



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Controladores Eletrônicos PWM Integrados para Compensadores Harmônicos Estáticos

Marcos Batista Ketzer

Tese de Doutorado apresentada à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, em cumprimento às exigências no Programa de Doutorado em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientadores:
Cursino Brandão Jacobina
Antonio Marcus Nogueira Lima

Campina Grande, Paraíba, Brasil

Janeiro de 2017

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

K43c

Ketzer, Marcos Batista.

Controladores eletrônicos PWM integrados para compensadores harmônicos estáticos / Marcos Batista Ketzer. – Campina Grande, 2017.
f. 288: il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2016.

"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Antonio Marcus Nogueira Lima".

Referências.

1. Controladores PWM. 2. Circuitos Sensorless. 3. Filtragem Ativa. 4. Controle Robusto. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Lima, Antonio Nogueira. III. Título.

CDU 621.337.2(043)

Tese de Doutorado

Tese de Doutorado apresentado à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, em cumprimento às exigências no Programa de Doutorado em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

M. Sc. Marcos Batista Ketzer

Autor

Dr. Ing. Cursino Brandão Jacobina

Orientador

Dr. Ing. Antonio Marcus Nogueira Lima

Orientador

Grande Área: Engenharias

Área: Engenharia Elétrica

Subárea: Dispositivos e Circuitos Eletrônicos

Área de Concentração: Processamento de Energia

Campina Grande, Paraíba, Brasil

Janeiro de 2017

Doctoral Dissertation

Integrated PWM Electronic Controllers for Harmonic Static Compensators

Doctoral Dissertation presented to the Coordination of the Graduate Program in Electrical Engineering of the Federal University of Campina Grande, in compliance with the requirements of the Doctoral Program in Sciences in the Domain of Electrical Engineering.

M. Sc. Marcos Batista Ketzer

Author

Dr. Ing. Cursino Brandão Jacobina

Advisor

Dr. Ing. Antonio Marcus Nogueira Lima

Advisor

Major Area: Engineering

Area: Electrical Engineering

Subarea: Electronic Devices and Circuits

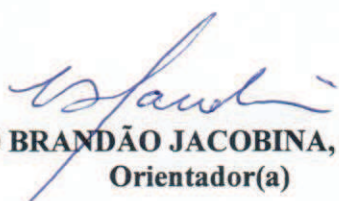
Campina Grande, Paraíba, Brazil

January of 2017

**"CONTROLADORES ELETRÔNICOS PWM INTEGRADOS PARA COMPENSADORES
HARMÔNICOS ESTÁTICOS"**

MARCOS BATISTA KETZER

TESE APROVADA EM 30/01/2017



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador(a)

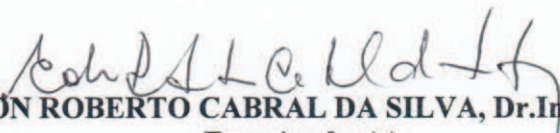


ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Orientador(a)



CARLOS EDUARDO TRABUCO DOREA, Dr., UFRN
Examinador(a)

EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., IUPUI - USA
Examinador(a)



EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Examinador(a)



ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Resumo

Esta tese de doutorado apresenta as contribuições realizadas no desenvolvimento de controladores eletrônicos modulados por largura de pulso para compensadores estáticos de potência aplicados na mitigação de componentes harmônicas de tensão e corrente. Entre as novidades das técnicas aqui apresentadas, destacam-se as seguintes características: maior integração viabilizada pela redução do número de sensores para operação, e projeto robusto, considerando modelagem e sintonia, otimizando tolerância às incertezas e imunidade ao ruído nas malhas de realimentação. As soluções apresentadas contribuem para redução de custos de fabricação, assim como manutenção dos equipamentos, uma vez que o conjunto de componentes eletrônicos necessários na composição do equipamento é reduzida.

Dentro do apresentado contexto, esta tese é dividida em três partes, agrupando um conjunto de contribuições distintas em cada caso, exploradas com diferentes topologias de circuitos. Na primeira e segunda parte são apresentadas duas soluções de controladores *sensorless*, o primeiro baseado na orientação dos sinais, e o segundo baseado na modulação. Enquanto a primeira e segunda parte focam na realização digital dos controladores, na terceira parte é apresentada uma solução em circuito integrado analógico-misturado, com potencial aplicação em sistemas de alta densidade. Também na terceira parte é discutida uma solução considerando circuitos de gerenciamento de energia com dois estágios de conversão.

A fim de demonstrar a viabilidade técnica das contribuições, simulações numéricas e resultados experimentais obtidos em laboratório a partir de protótipos são apresentados. Análises da operação em regime permanente e transitórios são discutidos, mostrando que um desempenho satisfatório e estável é obtido através das técnicas propostas.

Palavras-chave: Controladores PWM, Circuitos *Sensorless*, Filtragem Ativa, Controle Robusto.

Abstract

This doctoral dissertation presents a set of contributions considering the development of pulse width modulated electronic controllers for static power compensators, applied in the mitigation of harmonic components of voltage and current. Among the novelties of the presented techniques, the following characteristics are highlighted: greater integration made possible with the reduction of the number of sensors, and robust design, considering the modeling and tuning, optimizing the tolerance for uncertainties and noise immunity in the feedback schemes. The presented solutions contribute for the reduction of manufacturing costs, since the set of electronic components for the equipment composition is reduced.

In the presented context, this thesis is divided in three parts, grouping a set of distinct contributions in each case, which is explored with different circuit topologies. In the first and second parts two main solutions for sensorless controllers are presented, the first based in the signals orientations, and the second in the modulation. Whereas the first and second part focuses on the digital realization of the controllers, the third part presents an analog-mixed integrated circuit solution, with potential applications in high-density systems. In addition, the third part discusses a solution considering power management circuits with two-stage conversion.

In order to demonstrate the technical feasibility of the presented contributions, numerical simulations and experimental results obtained through laboratory prototypes are presented. Analysis of the steady-state regime and transients are discussed, showing that a satisfactory performance is obtained through the proposed techniques.

Keywords: PWM Controllers, Sensorless Circuits, Active Filtering, Robust Control.

Agradecimentos

À Deus, pela vida, e por conceder-me esta conquista. Obrigado por tudo.

Ao Professor Dr. Cursino Brandão Jacobina e Dr. Antonio Marcus Nogueira Lima, que foram meus orientadores durante a realização deste trabalho, assim como outros estudos desenvolvidos durante o percurso do doutorado. Agradeço por suas contribuições em meu amadurecimento profissional e científico. Deixo registrada a minha admiração pelo vosso trabalho e dedicação à formação de pesquisadores.

Ao professor Dr. Raimundo Carlos Silvério Freire pelas contribuições nos estudos em microeletrônica realizados durante o doutorado. Aos professores Dr. Alexandre Cunha Oliveira, Dr. Carlos Eduardo Trabuco Dórea, Dr. Edison Roberto Cabral da Silva e Dr. Euzeli Cipriano dos Santos, pelas contribuições acadêmicas e pelos conhecimentos passados.

À minha esposa Caroline Ketzer que sempre me deu apoio, e compreendeu os momentos em que estive ausente. Obrigado pela dedicação ao nosso bem estar, e por lembrar dos detalhes que na vida fazem diferença. Agradeço por seu amor e carinho nesta jornada.

À minha família, em especial meus pais, Edison Ketzer e Jussara Ketzer, que sempre confiaram em meus projetos, me dando apoio em todos os momentos.

Aos demais professores e colegas da UFCG pela convivência e discussões durante o decorrer deste trabalho. Aos ex-colegas do GAIC-Unijuí, todos excepcionais amigos.

Às agências de fomento, o Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), e a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo suporte financeiro à este trabalho.

À Universidade Federal de Campina Grande, e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pela realização do programa de doutoramento.

Índice

Resumo	iii
Abstract	iv
Agradecimentos	v
Índice	vi
Índice de Tabelas	x
Índice de Figuras	xi
Glossário	xxvii
1 Introdução	1
2 Revisão Bibliográfica	7
2.1 Controle de Filtros Ativos com Redução do Número de Sensores	7
2.2 Controladores Robustos	22
2.3 Conclusões	30
I Controladores PWM com Referências Orientadas em Fluxo Virtual	32
3 Controle Ótimo H_2/H_∞ com Extensão Robusta Adaptativa por Modelo de Referência	33
3.1 Definições e Notação	33
3.2 Análise do Controle Robusto Adaptativo por Modelo de Referência	36
3.2.1 Modelo do Erro e Regras de Adaptação	38

3.2.2	Análise de Estabilidade	41
3.2.3	Análise de Convergência	45
3.3	Controle H_2/H_∞ com Extensão RMRAC	46
3.4	Conclusões	51
4	Controle <i>Sensorless</i> com Fluxo Virtual para Filtros Ativos Paralelos	52
4.1	Modelagem do Filtros Ativo de Potência	52
4.2	Fluxo Virtual para Controle Orientado em Tensão	54
4.3	Malha de Controle de Corrente	60
4.4	Controle do Barramento CC	70
4.5	Resultados Experimentais	74
4.6	Conclusão	79
5	Controle de Filtros Ativos Paralelos com Extensão Robusta Adaptativa	82
5.1	Controle H_2/H_∞ com Extensão RMRAC para o Filtro Ativo Paralelo	82
5.2	Resultados para um Protótipo de 1kVA	88
5.2.1	Parâmetros e Análise Numérica	88
5.2.2	Resultados do Filtro Ativo Paralelo	92
5.3	Conclusões	101
6	Controle <i>Sensorless</i> com Fluxo Virtual para Filtros Ativos Universais	103
6.1	Modelagem do Filtro Ativo Universal	104
6.2	Controle Robusto	106
6.3	Malha de Sincronização	111
6.4	Controle do Barramento CC	113
6.5	Projeto Numérico	118
6.6	Resultados Experimentais	121
6.7	Conclusões	126

II Controladores PWM com Modulação de Sinais de Tensão e Corrente 129

7	Controle <i>Sensorless Current Shaping</i> para Filtros Ativos Paralelos	130
----------	---	------------

7.1	Controlador <i>Current Shaping</i>	131
7.2	Controle de Fluxo de energia	136
7.3	Resultados da Estratégia <i>Current Shaping</i>	141
7.3.1	Parâmetros do Sistema e Análise Numérica	141
7.3.2	Resultados Experimentais	143
7.4	Conclusão	147
8	Controle <i>Sensorless Voltage-Current Shaping</i> para Filtros Ativos com Topologias Genéricas	150
8.1	Generalização <i>Voltage-Current Shaping</i>	151
8.2	Controle <i>Voltage-Current Shaping</i> para Filtros Ativos Universais	158
8.3	Controle do Fluxo de Energia	163
8.4	Resultados da Estratégia <i>Voltage-Current Shaping</i> para Filtros Universais	166
8.4.1	Parâmetros do Sistema e Análise Numérica	167
8.4.2	Resultados Experimentais	169
8.5	Conclusões	173
III	Controladores PWM em Sistemas Integrados de Gerenciamento de Energia	176
9	Projeto de Filtro Quase-Ressonante em Circuito de Tecnologia CMOS	177
9.1	Revisão da Literatura e Propostas	179
9.2	Requisitos na Realização Microeletrônica	186
9.3	Proposta de Circuito a Capacitor Chaveado	196
9.4	Projeto em Tecnologia CMOS	205
9.5	Resultados	212
9.6	Conclusões	216
10	Ação Antecipativa para Topologias <i>Active Front-End</i> Regenerativas	219
10.1	Revisão da Literatura e Propostas	220
10.1.1	Circuitos Eletrônicos de Potência com Baterias	220
10.1.2	Estratégias de Controle para Conversores Eletrônicos com Baterias e Filtro LCL	225

10.2	Modelagem e Controle do Conversor <i>Active Front-End</i>	229
10.3	Estratégia de Geração da Ação <i>Feed-Forward</i> Antecipativa	234
10.4	Resultados da Proposta de Controle com Ação Antecipativa Proposta	239
10.4.1	Resultados Numéricos	240
10.4.2	Resultados Experimentais	242
10.5	Conclusões	246
11	Conclusões Finais	249
I	Detalhes da Plataforma Experimental	257
	Referências	261

Índice de Tabelas

2.1	Comparação entre os controladores propostos.	23
4.1	Técnicas de discretização aplicadas (frequências de amostragem $F_s = 10kHz$).	61
4.2	Parâmetros do circuito de potência do filtro ativo trifásico.	76
5.1	Parâmetros do projeto de controle H_2/H_∞ com extensão RMRAC.	89
5.2	Parâmetros do circuito de potência do filtro ativo trifásico.	93
6.1	Parâmetros do projeto de controle H_2/H_∞ para o filtro universal ($x = d, q$, $n = 1, 2, 3$).	119
6.2	Parâmetros do circuito de potência do filtro ativo universal monofásico.	122
7.1	Parâmetros do filtro ativo trifásico	144
8.1	Generalização de leis de controle <i>voltage-current shaping</i> aplicados a filtros ativos.	152
8.2	Parâmetros do circuito de potência do filtro ativo universal monofásico.	168
9.1	Parâmetros típicos de capacitores para processos CMOS em escala sub-micro.	190
9.2	Parâmetros do processo IBM CMOS CMRF7SF empregado no estudo do cir- cuito integrado.	205
9.3	Parâmetros dos dispositivos NMOS/PMOS padrões.	206
9.4	Dimensionamento dos transistores nas arquiteturas de OTA (ver figura 9.13).	208
9.5	Dimensionamento dos capacitores do circuito (ver figura 9.10).	213
10.1	Parâmetros do conversor regenerativo de dois estágios (figura 10.1).	240
10.2	Parâmetros do controle antecipativo empregados para implementar (10.33).	241

Índice de Figuras

2.1	Filtros ativos série e paralelo.	8
2.2	Estratégia de controle DPC.	12
2.3	Circuito equivalente do controle por emulação de resistência.	13
2.4	Controle <i>Current Shaping</i>	15
2.5	Estratégia de controle VOC.	16
4.1	Circuito do filtro ativo trifásico à três fios.	52
4.2	Fator de potência da rede com o sistema de sincronização proposto (para este caso, $X_g = X_f = 25\%$).	56
4.3	Esquema de sincronização por fluxo virtual proposto.	60
4.4	Ganho CC para variações de k e ω_k (equação (4.19), $\omega = 0$).	62
4.5	Ganho ressonante para variações de k e ω_k (equação (4.19), $\omega = \omega_k$). Uma vez que G1 tem alto desvio no domínio selecionado, este não está na figura.	62
4.6	Fase ressonante para variações de k e ω_k (equação (4.19), $\omega = \omega_k$).	63
4.7	Ganho ressonante para variações de k e ω_k (equação (4.20), $\omega = \omega_k$). Uma vez que G1 tem alto desvio no domínio selecionado, este não está na figura.	63
4.8	Fase ressonante para variações de k e ω_k (equação (4.20), $\omega = \omega_k$).	64
4.9	Resposta em frequência dos modelos ressonantes discretizados (GC é a equação (4.19).	64
4.10	Resposta em frequência dos modelos ressonantes discretizados (GC é a equação (4.20).	65
4.11	Ganho ressonante para o desvio de frequência $\Delta\omega_k/\omega_k$, usando a aproximação adaptativa (4.35).	67
4.12	Fase ressonante para o desvio de frequência $\Delta\omega_k/\omega_k$, usando a aproximação adaptativa(4.35).	68

4.13	Resposta em frequência do ganho para a aproximação adaptativa proposta. . .	68
4.14	Topologia do controle <i>sensorless</i> proposta para filtros ativos paralelos.	69
4.15	Estimador de tensão do barramento CC.	73
4.16	Topologia do controlador proposto para filtros ativos de potência paralelos com um ponto de medição (correntes de rede).	73
4.17	Erro de estimação do barramento CC para variações de carga ($2\pi\omega_g L_g = 5\%$ e $2\pi\omega_g L_f = 10\%$).	75
4.18	Erro de estimação para variações de carga com compensação do ponto de operação ($2\pi\omega_g L_g = 5\%$ e $2\pi\omega_g L_f = 10\%$).	75
4.19	Ganho do compensador quase-ressonante sintonizado na 5ª harmônica.	76
4.20	Atenuação do compensador quase-ressonante sintonização na 5ª harmônica. Vermelho y_{dr} , azul y_{qr}	77
4.21	Variação de THD normalizada (dado por THD/THD_n), onde THD_n é a distorção harmônica total nominal para o sistema especificado na tabela 4.2. Vermelho emprega o esquema quase-ressonante adaptativo em frequência proposto, azul é a solução sem a adaptação.	77
4.22	Correntes trifásica do retificador à seis pulsos, carga não-linear a ser compensada. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes na rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).	78
4.23	Correntes da rede com o filtro ativo protótipo com o controle <i>sensorless</i> proposto, incluindo os sensores de tensão CC. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).	78
4.24	Tensões e corrente de uma fase do circuito com o controle <i>sensorless</i> proposto incluindo sensores de tensão no barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo e a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão).	78
4.25	Análise harmônica de corrente da carga não-linear. O THD é 33%.	79
4.26	Análise harmônica das tensões da rede. O THD é 3%.	79
4.27	Análise harmônica das correntes da rede. O THD é 9.8%.	79

4.28	Tensões e correntes de uma fase do circuito com o controle <i>sensorless</i> completo. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente do filtro ativo i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão de rede (100V/Divisão).	80
4.29	Análise transitória para o controle <i>sensorless</i> proposto incluindo os sensores de barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (5A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (5A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).	80
4.30	Análise transitória para o controle <i>sensorless</i> sem sensores do barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (5A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (5A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).	81
5.1	Planta do processo e estrutura de controle ressonante.	83
5.2	Resposta em frequência para entrada do distúrbio considerando sistemas no espaço de incertezas.	89
5.3	Localização dos polos em malha fechada considerando sistemas no espaço de incertezas.	90
5.4	Relação entre a amplitude da corrente de distúrbio $i_{gn,1}^p$ (5 ^a harmônica) e os parâmetros de $\theta_{an,1}$. Azul ganho de y_{dr} . Vermelho ganho de y_{qr}	91
5.5	Relação entre a amplitude da corrente de distúrbio $i_{gn,1}^p$ (5 ^a harmônica) e a amplitude da ação de controle normalizada pela impedância da rede. Azul é a componente de y_{dr} . Vermelho é a componente de y_{qr} . Traço para $L_{gf} = 12$. Contínuo para $L_{gf} = 6$. Ponto para $L_{gf} = 3$	91
5.6	Resultados dos sinais de tensão e corrente para a simulação do filtro ativo <i>sensorless</i> com o controlador H_2/H_∞ sem (esquerda) e com (direita) a extensão RMRAC. Circuito nominal. Superior: azul tensão da rede, verde corrente da rede i_g . Inferior: azul corrente de carga i_l , verde corrente do filtro i_f	92

