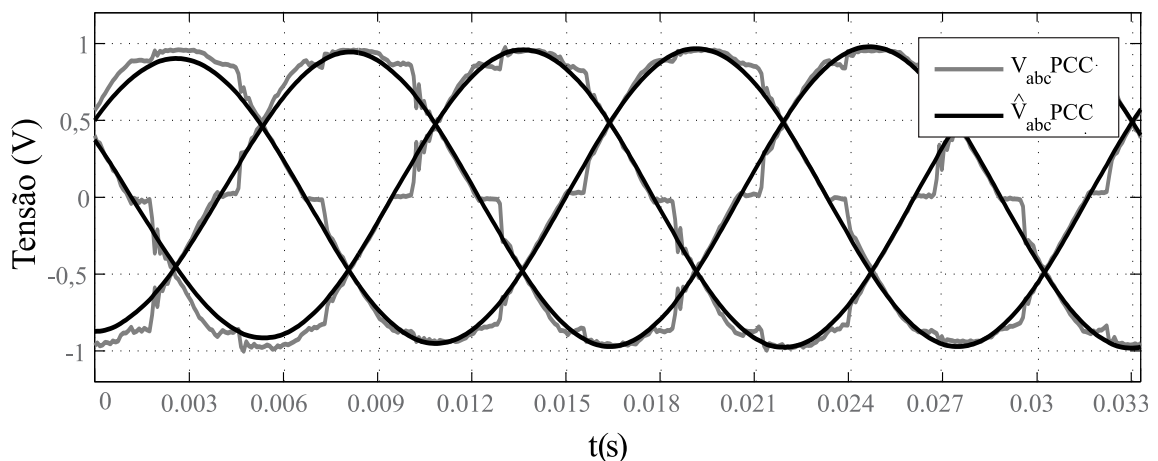


Figura 17: Tensões medidas e estimadas no PCC (sob impedância intrínseca do transformador variável), Componente fundamental estimada.

A figura 18 mostra o caso em que um maior número de componentes harmônicas de

tensão são consideradas no modelo do filtro de Kalman (harmônicas ímpares até a décima primeira). Nota-se que as formas de onda estimadas e as formas de onda medidas são bem aproximadas, o que demonstra a eficácia do método considerado para a estimativa de tais variáveis.

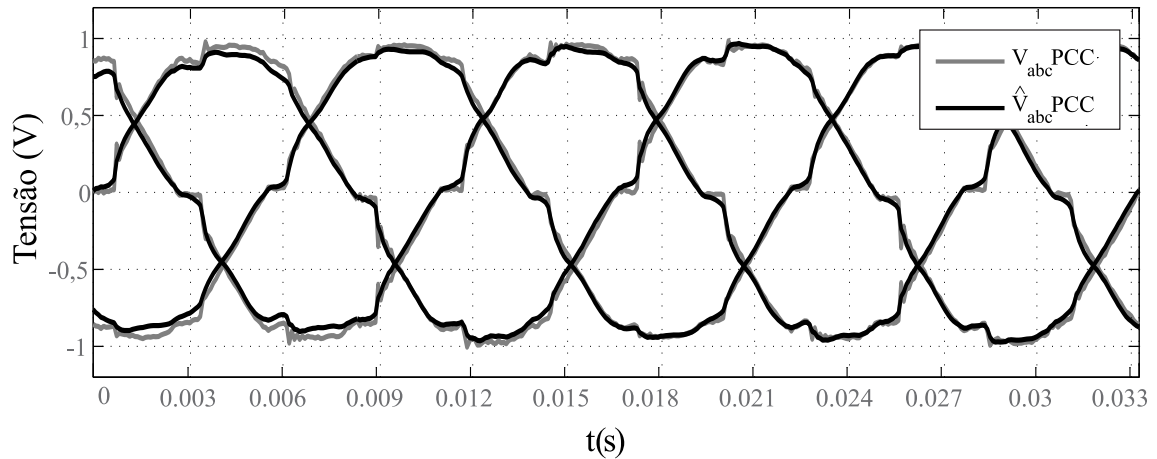


Figura 18: Tensões medidas e estimadas no PCC, com modelo considerando da fundamental à 11ª harmônica ímpar (sob impedância intrínseca do transformador variável)

3.5.2.2 Ensaio com adição de $800\mu H$

Com o aumento da impedância de rede, há de se esperar que as tensões no ponto de conexão apresentem, devido a presença da carga retificada, um aumento nos sinais de ordem harmônica elevada. Assim, como mostra a figura 19, percebe-se uma sutil degradação

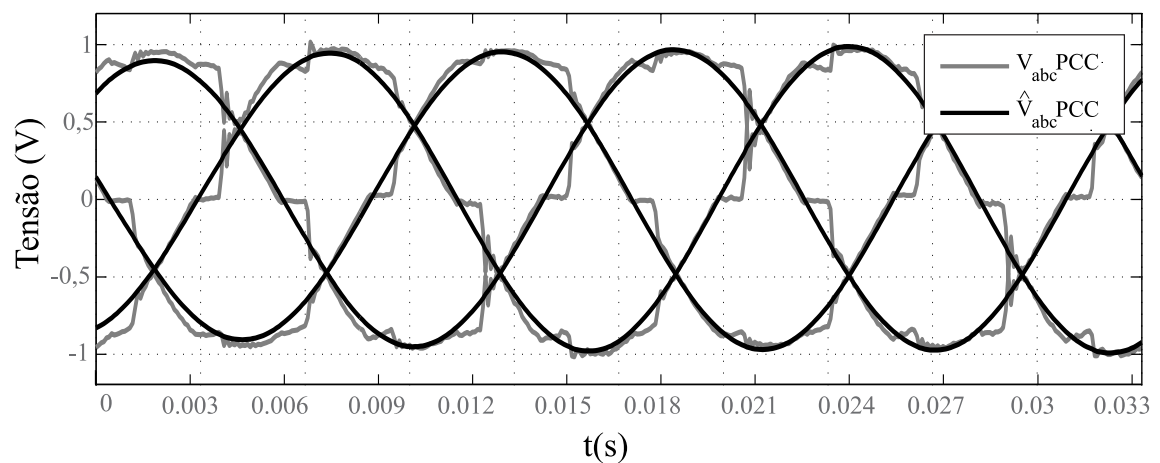


Figura 19: Tensões medidas e estimadas no PCC, fundamental ($800\mu H$)

da qualidade da tensão obtida no ponto de conexão. Com relação à estimativa dada pelo filtro de Kalman percebe-se que, também neste caso, o sinal fundamental filtrado está

em fase com a tensão medida, o que mostra o adequado funcionamento do estimador na obtenção da primeira harmônica. A figura 20, para o caso em que se considera da primeira à décima primeira harmônica ímpar, mostra também o coerente acompanhamento da tensão medida pelo sinal filtrado.

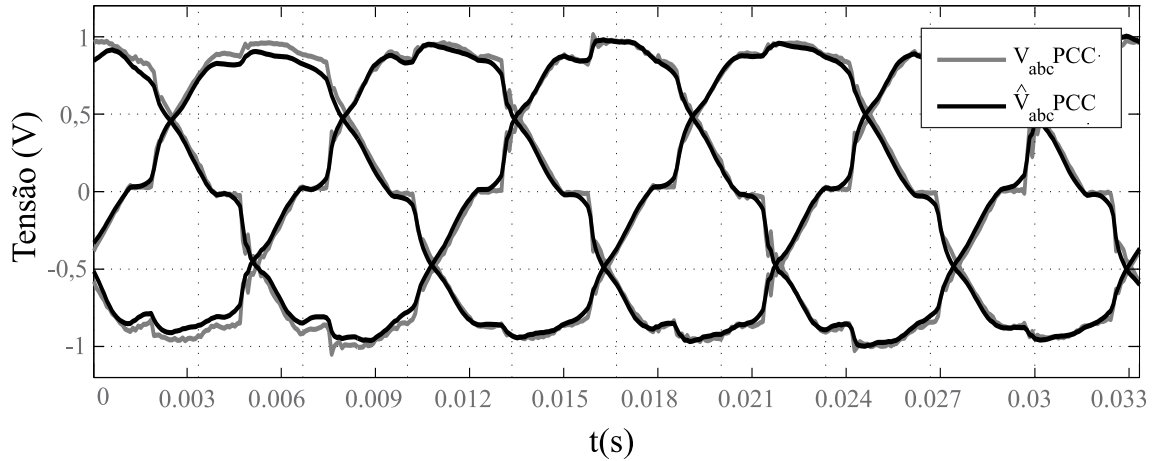


Figura 20: Tensões medidas e estimadas no PCC, da fundamental à 11ª harmônica ímpar ($800\mu H$)

3.5.2.3 Ensaio com adição de $2.8mH$

Com a adição de $2.8mH$ à impedância de linha, percebe-se agora um significativo aumento no conteúdo harmônico de tensão. Da mesma forma que para os casos anteriores,

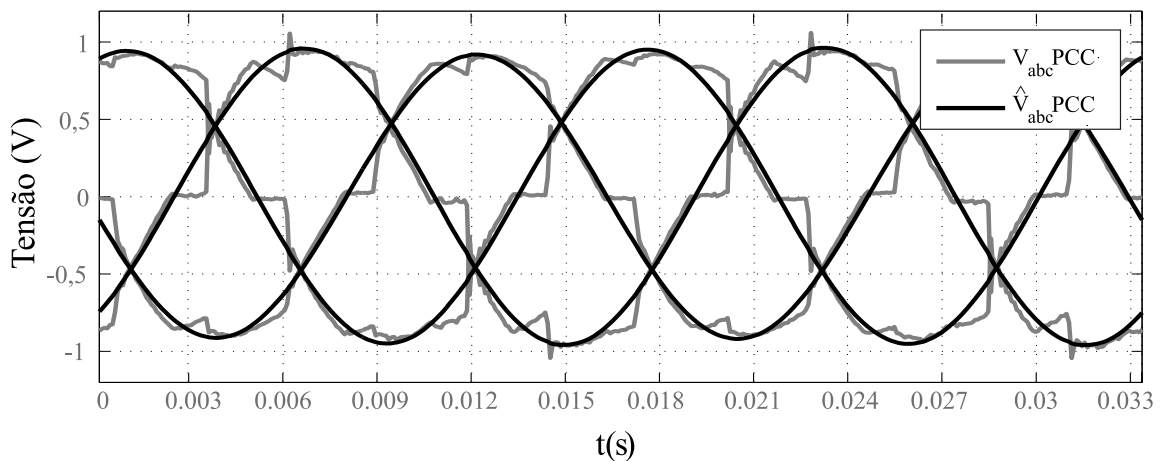


Figura 21: Tensões medidas e estimadas no PCC, fundamental ($2.8mH$)

como apresentado na figura 21, considerando-se uma única harmônica de tensão e na figura 22, considerando-se da primeira à décima primeira harmônica de tensão, o filtro de Kalman apresenta uma adequada estimativa das variáveis medidas.

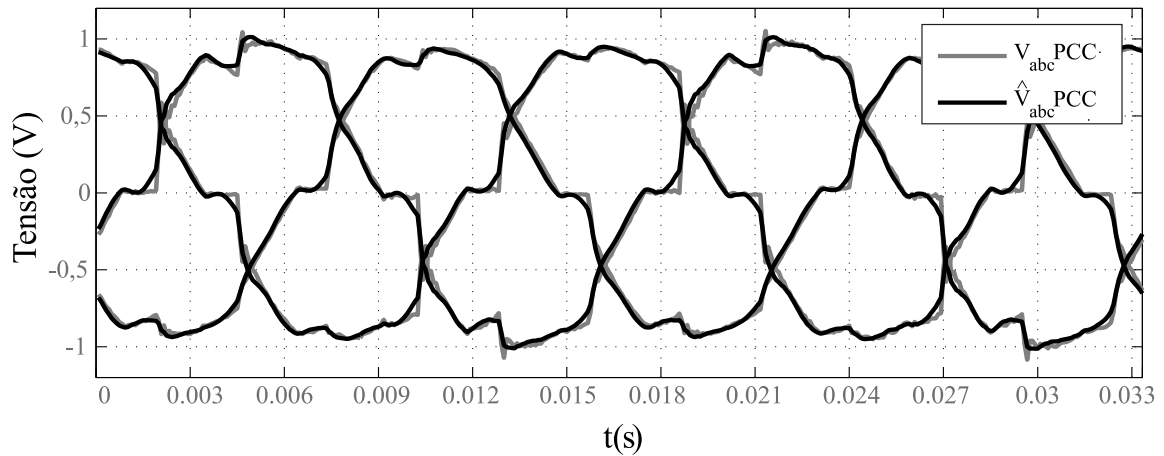


Figura 22: Tensões medidas e estimadas no PCC, da fundamental à 11^a harmônica ímpar ($2.8mH$)

3.5.2.4 Ensaio com adição de $5.8mH$

Finalmente, para um caso extremo de impedância da rede, com a adição de uma indutância de $5.8mH$, tem-se um sinal de tensão no ponto de conexão significativamente degradado. O desempenho do filtro de Kalman contido não é afetado pelo aumento do

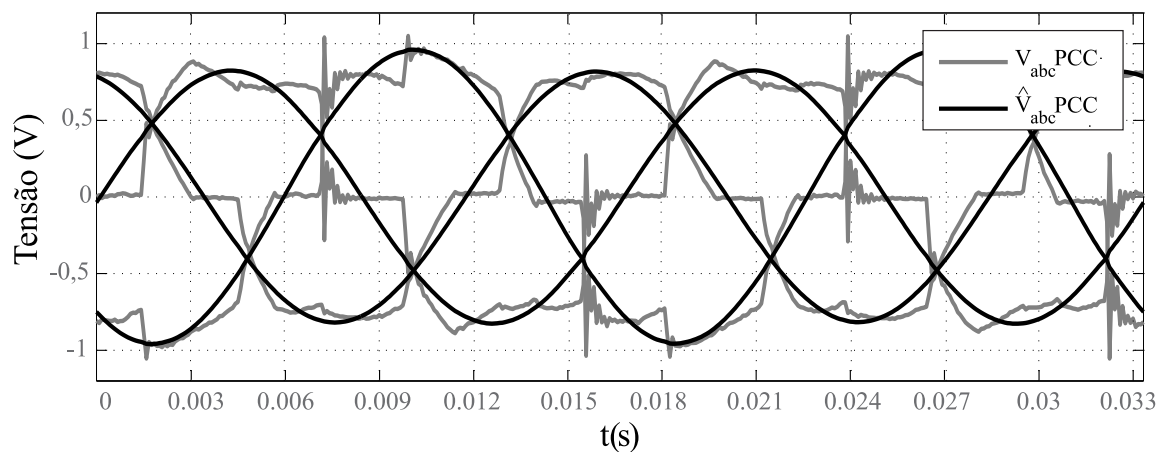


Figura 23: Tensões medidas e estimadas no PCC, fundamental ($5.8mH$)

conteúdo harmônico do sinal, apresentado um adequada filtragem das tensões medidas, como mostram a figura 23, para o caso em que apenas a fundamental é considerada, e a figura 24, para o caso em que se considera da primeira à décima primeira harmônica de tensão.

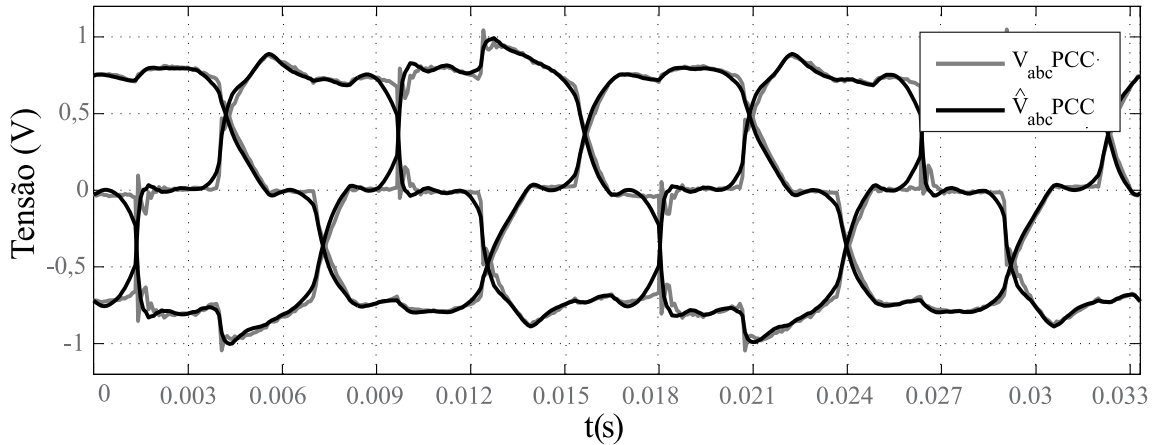


Figura 24: Tensões medidas e estimadas no PCC, da fundamental à 11^a harmônica ímpar ($5.8mH$)

3.6 Conclusões

No capítulo 2 foi mostrado que as tensões no ponto de conexão podem ser matematicamente modeladas. Considerou-se assim a dinâmica das tensões no PCC como parte do modelo matemático da planta. Contudo, nem todos os estados deste modelo das tensões (derivadas dos sinais) são passíveis de medição, portanto uma estratégia para estimativa de tais estados deve ser adotada.

Este capítulo apresentou, como forma de solução para este problema, uma abordagem estocástica, utilizando-se de filtros de Kalman com o intuito de estimar os sinais requeridos na modelagem do sistema. Tais sinais posteriormente desempenharão papel importante na estratégia de controle. Como mostrado nos resultados experimentais, a estratégia de filtragem dos sinais de tensão adotada é satisfatória para uma faixa relativamente larga de variações na impedância da rede, rastreando adequadamente os sinais fundamentais e de harmônicos considerados no modelo do filtro de Kalman, desde uma pequena impedância de rede ($800\mu H$) até o caso extremo de ($5.8mH$) deste parâmetro do sistema.

Ademais, o algoritmo apresentado mostrou um desempenho satisfatório também quanto à geração das referências estimadas através da corrente de carga, mostrando-se capaz de gerar otimamente as referências para compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência.

4 *CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRAL*

4.1 Introdução

Definidos o modelo da planta, a estratégia para geração das referências e as estimativas das variáveis que não podem ser diretamente medidas, parte-se para o projeto do compensador. Para sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), é comum o uso de transformações lineares, como as transformadas " $\alpha\beta$ " e " dq ", com o intuito de facilitar a estratégia de controle através do desacoplamento de determinadas variáveis. O controlador proporcional integral, por sua facilidade de implementação e sintonia é, hoje em dia, um dos controladores mais utilizados nas mais diversas aplicações envolvendo controle de processos. Este foi escolhido e projetado, segundo (CAMARGO, 2006), para o controle do condicionador de potência a fim de se obter uma referência para comparação entre os compensadores que serão apresentados no capítulo seguinte.

4.2 Estrutura do controlador

No domínio do tempo, o controlador proporcional-integral é definido como mostram as equações (4.1)

$$\begin{aligned} u_d &= k_p e_d + k_i \int e_d dt \\ u_q &= k_p e_q + k_i \int e_q dt \end{aligned} \quad (4.1)$$

onde $e_d = i_{refd} - i_d$ e $e_q = i_{refq} - i_q$ são os erros de corrente, e i_{refd} e i_{refq} são as referências de corrente respectivos a i_d e i_q . Os escalares k_p e k_i são os ganhos associados às ações proporcional e integral, respectivamente. No domínio da frequência, o controlador PI é

descrito através da sua função de transferência, a qual é mostrada na equação (4.2)

$$G_{PI}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s}. \quad (4.2)$$

4.3 PI aplicado ao sistema de condicionamento de energia

A equação (2.19), que representa o modelo da planta em espaço de estados, apresentado no capítulo 2, pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_d}{dt} + R_f i_d &= L_f \omega i_q - v_{dc} d_{nd} + v_d \\ L_f \frac{di_q}{dt} + R_f i_q &= -L_f \omega i_d - v_{dc} d_{nq} + v_q \end{aligned}. \quad (4.3)$$

Note que há acoplamento entre as correntes em coordenadas d e q .

Definindo-se agora, a ação de controle como na equação (4.4), (KEDJAR; AL-HADDAD, 2009),

$$\begin{aligned} u_d &= L_f \omega i_q - v_{dc} d_{nd} + v_d, \\ u_q &= -L_f \omega i_d - v_{dc} d_{nq} + v_q, \end{aligned} \quad (4.4)$$

tem-se que

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_d}{dt} + R_f i_d &= u_d, \\ L_f \frac{di_q}{dt} + R_f i_q &= u_q, \end{aligned} \quad (4.5)$$

ou seja, através desta transformação dos parâmetros de entrada, o problema de rastreamento das correntes com dinâmicas acopladas foi transformado em um problema com dinâmicas desacopladas. Assim, as correntes i_d e i_q podem ser controladas independentemente atuando-se sobre as entradas u_d e u_q , respectivamente. Desta forma, obtidas as entradas u_d e u_q necessárias para o controle da planta, através da equação (4.1), obtém-se as variáveis de comutação do inversor, " d_{nd} " e " d_{nq} ", utilizando-se a equação (4.4).

Portanto, para o sistema de condicionamento de energia em questão, considerando-se dois sistemas desacoplados, a função de transferência em malha fechada dos laços de corrente considerando realimentação unitária, que será utilizada para projeto dos ganhos de ação proporcional e integral, k_p e k_i , é representada pela equação (4.6), abaixo

$$G_{MF}(s) = \frac{I(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{k_p}{L_f} \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s^2 + \frac{(R_f + k_p)}{L_f} s + \frac{k_i}{L_f}}, \quad (4.6)$$

onde $I(s)$ e $I_{ref}(s)$ são as transformadas de Laplace da corrente de saída e da corrente de referência, respectivamente. Dividindo-se a equação acima por L_f , chega-se a

$$G_{MF}(s) = \frac{I(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{\frac{k_p}{L_f}s + \frac{k_i}{L_f}}{s^2 + \frac{(R_f + k_p)}{L_f}s + \frac{k_i}{L_f}} \quad (4.7)$$

e, considerando a resistência R_f desprezível com relação aos ganhos do compensador, tem-se que

$$G_{MF}(s) = \frac{I(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{\frac{k_p}{L_f}s + \frac{k_i}{L_f}}{s^2 + \frac{k_p}{L_f}s + \frac{k_i}{L_f}}. \quad (4.8)$$

A equação (4.9) representa um sistema de segunda ordem no domínio s , tal que:

$$G(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (4.9)$$

Substituindo s na equação (4.10) por $j\omega_c$, onde ω_c é a largura de faixa da banda passante, tem-se:

$$G(j\omega) = \frac{2\xi\omega_n(j\omega_c) + \omega_n^2}{(j\omega_c)^2 + 2\xi\omega_n(j\omega_c) + \omega_n^2}, \quad (4.10)$$

sendo que a largura de faixa $j\omega_c$ é determinada por:

$$20 \log G(j\omega_c) = -3,01dB. \quad (4.11)$$

Sabe-se $-3,01dB$ corresponde a um ganho de 0,707, assim o módulo de $G(j\omega)$

$$\frac{\sqrt{(2\xi\omega_n\omega_c)^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_c^2)^2 + (2\xi\omega_n\omega_c)^2}} = 0,707. \quad (4.12)$$

Após algumas operações algébricas, utilizando-se de (4.12) e (4.8) pode-se derivar as seguintes expressões:

$$k_p = \frac{2\xi\omega_c L_f}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}}} \quad (4.13)$$

e

$$k_i = \left(\frac{\omega_c}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi^2)^2 + 1}}} \right)^2 L_f. \quad (4.14)$$

Neste trabalho, o controlador é sintonizado de forma que, em malha fechada, a resposta em frequência seja coerente com as frequências dos sinais a serem compensados, ou seja, definida a faixa de frequência dos sinais que devem ser compensados, neste caso de

0 à frequência de corte, projeta-se os ganhos do controlador de forma a obter a função de transferência em malha fechada com aproximadamente 0 dB de ganho na faixa de frequência considerada, segundo as equações (4.13) e (4.14).

4.4 Resultados

A fim de se verificar o adequado funcionamento do compensador proporcional-integral, obteve-se resultados experimentais utilizando-se do sistema de condicionamento de energia mostrado na figura 25 (a). A descrição completa do sistema de controle e instrumentação,

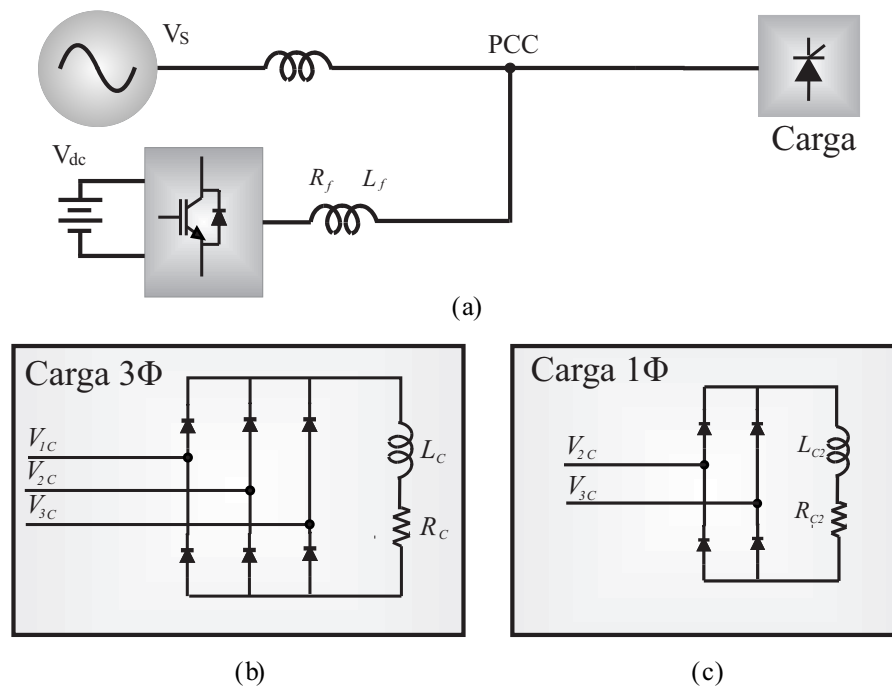


Figura 25: (a) Diagrama esquemático do condicionador de potência (b) Retificador trifásico com carga R - L de saída (c) Retificador monofásico com carga R - L de saída.

usado para a obtenção dos resultados experimentais deste condicionador de energia, é apresentada no apêndice D.

Foram realizados ensaios para dois tipos de carga, conforme mostra a figura 25. Primeiramente, utilizou-se uma carga retificada trifásica, figura 25 (b), em que se faz a compensação de harmônicos. Em um segundo ensaio, conecta-se uma carga monofásica às fases "2" e "3", figura 25 (c), de forma a obter-se desequilíbrio de corrente. Neste ensaio realiza-se então a compensação de harmônicos, de desequilíbrio e de fator de potência. Os parâmetros do sistema são apresentados na tabela 2.

OBS: Nos capítulos 4 e 5, são apresentados apenas resultados qualitativos, com o intuito de se verificar o adequado projeto dos controladores. Os resultados quantitativos, com comparações entre controladores através de índices desempenho, serão apresentados no capítulo 7 deste trabalho.

Tabela 2: Parâmetros de projeto

Tensão da rede	110V (<i>RMS</i>)	R_f	0.1 Ω
ω	376.9911rad/s	L_f	1mH
fs = fc	12kHz	R_C	30 Ω
V_{dc}	300V	L_C	30mH
k_p	0.9358	R_{C2}	30 Ω
k_i	3004	L_{C2}	1 mH

4.4.1 Ensaio 1: Carga trifásica

O ensaio com carga trifásica foi realizado através da conexão do retificador trifásico mostrado na figura 25 (b) ao circuito da figura 25 (a). Este ensaio pode ser considerado um caso extremo de cargas com características de fonte de corrente pois todas as correntes que devem ser compensadas encontram-se em frequências acima da fundamental, ou seja, não há componentes harmônicas no espectro dos sinais de referência em que é garantido erro nulo em regime permanente, dado que os eixos rotativos giram em sincronia com a frequência da rede.

A figura 26 (a) abaixo, mostra as correntes de carga i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} medidas. A figura 26 (b) mostra o resultado da compensação das correntes harmônicas pelo filtro ativo, conectado em paralelo com o sistema. Note a predominância agora da componente fundamental nas correntes compensadas.

É possível notar ainda a presença de "spikes" de corrente nas correntes compensadas. Este problema se deve ao fato de as derivadas de corrente serem extremamente elevadas, nos instantes de comutação do retificador, de forma que a ação de controle não é capaz de atuar eliminando totalmente este efeito indesejado. Controladores repetitivos são frequentemente utilizados na literatura a fim de resolver este problema, contudo, como o intuito desta dissertação é uma comparação entre controladores, no caso, os controladores

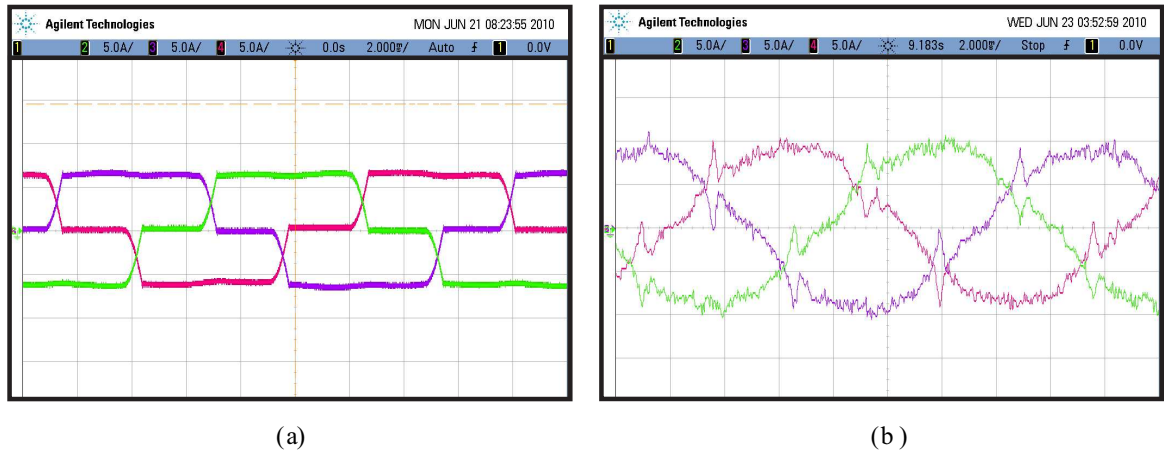


Figura 26: (a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.

PI, LQR, LQRI, LQRN e LQRNI, não serão adicionadas diferentes ações de controle a qualquer um dos compensadores em estudo.

A figura 27 mostra as correntes de referência, i_{ref1} , i_{ref2} e i_{ref3} , em preto, e as corrente de saída do filtro ativo, i_{F1} , i_{F2} e i_{F3} , em cinza, note o adequado rastreamento das referências pelas saídas utilizando-se do controlador PI.

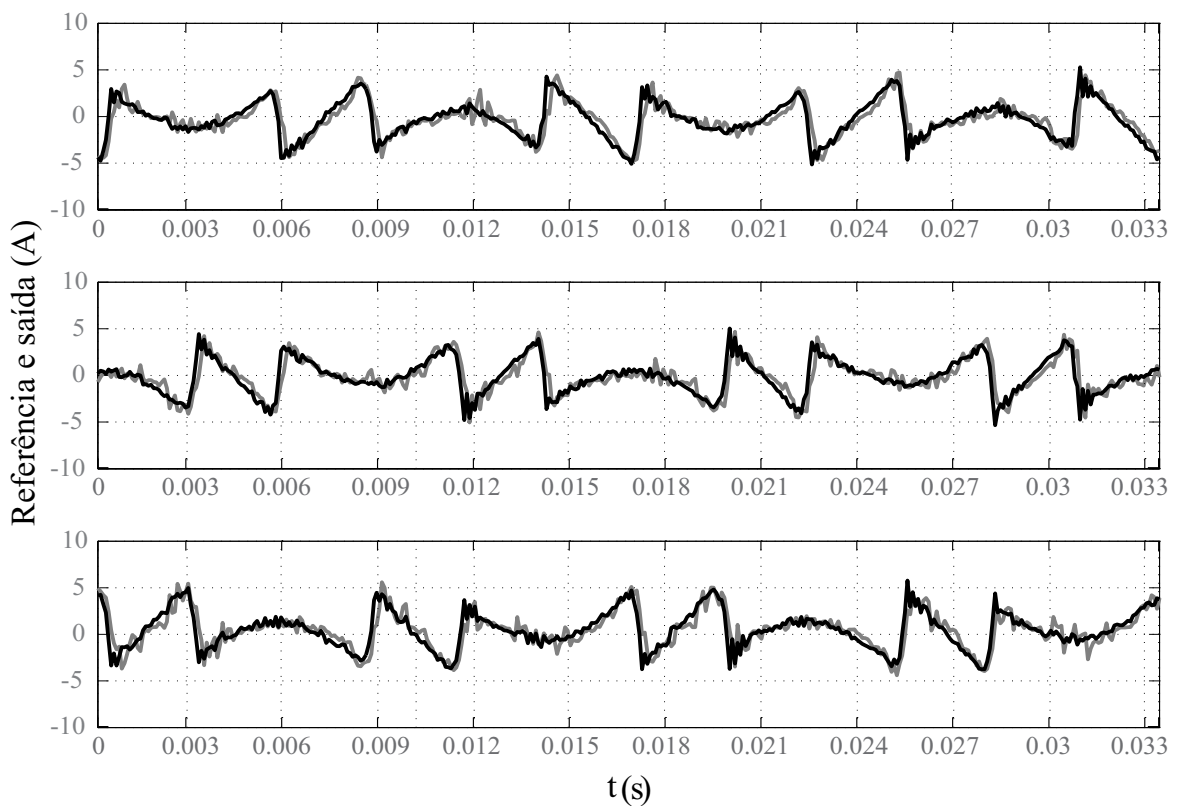


Figura 27: Correntes de referência e correntes de saída.

A figura 28 apresenta as entradas e saídas de condução do filtro ativo paralelo. Na

figura 28 (a), a entrada em condução nas três fases da corrente compensada é apresentada. A saída de condução do filtro para as três fases compensadas é mostrada na figura 28 (b). A figura 28 (c) mostra a entrada em condução para a corrente de carga i_{L1} , a corrente de compensação i_{F1} e a corrente compensada i_{S1} , enquanto que a saída de condução é apresentada na figura 28 (d).

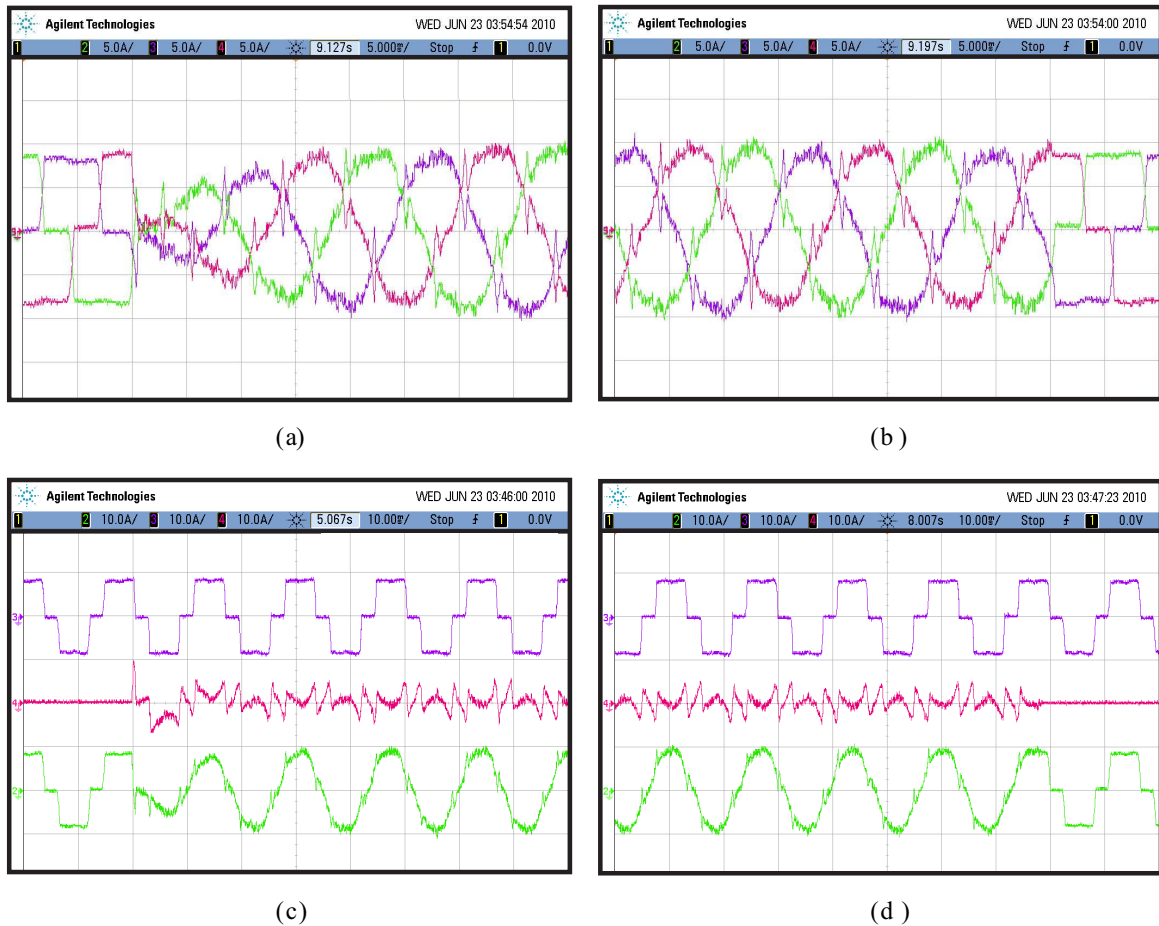


Figura 28: Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.

4.4.2 Ensaio 2: Carga trifásica e monofásica

4.4.2.1 Compensação de harmônicos e desequilíbrio

A figura 29 (a) mostra agora as correntes de carga, i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} , quando adicionado o circuito retificador monofásico à carga nas fases 2 e 3 do sistema. O resultado da compensação de corrente e de desequilíbrio através do filtro ativo é mostrado na figura 29 (b), que apresenta as corrente da rede, i_{S1} , i_{S2} e i_{S3} , predominantemente fundamentais e

equilibradas.

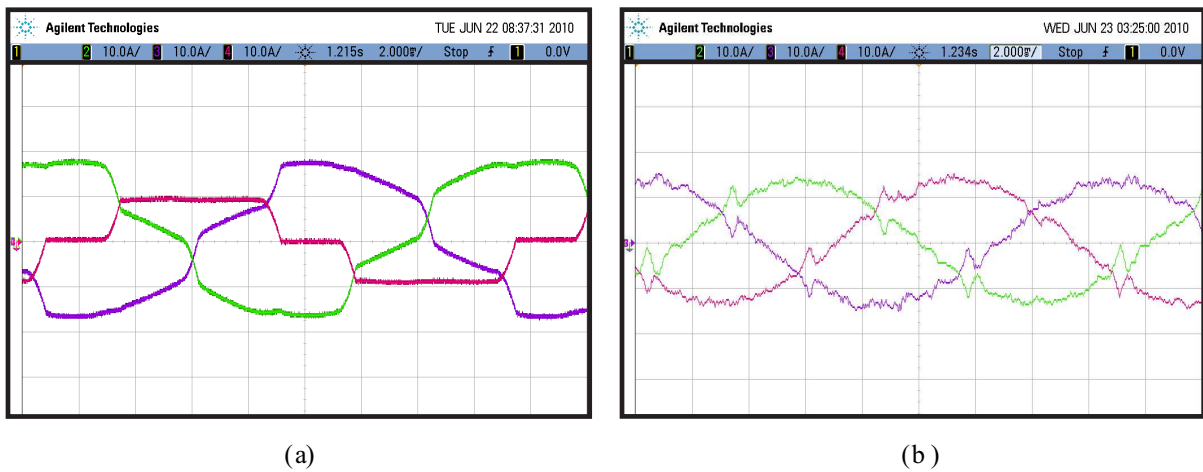


Figura 29: (a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.

A figura 30 apresenta as correntes de referência e a saída do condicionador de potência para as três fases. Note o adequado acompanhamento das referências de corrente pelas saídas do filtro ativo.

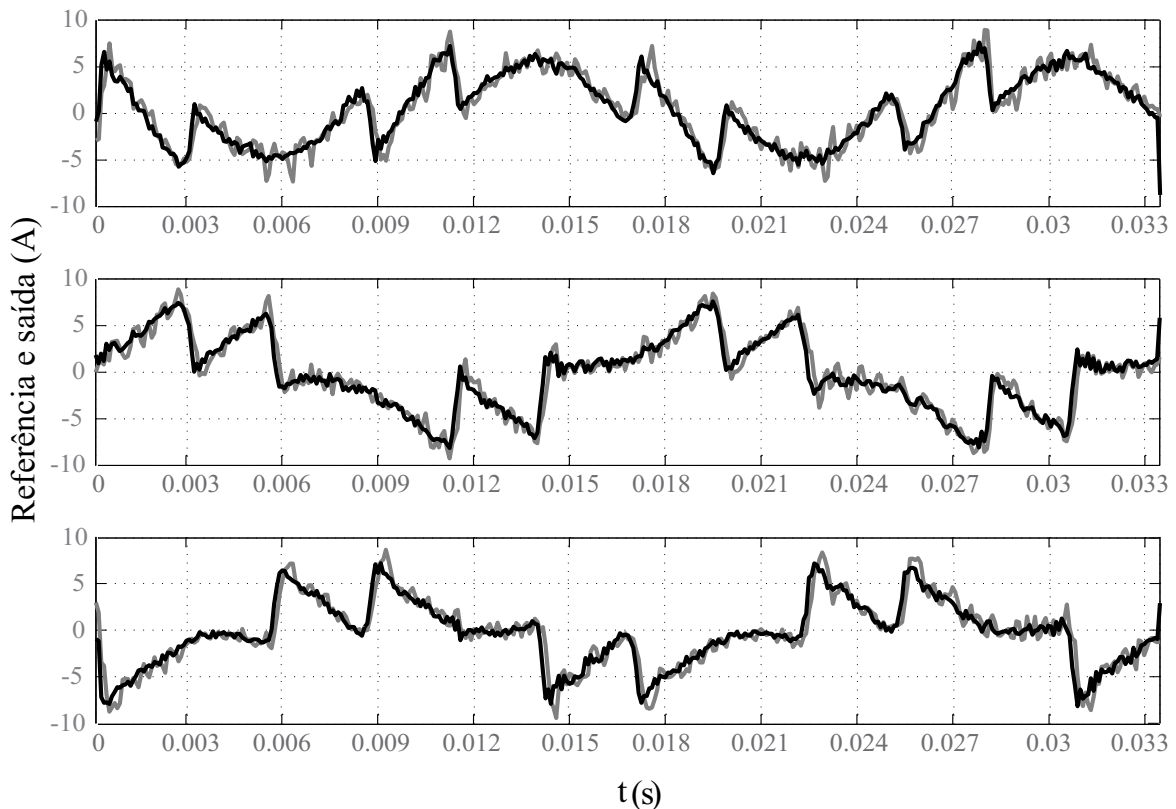


Figura 30: Correntes de referência e correntes de saída.