- 5.7 Resultados de simulação do filtro ativo *sensorless* com o controlador H_2/H_∞ com a extensão RMRAC. Circuito nominal. (a) Ganho de realimentação $\theta_1(t)$. (b) Ganhos de $RC_1 : \omega_1 = 5\omega_g$: azul $\theta_4(t)$, verde $\theta_5(t)$. (c) Ganhos de $RC_2 : \omega_2 = 7\omega_g$: azul $\theta_6(t)$, verde $\theta_7(t)$. (d) Ganhos de $RC_3 : \omega_3 = 11\omega_g$: azul $\theta_8(t)$, verde $\theta_9(t)$. (e) Ganhos de $RC_4 : \omega_4 = 11\omega_g$: azul $\theta_{10}(t)$, verde $\theta_{11}(t)$. (f) Ganhos de $RC_5 : \omega_5 = 13\omega_g$: azul $\theta_{12}(t)$, verde $\theta_{13}(t)$ 93
- 5.8 Resultados de simulação do filtro ativo *sensorless* com o controlador H_2/H_∞ sem (esquerda) e com (direita) a extensão RMRAC. Carga com maior distorção harmônica e indutância de 12mH. Superior: azul tensão da rede, verde corrente da rede i_g . Inferior: azul corrente de carga i_l , verde corrente do filtro i_f 94
- 5.9 Resultados dos sinais de tensão e corrente para a simulação do filtro ativo *sensorless* com o controlador H_2/H_∞ com extensão RMRAC. Carga com maior distorção harmônica e indutância de 12mH. (a) Ganho de realimentação $\theta_1(t)$. (b) Ganhos de $RC_1 : \omega_1 = 5\omega_g$: azul $\theta_4(t)$, verde $\theta_5(t)$. (c) Ganhos de $RC_2 : \omega_2 = 7\omega_g$: azul $\theta_6(t)$, verde $\theta_7(t)$. (d) Ganhos de $RC_3 : \omega_3 = 11\omega_g$: azul $\theta_8(t)$, verde $\theta_9(t)$. (e) Ganhos de $RC_4 : \omega_4 = 11\omega_g$: azul $\theta_{10}(t)$, verde $\theta_{11}(t)$. (f) Ganhos de $RC_5 : \omega_5 = 13\omega_g$: azul $\theta_{12}(t)$, verde $\theta_{13}(t)$ 95
- 5.10 Tensões de corrente de uma fase do circuito com o controle *sensorless* com ganhos fixos incluindo sensores de tensão no barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo e a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão). 95
- 5.11 Tensões de corrente de uma fase do circuito com o controle *sensorless* com ganhos adaptativos incluindo sensores de tensão no barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo e a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão). 96

5.12	Tensões de corrente de uma fase do circuito com o controle <i>sensorless</i> com ganhos fixos sem sensores de tensão no barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo e a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão).	96
5.13	Tensões de corrente de uma fase do circuito com o controle <i>sensorless</i> com ganhos adaptativos sem sensores de tensão no barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo e a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão).	97
5.14	Análise harmônica das tensões de rede. O THD é 3.5%. THD_P é 3%.	97
5.15	Análise harmônica das correntes da carga não linear i_l a ser compensada. O THD é 36%. THD_P é 33%.	97
5.16	Análise harmônica das correntes da rede i_g com o controlador com ganhos fixos. O THD é 12.7%. THD_P é 9.8%.	98
5.17	Análise harmônica das correntes da rede i_g com o controlador com ganhos adaptativos. O THD é 8.7%. THD_P é 2.4%.	98
5.18	Correntes trifásicas de rede para o circuito com o controle <i>sensorless</i> com ganhos fixos, incluindo sensores de tensão no barramento CC. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes na rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).	99
5.19	Correntes trifásicas de rede para o circuito com o controle <i>sensorless</i> com ganhos adaptativos, incluindo sensores de tensão no barramento CC. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes na rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).	99
5.20	Correntes trifásicas de rede para o circuito com o controle <i>sensorless</i> com ganhos fixos, sem sensores de tensão no barramento CC. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes na rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).	99

5.21	Correntes trifásicas de rede para o circuito com o controle <i>sensorless</i> com ganhos adaptativos, sem sensores de tensão no barramento CC. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes na rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).	100
5.22	Análise transitória do circuito com controle <i>sensorless</i> com ganhos fixos, incluindo sensores do barramento CC. Verde é a corrente de rede (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão do barramento CC (20V/Divisão). . .	100
5.23	Análise transitória do circuito com controle <i>sensorless</i> com ganhos adaptativos, incluindo sensores do barramento CC. Verde é a corrente de rede (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão do barramento CC (20V/Divisão).	101
5.24	Análise transitória do circuito com controle <i>sensorless</i> com ganhos fixos, sem sensores do barramento CC. Verde é a corrente de rede (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão do barramento CC (20V/Divisão).	101
5.25	Análise transitória do circuito com controle <i>sensorless</i> com ganhos adaptativos, sem sensores do barramento CC. Verde é a corrente de rede (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão do barramento CC (20V/Divisão). . .	102
6.1	Filtro ativo universal com barramento CC comum.	105
6.2	Circuito equivalente do filtro universal com barramento CC comum.	105
6.3	Planta do processo multivariável centralizado quase-ressonante.	109
6.4	Esquema AF-PLL para sincronização por fluxo virtual em filtros ativos universais.	114
6.5	Estimador de tensão do barramento CC para filtros universais empregando filtragem quase-ressonante.	117

6.6	Topologia do controlador proposto para filtros ativos de potência universais monofásicos com dois ponto de medição (correntes de rede e tensão na carga). MQRC é o <i>multivariable quasi-resonant control</i> , que é a malha de compensação centralizada apresentada na figura 6.3.	118
6.7	Resposta em frequência para a entrada do distúrbio de tensão na rede e saída de tensão na carga considerando sistemas no espaço de incertezas.	120
6.8	Localização dos polos em malha fechada do sistema com entrada do distúrbio de tensão na rede e saída de tensão na carga considerando sistemas no espaço de incertezas.	120
6.9	Resposta em frequência para a entrada do distúrbio de corrente na carga e saída na corrente de rede considerando sistemas no espaço de incertezas. . .	121
6.10	Localização dos polos em malha fechada do sistema com entrada do distúrbio de corrente na carga e saída na corrente de rede considerando sistemas no espaço de incertezas.	121
6.11	Corrente de rede para o retificador a diodos. Carga não-linear a ser compensada. Verde: corrente na rede i_g (5A/Divisão). Roxo: tensão da rede (100V/Divisão).	123
6.12	Tensões e correntes do circuito com o controle incluindo sensores de tensão no barramento CC. Amarelo: correntes na rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).	123
6.13	Tensões e correntes do circuito com o controle incluindo sensores de tensão no barramento CC. Amarelo: correntes do filtro i_{fap} (5A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).	123
6.14	Análise harmônica da corrente da rede i_g . O THD é 4.9%.	124
6.15	Análise harmônica da corrente de carga i_l . O THD é de 34%.	124
6.16	Análise harmônica da tensão na rede. O THD é de 3.6%.	124
6.17	Análise harmônica da tensão na carga v_l . O THD é de 2.6%.	125

6.18	Tensões e correntes do circuito com o controle, incluindo sensores de tensão no barramento CC, durante um transitório de carga de 50%. Amarelo: correntes da rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (10A/Divisão). Vermelho: tensão no barramento CC (20V/Divisão). Roxo: tensão na carga (200V/Divisão).	125
6.19	Tensões e correntes do circuito com o controle, incluindo sensores de tensão no barramento CC, durante um afundamento de tensão de 25%. Amarelo: correntes da rede i_g (20A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).	126
6.20	Tensões e correntes do circuito com o controle sem sensores de tensão no barramento CC. Amarelo: correntes na rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).	126
6.21	Tensões e correntes do circuito com o controle sem sensores de tensão no barramento CC. Amarelo: correntes do filtro i_{fap} (5A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).	127
6.22	Tensões e correntes do circuito com o controle, sem sensores de tensão no barramento CC, durante um transitório de carga de 50%. Amarelo: corrente da rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (10A/Divisão). Vermelho: tensão no barramento CC (20V/Divisão). Roxo: tensão na carga (200V/Divisão).	127
6.23	Tensões e correntes do circuito com o controle, sem sensores de tensão no barramento CC, durante um afundamento de tensão de 30%. Amarelo: corrente da rede i_g (20A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).	128
7.1	Retificador PWM trifásico.	131
7.2	Circuito equivalente para a lei de controle (7.1).	131
7.3	Modelo da realização da malha de emulação de resistência.	135
7.4	Método de sincronização e estimação de ω_e para adaptação dos compensadores ressoantes.	136

7.5	Malha de compensação harmônica seletiva em um eixo de referências síncronas.	137
7.6	Malha de regulação do barramento CC.	138
7.7	Topologia do controlador <i>current shaping</i> apresentado para filtros ativos <i>sensorless</i>	142
7.8	Comparação de fator de potência entre a técnica apresentada e as técnicas clássicas baseadas em emulação de resistência.	143
7.9	Resposta em frequência dos modelos $(G_p(j\omega) - G_n(j\omega))/(G_n(j\omega))$ em II. A linha espessa é $W_{m1}(s)$ projetado.	143
7.10	Resposta em frequência de $K(s)$	144
7.11	Resposta ao degrau do controle de fluxo de energia para amostras de plantas $G_p(s)$ em II.	145
7.12	Resultados experimentais da carga não linear a ser compensada. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de carga i_l (5A/Divisão).	145
7.13	Análise harmônica da corrente de carga. THD é 27.2%.	146
7.14	Resultados experimentais para o filtro ativo <i>sensorless</i> sem a malha de compensação harmônica. Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão). Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de rede i_g (5A/Divisão)	146
7.15	Resultados experimentais para o filtro ativo <i>sensorless</i> sem a malha de compensação harmônica. Vermelho é a tensão de rede (100V/Divisão). Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Roxo é a corrente de carga (10A/Divisão). Amarelo é a corrente do filtro i_f (10A/Divisão).	146
7.16	Análise harmônica das corrente de rede para o filtro ativo <i>sensorless</i> sem a malha de compensação harmônica. THD é 19.7%.	147
7.17	Resultados experimentais para o filtro ativo <i>sensorless</i> com a malha de compensação harmônica. Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão). Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de rede i_g (5V/Divisão).	147
7.18	Resultados experimentais para o filtro ativo <i>sensorless</i> com a malha de compensação harmônica. Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão). Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Roxo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de filtro i_f (10A/Divisão).	148
7.19	Análise harmônica das corrente de rede para o filtro ativo <i>sensorless</i> com a malha de compensação harmônica. THD é 6%.	148

7.20	Resultados experimentais para um transitório de carga com filtro ativo <i>sensorless</i> . Amarelo é a tensão de barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Verde é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente de rede i_g (10A/Divisão).	148
8.1	Circuito equivalente de acoplamento de energia posições de fontes de potência para compensação de distúrbios.	152
8.2	Circuito com medição de corrente de rede I_g e ação de controle por fonte de tensão em série V_{fas}	153
8.3	Circuito com medição de tensão de carga V_l e ação de controle por fonte de corrente em paralelo I_{fap}	153
8.4	Circuito com medição de tensão de carga V_l e ação de controle por fonte de tensão em série V_{fas}	154
8.5	Circuito com medição de corrente de rede I_g e ação de controle por fonte de corrente em paralelo I_{fap}	154
8.6	Circuito com medição de tensão de carga V_l e ação de controle por fonte de corrente em série I_{fas}	155
8.7	Circuito com medição de corrente de rede I_g e ação de controle por fonte de tensão em paralelo V_{fap}	155
8.8	Estratégia de controle para filtros universais através de imposição de impedância (figuras 8.6 e 8.7).	157
8.9	Estratégia de controle para filtros universais através de impedância variável (figuras 8.2 e 8.3).	157
8.10	Estratégia de controle para filtros universais através de imposição de impedância e regulação de tensão (figuras 8.7 e 8.4).	157
8.11	Circuito equivalente do filtro universal com barramento CC comum.	159
8.12	Circuito equivalente para a lei de controle (8.2) e (8.5).	160
8.13	Topologia do controlador <i>voltage-current shaping</i> apresentado para filtros ativos universais <i>sensorless</i>	166
8.14	Malha de rastreamento de tensão de carga.	166
8.15	Resposta em frequência dos modelos $(G_p(j\omega) - G_n(j\omega))/(G_n(j\omega))$ em II. A linha espessa é $W_m(s)$ projetado.	167
8.16	Resposta em frequência de $K(s)$	169

8.17 Resposta ao degrau do controle de fluxo de energia para amostras de plantas $G_p(s)$ em II.	169
8.18 Correntes de rede para do retificador a diodos. Carga não-linear a ser compensada. Verde: corrente na rede i_g (5A/Divisão). Roxo: tensão da rede (100V/Divisão).	170
8.19 Tensões e correntes do circuito com o controle <i>Voltage-Currente Shaping</i> . Amarelo: correntes na rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).	171
8.20 Tensões e correntes do circuito com o controle <i>Voltage-Currente Shaping</i> . Amarelo: correntes do filtro i_{fap} (5A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).	171
8.21 Análise harmônica da corrente de carga i_l . O THD é de 34%.	171
8.22 Análise harmônica da corrente da rede i_g . O THD é 4.2%.	172
8.23 Análise harmônica da tensão na rede. O THD é de 3.2%.	172
8.24 Análise harmônica da tensão na carga v_l . O THD é de 2.8%.	172
8.25 Tensões e correntes do circuito com o controle <i>Voltage-Currente Shaping</i> , durante um transitório de carga de 50%. Amarelo: correntes da rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (10A/Divisão). Vermelho: tensão no barramento CC (20V/Divisão). Roxo: tensão na carga (200V/Divisão).	173
8.26 Tensões e correntes do circuito com o controle <i>Voltage-Currente Shaping</i> , durante um afundamento de tensão de 25%. Amarelo: correntes da rede i_g (20A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).	174

9.1	Análise estocástica dos sinais de saída para uma distribuição de frequências de entrada (notação de referências $\{linha, coluna\}$). A sub-figura $\{1, 1\}$ é a PDF das frequências de entrada, e a $\{1, 2\}$, é a CDF (probabilidade de que a frequência de rede seja menor que a especificada). As sub-figuras no lado esquerdo, $\{2, 1\}$ a $\{2, 4\}$, apresentam a magnitude do ganho dos filtros quase-ressonantes com $k = \{10^{-4}, 10^{-2}, 0.1\}$. As sub-figuras no lado direito, $\{2, 2\}$ a $\{2, 4\}$, apresentam as CDF (probabilidade de que a amplitude seja menor que a especificada).	188
9.2	Integrador generalizado de segunda ordem com realimentação, denominado SOGI-QSG. U_r é a entrada, Y_{dr} e Y_{qr} são as saídas diretas e em quadratura.	189
9.3	Limite de impedância de saída nas realizações de OTA.	190
9.4	Integrador generalizado de segunda ordem com realimentação com mecanismo FLL. U_r é a entrada, Y_{dr} e Y_{qr} são as saídas diretas e em quadratura.	191
9.5	Resposta em frequência dos sinais modulados no FLL, considerando $k = 0.1$. Azul é a resposta de Y_{qr}/U_r . Vermelho é a resposta de E_r/U_r	192
9.6	Impacto das constantes de tempo na fase da saída direta Y_{dr} considerando $k = \{0.01, 0.1, 1\}$	192
9.7	Impacto das constantes de tempo na fase da saída direta Y_{dr}	193
9.8	Análise paramétrica do SOGI-QSG discretizado implicitamente com a estrutura de duplo integrador, considerando frequência f_s igual a $2kHz$ (traçados azuis), $5kHz$ (traçados vermelhos) e $10kHz$ (traçados amarelos).	194
9.9	Análise de estabilidade para faixas de frequência de discretização e a_p , considerando variações de seletividade na estrutura SOGI-QSG com discretização implícita.	195
9.10	Circuito a capacitor chaveado proposto para a realização do filtro quase-ressonante com duplo integrador.	197
9.11	Circuito a capacitor chaveado durante a primeira fase de comutação $\{s_1 = 1, s_2 = 0\}$	198
9.12	Circuito a capacitor chaveado durante a segunda fase de comutação $\{s_1 = 0, s_2 = 1\}$	198
9.13	Realização em CMOS dos amplificadores operacionais de transcondutância (OTA).	199

9.14	Circuito a capacitor chaveado proposto com distribuição da corrente de polarização dos OTAs.	201
9.15	Análise de OTA realimentado.	201
9.16	Análise de pequenos sinais para os OTAs.	203
9.17	Circuito de portas de transmissão, empregado para a implementação das chaves S_1 e S_1 na figura 9.10.	204
9.18	Geração dos sinais <i>clock</i> sem sobreposição, $\phi_{c,1}$ e $\phi_{c,2}$	204
9.19	Resposta da tensão no tempo para o OTA com entradas diferenciais. Sinal vermelho na sub-figura superior é a tensão no <i>gate</i> de Q_1 . Sinal azul na sub-figura superior é a tensão no <i>gate</i> de Q_6 . Sinal azul na sub-figura inferior é a tensão no <i>drain</i> de Q_6	208
9.20	Resposta em frequência para a entrada diferencial e saída tensão normalizada do OTA em malha aberta. A tensão de entrada de um terminal (<i>gate</i> de Q_1 ou Q_2) é 0 <i>dB</i> . Azul é a tensão no <i>drain</i> de Q_6 . Vermelho é a tensão no <i>gate</i> de Q_6	209
9.21	Resposta em frequência para a entrada em modo comum e saída tensão normalizada do OTA em malha aberta. A tensão de entrada de um terminal (<i>gate</i> de Q_1 ou Q_2) é 0 <i>dB</i> . Azul é a tensão no <i>drain</i> de Q_6 . Vermelho é a tensão no <i>gate</i> de Q_6	209
9.22	Resposta em frequência da transcondutância para uma entrada diferencial. A tensão de entrada nos terminais é 0 <i>dB</i> . Vermelho é a tensão no <i>gate</i> de Q_6 . Azul é a magnitude da transcondutância.	210
9.23	Resposta em frequência de ganho e fase do circuito OTA em malha aberta com $C_s + C_f = 50pF$. A margem de fase obtida é de 50°.	211
9.24	Densidade espectral de potência do sinal de ruído na corrente de saída do OTA, para a faixa de 0.1Hz até 10MHz. A magnitude é expressa em termos de A^2/Hz	211
9.25	Resistência das chaves bidirecionais em função da tensão nos terminais (diferença entre V_{p1} e V_{p2} , tal como indicado na figura 9.17).	212

9.26	Análise de resposta no tempo da chave direcional, considerando um <i>clock</i> de entrada em $1MHz$. Sub-figura superior apresenta o sinal de <i>clock</i> em verde, e as tensões nos terminais V_{p1} e V_{p2} em vermelho e azul (tal como indicado na figura 9.17). A sub-figura intermediária apresenta as correntes de <i>dreno/source</i> do NMOS em azul, e do PMOS em vermelho. A sub-figura inferior apresenta a corrente total na chave considerando as tensões de V_{p1} e V_{p2} , e o <i>clock</i> de ativação.	213
9.27	Resultados de verificação funcional para um sinal de entrada de 60Hz. Sub-figura superior é o sinal de entrada V_u . Sub-figura inferior são os sinais de saída direta V_d em azul e em quadratura V_q em vermelho.	214
9.28	Resultados de verificação funcional para um sinal de entrada de 120Hz. Sub-figura superior é o sinal de entrada V_u . Sub-figura inferior são os sinais de saída direta V_d em azul e em quadratura V_q em vermelho.	215
9.29	Resultados de verificação funcional para amostras de sinais de entrada com diferentes frequências. Em vermelho é a função ideal discreta. Em azul é o sinal de tensão direta V_d do circuito proposto, em termos de amplitude e fase, para as frequências específicas.	215
9.30	Resultados de verificação funcional para amostras de sinais de entrada com diferentes frequências. Em vermelho é a função ideal discreta. Em azul é o sinal de tensão em quadratura V_q do circuito proposto, em termos de amplitude e fase, para as frequências específicas.	216
9.31	Resultados de verificação funcional para os quatro <i>corners</i> do processo. FS é para ambos os dispositivos MOS rápidos. FS é o NMOS rápido e PMOS lento. SF é o NMOS lento e PMOS rápido. SS é para ambos os dispositivos MOS rápidos.	217
10.1	Circuito trifásico regenerativo para carga e descarga de baterias.	231
10.2	Esquema de controle para o circuito <i>active front-end</i> e conversor CC-CC. . .	232
10.3	Malha realimentada do controle de fluxo de energia considerando acoplamentos entre primeiro e segundo estágio de conversão.	234
10.4	Modelo dinâmico das realimentações lineares no conversor, o qual é empregado no desenvolvimento da ação preditiva ótima.	239

- 10.5 Resposta da malha de controle de corrente do conversor CC-CC. Vermelho pontilhado é a corrente i_{bat} . Amarelo é corrente de referência i_{bat}^* 240
- 10.6 Compensação antecipativa considerando variações de R_{cc} . Azul é a ação antecipativa u_{ff} . Vermelho pontilhado é o negativo do distúrbio de saída (tensão no barramento CC). Amarelo é o contra-distúrbio de saída (tensão no barramento CC). 242
- 10.7 Correntes da rede com conversor operando em modo de carga. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão). 244
- 10.8 Correntes da rede com conversor operando em modo de descarga (operação regenerativa). Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão). 244
- 10.9 Análise harmônica das correntes de rede na operação do *active front-end*. THD é 2.4%. 244
- 10.10 Análise harmônica das tensões de rede na operação do *active front-end*. THD é 2%. 245
- 10.11 Análise do transitório de fluxo (carga para descarga) do circuito sem a ação antecipativa de controle. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente no banco de baterias i_{bat} (10A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão). 245
- 10.12 Análise do transitório de fluxo (descarga para carga) do circuito sem a ação antecipativa de controle. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente no banco de baterias i_{bat} (10A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão). 246
- 10.13 Análise do transitório de fluxo (carga para descarga) do circuito com ação antecipativa de controle. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente no banco de baterias i_{bat} (10A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão). 246
- 10.14 Análise do transitório de fluxo (descarga para carga) do circuito com ação antecipativa de controle. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente no banco de baterias i_{bat} (10A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão). 247

I.1	Esquema elétrico da plataforma de laboratório utilizada na experimentação das estratégias de controle desenvolvidas.	258
I.2	Algoritmo de controle em tempo real.	260

Glossário

A	–	Ampères (Unidade de Corrente)
ADC	–	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
AF	–	<i>Active Filter</i>
AMS	–	<i>Analog-Mixed Signal</i>
ASIC	–	<i>Application Specific Integrated Circuit</i>
CA	–	Corrente Alternada
CC	–	Corrente Contínua
CDF	–	<i>Cumulative Density Function</i>
CMOS	–	<i>Complementary Metal-Oxide-Semiconductor</i>
CMP	–	<i>Current Mode Programming</i>
CMRR	–	<i>Common-Mode Rejection Rate</i>
CSI	–	<i>Current Source Inverter</i>
CSC	–	<i>Current Source Converter</i>
DC	–	<i>Direct Current</i>
DAC	–	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DPC	–	<i>Direct Power Control</i>
DTC	–	<i>Direct Torque Control</i>
EDA	–	<i>Electronic Design Automation</i>
FAP	–	Filtro Ativo de Paralelo

FAS	–	Filtro Ativo de Série
FAU	–	Filtro Ativo Universal
FLL	–	<i>Frequency-Locked Loop</i>
FOC	–	<i>Field Oriented Control</i>
HDL	–	<i>Hardware Description Language</i>
IEEE	–	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IC	–	<i>Integrated Circuit</i>
LMI	–	<i>Linear Matrix Inequalities</i>
LQR	–	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
LQR	–	<i>Linear Quadratic Gaussian</i>
LTR	–	<i>Loop Transfer Recovery</i>
MIMO	–	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MOSFET	–	<i>Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
MRAC	–	<i>Model Reference Adaptive Control</i>
MPC	–	<i>Model Predictive Control</i>
OCC	–	<i>One Cycle Control</i>
OTA	–	<i>Operational Transconductance Amplifier</i>
QEE	–	Qualidade da Energia Elétrica
PFC	–	<i>Power Factor Correction</i>
P	–	Proporcional (Controle)
PAC	–	Ponto de Acoplamento Comum
PDF	–	<i>Probability Density Function</i>
PI	–	Proporcional e Integral (Controle)

PID	–	Proporcional, Integral e Derivativo (Controle)
PLL	–	<i>Phase-Locked Loop</i>
PMIC	–	<i>Power Management Integrated Circuit</i>
PWM	–	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	–	Qualidade da Energia Elétrica
QSG	–	Quadrature Signal Generator
RFID	–	<i>Radio-Frequency Identification</i>
RMRAC	–	<i>Robust Model Reference Adaptive Control</i>
RMS	–	<i>Root Mean Square</i>
SISO	–	<i>Single Input Single Output</i>
SNR	–	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SOGI	–	<i>Second Order Generalized Integrator</i>
SPR	–	<i>Strictly Positive Real</i>
SVPWM	–	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
THD	–	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPQC	–	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
UPS	–	<i>Uninterruptible power supply</i>
V	–	Volts (Unidade de Tensão Elétrica)
VOC	–	<i>Voltage Oriented Control</i>
VSI	–	<i>Voltage Source Inverter</i>
VSC	–	<i>Voltage Source Converter</i>
W	–	Watts (Unidade de Potência)

1

Introdução

O desenvolvimento tecnológico e aumento da produtividade têm crescido consideravelmente a parcela de cargas semicondutoras com comportamento não-linear no sistema elétrico de potência. Este fato tem como consequência o comprometimento da qualidade de energia elétrica (QEE), prejudicando o funcionamento dos equipamentos conectados, causando sobrecarga e perdas.

A fim de manter a QEE dentro de níveis aceitáveis, novos dispositivos são projetados considerando imposições normativas, onde internacionalmente se destaca a IEEE 512-1992, nos EUA, e IEC 61000-3-2/61000-3-4 na Europa. No Brasil, os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica (PRODIST, ANEEL, 2011) ditam os índices e tolerâncias que devem ser implementados no sistema de energia nacional, tendo peso legal e econômico significativo. Estas normas, entretanto, de forma a equilibrar os deveres entre o prestador e o consumidor, estabelecem regras para ambos, sendo o consumidor restringido quanto à sua conexão, sujeito a fiscalização e multa quando irregular.

Neste contexto, alguns equipamentos eletrônicos, devido à forma como operam, não apresentam condições de serem conectados à rede sem um condicionamento ou compensação. Ainda, aparelhos que operam dentro do padrão de qualidade de energia almejado são caros, mais complexos, menos robustos e com menor capacidade de integração devido à maior quantidade de elementos eletrônicos, exigindo manutenção com maior frequência. Tendo em vista tais apontamentos, diversas alternativas para redução de custos e complexidade, que

apresentem capacidade de mitigação dos distúrbios, têm sido intensivamente investigados nas últimas décadas.

Entre os distúrbios mais relevantes estão as harmônicas de tensão e corrente. Harmônicas de corrente são diretamente causadas pelas cargas não-lineares conectadas, mesmo na presença de uma tensão sem distúrbios. Entretanto, tensão e corrente geralmente apresentam correlação devido à impedância dos condutores. Esta característica agrava o problema, pois o acoplamento do sistema pode amplificar os níveis das distorções em relação as especificações nominais. Tradicionalmente, a mitigação destes harmônicos é realizada através de filtros passivos LC. Esta solução apresenta desvantagens, tais como tamanho dos dispositivos e dificuldade no projeto, onde destaca-se o problema da sintonia: o envelhecimento dos equipamentos leva à deriva de parâmetros e conseqüentemente desvio do comportamento do filtro. As soluções atuais mais competitivas são:

- Realizar a compensação na corrente drenada pela carga, obtendo alto fator de potência, o que pode ser obtido de forma integrada com retificadores controlados ou com equipamentos de acoplamento, tais como as fontes ininterruptas de energia (UPS, *Uninterruptible Power Supply*);
- Filtragem ativa de potência, empregando filtros como equipamentos isolados dedicados (maiores potências), ou integrados a circuitos ativos de cargas (menores potências);

Enquanto que a primeira alternativa processa todo o fluxo de potência no circuito, a segundo processa apenas as componentes indesejadas, possibilitando uma maior eficiência e redução de custos quando considerado o circuito total de uma instalação. Ambas as soluções ativas apresentam melhor desempenho na compensação que os circuitos passivos, uma vez que tais dispositivos ativos apresentam um controle preciso das formas de onda, permitindo a adaptação em função de mudanças nas condições de operação do sistema. Entretanto, estas soluções têm seu desempenho sujeito ao projeto e implementação do sistema de instrumentação e controle, sendo estes várias vezes citado na literatura como os elementos críticos no sucesso da aplicação. Em processos de filtragem, é a partir da malha de realimentação que é realizada a identificação dos distúrbios, e gerada as larguras de pulso que devem acionar o conversor a fim de produzir as formas de onda em oposição de fase, cancelando as componentes harmônicas por superposição.

Os controladores eletrônicos dos conversores estáticos utilizados no desenvolvimento de filtros ativos e retificadores empregam realimentação dos sinais elétricos do circuito de potência, e, portanto, utilizam sensores de tensão e corrente. Esta realimentação é necessária porque os distúrbios são variantes no tempo, e a dinâmica da planta controlada (o conversor), apresenta um grau de incerteza e não-linearidade elevados, considerando as aplicações típicas industriais. Entretanto, sensores agregam custo, impactam a capacidade de integração dos equipamentos, aumentam a complexidade de desenvolvimento, manutenção, e comprometem a confiabilidade do sistema, uma vez que a falha de apenas um dos sensores pode resultar na instabilidade do sistema. Com o aumento do número de componentes eletrônicos, o tempo de vida do equipamento também é comprometido, uma vez que a frequência de falhas é maior à medida que o equipamento envelhece. A redução do número de sensores é atrativa, mas está limitada à realização do sistema de controle. Controladores *sensorless* são geralmente mais complexos e menos robustos com relação à dinâmica da planta. Entretanto, quando a solução apresenta pouco impacto na composição dos custos associados ao produto, essa complexidade é justificável, uma vez que é retida no estágio de projeto, e com os devidos cuidados com relação às incertezas do processo de manufatura, pode ser replicado arbitrariamente (em uma linha de produção, por exemplo).

De forma geral, a redução do número de sensores permite maior integração dos controladores, uma característica cada vez mais desejada em equipamentos eletrônicos. A alta densidade de circuitos integrados permite que as limitações de capacidade de processamento e execução de algoritmos sejam atenuadas. Sendo assim, cada vez se torna menor a dificuldade de sintetizar controladores complexos, tornando estes mais flexíveis quanto comparados à topologia de sensores. Sensores, por outro lado, geralmente requerem encapsulamentos individuais, além de circuitos de condicionamento de sinais e pré-processamento, geralmente realizados com componentes discretos analógicos. Além dos problemas anteriores (relacionados a maior taxa de falha), circuitos com configurações convencionais de sensores geralmente apresentam maior volume. De fato, devido à tendência na integração dos controladores e dispositivos de potência em um mesmo encapsulamento, os problemas associados à instrumentação se tornam ainda mais críticos, uma vez que requerem encapsulamentos mais complexos, com maior número de saídas (e, portanto, maior número de *wire bonds*, circuitos internos de proteção contra descargas eletrostáticas, assim como circuitos de condiciona-

mento das saídas).

A presente tese de doutorado tem como objetivo geral a apresentação de contribuições no desenvolvimento de controladores PWM aplicados em compensadores estáticos de harmônicos com redução do número de sensores, estando especificamente inclusos:

- Revisão bibliográfica de estratégias de controle para filtros ativos *sensorless*.
- Revisão bibliográfica de estratégias de controle robusta adaptativas para filtros ativos.
- Revisão bibliográfica do estado da arte tecnológico em controladores PWM integrados aplicados em conversores de potência.
- Apresentação de uma estratégia de controle robusta adaptativa para compensadores de harmônicos.
- Apresentação de estratégias de compensação *sensorless* baseados no conceito do fluxo-virtual e controle orientado em tensão, para filtros ativos de potência, considerando a topologia paralela e universal.
- Apresentação de estratégias de compensação *sensorless* baseados no conceito de modulação de sinais de tensão e corrente, para filtros ativos de potência, considerando a topologia paralela e universal.
- Apresentação de estudos concernentes às realizações digitais microprocessadas, e analógicas, em circuito integrado.
- Apresentação de uma solução ao esquema de conversão integrada com dois estágios, em circuitos de gerenciamento de energia com baterias.

Organização do Trabalho

Este trabalho está dividido em três partes, contendo um total de 11 capítulos, sendo o primeiro esta introdução geral, e o último, as conclusões gerais do trabalho. O capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica geral, abordando compensadores estáticos *sensorless* e considerações sobre o projeto de controladores. Para os filtros ativos, são abordadas as

topologias de circuito, os controladores com síntese eletrônica, assim como a disposição dos sensores requeridos em cada caso.

A primeira parte da tese abrange os capítulos 3 a 6, e apresenta as soluções de controle baseadas em orientação por tensão, assim como discute as realizações robustas e síntese digital da estrutura de controle. O capítulo 3 apresenta uma introdução às notações empregadas na tese, e à análise de estabilidade e convergência para um controlador robusto adaptativo por modelo de referências. Após, é detalhada sua extensão usando um controlador H_2/H_∞ de base. O controlador resultante proposto apresenta características que são relevantes para aplicação em sistemas de compensação harmônica seletiva, os quais são detalhados no capítulo 5 para um filtro ativo paralelo.

O capítulo 4 apresenta o desenvolvimento do controlador *sensorless* para filtros ativos paralelos trifásicos. Nele é abordado um novo algoritmo de sincronização baseado no conceito de fluxo virtual, que emprega uma estrutura ressonante também aproveitada na malha de compensação de corrente. O controlador utiliza uma estrutura de múltiplos compensadores para compensação seletiva, e uma análise de discretização é detalhada. No capítulo 5, a partir dos resultados obtidos no capítulo 3 e 4, é proposto um controlador robusto adaptativo para filtros ativos *sensorless*. Neste capítulo são detalhados aspectos específicos da malha RMRAC H_2/H_∞ para a aplicação proposta com foco específico na mitigação seletiva de harmônicos. Por fim, o capítulo 6 apresenta o desenvolvimento de um controlador *sensorless* para filtros ativos universais monofásicos. Um novo algoritmo de sincronização é proposto, assim como um novo algoritmo de estimação de tensão no barramento CC. O circuito resultante consegue operar com apenas dois sensores, medindo a corrente de entrada e tensão da carga. Apesar do foco no sistema monofásico, escolhido a fim de prover discussões adicionais sobre as dificuldades encontradas nestes sistemas, no capítulo também é discutida a implementação do caso trifásico. Resultados de simulação numérica e experimentos a partir de um protótipo são analisados para dar suporte às contribuições realizadas.

A segunda parte abrange os capítulos 7 e 8, e apresenta as soluções de controle baseadas na modulação de sinais de tensão e corrente¹. Similar às soluções anteriores, estes controladores apresentam capacidade de operação com um número reduzido de sensores. O capítulo 7 apresenta discussões referente ao controle aplicado a filtros ativos paralelos e retificadores

¹Na literatura esta técnica é geralmente referenciada como *wave-shaping*.

PWM. Devido ao comportamento não linear, o projeto de controle proposto inclui a síntese de um compensador ótimo, considerando incertezas no ponto de operação do circuito. O Capítulo 8 apresenta a generalização dos conceitos de *Voltage-Current Shaping*, assim como uma proposta de síntese para topologias variadas de compensadores estáticos, considerando as topologias de filtro série, paralelo e mistas. Com base na generalização, e nos resultados apresentados no capítulo 6, na segunda parte deste é apresentada uma solução de caso aplicado a um filtro universal monofásico. Resultados de simulação numérica e experimentos a partir de um protótipo são analisados para dar suporte às contribuições realizadas.

A terceira parte deste trabalho, correspondente aos capítulos 9 e 10, apresenta duas contribuições associadas aos estudos aqui desenvolvidos. Considerando as discussões dos múltiplos compensadores ressonantes empregados na compensação seletiva de harmônicos, cuja malha foi implementada em todos os filtros, o capítulo apresenta um projeto para uma realização em circuito integrado. No primeiro momento é apresentada uma revisão bibliográfica das realizações analógicas e digitais de controladores PWM. Seguindo a revisão, são apresentadas algumas discussões sobre as restrições do projeto analógico-misturado, a partir do qual é apresentada uma proposta de circuito à capacitor chaveado. O projeto é validado através de uma tecnologia da IBM para circuitos AMS, considerando os *corners* do processo de fabricação.

O capítulo 10 apresenta uma proposta de controle preditivo em circuitos de gerenciamento de energia de dois estágios. A topologia em questão considera uma entrada em corrente alternada, e retificação, no primeiro estágio, e um conversor CC-CC no segundo estágio. Devido ao acoplamento entre ambos os estágios, as malhas de realimentação clássicas apresentam uma má capacidade de rastreamento, tendo efeito na qualidade de onda de entrada, assim como estabilidade do sistema. Sendo assim, é proposta uma ação antecipativa (preditiva) no sistema de controle desenvolvido. Resultados de simulação numérica e experimentos a partir de um protótipo são analisados para dar suporte às contribuições realizadas.

2

Revisão Bibliográfica

As melhores soluções para mitigação de distúrbios nos sistemas de energia elétrica empregam estruturas de conversores chaveados. Porém, seu desempenho está sujeito a um correto projeto, observando aspectos de circuito, instrumentação e controle. Desta forma, estudos que antecedem a implementação são essenciais a fim de determinar quais distúrbios se deseja compensar, em que grandeza, e quais estratégias de controle são aplicáveis, visando aspectos econômicos e logísticos do desenvolvimento e produção.

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica de filtros ativos e os controladores aplicados em sistemas de compensação harmônica relevando aspectos de redução do número de sensores. O capítulo é dividido em duas principais seções: a primeira aborda as principais soluções do controle geral, enquanto que a segunda foca especificamente no tratamento dos aspectos de incerteza e robustez no projeto de controle.

2.1 Controle de Filtros Ativos com Redução do Número de Sensores

Tradicionalmente pode-se utilizar filtros ativos de potência conectados em paralelo com a carga, como na figura 2.1 (a), ou em série, como na figura 2.1 (b), ou então numa configuração combinada série-paralela. Algumas das variantes para filtros ativos de potência série e paralelo são: topologias híbridas (Rastogi et al., 1995; Rivas et al., 2002), estruturas multiníveis (Peng et al., 1995; Ortuzar et al., 2006), múltiplos inversores operando em paralelo

(Asiminoaei et al., 2008), e filtros cooperativos (Jintakosonwit et al., 2002). Uma revisão geral sobre filtros de potência pode ser encontrada em Peng e Lai (1996), Akagi (2005), Watanabe e Aredes (2001), Akagi (1996) e Khadkikar (2012).