A figura 31 apresenta as entradas de funcionamento do filtro ativo de potência: Figura 31 (a) apresenta a entrada de funcionamento do FAPP com respeito às três fases de

corrente compensadas, i_{S1} , i_{S2} e i_{S3} , enquanto que a saída de funcionamento do FAPP é mostra na figura 31 (b). Com relação à fase 1, a figura 31 (c) apresenta a entrada

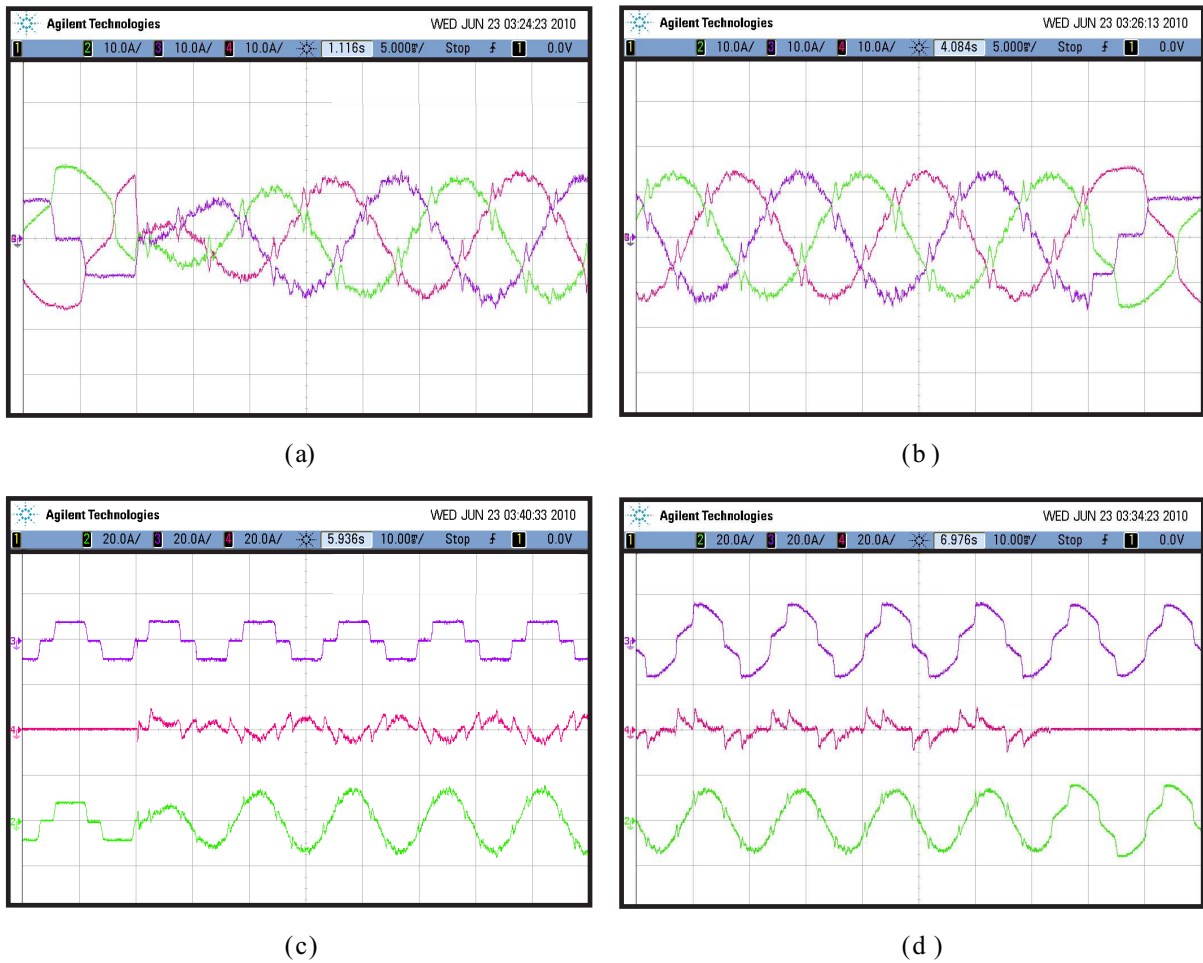


Figura 31: Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.

em condução para as correntes de carga, i_{L1} , de compensação, i_{F1} e compensada, i_{S1} , enquanto que a figura 31 (d) a apresenta a saída de condução do filtro ativo com relação às correntes na fase 3.

4.4.2.2 Compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência

A figura 32 apresenta as tensões no ponto de conexão e as correntes compensadas para os três tipo de compensação propostos: Compensação de harmônicos, compensação de desequilíbrio e compensação do fator de potência.

Primeiramente, de 0 à 33ms, se compensa apenas o conteúdo harmônico das 3 fases de corrente acima da fundamental. Note a diferença de amplitude das correntes compensadas

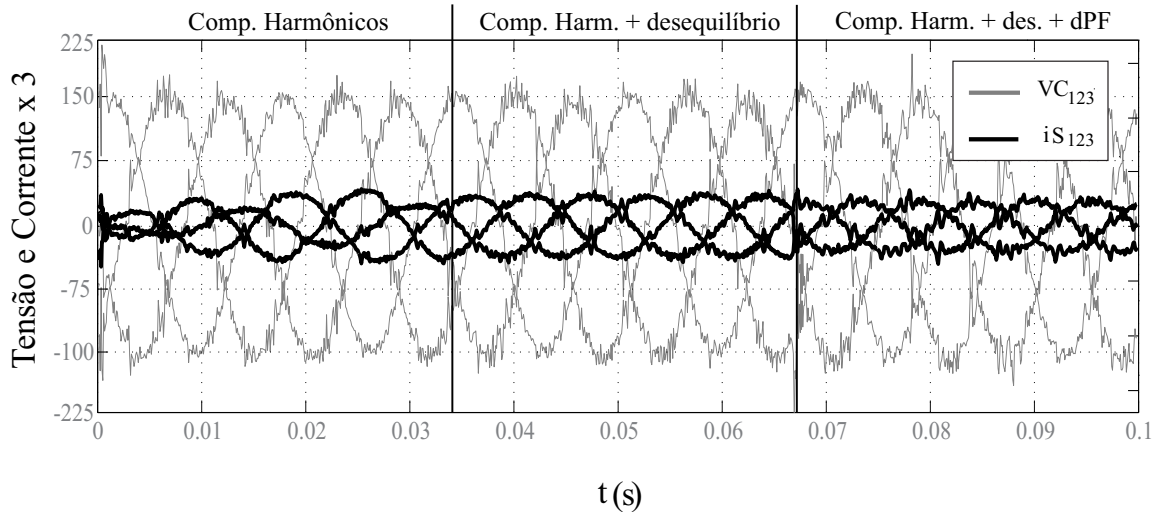


Figura 32: Correntes de saída e de referência

e a diferença de fase entre as tensões no PCC e as correntes, o que mostra que não há compensação de desequilíbrio nem do fator de potência (compensação de harmônicos apenas). Em um segundo intervalo de tempo, de 33 ms à 67 ms, se faz a compensação de harmônicos e de desequilíbrio. Veja que não há mais diferença de amplitude entre as correntes compensadas, contudo, permanece ainda a diferença de fase entre as tensões no ponto de conexão e as correntes da rede pois não há compensação do fator de potência. No terceiro e último intervalo, de 67 ms à 100 ms, tem-se a compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência. Note que, neste intervalo, as correntes compensadas são predominantemente fundamentais, equilibradas e encontram-se em fase com as tensões no ponto de conexão.

4.5 Conclusões

Através de uma análise qualitativa dos resultados apresentados, observa-se que o controlador proporcional integral projetado é adequado para a compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência quando alimentando as cargas em estudo. Tal conclusão foi baseada no aceitável rastreamento das referências pela saída do inversor e na rápida convergência dos sinais na entrada e saída de condução.

5 *REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO*

5.1 Introdução

O regulador linear quadrático LQR é um controlador ótimo quem vêm sendo amplamente difundido na literatura em diversas aplicações, que vão de controle de servomecanismos em robótica ao controle de processos químicos (UYGUN; MATTHEW; HUANG., 2006) e (SUN; GAN., 2010). Isto se deve às suas excelentes características de desempenho bem como à sua simples implementação. Este tipo de estratégia de controle inclui a realimentação dos estados, que são ponderados de forma a minimizar uma função custo (BURNS, 2001). Nesta estratégia de controle os ganhos associados aos estados para geração da lei de controle são obtidos através da solução de uma equação algébrica de Ricatti, relacionada ao problema. Basicamente, é possível estabelecer um compromisso entre a amplitude das variáveis de estado, a velocidade de resposta do sistema e a amplitude do sinal de controle, através da escolha adequada dos índices de desempenho relativos a estas variáveis. A utilização deste tipo de estratégia de controle, contudo é comprometida quando da presença de distúrbios e/ou quando houver variações paramétricas no sistema a ser controlado. Isto se deve ao fato de a lei de controle depender diretamente dos estados da planta, de forma que, havendo dinâmicas não consideradas, tal ação de controle é prejudicada por não conter todas as informações referentes ao sistema.

Tratando-se de sistemas de condicionamento de energia, nota-se que o desempenho do sistema em malha fechada é fortemente influenciado pelas tensões no ponto de conexão, as quais são geralmente consideradas como distúrbio no projeto dos compensadores (KANIESKI et al., 2008). Sob esta perspectiva, se poderia dizer, portanto, que tais compensadores não são adequados para controle destes sistemas, visto que estas tensões modificam

de forma expressiva o comportamento da planta.

Neste trabalho, com atenção a este problema, uma nova modelagem foi proposta no capítulo 2, de forma a considerar as tensões do PCC no modelo da planta. Tal modelo é usado para o cálculo dos ganhos do controlador e as variáveis que deverão ser realimentadas ao sistema e que não podem ser medidas, são estimadas através de um filtro de Kalman, como mostrado no capítulo 3.

Com o intuito de identificar os controladores a serem estudados, defini-se por LQR (Regulador Linear Quadrático) e LQRI (Regulador Linear Quadrático com parcela Integral), os reguladores que utilizam a modelagem clássica, ou seja, sem a inclusão do modelo das tensões no PCC. LQRN (Regulador Linear Quadrático segundo modelagem Nova) e LQRNI (Regulador Linear Quadrático segundo modelagem Nova e com parcela Integral) identifica os reguladores projetados a partir do "novo" modelo, o que considera as tensões no ponto de conexão como parte do modelo da planta. A letra "I", ao final das siglas, diferencia se há ou não inserção de ação integral no projeto dos compensadores. Sendo que os controladores (LQRI) e (LQRNI) são projetados de forma a garantir erro de rastreamento nulo em 60 Hz, dado que a abordagem é feita em coordenadas síncronas com eixos síncronos girando na frequência da rede.

5.2 Estrutura do controlador

Considere um sistema MIMO, linear e invariante no tempo, controlável, como o mostrado na equação (5.1),

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad e \quad y(t) = Cx(t). \quad (5.1)$$

O modelo em tempo discreto do sistema com retenção de ordem zero (ZOH), do inglês *Zero Order Hold*, com período de amostragem T_s é

$$x_{k+1} = A_d x_k + B_d u_k \quad e \quad y_k = C_d x_k, \quad (5.2)$$

onde,

$$A_d = e^{AT_s}, \quad B_d = A^{-1}(e^{AT_s} - I)B \quad e \quad C_d = C.$$

A lei de controle do regulador LQR é dada pela equação (5.3)

$$u_k = -\mathbf{K}x_k, \quad (5.3)$$

e a função custo que deve ser minimizada de forma a limitar a energia dos estados e da ação de controle é dada pela equação (5.4)

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \{x_k^T Q x_k + u_k^T R_u u_k\} \quad (5.4)$$

onde $Q_{m \times m}$ é uma matriz semidefinida positiva e $R_{u \times n}$ é uma matriz definida positiva.

O vetor de ganhos K

$$K = [B_d^T P B_d + R_u]^{-1} B_d^T P A_d \quad (5.5)$$

pode ser obtido resolvendo-se a equação algébrica de Riccati (PHILLIPS; NAGLE, 1995), cujo algoritmo é dado por (5.5) e (5.6)

$$P = A_d^T P A_d - A_d^T P B_d [R_u + B_d^T P B_d]^{-1} B_d^T P A_d + Q. \quad (5.6)$$

5.3 LQR aplicado ao sistema de condicionamento de energia

Assim como o controlador proporcional-integral, os compensadores lineares quadráticos apresentados neste trabalho são projetados em coordenadas síncronas. Como já citado anteriormente, o que diferenciara o tipo de LQR empregado será a modelagem considerada e a inserção da ação integral.

O modelo convencional do sistema de condicionamento de energia, descrito no capítulo 2, é reescrito na equação (5.7) abaixo,

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = A [i_{dq}] + B [d_{dq}] + E [v_{dq}] \quad (5.7)$$

em que,

$$A = - \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & -\omega \\ \omega & \frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}, \quad B = - \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{v_{dc}}{L_f} \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix}.$$

Como o problema em questão é um problema de regulação, pois o intuito do controlador é fazer com que a saída siga uma referência, ao invés de zerar os estados da planta, acima descrita, é necessário que o modelo da planta carregue as informações de erro de rastreamento. Tratando-se de um sistema linear e invariante no tempo, os erros de rastreamento em malha fechada apresentam a mesma dinâmica das variáveis de estado do sistema e portanto o seguinte problema de regulação pode ser considerado (OGATA, 2007):

$$\frac{d}{dt} [e_{dq}] = A [e_{dq}] + B [d_{dq}] + E [v_{dq}] \quad (5.8)$$

em que,

$$A = - \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & -\omega \\ \omega & \frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}, \quad B = - \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{v_{dc}}{L_f} \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

e o vetor e_{dq} é o vetor dos erros de trajetória da planta em coordenadas "dq".

Considerando-se as tensões no ponto de conexão, em eixos síncronos, como um distúrbio, pode-se utilizar então este modelo da planta, em espaço de estados, para o cálculo dos ganhos de retroação de estados conforme as equações de Ricatti (5.5) e (5.6). Basta, portanto, realizar a sintonia do controlador, ou seja, a definição das matrizes de ponderação dos estados e das leis de controle do sistema Q e R_u .

A chave para o cálculo destes ganhos está na escolha adequada destas matrizes. Neste sentido, encontram-se na literatura diversas abordagens para a especificação destes ganhos (MARINO; MILANO; VASCA, 1999), (MONTAGNER; CARATI; GRUNDLING, 2000), (POODEH; ESHTEHARDIHA; NAMNABAT, 2008) e (KEDJAR; AL-HADDAD, 2009). Contudo, na maioria dos casos, estes parâmetros do controlador são escolhidos através de algoritmos genéticos, algoritmos adaptativos, ou por tentativa e erro.

Neste trabalho é adotada uma metodologia de projeto, proposta por (KANIESKI; CARATI; CARDOSO, 2010), para escolha destes parâmetros. Tal metodologia foi baseada nos índices de desempenho requeridos para a operação de uma UPS monofásica, entretanto esta abordagem pode se estender a inúmeros tipos de planta controlados por meio de um regulador linear quadrático. Tal metodologgia é descrita na seção seguinte.

5.3.1 Sintonia do LQR

Considere a função custo a ser minimizada, dada pela equação (5.10) abaixo, relacionada à planta do sistema de condicionamento de energia apresentada nas equações (5.8) e (5.9),

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \left(x_k^T \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} \end{bmatrix} x_k + u_k^T \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} u_k \right) \quad (5.10)$$

onde,

$$x_k^T = \begin{bmatrix} e_d & e_q \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

são os estados da planta, e

$$u_k^T = \begin{bmatrix} d_{nd} & d_{nq} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

são as variáveis de comutação do inversor em coordenadas "dq".

Para sintonizar o regulador LQR, é necessário agora definir as características desejadas quanto à evolução dos estados da planta, como valores máximos aceitos pelo sistema, saturação da lei de controle, resposta do sistema em regimes transitório e permanente, entre outros. Considerando-se a aplicação com o condicionador de potência, tem-se os seguintes passos:

1. Definir que variáveis de estados que devem ser minimizadas

- (a) Como os dois estados dessa planta são os erros de trajetória em coordenadas dq , todos os estados devem ser minimizados.
- (b) A correlação entre variáveis de estados não é considerada de forma que Q é uma matriz diagonal;

Dos itens acima citados, define-se todos os elementos de correlação de estados q_{ij} , com $i \neq j$ e i e $j = \{1, 2\}$, tão pequenos quanto possível. Por esta razão, estes são todos anulados.

2. Conhecer os valores máximos das variáveis de estado e das leis de controle

→ Neste ponto, é importante saber que, definidos os elementos que compõe as matrizes de penalização dos estados, se ambas as matrizes forem multiplicadas pelo

mesmo coeficiente positivo, o ganho K gerado pelas equações de Riccati permanece inalterado. Em outras palavras, não é importante a magnitude das matrizes mas sim as relações existentes entre os elementos que as compõe.

Portanto, é possível definir agora o valor dos elementos da matriz R_u , por exemplo e variar os elementos da matriz Q até o ponto em que as características das variáveis de estado sejam as mais adequadas. Por exemplo, definindo-se $r_{11} = 1$ e $r_{22} = 1$, e simulando-se o sistema para diferentes combinações de valores dos elementos das matrizes é possível encontrar regiões para os valores de q_{11} e q_{22} onde a resposta atenda os requisitos de projeto.

Portanto a partir dos passos 1 e 2 têm-se as seguintes matrizes de ponderação dos estados e lei de controle do LQR:

$$Q = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 \\ 0 & q_{22} \end{bmatrix} \quad e \quad R_u = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Ao final simula-se o sistema para diferentes valores de q_{11} e q_{22} até o ponto em que os requisitos de projeto sejam atendidos. Assim ter-se-á o vetor de ganhos K de retroação de estados desejado.

A figura 33 apresenta agora a estrutura em malha fechada do servossistema LQR proposto.

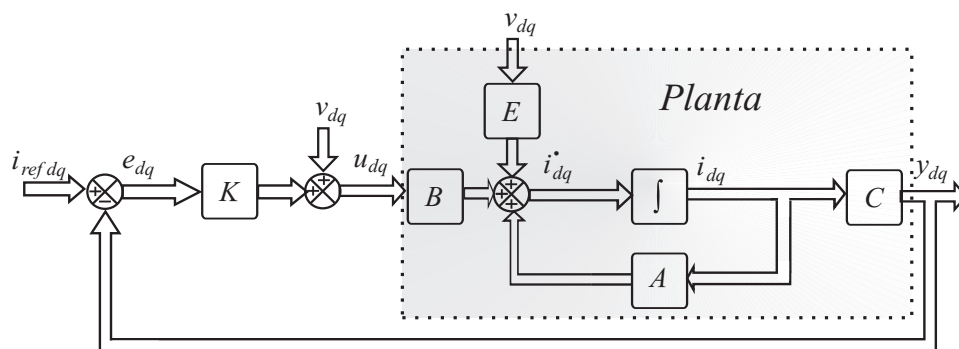


Figura 33: Estrutura do servossistema LQR proposto.

A figura 34 apresenta o diagrama de blocos que representa o processo de controle LQR na ordem (da esquerda para direita) das ações tomadas durante o processamento dos sinais.

Basicamente, deve-se medir as variáveis de corrente trifásicas desejadas, representadas

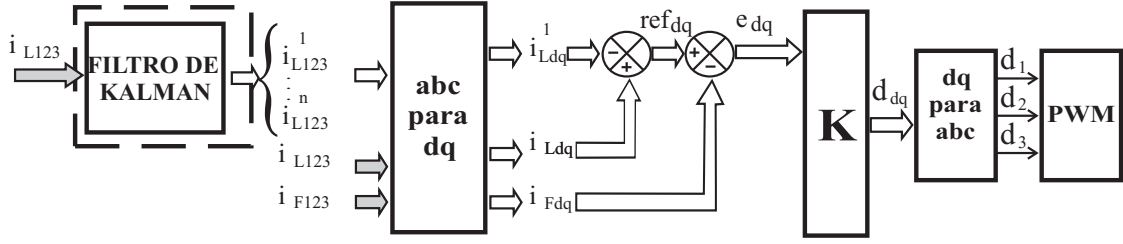


Figura 34: Estrutura do processo de controle LQR proposto.

pelos vetores em cinza i_{L123} e i_{F123} . Tais medidas serão utilizadas para extração do seu conteúdo harmônico, representados pelos vetores i_{L123}^n , onde o sobre-índice "n" representa a n-ésima harmônica relativa às variáveis medidas e então para geração das referências necessárias para o controle da planta. Como a estratégia de controle é elaborada em coordenadas rotativas, faz-se a transformação linear dos vetores de "123" para "dq" e, após gerada a lei de controle, faz-se a transformação inversa ("dq" para "123") a fim de que se possa realizar a comutação do inversor PWM.

5.3.2 LQR com ação integral LQRI

O procedimento de projeto do controle LQRI é o mesmo do LQR, a diferença entre os dois está no modelo da planta, que deverá ser acrescida da ação integral dos erros em coordenadas "dq". Desta forma, o modelo da planta que comporta a ação integral ao controlador é dado pela equação (5.13)

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \int i_d dt \\ \int i_q dt \end{bmatrix} = A_I \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \int i_d dt \\ \int i_q dt \end{bmatrix} + B_I \begin{bmatrix} d_{nd} \\ d_{nq} \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

em que

$$A_I = - \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & \frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad e \quad B_I = - \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{v_{dc}}{L_f} \end{bmatrix}. \quad (5.14)$$

Novamente, como o problema em questão é um problema de regulação, é necessário que o modelo da planta carregue as informações de erro de rastreamento. Tratando-se

de um sistema linear e invariante no tempo, os erros de rastreamento em malha fechada apresentam a mesma dinâmica das variáveis de estado do sistema e portanto o seguinte problema de regulação pode ser considerado (OGATA, 2007) para este caso:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_d \\ e_q \\ \int e_d dt \\ \int e_q dt \end{bmatrix} = A_I \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ \int e_d dt \\ \int e_q dt \end{bmatrix} + B_I \begin{bmatrix} d_{nd} \\ d_{nq} \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

em que

$$A_I = - \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & \frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad e \quad B_I = - \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{v_{dc}}{L_f} \end{bmatrix}. \quad (5.16)$$

5.3.2.1 Sintonia do LQRI

Para o caso do LQRI, a função custo a ser minimizada é mostrada na equação (5.17)

$$J_I = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \left(xI_k^T \begin{bmatrix} qI_{11} & qI_{12} & qI_{13} & qI_{14} \\ qI_{21} & qI_{22} & qI_{23} & qI_{24} \\ qI_{31} & qI_{32} & qI_{33} & qI_{34} \\ qI_{41} & qI_{42} & qI_{43} & qI_{44} \end{bmatrix} xI_k + uI_k^T \begin{bmatrix} rI_{11} & rI_{12} \\ rI_{21} & rI_{22} \end{bmatrix} uI_k \right) \quad (5.17)$$

onde,

$$xI_k^T = \left[e_d \quad e_q \quad \sum_{k=0}^{\infty} e_d \quad \sum_{k=0}^{\infty} e_q \right] \quad (5.18)$$

são os erros de trajetória e os somatórios dos erros de trajetória dos estados da planta em coordenadas rotativas, e

$$uI_k^T = \left[d_{nd} \quad d_{nq} \right] \quad (5.19)$$

são as variáveis de comutação do inversor em coordenadas "dq".

Como as variáveis de erro integral também devem ser minimizadas, segundo os passos 1 e 2 apresentados na seção anterior, têm-se as seguintes matrizes de ponderação dos

estados e lei de controle do LQRI:

$$Q_I = \begin{bmatrix} qI_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & qI_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & qI_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & qI_{44} \end{bmatrix} \quad e \quad R_I u = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

e, analogamente ao caso anterior, simula-se o sistema variando-se os valores de qI_{11} , qI_{22} , qI_{33} e qI_{44} até o ponto em que os requisitos de projeto sejam atendidos a fim de se obter o ganho K_I de retroação de estados do controlador LQRI.

A figura 35 apresenta agora a estrutura em malha fechada do servossistema LQRI proposto.

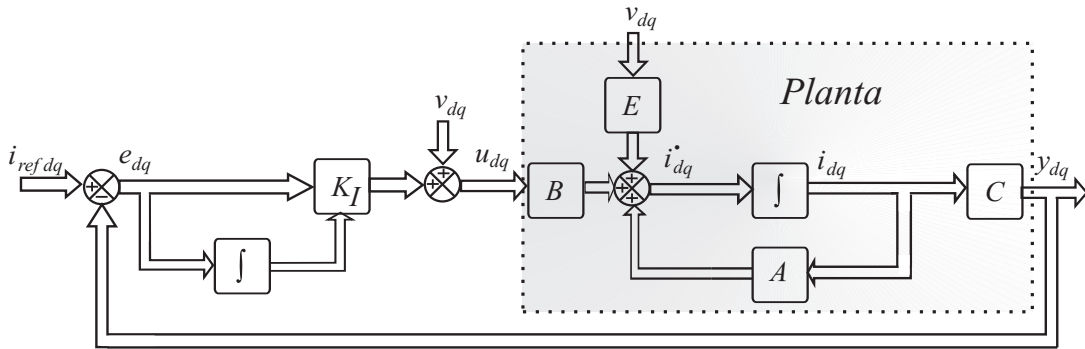


Figura 35: Estrutura do servossistema LQRI proposto.

A figura 36 apresenta o diagrama de blocos que representa o processo de controle LQRI na ordem (da esquerda para direita) das ações tomadas durante o processamento dos sinais. Como pode ser visto, este processo difere do primeiro apenas pela inserção da

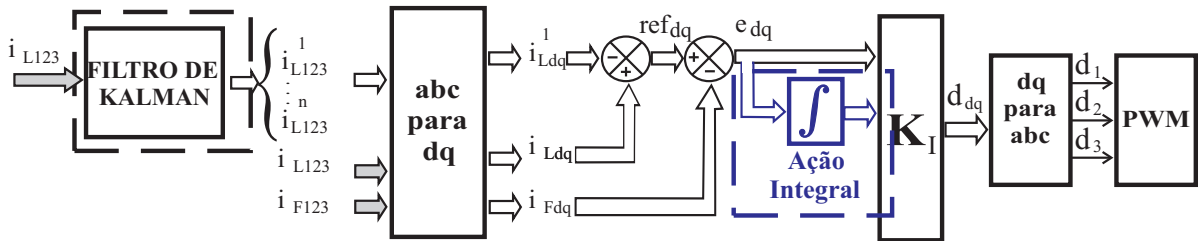


Figura 36: Estrutura do processo de controle LQRI proposto.

ação integral, em azul no diagrama, que fará parte do vetor de estados do sistema para geração da lei de controle.

5.3.3 Resultados: LQR e LQRI

Os resultados experimentais foram obtidos através da implementação prática do condicionador de potência, apresentado no capítulo 2. O apêndice D descreve o sistema de instrumentação e controle digital desta planta. Como carga utiliza-se de um retificador 6 pulsos trifásico com carga R-L em série (com $R = 30\Omega$ e $L = 25mH$) e um retificador monofásico também com carga R-L em série (com $R = 30\Omega$ e $L = 5mH$). É possível observar que na seção anterior foram apresentados dois tipos de controladores que utilizam-se da regulação linear quadrática para gerar uma lei de controle apropriada. O primeiro, LQR, apenas contendo ação proporcional e o segundo, LQRI, contendo ação proporcional e integral. Como, ao final do texto, o objetivo é comparar as técnicas de controle apresentadas, ou seja PI, LQR e LQRN, considera-se passível de comparação o controlador que apresentar ação proporcional e integral, ou seja, os resultados serão apresentados para os controladores PI, LQRI e LQRNI. Contudo, pode-se considerar que a resposta de um controlador LQR e LQRN é praticamente a mesma dos controladores LQRI e LQRNI em regime transitório.

5.3.3.1 Ensaio 1: Carga trifásica

As figuras 37 (a) e (b), mostram respectivamente as correntes de carga e as correntes compensadas em regime permanente utilizando-se de um regulador LQRI. A compensação

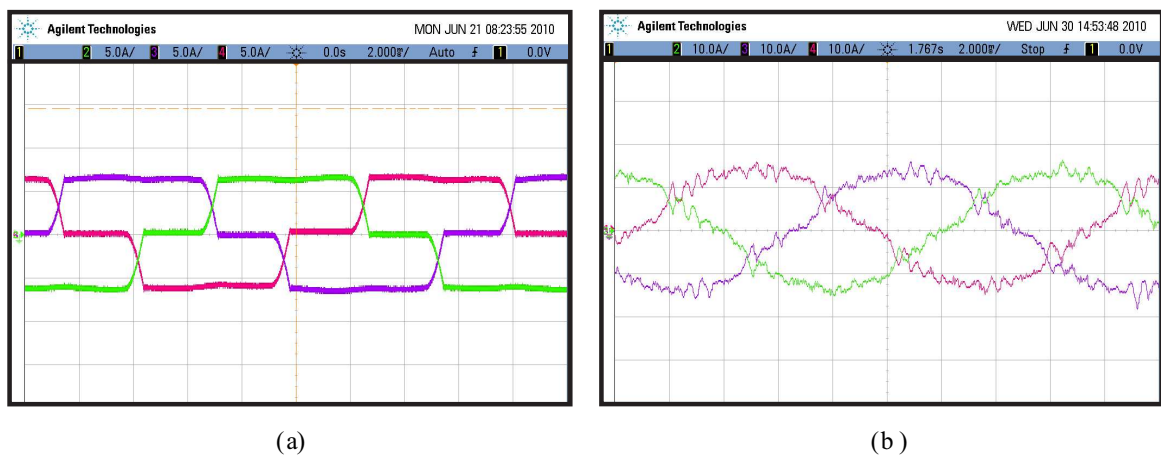


Figura 37: (a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.

é realizada para harmônicas de ordem maior que 1 e a carga conectada ao sistema é um retificador trifásico com características de fonte de corrente, também como apresentado no

caso anterior para o controlador PI. Nota-se, de forma qualitativa, a significativa redução do conteúdo harmônico de corrente, o que mostra uma adequada compensação através do uso do LQRI.

As figuras 38 (a) e (b) mostram agora as correntes de referência, em preto, e de saída do filtro ativo, em cinza, para as três fases do sistema, considerando a mesma carga retificada apresentada na figura 25. A figura 38 (a) mostra o resultado em regime transitório para compensação de harmônicos para cada fase compensada, enquanto que a figura 38 (b) mostra o resultado em regime permanente.

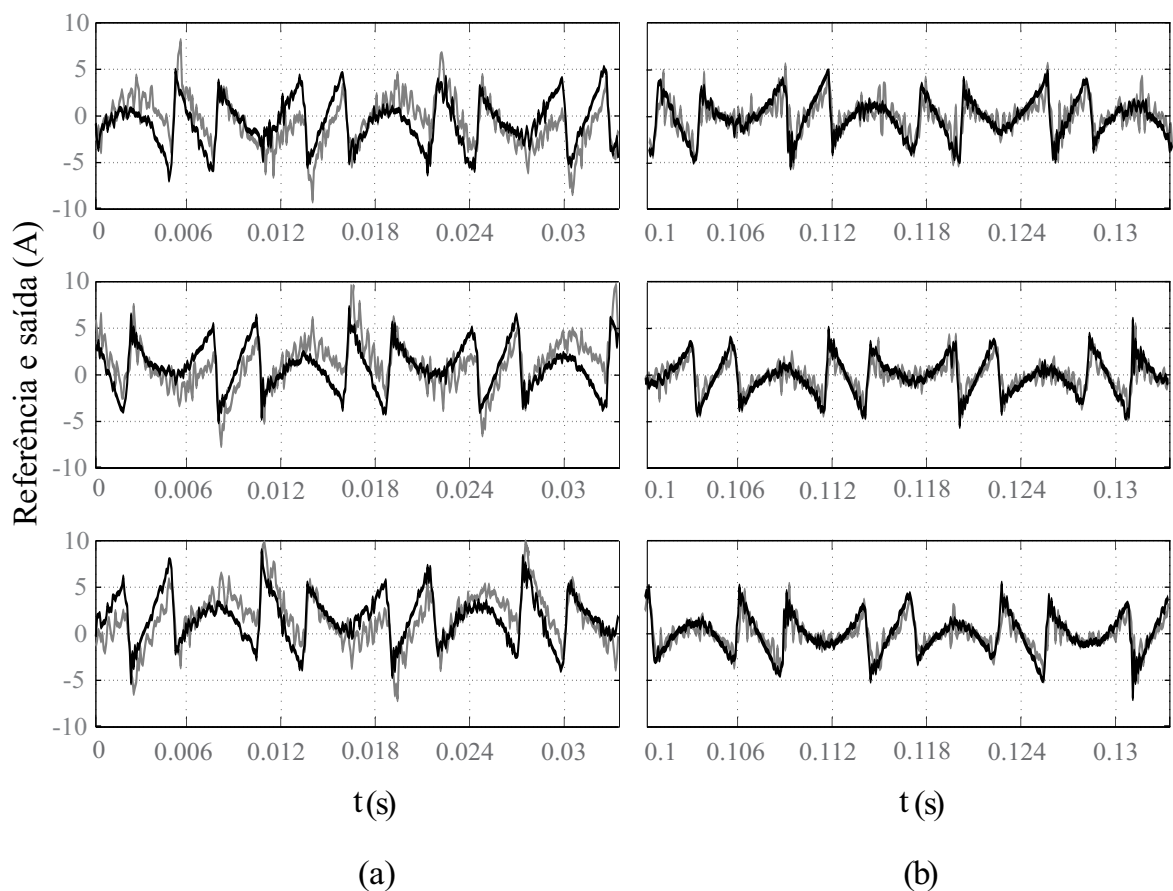


Figura 38: Correntes de referência e correntes de saída: (a) Regime transitório (b) Regime permanente.

É possível notar, através da observação da figura anterior que em regime transitório há erros significativos de compensação na componente fundamental (60 Hz). Como o controle do sistema é feito em coordenadas rotativas "dq", devido a inserção da ação integral ao controlador proposto, como mostra a figura 38 (b), é esperado erro nulo em regime permanente nas componentes fundamentais, já que o ângulo de giro das coordenadas "d" e "q" estão em sincronia com as tensões no ponto de conexão.

A figura 39 apresenta as entradas e saídas de condução do filtro ativo. Na figura 39 (a), a entrada em condução nas três fases da corrente compensada é apresentada. A saída de condução do filtro para as três fases compensadas é mostrada na figura 39 (b). A figura 39 (c) mostra a entrada em condução para a corrente de carga i_{L1} , a corrente de compensação i_{F1} e a corrente compensada i_{S1} , enquanto que a saída de condução destas mesmas correntes é apresentada na figura 39 (d).

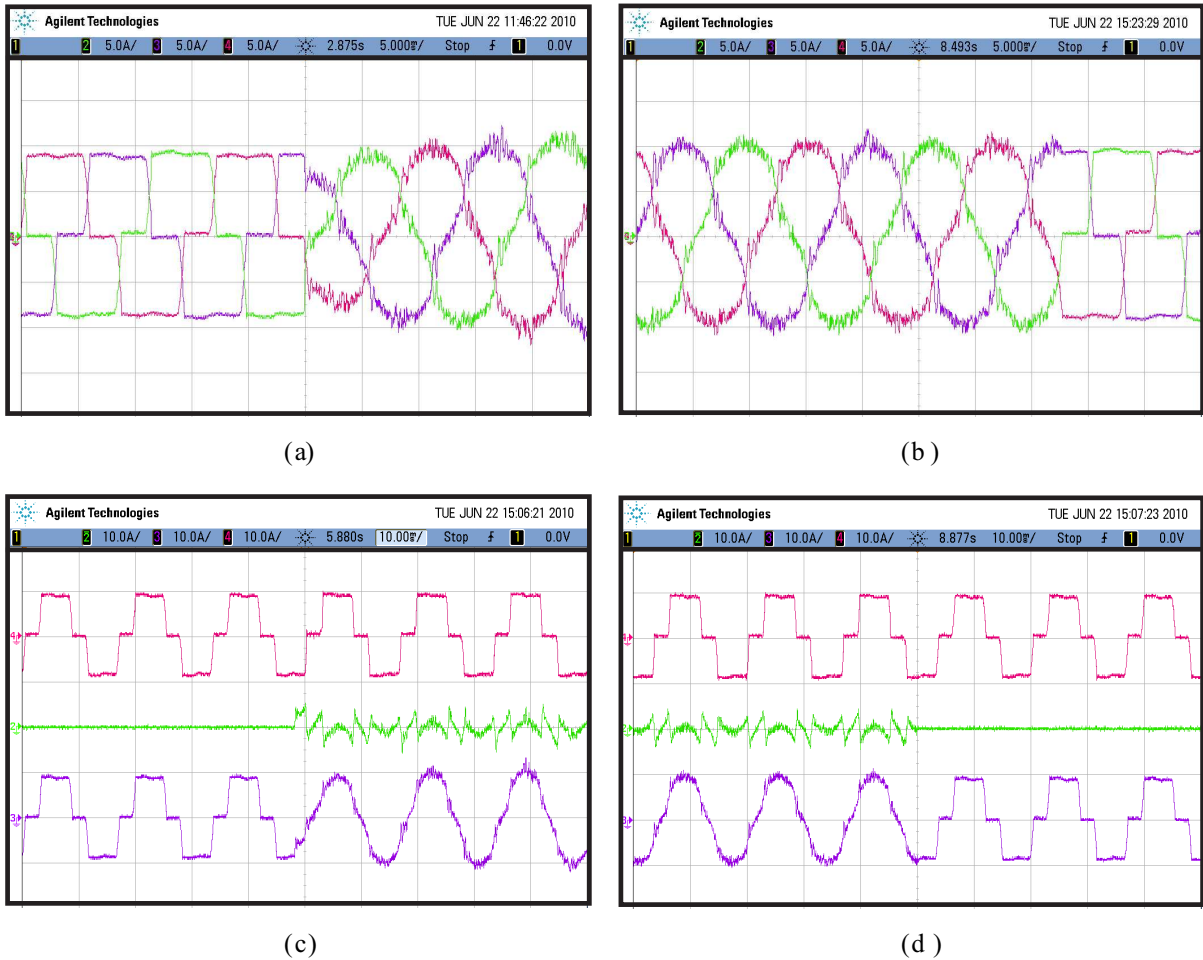


Figura 39: Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.

5.3.3.2 Ensaio 2: Carga trifásica e monofásica

As figuras 40 (a) e (b), mostram agora as correntes de carga e as correntes compensadas em regime permanente utilizando-se do controlador LQRI. Neste caso, a carga conectada ao sistema é a mesma utilizada para o caso do PI. Isto é, um retificador trifásico e um retificador monofásico conectados às fases "2" e "3" para gerar desequilíbrio de cor-

rente.

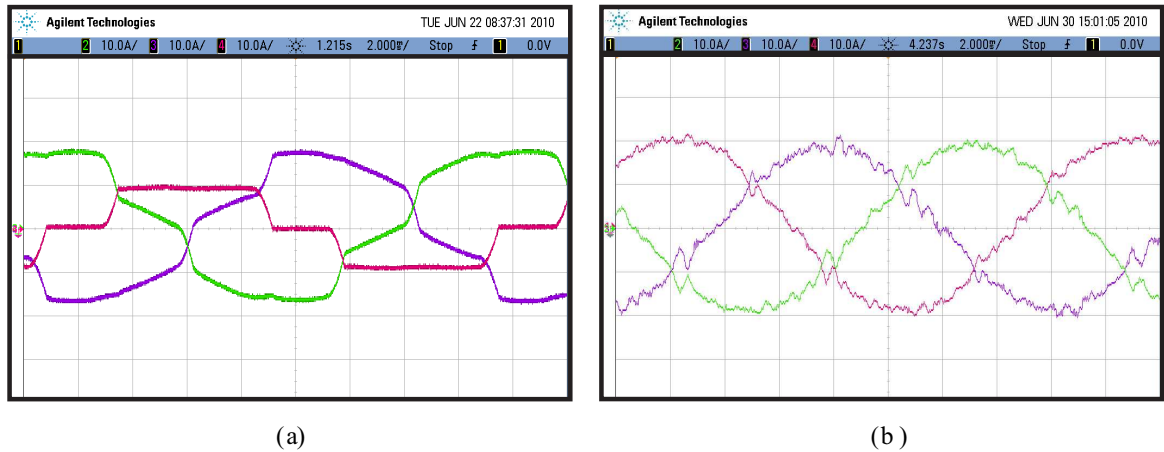


Figura 40: (a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.

As figuras 41 (a) e (b), por outro lado, mostram as correntes de referência, em preto, e de saída do filtro ativo, em cinza, para as três fases do sistema, considerando a mesma carga retificada apresentada na figura 25.

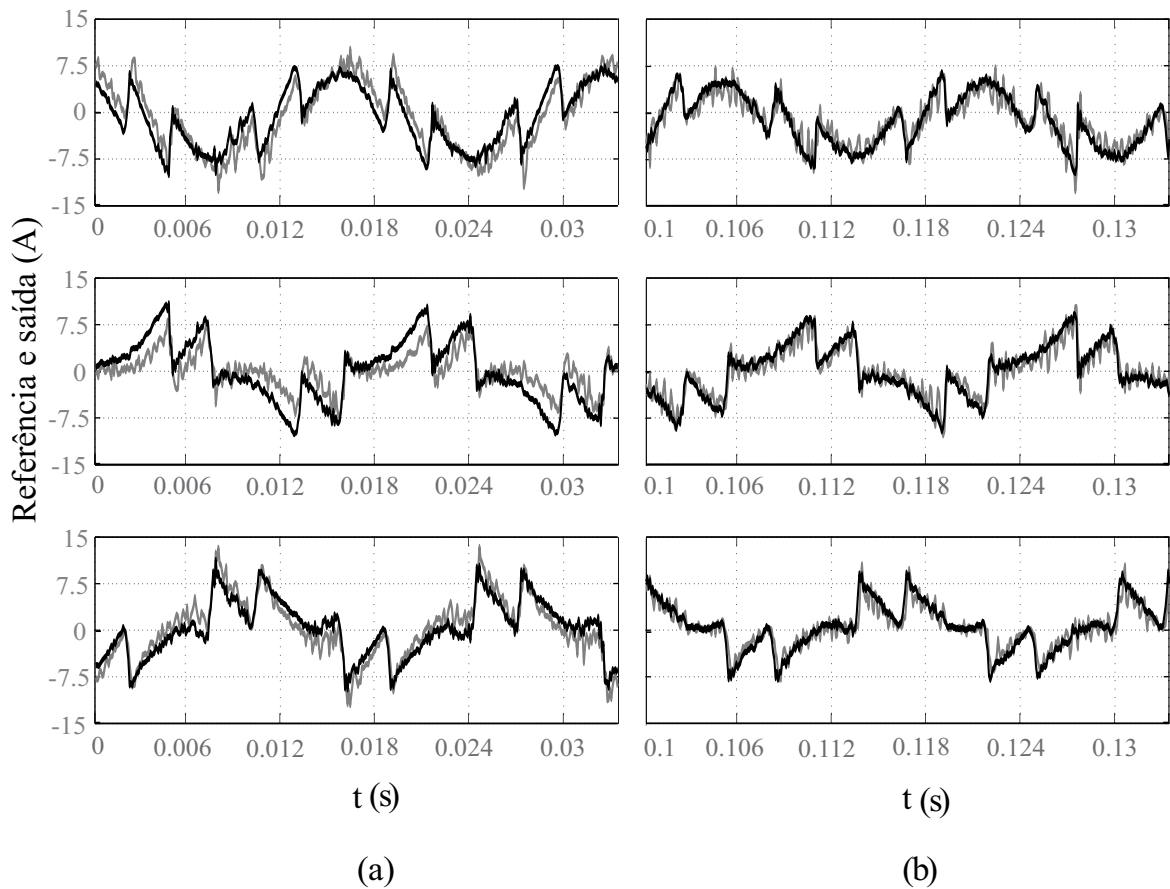


Figura 41: Correntes de referência e correntes de saída: (a) Regime transitório (b) Regime permanente.