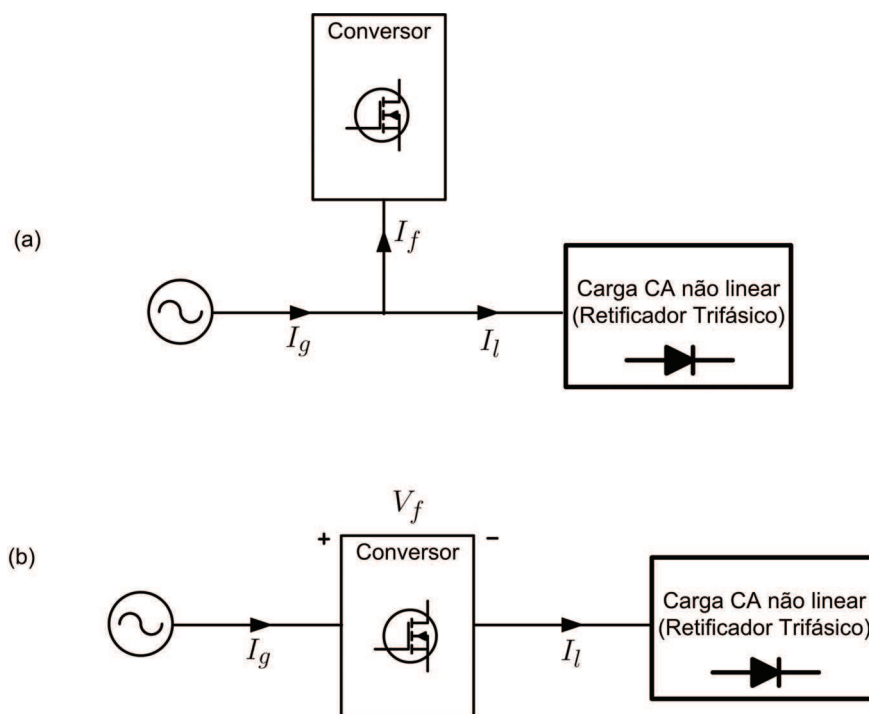


Figura 2.1: Filtros ativos série e paralelo.

O conversor estático empregado na construção do filtro ativo geralmente abrange dois tipos, sendo eles: VSC (*Voltage Source Converter*) ou CSC (*Current Source Converter*). A solução ativa pode ser aplicada em várias configurações do sistema de energia, entre elas: monofásicos (meia ponte, ponte completa) ou trifásicos (a três fios, a quatro fios, etc.) (Ketzer, 2013; Camargo, 2007). Ainda, apesar de incomum, os filtros podem ser do tipo DC (*Direct Current*), utilizados em HVDC (*High Voltage Direct Current*), usuais na transmissão de energia elétrica em longas distâncias (Akagi, 1996).

Conforme o distúrbio no sistema elétrico, é realizado um estudo com a topologia mais indicada para o caso (Camargo, 2007). Entretanto, filtros ativos paralelos e série podem ter suas funções alternadas, o que pode ser definido em função das impedâncias da rede (Ketzer, 2013). Ainda, as estratégias de controle permitem corrigir distúrbios de corrente e tensão utilizando somente uma das topologias, como é apresentado em Lemos (2009) para o filtro paralelo.

Em filtros ativos de potência, a estratégia de controle é o elemento de maior importân-

cia. É a estratégia de controle que decide o comportamento e efetividade da compensação (Khadkikar, 2012). As malhas de rastreamento das referências em filtros ativos baseados em VSC usualmente possuem uma malha interna de regulação de corrente, e uma malha externa de regulação de tensão CC (Kolar e Friedli, 2013). Para um controle robusto é usual a realimentação dos estados elétricos, o que requer o uso de sensores. Entretanto, a redução ou eliminação do número de sensores apresenta vantagens evidentes do ponto de vista de instrumentação e simplificação de hardware, assim como redução de custos, de manutenção, e menor taxa de falhas (Noguchi et al., 1998a; Kennel e Szczupak, 2005; Chen e Liao, 2014). Entre as principais vantagens na eliminação de sensores estão:

- Sensores apresentam problemas associados aos ruídos, limitada resolução, *offset* e distorção, contaminando os sinais de controle e afetando o desempenho em malha fechada;
- Sensores precisam ser calibrados, o que aumenta a complexidade da sintonia e manutenção;
- Um número alto de amostras simultâneas requeridas pelo sistema de controle aumenta a complexidade do *hardware*, e, a fim de relaxar requisitos nos tempos de conversão, os atrasos dos canais devem ser considerados no projeto de controle;
- Considerando a perspectiva de produção, sensores tendem a aumentar o tempo de construção do equipamento;
- O aumento quantitativo de componentes de *hardware* aumenta os custos e torna a solução menos competitiva, aumentando seu volume, complexidade de manufatura, resultando em um produto com menor densidade de potência e capacidade de integração;
- Problemas no circuito, tais como quebra de condutores, têm maior taxa de ocorrência, tornando o sistema menos robusto;
- Uma vez que o sistema apresenta maior taxa de falhas, a manutenção deve ser mais frequente, e o tempo de vida do equipamento é reduzida

Enquanto que o primeiro item pode ter seu impacto minimizado através de um projeto robusto, esta abordagem aumenta a complexidade do controle, podendo tornar este último tão

complexo quanto as técnicas *sensorless*. Não obstante, os motivos restantes são relevantes, e a ausência dos sensores de tensão é preferível.

Os filtros ativos modulados por largura de pulso geralmente empregam sensores em quatro pontos diferentes do circuito: sensores de corrente na carga e no filtro, e de tensão na rede CA e CC. Abordagens com ausência de sensores de corrente na carga têm sido investigadas em aplicações com filtros ativos (Fukuda et al., 2003; Ozdemir et al., 2006; Nedeljkovic et al., 2008; Ketzer, 2013; Tumbelaka, 2007; Trinh e Lee, 2013), que ao invés de detectar os distúrbios harmônicos e gerar referências em fase oposta, impõem referências senoidais nas correntes de rede. Tal abordagem é conhecida como *load current sensorless*. Portanto, somente os sensores de rede são necessários para rastreamento de correntes e rejeição de distúrbios. Esta aproximação, além de requerer metade do número dos sensores de corrente, apresenta melhores resultados harmônicos, pois o circuito está em malha fechada (Li et al., 2006).

Uma vez que a corrente de rede é a saída do processo, e é diretamente relacionada com o desempenho, sua presença é preferível quando comparado aos sensores de tensão. Além disto, sensores de corrente são geralmente empregados para proteção contra sobrecarga no sistema. Por outro lado, os sensores de tensão CA são, na maioria dos casos, usados somente para propósitos de sincronização, que é geralmente um sinal com dinâmica bem definida, e onde bons estimadores podem ser desenvolvidos. Vários trabalhos apresentam diferentes estratégias sem sensores de tensão CA para conversores fonte de tensão (Kennel e Szczupak, 2005; Kennel e Szczupak, 2005; Noguchi et al., 1998a; Wojciechowski, 2005a; Quinn e Mohan, 1992; Wojciechowski, 2005b; Hansen et al., 2000; Bhowmik et al., 1997; Malinowski, 2001; Norniella et al., 2013; Ketzer, 2013). Dos quatros pontos originais de medição, sem os sensores de tensão na rede CA, e com a solução *load current sensorless*, a instrumentação do sistema é reduzida para dois pontos: as correntes de rede e tensão do barramento CC.

A ausência do sensor de tensão CC é menos explorada por seus usos em monitoramento de sobretensão (Ketzer, 2013). Entretanto, se existe a intenção de reduzir ainda mais o número de sensores, com os argumentos anteriores relacionados aos sensores de corrente (i.e. desempenho), a ausência dos sensores de tensão CC é preferível. O sensor de proteção contra sobretensão pode ser posteriormente implementado com requisitos mais relaxados, geralmente resultando em um circuito consideravelmente mais simples, que pode ser desa-

coplado do sistema de controle. Uma vez que a maior parte das aplicações industriais já apresenta alguma proteção implementada, a qual é independente dos sensores de controle, em diversos cenários a ausência do sensor de tensão CC é sensata.

A redução do número de sensores tem vantagens em baixas e altas potências. O custo, assim como volume, são relevantes para sistemas de baixa potência onde a capacidade de integração é relevante. Em sistemas de média e alta potência, o aumento da confiabilidade é relevante quando existem cargas críticas no sistema que não devem ter sua operação interrompida. Nesses casos, a redundância de sensores também é uma solução, entretanto isto tem um custo de agregar uma maior quantidade de elementos nas malhas de controle, e conseqüente aumento na complexidade de desenvolvimento, sintonia e depuração do sistema. Ainda, a probabilidade de faltas múltiplas não pode ser anulada. A ausência da necessidade dos sensores é uma das melhores alternativas existentes. As soluções com redução do número de sensores também têm aplicação em sistemas com conexões remotas, onde a medição em tempo real não está disponível (Suul et al., 2012a).

Entre as estratégias de controle com maior sucesso nas aplicações industriais, com e sem redução do número de sensores, estão o controle orientado em tensão (Kennel e Szczupak, 2005; Hansen et al., 2000; Bhowmik et al., 1997; Malinowski, 2001; Norniella et al., 2013), *Current Shaping* (Maksimovic et al., 1995; Hiti e Boroyevich, 1994; Qiao e Smedley, 2000; Ghodke et al., 2006; Ghodke et al., 2009; Chen e Smedley, 2005; Sreeraj et al., 2013; Chattopadhyay e Ramanarayanan, 2004; Angulo et al., 2012; Chattopadhyay e Ramanarayanan, 2002a) e controle direto de potência (DPC, *Direct Power Control*) (Noguchi et al., 1998a; Ohnishi, 1991; Hansen et al., 2000; Zhang et al., 2013a; Zhang et al., 2013b). A estratégia DPC é apresentada na figura 2.2. O controle realiza a regulação das energias ativa e reativa, que são estimadas empregando técnicas de alta amostragem, e sincronização com instantes de chaveamentos específicos (Hansen et al., 2000). O controle DPC não possui internamente malhas de compensação para as correntes, e não é compatível com modulação por largura de pulso. Os estados de comutação são escolhidos tendo como base uma tabela desenvolvida com a função do erro das potências estimadas (Noguchi et al., 1998b). Estas características tornam esta estratégia pouco competitiva em relação às técnicas VOC e *Current Shaping*.

Na figura 2.2, a partir das correntes medidas $I_{g(abc)}$ e dos estados das chaves e da tensão no barramento CC, são estimadas as potências ativa e reativa instantâneas. A dinâmica do

o sistema é não linear, e o controle geralmente realizado por histerese em conjunto com uma tabela associada a 12 subespaços no plano $\alpha\beta$. Em cada subespaço, 4 vetores são possíveis. O erro é limitado pela banda de histerese e os aspectos físicos do sistema. Aproximações simplificadas do DPC são apresentadas em Malinowski et al. (2004) e Júnior (2012), que emprega modulação por largura de pulso. Essas aproximações são criticadas por alguns autores pelo erro de estimação de potência, uma vez que o conversor é idealizado como uma fonte ideal (Larrinaga et al., 2007).

Em Larrinaga et al. (2007) é apresentada uma técnica de DPC preditivo (DPC-P). Para resolver o problema de variação da frequência de comutação, ao invés de selecionar valores ótimos instantâneos, é utilizado um conjunto ótimo de vetores de tensão para o VSI para todo o período de comutação. O problema de controle consiste na computação do tempo de aplicação dos vetores, de tal forma que as variáveis controladas convergem em direção às referências com frequência de comutação fixa. Tal aproximação foi inspirada no controle de torque direto (DTC, *Direct Torque Control*) em máquinas de indução (Pacas e Weber, 2005; BenAbdelghani et al., 2002; Pacas e Weber, 2003). Segundo o autor, o DPC-P pode ser uma alternativa para a técnica VOC, pois mantém o espectro harmônico similar.

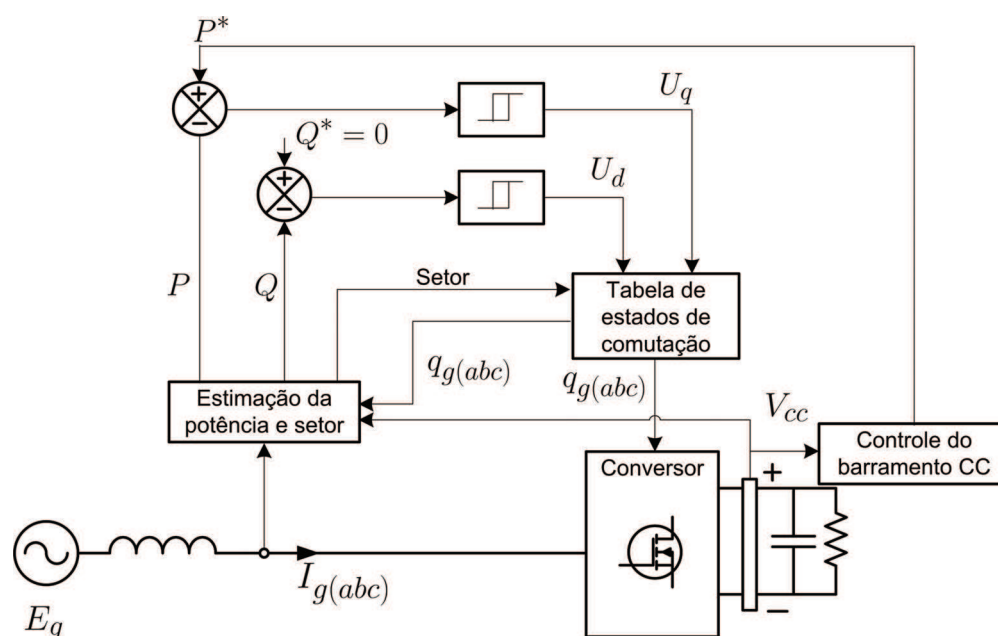


Figura 2.2: Estratégia de controle DPC.

A estratégia *Current Shaping* foi derivada a partir das técnicas de *Current Mode Programming* (CMP) e *One Cycle Control* (OCC), que são as primeiras onde se utiliza uma

resistência emulada. Em Erickson e Maksimovic (2001) é apresentada uma revisão sobre CMP. No caso da operação ideal, o resistor emulado não dissipa potência, mas representa a potência convertida (Erickson e Maksimovic, 2001). O circuito simplificado que apresenta essa conversão é apresentado na figura 2.3. O CMP e OCC utilizam as características pulsadas e não lineares para controle do conversor. No primeiro caso, o pico de corrente usualmente é utilizado, no segundo, usualmente a portadora é modificada, alterando a razão cíclica de chaveamento (Smedley e Cuk, 1991). Entre as estratégias de CMP também existem estratégias para VSC *sensorless*, tais como (Vadirajacharya et al., 2006; Maksimovic et al., 1995).

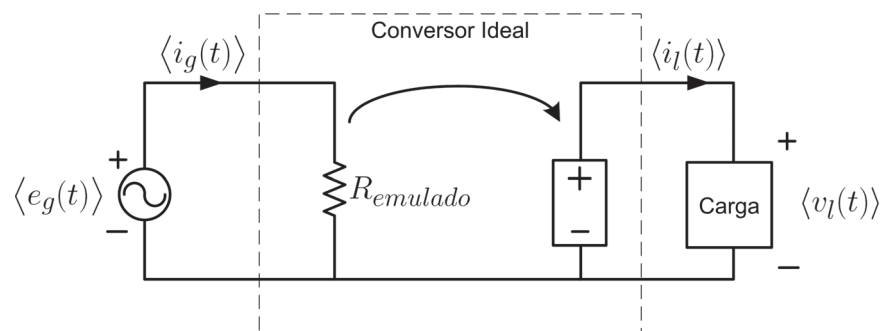


Figura 2.3: Circuito equivalente do controle por emulação de resistência.

Em Hiti e Boroyevich (1994) é apresentada uma solução buscando operação com alto fator de potência. As técnicas CMP, entretanto, apresentam problemas uma vez que os distúrbios na tensão de entrada variam as formas de onda no indutor. Essas restrições tornam as técnicas OCC preferíveis (Smedley e Cuk, 1991).

Os esquemas OCC podem ter período de comutação fixo (usualmente é), ou variável (Smedley e Cuk, 1991), e com ou sem redução do número de sensores. Em Qiao e Smedley (2000) é apresentada uma das primeiras propostas sem sensores de tensão. Nas técnicas OCC convencionais, a amplitude da portadora é modulada para controlar a tensão do barramento. Efetivamente, é o controle do valor da impedância emulada. O controlador OCC clássico apresenta as seguintes limitações (Ketzer, 2013).

- A operação com carga baixa apresenta instabilidade, pois a amplitude da portadora é zerada e não há modulação. No caso do circuito equivalente é observado que a realimentação utilizando a corrente é realizada com alto ganho (R_s é alto). No caso do conversor sem carga, idealmente o ganho é infinito, condição que leva à instabili-

dade do conversor. Além disto, o ganho elevado amplifica o ruído da instrumentação, aumentando a distorção harmônica nas correntes da rede.

- A operação com alta carga diminui o fator de potência. Este fenômeno deve-se à energia reativa nos filtros de corrente do retificador (indutores). Quanto maior a corrente, maior a energia reativa.
- O conversor não opera de forma bidirecional, ou seja, não há possibilidade de regeneração de energia.

Buscando solucionar o problema do fluxo bidirecional, em Ghodke et al. (2006) é apresentada uma proposta OCC modificada. Nesta, uma resistência adicional é emulada a partir das tensões, perdendo, entretanto, a característica *sensorless*. Em Ghodke et al. (2009) é apresentada uma solução para o baixo fator de potência causado por cargas elevadas. Assim como Ghodke et al. (2006), a estratégia de Ghodke et al. (2009) tem a necessidade de sensores de tensão. Em Ghodke e Chatterjee (2010b) e Ghodke e Chatterjee (2010a), é proposta uma modificação inspirada no DPC. A estimação permite uma operação sem sensores de tensão, e pode ser adaptada para os trabalhos de Ghodke et al. (2006) e Ghodke et al. (2009). Entretanto, a solução apresenta certa complexidade, agregando as características do DPC (e limitações) em uma malha OCC. Buscando uma realização em espaços vetoriais, Chen e Smedley (2005) apresenta uma técnica OCC que permite que a estrutura de controle de duas fases desacopladas seja aplicada em sistemas trifásicos.

Em Bhowmik et al. (1995) é apresentada umas das primeiras estratégias da impedância emulada compatível com PWM. Na estratégia em questão são utilizados sensores de tensão. A emulação de impedância sem sensores de tensão foi proposto nos trabalhos de Chattopadhyay e Ramanarayanan (2001), Chattopadhyay e Ramanarayanan (2004), Chattopadhyay e Ramanarayanan (2002b) e Chattopadhyay e Ramanarayanan (2002a), onde o termo *Current Shaping* surge. A solução para filtros ativos de potência paralelos é apresentada em Angulo et al. (2013), Nunez-Zuniga e Pomilio (2002) e Chattopadhyay e Ramanarayanan (2002a), onde a primeira referência emprega uma abordagem *sensorless*, mas tem como custo a necessidade de modificações no circuito de potência.

O controle *Current Shaping* é apresentado na figura 2.4. Neste esquema as correntes de duas fases são medidas e transformadas para o domínio $\alpha\beta$. A partir das correntes, os

períodos de chaveamento são calculados e ajustados nos registradores de modulação digital. A estratégia *Current Shaping* apresenta resultados experimentais satisfatórios. Entretanto, cargas de baixa potência exigem altos ganhos na malha de corrente, o que resulta em uma alta sensibilidade ao ruído. Ainda, o controle do fluxo de energia é não-linear (controlado através da potência dissipada em uma resistência emulada), e restrito à operação unidirecional. Essas características limitam a aplicação do *Current Shaping* em cenários com cargas bem definidas.

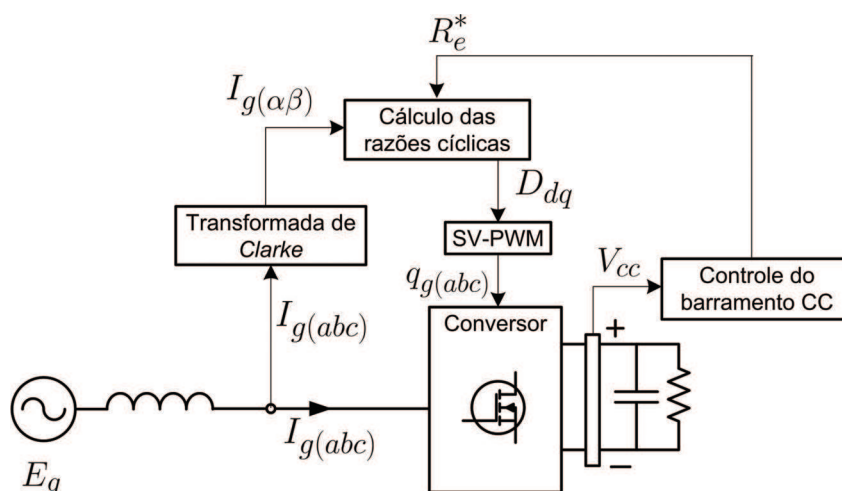


Figura 2.4: Controle *Current Shaping*.

A estratégia de controle VOC é similar à estratégia de controle por orientação do campo (*Field Oriented Control*, FOC) (Kazmierkowski e Tunia, 1994) aplicada em máquinas elétricas. O esquema é compatível à modulação PWM e amostragem com frequência fixa. O VOC clássico é apresentado na figura 2.5, onde os sensores medem correntes de linha I_{abc} . O ângulo de sincronização é estimado, e utilizado para o alinhamento do eixo síncrono, geralmente com o auxílio de um PLL (*Phase Locked Loop*). As correntes, então refletidas para o domínio síncrono, são compensadas utilizando controladores PI e uma corrente de referência $I_{g(dq)}^*$, com $I_{g(q)}^* = 0$ para um alto fator de potência e $I_{g(d)}^*$ determinada pela demanda de energia ativa, associada ao controle de tensão no barramento CC. Em Hansen et al. (2000) é apresentada uma comparação entre as técnicas DPC e VOC. A aplicação de VOC para filtros ativos sem sensores de tensão CA é apresentada em Jeong et al. (2000), Wojciechowski (2005b), Wojciechowski et al. (2008) e Wojciechowski (2007). Apesar das desvantagens discutidas, abordagens com ausência dos sensores de corrente são encontradas em Salo (2005) e Routimo et al. (2005).

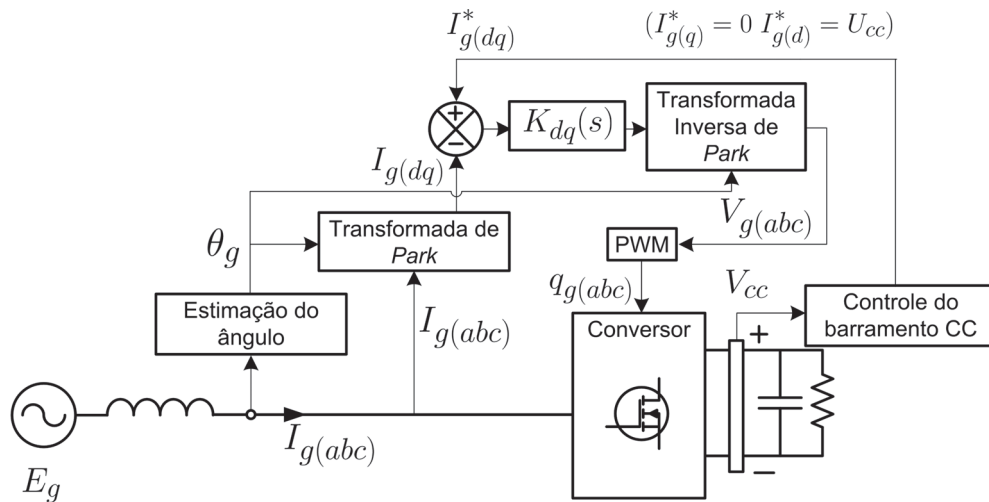


Figura 2.5: Estratégia de controle VOC.

A forma de estimação dos sinais, determina a capacidade de operação do conversor. As estratégias VOC convencionais que não empregam sensores de tensão CA, realizam a sincronização pelo cálculo da queda de tensão nos indutores (Kennel e Szczupak, 2005; Hansen et al., 2000). Os primeiros estimadores utilizados têm base no cálculo da derivada da corrente (Kennel e Szczupak, 2005; Hansen et al., 2000). Uma vez que essa aproximação apresenta alta sensibilidade ao ruído, outras realizações foram apresentadas utilizando a potência instantânea (Noguchi et al., 1998b), preditores (Wojciechowski, 2005a), observadores de estado (Agirman e Blasko, 2003; Yu e peng Tang, 2008), e o conceito de fluxo virtual (Malinowski, 2001; Suul et al., 2012a; Suul et al., 2012b; Gonzalez Norriella et al., 2014; Hu et al., 2014). O fluxo virtual é um fluxo imaginário calculado a partir da integração das tensões da rede. Esta integral pode ser simplificada como a soma dos fluxos nos indutores, e da tensão injetada pelo VSC. Devido a característica passa baixa da integração, o algoritmo resultante é robusto aos ruídos, apresentando resultados experimentais satisfatórios.

A realização do fluxo virtual através de uma integração em malha aberta apresenta limitações relativas à estabilidade e erro persistente (que é função da inicialização dos estados), além de alta sensibilidade à componentes de baixa frequência]. A proposta original apresentada em Malinowski (2001) já apresenta uma realização alternativa através de um filtro passa baixas de primeira ordem. Entretanto, tais filtros apresentam variação de magnitude e fase como função de frequência, os quais causam erros estacionários no sistema de sincronização. Realizações alternativas do fluxo virtual são apresentados em Suul et al. (2012a), Suul et al. (2012b), Kulka (2009), Gonzalez Norriella et al. (2014) e Kulka (2009), sendo destaque

o uso dos integradores generalizados de segunda ordem (SOGI, *Second Order Generalized Integrator*). O SOGI já foi explorado em conversores com sensores (Rodriguez et al., 2012b), geralmente associado à substituição do PLL. Sua aplicação como estimador do fluxo virtual emprega um esquema de realimentação com o SOGI, apresentado na literatura como SOGI-QSG (Suul et al., 2012a; Suul et al., 2012b), onde o acrônimo QSG significa *Quadrature Signal Generator*. A aplicação do SOGI-QSG é favorável porque não causa as distorções dos filtros passa baixas (quando em tempo contínuo), e pode ser adaptado em frequência. Entretanto, este apresenta limitações relacionadas à rejeição de harmônicos, desequilíbrio e componentes constantes dos sinais (Yin et al., 2013). A aplicação do fluxo virtual em filtros ativos é apresentado em Jeong et al. (2000), Wojciechowski (2005b), Wojciechowski et al. (2008) e Wojciechowski (2007). Entretanto, as propostas destes trabalhos necessitam da medição das correntes de carga, e portanto, de um mínimo de quatro sensores de corrente para um sistema trifásico.

Uma vez estimada a orientação do campo, diversas técnicas de controle linear clássicas podem ser aplicadas. Como em coordenadas síncronas as referências senoidais são constantes, controladores PI podem ser utilizados, pois possuem a capacidade de rastreamento assintótico a entrada ao degrau, como apresentado em Malinowski (2001) e Kennel e Szczupak (2005). Em (Kwon et al., 1999b; Kwon et al., 1999a), em lugar dos controladores PI convencionais, são propostos compensadores lineares modificados que permitem a compensação do acoplamento presente nas variáveis refletidas nos eixos de rotação síncronos.

Em sistemas monofásicos, a implementação de controladores em sistemas de referências síncronas exige a emulação de uma segunda coordenada (Bahrani et al., 2011). Sua obtenção não é trivial, e as soluções geralmente acrescentam dinâmica na transformação de coordenadas. Uma revisão das principais técnicas monofásicas para a obtenção das componentes num sistema de coordenadas síncronas é apresentada em Monfared e Golestan (2012). Pode ser demonstrado que controladores PI são equivalentes a controladores ressonantes em um eixo de referências estacionárias (Jacobina et al., 2001a; Asiminoaei et al., 2006a; Yepes et al., 2010). Devido à essa equivalência, a aplicação do controle ressonante resulta em um esquema simplificado, não necessitando da emulação (Jacobina et al., 2001a). Como alternativa às estruturas ressonantes, em Mattavelli (2001b), Zmood e Holmes (2003), Mattavelli (2001a) e Zmood et al. (2001), é apresentada uma realização utilizando a técnica conhecido por

product modulation. Múltiplos controladores ressonantes (ou *product modulation* na referência estacionária) podem ser empregados para compensar grupos de harmônicos específicos de tensão e/ou corrente, apresentando um desempenho superior aos controladores lineares em sistemas síncronos de coordenadas (Asiminoaei et al., 2006a; Yepes et al., 2010; Yepes et al., 2011b; Morsy et al., 2011). Compensação de desacoplamento (tal como em Kwon et al. (1999b) e Kwon et al. (1999a)) também é possível quando os controladores ressonantes são empregados em referências síncronas (Yepes et al., 2010), resultando em estruturas alternativas.

Das propostas *sensorless*, apenas Ketzer (2013) apresenta capacidade de compensação seletiva de harmônicos. A compensação seletiva, apresentada em Alves Pereira et al. (2014), Asiminoaei et al. (2006b), Yepes et al. (2010), Yepes et al. (2011a), Yepes et al. (2011b), Zhou et al. (2014), Ni et al. (2014), Trinh e Lee (2013) e Mattavelli e Marafao (2004), é geralmente implementada com múltiplos compensadores ressonantes sintonizados nas harmônicas presentes nas correntes das cargas. Essa abordagem permite obter o perfil harmônico customizado, otimizando perdas, *stress* de componentes, e permitindo maior flexibilidade no dimensionamento do conversor estático. Enquanto o compensador ressonante realiza a compensação completa na harmônica sintonizada (possui ganho infinito, embora este não seja obtido nos resultados experimentais, onde sempre há erro estacionário), os compensadores quase-ressonantes podem ser empregados para uma mitigação ponderada, permitindo maior controle da atuação.

A função de transferência do SOGI-QSG apresentado em (Suul et al., 2012a; Suul et al., 2012b) e a realização quase-ressonante apresentada em Ketzer (2013) são equivalentes. Portanto, a mesma realização pode ser utilizada no algoritmo de estimação do fluxo virtual e na malha de rejeição de distúrbios de corrente. Nos trabalhos previamente citados, somente a realização contínua foi abordada, e nenhuma análise de discretização foi apresentada. A importância da discretização de compensadores ressonantes é discutida em Yepes et al. (2010), onde é demonstrado que esses compensadores apresentam alta sensibilidade às distorções geradas pelo processo de discretização, em alguns dos métodos tradicionais levam à um desempenho ruim. Uma vez que os compensadores ressonantes são empregados tanto no sistema de sincronização como nas malhas de rastreamento de corrente, a análise de discretização é fundamental para o desempenho geral da estratégia. *Product modulation* é uma alterna-

tiva de realização, pois a discretização se limita a uma estrutura PI. Porém, o algoritmo resultante apresenta maior custo computacional, com a necessidade de cálculo de múltiplos arcos trigonométricos (geralmente implementado através de uma *lookup table*). Quando há previsão de um número elevado de estruturas ressoantes, essa complexidade computacional inviabiliza seu uso.

Além dos aspectos citados, outro aspecto relevante no desenvolvimento das estratégias são os procedimentos para sintonia dos controladores. Os trabalhos referenciados que apresentam redução no número de sensores utilizam abordagens clássicas para projeto dos compensadores de corrente e tensão. Entretanto, para conversores convencionais (no sentido do número de sensores) existe maior quantidade de estudos da aplicação de teorias de controle alternativas, sendo os principais:

- Linear

- Controle Multivariável (Zhili e Dongjiao, 2010; Meliandn et al., 2010; Zhili et al., 2006; Sepulveda et al., 2004; Muñoz et al., 2010; Ketzer e Jacobina, 2012; Ketzer e Jacobina, 2014a)
- Controle Deadbeat (Kamran e Habetler, 1998; Chen e Joos, 2001)

- Não-Linear

- Controle Multivariável (Le et al., 2008; Leon et al., 2011; Rahmani et al., 2010; Mendalek et al., 2001; Jiang e Xiang, 2012)
- Controle Preditivo (Kwan et al., 2007; Zhang et al., 2009)
- Controle de Estrutura Variável (Kolhatkar et al., 2005)
- Controle Adaptativo (Shyu et al., 2008; Stefanello et al., 2008; Ribeiro et al., 2012a; Ribeiro et al., 2012b; Allag et al., 2006)

- Ótimo

- Controle LQR/LQG/ H_2 (Landaeta et al., 2006; Rong et al., 2009; Ghosh e Ledwich, 2001)
- Controle H_∞ (Kwan et al., 2009; Rajasree et al., 2011; Li et al., 2006; Rajasree e Premalatha, 2011; Li et al., 2007)

- Inteligente
 - Controle com Redes Neurais Artificiais (Ming et al., 2006; Laxmi et al., 2006)
 - Controle com Lógica Fuzzy (Mekri et al., 2008; Singh et al., 1998; Liu et al., 2009)

Técnicas de controle ótima são atraentes porque tratam sistemas multivariáveis facilmente (Franklin, 1990), além de apresentarem boa tolerância a não-linearidades (Aguirre, 2007a). Dada a natureza multivariável e não-linear dos conversores, e a alta quantidade de parâmetros de sintonia, estas vantagens tornam-se relevantes. Entretanto, dos trabalhos referenciados poucas dão atenção às incertezas do modelo, e nenhum, simultaneamente, considera a redução do número de sensores. Este trabalho tem como objetivo a solução destas limitações.

Apesar de incomuns, nota-se aqui algumas estratégias de controle com redução significativa do número de sensores, tais como a proposta do presente trabalho. Em Espinoza et al. (1999) é apresentada uma estratégia empregando somente sensores de tensão CC, sendo a malha de controle composta por estimadores de estados, observadores, e malhas de compensação não linear. Em Lee et al. (1999) é proposto um método de controle que utiliza somente um sensor de corrente no barramento CC. Na estratégia é utilizado um observador de estado preditivo. Em Lee e Lim (2002) também são eliminados sensores de tensão e corrente do lado CA. Neste trabalho a estimação dos sinais é realizada com múltiplas amostras dos sinais de corrente durante cada período de comutação, podendo então reconstruir esses sinais e estimar a corrente com base em observação. Em Ohnuki et al. (1999) são utilizados estimadores de tensão CA e CC utilizando somente os sensores de corrente do lado CA do sistema. Outras topologias de VSC também são exploradas para a aproximação *sensorless*. Em Wang et al. (2005) é desenvolvida uma estratégia para retificadores do tipo *Vienna*, e em Lin et al. (2002) é apresentada uma estratégia para VSC multiníveis com neutro grampeado. Entretanto, nenhuma das referências faz aplicação em filtros ativos, sendo este um aspecto inovador neste trabalho.

Propostas de VOC em Fluxo Virtual e *Voltage-Current Shaping*

Esta tese de doutorado aborda duas técnicas de controle para filtros ativos, que podem ser derivadas para diversas topologias¹: o VOC com Fluxo Virtual, e o controle *Voltage-Current Shaping*. Ambas as soluções são implementadas com compensadores quase-ressonantes, permitindo uma compensação seletiva. Assim também, ambos, na solução do filtro ativo paralelo, não requerem medição da tensão de rede, ou sensor de corrente de carga.

O controlador VOC proposto para filtros paralelos é sintonizados empregando a teoria de controle H_2/H_∞ e uma extensão robusta adaptativa por modelo de referência em malha fechada (*Closed-Loop* RMRAC)². Os esquemas de sincronização empregam o conceito de fluxo virtual, utilizando a realização de um filtro adaptativo e um PLL (aqui introduzido como AF-PLL) para estimação do fluxo com erro nulo e com melhor rejeição de distúrbios que as técnicas anteriores. Em adição às prévias contribuições ao VOC clássico, esse trabalho apresenta uma malha de controle do fluxo de energia compatível com a aplicação do algoritmo do fluxo virtual que opera sem sensores de tensão no barramento CC. A estratégia de controle proposta para filtros ativos emprega somente sensores de corrente em um ponto do circuito (2 sensores para um sistema trifásico a 3 fios). Estes sensores são localizados na interface da rede, impondo correntes senoidais e rejeitando distúrbios harmônicos da carga.

Como alternativa ao VOC, os controladores baseados em *Voltage-Current Shaping* não requerem sincronização com o ângulo da rede para controle do fluxo de energia. A regulação é obtida a partir do valor da impedância emulada. Uma vez que o sistema de controle da impedância é não-linear, é apresentada compensação ótima robusta para uma faixa pré-definida da potência de carga. Neste sentido há um avanço em relação às técnicas clássicas que empregam somente um ponto de operação. Ainda, as técnicas clássicas apresentam limitações na compensação do fator de potência, onde altas cargas reduzem este último,

¹Neste trabalho são estudadas especificamente as topologias do filtro ativo paralelo trifásico e universal monofásico. A motivação desta escolha se deve ao motivo que ambas as topologias exploram uma quantidade de problemas distintos. O filtro ativo paralelo trifásico é o caso mais usual de aplicação, que pode ser estendido sem maiores dificuldades para os retificadores (de fato, o retificador pode ser interpretado como um caso particular onde a carga CA é de alta impedância, sendo as mesmas topologias dos controladores aproveitadas, afetando apenas a sintonia). O filtro universal monofásico, além de introduzir discussões sobre o acoplamento entre conversores, permite a discussão do problema de sincronização e rejeição da oscilação de fluxo de potência, que são desafios na implementação destes sistemas.

²O controle não deve ser confundido com o RMRAC, que considera apenas a configurações dos compensadores em malha fechada. No caso do *Closed-Loop* RMRAC, o modelo de referência está em malha fechada, realimentado pelo erro entre o modelo de referências e o sistema.

como discutido em Ghodke et al. (2009). No trabalho aqui apresentado é demonstrado que a emulação de resistência pode ser generalizada para qualquer tipo de impedância, o que permite obter uma forma simples de compensação do fator de potência. Enquanto que os avanços são significativos em relação às técnicas clássicas, a operação é restrita a cargas bem definidas. Se o grau de incerteza é grande, os controladores resultantes da síntese H_∞ serão mais conservadores com relação ao desempenho. Para sistemas onde essas características são críticas, o controlador VOC com Fluxo Virtual é mais atrativo.

As contribuições realizadas sobre o esquema H_2/H_∞ com extensão do *Closed-Loop* RM-RAC podem ser estendidas ao *Voltage-Current Shaping*. Assim também, o esquema de adaptação de fator de potência proposto em Ketzer (2013) para os filtros paralelos, podem ser estendido ao VOC com Fluxo Virtual, sintonizando a indutância imaginária. Estas alternativas não são exploradas nesta tese. A malha de eliminação do sensor CC também pode ser aplicada ao *Current Shaping*, porém neste caso será agregada uma complexidade considerável. De forma geral, entre as maiores vantagens do controle com *Voltage-Current Shaping*, está a simplicidade da malha de realimentação. No caso de um aumento considerável de complexidade, dada por malhas para a solução do fluxo bidirecional, ou mesmo a malha da eliminação do sensor de tensão CC discutida anteriormente, haverá poucos motivos para adotar o controle *Voltage-Current Shaping* frente ao VOC com Fluxo Virtual.

Em resumo, considerando as soluções apresentadas aqui e em Ketzer (2013), as principais diferenças entre as estratégias são apresentadas na tabela 2.1. Contribuições individuais são aquelas que compreendem apenas a estratégia em questão, que são aprimoramentos das suas versões clássicas. Contribuições transferíveis com poucas adequações são aquelas que foram apresentadas para uma estratégia em questão, mas são possíveis de adequar à outra sem grandes dificuldades.

2.2 Controladores Robustos

Um sistema de controle robusto é insensível às diferenças entre o sistema real e o modelo do sistema que foi utilizado para o desenvolvimento do controle (Skogestad e Postlethwaite, 2005). De fato, tais incertezas são impossíveis de serem evitadas nas aplicações reais. Alguns controladores clássicos, tais como os controladores PI, são bastante conhecidos por sua

Tabela 2.1: Comparação entre os controladores propostos.