A figura 41 (a) mostra o resultado em regime transitório para compensação de harmônicos para cada fase compensada, enquanto que a figura 41 (b) mostra o resultado em regime permanente. Nota-se, novamente, a significativa redução do conteúdo harmônico de corrente, o que mostra uma adequada compensação através do uso do LQRI também para cargas desequilibradas.

A figura 42 apresenta as entradas e saídas de condução do filtro ativo. Na figura 42 (a), a entrada em condução nas três fases da corrente compensada é apresentada. A saída de condução do filtro para as três fases compensadas é mostrada na figura 42 (b). A figura 42 (c) mostra a entrada em condução para a corrente de carga i_{L1} , a corrente de compensação i_{F1} e a corrente compensada i_{S1} , enquanto que a saída de condução destas mesmas correntes é apresentada na figura 42 (d). É possível perceber novamente, através

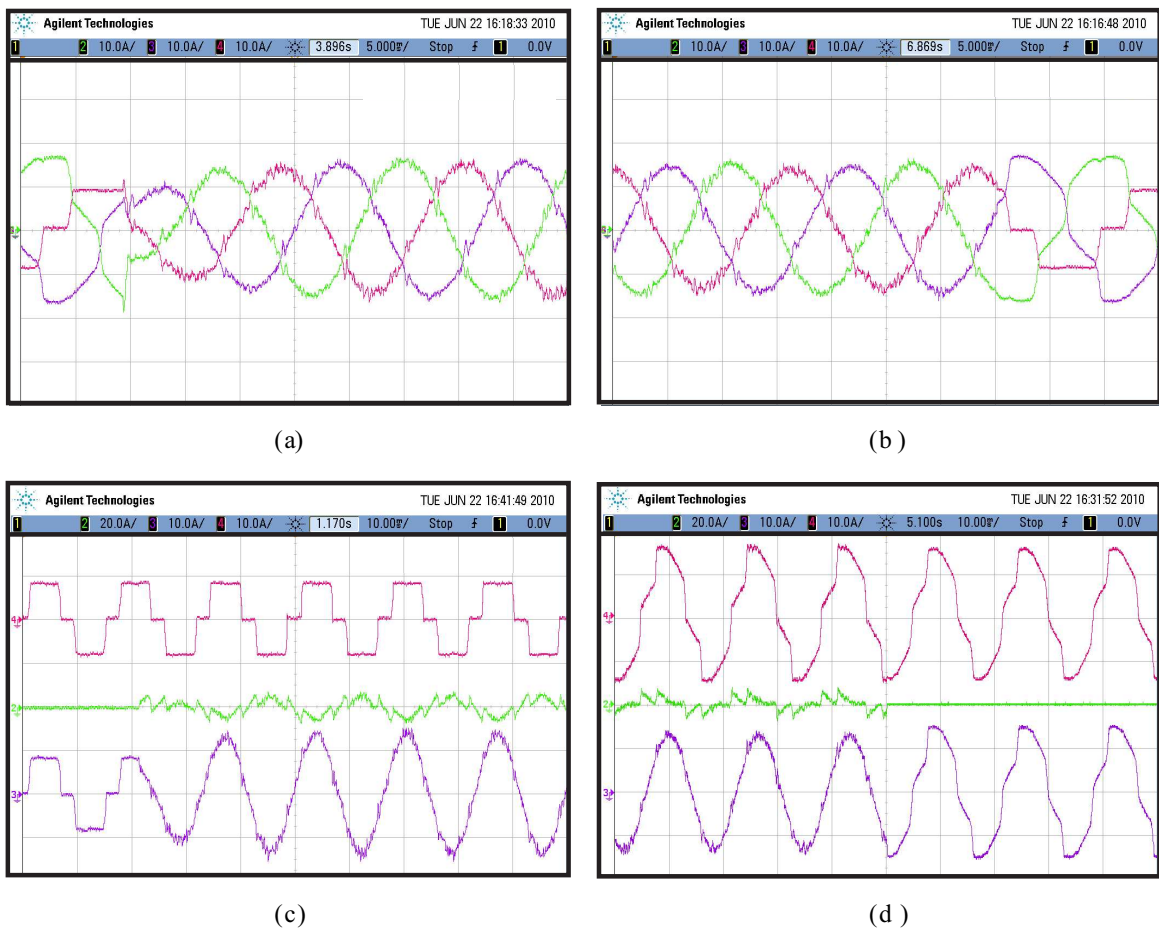


Figura 42: Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.

da observação das figuras 42 (a), (b), (c) e (d), a adequada convergência das variáveis de interesse na entrada e saída de condução. O que demonstra, novamente, o apropriado fun-

cionamento do controlador LQRI projetado para compensação de harmônicos de corrente e desequilíbrio de corrente, tanto em regime transitório quanto em regime permanente.

5.3.3.3 Compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência

Por fim, a figura 43 apresenta os três tipos de compensação propostos neste trabalho: Compensação de harmônicos, compensação de desequilíbrio e compensação de fator de potência.

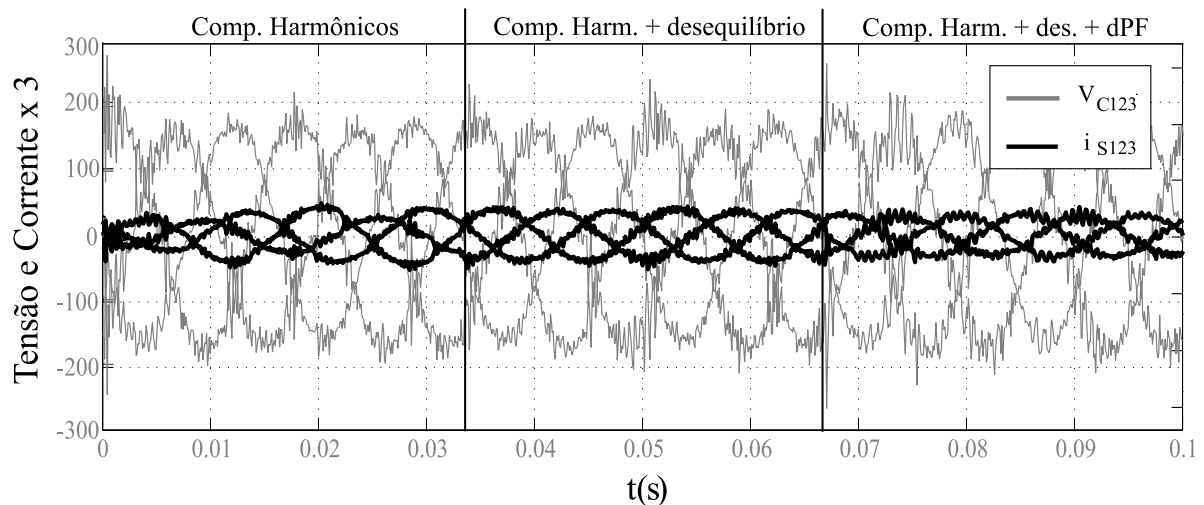


Figura 43: Tensão no PCC e corrente compensada.

Igualmente ao caso do compensador proporcional integral o mesmo ensaio foi executado: Primeiramente, de 0 à 33ms, compensa-se apenas o conteúdo harmônico das 3 fases de corrente. Note a diferença de amplitude das correntes compensadas e a diferença de fase entre as tensões no PCC e as correntes, o que mostra que não há compensação de desequilíbrio nem do fator de potência (compensação de harmônicos apenas). Em um segundo intervalo de tempo, de 33ms à 67ms, se faz a compensação de harmônicos e de desequilíbrio. Veja que não há mais diferença de amplitude entre as correntes compensadas, contudo, permanece ainda a diferença de fase entre as tensões no ponto de conexão e as correntes da rede pois não há compensação do fator de potência. No terceiro e último intervalo, de 67ms à 100ms, tem-se a compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência. Note que, neste intervalo, as correntes compensadas são predominantemente fundamentais, equilibradas e encontram-se em fase com as tensões no ponto de conexão.

5.4 LQRN aplicado ao sistema de condicionamento de energia

Como já comentado, o regulador LQRN emprega uma nova forma de modelagem do condicionador de potência para o cálculo dos ganhos necessários para a realimentação dos estados da planta. Sabe-se que esta nova modelagem é baseada na representação das tensões no ponto de conexão do filtro ativo de potência por variáveis de estado oscilando na frequência fundamental. Como dito, na maioria dos casos, tais estados não podem ser diretamente medidos e portanto devem ser de certa forma estimados/filtrados. Como visto no capítulo 3, estas variáveis que não podem ser diretamente medidas são estimadas através de um filtro de Kalman e, então, realimentadas ao sistema através do vetor de ponderação K , apresentado na seção 5.4.2 deste capítulo.

No capítulo 2, o modelo em espaço de estados para um caso genérico de harmônicos considerados na composição das tensões do ponto de conexão foi apresentado e pode ser escrito como mostra a equação (5.20).

$$\begin{bmatrix} \bullet \\ i_d \\ i_q \\ v_d^1 \\ v_q^1 \\ \dot{v}_d^1 \\ \dot{v}_q^1 \\ \vdots \\ v_d^n \\ v_q^n \\ \dot{v}_d^n \\ \dot{v}_q^n \end{bmatrix} = \hat{A} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_d^1 \\ v_q^1 \\ \dot{v}_d^1 \\ \dot{v}_q^1 \\ \vdots \\ v_d^n \\ v_q^n \\ \dot{v}_d^n \\ \dot{v}_q^n \end{bmatrix} + \hat{B} \begin{bmatrix} d_{nd} \\ d_{nq} \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

onde, $i_{dq} = \{i_d, i_q\}^T$ são as correntes de saída do filtro ativo em coordenadas síncronas e $v_{dq}^n = \{v_d^n, v_q^n\}^T$ e $\dot{v}_{dq}^n = \{\dot{v}_d^n, \dot{v}_q^n\}^T$ são, respectivamente as harmônicas de tensão e derivadas das harmônicas de tensão no ponto de conexão cuja ordem é "n", e que também são representadas em coordenadas síncronas.

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega^2 & 0 & 0 & \omega & & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega^2 & -\omega & 0 & & 0 & 0 & 0 \\ & & \vdots & & & \ddots & & & \vdots & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & & -(n \cdot \omega)^2 & 0 & n \cdot \omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & & 0 & -(n \cdot \omega)^2 & -n \cdot \omega \end{bmatrix}$$

e

$$\hat{B} = \begin{bmatrix} \frac{v_{dc}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{v_{dc}}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \vdots & \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

5.4.1 Sintonia do LQRN

No caso do LQRN, a função custo a ser minimizada é dada pela equação (5.21). Note, nesta equação, a presença dos estados relacionados às harmônicas de tensão do ponto de conexão. Apesar da consideração das variáveis de tensão do PCC no modelo da planta para o cálculo dos ganhos de retroação de estados do controlador escolhido, a energia destas variáveis não é passível de controle, ou seja estas não podem ser minimizadas e portanto todos os elementos das matrizes de ponderação dos estados e das leis de controle,

relacionados a estas variáveis, são considerados nulos. Os demais elementos são calculados como mostrado para o caso do compensador LQR.

$$J_N = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} (xN_k^T Q_N xN_k + uN_k^T R_N uN_k) \quad (5.21)$$

onde, tratando-se de um problema de regulação, da mesma forma como apresentado para os casos LQR e LQRI, a dinâmica dos erros em malha fechada é igual à dinâmica dos estados e portanto, pode-se escrever:

$$xN_k^T = \left[e_d \quad e_q \quad v_d^1 \quad v_q^1 \quad \dot{v}_d^1 \quad \dot{v}_q^1 \quad \dots \quad v_d^n \quad v_q^n \quad \dot{v}_d^n \quad \dot{v}_q^n \right], \quad (5.22)$$

que apresenta, como vetor de realimentação, os erros de trajetória dos estados da planta e os estados relacionados com as tensões no PCC, e

$$uN_k^T = \left[d_{nd} \quad d_{nq} \right] \quad (5.23)$$

são as leis de controle do sistema em coordenadas "dq".

Com isso, têm-se as seguintes matrizes de penalização dos estados e da lei de controle:

$$Q_N = \begin{bmatrix} qN_{11} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & qN_{22} & & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \vdots & & \\ 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad R_u = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Logo, para a sintonia do LQRN, simula-se o sistema para diferentes valores de qN_{11} e qN_{22} e, com atenção aos requisitos de desempenho adotados neste sistema, escolhe-se pelos parâmetros que atinjam tais requisitos. Ao final deste processo, ter-se-á o vetor de ganhos K de retroação de estados desejado.

A figura 44 apresenta agora a estrutura em malha fechada do servossistema LQRN proposto.

A figura 45 apresenta o diagrama de blocos que representa o processo de controle

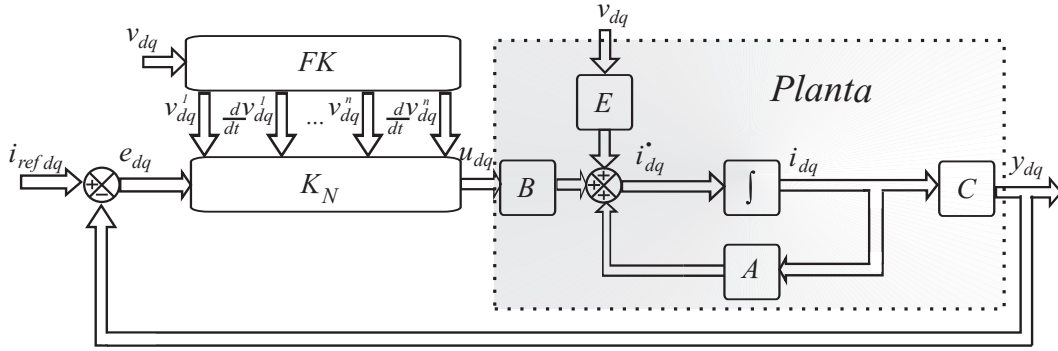


Figura 44: Estrutura do servossistema LQRN proposto.

LQRN na ordem (da esquerda para direita) das ações tomadas durante o processamento dos sinais.

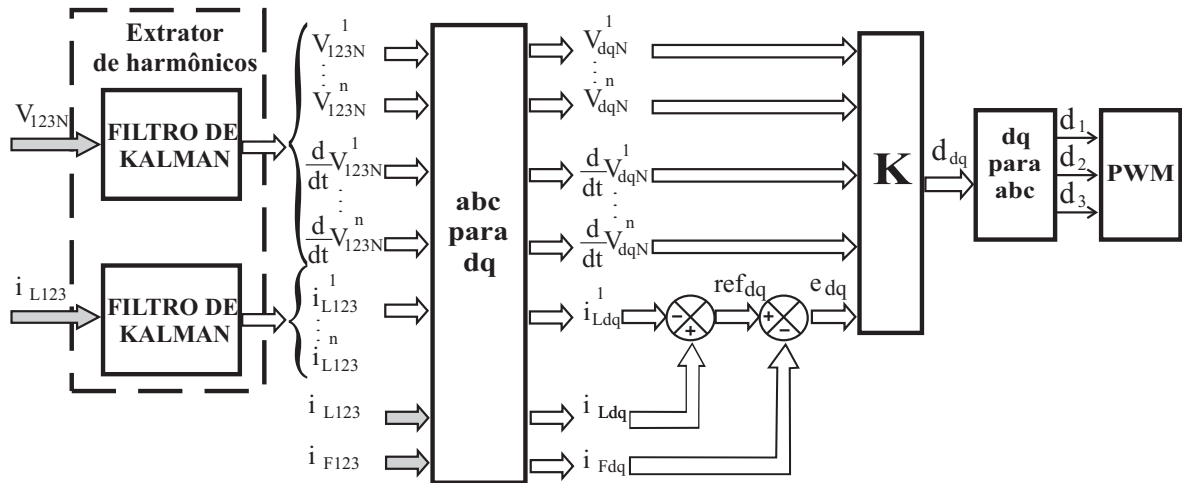


Figura 45: Estrutura do processo de controle LQRN proposto

Basicamente, deve-se medir as variáveis de tensão e correntes trifásicas desejadas, representadas pelos vetores em cinza V_{123N} , i_{L123} e i_{F123} . Tais medidas serão utilizadas para geração das referências de corrente e para a filtragem dos sinais de tensão e respectivas derivadas, representados pelos vetores i_{L123}^n , V_{123N}^n e $\frac{d}{dt}V_{123N}^n$, onde o sobre-índice "n" representa a n-ésima harmônica relativa às variáveis medidas. Como o controle da planta é feito em coordenadas rotativas, faz-se a transformação linear dos vetores de "123" para "dq" e, após gerada a lei de controle, faz-se a transformação inversa ("dq" para "123") a fim de que se possa realizar a comutação do inversor PWM.

LQRNI na ordem (da esquerda para direita) das ações tomadas durante o processamento dos sinais. Em comparação ao primeiro diagrama de blocos, todo o processamento dos

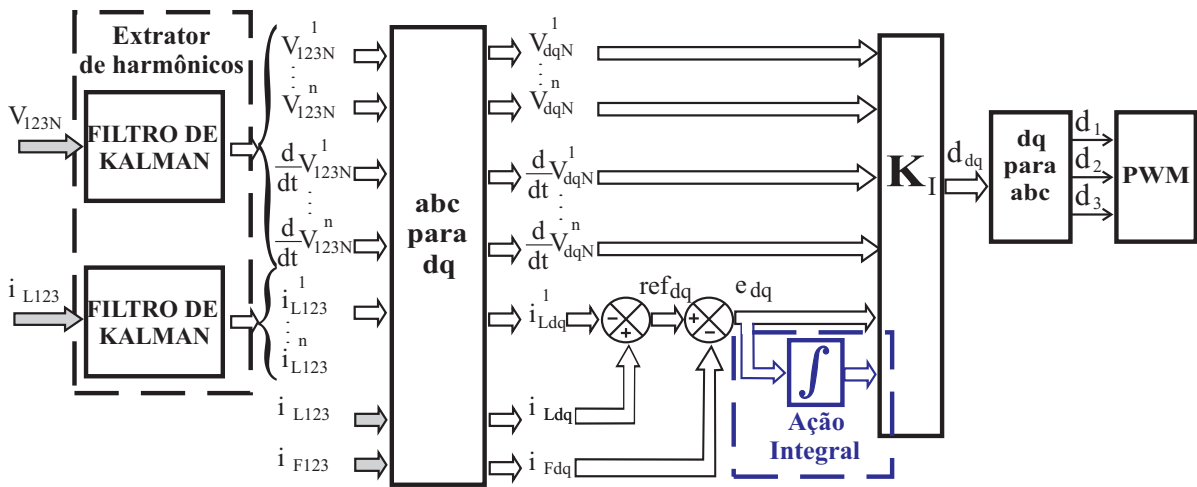


Figura 47: Estrutura do processo de controle LQRNI proposto

sinais é feito da mesma forma e ao final é feita a inserção do bloco integral, mostrado em azul no diagrama da figura abaixo.

5.4.3 Resultados: LQRN e LQRNI

Para verificação do algoritmo de controle proposto, os mesmos ensaios realizados para os compensadores PI e LQR foram realizados para o LQRN. A plataforma de controle e instrumentação para a implementação do condicionador de potência em questão, como já comentado, é apresentada no Anexo D.

5.4.3.1 Ensaio 1: Carga trifásica

As figuras 48 (a) e (b), mostram respectivamente as correntes de carga e as correntes compensadas em regime permanente utilizando-se do regulador LQRNI.

Novamente, a compensação é realizada para harmônicas de ordem maior que 1 e a carga conectada ao sistema é um retificador trifásico com características de fonte de corrente, também como apresentado nos casos anteriores para os controladores PI e LQRI. Nota-se, de forma qualitativa, a significativa redução do conteúdo harmônico de corrente, o que mostra uma adequada compensação também através do uso do LQRNI.

As figuras 49 (a) e (b) mostram agora as correntes de referência, em preto, e de saída do

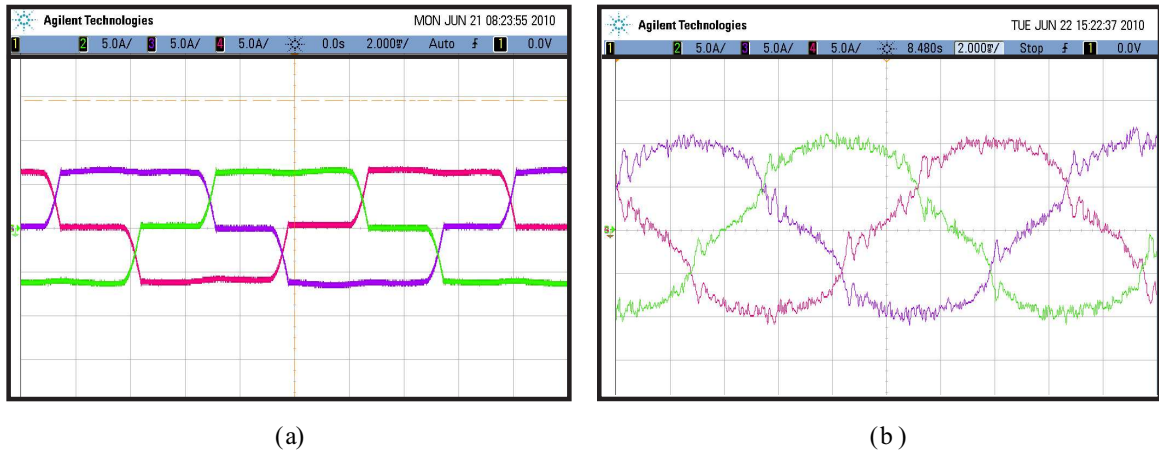


Figura 48: (a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.

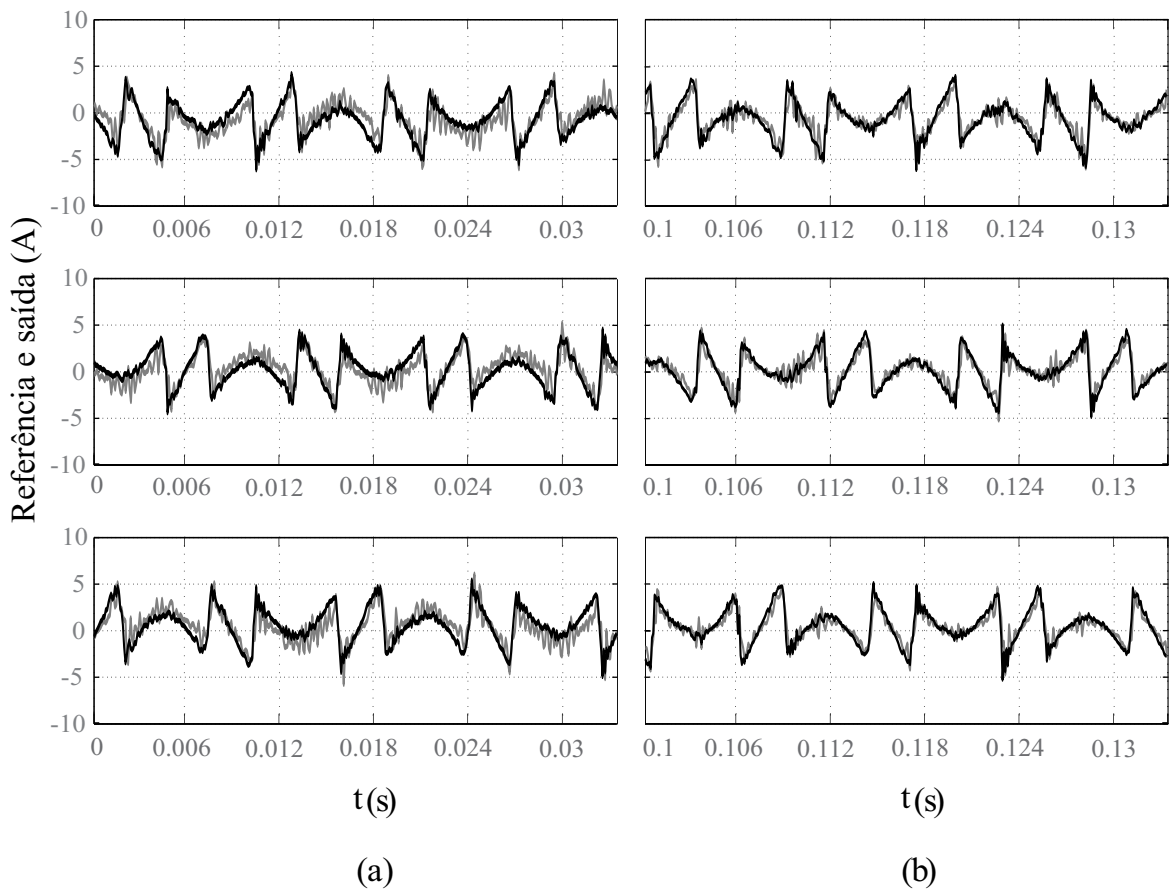


Figura 49: Correntes de referência e correntes de saída: (a) Regime transitório (b) Regime permanente.

filtro ativo, em cinza, para as três fases do sistema, considerando a mesma carga retificada apresentada na figura 25. A figura 49 (a) mostra o resultado em regime transitório para compensação de harmônicos para cada fase compensada, enquanto que a figura 49 (b) mostra o resultado em regime permanente.

As entradas e saídas de condução do filtro ativo são apresentadas na figura 50. Na figura 50 (a), a entrada em condução nas três fases da corrente compensada é mostrada. A saída de condução do filtro para as três fases compensadas é mostrada na figura 50 (b). A figura 50 (c) mostra a entrada em condução para a corrente de carga i_{L1} , a corrente de compensação i_{F1} e a corrente compensada i_{S1} , enquanto que a saída de condução destas mesmas correntes é apresentada na figura 50 (d).

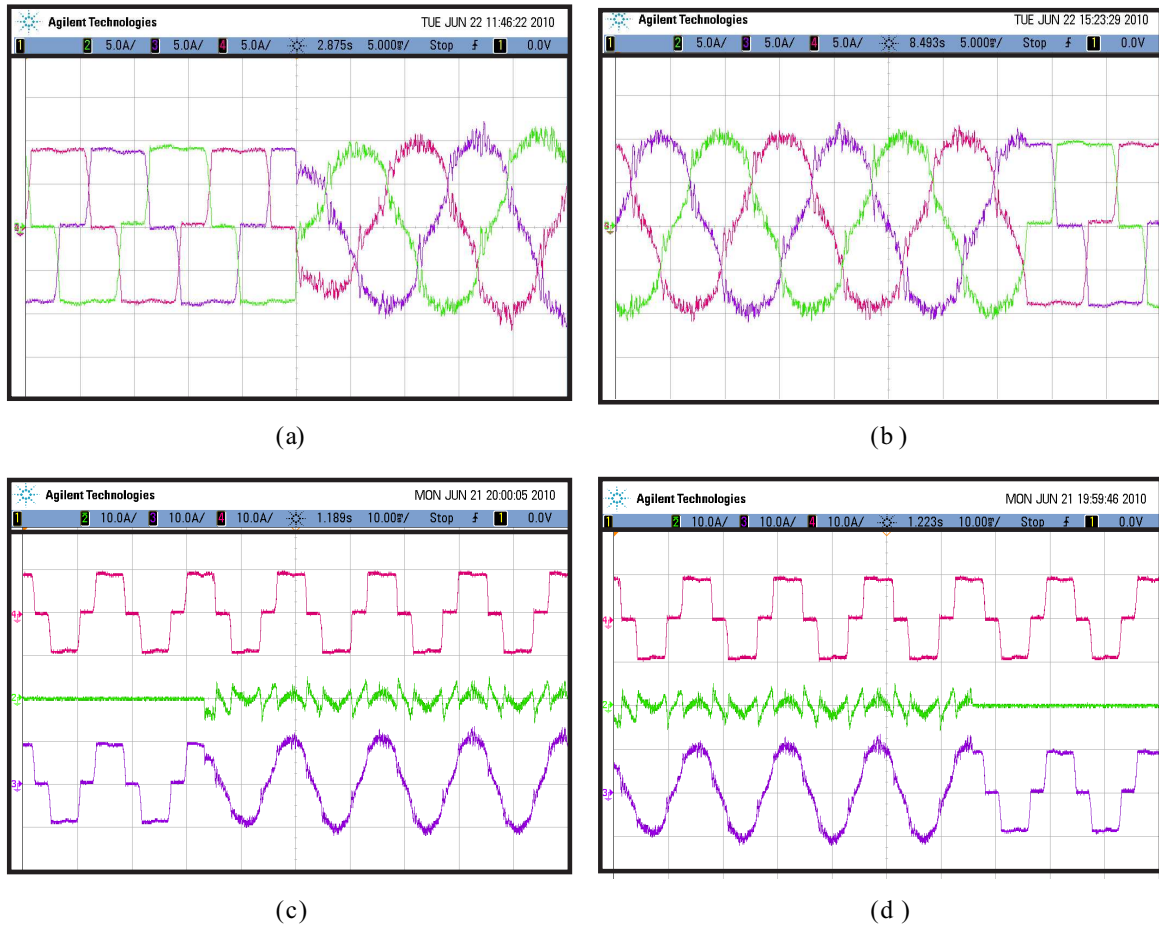


Figura 50: Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.

5.4.3.2 Ensaio 2: Carga trifásica e monofásica

As figuras 51 (a) e (b), mostram agora as correntes de carga e as correntes compensadas em regime permanente utilizando-se do controlador LQRNI. Neste caso, a carga conectada ao sistema é um retificador trifásico e um retificador monofásico conectado às fases "2" e "3" para gerar desequilíbrio de corrente.

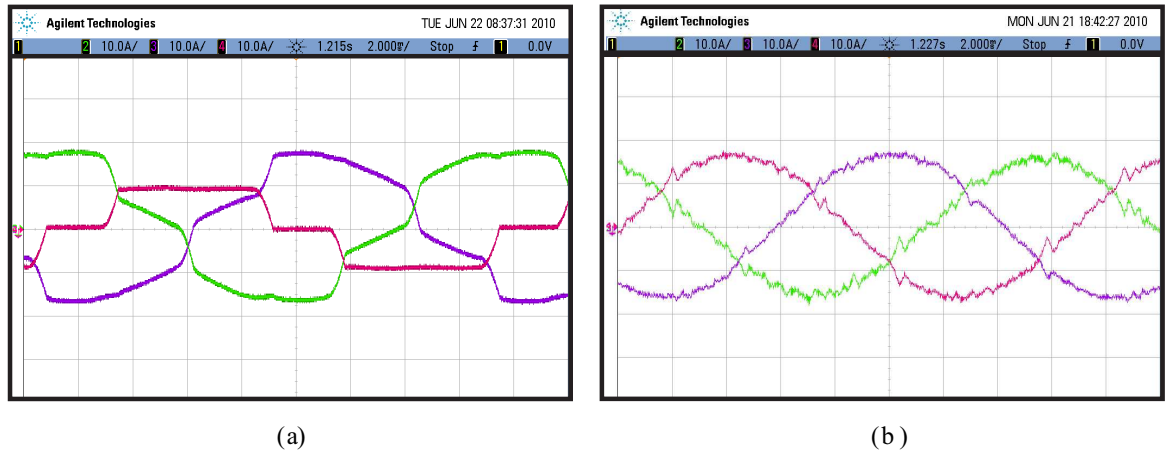


Figura 51: (a) Corrente de carga (b) Corrente compensada.

As figuras 52 (a) e (b), por outro lado, mostram as correntes de referência, em preto, e de saída do filtro ativo, em cinza, para as três fases do sistema, considerando a mesma carga retificada apresentada na figura 25. A figura 52 (a) mostra o resultado em regime

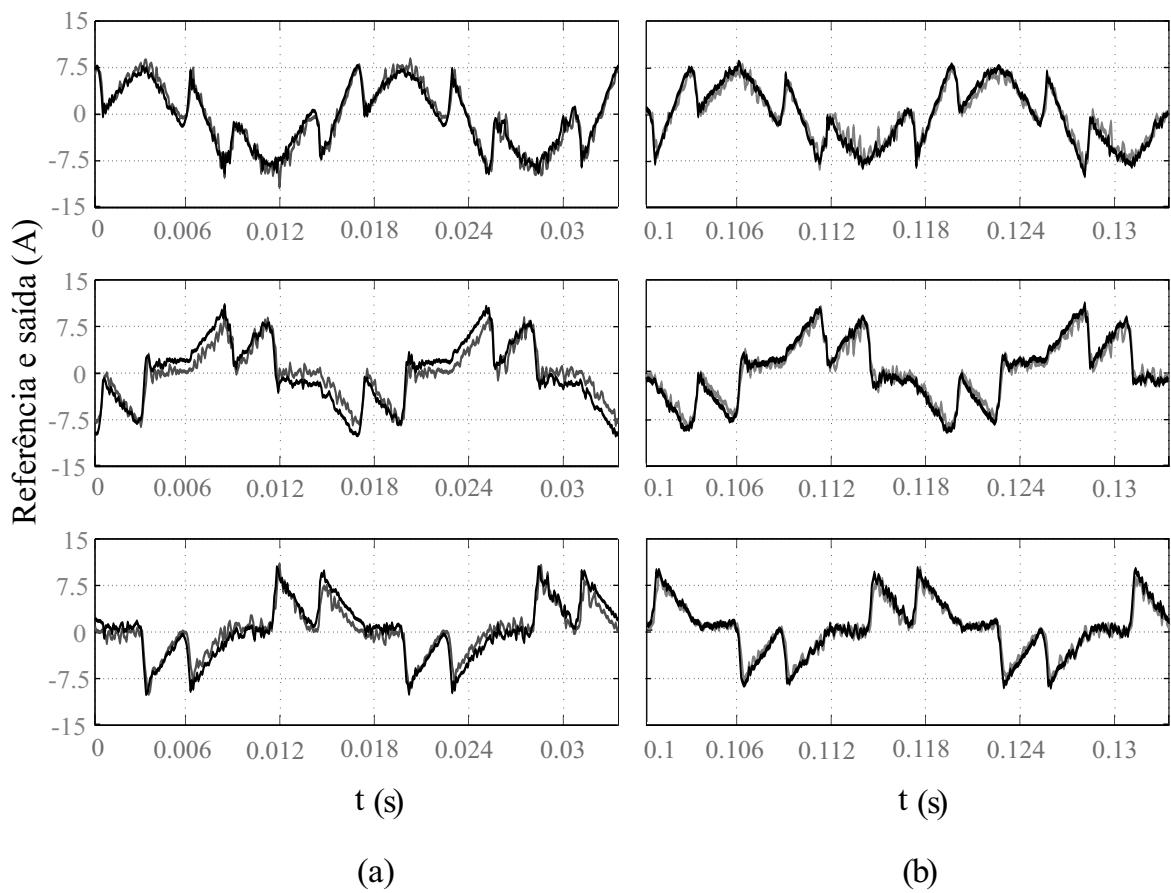


Figura 52: Correntes de referência e correntes de saída: (a) Regime transitório (b) Regime permanente.

transitório para compensação de harmônicos para cada fase compensada, enquanto que a

figura 52 (b) mostra o resultado em regime permanente. Nota-se, novamente, a redução do conteúdo harmônico de corrente, o que verifica a adequada compensação também através do uso do LQRNI para cargas desequilibradas.

A figura 53 apresenta as entradas e saídas de condução do filtro ativo. Na figura 53 (a), a entrada em condução nas três fases da corrente compensada é apresentada. A saída de condução do filtro para as três fases compensadas é mostrada na figura 53 (b). A figura 53 (c) mostra a entrada em condução para a corrente de carga i_{L1} , a corrente de compensação i_{F1} e a corrente compensada i_{S1} , enquanto que a saída de condução destas mesmas correntes é apresentada na figura 53 (d). Nota-se, através das figuras 53

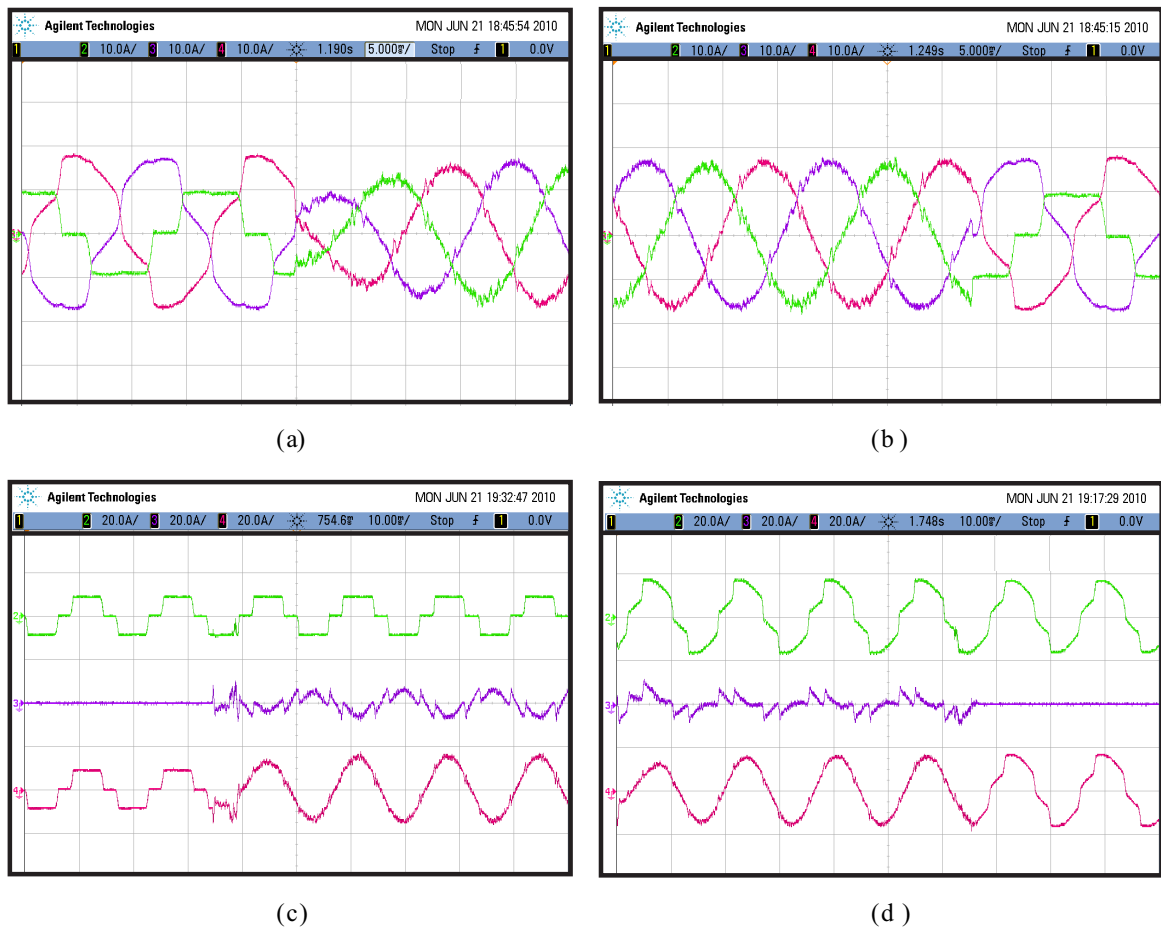


Figura 53: Compensação de harmônicos (a) Correntes trifásicas compensadas (b) Correntes trifásicas compensadas (c) Corrente compensada na fase 1 (d) Corrente compensada na fase 3.

(a), (b), (c) e (d), a adequada convergência das variáveis de interesse na entrada e saída de condução. Demonstrando, novamente, o apropriado funcionamento do controlador LQRNI projetado para compensação de harmônicos de corrente e desequilíbrio.

5.4.3.3 Compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência

Por fim, a figura 54 apresenta os três tipos de compensação: Compensação de harmônicos, compensação de desequilíbrio e compensação de fator de potência.

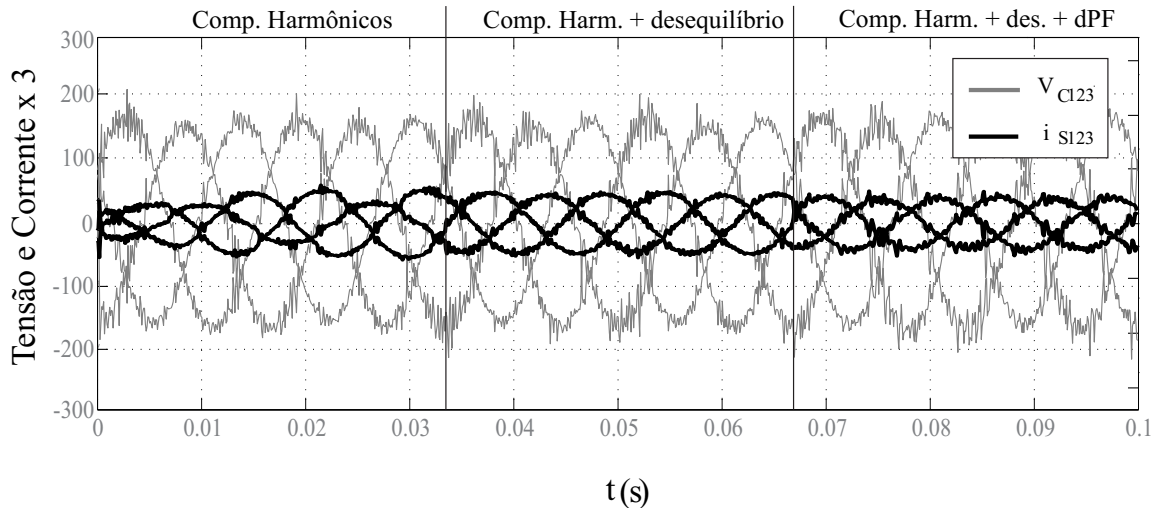


Figura 54: Tensão no PCC e corrente compensada.

Primeiramente, de 0 à 33ms, compensa-se apenas o conteúdo harmônico das 3 fases de corrente. Em um segundo intervalo de tempo, de 33ms à 67ms, se faz a compensação de harmônicos e de desequilíbrio. E no terceiro e último intervalo, de 67ms à 100ms, tem-se a compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência.

5.5 Conclusões

Este capítulo apresentou o projeto e sintonia dos controladores LQR, LQRI, LQRN e LQRNI aplicados ao sistema de condicionamento de energia proposto. Como pôde ser verificado através dos resultados experimentais, estes compensadores apresentaram, de forma qualitativa, um desempenho satisfatório quanto ao acompanhamento das referências pela saída da planta para compensação de harmônicos, desequilíbrio e fator de potência. Tal conclusão foi baseada no aceitável rastreamento das referências pela saída da planta e na rápida convergência dos sinais na entrada e saída de condução. Como anteriormente mencionado, os resultados quantitativos serão apresentados no capítulo 7, com comparações entre controladores através de índices de desempenho.

6 O PROBLEMA DE ”ALIASING”

6.1 Introdução

Este capítulo apresenta as influências de diferentes escolhas do coeficiente de amortecimento de um filtro *anti-aliasing* de segunda ordem em plataformas FAPP. A fim de verificar os efeitos deste filtro neste tipo de sistema, duas topologias de filtros ativos de potência conectados em paralelo com a rede são analisadas: A primeira, baseia-se em um inversor de tensão monofásico VSI (*Voltage Source Inverter*) compensando uma carga não-linear indutiva/capacitiva e a segunda é um filtro ativo de potência trifásico três braços, compensando uma carga trifásica RL em série retificada. Ao final do texto, são apresentados resultados de simulação e experimentais para comparar o desempenho do sistema para diferentes escolhas do coeficiente de amortecimento do filtro analógico do sistema de instrumentação.