	<i>Voltage-Current Shaping</i>	VOC com Fluxo Virtual
Vantagens	Apresenta maior robustez na malha CA, pois é independente de algoritmos de sincronização ou geração de referências. A malha é apenas um ganho (resistência emulada), não sintonizável (definida por outra malha).	Controle de fluxo de energia é linear. Fluxo de potência bidirecional.
Desvantagens	Controle do fluxo de energia é não-linear. Fluxo de potência global (no ponto de acoplamento) é unidirecional (O filtro ativo consegue operar de forma bidirecional se a potência fornecida pelo filtro é menor que a potência drenada pela carga. Apenas o fluxo de potência no acoplamento não pode ser negativo (em direção à rede)).	Maior complexidade da lei de controle, maior custo computacional e maior dificuldade na sintonia dos parâmetros.
Contribuições individuais	Projeto compreende não apenas uma carga fixa com um ponto de operação, mas uma faixa (incerteza) para o qual o controle será estável. Compensação do fator de potência.	Melhoria no estimador do fluxo virtual, com análise detalhada para filtros ativos paralelos.
Contribuições transferíveis com poucas adequações	Compensação adaptativa do fator de potência.	Projeto Robusto H_2/H_∞ com extensão RMRAC em malha fechada. Estratégia para operação sem sensor de tensão no barramento CC.

robustez. Entretanto, o projeto desses controladores usualmente não inclui nenhuma análise formal deste último. Controladores PI usualmente são projetados com técnicas clássicas de análise de resposta em frequência, ou métodos de sintonia heurísticos, tais como Ziegler-Nichols (Ogata, 2009). Para desenvolvimento formal de um controlador robusto é primeiro necessária a caracterização do sistema. Neste caso específico, o modelo nominal, usualmente utilizado no projeto de controladores clássicos, não é o suficiente. É necessária também a caracterização das incertezas.

As incertezas podem ser divididas em duas categorias: sinais de distúrbios e perturbação dinâmica. O primeiro caso refere-se à interação de outros sistemas naquele que se deseja controlar. Esta interação é comum em sistemas multivariáveis, onde algumas vezes essa interação é bem definida. Entretanto, os efeitos de ruídos em sensores e atuadores também são sinais de distúrbio. Perturbação dinâmica, por outro lado, refere-se à discrepância entre o modelo matemático de projeto e a real dinâmica do processo em operação. Modelos matemáticos são sempre aproximações e representam o comportamento mais significativo. De fato, o modelo muitas vezes é preferivelmente simples para ser possível uma boa interpretação de seu comportamento. Modelos complexos são difíceis de interpretar, e facilmente levam a projetos de compensadores de ordem elevada com comportamentos não totalmente previsíveis, muitas vezes tornando o controle mais sensível aos erros de modelagem ou apresentando mau condicionamento para implementação. Os erros de modelagem e conseqüente incompatibilidade de projeto podem afetar a estabilidade ou desempenho do sistema. Neste sentido, o projeto de controladores que consideram variações de parâmetros da planta é interessante, pois permitem garantir certos requisitos de operação dentro de um espaço de incertezas no qual a planta opera.

Para o projeto das leis de controle robusto é necessário determinar as características das incertezas. O controle é então projetado considerando estas incertezas, garantindo ou prevendo certos critérios de estabilidade e desempenho. Dentre as principais abordagens disponíveis na literatura para síntese de controle robusto estão as com características adaptativa, e as de sínteses ótimas H_2/H_∞ .

O controle adaptativo é um controlador cujos parâmetros de sintonia são variantes no tempo, convergindo ou não para valores constantes. O controle geralmente se reconfigura em função da resposta do sistema, usualmente aprimorando a resposta em malha fechada

ao longo do tempo, considerando critérios de detecção e correção. De fato, existem diversas variantes de controle adaptativo, e não há uma definição adotada que cobre todos os casos da aplicação do termo (Shankar, 1989). Entretanto, é bem aceito que as técnicas de controle adaptativo sejam classificadas como diretas ou indiretas (Astrom e Wittenmark, 1994). Técnicas indiretas realizam, em um primeiro momento, a estimação dos parâmetros, e o projeto do controlador é atualizado em tempo real. No caso das técnicas diretas, a identificação do modelo não é necessária, e o ajuste de parâmetros é realizado em função da resposta da planta controlada.

As técnicas de controle diretas são preferíveis pois geralmente apresentam menor custo computacional. A técnica de controle adaptativo direta mais conhecida é o controle adaptativo por modelo de referência (MRAC, *Model Reference Adaptive Control*). O MRAC, proposto pela primeira vez em Whitaker et al. (1958), busca solucionar o problema no qual o desempenho é especificado em termos de um modelo de referência. Este modelo determina como deve ser a saída do processo idealmente, dadas as referências de controle.

Originalmente, os algoritmos eram empregados com leis contendo integração de um erro definido, e a estabilidade era provada na presença das incertezas paramétricas, consideradas no modelo da planta. O algoritmo MRAC, entretanto, apresenta problemas de estabilidade para incertezas não modeladas, o que é bem conhecido (Narendra e Annaswamy, 2012; Ioannou e Sun, 2013). Este tipo de incerteza está sempre presente em sistemas reais, sendo usualmente os modelos dos sensores, não-linearidades não consideradas, e simplificações realizadas durante a modelagem em geral.

Buscando resolver o problema, várias propostas de algoritmos robustos surgiram nos anos 80, com trabalhos como os de Rohrs et al. (1982), Ioannou e Tsakalis (1986), Ioannou e Kokotovic (1984) e Narendra e Annaswamy (1986) (também abordada nos livros (Narendra e Annaswamy, 2012; Ioannou e Sun, 2013)). Tais controladores são conhecidos como *Robust Model Reference Adaptive Control* (RMRAC). Contudo, não apenas estudos sobre estabilidade e robustez nortearam os trabalhos acerca de controladores MRAC. Como em geral as modificações dos algoritmos para a robustificação comprometiam a velocidade de convergência, algumas técnicas foram apresentadas a partir dos anos 90 com o objetivo de obter melhorias de desempenho transitório dos algoritmos adaptativos (Sun, 1993; Datta e Ioannou, 1994; Yan et al., 2008; Gibson et al., 2013c).

No domínio de eletrônica de potência, em Blasko (2007) é apresentada uma solução que emprega um algoritmo baseado na otimização dos mínimos quadrados, utilizando um sinal de persistência com amplitude constante. Tais soluções tem como desvantagem o fato de que a velocidade da ação de controle e diretamente relacionada ao algoritmo adaptativo. Mais especificamente no problema de extração harmônica, uma solução empregando algoritmos heteródinos e filtros FIR é apresentada em Freijedo et al. (2009). Em (Asiminoaei et al., 2006c) é apresentada uma solução para o rastreamento adaptativo da energia reativa, considerando a potência disponível no filtro ativo após a compensação harmônica. A compensação adaptativa das componentes fundamentais é também uma das propostas em Ketzer (2013), considerando o controle *Current Shaping*.

A aplicação na regulação dos compensadores de corrente em filtros paralelos foi abordada em vários trabalhos. Em Fukuda et al. (2002) é apresentada uma das primeiras soluções utilizando filtros FIR adaptativos. Entretanto, tal solução não tem sido retomada uma vez que filtros FIR exigem alta disponibilidade de recursos computacionais. Em Shyu et al. (2008) é apresentada a solução MRAC para um filtro ativo paralelo monofásicos, considerando a representação em espaço de estados. Neste a modelagem é realizada considerando a média das razões cíclicas (tal como apresentado em Erickson e Maksimovic (2001)). Tal procedimento se torna geralmente inviável em sistemas trifásicos devido aos múltiplos chaveamentos. Sendo assim, sua aplicação em topologias mais complexas não é trivial. Em Stefanello et al. (2008) é apresentada uma metodologia de projeto considerando aspectos digitais e um Filtro de Kalman para extração das referências. Neste são introduzidas algumas modificações do tipo estrutura variável nas leis integrais adaptativas a fim de estabilizar os sinais.

Em Massing et al. (2012) é apresentado um estudo envolvendo um retificador trifásico com filtro LCL e um algoritmo adaptativo baseado na otimização dos mínimos quadrados. Também são introduzidos neste trabalho a compensação adaptativa seletiva de harmônicas utilizando referências senoidais obtidas pelo sistema de sincronização. Tal aproximação gera resultados aproximados àqueles apresentados em Blasko (2007), e conseqüentemente, as mesmas limitações. Outro trabalho empregando um algoritmo dos mínimos quadrados e referências senoidais é apresentado em Kulkarni e John (2013).

Considerando as limitações do RMRAC tradicional com realizações de estrutura fixa, em Sefanello et al. (2009) é apresentado um estudo comparativo com uma técnica VS-RMRAC

(VS de *Variable Structure*) na aplicação do filtro ativo paralelo. Outros trabalhos envolvendo RMRAC com estrutura variável são apresentados em Ribeiro et al. (2012a) e Ribeiro et al. (2010). O problema dos controladores com estrutura variável, os quais estão presentes em várias aplicações, são as descontinuidades nas leis de controle, o que leva a excitação de altas frequências na planta. Em eletrônica de potência, estas frequências geralmente degradam a eficiência dos conversores, além de que, em alguns casos, podem comprometer sua aplicação, uma vez que não existe convergência absoluta no rastreamento das referências.

Baseado nas premissas de controle preditivo, em Mohamed e El-Saadany (2008) é proposta uma estratégia de controle para VSC com um esquema adaptativo para estimação de distúrbios. Também foram apresentados alguns trabalhos considerando as não linearidades dos conversores. Em (Shin et al., 2010; Braiek et al., 2005) são apresentadas estratégias de controle adaptativo empregando *feedback-linearization*. Entretanto, resultados experimentais não são apresentados. Uma abordagem mais elaborada empregando leis de controle linearizantes é apresentada em Milasi et al. (2013), onde também não incluem-se resultados experimentais. Estas propostas de adaptação de leis de controle não linear desprezam os problemas associados às incertezas não modeladas e problemas relativos a falta de persistência de excitação, o que provavelmente justifica a falta de resultados práticos. Ainda, empregam esquema com medição na carga, usando este sinal como referência no modelo de erro.

Sendo assim, no domínio de aplicações de filtros ativos, há poucas soluções que tratam incertezas não modeladas com um algoritmo adaptativo robusto. Aquelas que tratam, apresentam problemas relevantes ao desempenho. Tais resultados motivaram o surgimento de implementações com soluções baseadas em controladores de estrutura variável. Um dos objetivos deste trabalho é propor uma alternativa de implementação que resolva os problemas associados ao RMRAC tradicional com base na literatura moderna de controle adaptativo.

Buscando uma solução ao desempenho ruim em estratégias RMRAC, em MacKunis et al. (2009a) é proposta a solução de uma realimentação no modelo de referência, o que só recentemente tem sido mais explorado na literatura (Lavretsky, 2012; Gibson et al., 2013c; Gibson et al., 2015; Zollitsch et al., 2015; Gibson et al., 2013b; Gibson et al., 2012; MacKunis et al., 2009b; Stepanyan e Krishnakumar, 2011; Stepanyan e Krishnakumar, 2010; Gibson et al., 2013a; Stepanyan e Krishnakumar, 2014). A solução considera que o problema do desempenho das técnicas robustas é consequência da trajetória de referências não ser afetada

pela saída da planta. Sendo assim, uma nova abordagem no desenvolvimento de MRACs começou a ser desenvolvida, que permite a sintonia de termos de realimentação no modelo de erro, e permite melhorar significativamente o desempenho dos sistemas adaptativos.

A proposta de realimentação dos modelos de referências é uma solução elegante para o projeto de estratégias robusto adaptativas com bom desempenho transitório, apesar de serem poucos os estudos que consideram leis robustas para incertezas não modeladas. Em Gibson et al. (2013c) os autores conjecturam o porquê modelos de referências não têm sido estudados até recentemente, e dado o foco atual em aprimorar o desempenho de sistemas adaptativos, estas soluções vem ganhando importância.

Em MacKunis et al. (2009b) e Stepanyan e Krishnakumar (2011), são apresentadas soluções de MRAC com a realimentação de um ganho, empregando leis adaptativas baseadas no algoritmo de projeção. Em Gibson et al. (2013b) uma aproximação similar é apresentada para sistemas com estados não acessíveis (entrada-saída). Em Stepanyan e Krishnakumar (2010) são apresentados resultados considerando a integração do modelo de erro (tal como em Narendra e Annaswamy (2012)). Visando aprimorar os resultados destes últimos, em Stepanyan e Krishnakumar (2014) são apresentados resultados considerando normalização das leis adaptativas para o algoritmo de projeção. Estas normalizações, apresentadas em soluções de controladores RMRAC (Narendra e Annaswamy, 2012; Ioannou e Sun, 2013), são empregados a fim de garantir limite global de sinais e aprimorar à robustez às dinâmicas não modeladas, assim como amplitude dos sinais de excitação.

Em Zollitsch et al. (2015), Lavretsky (2012), Gibson et al. (2013c) e Gibson et al. (2015) é proposta a utilização de uma estrutura de realimentação chamada *Observer-Like* (uma apresentação mais didática é apresentada em Lavretsky e Wise (2013)). Nestes trabalhos, o sistema é modelado em espaço de estados, e uma matriz de ganhos é projetada para realimentação do modelo de referências, assim, apresentando a similaridade com observadores de estados. A partir das soluções propostas pelos autores, a função de erro entre a saída do sistema controlado e o modelo de referência tem sua dinâmica arbitrariamente projetada, o que soluciona o problema do tempo de convergência. Em Gibson et al. (2015) são detalhados os casos multivariáveis com realimentação parcial em espaço de estados. Para os casos de entrada-saída, em Gibson et al. (2013c) são apresentados detalhes do emprego de observadores. Observações sobre desempenho no projeto dos ganhos de realimentação no

modelo de referência são apresentados em Gibson et al. (2013c) e Gibson et al. (2013a).

Dado o quão recente são estas propostas, sua aplicação em domínios como a de eletrônica de potência é ausente. Considerando que estes circuitos tem um grau de incerteza, não-linearidade e distúrbios elevado, é evidente que existe um potencial considerável no estudo e aplicação destas técnicas. As extensões para algoritmos robustos (vistos em Narendra e Annaswamy (2012) e Ioannou e Sun (2013), eg. *dead-zone*, *sigma-modification*, *e-modification*), podem potencialmente ser aplicadas nestas realizações (Lavretsky e Wise, 2013). Em Gibson et al. (2013c) é afirmado que, apesar das técnicas não apresentarem robustez à incertezas não modeladas, alguns trabalhos tem demonstrado que o algoritmo de projeção possui estas propriedades intrinsecamente (Matsutani et al., 2012; Matsutani, 2013).

No desenvolvimento do controle adaptativo existe a necessidade de determinação de certos parâmetros referentes às condições iniciais do mecanismo de adaptação e o modelo de referência. Neste sentido, a possibilidade de utilizar as leis adaptativas como extensões de controladores pré-sintonizados já foi empregado em sistemas aeroespaciais (Campbell e Kaneshige, 2010; Dydek et al., 2013; Lavretsky e Wise, 2013; Gibson et al., 2013b). Segundo a literatura, um argumento para a utilização destas técnicas é que na maior parte das aplicações reais, o sistema já possui um controle de base, o qual é frequentemente desenvolvido com conexões de realimentação proporcional e integral. O controle projetado alcança os requisitos de projeto para a planta idealizada durante a modelagem. Se a adição de incerteza destrói o desempenho esperado em malha fechada, a função do controle adaptativo seria então tentar restaurar este desempenho, sendo uma extensão do controle original.

Neste contexto, diversas estratégias de controle ótimas podem ser utilizadas visando atender diferentes requisitos. Uma extensão adaptativa ao controle LQG com ação integral é proposta em Lavretsky e Wise (2013). O controle LQG/LTR (*loop transfer recovery*) tem possível aplicação em modelos onde as incertezas descritas são limitadas em norma (Skogestad e Postlethwaite, 2005), e o controle resultante é então robusto. Apesar do uso acentuado dos reguladores LQG/LTR, outra metodologia para desenvolvimento de controladores ótimos robustos que apresenta destaque na literatura é a síntese baseada nas normas H_∞ e H_2 ((Zhou et al., 1996)), cujos problemas são usualmente formulados e solucionados utilizando as equações de RICCATI ou inequações lineares matriciais (LMIs, *Linear Matrix*

Inequalities).

O controle robusto H_∞/H_2 pode ser formulado para sistemas mono ou multivariáveis. A formulação por LMIs é geralmente preferível pois é menos conservativa que a solução por RICCATI, e permite a solução para uma descrição de incertezas estruturadas. Entretanto, o caso de projeto H_∞ para sistemas entrada-saída ainda não possui uma solução convexa quando as incertezas são politópicas. Sendo assim, uma alternativa é abordar as incertezas como limitadas em norma, de forma não estruturada, empregando algoritmos como o γ - *iteration*, ou aplicar algoritmos não convexos baseados no valor singular estruturado μ (Skogestad e Postlethwaite, 2005).

Especificamente para filtros ativos, controladores robustos H_∞ já foram empregados com sucesso (Kwan et al., 2009; Rajasree et al., 2011; Li et al., 2006; Rajasree e Premalatha, 2011; Li et al., 2007). Os controles apresentados, entretanto, não possuem a capacidade seletiva de compensação de harmônicos, uma vez que o controle atua sobre uma ampla faixa de rejeição de distúrbios. Utilizando compensadores ressonantes, em Alves Pereira et al. (2014) é apresentada uma abordagem de controle robusto utilizando LMI para fontes ininterruptas de energia monofásica. A solução proposta pode ser adaptada para um filtro ativo trifásico, mas tal possibilidade ainda não foi explorada na literatura.

Unindo as propostas de controle robusto H_∞/H_2 e RMRAC é possível desenvolver um controle Robusto e Adaptativo. Enquanto que o controle robusto ótimo mantém um bom desempenho para as incertezas modeladas, o controle adaptativo possibilita recuperar uma perda de desempenho causado pelos distúrbios do sistema. Desta forma, este trabalho unifica ambas as abordagens para obter um controlador que agregue vantagens significativas frente aos trabalhos já desenvolvidos.

2.3 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma revisão abordando o controle de filtros ativos de potência com redução do número de sensores. Nesta revisão, foram apresentadas várias referências que favorecem a ausência de sensores de tensão na rede CA em retificadores e filtros ativos com conexão paralela. Três principais estratégias foram identificadas, sendo elas: DPC, VOC e *Current Shaping*. As técnicas VOC e *Current Shaping* são geralmente preferíveis devido

à compatibilidade com modulação por largura de pulso e amostragem em frequência fixa, o que simplifica o projeto de hardware já que existem diversas opções modulares compatíveis. Enquanto que a técnica *Current Shaping* é a mais simples, sendo a malha de corrente reduzível a um ganho e independente de sincronização ou geração de referências, esta sofre por sua não linearidade e limitações quanto as variâncias de carga. Empregando o conceito de fluxo virtual para o VOC, é possível obter um controle que, apesar de apresentar maior complexidade computacional, se torna preferível em relação às outras alternativas em sistemas onde há um maior grau de incerteza quanto à magnitude e direção do fluxo de potência, ou onde os custos adicionais de hardware associados à complexidade computacional não são relevantes.