6.2 Modelagem dos Sistemas

6.2.1 Modelo do FAPP monofásico

O diagrama esquemático do filtro ativo de potência paralelo monofásico considerado é apresentado na figura 55. Baseado nesta figura e considerando as leis de Kirchoff para tensão e corrente no ponto de conexão, é simples escrever a equação (6.1) que representa o comportamento do filtro ativo de potência monofásico em consideração.

$$V_F - V_N = i_F \cdot R_F + L_f \frac{d}{dt} i_F. \quad (6.1)$$

Considerando as tensões no PCC como um distúrbio, e, portanto, $V_N = 0$, a transformada de Laplace da equação (6.1) nos dá uma interpretação em frequência do sistema anteriormente mencionado. O resultado da aplicação da Transformada de Laplace na

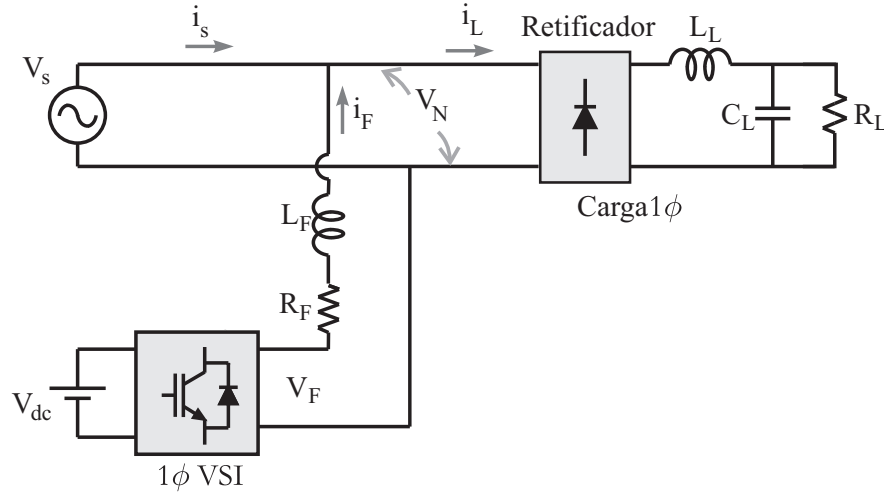


Figura 55: FAPP monofásico conectado em paralelo com a rede.

equação (6.1) fornece

$$G_P(s) = \frac{i_F(s)}{V_F(s)} = \frac{1}{s + \frac{R_F}{L_F}}, \quad (6.2)$$

onde $G_P(s)$ é a função de transferência do sistema em malha aberta e $s = \sigma + j\omega$ é uma variável complexa.

6.2.2 Modelo do FAPP trifásico

O modelo do FAPP trifásico que será utilizado neste capítulo é o modelo convencional que foi apresentado no capítulo 2. Portanto, toda e qualquer referência às equações que regem o comportamento do FAPP trifásico remetem àquele capítulo.

6.3 Controlador

Por sua facilidade de projeto e implementação digital, o controlador utilizado para sintetizar uma apropriada lei de controle aos dois sistemas FAPP é o controlador proporcional-integral PI, o qual é descrito abaixo.

6.3.1 Controlador PI para o FAPP monofásico

Considerando-se o caso de um FAPP monofásico como apresentado anteriormente o controlador PI é aplicado diretamente aos erros de trajetória, como mostra a equação (6.3)

$$V_F = k_{p1ph}e + k_{i1ph} \int edt \quad (6.3)$$

onde $e = i_{ref} - i_F$ é o erro de corrente, e i_{ref} é a referência para a corrente de saída i_F . k_{p1ph} e k_{i1ph} os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

6.3.2 Controlador PI para o FAPP trifásico

O controlador proporcional integral para um FAPP trifásico foi apresentado no capítulo 4. Portanto, toda e qualquer equação deste controlador são encontradas naquele capítulo.

6.4 Distorção *aliasing*

A distorção *aliasing* caracteriza-se pela sobreposição de componentes de frequências elevadas em regiões de baixa frequência, devido a utilização de uma incorreta taxa de amostragem do sinal. A figura 56 mostra este efeito no domínio do tempo utilizando-se de um conversor A/D com circuito *Sample and Hold* de ordem zero.

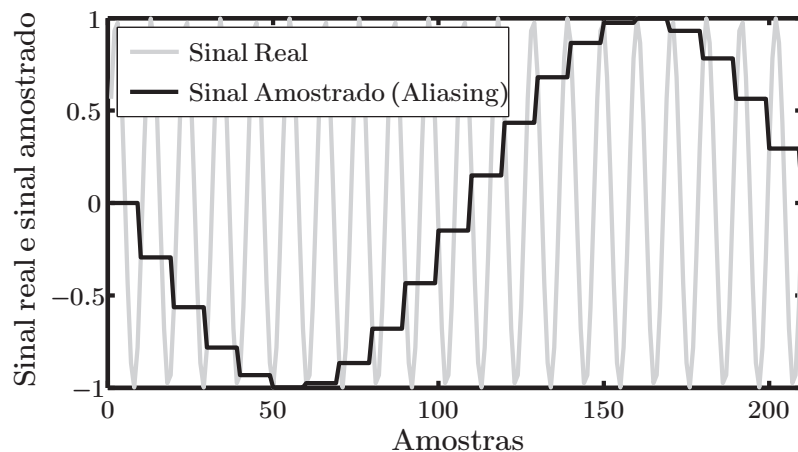


Figura 56: Aliasing no domínio do tempo

6.4.1 Interpretação matemática da distorção *aliasing*

Seja um sinal de tempo contínuo $x_C(t)$ cuja transformada de Fourier é dada por $X_C(j\Omega)$, e um sinal $x_S(n)$, que é a representação discreta $x_C(t)$, cuja transformada de Fourier é $X_S(j\Omega)$. A operação de conversão do sinal $X_C(j\Omega)$ em $X_S(j\Omega)$ pode ser representada matematicamente pela convolução da transformada de Fourier de um trem de impulsos periódicos $S(j\Omega)$ mostrado na equação (6.4).

$$S(j\Omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - k\Omega_s) \quad (6.4)$$

onde, $\delta \triangleq$ função impulso unitário, com a transformada de Fourier do sinal de interesse $X_C(j\Omega)$ e Ω_s é a frequência de amostragem. Esta convolução é apresentada na equação (6.5)

$$X_s(j\Omega) = X_C(j\Omega) * S(j\Omega) \quad (6.5)$$

onde, $*$ é o operador convolução. Assim, a equação (6.5) pode ser reescrita como

$$X_S(j\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_C(j(\Omega - k\Omega_s)) \quad (6.6)$$

A figura 57 (c) e (d) mostra a operação convolução acima para um sinal arbitrário, representado no domínio da frequência pela figura 57 (a). A figura 57 (b) apresenta a transformada de Fourier de um trem de impulsos. Fica evidente que, quando

$$\Omega_S - \Omega_N > \Omega_N \quad \text{ou} \quad \Omega_S > 2\Omega_N, \quad (6.7)$$

as réplicas $X_C(j\Omega)$ não se sobrepõem e, portanto, quando elas são adicionadas na equação (6.6), permanece uma réplica de $X_C(j\Omega)$ a cada múltiplo inteiro da frequência de amostragem Ω_s . Conseqüentemente, $X_C(j\Omega)$ pode ser reconstituído através do uso de um filtro passa-baixas ideal. Se a inequação (6.7) não for satisfeita, veja a figura 57 (d), as cópias de $X_C(j\Omega)$ se sobrepõem. Desta forma, quando estas são juntamente adicionadas, $X_C(j\Omega)$ não pode ser mais reconstituído através de um filtro passa-baixas ideal. Neste caso, a saída reconstruída é relacionada ao sinal original de tempo contínuo através de uma distorção referida como distorção *aliasing*, ou simplesmente *aliasing* (OPPENHEIM; SCHAFER; BUCK, 1998).

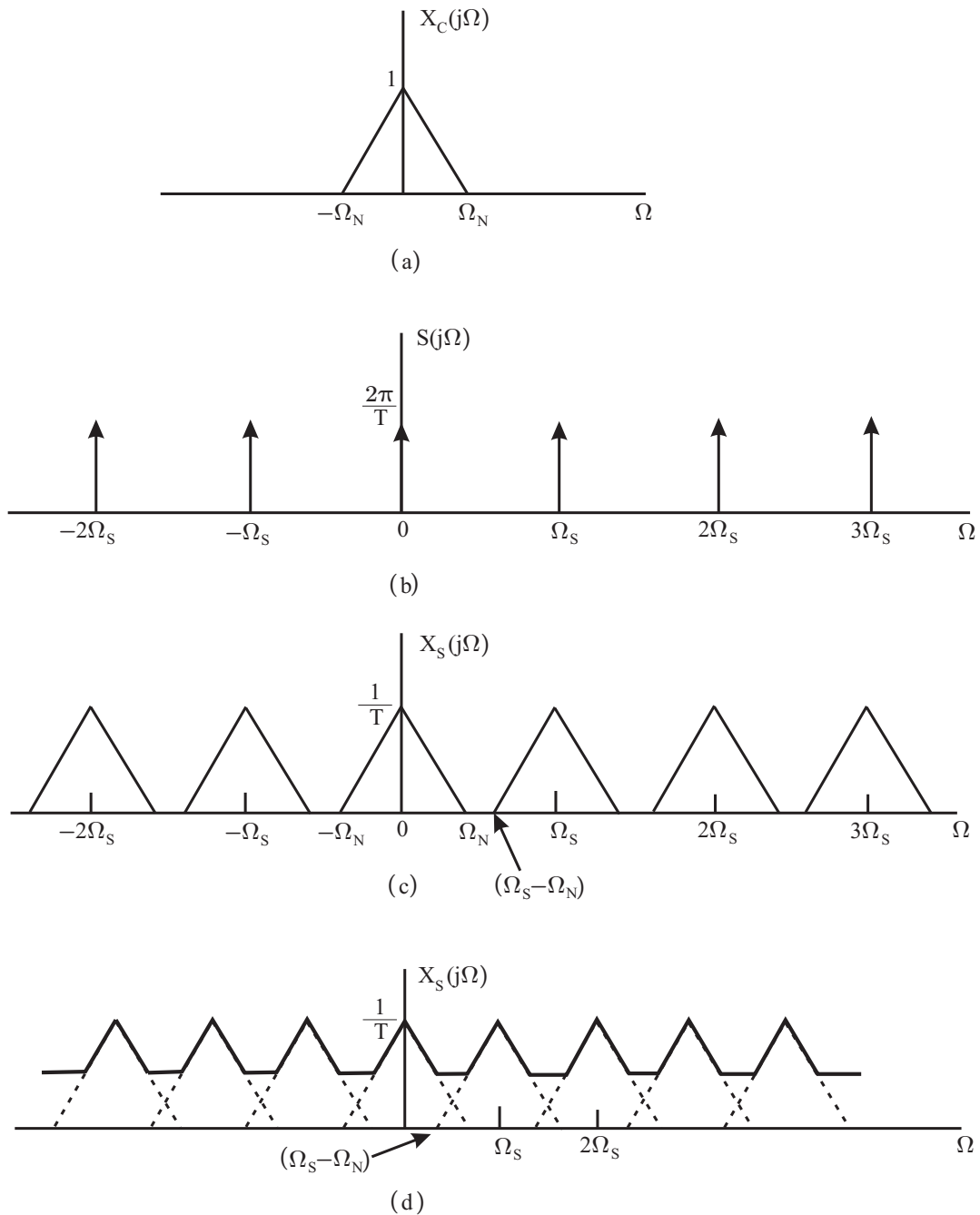


Figura 57: Efeito da amostragem de um sinal contínuo no domínio da frequência. (a) Espectro do sinal original. (b) Espectro da função de amostragem. (c) Espectro do sinal amostrado com $\Omega_S > 2\Omega_N$. (d) Espectro do sinal amostrado com $\Omega_S < 2\Omega_N$.

6.4.2 Aliasing em plataformas FAPP

Em PINHEIRO (2007), foi descrito o surgimento desta distorção em inversores PWM, onde duas alternativas para atenuar este indesejado efeito, bem como suas características, foram descritas. Estas são:

1. Elevar a frequência de amostragem e atenuar as harmônicas advindas da comutação

PWM através de filtros analógicos e/ou digitais.

2. Usar um filtro passa-baixas analógico como *anti-aliasing* antes do processo de amostragem.

A primeira abordagem, usualmente, requer um conversor analógico para digital mais rápido e de um maior esforço computacional para sua implementação, quando comparado com a segunda abordagem. Contudo, a segunda alternativa não vem sendo muito utilizada na literatura devido ao aparecimento de dinâmicas adicionais na malha de controle. Há um compromisso entre atenuação dos indesejados sinais de alta frequência e o impacto do filtro *anti-aliasing* sobre o sistema de controle. Entretanto ainda não houve uma preocupação com o projeto do filtro analógico de entrada que não fosse com respeito a frequência de corte do sistema, a qual é geralmente escolhida através do critério de Nyquist.

Portanto, o texto que segue é centrado em um segundo parâmetro de projeto de um filtro *anti-aliasing* de segunda ordem, o coeficiente de amortecimento.

6.4.3 Filtro passa-baixas para atenuação de sinais de alta frequência

Em ambientes em que se utiliza conversores estáticos de potência para geração de sinais de tensão ou de corrente, é comum a existência de sinais de alta frequência, geralmente localizados em múltiplos inteiros da frequência de comutação.

A figura 58 apresenta um caso típico de corrente de saída de um inversor PWM.

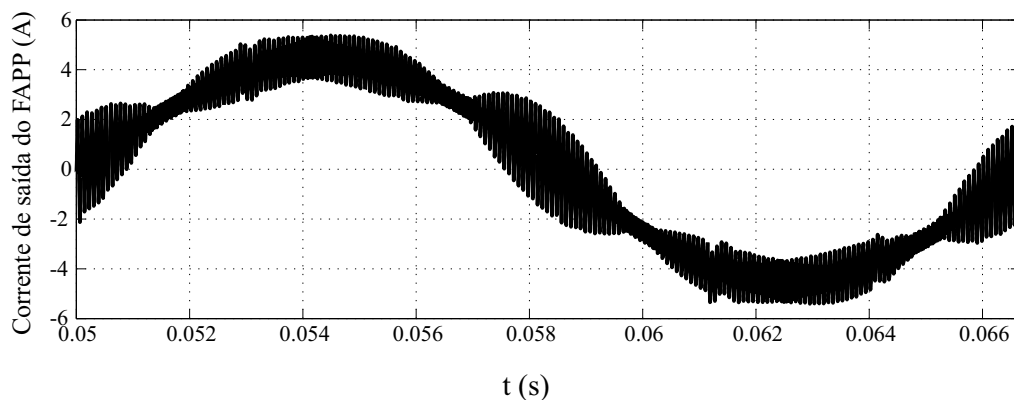


Figura 58: Corrente i_{APF} típica em filtros ativos de potência.

É possível notar, através da transformada de Fourier do sinal de corrente, mostrada na figura 59, a presença de tais componentes harmônicas de frequência elevada localizadas em múltiplos inteiros de f_s .

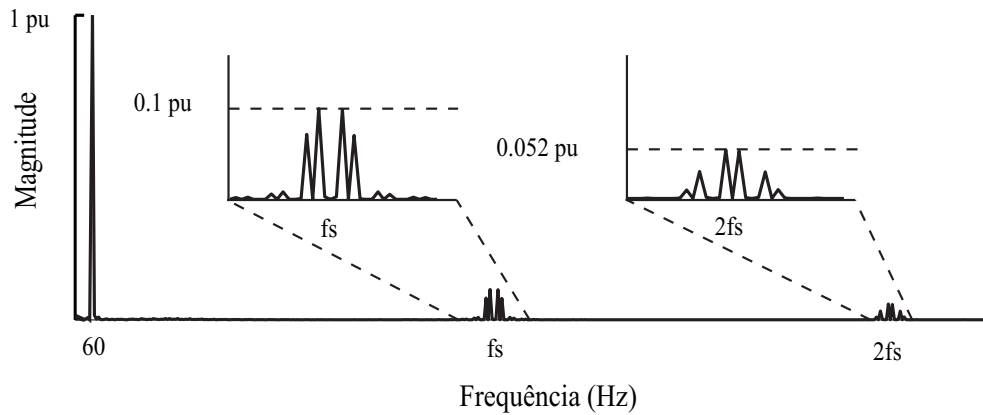


Figura 59: Transformada de Fourier de i_{APF} .

Como já mencionado anteriormente, uma alternativa possível com o intuito de mitigar estes sinais de alta frequência, na leitura de tais sinais pelo circuito de instrumentação e medida, é a inserção de um filtro passa-baixas em série com o sistema de condicionamento dos sinais.

A figura 60 mostra agora o sinal de corrente de saída do FAPP, após o processo de filtragem analógica pelo filtro passa-baixas de segunda ordem. O filtro está sintonizado com frequência de corte igual a metade da frequência de amostragem.

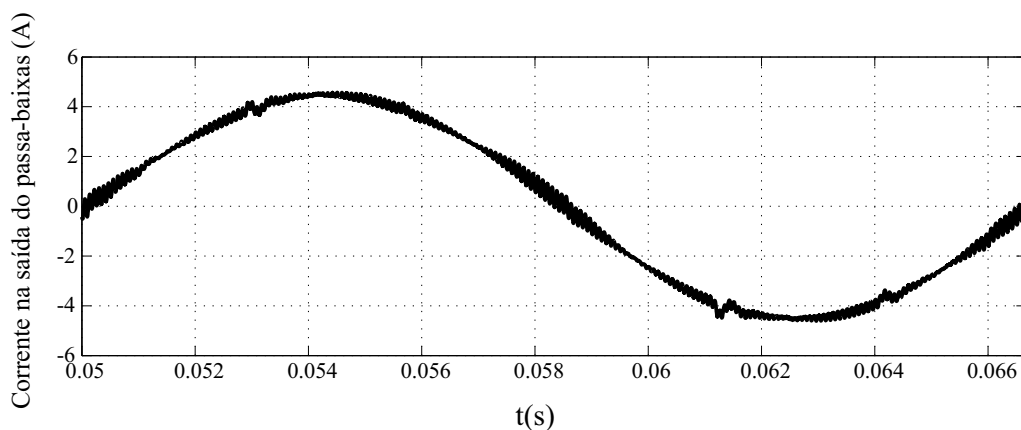


Figura 60: Corrente i_{LP} após o processo de filtragem analógica.

É possível notar, então, observando a respectiva transformada de Fourier, apresentada na figura 61, uma considerável redução do conteúdo harmônico de alta frequência, responsável pela distorção *aliasing*. Este exemplo, considera apenas os efeitos de atenu-

ação dos sinais a serem medidos, contudo, como se sabe, estes filtros também introduzem um desvio de fase aos sinais medidos e, portanto, deve se tomar cuidado com o desvio de fase inserido pelo filtro pois, como já comentado, tal desvio altera a dinâmica do sistema com um todo.

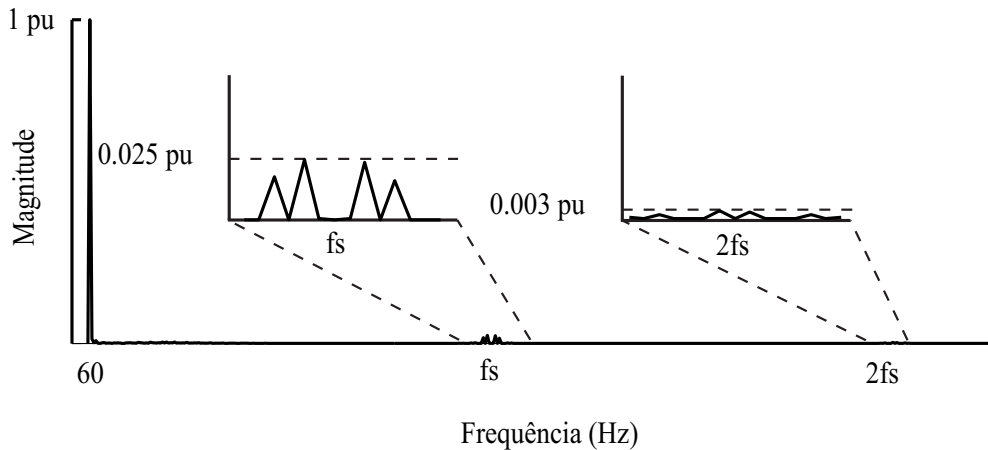


Figura 61: Transformada de Fourier de i_{LP} .

6.5 Influências do coeficiente de amortecimento do filtro passa-baixas no sistema em malha fechada

A função de transferência de um filtro passa-baixas de segunda ordem, no domínio s , é apresentada na equação (6.8)

$$G_{PB}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (6.8)$$

onde, ω_n é a frequência de corte em radianos por segundo e ξ é o coeficiente de amortecimento. O parâmetro ω_n é escolhido, de acordo com o critério de Nyquist, de forma que os sinais de interesse encontram-se na banda de passagem do filtro. O coeficiente ξ é escolhido como descrito na próxima subseção.

6.5.1 Definição de ξ

A figura 62 apresenta o diagrama de Bode de $G_{PB}(s)$ para diferentes valores de ξ . Deste diagrama, pode-se inferir que há um compromisso entre desempenho e estabilidade do sistema. De um lado, quando os valores de ξ são grandes o suficiente, as dinâmicas do filtro têm efeito significativo sobre o sistema, o que pode ser visto através do desvio

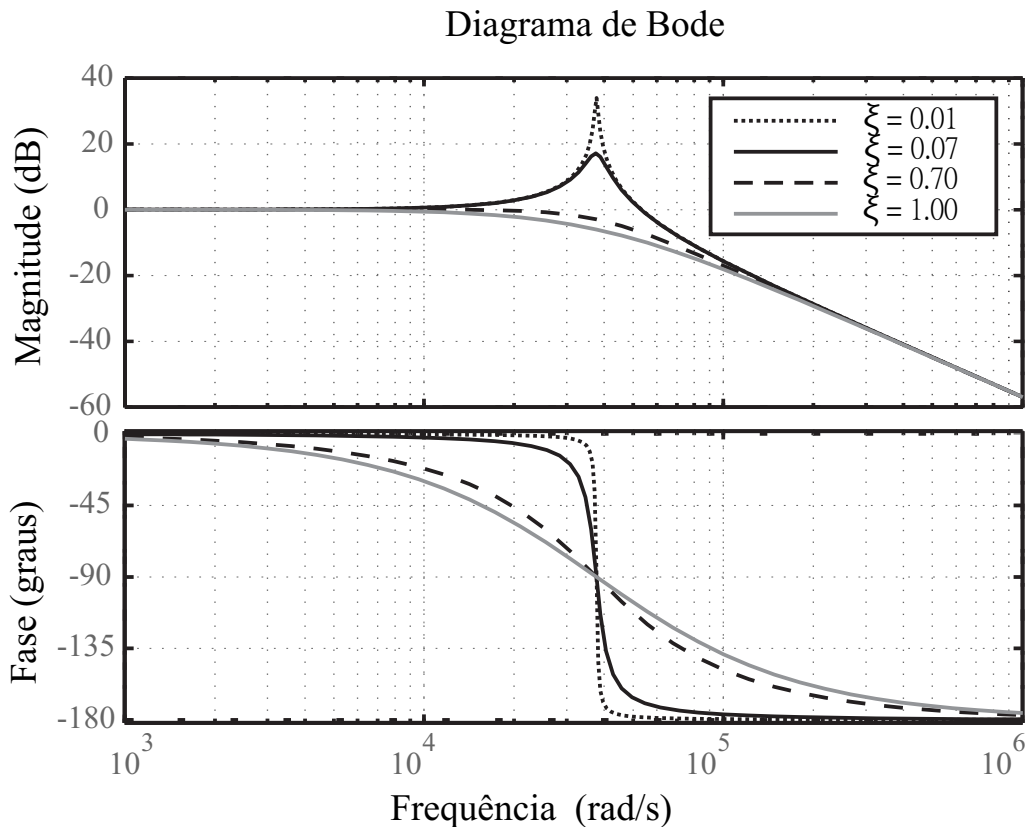


Figura 62: Diagrama de Bode do filtro *anti-aliasing* de segunda ordem para diferentes valores de ξ .

de fase na banda de interesse. Por outro lado, diminuindo-se os valores de ξ , pode-se ter uma ressonância na frequência de corte de forma que problemas quanto a estabilidade do sistema aparecem. Contudo, para estes sistemas em que as referências também são geradas através de sinais medidos, como no caso do filtro ativo de potência em estudo, o desempenho e a estabilidade do sistema devem ser analisados com mais cuidado.

Considere o a representação por diagrama de blocos do filtro ativo de potência, mostrado na figura 63 (a), a qual considera o filtro *anti-aliasing* $G_{PB}(s)$, o bloco de geração de referências utilizando-se de um filtro de Kalman, o controlador PI discreto $G_{PI}(z)$ e a planta do sistema $G_P(s)$. Como pode ser visto, o filtro passa-baixas proposto é encontrado em duas posições (os sinais de referência referênciam baseiam-se nos sinais de saída que são medidos).

De forma a expressar o sistema de controle em um único domínio, veja a figura 63 (d), primeiramente, considera-se que o filtro de Kalman extrai as referências sem inserir qualquer dinâmica no sistema, portanto existe um sinal de referência no domínio s , o qual é afetado apenas pelo filtro *anti-aliasing*, como mostra a figura 63 (b). Da figura 63

(b) para a figura 63 (c) uma operação em diagramas de blocos é realizada com o intuito de considerar o filtro analógico de entrada como parte da malha direta. Finalmente, a modulação PWM seguida do sistema de controle mais a função de transferência e o circuito amostrador/retentor são substituídos por sua respectiva transformada Z , $G_P G_{PB}(z) = Z(G_P(s)G_{PB}(s))$.

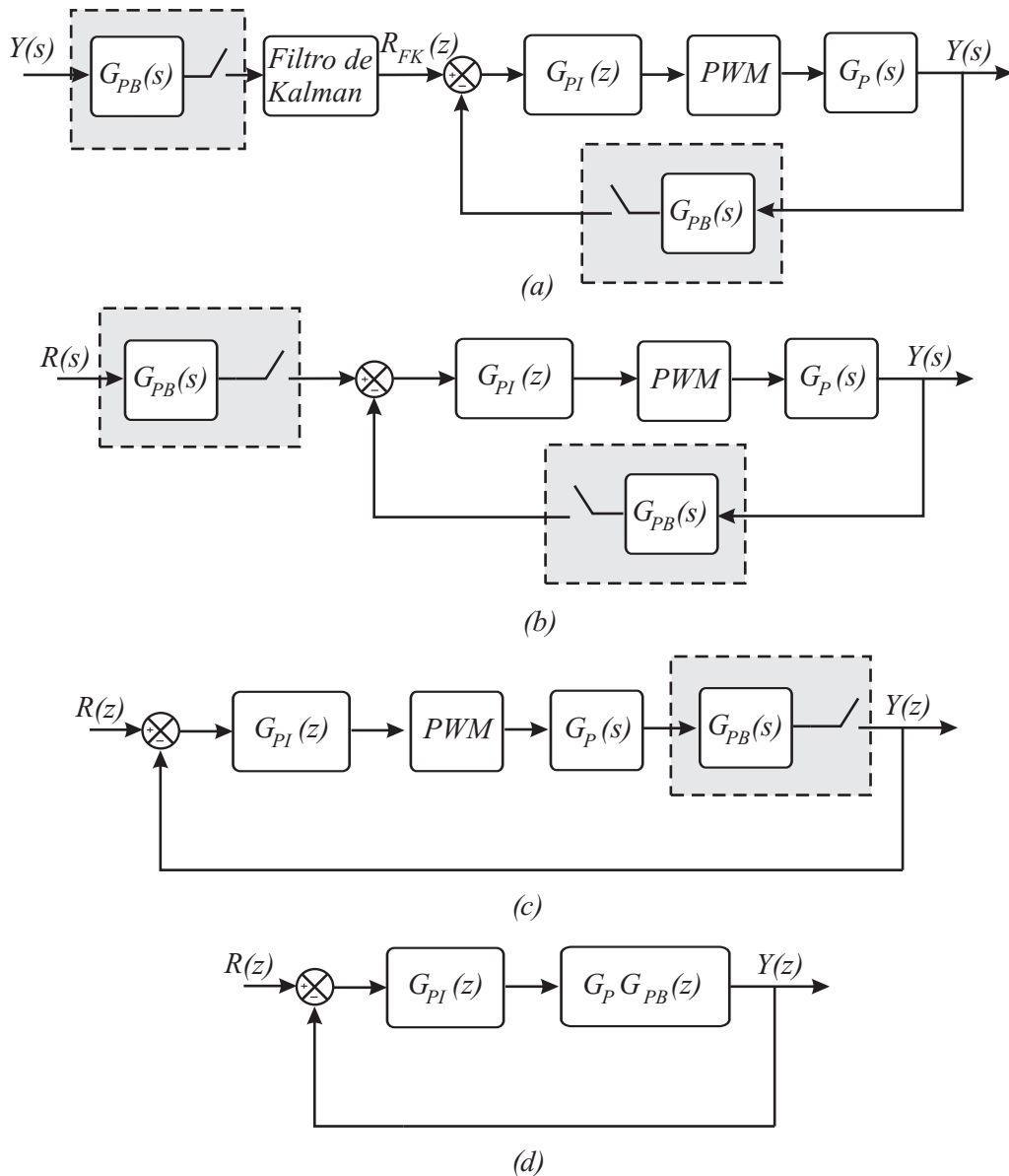


Figura 63: Diagrama de blocos do sistema em malha fechada considerado.

A figura 64 mostra agora o diagrama de Bode do sistema em malha fechada da planta monofásica mostrada na figura 55, com $R_F = 0.1\Omega$, $L_F = 1mH$, parâmetros de controle $k_p = 12$ e $k_i = 100$ e frequência de corte $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 6kHz$ ($f_s = 12kHz$), para 5 casos diferentes: $G_{MF}(z)$, em vermelho, para o sistema em malha fechada sem considerar as

dinâmicas do filtro passa-baixas e as outras 4 considerando diferentes valores do parâmetro ξ .

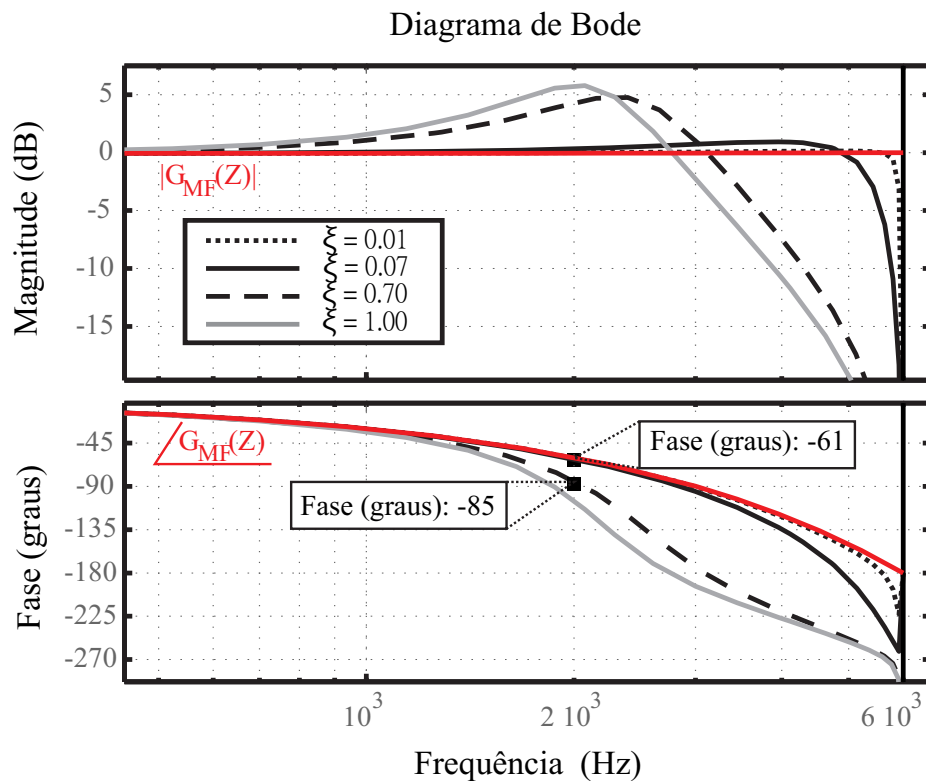


Figura 64: Diagrama do Bode do sistema em malha fechada para diferentes valores de ξ .

Observando o diagrama de Bode da figura 64, em que as frequências mais elevadas encontram-se em evidência pois nestas frequências o efeito é mais pronunciado, é possível notar que a inclusão do filtro passa-baixas pode afetar significativamente o comportamento da malha de controle, dependendo da escolha do parâmetro ξ . Os desvios de fase do sistema em malha fechada com pequenos valores de ξ estão mais próximos daqueles com o sistema sem o filtro *anti-aliasing* do que aqueles com valores maiores de ξ . Por exemplo, na frequência de 2 kHz, o desvio de fase do esquema de controle com $\xi = 0.07$ é aproximadamente o mesmo daquele sem o filtro, enquanto que, com $\xi = 0.7$, a diferença entre o desvio de fase que se teria sem a inserção do filtro e o desvio detectado considerando o filtro analógico, é de aproximadamente 25 graus. Desta forma é possível notar que valores maiores de ξ têm um maior impacto na resposta do sistema. Em conclusão, a melhor escolha para a sintonia do filtro passa-baixas seria os menores valores possíveis para ξ , os quais também atendam os limites de estabilidade do sistema de controle.

6.5.2 Estabilidade do sistema

A figura 65 mostra o mapa de polos e zeros discreto da planta em malha fechada sem o filtro passa-baixas. Tal sistema tem dois polos e um zero localizados em $p_1 = -0.0345$, $p_2 = 0.9993$ e $z_1 = 0.9993$, respectivamente.

A figura 66, por sua vez, apresenta o mapa de polos e zeros discreto do sistema em malha fechada considerando-se o filtro anti-aliasing. É possível se notar que a inserção do filtro *anti-aliasing* causa o surgimento de dois novos zeros e dois novos polos em malha fechada. A seguir, os polos e os zeros que aparecem pela adição do filtro passa-baixas serão definidos por p_{n1} , p_{n2} , z_{n1} e z_{n2} , respectivamente.

Ainda, a figura 66 mostra o lugar das raízes devido a variação do parâmetro ξ . Algumas localizações específicas são apontadas nesta figura de forma a explicar algumas regiões importantes referentes ao lugar das raízes do sistema de controle.

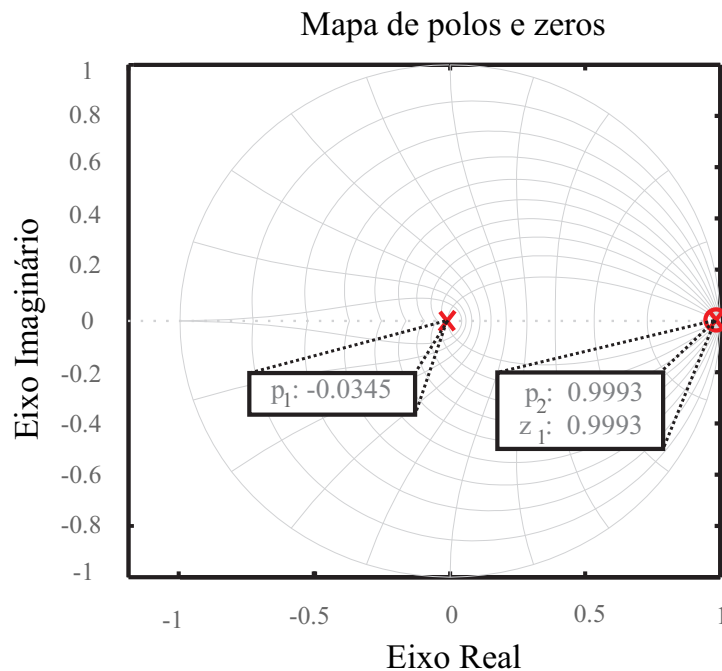


Figura 65: Mapa de polos e zeros do sistema sem o filtro *anti-aliasing*.

Primeiramente os polos e zeros em vermelho são apontados para mostrar que, para pequenos valores de ξ , o sistema é instável. Isto pode ser visto através do polo p_{n1} localizado fora do círculo unitário. Os polos e zeros da planta que já existiam anteriormente à inserção do filtro passa-baixas, localizados em $p_2 = 0.9993$ e $z = 0.9993$ não mudam de posição e o polo p_1 varia de $p_1 = -0.0345$ para $p_1 = -0.00177$. A barreira de estabilidade

é ultrapassada quando $\xi \approx 0.0005$.

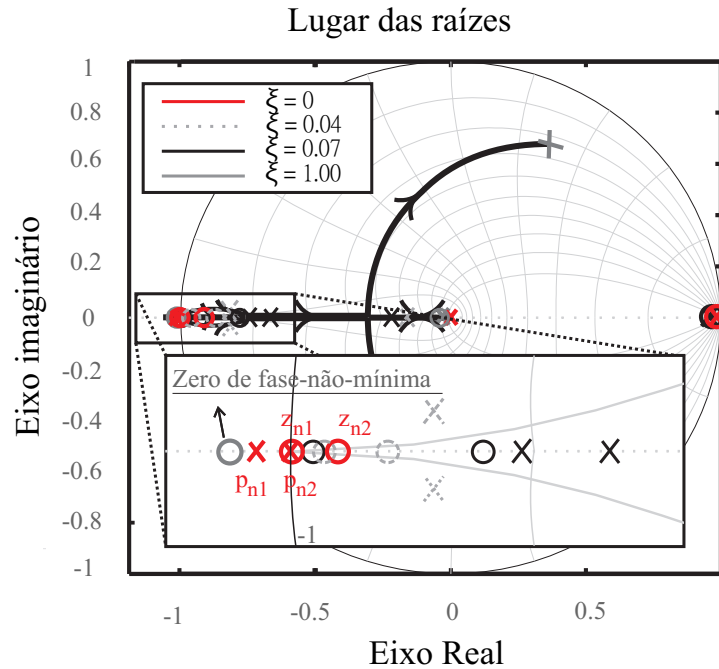


Figura 66: Lugar das raízes do sistema devido a variações do parâmetro ξ

O segundo ponto, caracterizado pelos polos e zeros em cinza tracejado, é coletado quando o parâmetro $\xi = 0.04$. É possível verificar que este sistema é agora estável. Há uma pequena contribuição imaginária aos pólos p_{n1} e p_{n2} , os quais encontram-se, seguidos pelo zero z_{n1} , tendendo para o centro do círculo unitário, enquanto o zero z_{n2} tende para o lado esquerdo. O pólo p_1 também tende para o lado esquerdo do do círculo ($p_1 = -0.062$).

Quando $\xi = 0.07$, p_{n1} , p_{n2} e z_{n1} , representados em preto, ainda estão tendendo para o centro do círculo unitário. Contudo, desde que $\xi \approx 0.052$, não há mais contribuição imaginária para os polos. O zero z_{n2} ainda tende para a esquerda, e o polo p_1 tende para a direita ($p_1 = -0.13$).

Quando $\xi = 1$, veja os polos e zeros em cinza, os polos p_1 e p_{n2} formam um par de polos complexos conjugados, tendendo como mostra a figura 66. Os polos p_{n1} e z_{n1} se mantêm tendendo para o centro do círculo unitário. O zero z_{n1} , o qual encontra-se fora do círculo unitário (caracterizando um zero de fase-não-mínima), continua tendendo para fora do círculo unitário. A barreira de transição entre fase-mínima e fase-não-mínima é rompida quando $\xi \approx 0.09$ e a fronteira que separa o par de polos complexos conjugados é cruzada quando $\xi \approx 0.101$.

6.6 Resultados de simulação

A simulação dos filtros ativos de potência mono e trifásico, mostrados na figura 55 e 7 respectivamente, foi feita para verificar a consistência do método desenvolvido. A simulação foi realizada utilizando-se do *software* matemático *MATLAB*[®] e do *software* de simulação de circuitos PSIM, os quais oferecem uma plataforma avançada de funções que podem ser usadas para simular o sistema em estudo. As cargas monofásica e trifásica são apresentadas nas figura 67 (a) e (b). A tabela 3 mostra os parâmetros de projeto de ambos os filtros em questão.

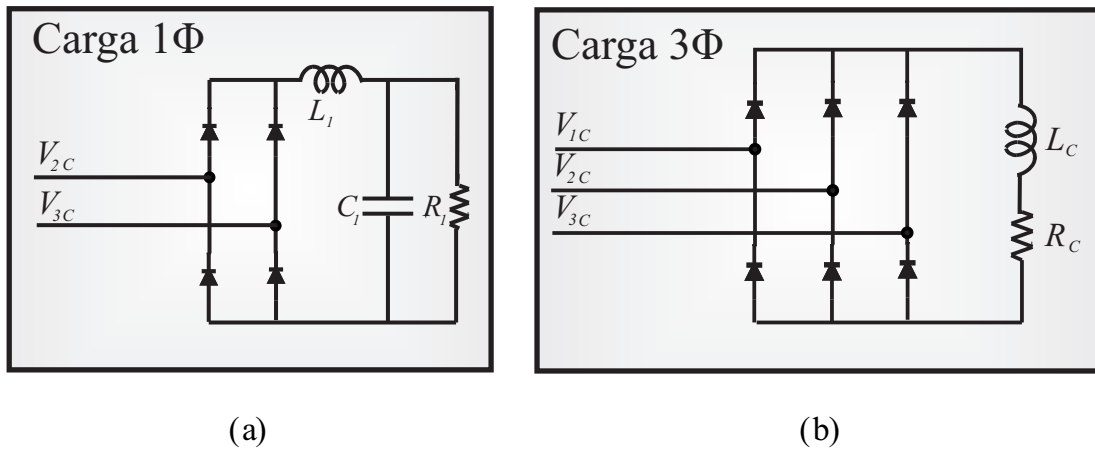


Figura 67: Carga em estudo (a) Retificador monofásico com saída RLC (b) Retificador trifásico com saída RL.

As figuras 68 e 69 abaixo mostram, respectivamente aos casos monofásico e trifásico, as correntes de referência, i_{F3ph}^* e i_{F1ph}^* , as corrente de saída, i_{F3ph} e i_{F1ph} , as correntes compensadas, i_{S3ph} e i_{S1ph} : as figuras 68 (a) e 69 (a) para o sistema sem o filtro *anti-aliasing*; as figuras 68 (b) e 69 (b) para o sistema com o filtro passa-baixas sintonizado com $\xi = 0.03$; as figuras 68 (c) e 69 (c) apresentam os resultados para um $\xi = 0.07$; as figuras 68 (d) e 69 (d) mostram mas mesmas correntes quando $\xi = 0.7$; e, finalmente, as figuras 68 (e) e 69 (e) apresentam o caso em que $\xi = 1$.

Para um $\xi = 0.03$, é mostrado que os sinais de saída rastreiam os sinais de referência. Contudo, como neste caso existem polos perto do círculo unitário e com contribuição imaginária, os sinais de saída oscilam em torno das referências e o desempenho do sistema é afetado, especialmente no caso trifásico, como mostra a figura 69 (b).

Com $\xi = 0.07$ é possível observar que não há mais diferença entre os conteúdos har-

Table 3: Parâmetros de projeto

Planta Monofásica			
Tensão da rede	110V (<i>RMS</i>)	R_f	0.1 Ω
ω	376.9911rad/s	L_f	1mH
fs	12kHz	V_{dc}	300V
Carga			
R_1	30 Ω	L_1	1mH
C_1	75 μF		
Controlador			
k_{p1ph}	1	k_{i1ph}	1000
Planta Trifásica			
Tensão da rede	127V (<i>RMS</i>)	R_f	0.1 Ω
ω	376.9911rad/s	L_f	1mH
fs	12kHz	V_{dc}	350V
Carga			
R_C	30 Ω	L_C	50uH
Controlador			
k_{p3ph}	0.9358	k_{i3ph}	3004

mônico fundamentais das ondas de saída quando comparados aos sinais de referência, ainda o rastreamento da referência pela saída é consideravelmente bom, apresentado oscilações quase imperceptíveis em torno das referências.

Quando $\xi = 0.7$, existe um par de polos conjugados complexos (p_1 e p_{n2}) e um zero de fase-não-mínima (z_{n2}) na função de transferência de malha fechada, veja a figura 66. Isto faz com que o desempenho de rastreamento seja inferior ao daquele para o caso de $\xi = 0.07$ e isso pode ser visto através do aumento nas oscilações das correntes de saída em torno das referências.

Finalmente, para um $\xi = 1$, o sistema não é tão afetado em comparação ao sistema como $\xi = 0.7$. Isto pode ser explicado pelo fato de os polos e zeros da planta não se alterarem significativamente no plano complexo portanto o resultado é uma pequena diferença de desempenho quando se compara os resultados destes dois últimos casos.

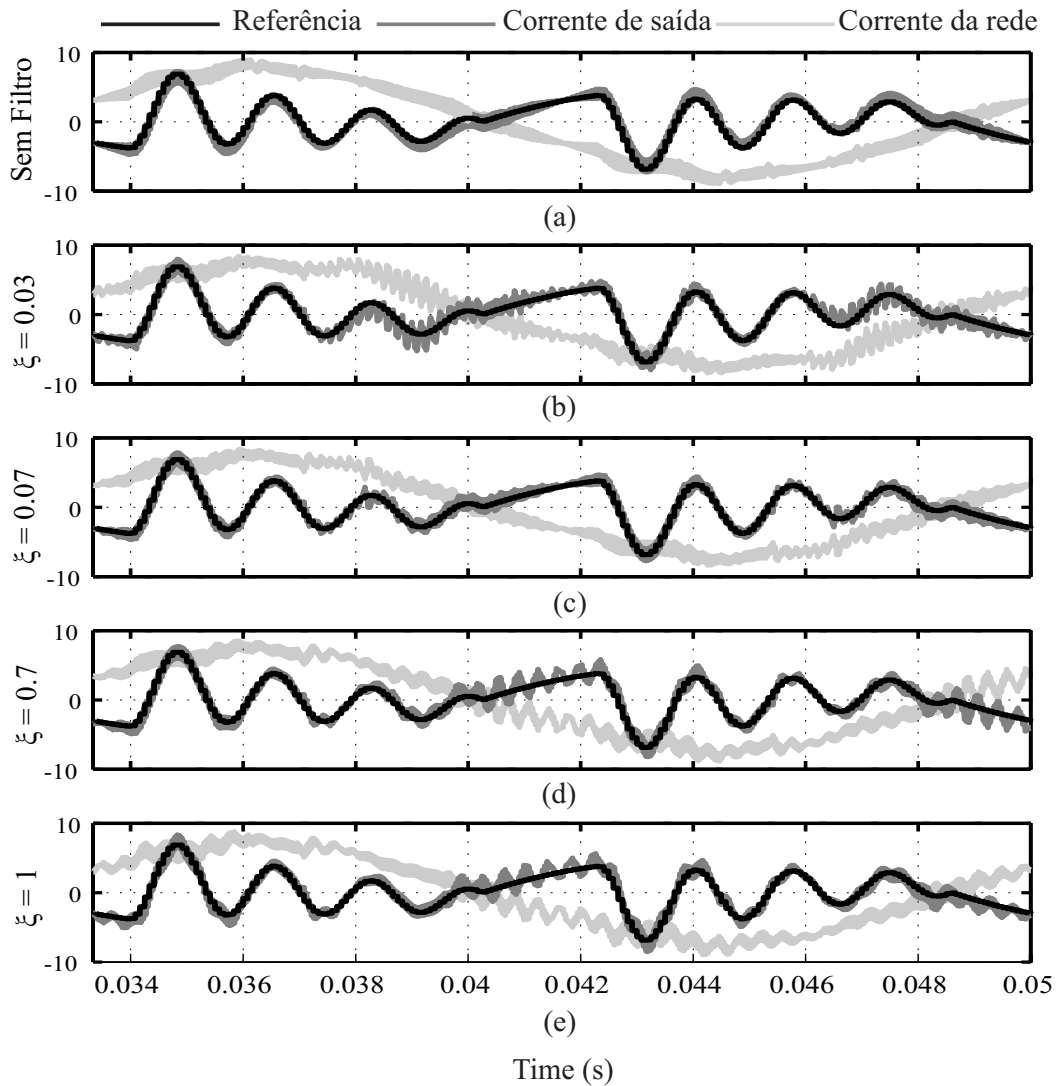


Figura 68: Caso monofásico: Referências, saídas e correntes compensadas para diferentes valores de ξ .

6.7 Resultados experimentais

Nesta seção foram realizados 5 ensaios diferentes para as duas plataformas FAPP consideradas, FAPP monofásico e trifásico, descritos anteriormente, de forma a obter-se dados passíveis de comparação do sistema sem o filtro passa-baixas e com o filtro mas com diferentes valores para o parâmetro ξ . Desta forma, são apresentadas as formas de onda compensadas para 5 diferentes casos: O primeiro para o caso em que não se utiliza do filtro *anti-aliasing* para obtenção das medidas; Após este ensaio, os mesmos sinais são mostrados com a utilização do filtro passa-baixas sintonizado na frequência de corte $f_c = 6kHz$ e $\xi = 0.03$; O terceiro ensaio apresenta o caso em que os parâmetros do filtro passa-baixas são $f_c = 6kHz$ e $\xi = 0.07$; Com $f_c = 6kHz$ e $\xi = 0.7$, são apresentadas novamente as

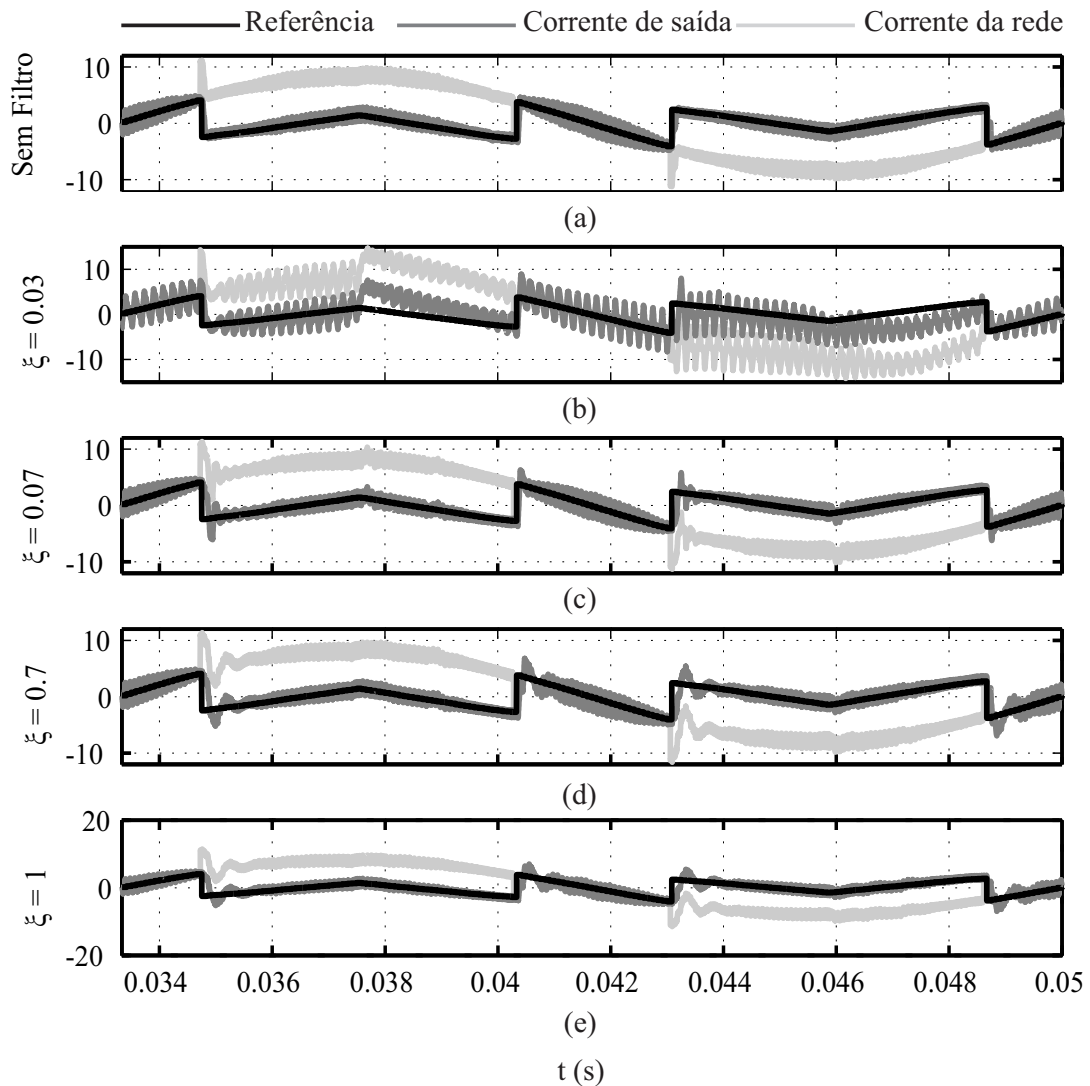


Figura 69: Caso trifásico: Referências, saídas e correntes compensadas para diferentes valores de ξ .

correntes compensadas em um quarto ensaio; Por último, no quinto ensaio, estas mesmas correntes são apresentadas com a utilização de um filtro *anti-aliasing* sintonizado em $f_c = 6kHz$ e $\xi = 1$.

6.7.1 Sem filtro *anti-aliasing*

A figura 70 apresenta o resultado da compensação de harmônicos quando não há a inserção do filtro passa-baixas no sistema de instrumentação. A figura 70 (a) apresenta a corrente compensada para o caso do filtro ativo de potência monofásico, enquanto que a figura 70 (b) apresenta as correntes compensadas em um caso com filtro ativo trifásico. Nota-se a predominância da componente fundamental nas correntes compensadas. Con-

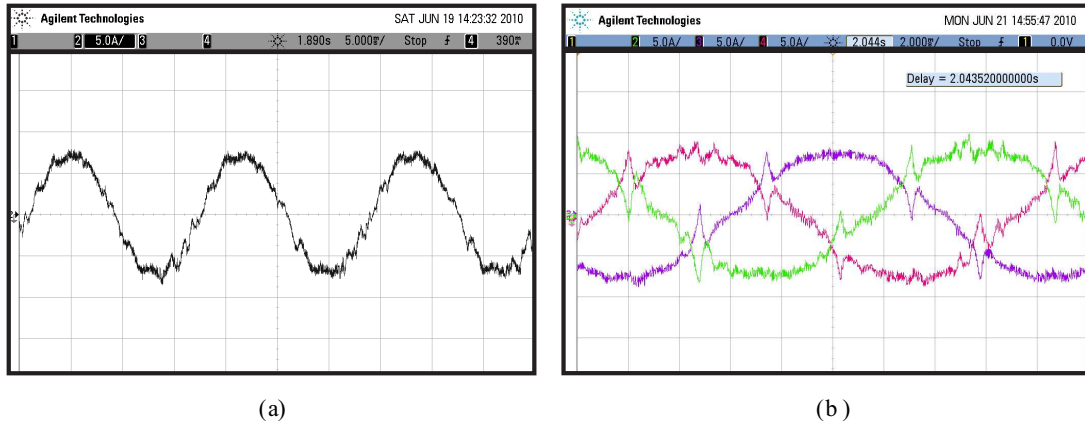


Figura 70: Sistema sem filtro passa-baixas: (a) Caso monofásico (b) Caso trifásico.

tudo, o desempenho do sistema ainda não é o mais adequado, considerando-se que existem componentes de frequência consideráveis somadas ao espectro destes sinais de corrente.

6.7.2 Com filtro *anti-aliasing*: $\xi = 0.03$

A figura 71 apresenta agora o resultado da compensação de harmônicos com filtro passa-baixas aliado ao sistema de instrumentação, com $\xi = 0.03$. A figura 71 (a) apresenta a corrente compensada para o caso do filtro ativo de potência monofásico, enquanto que a figura 71 (b) apresenta as correntes compensadas em um caso com filtro ativo trifásico. É possível notar visivelmente uma pequena acentuação das componentes harmônicas de

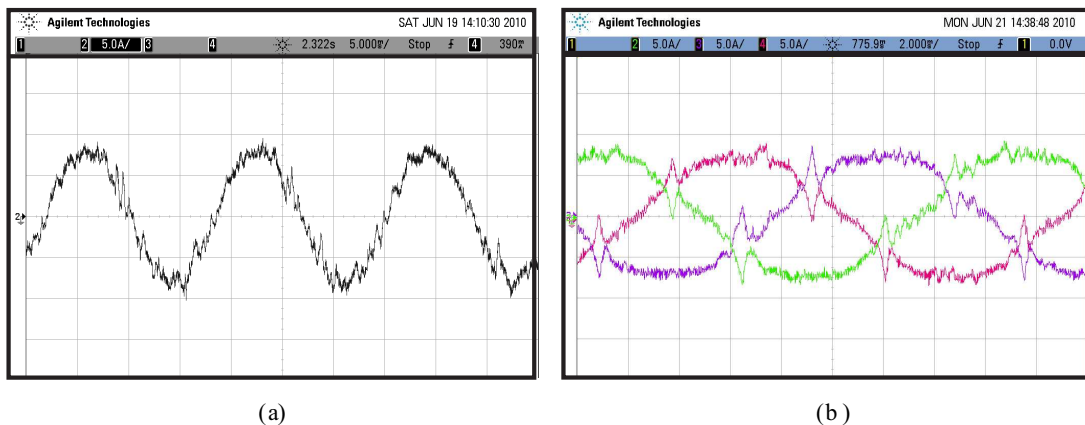


Figura 71: $\xi = 0.03$: (a) Caso monofásico (b) Caso trifásico.

alta ordem em comparação ao caso sem o filtro passa-baixas, isto se deve ao fato de o sistema estar em uma região crítica de estabilidade, como mostrado anteriormente.

6.7.3 Com filtro *anti-aliasing*: $\xi = 0.07$

O caso mais adequado de sintonia do filtro a passa-baixas é apresentado nas figuras 72 (a) e (b) abaixo. Figura 72 (a) para o caso monofásico e figura 72 (b) para o caso

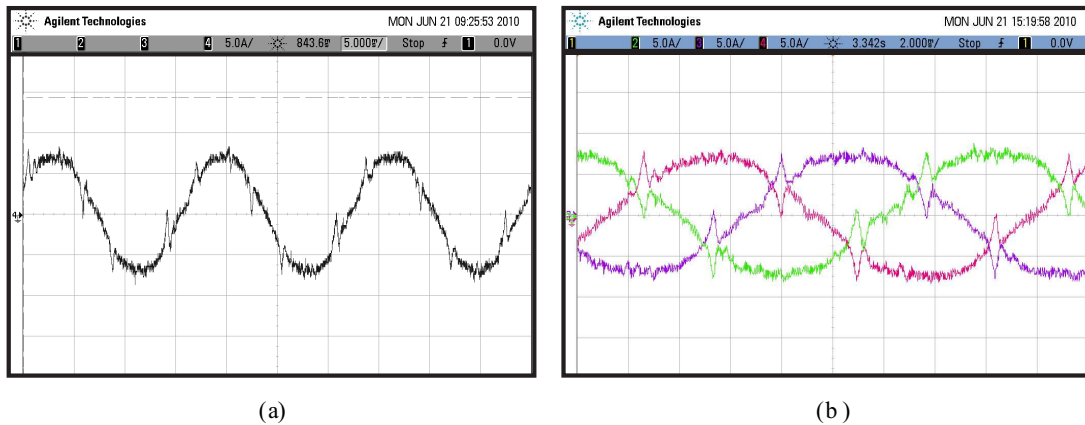


Figura 72: $\xi = 0.07$: (a) Caso monofásico (b) Caso trifásico.

trifásico. O filtro passa-baixas é sintonizado neste ensaio com $\xi = 0.07$. É possível notar a diminuição do conteúdo harmônico acima da fundamental. Isto se deve ao sistema encontrar-se agora em uma região em que não há contribuição imaginária, como no caso anterior, e não há zeros de fase-não-mínima como no caso a seguir.

6.7.4 Com filtro *anti-aliasing*: $\xi = 0.7$

A figura 73 apresenta agora o resultado da compensação de harmônicos com a utilização do filtro passa-baixas e com $\xi = 0.7$. A figura 73 (a) apresenta a corrente compensada

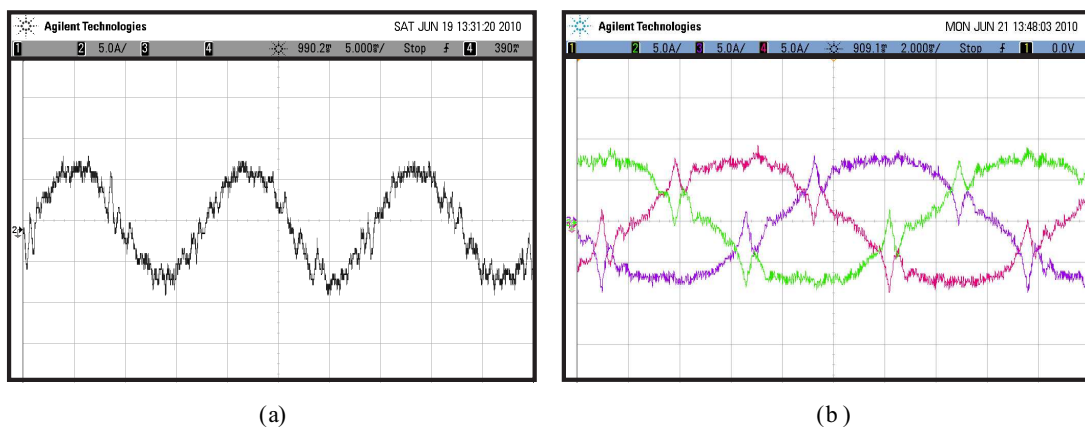


Figura 73: $\xi = 0.7$: (a) Caso monofásico (b) Caso trifásico.

para o caso do filtro ativo de potência monofásico e a figura 73 (b) apresenta as correntes

compensadas em um caso com filtro ativo trifásico. É possível notar agora em comparação ao caso com $\xi = 0.07$ a ocorrência de oscilações no sinal de corrente compensada. Isto se deve às dinâmicas inseridas pelos zeros de fase-não-mínima agora existentes no sistema.

6.7.5 Com filtro *anti-aliasing*: $\xi = 1$

Na figura 74 o resultado da compensação de harmônicos com a utilização do filtro passa-baixas com $\xi = 1$ é apresentado. A figura 74 (a) apresenta a corrente compensada para o filtro ativo monofásico e a figura 74 (b) apresenta as correntes compensadas com o filtro ativo trifásico. É possível notar uma oscilação mais acentuada nos instantes de

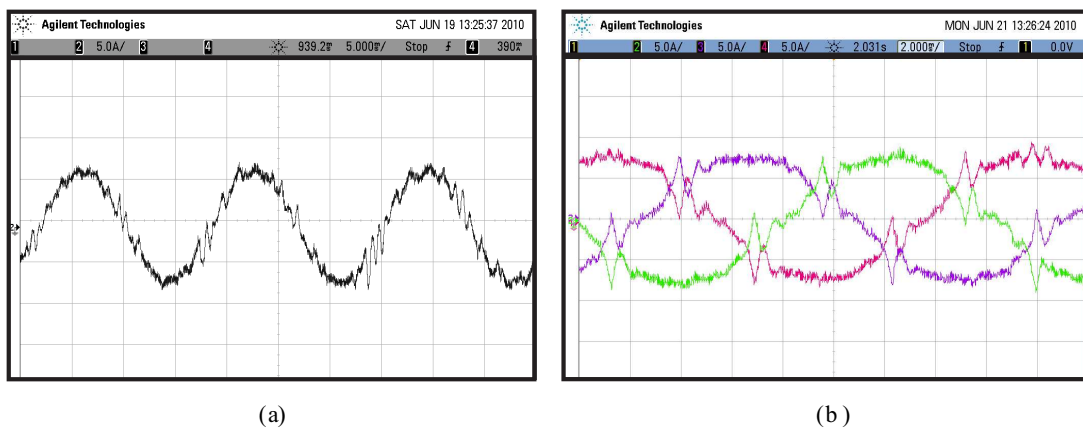


Figura 74: $\xi = 1$: (a) Caso monofásico (b) Caso trifásico.

comutação em comparação com os casos anteriores. Isto se deve ao zero de fase-não-mínima do sistema em malha fechada estar localizado mais à esquerda no plano complexo quando comparado ao caso em que o parâmetro $\xi = 0.7$

6.8 Conclusões

Este capítulo mostrou as consequências de diferentes escolhas para o coeficiente de amortecimento do filtro *anti-aliasing*. Olhando para os resultados apresentados, é verificada a importância de uma escolha adequada do parâmetro ξ pois este tem influência direta no comportamento do sistema em malha fechada. Através da análise apresentada neste capítulo, é possível também concluir que existem regiões adequadas para os valores de ξ , onde a resposta do sistema de controle não é significativamente afetada. Nos casos em estudo, esta região apropriada do parâmetro ξ é encontrada entre $\xi = 0.052$ e $\xi = 0.09$,

tais pontos são considerados como fronteiras de desempenho baseado na localização dos polos e zeros do sistema em malha fechada.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1 Introdução

Este capítulo visa realizar uma análise comparativa, tanto qualitativa quanto quantitativa, entre os controladores empregados neste trabalho. Para isso, os elementos que constituem o Filtro ativo de Potência em Paralelo trifásico com 3 braços (FAPP) são novamente apresentados na figura 75. Nesta figura, V_s representa a fonte de tensão da rede e Z_L a impedância de linha, incluindo a impedância intrínseca da fonte V_s , que é implementada através de um variador de tensão trifásico. A plataforma FAPP foi modelada segundo a teoria apresentada no capítulo 2. Os parâmetros de projeto são mostrados na tabela 8. Os ensaios foram realizados de forma a mostrar as características de desempenho e robustez dos controladores, mesmo sob variação das impedâncias de linha Z_L . Para tanto, foram coletados os dados de compensação das correntes de carga para uma mesma configuração do FAPP trifásico, contudo, com variações nesta impedância, através da inserção de indutores em série com o "variatic" trifásico, usado como fonte de tensão principal. Desta forma, cada seção deste capítulo será desenvolvida para um valor diferente da impedância da rede.

Tabela 4: Parâmetros de projeto

Tensão da rede	110V (<i>RMS</i>)	R_f	0.1 Ω
ω	376.9911rad/s	L_f	1mH
fs	12kHz	R_C	30 Ω
V_{dc}	300V	L_C	30mH
R_{C2}	30 Ω	L_{C2}	1 mH

Ainda através de análises quantitativas e qualitativas, apresenta-se estes resultados de

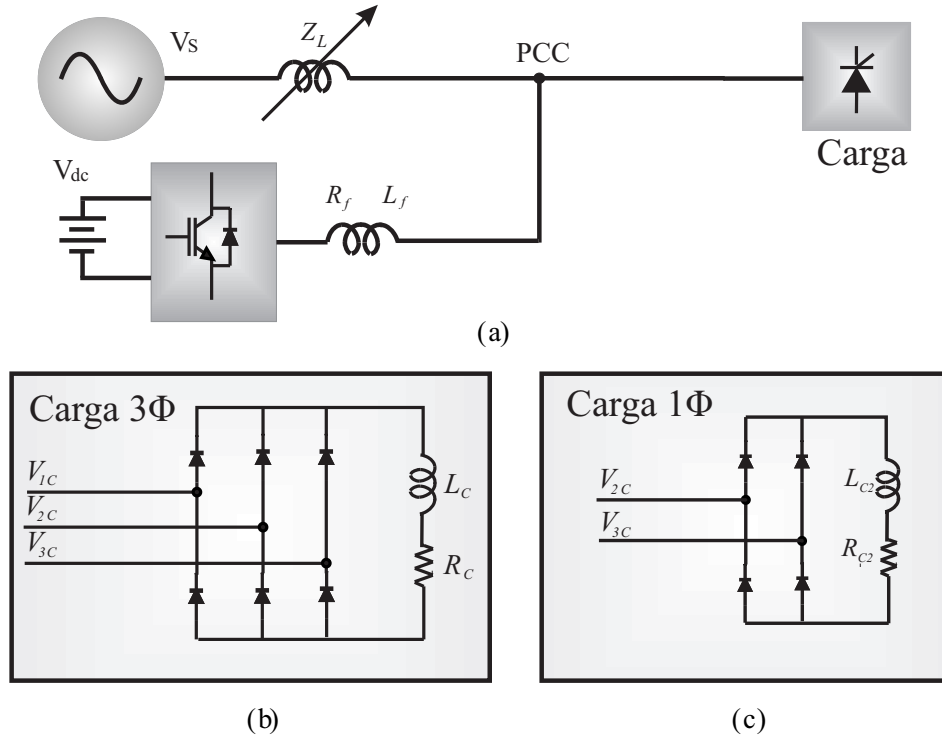


Figura 75: (a) Diagrama esquemático do condicionador de potência (b) Retificador trifásico com carga RL de saída (c) Retificador monofásico com carga RL de saída.

maneira a comparar os compensadores desenvolvidos quanto a seu desempenho e robustez mesmo submetidos à cargas retificadas, desequilibradas e com baixo fator de potência. É importante ressaltar que, mesmo variando-se as impedâncias da rede, não se altera a sintonia dos controladores, de forma que apenas controladores fixos são considerados. Como serão realizadas comparações entre os controladores, escolhe-se apenas os compensadores que apresentam o mesmo tipo de ação, ou seja, ação proporcional e integral. Desta maneira os resultados apresentados a seguir serão focados nos compensadores PI, LQRI e LQRNI. Os parâmetros destes são apresentados na tabela 5. Os demais parâmetros dos reguladores lineares quadráticos foram apresentados no capítulo 5.

7.2 Ensaio 1: $Z_L =$ Impedância do variac

O primeiro ensaio foi realizado sem modificação na impedância da fonte de tensão principal, ou seja, a única impedância vista do ponto de conexão à rede é aquela intrínseca do variac. Os resultados experimentais são apresentados para cada controlador com ação proporcional e integral utilizado.

Tabela 5: Parâmetros dos controladores

Tabela 5: Parâmetros dos controladores							
PI							
k_p	0.9358	k_i	3004				
LQRI							
q_{I11}	900	q_{I22}	900	q_{I33}	1200	q_{I44}	1200
LQRNI1							
q_{NI11}^1	1500	q_{NI22}^1	2500	q_{NI33}^1	1000	q_{NI44}^1	1000
LQRNI11							
q_{NI11}^{11}	1500	q_{NI22}^{11}	2000	q_{NI33}^{11}	900	q_{NI44}^{11}	900

7.2.1 Controlador PI

A figura 76 apresenta as correntes entregues pela rede quando da compensação de harmônicos e desequilíbrio de corrente, utilizando-se de um controlador proporcional-integral (PI). A figura 76 (a) apresenta a entrada em funcionamento do FAPP enquanto que a figura 76 (b) apresenta a saída de funcionamento.

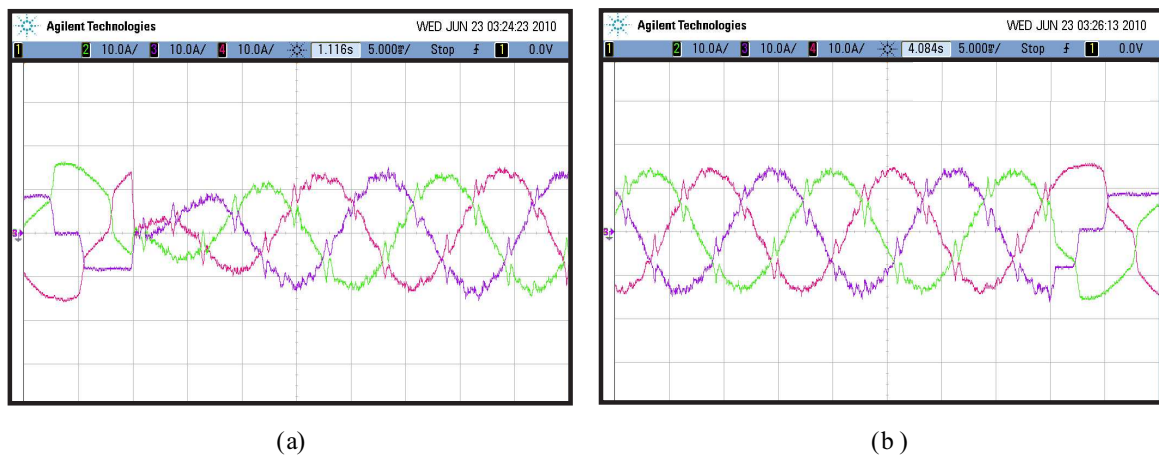


Figura 76: Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.

As figuras 77 (a) e (b) apresentam agora as transformadas de Fourier dos sinais de corrente de carga e corrente compensada na fase "1", respectivamente. Foi escolhida a fase "1" devido esta ser a fase com maior conteúdo harmônico a ser compensado e, portanto, considera-se esta corrente dentre as 3 correntes compensadas como a que exige um maior esforço para ser controlada. Ou seja, o caso mais crítico dentre as três fases do sistema.

Nota-se uma significativa redução do conteúdo harmônico da corrente compensada

com relação a corrente de carga, mostrando que há uma adequada compensação a partir do controlador proporcional-integral. As figuras 77 (a) e (b) apresentam ainda as taxas de distorção harmônica (THD) do sinal de corrente demandada pela carga e do sinal de corrente fornecida pela rede na fase "1", de onde pode-se novamente perceber a significativa redução do conteúdo harmônico de corrente, apresentando uma queda de aproximadamente 19 pontos percentuais na THD desta corrente.

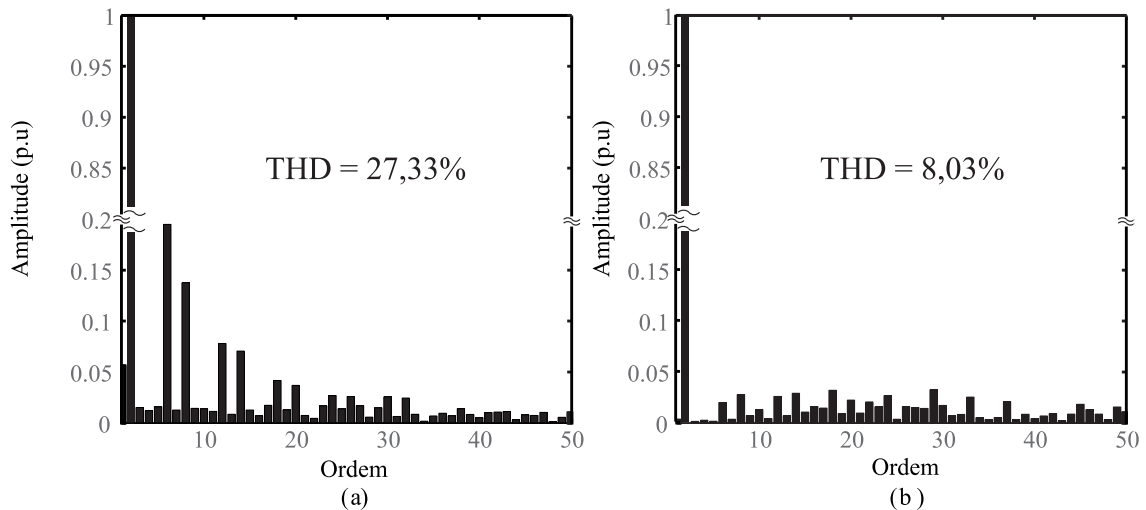


Figura 77: Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".

7.2.2 Controlador LQRI

A figura 78 apresenta agora as correntes entregues pela rede com compensação de harmônicos e desequilíbrio de corrente, controladas através do regulador LQRI. A figura 78 (a) apresenta a entrada de funcionamento do FAPP enquanto a figura 78 (b) apresenta a saída de funcionamento.

As figuras 79 (a) e (b), por sua vez, apresentam as transformadas de fourier dos sinais de corrente de carga e corrente compensada na fase "1", respectivamente.

Nota-se novamente uma significativa redução do conteúdo harmônico da corrente compensada com relação a corrente de carga, mostrando que o regulador LQRI também é adequado para o tipo de controle em questão. As figuras 79 (a) e (b) apresentam o espectro de frequência e as taxas de distorção harmônica (THD) do sinal de corrente de carga e do sinal de corrente compensada na fase "1". Percebe-se novamente a significativa

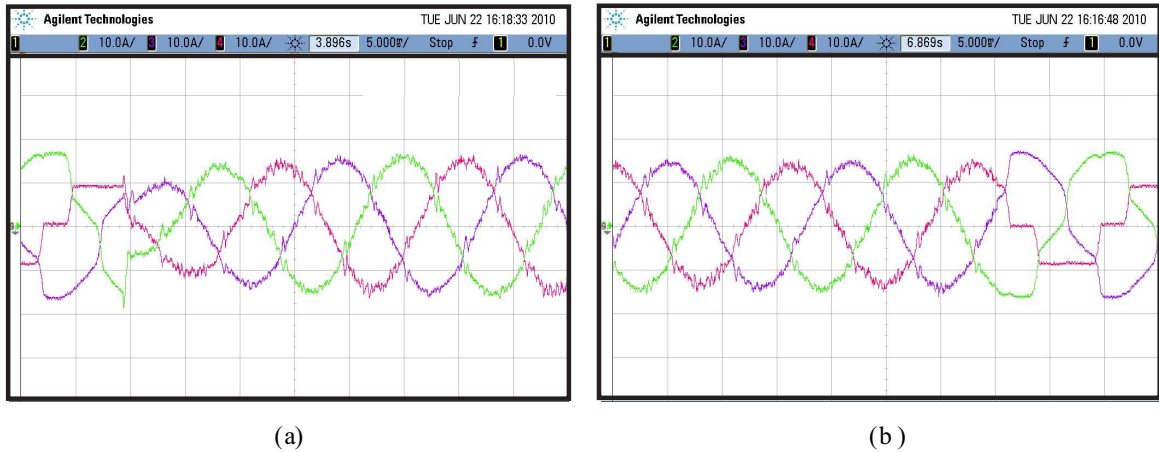


Figura 78: Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.

redução do conteúdo harmônico de corrente, com uma queda de aproximadamente 20 pontos percentuais na THD desta corrente.

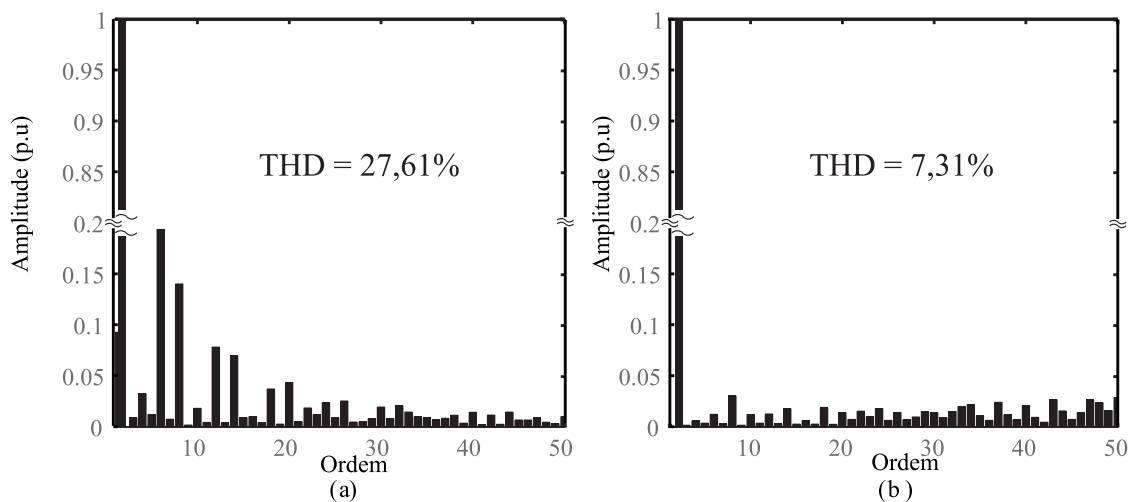


Figura 79: Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".

7.2.3 Controlador LQRNI

A figura 80 apresenta agora as correntes entregues pela rede com compensação de harmônicos e desequilíbrio de corrente, controladas através do regulador LQRNI. A figura 80 (a) apresenta a entrada em funcionamento do FAPP enquanto a figura 80 (b) apresenta a saída de funcionamento.

As figuras 81 (a) e (b), por sua vez, apresentam as transformadas de Fourier dos sinais de corrente de carga e corrente compensada na fase "1", respectivamente.

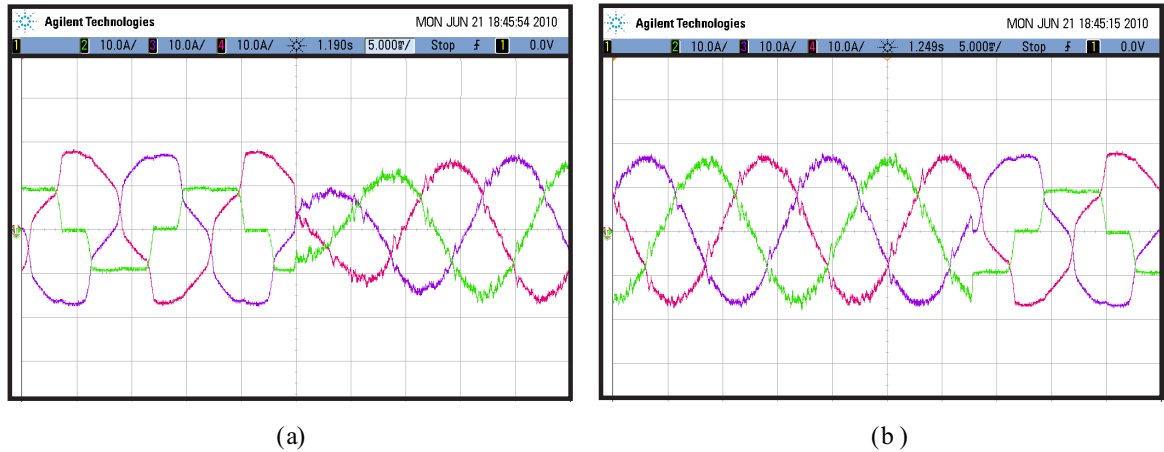


Figura 80: Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.

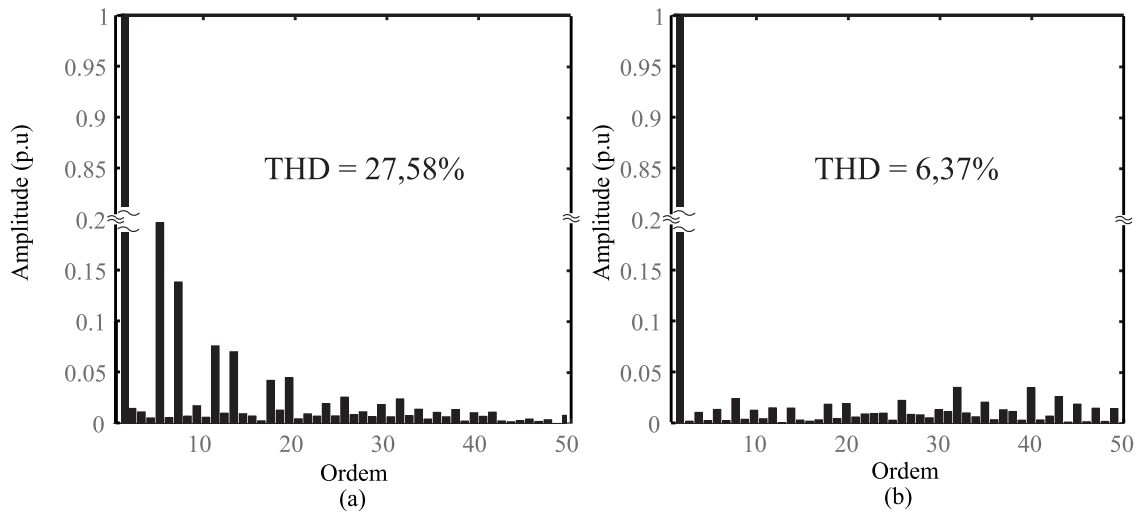


Figura 81: Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".

Pode-se notar, mais uma vez, a redução do conteúdo harmônico da corrente compensada. Desta forma, conclui-se que para esta configuração da planta, o regulador LQRNI é também adequado. As figuras 81 (a) e (b) apresentam as taxas de distorção harmônica (THD) do sinal de corrente de carga e do sinal de corrente compensada na fase "1". Percebe-se também a significativa redução do conteúdo harmônico de corrente, com uma queda de aproximadamente 21 pontos percentuais na THD desta corrente.

7.3 Ensaio 2: $Z_L =$ Impedância do variac em série com indutância de $2.8mH$

O segundo ensaio foi realizado com a inserção de um indutor de $2.8mH$ em série com a impedância da fonte de tensão principal. O aumento da impedância da fonte de tensão causa uma maior distorção de tensão no ponto de conexão. Da mesma maneira que para o ensaio anterior, os resultados experimentais são apresentados, sem modificação na carga, para cada controlador com ação proporcional e integral utilizado.

7.3.1 Controlador PI

A figura 82 apresenta as correntes entregues pela rede quando da compensação de harmônicos e desequilíbrio de corrente, utilizando-se do controlador proporcional-integral (PI) utilizado. A figura 82 (a) apresenta a entrada em funcionamento do FAPP e a figura 82 (b) apresenta a saída de funcionamento.

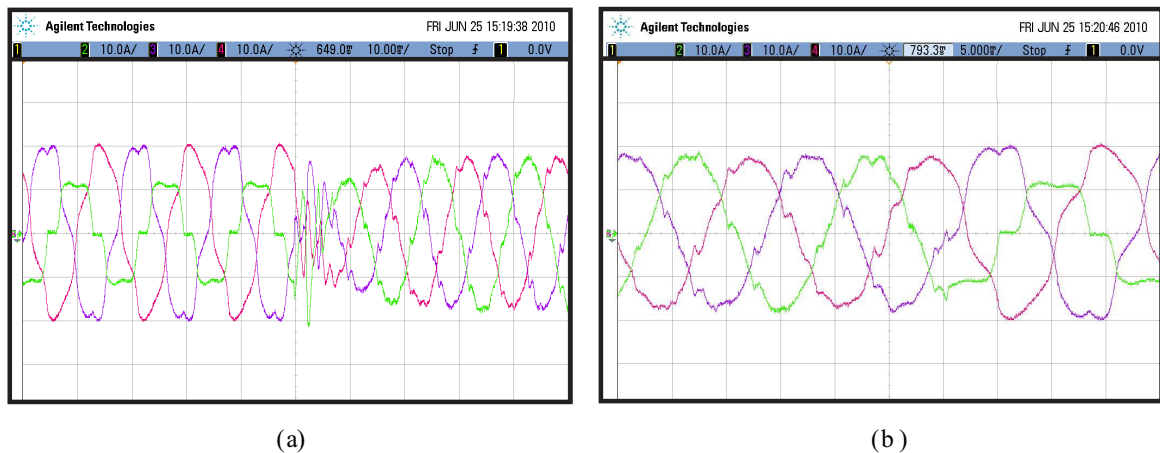


Figura 82: Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.