Considerando a eliminação dos sensores de tensão através do VOC com fluxo virtual, nenhum dos trabalhos referenciados faz uma análise do impacto do sistema de sincronização quando há cargas conectadas em paralelo ao conversor em controle. Ainda, quando aplicadas em filtros ativos, as referências realizam a estimação de distúrbio através da medição das correntes de carga. Este trabalho apresenta uma solução para VOC com fluxo virtual empregando somente sensores de correntes na rede no ponto de acoplamento. Para o *Current Shaping*, este trabalho apresenta uma generalização, aqui introduzidas como *Voltage-Current Shaping*, permitindo sua aplicação em topologias diversas, com fontes únicas ou compostas. A fim de reduzir os problemas associados à sensibilidade de carga, é apresentado um projeto robusto, tornando aplicação ideal para aqueles sistemas onde deseja-se reduzir o nível de complexidade.

Dada a natureza harmônica dos distúrbios nos problemas de filtragem ativa, os controladores ressonantes têm apresentado os melhores resultados estacionários. Entretanto, a sintonia destas estruturas é dificultada devido à grande magnitude das incertezas no modelo do filtro ativo. Foram referenciados trabalhos onde são considerados projetos robustos, mas nenhum apresenta uma aproximação adaptativa com capacidade seletiva de harmônicos. Este trabalho propõe uma estrutura de múltiplos quase-ressonantes, cuja sintonia emprega a teoria de controle ótimo robusto H_2/H_∞ , e opera com uma extensão adaptativa por modelo de referência em malha fechada.

Parte I

Controladores PWM com Referências Orientadas em Fluxo Virtual

3

Controle Ótimo H_2/H_∞ com Extensão Robusta Adaptativa por Modelo de Referência

Este capítulo apresenta as análises de estabilidade e convergência de um algoritmo robusto adaptativo por modelo de referência, sendo parte das contribuições desta tese. Na sequência, tal algoritmo é aplicado como uma extensão ao controle ótimo robusto. As provas de estabilidade seguem as linhas gerais daquelas apresentadas por Narendra e Annaswamy (2012), com as modificações necessárias para incorporar uma realimentação no modelo de referência, que permite projetar a dinâmica do erro, tal como é apresentado para incertezas paramétricas em Lavretsky e Wise (2013). O controle ótimo robusto de base empregado é derivado da teoria apresentada em Zhou et al. (1996). Os resultados da implementação da solução proposta nesta seção são apresentados no capítulo 5.

3.1 Definições e Notação

Seja \mathbb{R}^n o espaço Euclidiano de n -dimensões, e seja $\mathbb{R}^{n \times m}$ o espaço de todas as matrizes n por m , onde $n, m \in \mathbb{N}$. Seja o espaço de sinais definido pelas operações vetoriais sobre um conjunto de funções

$$\mathcal{S}^k := \{f : f(t) \in \mathbb{R}^k \ \forall t \in \mathbb{R}\} \quad (3.1)$$

onde $k \in \mathbb{N}$, e t é a variável independente tempo. Seja a descrição de um sistema dinâmico hipotético G , com p entradas e q saídas

$$G : \mathbf{S}^p \mapsto \mathbf{S}^q \quad (3.2)$$

onde as condições de linearidade e causalidade são aplicáveis. Seja o espaço complexo de sinais definido pelo operador integral de Laplace sobre o espaço de sinais

$$F(s) = \int_0^\infty f(t)e^{-ts}ds = \mathcal{L}(f(t)) \quad (3.3)$$

onde $s \in \mathbb{C}$ e $F(s) \in \mathbb{C}^k \quad \forall t \in \mathbb{R}$. Para a transformada de Fourier $s \rightarrow j\omega$. Seja a representação do sistema SISO G em espaço de estados descrita por um sistema de equações lineares sobre um espaço de sinais,

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + bu(t) \\ y(t) &= hx(t) \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde $x(t) := [x_1(t), \dots, x_n(t)]^T \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados, $u(t) \in \mathbb{R}$ é o sinal de entrada no domínio do tempo, $y(t) \in \mathbb{R}$ é o sinal de saída no domínio do tempo, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $b \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ e $h \in \mathbb{R}^{1 \times n}$. Seja a relação entrada e saída de um sistema SISO expressa pela função de transferência $G(s)$ definida por

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s) : G(s) = \mathcal{L} \left\{ \int_0^t g(\tau - t)\delta(\tau)d\tau \right\}, G(s) = h(s\mathbf{I} - A)^{-1}b \quad (3.5)$$

onde δ é a função delta de Dirac, $\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é a matriz identidade, e $g(t)$ é a resposta ao impulso. Para fins de simplificação de notação, $y(t) = G(s)u(t)$ descreve a convolução $y(t) = \int_0^t g(\tau - t)u(\tau)d\tau$. As normas de sinais são definidas a partir de funções tal que $\mathbf{S}^k \mapsto \mathbb{R}_+$. As normas \mathcal{L}_p empregadas na derivação dos resultados apresentados neste texto são definidas por

$$\|f\|_p := \left(\sum_{i=1}^k \int_a^b |f_i(t)|^p dt \right)^{1/p} < \infty \quad (3.6)$$

onde $1 \leq p \leq \infty$. Esta definição é também conhecida na formulação dos espaços de Lebesgue, $\|f\|_p < \infty \Leftrightarrow f \in L_p$. Para o caso onde $p = \infty$,

$$\|f\|_\infty := \sup_{t,i} |f_i(t)| < \infty \quad (3.7)$$

Quando $f \in L_\infty$, diz-se que o sinal é limitado. Os ganhos de sistemas neste trabalho são discutidos usando as normas H_2 , definida por

$$\|G(s)\|_2 := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G(j\omega)|^2 d\omega} \quad (3.8)$$

e H_∞ , definida por

$$\|G(s)\|_\infty := \max_{\omega} |G(j\omega)| \quad (3.9)$$

Uma ferramenta útil na análise das normas de sistema é derivada a partir da noção da norma induzida, onde $\|G\|_{p_1, p_2}$ (onde p_1 e p_2 são igual a 2 ou ∞ neste trabalho) de um sistema G pode ser denotado por

$$\|G\|_{p_1, p_2} = \sup \frac{\|y\|_{p_1}}{\|u\|_{p_2}}$$

Esta formulação implica que $u(t) \in \mathcal{L}_{p_1} \mapsto y(t) \in \mathcal{L}_{p_2}$.

Comentário 1: A interpretação geral da norma H_2 é a norma \mathcal{L}_2 do sinal de saída para uma resposta ao impulso deste sistema, ou $\|G(s)\|_2 = \|g(t)\|_2$.

Comentário 2: A interpretação geral da norma H_∞ é o ganho induzido \mathcal{L}_2 , o que garante que $\|G(s)\|_\infty \geq \|y(t)\|_2 / \|u(t)\|_2$, $\forall u(t) \in \mathcal{L}_2$. Esta interpretação é relevante pois caracteriza o pior/melhor caso do sistema para uma definida entrada.

Comentário 3: Neste trabalho as definições (3.8) e (3.9) são apresentadas em uma forma simples utilizando a definição da função de transferência. Seu cálculo, entretanto, leva em conta a representação em espaço de estados do sistema e os Grammianos de observabilidade e controlabilidade. No caso da norma H_∞ , o problema do cálculo da norma pode ser solucionado utilizando a matriz Hamiltoniana do sistema e um algoritmo iterativo de bisseção (Glover, 1984; Doyle et al., 1989a; Zhou et al., 1996).

Comentário 4: Considerando os comentários 1 e 2, observa-se que a norma H_∞ de forma genérica caracteriza o melhor/pior caso (maior amplificação possível entre dois sinais escolhidos), enquanto que a norma H_2 caracteriza o caso médio (todas as frequências do espectro são consideradas na sua composição). Desta forma é crescente o desejo em aplicações com otimização mista H_2/H_∞ , onde ambas as características sejam avaliadas para os sinais de interesse.

Além da análise de ganho induzido sob perspectiva de sinais, é geralmente útil avaliar os ganhos induzidos nas normas de sistemas para sinais estocásticos. Para isto, seja o sinal f um processo estocástico estacionário no sentido amplo. A autocorrelação deste sinal é dada por $R_{ff}(\tau) = E[f(t)f(t + \tau)]$, onde E é a esperança matemática (ou média). A densidade

de potência $S_{ff}(j\omega)$ é dada por

$$S_{ff}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{ff}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$$

Sendo \mathcal{P} definido o espaço dos sinais aleatórios de potência finita (sinais que $R_{ff} < \infty, \forall \tau$), e \mathcal{S}_p o espaço dos sinais de densidade espectral de potência finita (sinais que $|S_{ff}(j\omega)| < \infty, \forall \omega$), os seguintes resultados são obtidos (Zhou et al., 1996):

Lemma 1: A norma induzida de $\|G(s)\|_\infty$ para sinais estocásticos é $\|G\|_{\mathcal{S}_p, \mathcal{S}_p}$, o que implica $u(t) \in \mathcal{S}_p \mapsto y(t) \in \mathcal{S}_p$.

Lemma 2: A norma induzida de $\|G(s)\|_2$ para sinais estocásticos é $\|G\|_{\mathcal{S}_p, \mathcal{P}}$, o que implica $u(t) \in \mathcal{S}_p \mapsto y(t) \in \mathcal{P}$.

Comentário 5: O Lemma 2 apresenta uma interpretação mais interessante do que aquela do comentário 1, pois corresponde ao ganho do sistema na amplificação de ruídos com distribuição gaussiana, que é bastante utilizado na caracterização de sinais físicos.

3.2 Análise do Controle Robusto Adaptativo por Modelo de Referência

Seja um sistema de uma entrada e uma saída (SISO), com n estados, o processo incerto e sujeito a perturbações a ser controlado, dado por

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + b_p u(t) \\ y_p(t) &= h_p x_p(t) + v_p(t) \end{aligned} \quad (3.10)$$

em que $\{A_p, b_p, h_p\}$ é observável e controlável e $v_p(t)$ é o distúrbio de saída do processo ($v_p(t) \in L_\infty$). Tal sistema pode ser representado como

$$Y_p(s) = W_p(s)U(s) + V_p(s) = \{W_m(s)(1 + \Delta_m(s)) + \Delta_a(s)\}U(s) + V_p(s) \quad (3.11)$$

onde $\Delta_m(s)$ é a perturbação multiplicativa, $\Delta_a(s)$ é a perturbação aditiva e $W_m(s)$ é um modelo de referência dado por

$$W_m(s) = K_m \frac{Z_m(s)}{P_m(s)} \quad (3.12)$$

que pode ser representado em espaço de estados tal como (3.10) usando $\{A_m, B_m, h_p\}$. Ainda, $\{A_p, b_p, h_p\}$ permite a representação da dinâmica da planta incerta por

$$W_p(s) = K_p \frac{Z_p(s)}{P_p(s)} \quad (3.13)$$

Sobre o sistema anterior, consideram-se as seguintes proposições

Suposição 1: $Z_p(s)$ e $Z_m(s)$ são polinômios mônicos de ordem m , $Z_m(s)$ é Hurwitz e os coeficientes de $Z_p(s)$ são desconhecidos.

Suposição 2: $P_p(s)$ e $P_m(s)$ são polinômios mônicos de ordem n ($n > m$), $P_m(s)$ é Hurwitz e os coeficientes de $P_p(s)$ são desconhecidos.

Suposição 3: é conhecido o sinal de K_p e a ordem de n e m .

Suposição 4: $\Delta_a(s)$ é estritamente próprio.

Suposição 5: $\Delta_m(s)$ é estável.

Comentário 6: O sistema $W_m(s)$ à direita em (3.11) é comumente abordado na literatura por $W_n(s)$, que seria o modelo nominal, onde $W_n(s) \neq W_m(s)$. Entretanto, este trabalho emprega o presente esquema de adaptação como a extensão de uma planta já controlada, o que é apresentado ao final deste capítulo. Sendo assim, o sistema $W_p(s)$ em (3.10) já contém as características de desempenho desejadas para as condições de projeto da realimentação linear, e sua versão nominal (modelo nominal com o controle linear em malha fechada) pode ser utilizada como o próprio modelo de referência. Neste contexto, o objetivo do controle adaptativo é recuperar o desempenho ótimo obtido pela versão nominal controlada, perdido pelas incertezas da planta, tal que $W_p(s) \rightarrow W_m(s)$ quanto $t \rightarrow \infty$.

Comentário 7: As suposições 1 a 5 são comuns na descrição de modelos incertos para controle adaptativo, e o sistema a esquerda em (3.11) é amplamente utilizado em sistemas descritos por perturbações singulares (Ioannou e Tsakalis, 1986).

Comentário 8: As suposições 1 e 2 implicam que os sistemas reais e de referência são estritamente próprios e o último é de fase mínima. A suposição de fase mínima para o modelo de referência é necessária mesmo para sistemas não adaptativos (Ioannou e Tsakalis, 1986).

Comentário 9: A suposição 3 implica que o grau relativo é conhecido. Apesar de existirem regras que não requerem conhecer o grau relativo da planta incerta, como em (Ioannou e Tsakalis, 1986), neste trabalho, dinâmicas adicionais são modeladas por $v_p(t)$, sendo o único requisito que este seja limitado, o que é coerente com sistemas reais onde $v_p(t)$ corresponde a sinais físicos.

Sem perda de generalidade é considerado que $K_p > 0$ e $K_m > 0$. Para este sistema, a lei de controle é definida por

$$u(t) = \theta^T(t)\omega(t) + \theta_0(t)y_p(t) + k(t)r(t) = \bar{\theta}^T(t)\bar{\omega}(t) \quad (3.14)$$

onde $[\theta^T(t) \ \theta_0(t) \ k(t)] = \bar{\theta}^T(t)$, $[\omega^T(t) \ y_p(t) \ r(t)] = \bar{\omega}^T(t)$, e

$$\dot{\omega}(t) = \begin{bmatrix} \Lambda_1 & 0 \\ 0 & \Lambda_2 \end{bmatrix} \omega(t) + \begin{bmatrix} l_1 & 0 \\ 0 & l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\theta}^T(t)\bar{\omega}(t) \\ h_p^T x_p(t) + v_p(t) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

onde $k, \theta_0 \in \mathbb{R}^1$, $\Lambda_1 \in \mathbb{R}^{m_1 \times m_1}$, $\Lambda_2 \in \mathbb{R}^{m_2 \times m_2}$, $l_1 \in \mathbb{R}^{m_1}$ e $l_2 \in \mathbb{R}^{m_2}$ são arbitrariamente projetados tal que, $\{\Lambda_1, l_1\}$ e $\{\Lambda_2, l_2\}$ sejam pares controláveis, e exista uma única solução de $\theta \in \mathbb{R}^{(m_1+m_2)}$, com $\omega \in \mathbb{R}^{(m_1+m_2)}$, $\bar{\omega} \in \mathbb{R}^{(m_1+m_2+2)}$ e $\bar{\theta} \in \mathbb{R}^{(m_1+m_2+2)}$, que satisfaça $W_m(s) = Y(s)/R(s)$, onde $R(s)$ é o sinal de referência ($r(t) \in L_\infty$) (para condições de existência de θ consultar Narendra e Annaswamy (2012)). Ainda, é adotado que a norma H_∞ do sistema (3.15) exista e seja finita. A partir de (3.10) e (3.15) o sistema geral é então dado por

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + b_p \{\bar{\theta}^T(t)\bar{\omega}(t)\} \\ y_p(t) &= h_p x_p(t) + v_p(t) \end{aligned} \quad (3.16)$$

O sistema (3.16) pode ser representado de forma aumentada considerando $\omega(t)$ estados adicionados pelo controlador. De forma geral, o par $\{\Lambda_1, l_1\}$ é empregado para a alocação de zeros no sistema, onde seus polos cancelam os zeros da planta. Esta razão é suficiente para exigir que o sistema seja de fase mínima, pois caso contrário, os polos do compensador seriam instáveis. A realização é obtida a partir da realimentação da ação de controle com um sistema estritamente próprio a fim de evitar malhas algébricas, uma vez que o ganho de alta frequência é sintonizado por $k(t)$. O par $\{\Lambda_2, l_2\}$ e θ_0 geralmente realizam a alocação de polos a partir da realimentação da saída, e é realizado através de um sistema próprio. Os pares $\{\Lambda_1, l_1\}$ e $\{\Lambda_2, l_2\}$ são projetados visando a magnitude de ω , o condicionamento numérico e em casos mais elaborados, como apresentado neste trabalho, o modelo do distúrbio (neste caso, quase ressonante).

3.2.1 Modelo do Erro e Regras de Adaptação

O objetivo do controle adaptativo é determinar uma ação de controle limitada para que $\lim_{t \rightarrow \infty} |y_p(t) - y_m(t)| \approx 0$, onde $y_m(t)$ é o sinal de saída do modelo de referência. O erro

entre os estados do modelo de referência e a planta é dado por

$$e(t) = x_p(t) - x_m(t) \quad (3.17)$$

e o erro de saída

$$e_1(t) = y_p(t) - y_m(t) \quad (3.18)$$

e o erro entre os parâmetros

$$\phi(t) = \theta(t) - \theta^* \quad (3.19)$$

onde θ^* é o vetor de parâmetros de controle que, para a planta modelada, obtém-se $W_m(s) = R(s)/Y(s)$, e $x_m(t)$ são os vetores de estado e a saída do modelo de referência descrito em 3.12.

Considera-se a entrada do modelo de referência dada por

$$u_m(t) = r(t) + y_o(t) \quad (3.20)$$

onde $y_o(t)$ é a saída de um observador de m_o estados, dado por

$$\begin{aligned} \dot{x}_o(t) &= A_o x_o(t) + b_o e_1(t) \\ y_o(t) &= h_o^T x_o(t) + g_o e_1(t) \end{aligned} \quad (3.21)$$

onde $A_o \in \mathbb{R}^{m_o \times m_o}$ ($m_o \in \mathbb{N}$), $b_o \in \mathbb{R}^{m_o}$, $h_o \in \mathbb{R}^{m_o}$ e $g_o \in \mathbb{R}$. O sistema em questão é o compensador de realimentação para o modelo de referência, e pode ser representado por $Y_o(s)/E_1(s) = W_o(s)$. A notação "observador" é mantida, pois os resultados (capacidade de projetar a dinâmica do erro) são semelhantes aqueles da solução RMRAC *Observer-Like* apresentado em Lavretsky e Wise (2013) e demais trabalhos citados na revisão bibliográfica. Esta realimentação é a principal diferença para com os modelos de erro originalmente apresentados em Narendra e Annaswamy (2012), Kreisselmeier e Narendra (1982), e Narendra e Annaswamy (1986). A dinâmica do erro para o modelo de referência em malha fechada obedece então a seguinte relação

$$\begin{bmatrix} \dot{e}(t) \\ \dot{x}_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_m + b_m g_o h_p^T & b_m h_o^T \\ b_o h_p^T & A_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(t) \\ x_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_m \\ 0 \end{bmatrix} \bar{\phi}^T(t) \bar{w}(t) \quad (3.22)$$

e a saída

$$e_1(t) = \begin{bmatrix} h_p^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(t) \\ x_o(t) \end{bmatrix} + v_e(t) \quad (3.23)$$

A partir de (3.22), é verificado que a dinâmica do erro pode ser projetada pelo sistema descrito por $\{A_o, b_o, h_o, g_o\}$. Se apenas o modelo de referência existe, o projeto de $\{A_m, B_m, h_p\}$

é geralmente realizado considerando o comportamento desejado do processo controlado em malha fechada. Sendo assim, a dinâmica se torna apenas dependente de A_m . Neste caso, com a realimentação no modelo de referência, é possível projetar os autovalores na função dinâmica do erro, permitindo alcançar menor tempo de convergência nos algoritmos adaptativos. Além de possibilitar projeto dos polos, a realimentação permite moldar a resposta em frequência de $v_e(t)$ (que é função do distúrbio de saída do sistema) para atenuar/amplificar componentes de interesse na aplicação. Esta característica não é originalmente explorada em Lavretsky (2012), pois o modelo de descrição adotado considera apenas incertezas paramétricas. Em termos da transformada de Laplace, a dinâmica do erro é dada por

$$e_1(t) = \frac{K_p}{K_m} W_{mo}(s) (\bar{\phi}^T(t) \bar{\omega}(t)) + v_e(t) \quad (3.24)$$

e o erro de distúrbios $v_e(t)$ tem a função de transferência dada por

$$\frac{V_e(s)}{V_y(s)} = (W_m(s)W_o(s) + 1)^{-1} \quad (3.25)$$

onde $v_y(t)$ é o distúrbio de saída do processo controlado. Para a prova de estabilidade considerada posteriormente, $W_o(s)$ deve ser projetados de tal forma que $\|G\|_1 = \int_0^t |\mathcal{L}^{-1}\{G(s)\}| dt < \infty$.