As figuras 83 (a) e (b) apresentam as transformadas de Fourier dos sinais de corrente de carga e corrente compensada na fase "1", respectivamente.

Pode-se notar novamente a redução do conteúdo harmônico de corrente compensada com relação a corrente de carga. Contudo, na entrada em condução, pode-se notar a presença de oscilações significativas, caracterizando uma certa instabilidade do controlador PI. As figuras 83 (a) e (b) apresentam ainda as taxas de distorção harmônica (THD) do sinal de corrente demandada pela carga e do sinal de corrente fornecida pela rede na fase "1", de onde pode-se novamente perceber que há redução do conteúdo harmônico de

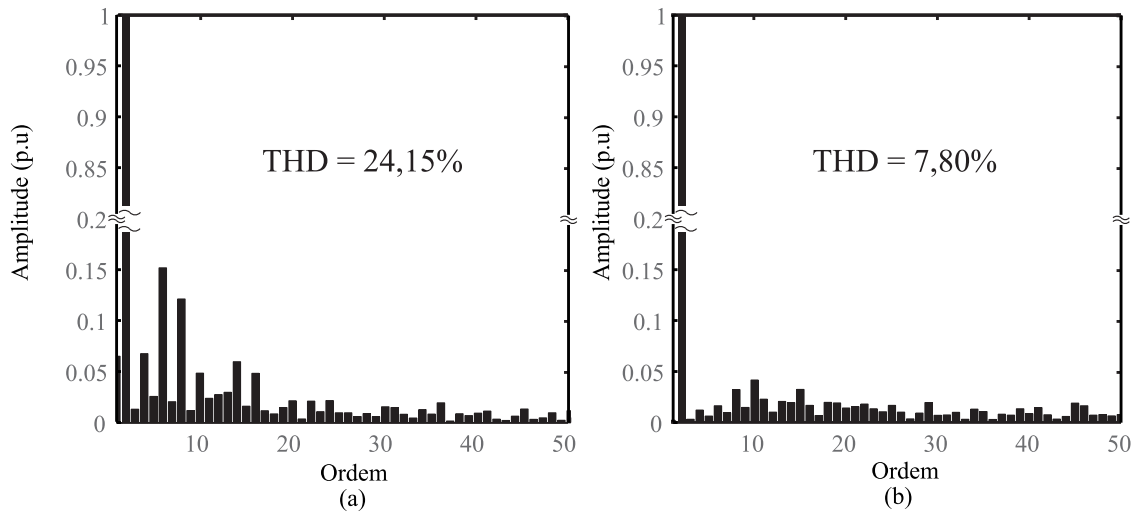


Figura 83: Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".

corrente, apresentando uma queda de aproximadamente 16 pontos percentuais na THD deste sinal de corrente.

7.3.2 Controlador LQRI

A figura 84 apresenta agora as correntes entregues pela rede com compensação de harmônicos e desequilíbrio de corrente, controladas através do regulador LQRI. A figura 84 (a) apresenta a entrada em funcionamento do FAPP e a figura 84 (b) apresenta a saída de funcionamento.

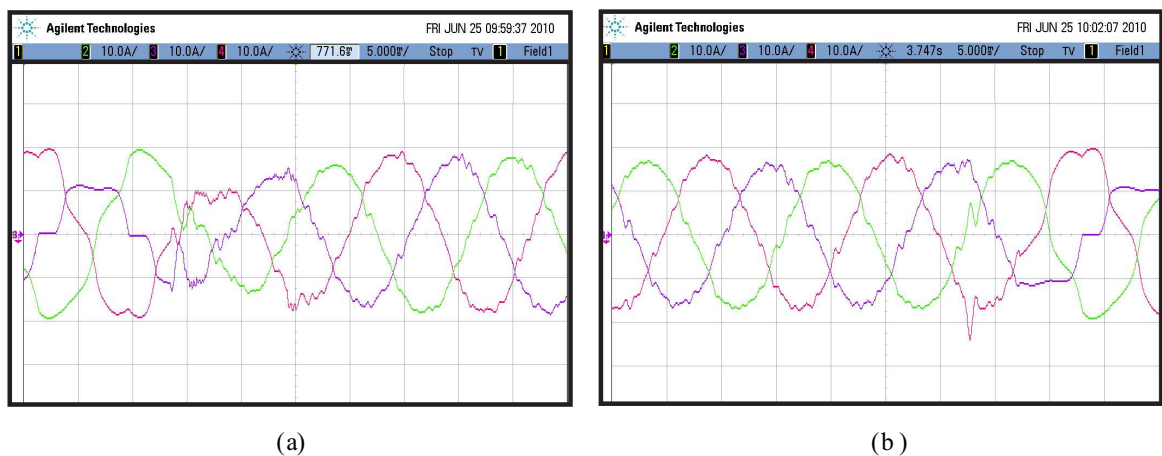


Figura 84: Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.

As figuras 85 (a) e (b), por sua vez, apresentam as transformadas de Fourier dos sinais de corrente de carga e corrente compensada na fase "1", respectivamente.

Nota-se novamente uma redução do conteúdo harmônico da corrente compensada com relação a corrente de carga, mostrando que o regulador LQRI também é adequado para o tipo de controle em questão. As figuras 85 (a) e (b) apresentam as taxas de distorção harmônica (THD) do sinal de corrente de carga e do sinal de corrente compensada na fase "1". Percebe-se a significativa redução do conteúdo harmônico de corrente, com uma queda de aproximadamente 15 pontos percentuais na THD desta corrente.

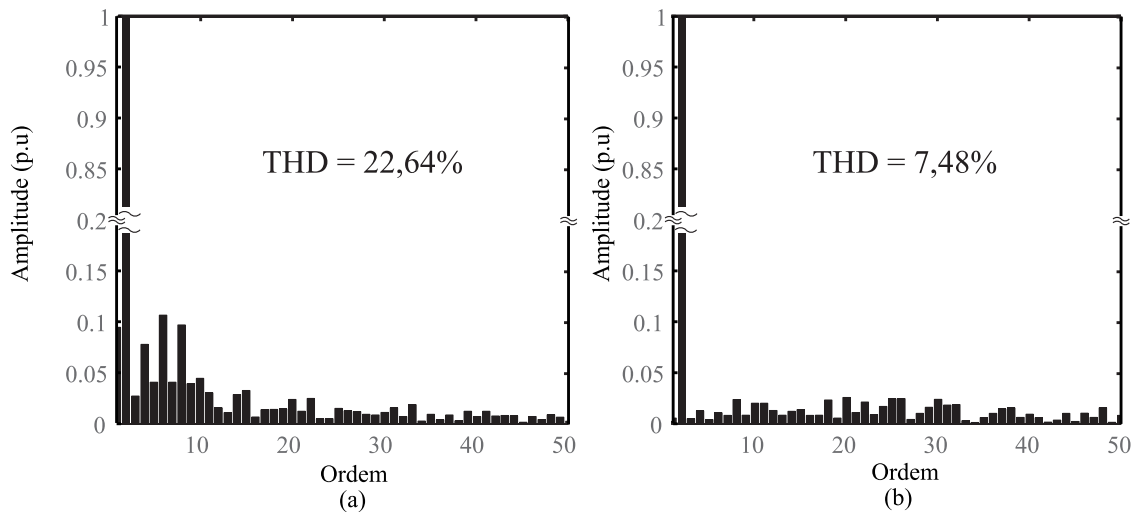


Figura 85: Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".

7.3.3 Controlador LQRNI

As correntes compensadas com correção de harmônicos e desequilíbrio de são apresentadas na figura 86 para um sistema controlado através do regulador LQRNI. A figura 86 (a) apresenta a entrada em funcionamento do FAPP e a figura 80 (b) apresenta a saída de funcionamento do FAPP.

As figuras 81 (a) e (b), mostram, respectivamente, as transformadas de Fourier dos sinais de corrente de carga e de corrente compensada na fase "1".

Pode-se notar mais uma vez a significativa redução do conteúdo harmônico da corrente compensada. Conclui-se, portanto, que para esta configuração da planta, o regulador LQRNI é um compensador adequado. As figuras 87 (a) e (b) apresentam as taxas de distorção harmônica (THD) do sinal de corrente de carga e do sinal de corrente compensada na fase "1". Percebe-se também a redução do conteúdo harmônico de corrente, com uma queda de aproximadamente 17 pontos percentuais na THD desta corrente.

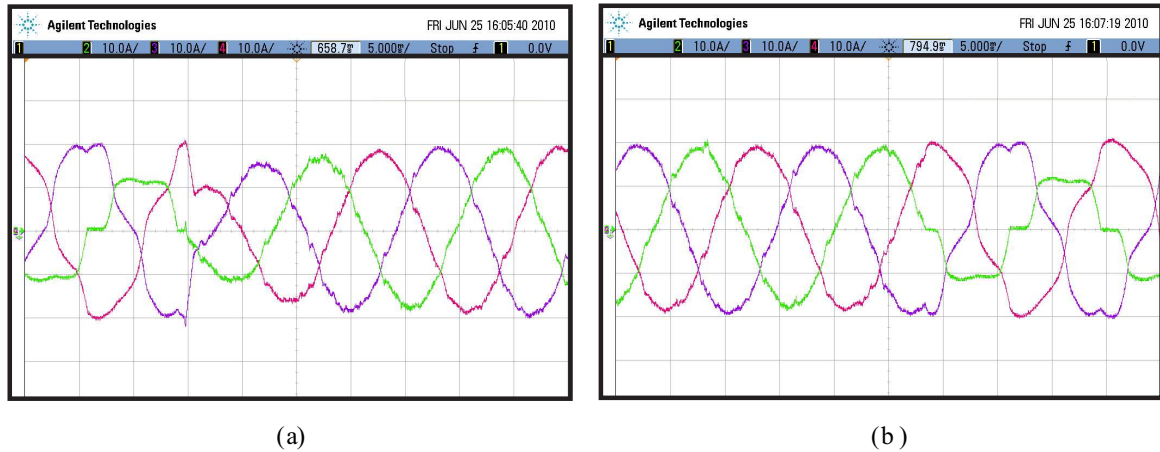


Figura 86: Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.

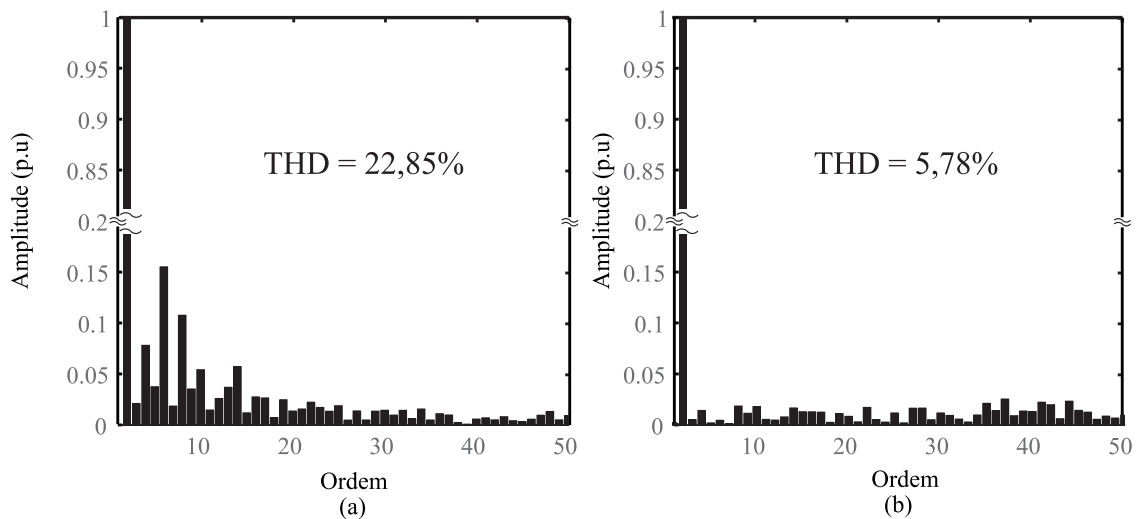


Figura 87: Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".

7.4 Ensaio 3: $Z_L =$ Impedância do variac em série com indutância de $5.8mH$

O terceiro ensaio foi realizado com a inserção de um indutor de $5.8mH$ e série com a impedância da fonte de tensão principal, o que degrada seriamente as formas de onda de tensão no ponto de conexão. Da mesma forma, os resultados experimentais são apresentados para os controladores com ação proporcional e integral utilizados.

7.4.1 Controlador PI

A figura 88 apresenta as correntes entregues pela rede quando da compensação de harmônicos e desequilíbrio de corrente, utilizando-se do controlador PI. A figura 88 (a)

apresenta a entrada em funcionamento do FAPP e a figura 88 (b) apresenta a saída de funcionamento.

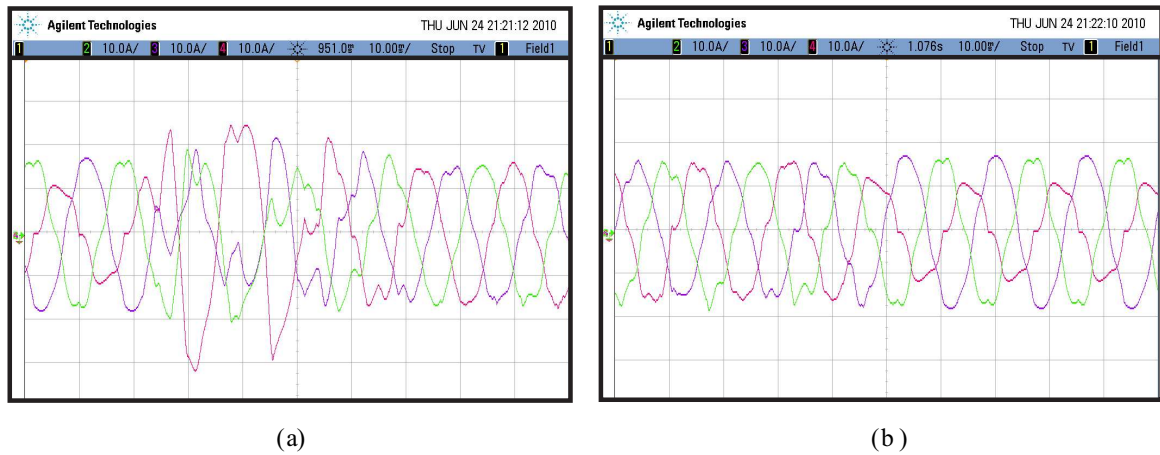


Figura 88: Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.

As figuras 89 (a) e (b) apresentam as transformadas de Fourier dos sinais de corrente de carga e corrente compensada na fase "1", respectivamente. Desta vez, contudo, o desempenho do controlador é significativamente afetado pela alta impedância da rede. Tem-se também, na entrada em condução, oscilações significativas, de forma que pode-se perceber a baixa robustez deste controlador quando do aumento da impedância da rede.

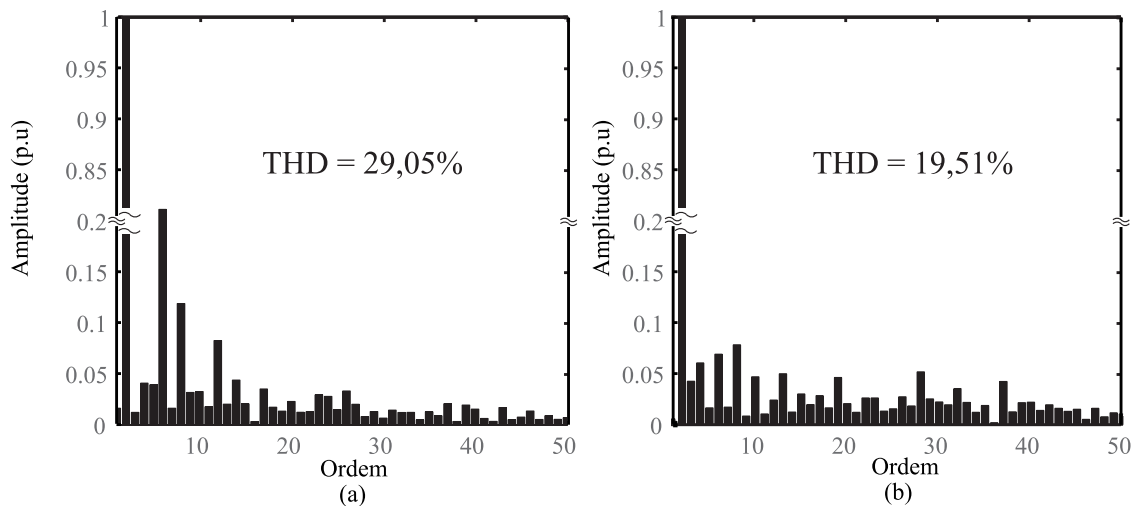


Figura 89: Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".

As figuras 89 (a) e (b) apresentam novamente as taxas de distorção harmônica (THD) do sinal de corrente demandada pela carga e do sinal de corrente fornecida pela rede na fase "1". Percebe-se que, mesmo em regime permanente, não há redução significativa do

conteúdo harmônico de corrente, apresentando uma pequena queda de aproximadamente 9 pontos percentuais na THD deste sinal de corrente.

A figura 90 mostra agora os sinais de referência, em preto, e as saídas do filtro ativo de potência, em cinza. É possível notar que as saídas acompanham razoavelmente as referências. Contudo, devido ao mal desempenho do controlador as correntes de carga não são corretamente compensadas. Por esta razão, as tensões no ponto de conexão também não são corretamente compensadas, como mostra a figura 91, fazendo com que a corrente de carga demanda seja distorcida. Como a geração de referências é baseada nas correntes

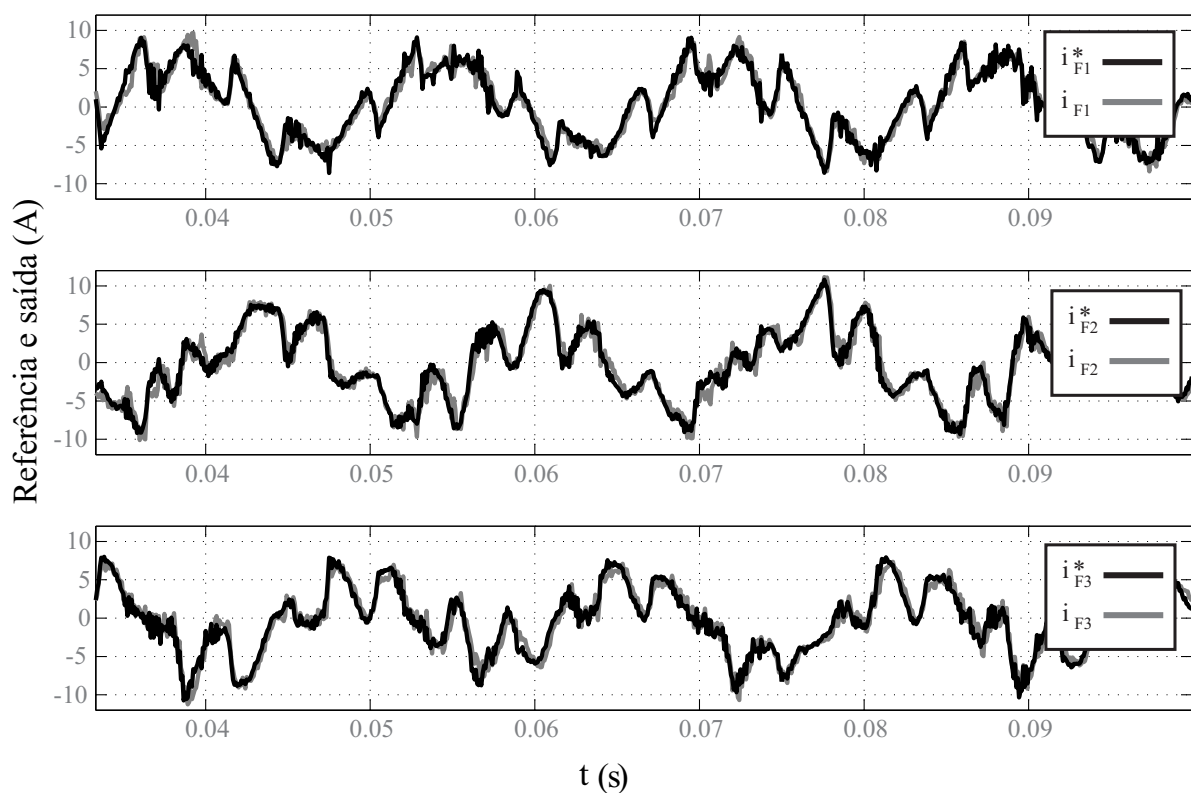


Figura 90: Sinais de referência e saída do filtro ativo de potência.

de carga, as referências por sua vez também são prejudicadas fazendo com que o sistema de controle se estabilize em um ponto errôneo, de forma que as correntes compensadas em regime permanente se apresentem em condições insatisfatórias.

7.4.2 Controlador LQRI

A figura 92 apresenta agora as correntes entregues pela rede com compensação de harmônicos e desequilíbrio de corrente, controladas através do regulador LQRI. A figura 92 (a) apresenta a entrada em funcionamento do FAPP e a figura 92 (b) apresenta a saída

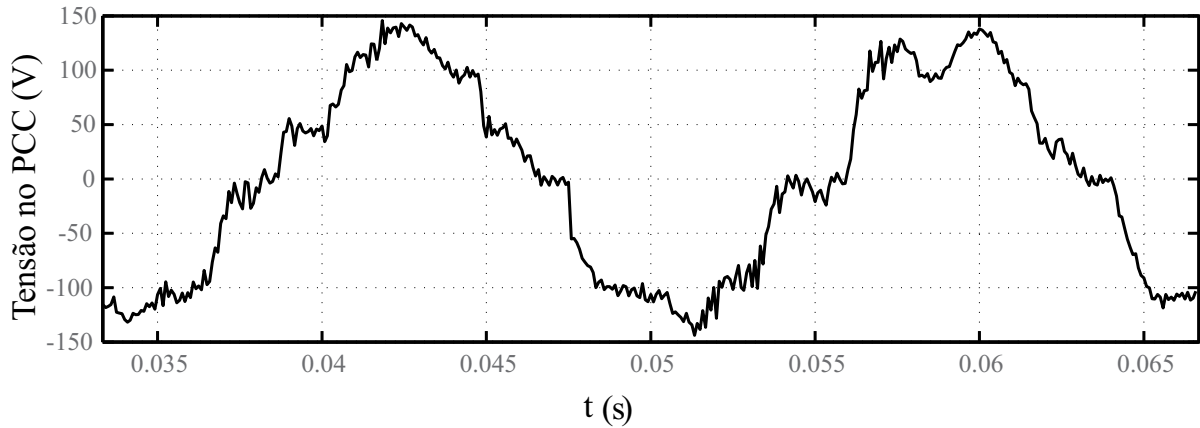


Figura 91: Tensão em uma das fases no ponto de conexão.

de funcionamento.

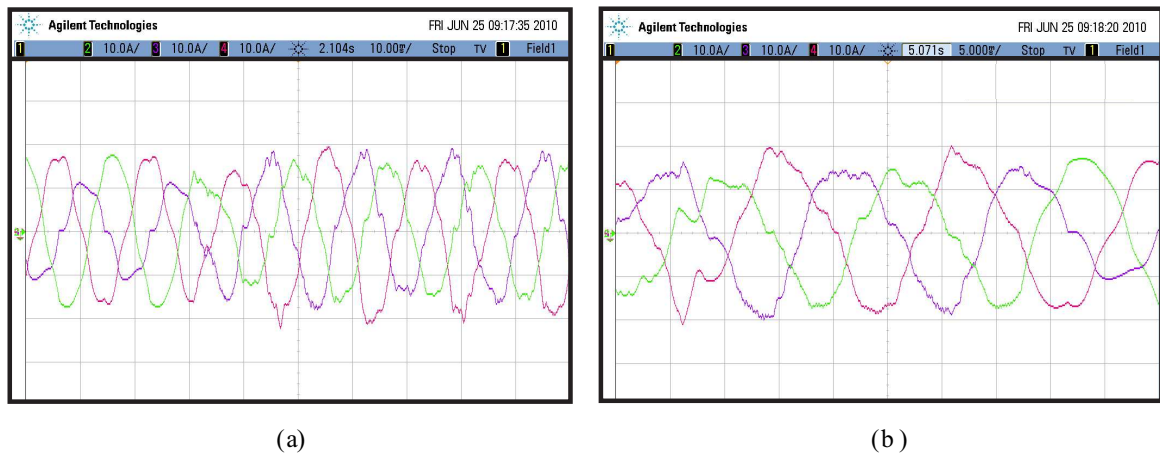


Figura 92: Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.

As figuras 93 (a) e (b), por sua vez, apresentam as transformadas de Fourier dos sinais de corrente de carga e corrente compensada na fase "1", respectivamente.

Nota-se também para o caso do LQRI que o desempenho do sistema de controle foi prejudicado pelo aumento na impedância da rede. As figuras 93 (a) e (b) apresentam as taxas de distorção harmônica (THD) do sinal de corrente de carga e do sinal de corrente compensada na fase "1", com uma pequena queda de aproximadamente 7 pontos percentuais na THD deste sinal de corrente.

A figura 94 mostra os sinais de referência, em preto, e as saídas do filtro ativo de potência, em cinza, para este controlador. É possível notar que as saídas acompanham forma razoável as referências. Contudo, devido ao mal desempenho do controlador, como no caso do PI, as correntes de carga não são corretamente compensadas, assim as tensões

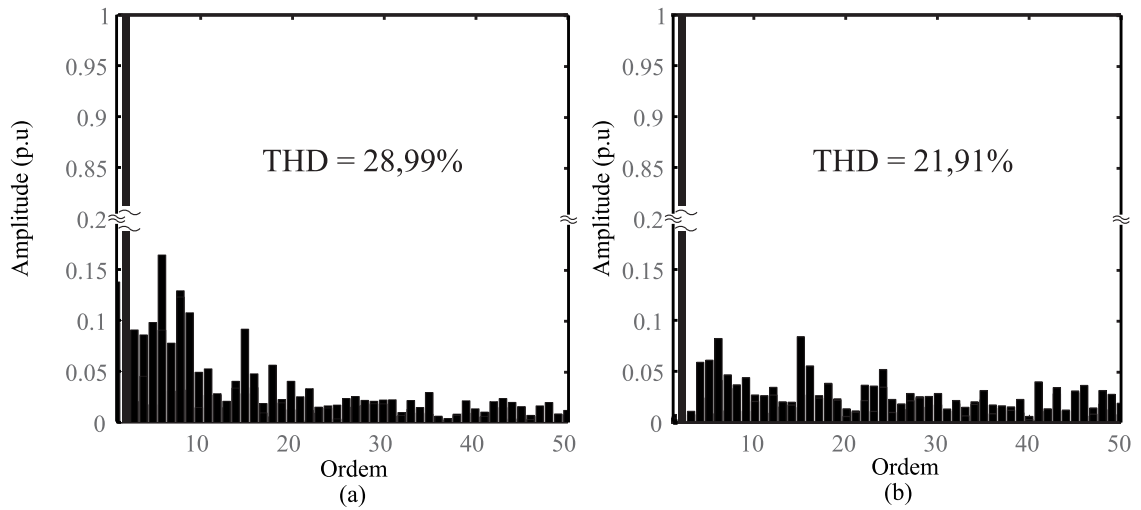


Figura 93: Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".

no ponto de conexão também não são corretamente compensadas, como mostra a figura 95, fazendo com que a corrente de carga demanda seja distorcida. Sendo a geração

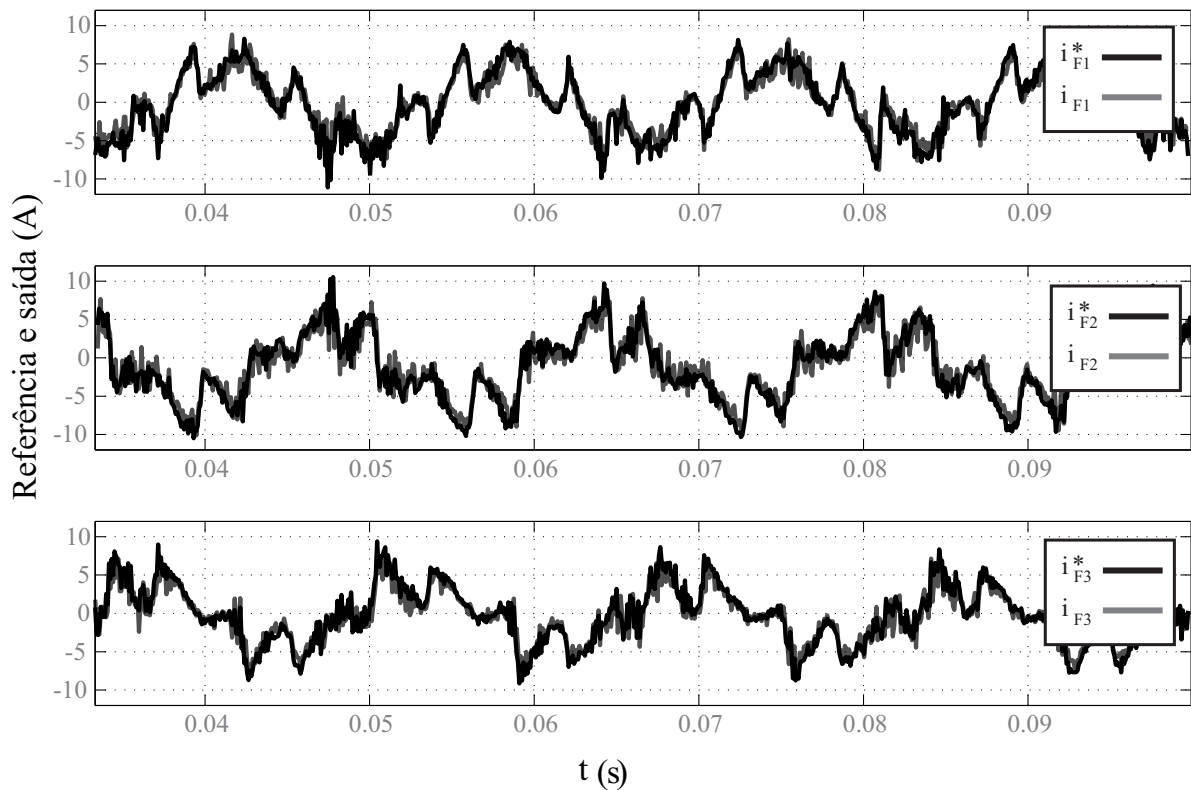


Figura 94: Sinais de referência e saída do filtro ativo de potência.

de referências é baseada nas correntes de carga, as referências por sua vez também são prejudicadas fazendo com que o sistema de controle se estabilize em um ponto errôneo, de forma que as correntes compensadas em regime permanente se apresentem em condições

insatisfatórias, como no caso anterior.

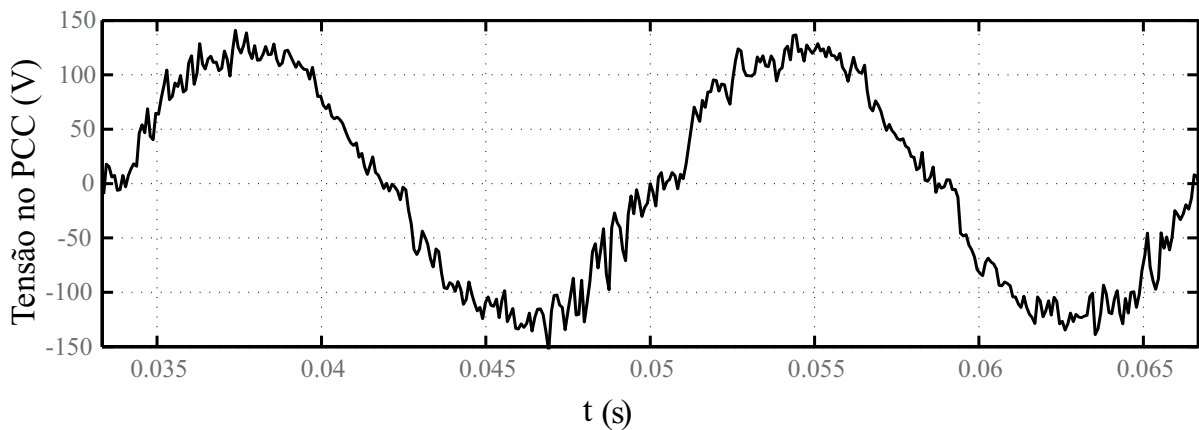


Figura 95: Tensão em uma das fases no ponto de conexão.

7.4.3 Controlador LQRNI

As correntes compensadas com correção de harmônicos e desequilíbrio de são apresentadas na figura 96 para um sistema controlado através do regulador LQRNI. A figura 96 (a) apresenta a entrada em funcionamento do FAPP e a figura 96 (b) apresenta a saída de funcionamento.

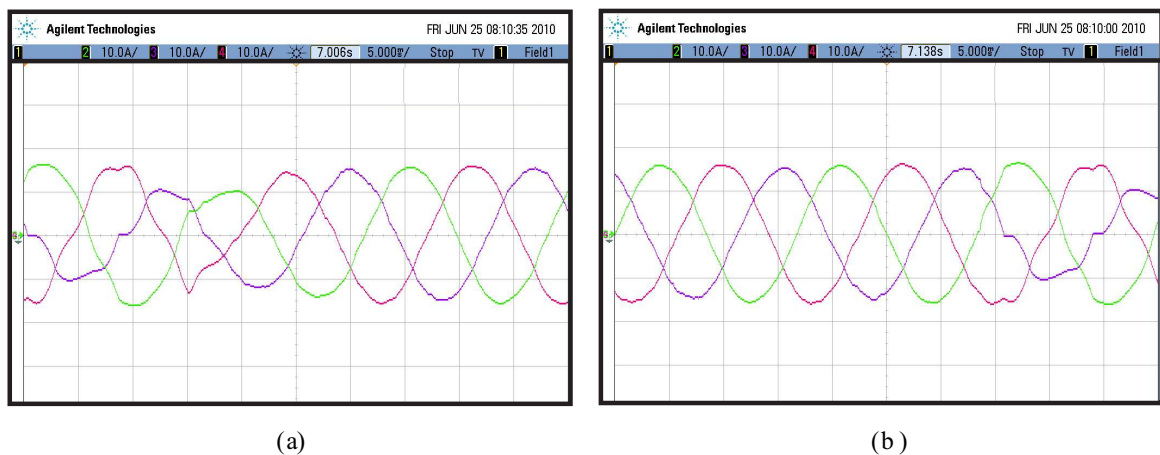


Figura 96: Correntes compensadas: (a) Entrada do FAPP (b) Saída do FAPP.

As figuras 97 (a) e (b), mostram, respectivamente, as transformadas de Fourier dos sinais de corrente de carga e de corrente compensada na fase "1".

Pode-se notar novamente a significativa redução do conteúdo harmônico da corrente compensada, pode-se concluir portanto que para esta configuração da planta, o regulador LQRNI é um compensador robusto à variações na impedância da rede. As figuras 97

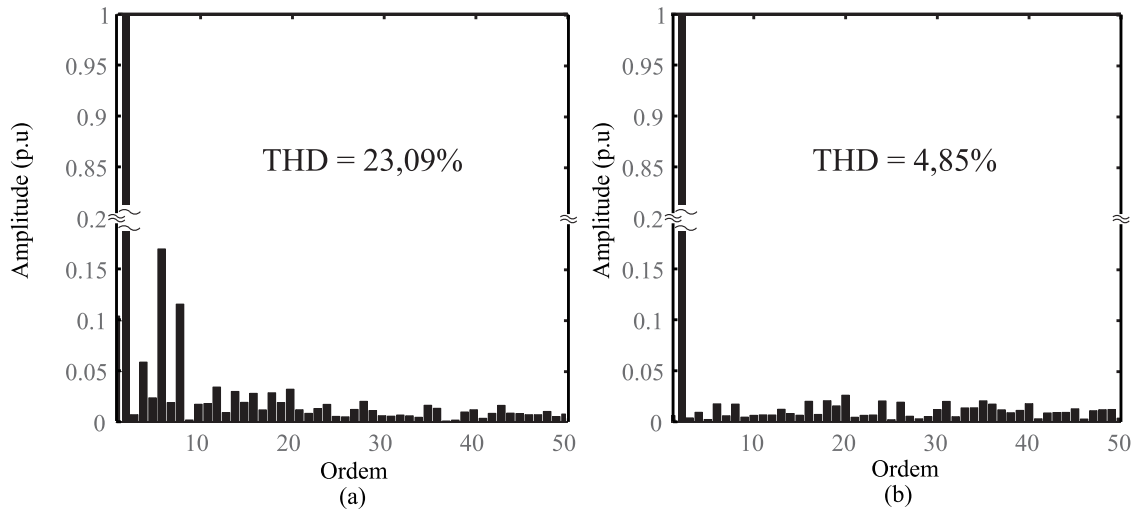


Figura 97: Transformadas de Fourier: (a) Corrente de carga fase "1" (b) Corrente compensada "1".

(a) e (b) apresentam as taxas de distorção harmônica (THD) do sinal de corrente de carga e do sinal de corrente compensada na fase "1". Percebe-se também a significativa redução do conteúdo harmônico de corrente, com uma queda de aproximadamente 18 pontos percentuais na THD desta corrente.

A figura 98 mostra os sinais de referência, em preto, e as saídas do filtro ativo de potência, em cinza utilizando-se do compensador LQRNI. É possível notar que as saídas acompanham as referências. E que devido ao bom desempenho do controlador as correntes de carga são adequadamente compensadas, por esta razão as tensões no ponto de conexão também são compensadas apropriadamente, apresentando-se praticamente senoidais na frequência fundamental, como mostra a figura 99.

Isto demonstra que, diferentemente dos casos em que se utiliza os controladores PI e o LQRI, para o caso do LQRNI o controlador projetado provê informações ao processo de controle que são importantes para um melhor conhecimento das tensões no ponto de conexão e com isso o controle é otimizado como mostram os resultados experimentais.

7.5 Impacto da consideração de mais harmônicas de tensão no LQRNI

Em malha fechada, se o controlador apresenta um desempenho satisfatório, de forma que o sistema filtro ativo de potência mais carga possa ser considerado como um resistor

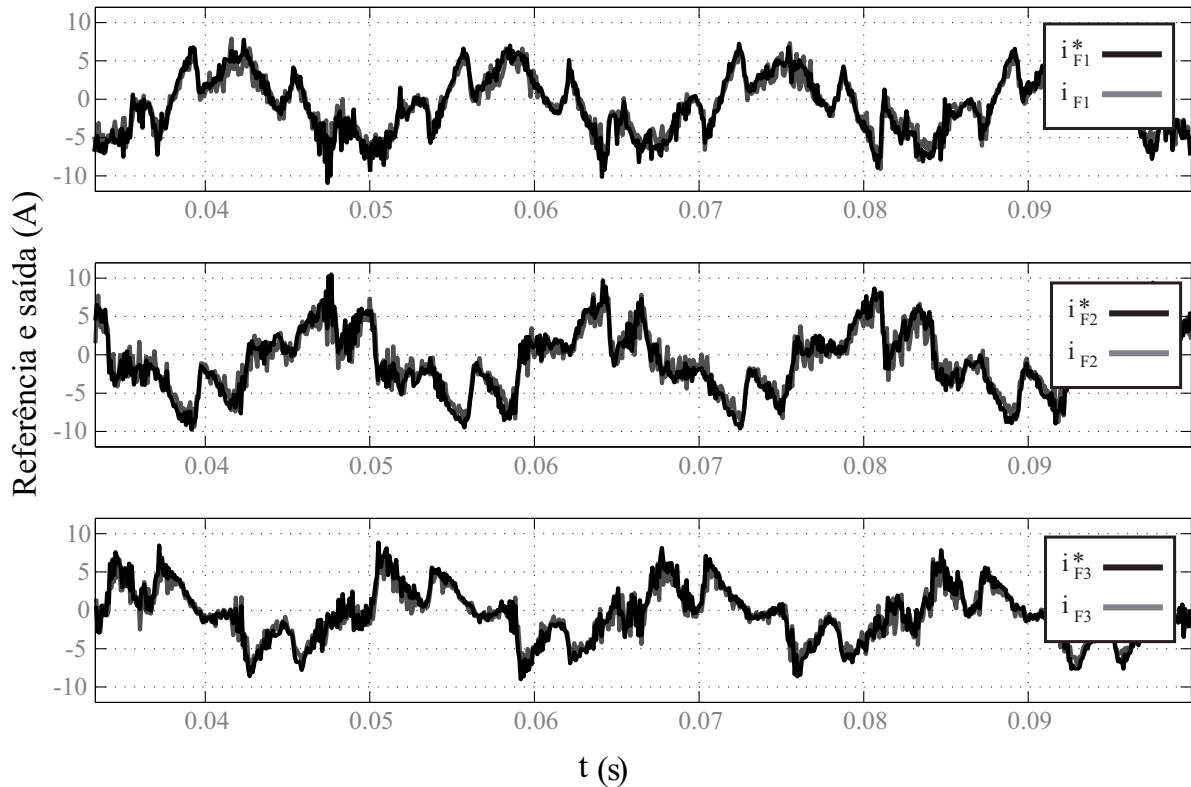


Figura 98: Sinais de referência e saída do filtro ativo de potência.

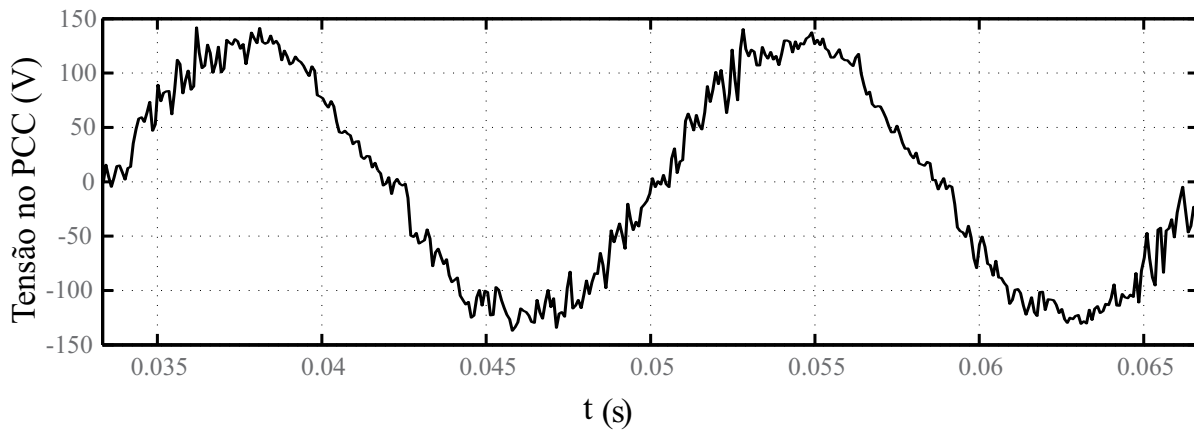


Figura 99: Tensão em uma das fases no ponto de conexão.

ideal, da ótica da fonte de tensão principal, ter-se-á formas de ondas de tensão predominantemente senoidais na frequência fundamental.

Como pode ser observado através da figura 99, que apresenta uma das tensões no ponto de conexão, com compensação ativa sob controle de um LQRNI, utilizando-se de apenas uma harmônica para representação das tensões no PCC, o conteúdo harmônico das tensões no ponto de conexão é em malha fechada em sua maior parte senoidal e com frequência fundamental.

Isto sugere que a inserção de mais harmônicos para representação das tensões do PCC no modelo da planta não alteraria significativamente os resultados da compensação em regime permanente, pois as correntes harmônicas são supostamente atenuadas de forma que os tais harmônicos de tensão considerados naquele modelo sejam também atenuados significativamente em malha fechada.

As figuras 100 (a) e (b) verificam esta suposição. A figura 100 (a) apresenta a corrente compensada através de um algoritmo LQRNI que considera apenas uma harmônica de tensão na composição do modelo da planta (LQRNI1) enquanto que a figura 100 (b) considera até a décima primeira harmônica ímpar acima da fundamental na composição do modelo proposto (LQRNI11).

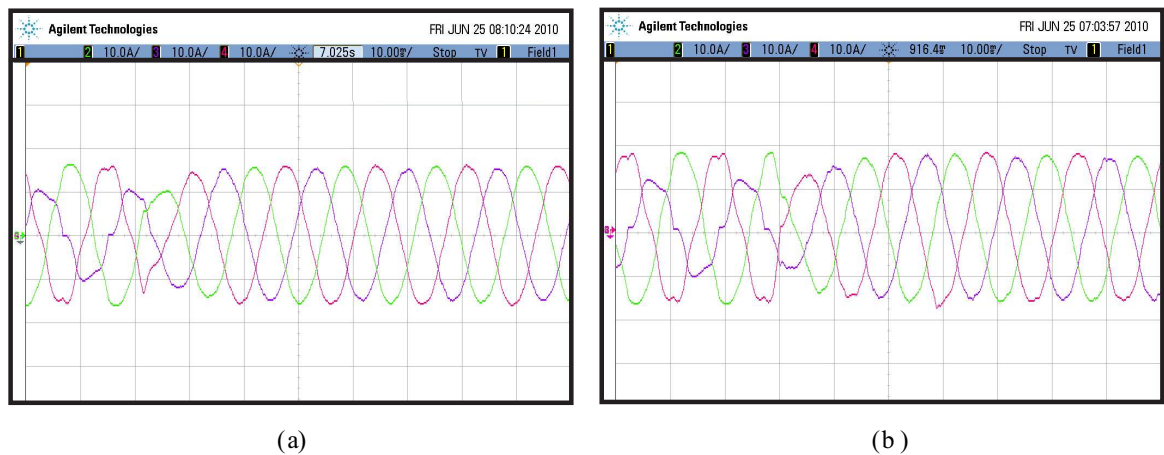


Figura 100: Correntes compensadas: (a) LQRN1 (b) LQRN11.

Nota-se pouca diferença entre as correntes compensadas por cada método, pois ambos os controladores apresentam desempenho adequado de forma que, em malha fechada, as tensões no PCC são compostas praticamente de uma componente fundamental, sendo desnecessário um modelo com um número elevado de harmônicas de tensão.

7.6 Conclusões

Os controladores LQR com ganhos fixos projetados através da nova estrutura de modelagem proposta para o controle do condicionador de potência em estudo, mostraram-se adequados para a compensação de harmônicos de corrente, desequilíbrio e reativos, mesmo com a variação da impedância, vista do ponto de conexão para a rede.

De forma a se obter os parâmetros comparativos entre as técnicas de controle desenvolvidas, apresenta-se os resultados experimentais em forma de tabela. A tabela 6 apresenta as taxas de distorção harmônica da tensão no PCC e de corrente de carga, sob diferentes condições de impedância de linha. Também apresenta o fator de potência de deslocamento para cada situação com o sistema sem a compensação do FAPP. A tabela 7 apresenta estes mesmos índices considerando-se o uso do FAPP, com os diferentes controladores empregados.

Tabela 6: Índices da Carga

Z	Carga		
	THD_i	THD_v	FP
<i>Variac</i>	26.92%	4.74%	0.82
<i>2.8mH</i>	23.18%	10.10%	0.79
<i>5.8mH</i>	19.67%	12.96%	0.79

É possível notar através da THD_i , mostrada na tabela 6, os elevados conteúdos harmônicos de corrente demandados pela carga, para as diferentes impedâncias de linha. É possível notar também, pelos índices THD_i e THD_v , como já esperado, a elevação do conteúdo harmônico de tensão bem como uma pequena diminuição do espectro harmônico de corrente suprida pela fonte, conforme eleva-se a impedância da rede.

Tabela 7: Desempenho dos controladores

Z	PI			LQRI			LQRNI		
	THD_i	THD_v	FP	THD_i	THD_v	FP	THD_i	THD_v	FP
<i>Variac</i>	8.03%	6.13%	0.99	7.31%	6.4%	0.99	6.37%	3.86%	0.99
<i>2.8mH</i>	7.80%	7.17%	0.98	7.48%	7.27%	0.97	5.78%	6.42%	0.99
<i>5.8mH</i>	19.51%	16.54%	0.91	21.91%	13.93%	0.94	4.85%	7.73%	0.98

Através da tabela 7, pode-se perceber as diferenças de desempenho entre os controladores desenvolvidos. Quanto ao fator de potência, nota-se que em apenas um dos casos

o controlador não foi apto para corrigir atendendo a norma que diz que $FP \geq 0,92$. Isto ocorre apenas para o controlador PI. Quanto às THDs de corrente e de tensão, as figuras

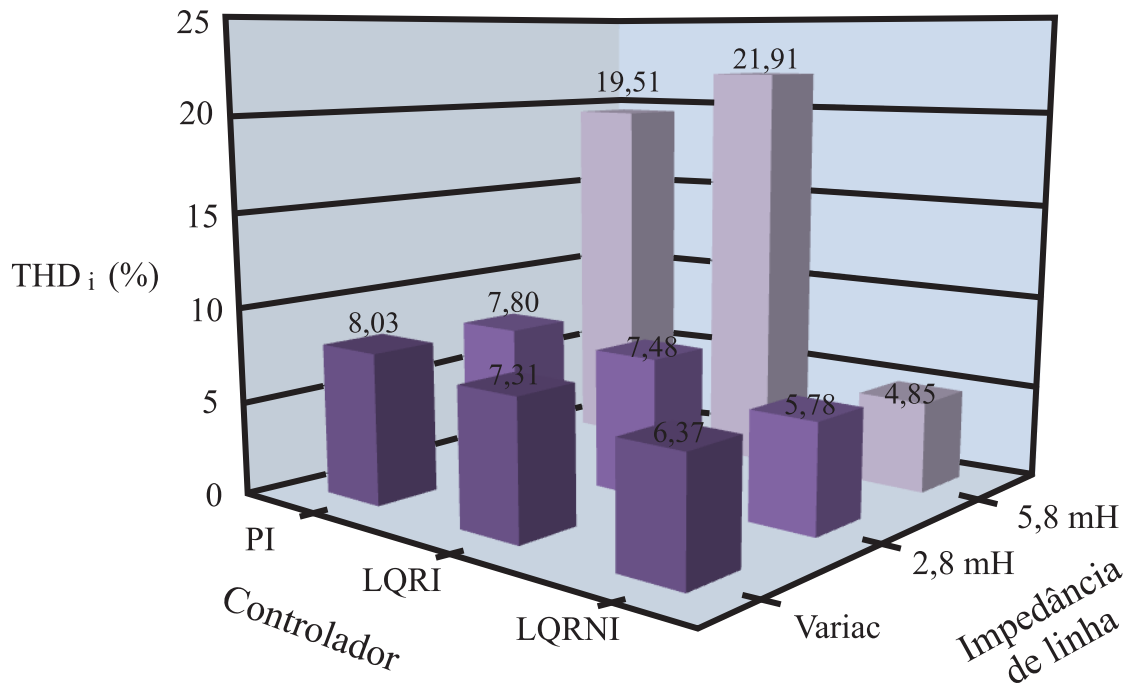


Figura 101: Taxa de distorção harmônica de corrente compensada THD_i .

101 e 102 mostram os dados apresentados na tabela 7 respectivos à THD de corrente fornecida pela fonte (THD_i) e à THD de tensão no PCC (THD_v).

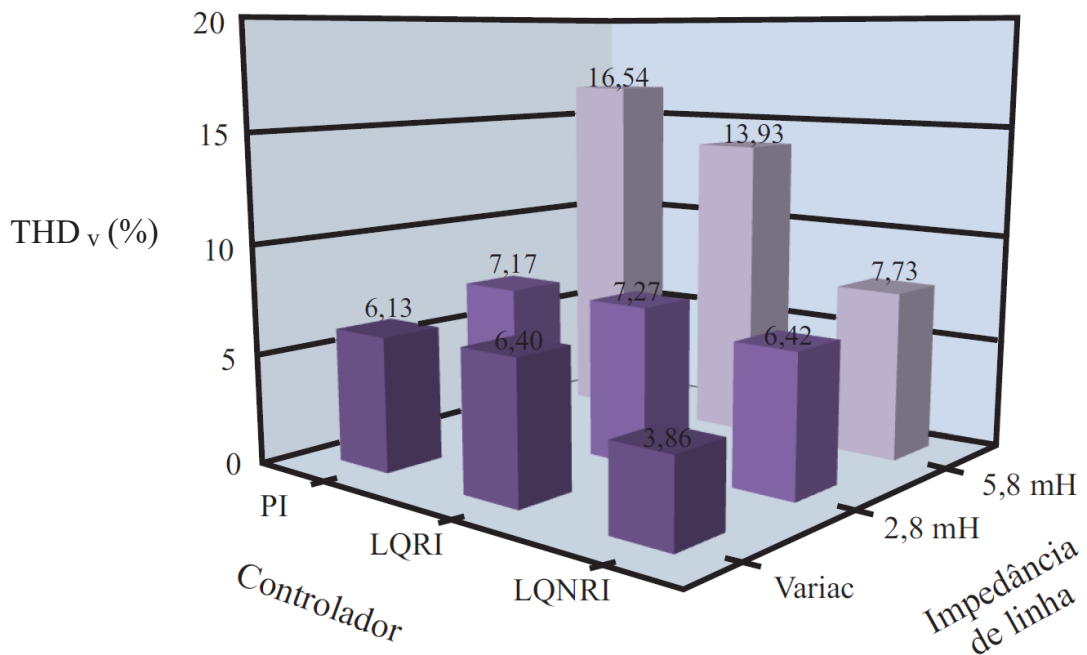


Figura 102: Taxa de distorção harmônica de tensão no PCC THD_v .

Pode-se notar, através das figuras 101 e 102, a grande diferença entre os controladores projetados em termos de desempenho, principalmente quando da elevação das impedâncias de linha. Percebe-se, que para todos os casos, o compensador LQRNI apresenta um comportamento mais adequado quanto à compensação de harmônicos de corrente, como mostram as taxas de distorção harmônicas de corrente (THD_i), para qualquer caso de impedância da rede. Em consequência disto, as taxas de distorção harmônicas de tensão (THD_v), para o LQRNI, também são as mais aceitáveis quando se comparam os controladores desenvolvidos. Os controladores PI e LQRI, por sua vez, em termos de desempenho em regime permanente, aparentaram ter uma resposta bem aproximada, como pode ser visto nas figuras 101 e 102, as quais mostram que as THDs, tanto de tensão quanto de corrente, aumentam com o aumento da impedância da rede, chegando a valores extremamente elevados, quando submetidos ao sistema com a impedância mais crítica.

Em termos de robustez, é possível concluir que, entre o PI e o LQRI, o LQRI apresenta a resposta mais apropriada. Pois, como pode ser visto pelas figuras 82, 84, 86, 88, 92 e 96, que mostraram, na seção 7.3, as entradas e saídas de funcionamento do FAPP, para diferentes impedâncias de linha, o controlador proporcional-integral é o que apresenta a entrada em condução mais crítica, apresentando oscilações elevadas na entrada em condução. Por outro lado, entre os três controladores apresentados, percebe-se que, ainda em termos de robustez, o compensador LQRNI é novamente o mais adequado porque em nenhum dos casos este apresentou oscilações críticas, seja em regime transitório, seja em regime permanente.

De forma geral, pode-se dizer, portanto, que o LQRNI é o controlador mais adequado, entre os três controladores, em termos de desempenho e robustez. Entre o PI e o LQRI, o LQRI é o mais adequado em termos de robustez, contudo, em termos de desempenho, estes apresentam resposta semelhante em regime permanente, conforme varia-se a impedância de linha.

8 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

8.1 Conclusões

Este trabalho apresentou contribuições para o desenvolvimento e implementação de estratégias de controle aplicadas a um sistema de condicionamento de energia. A plataforma em estudo é um filtro ativo de potência conectado em paralelo com a rede, através de um filtro L de acoplamento ao ponto de conexão.

Foram implementadas duas técnicas de controle digital já desenvolvidas para este tipo de plataforma (PI e LQR) e foi proposta uma nova metodologia de modelagem para reguladores lineares quadráticos LQRN, com o intuito de se aumentar a confiabilidade do sistema, quanto a incertezas na impedância de linha, e melhorar o desempenho do controle utilizado na planta em estudo.

Adicionalmente, um estudo na área instrumentação da plataforma FAPP foi realizado, com atenção ao problema de *aliasing*. Foi utilizada uma abordagem com filtro passa-baixas analógico, de forma a mitigar os sinais de frequência elevada, causadores deste efeito indesejado, e uma análise de estabilidade do sistema em malha fechada foi realizada a fim de definir os parâmetros mais adequados deste filtro.

Sob a ótica de modelagem, no capítulo 2, foi apresentada a modelagem convencional da planta em espaço de estados. Este modelo matemático desenvolvido em coordenadas "123" foi transformado para coordenadas rotativas "dq", com o intuito de se obter erro de trajetória nulo das correntes de sequência positiva, girando na frequência fundamental.

Ainda neste capítulo, foi proposto um novo modelo, também em coordenadas rotativas, para o sistema de condicionamento de energia, o qual agrega ao projeto do controlador

informações sobre os sinais de tensão e respectivas derivadas no ponto de conexão, de forma a se obter uma representação mais realista da planta. Os resultados de simulação apresentados naquele capítulo verificaram a coerência do modelo matemático adotado, através da comparação de sinais gerados via o *software* de simulação de circuitos PSIM com a implementação, via MATLAB, de um algoritmo em um arquivo *m-file*, contendo o modelo proposto das tensões no PCC.

No capítulo 3, foi apresentada a geração das referências de corrente e estimativa das tensões e derivadas no PCC, a partir de um algoritmo para extração de harmônicas, utilizando-se de um filtro de Kalman. Este algoritmo mostrou ser capaz de estimar, apropriadamente, o número desejado de harmônicas, através das correntes de carga e tensões no ponto de conexão medidas, e com isso foi possível gerar as referências necessárias para compensação de potência reativa, não-ativa e, para casos em que há desequilíbrio de corrente, referências para compensação de sequência negativa e sequência zero.

Por outro lado, através deste mesmo algoritmo, foi possível estimar adequadamente as componentes harmônicas de tensão e suas componentes em quadratura, de forma que se pudesse, através da multiplicação pela respectiva frequência angular, obter as derivadas de cada harmônica de tensão. Estas componentes são necessárias pois o controlador foi projetado de forma que estas fossem incluídas no algoritmo de controle, através do modelo proposto no capítulo 2.

O capítulo 4, apresentou o controlador proporcional-integral utilizado para síntese de uma lei de controle que servisse como referência para as demais projetadas. O projeto deste foi realizado através da análise da resposta em frequência do sistema nominal, em malha fechada. Ao final deste capítulo, foram apresentados os resultados experimentais, a partir da implementação do filtro ativo de potência, de forma a verificar o apropriado funcionamento do controlador PI, quando da compensação de harmônicos de corrente, do fator de potência e de desequilíbrio de corrente.

Os controladores LQR, LQRI, LQRN e LQRNI foram discutidos no capítulo 5. Primeiramente apresentou-se o algoritmo de um controlador LQR genérico, o qual é obtido através da solução de uma função custo, pela equação de Ricatti. Posteriormente, o controlador LQR foi projetado para a planta em questão, segundo a modelagem convencional em coordenadas "dq", através de uma metodologia de sintonia de controladores LQR, recen-

temente proposta.

Após o projeto do LQR, foi adicionado a este compensador um bloco de ação integral, com o intuito de se obter erro nulo de rastreamento das componentes fundamentais de sequência positiva, em regime estacionário. Ao final da seção de projeto dos controladores LQR e LQRI, foram apresentados os resultados experimentais de forma a verificar o adequado projeto destes compensadores.

Ainda no capítulo 5, foram apresentados os controladores LQRN e LQRNI, que são os reguladores lineares quadráticos, projetados a partir do novo modelo apresentado no capítulo 2, os quais em tempo real realimentam, além das variáveis de estados da planta, as tensões e derivadas das tensões estimadas no ponto de conexão. Da mesma forma que para o caso anterior, estes foram desenvolvidos em coordenadas rotativas "dq".

Ao final da seção de projeto dos controladores LQRN e LQRNI, os resultados experimentais com a implementação destes algoritmos de controle, aplicados a plataforma FAPP, foram apresentados com o intuito de verificar a coerência do método proposto. E, igualmente aos compensadores PI, LQR e LQRI, os controladores LQRN e LQRNI mostraram-se adequados para compensação de harmônicos de corrente, fator de potência e de correntes desequilibradas.

O problema de *aliasing* foi discutido no capítulo 6. Definiu-se matematicamente este efeito e mostrou-se a ocorrência deste em plataformas FAPP. Ainda, apontou-se as alternativas utilizadas na literatura para atenuação deste efeito indesejado. A alternativa escolhida para mitigar este efeito no sistema em estudo foi a filtragem analógica dos sinais medidos. Realizou-se um estudo acerca do projeto dos parâmetros do filtro analógico escolhido e chegou-se a conclusão de que existem regiões em que o parâmetro ξ do filtro passa-baixas de segunda ordem proposto, apresenta respostas adequadas do conjunto em malha fechada.

Ao final do capítulo 6 foram apresentados os resultados de simulação e os resultados experimentais aplicados a duas plataformas FAPP, um filtro ativo de potência monofásico e um filtro ativo de potência trifásico a 3 fios. Estes resultados verificaram também a coerência do que foi proposto no decorrer deste capítulo.

E, finalmente, no capítulo 7, os resultados experimentais foram apresentados de forma

a verificar a robustez e o desempenho dos controladores com ação integral, PI, LQRI e LQRNI, propostos durante o texto. Estes resultados foram obtidos para a plataforma FAPP trifásica em estudo, para diferentes valores da impedância de linha, de forma que, a cada inserção de impedância de linha, o conteúdo harmônico da tensão no PCC se modificasse, inserindo componentes de frequências mais elevadas, agindo como perturbação de tensão no PCC.

Os resultados experimentais mostraram que, dentre os três controladores desenvolvidos, o mais adequado ao sistema em questão é o LQRNI, pois este apresentou o melhor desempenho e estabilidade em todos os ensaios realizados. Após o LQRNI, o mais adequado foi o LQRI, pois apresentou um desempenho semelhante ao do PI, contudo, em termos de robustez, o controlador LQRI apresentou os resultados mais apropriados em comparação ao PI.

Desta forma, pode-se concluir também que este trabalho, atendeu aos três principais objetivos inicialmente propostos: A comparação entre diferentes técnicas de controle aplicadas a um sistema de condicionamento de energia; A elaboração de um sistema de controle de alto desempenho e robusto a valores críticos de impedância da rede; E o projeto de um sistema de instrumentação com atenção ao problema de *aliasing* que não impactasse significativamente no sistema em malha fechada.

Ademais, como resultado deste trabalho, obteve-se três publicações em congressos internacionais: No *IEEE Latina America Symposium on Circuits and Systems, LASCAS 2010* (KANIESKI; CARATI; CARDOSO, 2010), no *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2010* (KANIESKI; GRÜNDLING; CARDOSO, 2010), e no *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications* (KANIESKI et al., 2010); Uma publicação em congresso trinacional (Brasil-Paraguai-Argentina): *Congresso da Academia Trinacional de Ciências, C3N 2009* (KANIESKI et al., 2009). E um aceite para publicação de um capítulo em livro internacional: No *Robust Control, Theory and Applications*, ISBN 978-953-7619-X-X da INTECH. Com o título de *Robust Algorithms Applied for Shunt Power Quality Conditioning Devices*.

8.2 Sugestões para trabalhos futuros

Como complemento ao trabalho desenvolvido nesta dissertação, sugere-se para trabalhos futuros:

- O desenvolvimento das provas de estabilidade do algoritmo de geração de referências em malha aberta;
- O desenvolvimento das provas de estabilidade dos sistemas LQRN e LQRNI em malha fechada;
- O desenvolvimento das provas de estabilidade dos sistemas LQRN e LQRNI em malha fechada, considerando-se a dinâmica do algoritmo de geração de referências;
- O desenvolvimento de outros controladores ótimos para este tipo de sistema, tais como H_2 e H_∞ ;
- A análise do impacto de se medir as variáveis de interesse, próximo aos instantes de comutação, valendo-se de um sistema de instrumentação com o filtro *anti-aliasing* adotado neste trabalho;
- Desenvolvimento de um procedimento de projeto analítico para cálculo das matrizes Q e R de ponderação dos estados do LQR;
- Aplicação da nova proposta de modelagem apresentada neste trabalho a diferentes tipos de sistemas, por exemplo, em Filtros Híbridos, Filtros Universais, entre outros.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; KANASAWA, Y.; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, p. 625–630, May 1984.
- ARSENEAU, R. et al. Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: A discussion. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 11, n. 1, p. 79–87, January 1996.
- BENTO, A.; SILVA, E. da; PRAGA, P. P. Integrated one-cycle control for three-leg universal active power filter. *Power Electronics Specialists Conference.*, Rhodes, Greece, p. 3974–3980, 2008.
- BROWN, R. G. *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering*. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 1992. ISBN 0-471-55922-9.
- BURNS, R. S. *Advanced Control Engineering*. 1st. ed. London, UK: Butterworth, 2001.
- CAMARGO, R. F. de. *MÉTODO DE SINCRONIZAÇÃO APLICADO A CONVERSORES PWM TRIFÁSICOS*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2006.
- CAMARGO, R. F. de; PEREIRA, A. T.; PINHEIRO, H. New synchronization method for three-phase three-wire PWM converters under unbalance and harmonics in the grid voltages. In: 36th ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2005, Recife. *Records...* Recife: IEEE, 2005. p. 506–512.
- CAO, Y.; REN, W. Optimal linear-consensus algorithms: An LQR perspective. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, v. 40, n. 5, p. 819–830, October 2010.
- CARDOSO, R. *ALGORITMOS PARA SINCRONISMO, ANÁLISE DA QUALIDADE DE ENERGIA E GERAÇÃO DE REFERÊNCIAS PARA FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA: UMA ABORDAGEM ESTOCÁSTICA*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2008.
- CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronization methods. In: 37th ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. Jeju: IEEE, 2006. p. 1935–1941. ISBN 0-4244-9717-7.
- CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronisation methods. *IET Generation, Transmission and Distribution*, v. 2, n. 4, p. 542–555, July 2008.
- CARDOSO, R. et al. Reference generation for shunt active power filters based on optimum filtering theory. *Industry Applications Conference, IAS Annual meeting*, New Orleans, Louisiana, USA, v. 42, September 2007.

- CHOI, J. W. et al. LQR approach using eigenstructure assignment with an active suspension control application. *IEEE International Conference on Control Applications*, v. 2, p. 1235–1239, 1998.
- CLARKE, E. Circuit analysis of a-c power systems. *John Wiley and Sons*, 1943.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Sistemas de controle modernos*. Santos, Brasil: LTC, 2001.
- DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; BEATY, H. W. *Electrical Power Systems Quality*. 1st. ed. New York: McGraw-Hill, 1996.
- EL-HABROUK, M.; DARWISH, M.; MEHTA, P. Active power filters: A review. *IEE Proc. Electrical Power Applications*, v. 47, p. 403–413, August 2000.
- EMANUEL, A. E. et al. A survey of harmonic voltages and currents at distribution substations. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 6, n. 4, p. 1883–1890, October 1991.
- FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. *Trans. AIEE*, v. 37, p. 1027–1140, October 1918.
- GABE, I. J. *CONTRIBUIÇÃO AO CONTROLE DE INVERSORES PWM ALIMENTADOS EM TENSÃO CONECTADOS À REDE ATRAVÉS DE FILTRO-LCL*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2008.
- GRUZS, T. M. A survey of neutral currents in three-phase computer power systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 26, July/August 1990.
- HELLWIG, H. The importance of measurement in technology-based competition. *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, v. 39, n. 5, p. 685–688, October 1990.
- HOSSEINI, S. H.; MATHUR, R. N. A binary multi-level voltage-source inverter for static var generation. *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, St. Johns, Canada, v. 2, p. 427–430, May 1997.
- HUI, S.; JI-YAN, Z.; WEI-DONG, L. A novel active power filter using multilevel converter with self voltage balancing. *International Conference on Power System Technology*, Kunming, China, v. 4, p. 2275–2279, December 2002.
- IEO. *International Energy Outlook 2009*. Washington, DC 20585, May 2009.
- KANIESKI, J. M. et al. Controle RMRAC de um sistema de armazenamento de energia à bateria com geração ótima de referências. *Congresso Brasileiro de Automática*, Juiz de Fora, Brasil, October 2008.
- KANIESKI, J. M.; CARATI, E. G.; CARDOSO, R. An energy based LQR tuning approach applied for uninterruptible power supplies. *IEEE Latin American Symposium on Circuits and Systems*, Foz do Iguaçu, Brasil, v. 1, February 2010.
- KANIESKI, J. M. et al. O problema de aliasing em eletrônica de potência e possíveis soluções. *IV Congresso da Academia Trinacional de Ciências*, Foz do Iguaçu, Brasil, v. 1, Fevereiro 2009.

- KANIESKI, J. M.; GRÜNDLING, H. A.; CARDOSO, R. A new LQR modeling approach for power quality conditioning devices. In: *36th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Phoenix, USA: IEEE, 2010.
- KANIESKI, J. M. et al. Influences of the anti-aliasing filter damping factor in an active power filtering environment. São Paulo, Brasil, 2010.
- KEDJAR, B.; AL-HADDAD, K. DSP-based implementation of an LQR with integral action for a three-phase three-wire shunt active power filter. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 56, n. 8, p. 2821–2828, August 2009.
- LEE, T.-S. Lagrangian modeling and passivity-based control of three-phase AC/DC voltage-source converters. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 51, n. 4, p. 892–902, August 2004.
- MARINO, P.; MILANO, M.; VASCA, F. Linear quadratic state feedback and robust neural network estimator for field-oriented-controlled induction motors. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 46, n. 1, p. 150–161, February 1999.
- MERÇON, A. G. *FILTROS ATIVOS PARA ESTAÇÕES CONVERSoras DE CORRENTE CONTÍNUA EM ALTA TENSÃO*. Dissertação (Mestrado) — COPPE, UFRJ, Março 2007.
- MONTAGNER, V. F.; CARATI, E. G.; GRUNDLING, H. A. An adaptive linear quadratic regulator with repetitive controller applied to uninterruptible power supplies. *IEEE Industry Applications Conference*, Rome, Italy, v. 4, p. 2231 – 2236, August 2000.
- MORÁN, L.; ZIOGAS, P. D.; JOOS, G. A solid-state high-performance reactive power compensator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 29, n. 5, p. 969 – 978, August 1993.
- MUTTAQI, K. M.; HAQUE, M. E. Electromagnetic interference generated from fast switching power electronic devices. *International Journal of Innovations in Energy Systems and Power*, v. 3, n. 1, p. 19 – 26, April 2008.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 4th. ed. Upper Saddle River, USA: PRENTICE HALL, 2007.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R. *Discrete-Time Signal Processing*. 2nd. ed. Upper Saddle River, USA: Prentice-Hall, Inc, 1998.
- PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines - generalized method of analysis - part i. *AIEE Transactions*, 1929.
- PHILLIPS, C. L.; NAGLE, H. R. *Digital Control System Analysis and Design*. Upper Saddle River, USA: Prentice-Hall, 1995.
- POODEH, M. B.; ESHTEHARDIHA, S.; NAMNABAT, M. Optimized state controller on dc-dc converter. *IEEE 7th International Conference on Power Electronics*, 2008.
- RASHID, M. H. *Power Electronics Handbook*. ed. 1. San Diego, USA: Academic Press, 2001.

- RYAN, M. J.; LORENZ, R. D.; DONCKER, R. W. D. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 46, n. 6, December 1999.
- SHIAO, Y. S. et al. Harmonic and reactive current compensation using a voltage source inverter in a battery energy storage system. *Electric Power Syst. Res.*, vol. 25, p. 25–33, 1992.
- SHIPP, D. D. Harmonic analysis and suppression for electrical systems supplying static power converters and other nonlinear loads. *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-15, n. 5, p. 453–458, September 1979.
- SKIBINSKI, G. L.; KERKMAN, R. J.; SCHLEGEL, D. EMI emissions of modern PWM AC drives. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 5, n. 6, p. 47 – 80, November/December 1999.
- SUN, L.; GAN, J. Researching of two-wheeled self-balancing robot base on LQR combined with PID. *2nd International Workshop on Intelligent Systems and Applications (ISA)*., Wuhan, China, p. 1–5, May 2010.
- TSAI, M. T. et al. Design and implementation of a demand-side multifunction battery energy storage system. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 42, n. 6, p. 642–652, August 1995.
- UYGUN, K.; MATTHEW, H. W. T.; HUANG, Y. FBA-LQR: An optimal control approach to flux balance analysis. *Industrial e Engineering Chemistry Research*., v. 45, n. 25, p. 8554–8564, December 2006.
- VERDELHO, P.; MARQUES, G. D. An active power filter and unbalanced current compensator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 3, p. 321–328, June 1997.
- XIAOGANG, W.; YUNXIANG, X.; DINGXIN, S. Three-phase four-leg active power filter based on nonlinear optimal predictive control. *Power Electronics Specialists Conference*., Kunming, China, p. 217–222, July 2008.

ANEXO A – GERAÇÃO DE REFERÊNCIAS

A.1 Geração de Referências de Corrente

Considere um filtro ativo de potência paralelo trifásico três fios usado para compensação de harmônicos e fator de potência de uma carga trifásica. O procedimento de geração de referências será descrito para uma fase genérica.

O esquema de geração de referências para compensação de harmônicos e fator de potência bem como para desequilíbrio e fator de deslocamento baseia-se no Kalman Filter-PLL (KF-PLL) e foi proposto em (CARDOSO et al., 2007) e (CARDOSO et al., 2008). O KF-PLL é composto por um bloco responsável por extrair as componentes harmônicas de um sinal, um extrator de sequência positiva e um detector de fase. Estes blocos são usados para determinar as referências de correntes descritas a seguir.

A.1.1 Cancelamento de harmônicas

Um filtro de Kalman, descrito na seção 3.2, é usado na geração de referências para cancelamento de harmônicas. O modelo matemático apresentado na seção 3.2.1, deve calcular as harmônicas que serão canceladas. Isto permite extrair específicas harmônicas presentes nas linha, deste modo

$$I_{Href_k} = \sum_{i=3,5,\dots}^{2n-1} \hat{x}_{i_k|k-1}^I. \quad (A.1)$$

O sobreíndice I indica que as variáveis são correntes estimadas.

Outra maneira é estimar a corrente fundamental e extraí-la da corrente medida, assim

$$I_{Href_k} = y_k - \hat{x}_{1_k|k-1}^I. \quad (A.2)$$

A.1.2 Correção do fator de potência de deslocamento

De acordo com (ARSENEAU et al., 1996) o fator de potência de deslocamento (dPF) é definido como

$$dPF = \frac{P_1}{S_1} = \frac{V_{1rms} I_{1rms} \cos(\theta_1)}{V_{1rms} I_{1rms}} = \cos(\theta_1), \quad (A.3)$$

onde P_1 , S_1 , V_{1rms} e I_{1rms} são a potência ativa fundamental, a potência aparente fundamental, o valor rms da tensão de fase fundamental e o valor rms da corrente de fase fundamental, respectivamente. Desde que, na prática, a carga pode ser variante no tempo, o ângulo θ_1 , mostrado na Fig. 103, e as variáveis relacionadas são representadas com o subíndice k .

Considere a Fig. 103, onde $\theta_{V_{1k}}$ é a fase da tensão de fase fundamental v_{1k} e $\theta_{I_{1k}}$ é a fase da corrente de fase fundamental i_{1k} . Que é,

$$v_{1k} = V_{1k} \sin(\omega_k t_k + \theta_{V_{1k}}) = V_{1k} \sin(\phi_{V_{1k}}), \quad (A.4)$$

$$i_{1k} = I_{1k} \sin(\omega_k t_k + \theta_{I_{1k}}) = I_{1k} \sin(\phi_{I_{1k}}), \quad (A.5)$$

$$\theta_{1k} = \phi_{V_{1k}} - \phi_{I_{1k}} = \theta_{V_{1k}} - \theta_{I_{1k}}. \quad (A.6)$$

A componente de corrente responsável pela potência ativa fundamental é representada por I_{1P_k} e a componente de corrente responsável pela potência reativa fundamental é dada como I_{1Q_k} . Para obter o ângulo θ_{1k} dois filtros de Kalman são usados. o primeiro é usado para usar referências de harmônicas de corrente. E o segundo para decompor a tensão em suas componentes harmônicas seguindo a mesma teoria descrita na subseção A.1.1.

Os sinais fundamental e fundamental em quadratura da corrente de carga fundamental são obtidos baseados na corrente fundamental estimada provida pelo filtro de Kalman usado geração de referências de harmônicas, são dados por,

$$\sin(\phi_{I_{1k}}) = \sin(\omega_k t_k + \theta_{I_{1k}}) = \frac{\hat{x}_{1k|k-1}^I}{\sqrt{\hat{x}_{1k|k-1}^{I^2} + \hat{x}_{2k|k-1}^{I^2}}} = r_{w_k}, \quad (A.7)$$

$$\cos(\phi_{I_{1k}}) = \cos(\omega_k t_k + \theta_{I_{1k}}) = \frac{\hat{x}_{2k|k-1}^I}{\sqrt{\hat{x}_{1k|k-1}^{I^2} + \hat{x}_{2k|k-1}^{I^2}}}. \quad (A.8)$$

A fase total da corrente de carga fundamental é obtida de (A.7) and (A.8), é dada

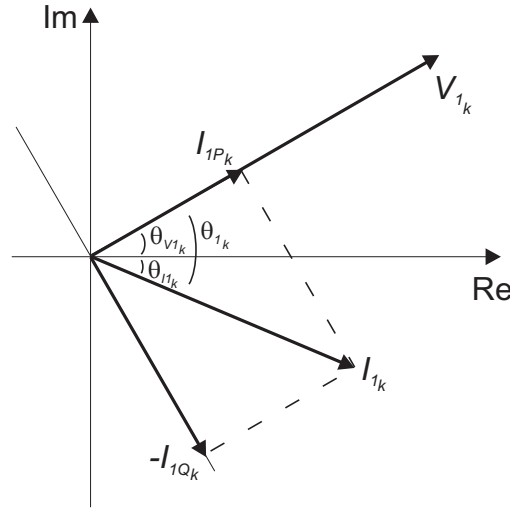


Figura 103: Relações para se obter a corrente reativa fundamental

por,

$$\phi_{I_{1k}} = \arctan \left(\frac{\hat{x}_{1k|k-1}^I}{\hat{x}_{2k|k-1}^I} \right). \quad (\text{A.9})$$

Baseado nas estimativas do segundo filtro de Kalman o qual estima harmônicas de tensão a partir das medidas de tensão, o mesmo desenvolvimento é usado para obter a fase total da tensão de fase fundamental $\phi_{V_{1k}}$. Assim, a corrente instantânea reativa fundamental da carga é dada por

$$\begin{aligned} i_{1Q_k} &= I_{1k} \sin(\theta_{1k}) \sin \left(\omega_k t_k + \theta_{V_{1k}} + \frac{1}{2}\pi \right) \\ &= I_{1Q_k} \cos(\phi_{V_{1k}}), \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

onde

$$I_{1k} = \sqrt{\hat{x}_{1k|k-1}^{I^2} + \hat{x}_{2k|k-1}^{I^2}}. \quad (\text{A.11})$$

Desde que, na prática, é usual especificar o fator de potência de deslocamento que satisfaça as normas da companhia de distribuição, usualmente, $dPF = 0.92$, não é necessário compensar totalmente a corrente reativa I_{1Q_k} na equação (A.10). Dado um desejado dPF, a amplitude da corrente reativa fundamental associada é

$$I_{1Qd_k} = \pm I_{1k} \cos(\theta_{1k}) \tan(\arccos(dPF)), \quad (\text{A.12})$$

onde I_{1Qd_k} é negativa se I_{1k} estiver atrasado em relação a V_{1k} e é positivo se I_{1k} estiver adiantado em relação a V_{1k} . Esta equação dá a desejada corrente reativa fundamental

compensada

$$i_{1Qd_k} = I_{1Qd_k} \sin \left(\omega_k t_k + \theta_{V1_k} + \frac{1}{2}\pi \right) = I_{1Qd_k} \cos(\phi_{V1_k}). \quad (\text{A.13})$$

Assim, da definição (A.6) e equações (A.10) e (A.13) a referência de corrente reativa fundamental é dada por

$$\begin{aligned} i_{1Qref_k} &= -(i_{1Q_k} - i_{1Qd_k}) \\ &= -[I_{1Q_k} - I_{1Qd_k}] \cos(\phi_{V1_k}). \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

A.1.3 Compensação de desequilíbrio

Para se compensar desequilíbrio de correntes é necessário que as sequências negativa e zero da corrente fundamental sejam compensadas. Desta forma um extrator de corrente de sequência positiva é usado (FORTESCUE, 1918),

$$\begin{bmatrix} i_{a_k}^+ \\ i_{b_k}^+ \\ i_{c_k}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a_k}^f \\ i_{b_k}^f \\ i_{c_k}^f \end{bmatrix}, \quad (\text{A.15})$$

onde o sobre-escrito f se refere a componente fundamental e $\alpha = e^{j120^\circ}$. Definindo o operador de desvio de fase de 90° como $S_{90} = e^{j90^\circ}$ e considerando $\alpha = -(1/2) \pm (\sqrt{3}/2)e^{j90^\circ}$, a equação (A.15) pode ser reescrita por

$$\begin{aligned} i_{a_k}^+ &= \frac{1}{3}i_{a_k}^f - \frac{1}{6}(i_{b_k}^f + i_{c_k}^f) + \frac{\sqrt{3}}{6}S_{90}(i_{b_k}^f - i_{c_k}^f), \\ i_{b_k}^+ &= -i_{a_k}^+ - i_{c_k}^+, \\ i_{c_k}^+ &= \frac{1}{3}i_{c_k}^f - \frac{1}{6}(i_{a_k}^f + i_{b_k}^f) + \frac{\sqrt{3}}{6}S_{90}(i_{a_k}^f - i_{b_k}^f). \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Os valores de $i_{a_k}^f$, $i_{b_k}^f$, $i_{c_k}^f$ e seus respectivos sinais $S_{90}i_{a_k}^f$, $S_{90}i_{b_k}^f$ e $S_{90}i_{c_k}^f$ desviados de 90° são diretamente obtidos através dos filtros de Kalman usados para gerar as referências para harmônicos de corrente. Desta forma, a referência de corrente para compensação de desequilíbrio para uma phase qualquer é dada por

$$i_{Uref_k} = i_k^f - i_k^+. \quad (\text{A.17})$$

A.1.4 Correção do fator de potência de deslocamento em um sistema desequilibrado

Representando as correntes de carga por

$$i_k = i_{P_k}^+ + i_{Q_k}^+ + i_k^- + i_k^0 + i_{H_k}, \quad (\text{A.18})$$

onde $i_{P_k}^+$, $i_{Q_k}^+$, i_k^- , i_k^0 e i_{H_k} são a corrente ativa de sequência positiva, a corrente reativa de sequência positiva, a corrente de sequência negativa, a corrente de sequência zero e harmônicos.

O desequilíbrio é compensado como descrito na subseção anterior. Para compensar então o fator de potência de deslocamento é necessário atuar em $i_{Q_k}^+$. Neste caso, deve-se obter as informações de fase das correntes e tensões de sequência positiva. A fase das tensões fundamentais de sequência positiva ($\phi_{V_k}^+$) pode ser obtida de um KF-PLL (CARDOSO et al., 2006). Para obter a fase das correntes fundamentais de sequência positiva pode-se usar da transformada $\alpha\beta$, dada por,

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^+ \\ i_{\beta}^+ \end{bmatrix}_k = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^+ \\ i_b^+ \\ i_c^+ \end{bmatrix}_k, \quad (\text{A.19})$$

que conduz a equação

$$\phi_{I_k}^+ = \arctan \left(\frac{i_{\alpha_k}^+}{i_{\beta_k}^+} \right) \quad (\text{A.20})$$

e o ângulo θ_k^+ mostrado na figura 104 é obtido de

$$\theta_k^+ = \phi_{V_k}^+ - \phi_{I_k}^+ = \theta_{V_k}^+ - \theta_{I_k}^+. \quad (\text{A.21})$$

Baseado na figura 104, tem-se a referência de corrente para correção do fator de potência de deslocamento

$$i_{Q_k}^+ = I_k^+ \sin(\theta_k^+) \sin \left(\omega_k t_k + \theta_{V_k}^+ + \frac{1}{2}\pi \right) = I_{Q_k}^+ \cos(\phi_{V_k}^+), \quad (\text{A.22})$$

onde

$$I_k^+ = \|i_{\alpha\beta_k}^+\| = \sqrt{(i_{\alpha_k}^+)^2 + (i_{\beta_k}^+)^2}. \quad (\text{A.23})$$

Assim, dado um dPF desejado, a corrente fundamental reativa de sequência positiva

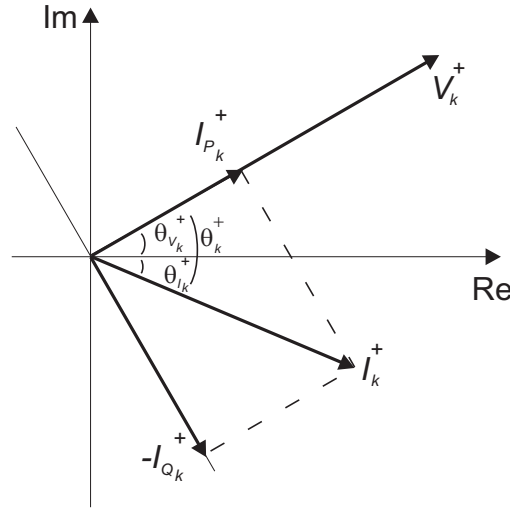


Figura 104: Relações para se obter a corrente fundamental de seqüência positiva

associada é dada por

$$I_{Qd_k}^+ = \pm I_k^+ \cos(\theta_k^+) \tan(\arccos(dPF)), \quad (\text{A.24})$$

onde $I_{Qd_k}^+$ é positiva se I_k^+ está atrasado com relação à V_k^+ e negativa se I_k^+ está adiantado com relação à V_k^+ . Esta equação fornece a corrente reativa de seqüência positiva desejada.

$$i_{Qd_k}^+ = I_{Qd_k}^+ \cos(\phi_{V_k}^+). \quad (\text{A.25})$$

Desta maneira, da definição de (A.21) e das equações (A.22) e (A.25) a referência de corrente reativa fundamental é

$$\begin{aligned} i_{Qref_k}^+ &= -(i_{Q_k}^+ - i_{Qd_k}^+) \\ &= -(I_{Q_k}^+ - I_{Qd_k}^+) \cos(\phi_{V_k}^+). \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

ANEXO B – TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS

B.1 Transformações trifásicas

Com o intuito de desacoplar variáveis, as transformações matemáticas são muitas vezes usadas em sistemas de controle, de forma a facilitar a solução de equações, com coeficientes variantes e invariantes no tempo. Em sistemas trifásicos, pode-se dizer que as transformações de variáveis mais frequentes são as transformadas de Fortescue, de Clark e de Park (PARK, 1929), (CLARKE, 1943). Neste trabalho, estas duas últimas transformações foram utilizadas a fim de facilitar o processo de controle. Por esta razão, este anexo apresenta estas duas transformadas, que são também conhecidas por transformação de "123" para " $\alpha\beta$ " e transformação de "123" para " $dq0$ ".

B.1.1 Transformações de Clark

A transformação de Clark é um transformação linear que converte variáveis de um sistema trifásico em variáveis de um sistema bifásico, ortogonais entre si. Como pode ser visto pela figura 105, os eixos " α " e "1" são paralelos e o eixo " β " está adiantado de $\frac{\pi}{2}$ radianos, com relação ao eixo " α ". A fim de que esta transformação seja linearmente independente, é inserida uma terceira variável ao sistema, chamada de componente de sequência zero. Desta forma, tem-se:

$$[v_{\alpha\beta 0}] = T_{\alpha\beta 0}^{123}[v_{123}], \quad (\text{B.1})$$

onde,

$$T_{\alpha\beta 0}^{123} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

é a matriz de transformação de Clark. Enquanto que a transformação inversa é dada por

$$T_{123}^{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{B.3})$$

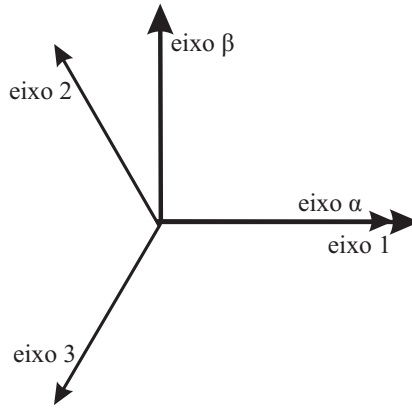


Figura 105: Coordenadas $\alpha\beta$ e 123.

B.1.2 Transformações de Park

A transformação de Park também transforma grandezas trifásicas em bifásicas e é largamente utilizada em análise de máquinas síncronas e controle em eletrônica de potência. Tal transformação é dada por,

$$[v_{dq0}] = T_{dq0}^{123}[v_{abc}], \quad (\text{B.4})$$

em que a matriz de transformação de "123" para "dq0" é dada por

$$T_{dq0}^{123} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \omega t & \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \omega t & \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{3}{2} & \frac{3}{2} & \frac{3}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.5})$$

Enquanto a inversa desta matriz é dada por

$$T_{123}^{dqO} = T_{dqO}^{123}{}^{-1} = \frac{3}{2} T_{dqO}^{123T}. \quad (\text{B.6})$$

Como pode-se notar, através das matrizes de transformação de Park, os elementos destas matrizes variam conforme a evolução do tempo. Tal transformação faz com que os fasores do conjunto trifásico sejam rebatidos para o plano ortogonal "dq" que gira na frequência angular ω . A figura 106 apresenta as coordenadas "dq", girando na frequência angular " ω " e as coordenadas "123", girando na frequência angular " ω_1 ". Se $\omega = \omega_1$, tem-se que as coordenadas trifásicas são coordenadas estacionárias com relação às coordenadas do sistema bifásico. E portanto os valores projetados da sistema "123" para "dq0" serão constantes.

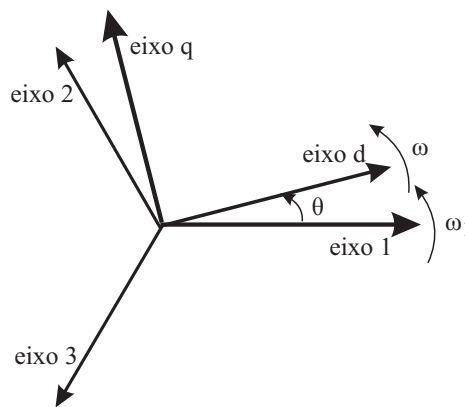


Figura 106: Coordenadas dq e 123.

Se $\omega > \omega_1$, as coordenadas rotativas "dq" estarão girando com maior velocidade que as coordenadas trifásicas, caracterizando um movimento de componente de sequência negativa das variáveis trifásicas com relação ao sistema de coordenadas bifásico, na frequência $\omega - \omega_1$. Do contrário, se $\omega < \omega_1$, o movimento das variáveis trifásicas, com relação ao sistema de coordenadas bifásico, será de sequência positiva.

ANEXO C – MODULAÇÃO GEOMÉTRICA

Para a geração PWM aplicada a inversores, deve ser escolhida uma técnica de modulação que sintetize apropriadamente a lei de controle através do inversor. A modulação geométrica devido a suas boas características de THD de saída e a sua facilidade de implementação é escolhida para acionamento do inversor utilizado no condicionador de energia deste trabalho. Tal abordagem é descrita abaixo.

Seja o inversor de tensão trifásico três fios indicado na figura 107

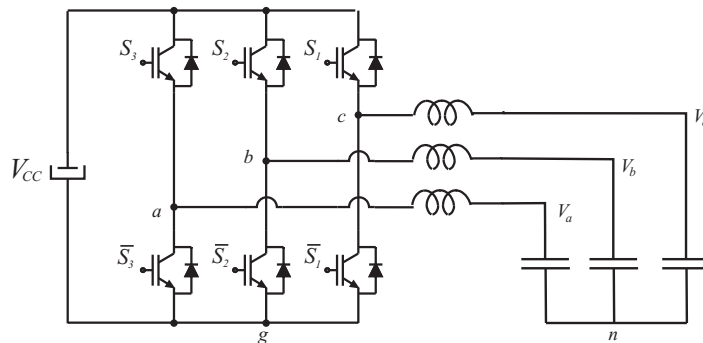


Figura 107: Inversor de tensão trifásico três fios.

Utilizando a abordagem geométrica proposta em (RYAN; LORENZ; DONCKER, 1999), as tensões de controle V_{ag} , V_{bg} e V_{cg} podem ser escolhidas a partir das tensões de referência V_{α} , V_{β} e V_0 em coordenadas $\alpha\beta 0$ segundo a equação (C.1)

$$\begin{bmatrix} V_{ag} \\ V_{bg} \\ V_{cg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_0 \end{bmatrix}. \quad (\text{C.1})$$

As restrições para operação linear do inversor são dadas pela conjunto de inequações (C.2).

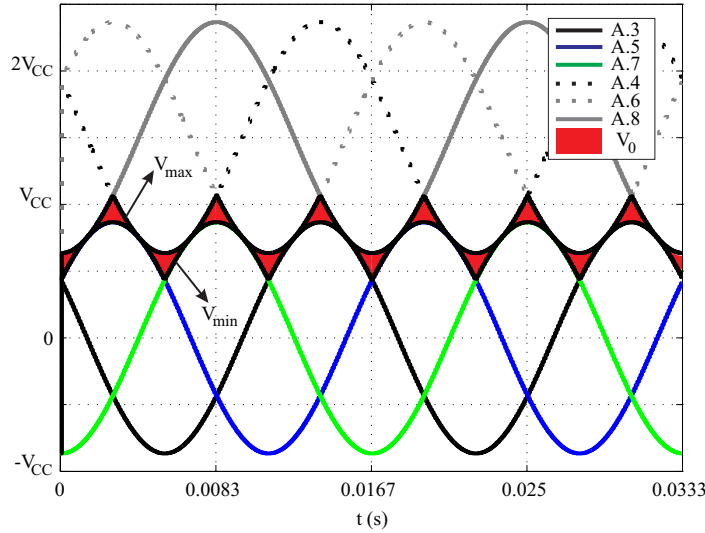


Figura 108: Solução de V_0 para operação linear do inversor trifásico três pernas utilizando a abordagem geométrica.

$$\begin{aligned}
 0 &\leq V_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}}V_0 \leq V_{CC}, \\
 0 &\leq -\frac{1}{2}V_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}V_0 + \frac{1}{\sqrt{2}}V_0 \leq V_{CC}, \\
 0 &\leq -\frac{1}{2}V_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}V_0 + \frac{1}{\sqrt{2}}V_0 \leq V_{CC}.
 \end{aligned} \tag{C.2}$$

ou seja,

$$V_0 \geq -\sqrt{2}V_\alpha, \tag{C.3}$$

$$V_0 \leq \sqrt{2}V_{CC} - \sqrt{2}V_\alpha, \tag{C.4}$$

$$V_0 \geq \frac{\sqrt{2}}{2}(V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta), \tag{C.5}$$

$$V_0 \leq \sqrt{2}V_{CC} + \frac{\sqrt{2}}{2}(V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta), \tag{C.6}$$

$$V_0 \geq \frac{\sqrt{2}}{2}(V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta), \tag{C.7}$$

$$V_0 \leq \sqrt{2}V_{CC} + \frac{\sqrt{2}}{2}(V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta). \tag{C.8}$$

Para determinação da tensão de sequência zero V_0 deve-se respeitar as condições acima definidas. A figura 108 mostra a região de solução de tensão V_0 para a operação linear do inversor, utilizando modulação geométrica. Na figura 108, a tensão V_{min} é definida através das condições de maior igualdade (C.3), (C.5) e (C.7) em que $V_{min} = \max(C.3, C.5, C.7)$. A tensão V_{max} , por outro lado, é definida através das condições de menor igualdade (C.4), (C.6) e (C.8) em que $V_{max} = \min(C.4, C.6, C.8)$.

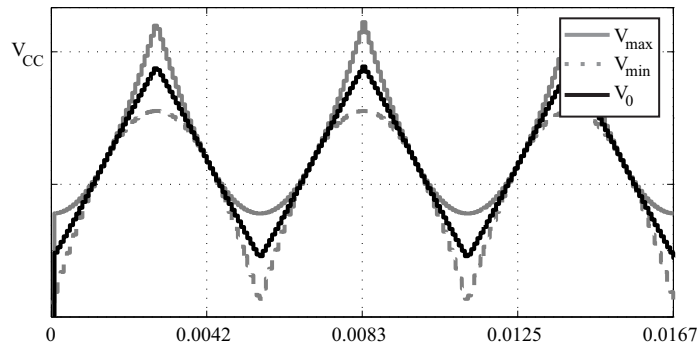


Figura 109: Solução adotada para V_0 .

A solução utilizada para obtenção de V_0 é mostrada na equação (C.9). A figura 109 apresenta a solução adotada na equação (C.9). É possível notar que, a partir desta equação V_0 sempre se encontrará na região de operação linear do inversor.

$$V_0 = \frac{V_{\min} + V_{\max}}{2} \quad (\text{C.9})$$

A figura 110 apresenta um exemplo de aplicação, utilizando modulação geométrica. Os parâmetros do circuito simulado estão apresentados na tabela 8.

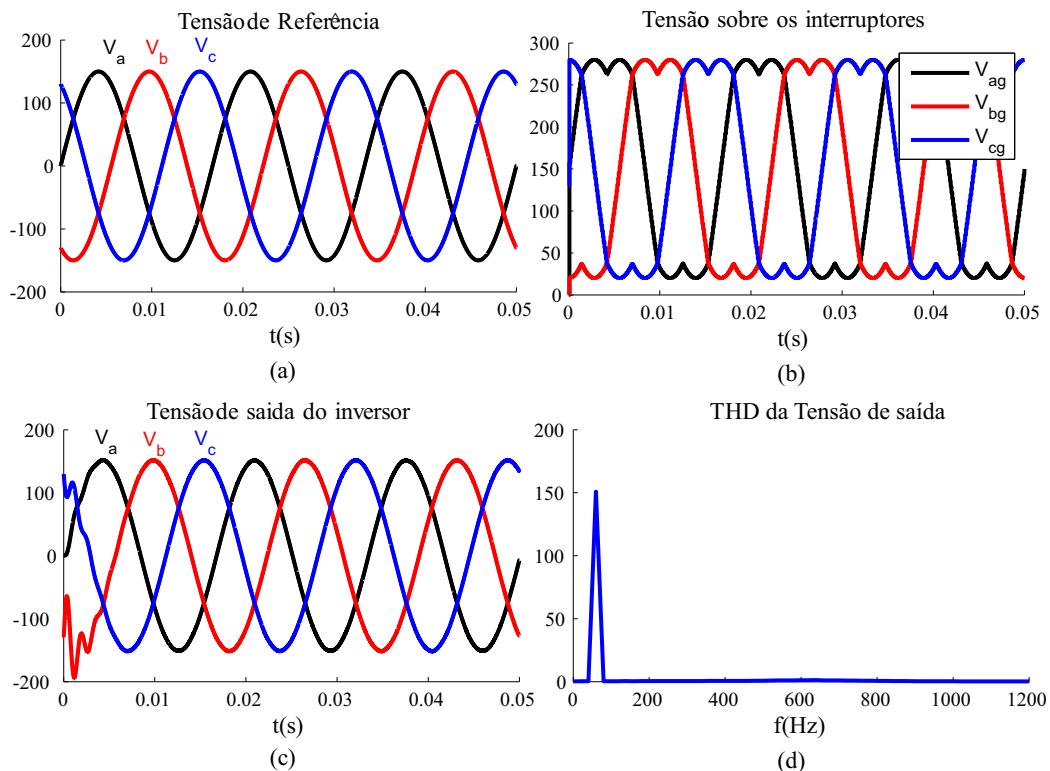


Figura 110: Modulação geométrica: (a) Referências para as tensões de saída do inversor. (b) Esforços de tensão nos interruptores do inversor. (c) Tensões geradas pelo inversor. (d) FFT das tensões de saída do inversor.

Tabela 8: Parâmetros de projeto

Tensão da rede	$127V (RMS)$	L	$800\mu H$
ω	$376.9911rad/s$	C	$75\mu F$
fs	$5kHz$	V_{dc}	$300V$

Através das figuras 110 (a) e (c) é possível perceber que o inversor sintetiza de forma apropriada as referências de tensão. A figura 110 (b) mostra que as tensões sobre os interruptores encontram-se abaixo dos limites impostos pelo barramento CC, verificando que o inversor encontra-se em uma faixa linear de operação. A figura 110 (d) apresenta a FFT das formas de onda tensão na saída do inversor, apresentando um adequado espectro harmônico para o sistema em questão.

ANEXO D - PLATAFORMA FAPP

D.1 Protótipo FAPP

Com o intuito de verificar a coerência do que foi proposto durante o texto desta dissertação, o algoritmo de controle foi implementado em um protótipo de filtro ativo de potência conectado em paralelo com a rede, como descrito abaixo. A figura 111 mostra o diagrama de blocos do protótipo implementado.

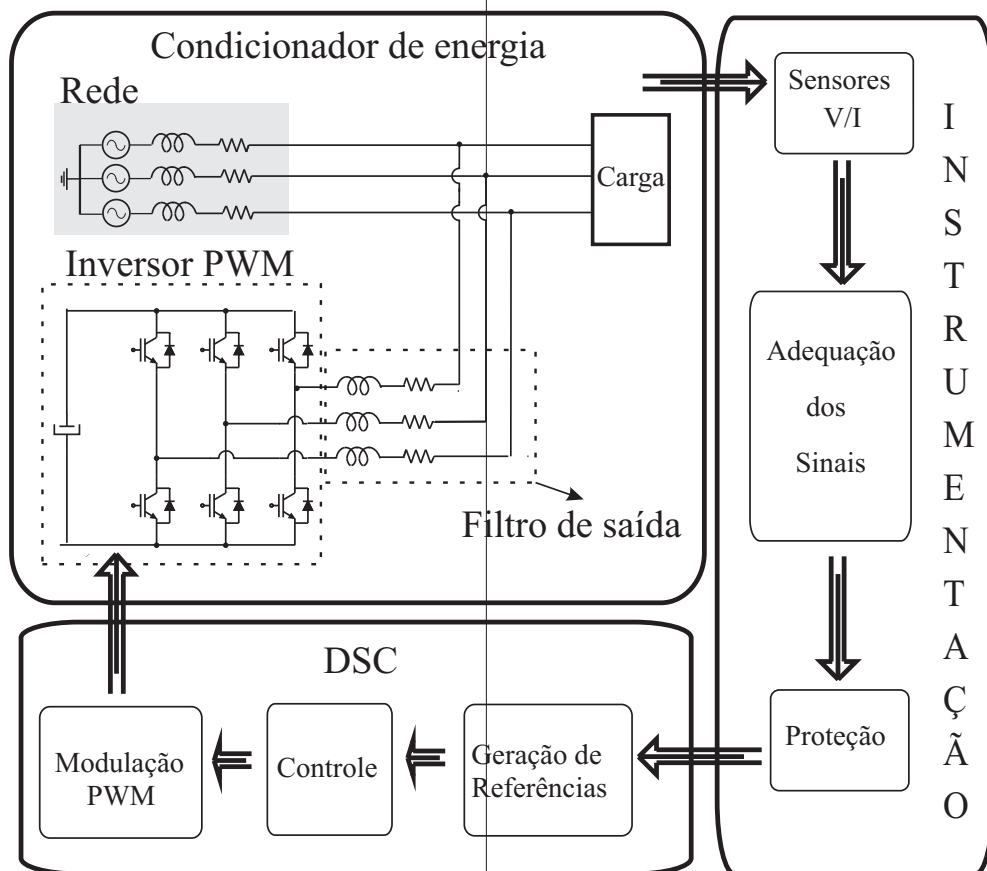


Figura 111: Diagrama de blocos do condicionador de energia proposto.

Esta plataforma é formada por um sistema de medição de tensões e correntes, denominado sistema de instrumentação, onde basicamente faz-se a leitura dos sinais, o

processamento analógico para tratamento dos sinais medidos e proteção do AD do DSC utilizado. Ainda, como mostrado na figura acima, tem-se o circuito de controle digital adequado à processadores de sinais digitais (DSC) da *Texas Instruments Inc.*, onde se realiza basicamente as operações para geração de referências e dos algoritmos de controle e modulação PWM. E, finalmente, o bloco do condicionador de energia, que é formado por um conversor PWM trifásico com 3 fios e indutores, usados como filtro de entrada e/ou saída, conectados em paralelo com a rede e a carga.

D.1.1 Descrição da plataforma FAPP

O sistema elétrico desenvolvido para a implementação da plataforma FAPP é constituído de 3 partes principais:

B.1.1.1 Sistema de sensoriamento (Instrumentação);

B.1.1.2 Sistema de controle (DSC);

B.1.1.3 Sistema de potência (Condicionador de energia);

D.1.1.1 Sistema de sensoriamento

Visando o desenvolvimento de uma instrumentação para medição de grandezas elétricas que apresentasse robustez ao ambiente ruidoso encontrado em conversores estáticos de potência, adequada precisão e confiabilidade das variáveis medidas e atenuação do efeito *aliasing* nestas plataformas, o sistema de medição de tensões e correntes descrito a seguir foi implementado.

→ CIRCUITO PARA MEDIÇÕES DE TENSÕES ALTERNADAS

O circuito de medição de tensões está representado esquematicamente na figura 112. Os parâmetros de projeto deste circuito são calculados de forma que as tensões de saída encontrem-se em níveis aceitáveis pelo conversor A/D do DSC utilizado. No caso do protótipo utilizado nesta dissertação, têm-se os seguintes parâmetros do circuito de instrumentação. Tensão nominal de entrada AC: 416V; Excursão da tensão de saída: de 0 a 3V; Corrente máxima de transmissão: 11,54 mA.

Cada bloco mostrado na figura 112 será detalhado a seguir.

Transformador de potencial: Para tornar possível a medição de tensões elevadas é comum o uso de transformadores de potencial. A função desses é baixar as tensões a serem medidas a níveis passíveis de manipulação por meio de circuitos eletrônicos. Para este projeto foi utilizado um transformador *A.R.Severo*[®], com relação de transformação de 440/44 V, potência nominal de 0,5 VA e banda passante de 10kHz.

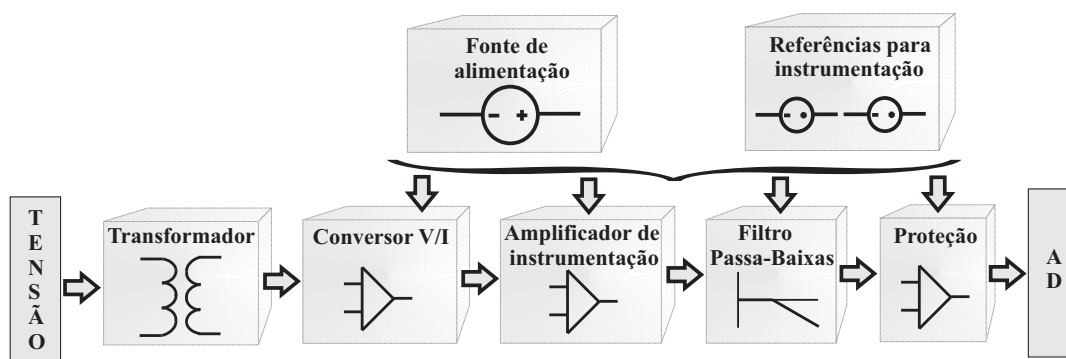


Figura 112: Topologia para medição de tensão.

Conversor Tensão/Corrente: Para se minimizar a sensibilidade a interferências eletromagnéticas de um sistema de transmissão de sinais, é comum o uso da transmissão em corrente. Para executar essa função faz-se uso de um amplificador operacional de baixo custo.

Amplificador de instrumentação: O estágio com amplificador de instrumentação tem a função de medir a tensão em modo diferencial sobre um resistor sensor, a partir da corrente transmitida pelo conversor V/I. O amplificador de instrumentação é um circuito com amplificadores operacionais que possui elevada impedância de entrada, baixa impedância de saída e uma grande rejeição a ruídos de modo comum. Neste trabalho, foi utilizado um amplificador de instrumentação integrado modelo AD620 da *AnalogDevices*[®]. Esse dispositivo possui uma entrada onde é possível adicionar o nível CC necessário para adequar o sinal às entradas do conversor analógico-digital (A/D). O nível CC tem origem no circuito de geração de referências para a instrumentação.

Filtro Passa-baixas: O filtro passa-baixas, foi projetado de forma a atenuar os sinais de alta frequência (acima das frequências de interesse), de forma que se amenizasse também o efeito de *aliasing* em eletrônica de potência. O filtro projetado é um filtro Butterworth de segunda ordem, o qual foi realizado através de um circuito com amplificador operacional OPA2227, da *TexasInstruments*[®].

Circuito de proteção para os conversores A/D: Os conversores A/D do DSC, escolhido para desenvolvimento do processamento digital, são circuitos sensíveis à sobre ou tensão negativa, portanto, deve-se evitar a ocorrência de tais eventos a fim de elevar a confiabilidade da instrumentação. Neste projeto são utilizados *buffers* de proteção com amplificadores operacionais *rail-to-rail* alimentados em 0 e 3 V. A alimentação desses amplificadores define o limite superior de excursão do sinal de entrada do conversor A/D. O limite inferior (0 V) é garantido por um diodo em anti-paralelo à entrada não inversora do *buffer* de proteção.

Circuito de alimentação: Este circuito é responsável pela alimentação do sistema. Para tanto é utilizada uma fonte *Mean Well*, modelo T100-C que possui tensões de saída de +15, -15 e +5 V.

Circuito de geração de referência para a instrumentação: Este circuito tem a função de produzir o nível CC e o sinal de referência utilizado para a calibração do conversor A/D. Dois circuitos integrados da série LP2950, da *TexasInstruments*[®], são utilizados a fim de se obter esses sinais. O gerador de referência LP2950-3, o qual é alimentado em 5 V, fornece uma tensão estável de 3 V (precisão de 1,4% em 25°C) e possui 100mA de capacidade máxima de corrente. Essa tensão passa por um divisor resistivo para produzir o nível CC desejado. O gerador de referência LP2950-2.5G produz o sinal de referência de 2,5V para a calibração do conversor A/D.

→ CIRCUITO PARA MEDIÇÃO DE CORRENTES

Este circuito, basicamente, segue a mesma estrutura desenvolvida para o circuito de medição de tensão. A diferença fundamental está no sensor utilizado. Neste projeto serão utilizados sensores de efeito Hall LA-55P da *LEM*[®]. Esses sensores fornecem como resposta uma corrente proporcional à corrente medida, que é transmitida diretamente ao circuito com amplificador de instrumentação. A figura 118 apresenta o diagrama de blocos para do sistema de medição de corrente implementado.

→ PROJETO DE EMC DAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

A estreita faixa de tensões dos canais A/D descrita no item 4, aliada à necessidade de medidas de alta qualidade em sistemas de controle, justifica a necessidade de um sistema de instrumentação bastante preciso e robusto ao acoplamento de interferências

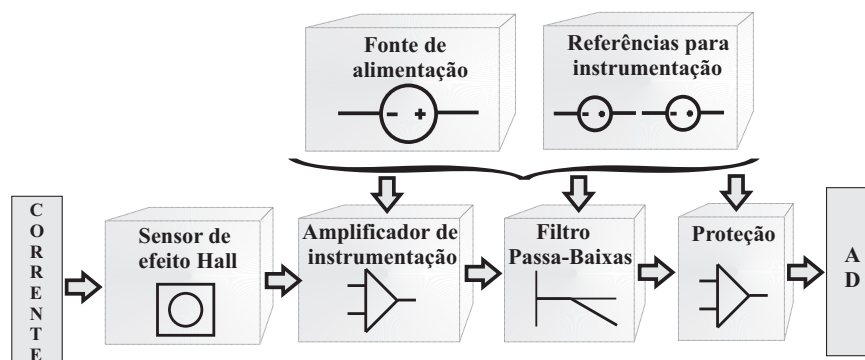


Figura 113: Topologia para medição de corrente.

eletromagnéticas nas medidas realizadas. O tratamento adequado destes tipos sinais, é um tópico importante no projeto de sistemas de controle. O desenho das placas de circuito impresso (PCI) constitui um fator importante no desempenho de compatibilidade eletromagnética (EMC) de um sistema de instrumentação. Neste trabalho são utilizadas técnicas de redução de EMI em PCI's desenvolvidas com base no que segue.

Planos de "terra": A tecnologia de placas utilizada é de face dupla com componentes de "furo-passante", sem metalização mecânica. Embora não seja a melhor tecnologia de placas para fins de EMC, essa configuração apresenta um baixo custo e permite o uso de um layer da placa para formação de um sólido plano de "terra", o qual fornece uma superfície quase-equipotencial para possíveis sinais de RF. O plano de "terra" fornece ainda um caminho de retorno para as correntes com o menor caminho possível, diminuindo a indutância associada às trilhas, e diminuindo, portanto o acoplamento indutivo de ruídos, além de eliminar o roteamento de trilhas de 0 V, permitindo uma melhor otimização do espaço na PCI.

Projeto dos caminhos de retorno de corrente: É consenso na literatura que um projeto errôneo dos caminhos de retorno das correntes em uma PCI pode gerar emissões de EMI acima do desejável. Além da utilização de um plano de terra, é preciso tomar cuidado com duas situações comuns que podem ocorrer durante o roteamento de uma PCI e levar a uma interrupção no caminho de retorno da corrente: (1) mudança de camada de um sinal e (2) transmissão de um sinal entre placas. Tais situações podem ser mitigadas por meio de capacitores de ligação adequadamente posicionados e da transmissão do retorno das correntes juntamente ao sinal, no caso de mudança de placas.

Uso de capacitores de desacoplamento: Neste trabalho são utilizados capacitores

de desacoplamento na alimentação de Circuitos Integrados (CI) e entre as trilhas de potência e o plano de "terra" da placa. A função do capacitor no primeiro caso é fornecer a energia necessária durante o chaveamento interno do CI por meio de um caminho de baixa resistência (e indutância), evitando pulsos negativos de tensão que se propagam pela PCI durante a operação dos CI's. No segundo caso o capacitor tem a função de realizar um *by-pass* nos sinais de RF que possam acoplar nas trilhas de potência da placa, evitando a propagação das correntes ruidosas associadas internamente aos dispositivos.

Filtros de Entrada e Saída (E/S) Para aumentar o grau de imunidade do sistema, são utilizados filtros de EMI nas áreas de E/S das placas. Os filtros de EMI utilizados em PCI's podem ser simples, possuindo dois ou três elementos passivos. Neste trabalho optou-se pela topologia de filtros π , por apresentar bom desempenho em evitar tanto emissões da PCI para o exterior, quanto do exterior para PCI.

D.1.1.2 Sistema de controle digital:

→ KIT DE DESENVOLVIMENTO

O sistema de controle digital é implementado inteiramente utilizando-se do processador de sinais TMS320F28335. Este dispositivo é um DSC de ponto flutuante, utilizado para aplicações de controle. Este processador alia o poder de processamento dos DSC's com periféricos tais como conversores analógico/digital e geração de PWM (*Pulse Width Modulation*). O TMS320F28335 contém dois gerenciadores de eventos, acesso a 1 *M-byte* de memória externa, módulo ADC de 12 bits (*Analogic Digital Converter*) com 16 canais, frequência de operação de 150MHz e mais de oito formas de gerar sinais PWM.

As funções requeridas pelo processo de controle, tais como leitura de variáveis, geração dos sinais PWM, utilização de periféricos como as portas de entrada e saída de propósito geral (GPIO, do inglês *General Purpose Input Output*), canais de comunicação série e paralelo, entre outros, são acessadas através do Kit de desenvolvimento para o DSC TMS320F28335, veja a figura 114. Este Kit é desenvolvido pela *Spectrum digital* e disponibiliza ainda um manual do kit, com a descrição do circuito esquemático e ligação, um CD de instalação do *software* gráfico *Code Composer Studio* para compilação do código C/C++ de processamento do sistema de controle, o qual oferece acesso a todos os periféricos e registradores do DSC utilizado.



Figura 114: Kit de desenvolvimento da *Spectrum Digital* para o DSC TMS320F28335.

→ FLUXOGRAMA DO ALGORITMO DE CONTROLE DIGITAL

A figura 115 apresenta o fluxograma do algoritmo desenvolvido no processador digital de sinais DSC TMS320F28335 para controle digital da planta.

Seguindo as ações listadas no fluxograma acima, primeiramente inicializa-se as variáveis de interesse. Realiza-se então a calibração do A/D, que visa obter, através de medidas de referência, a curva linear que associa os sinais de entrada aos *bits* de saída dos canais A/D, envolvidos no processo. Os registradores que armazenam as informações adquiridas pelo conversor A/D, são registradores de 12 *bits*. Como os registradores das variáveis em ponto flutuante utilizadas no sistema são de 16 *bits*, deve-se adequar as medidas ao sistema ponto flutuante do DSC, deslocando-se as variáveis medidas de 4 *bits* para a direita.

Após a operação de deslocamento, realiza-se a extração das componentes harmônicas de tensão e corrente, através do filtro Kalman. Obtidas as componentes harmônicas de corrente e tensão, pode-se então calcular as referências de harmônicos, correção do fator de potência e compensação de desequilíbrio, que o algoritmo necessita. Obtidas as referências, transforma-se as variáveis de interesse do controlador de coordenadas trifásicas "123" para coordenadas bifásicas rotativas "dq", pois os controladores são desenvolvidos nestas coordenadas.

Com todas as variáveis de interesse já em coordenadas "dq", parte-se para a geração da lei de controle, segundo as técnicas de controle propostas neste trabalho. Calculadas

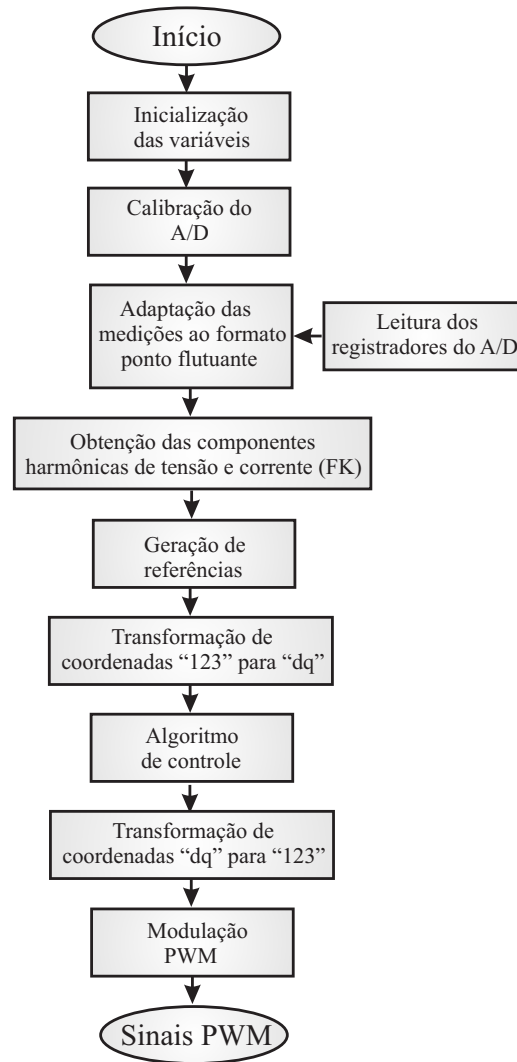


Figura 115: Fluxograma do algoritmo desenvolvido no DSC TMS320F28335.

as leis de controle em coordenadas rotativas, deve-se fazer a inversão de coordenadas afim de que o acionamento do inversor seja realizado. Como as leis de controle em coordenadas "123", parte-se para a modulação PWM de inversores trifásicos a 3 fios adotada, de forma a se obter, finalmente, os sinais PWM, através da utilização de comparadores, providos pelo DSC TMS320F28335.

D.1.1.3 Circuito de potência:

O circuito de potência é formado por um inversor PWM trifásico de 20 kVA e um filtro de saída com quatro indutores e um barramento CC formado por capacitores. O conversor é formado por uma ponte trifásica com quatro braços desenvolvida pela empresa SEMIKRON com 8 IGBTs SKM 75GB 124D de 75A de corrente de coletor e 1.200V de

tensão coletor-emissor. O filtro de saída é formado por quatro indutores, dispostos um em cada fase. O banco capacitivo do barramento CC é formado por 2 capacitores ligados em série e 2 em paralelo com capacitância total $C = 4.700\mu F$. Apesar do protótipo contruido ser a 4 fios, neste trabalho foram utilizados 3 braços, caracterizando um sistema a três fios.

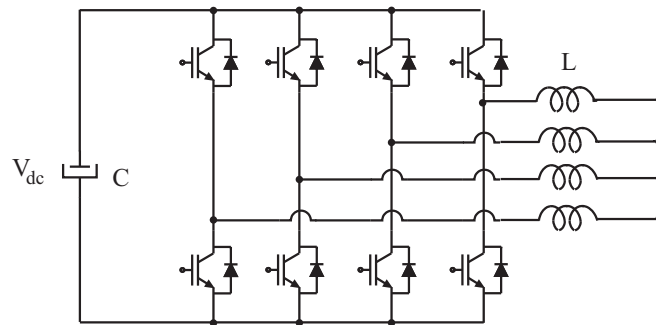


Figura 116: Diagrama esquemático do circuito de potência.

A Tabela 9 apresenta os principais parâmetros que foram utilizados neste protótipo e a seguir são descritos os principais componentes utilizados na montagem desta plataforma.

Tabela 9: Parâmetros do circuito de potência

Indutâncias do filtro de saída L	$800\mu H$
Frequência de amostragem f_s	12 kHz
Frequência de comutação f_c	12kHz
Capacitância do barramento CC	4,7 mF

D.1.2 Parte Frontal

Formada basicamente pelos sistemas de medição e controle. As seguintes subpartes desta foram definidas:

1. Botãoeira - chave liga/desliga do sistema desenvolvido;
2. Fusíveis - proteção para conexão de entrada do sistema desenvolvido com a rede elétrica trifásica a quatro fios (63 A / 500 V);
3. Filtro supressor de RF (rádio frequência) trifásico - usado para filtrar ruídos causados por interferência eletromagnética;

4. Filtro C (Não utilizado neste trabalho);
5. Sensores de corrente - utilizados para medição das correntes de realimentação do FAPP;
6. Sensores de tensão - utilizados para aquisição das tensões de fase da rede;
7. Placa de interface analógico-digital - constituída basicamente por um processador de sinais digitais (TMS320F28335) que realiza o controle digital do sistema;
8. Fontes de alimentação - para alimentação dos sensores (tensão e corrente), das placas de interface analógico-digital e dos *drivers* de comando;
9. Filtro supressor de RF (rádio frequência) monofásico - usado para filtrar ruídos causados por interferência eletromagnética nas fontes de alimentação das placas de interface (1 A / 250 V).
10. Conjunto de varistores - usado para proteção contra surtos provenientes da rede (10 kA / 275 V).

D.1.3 Parte Posterior

Formada basicamente pelos circuitos de partida e de potência. As seguintes subpartes desta foram definidas:

1. Rede trifásica - cabos que alimentam o protótipo com as tensões provenientes da rede de distribuição;
2. Circuitos de partida - composto basicamente por contadoras, relé temporizador, e disjuntor para conexão do sistema com a rede elétrica trifásica a três e quatro fios;
3. Resistores - utilizados no circuito de partida do sistema (três resistores de 10Ω / 50 W);
4. Indutores - para filtragem das tensões geradas pelo conversor PWM. Estes são compostos por quatro indutores de $800\mu H$ cada;
5. Conversor PWM trifásico a quatro braços - formado basicamente por *drivers* de comando SKHI 22A e interruptores de potência SKM 150 GB 124D;

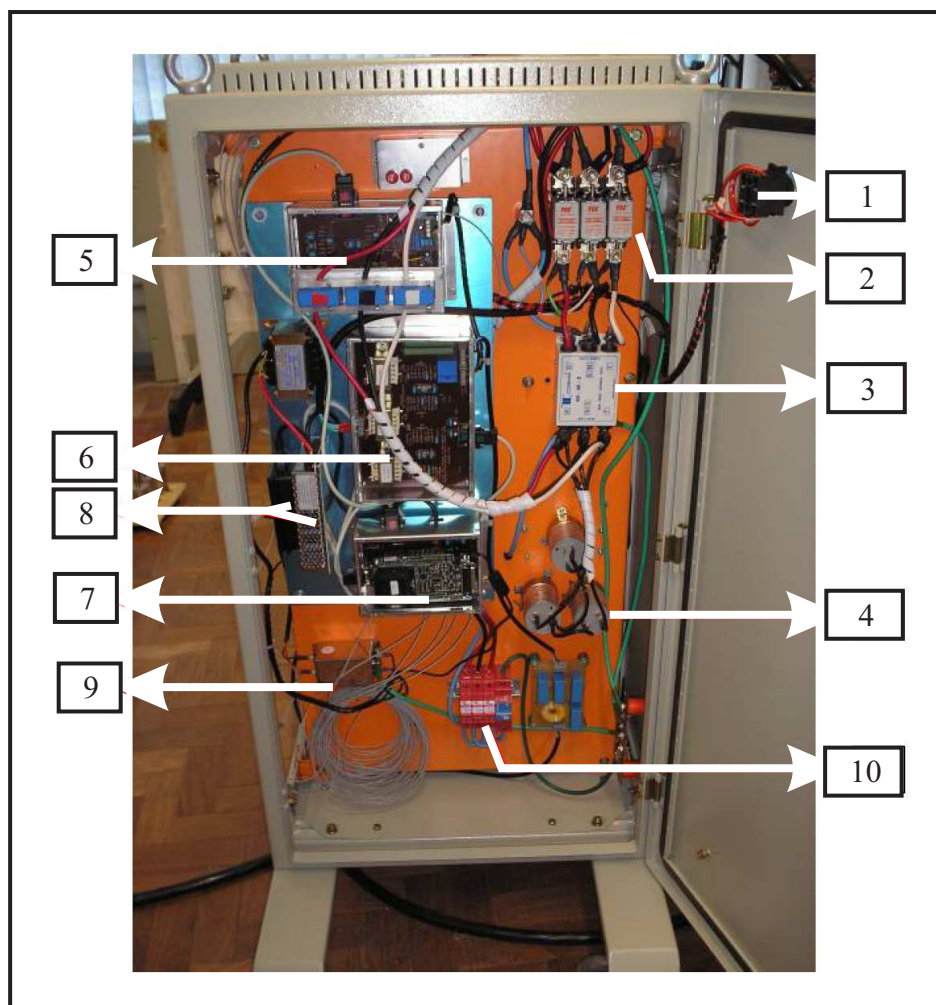


Figura 117: Parte frontal do protótipo.

6. Placa de interface do conversor PWM - recebe os sinais dos *links* de fibra ótica provenientes do DSC e transmite estes sinais aos drives de comando do conversor;
7. Ventilação forçada - utilizada para ventilação dos interruptores de potência e *drivers* do conversor PWM;
8. Gabinete metálico - são utilizados para alocação dos componentes internos do FAPP e isolamento deste com o meio externo;
9. Fontes de alimentação - utilizada para alimentação da placa de interface do conversor PWM, ventilação forçada e *drivers* de comando.

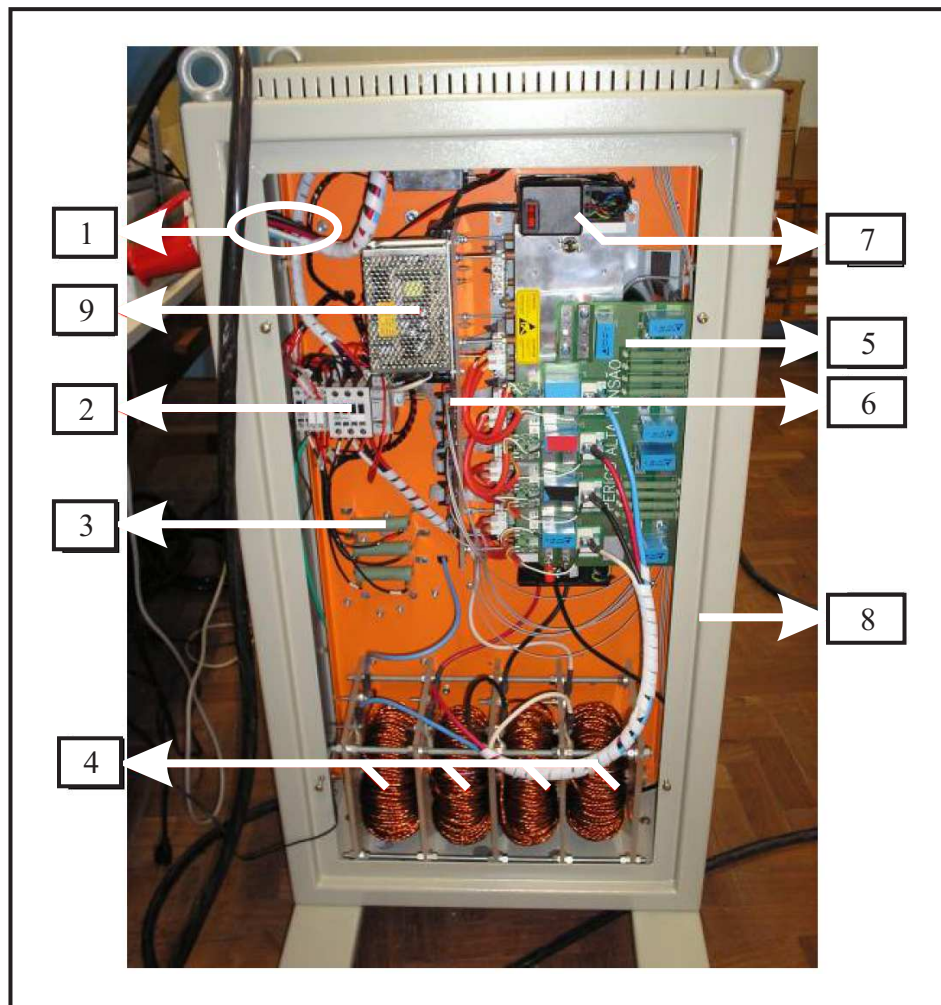


Figura 118: Parte posterior do protótipo.