Comentário 10: Na malha de controle e modelo de erro são definidas $v_p(t)$ o distúrbio de saída da planta apresentado em (3.10), o distúrbio de saída do processo controlado $v_y(t)$ e o distúrbio de saída do modelo de erro $v_e(t)$, apresentados anteriormente. O distúrbio $v_p(t)$ é o sinal independente das equações do sistema, enquanto que $v_y(t)$ é o sinal equivalente para o sistema controlado. O sinal $v_y(t)$ é obtido considerando que a ação de controle descrito em (3.15) e (3.16) atua como um filtro. Novamente, $v_e(t)$ é obtido, considerando as malhas do modelo de erro, que devido a ação de realimentação no modelo de referência, filtram o sinal $v_y(t)$. A sinal $v_e(t)$ é o distúrbio de saída do modelo de erro que geralmente é empregado na análise de convergência das leis adaptativas. Em termos de projeto, geralmente há interesse em minimizar $v_y(t)$, que é o distúrbio residual na saída controlada. A relação entre $v_y(t)$ e $v_e(t)$ é linear, dada em (3.25) o que simplifica o projeto.

A fim de projetar leis adaptativas estáveis, é definido o erro aumentado $\epsilon(t)$ como

$$\epsilon(t) = e_1(t) + \theta_{e2}(t)e_2(t) \quad (3.26)$$

onde

$$e_2(t) = \bar{\phi}(t)^T \bar{\xi}(t) - W_{mo}(\bar{\phi}(t)^T \bar{\omega}(t)) = \bar{\theta}(t)^T \bar{\xi}(t) - W_{mo}(\bar{\theta}(t)^T \bar{\omega}(t)) + \delta_{e_2}(t) \quad (3.27)$$

$\theta_{e_2}(t)$ é um parâmetro variante no tempo ($\theta_{e_2}^* = K_p/K_m$), e $\delta_{e_2}(t)$ é um termo que decai exponencialmente, e

$$\bar{\xi}(t) = W_{mo}(s)\bar{\omega}(t) \quad (3.28)$$

Para o sistema proposto as seguintes leis de adaptação são estáveis:

$$\dot{\bar{\theta}}(t) = -\Gamma_\gamma \frac{\bar{\xi}(t)\epsilon(t)}{m^2(t)} - \Gamma_\sigma \bar{\theta}(t) \quad (3.29)$$

$$\dot{\theta}_{e_2}(t) = -\gamma_{e_2} \frac{e_2(t)\epsilon(t)}{m^2(t)} \quad (3.30)$$

onde

$$m(t) = \sqrt{\alpha_m + \bar{\xi}^T(t)\bar{\xi}(t)} \quad (3.31)$$

Comentário 11: O parâmetro $\theta_{e_2}(t)$ é variante no tempo e precisa ser adaptado somente quando K_p é incerto. Quando o ganho é conhecido, ou possui pouca incerteza, o erro estendido pode ser simplificado como $\epsilon(t) = e_1(t) + e_2(t)$, e a lei adaptativa (3.30) é desprezada.

Comentário 12: A lei adaptativa em (3.29) emprega basicamente o gradiente do erro normalizada por $m(t)$, este último tendo função de estabilização dos sinais (i.e. para grande sinais, $m(t)$ é grande, garantindo que não haja um aumento significativo na dinâmica dos parâmetros quando o sinal de excitação é grande). O produto pelo vetor $\bar{\xi}(t)$ permite ponderar a variação dos parâmetros como função das ações de controle, de forma a maximizar aquelas que diminuem $\epsilon(t)$.

3.2.2 Análise de Estabilidade

Geralmente a prova de estabilidade global em sistemas adaptativos não é trivial, sendo um dos principais desafios em seu desenvolvimento. Como prática comum, este trabalho não prova que $\bar{\phi} \in L_2$, mas apenas que é limitado, e que os estados $x_p(t), \omega(t) \in L_\infty$. Como o sistema não é necessariamente de grau relativo 1, leis evocando propriedades de sistema estritamente positivos reais (SPR) não podem ser utilizadas. Para análise da estabilidade do algoritmo proposto é empregado em um primeiro momento o segundo método de Lyapunov

a fim de determinar o limite dos vetores de parâmetros. A partir de (3.26), desprezando as componentes de decaimento exponencial, é obtido que

$$\epsilon(t) = e_1(t) + \theta_{e_2}(t)e_2(t) = \frac{K_p}{K_m} \bar{\phi}^T(t) \bar{\xi}(t) + \phi_{e_2}(t)e_2(t) + v_e(t) \quad (3.32)$$

onde $\phi_{e_2}(t) = \theta_{e_2}(t) - K_p/K_m$. A seguinte função candidata de Lyapunov é considerada

$$V(t) = \frac{K_p}{K_m} \frac{\bar{\phi}^T(t) \Gamma_\gamma^{-1} \bar{\phi}(t)}{2} + \frac{\gamma_{e_2} \phi_{e_2}^2(t)}{2} \quad (3.33)$$

usando as leis adaptativas em (3.29) e (3.30) e a derivada de (3.33), obtém-se

$$\dot{V}(t) \leq -\frac{1}{\alpha_m^2} (\sigma_{\min} \|\bar{\phi}^T\|_\infty \|\bar{\phi}\|_\infty - \sigma_{\max} \|\bar{\phi}^T\|_\infty \|\bar{\theta}^*\|_\infty + \epsilon^2(t) - \|v_e\|_\infty |\epsilon(t)|) \quad (3.34)$$

onde

$$\sigma_{\max} = \max \left(\frac{K_p}{K_m a_m^2} \Gamma_\gamma^{-1} \Gamma_\sigma \right) \quad (3.35)$$

e

$$\sigma_{\min} = \min \left(\frac{K_p}{K_m a_m^2} \Gamma_\gamma^{-1} \Gamma_\sigma \right) \quad (3.36)$$

onde $\sigma_{\max}, \sigma_{\min} \in \mathbb{R}$ são constantes. Logo,

$$\dot{V}(t) \leq 0 \quad \forall \quad \|\bar{\phi}\|_\infty > \|\bar{\theta}^*\|_\infty + \frac{\|v_e\|_\infty}{\sigma_{\min}}, \quad |\epsilon(t)| > \|v_e\|_\infty + \sigma_{\max} \bar{\theta}^* \quad (3.37)$$

o que implica que $\bar{\phi}(t)$ e $\phi_{e_2}(t)$ são limitados. A função candidata de Lyapunov pode ser definida em dois pontos como

$$\int_{t_1}^{t_2} \dot{V}(t) dt = V(t_1) - V(t_2) = - \int_{t_1}^{t_2} \frac{\epsilon^2(t) dt}{m^2(t)} + \int_{t_1}^{t_2} \frac{\epsilon(t) v_e(t) dt}{m^2(t)} - \int_{t_1}^{t_2} \frac{K_p}{K_m} \bar{\phi}^T(t) \Gamma_\gamma^{-1} \Gamma_\sigma \bar{\theta}(t) dt \quad (3.38)$$

Considerando que

$$\left\| \frac{v_e \epsilon}{m} \right\|_\infty \leq \|v_e\|_\infty (\|\bar{\phi}\|_\infty + \|v_e\|_\infty + \|\bar{\phi}_{e_2}\|_\infty (\|\bar{\phi}\|_\infty + \|W_{m\sigma}\|_1 \|\bar{\phi}\|_\infty)) \leq c_3 \quad (3.39)$$

obtém-se

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{\epsilon^2(t) dt}{m^2(t)} \leq c_1 + c_2 \int_{t_1}^{t_2} \frac{1}{m(t)} \quad (3.40)$$

e

$$\left\| \dot{\bar{\phi}} \right\| < c_3 \frac{|e_1(t)|}{m(t)} + c_4 \quad (3.41)$$

onde $c_{1..4} \in \mathbb{R}_+$ são constantes.

Comentário 13: Dado o limite dos vetores de parâmetros e suas derivadas, resultado obtido pela análise da função candidata de Lyapunov, e as condições (3.40) e (3.41), todas as soluções do sistema adaptativo são limitadas. Esta prova é apresentada genericamente para diversas leis robustas adaptativas em Narendra e Annaswamy (2012).

Para a prova de limite dos estados do sistema, considera-se a representação não-mínima geral

$$\dot{\bar{\xi}}(t) = \bar{A}_\xi \bar{\xi}(t) + \bar{b}_\xi (\bar{\phi}^T(t) \bar{\omega}(t) + r(t)) + v_\xi(t) \quad (3.42)$$

onde $\bar{\xi}$ contém os sinais dos controladores e da planta, $v_\xi(t) \in L_\infty$ é o distúrbio e $r(t) \in L_\infty$ é a referência. Como $\bar{\phi}(t)$ é limitado, a partir do resultado da análise de Lyapunov anterior, o sistema geral pode crescer, no pior caso, exponencialmente. Dada a função candidata de Lyapunov $W(t) = -\bar{\xi}^T \bar{P} \bar{\xi}$, onde \bar{P} e \bar{Q} são matrizes positiva definidas tal que $\bar{A}_\xi^T \bar{P} + \bar{P} \bar{A}_\xi = -\bar{Q}$. Obtém-se então que

$$\dot{W}(t) \leq -\|\bar{\xi}\|_\infty \left(\lambda_2 - 2\lambda_1 \|\bar{b}_\xi\|_\infty \left(\frac{|\bar{\phi}^T(t) \bar{\omega}(t)|}{\|\bar{\xi}(t)\|} + \frac{|r(t)| + |v_\xi(t)| / \|\bar{b}_\xi\|}{\|\bar{\xi}(t)\|} \right) \right) \quad (3.43)$$

se

$$C1: \quad \bar{\epsilon} = \frac{\lambda_2 - k_\xi \lambda_1}{4\lambda_1 \|\bar{b}_\xi\|} \quad 0 < k_\xi < \lambda_1 / \lambda_2$$

$$C2: \quad \frac{|\bar{\phi}^T(t) \bar{\omega}(t)|}{\|\bar{\xi}(t)\|} \leq \bar{\epsilon}$$

$$C3: \quad \|\bar{\xi}(t)\| \geq \frac{\|\bar{b}_\xi\| \|r(t)\|_\infty + \|v_\xi(t)\|_\infty}{\|\bar{b}_\xi\| \bar{\epsilon}}$$

Para o caso em que as condições $C1$ a $C3$ são satisfeitas,

$$\exists c_5 \in \mathbb{R}_+ : \dot{W}(t) \leq -c_5 W(t) \quad (3.44)$$

Se as condições $C1$ à $C3$ não forem satisfeitas, devido ao limite dos vetores de parâmetros, no pior caso,

$$\exists c_6 \in \mathbb{R}_+ : \dot{W}(t) \leq c_6 W(t) \quad (3.45)$$

Ainda, para o sistema instável, ou $\bar{\xi} \notin L_\infty$, existe uma sequência, $a_i \in \mathbb{R}_+$, $i \in \mathbb{N}$, tal que

$$|\bar{\xi}(t_i)| = a_i \mid \bar{\xi}(t) \geq a_i \quad \forall t \in [t_i, t_i + a_i] \quad (3.46)$$

Seja definido o intervalo $[t_i, t_i + a_i]$ por dois subintervalos

$$T_{i1} := \left\{ \frac{\epsilon(t)}{m(t)} \geq c_8, \quad t \in [t_i, t_i + a_i] \right\} \quad (3.47)$$

$$T_{i2} := \left\{ \frac{\epsilon(t)}{m(t)} < c_8, \quad t \in [t_i, t_i + a_i] \right\} \quad (3.48)$$

e as respectivas medidas de Lebesgue (Narendra e Annaswamy, 1986)

$$\mu(T_{i1}) \leq \frac{c_7}{c_8^2} \quad (3.49)$$

$$\mu(T_{i2}) \leq a_i - \frac{c_7}{c_8^2} \quad (3.50)$$

onde $c_7 \in \mathbb{R}_+$ tal que em (3.40), obtém-se

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{\epsilon^2(t) dt}{m^2(t)} \leq c_7 \quad (3.51)$$

Considerando que $\|m(t)\|_\infty \geq \|\bar{\xi}(t)\|_\infty$, e $\epsilon(t)/m(t) < c_8$, e se

$$\|\phi_{e2}\|_\infty [\|\phi\|_\infty - \|W_{mo}\|_1 \|\phi\|_\infty] + |v_e(t)| < c_9 \quad (3.52)$$

onde $c_8, c_9 \in \mathbb{R}_+$, obtém-se que

$$\frac{|\bar{\phi}^T(t)\bar{w}(t)|}{\|\bar{\xi}(t)\|} < c_{10}c_8, \quad c_{10} \in \mathbb{R}_+ \quad (3.53)$$

Escolhendo $c_{10}c_8 = \bar{\epsilon}$ e

$$\dot{W}(t) \leq \begin{cases} c_6 W(t) & t \in T_{i1} \\ -c_5 W(t) & t \in T_{i2} \end{cases} \quad (3.54)$$

obtém-se, para o fim do intervalo $t_i + a_i$, que

$$W(t_i + a_i) \leq \exp\left(-\left(c_5 a_i - \frac{c_7(c_5 + c_6)}{c_8^2}\right)\right) W(t_i) \quad (3.55)$$

o que implica que, para a_i suficientemente grande, $W(t_i + a_i) \leq W(t_i)$, o que contradiz (3.46). Logo, $\bar{\xi}(t)$ é limitado.

Se $\bar{\xi}(t)$, $\bar{\phi}(t)$ e $\phi_{e2}(t)$ são limitados, o restante dos sinais também o são. A partir de (3.28), $\|\bar{\xi}\|_\infty \sim \|\bar{w}\|_\infty$, e $e_2(t)$, dado por (3.27), é limitado uma vez que seus termos são limitados. Finalmente, como $\bar{\xi}(t)$, $v_e(t)$, $\bar{\phi}(t)$, $\phi_{e2}(t)$ e $\bar{w}(t)$ são limitados, o erro de saída $e_1(t)$ e o erro aumentado $\epsilon(t)$ são limitados uma vez que seu termos são limitados.

3.2.3 Análise de Convergência

A análise de convergência é empregada para a análise e sintonia dos parâmetros do controle adaptativo. O método aqui desenvolvido é especialmente relevante para compensação de distúrbios de saída do sistema, usando compensadores que incluem o modelo do distúrbio (i.e. empregam o princípio do modelo interno). Assumem-se as mesmas premissas adotadas na seção 3.1 sobre o sistema, e considera-se o distúrbio de saída incerto, mas limitado.

A função candidata de Lyapunov em (3.33), apesar de limitada, não necessariamente converge quando $t \rightarrow \infty$. A convergência ou não para um valor fixo depende geralmente dos sinais de excitação do sistema (referência $r(t)$ e distúrbio $v_p(t)$). Sendo o sinal genérico da descrição em espaço de estados (3.16) $x_n(t)$ o elemento n de $x_p(t)$, se a energia do sinal do parâmetro é tal que

$$\nexists c_{lim} : \lim_{t \rightarrow \infty} \phi_n^2(t)/2 = c_{lim}, \quad c_{lim} \in \mathbb{R} \quad (3.56)$$

e $\phi_n(t) \in L_\infty$. Observando que $r(t), v_p(t) \in L_\infty$, para classe de sinais periódicos pode ser definido

$$\exists \underline{\phi}_n : \lim_{t \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{t} \int_0^t \phi_n(t) dt \right)^2 / 2 = \frac{\underline{\phi}_n^2}{2}, \quad \underline{\phi}_n \in \mathbb{R} \quad (3.57)$$

onde $\underline{\phi}_n$ é interpretado como o sinal da média.

Então, $\phi_n(t)$ pode ser decomposto em três componentes

$$\phi_n(t) = \overbrace{\phi_n}^1(t) + \overbrace{\phi_n}^2(t) + \overbrace{\phi_n}^3 \quad (3.58)$$

onde $\overbrace{\phi_n}^1(t) \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$, $\overbrace{\phi_n}^2(t)$ é periódico com média nula, e $\overbrace{\phi_n}^3 = c$, $c \in \mathbb{R}$.

Este argumento é relevante em sistemas com componentes alternadas em regime, pois não é esperado que $\phi_n(t)$ convirja para uma constante, mas sua média.

Considerando a lei adaptativa de (3.29), esta pode ser reescrita como

$$\theta_n(t) = \frac{-\gamma_n}{s + \sigma_n} \frac{\epsilon(t)\xi_n(t)}{m^2(t)} \quad (3.59)$$

ou ainda, usando o conceito da média

$$\underline{\theta}_n = \frac{-\gamma_n}{s + \sigma_n} \left(\frac{\epsilon(t)\xi_n(t)}{m^2(t)} \right) \quad (3.60)$$

se $\sigma_n \rightarrow 0$,

$$\frac{-\gamma_n}{s + \sigma_n} \rightarrow \frac{-\gamma_n}{s} \quad (3.61)$$

o que, se $\phi_n(t)$ for limitado, implica em $\phi_n(t) \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$. O sistema $\sigma_n = 0$ para todo n é o controle não robusto convencional. Neste controle, $\epsilon(t) \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$. Entretanto, o sistema pode não convergir na presença de perturbações. Quando K_p/K_m é conhecido, ou, σ_{e2} é pequeno tal que se possa assumir que $\underline{\phi_{e2}} \approx 0$, tem-se que

$$\epsilon(t) = \bar{\phi}^T(t)\bar{\xi}(t) + v_e(t) \quad (3.62)$$

que, a partir de (3.60), resulta em

$$\underline{\theta}_n = \frac{-\gamma_n}{s + \sigma_n} \left(\frac{(\bar{\phi}^T(t)\bar{\xi}(t) + v_e(t))\xi_n(t)}{m^2(t)} \right) \quad (3.63)$$

Quando o distúrbio for grande, ou $\bar{\phi}^T(t)\bar{\xi}$ não contém componentes harmônicas de $\xi_n(t)$, a seguinte aproximação é válida

$$\underline{\theta}_n \approx \frac{-\gamma_n}{s + \sigma_n} \left(\frac{v_e(t)\xi_n(t)}{m^2(t)} \right) \quad (3.64)$$

A equação (3.64) é fundamental para o projeto do controle adaptativo de distúrbios de saída (representado por $v_e(t)$ nesta equação). Geralmente, através da análise das componentes ortogonais, e considerando que $\xi_n(t)$ é função de $v_e(t)$, é possível definir a média do produto dos sinais de $v_e(t)\xi_n(t)$. Enquanto γ_n e σ_n podem ser empregados para o projeto da variação média do parâmetro θ_n em função da amplitude de $v_e(t)$, a dinâmica do processo de adaptação pode ser projetada por σ_n .

Comentário 14: Observa-se que $v_e(t)$ em (3.25) e $\xi_n(t)$ em (3.28) são dependentes da malha de realimentação do modelo de referência. Sendo assim, esta pode ser projetada em função da sua dinâmica, e assim atenuar/amplificar distúrbios de interesse. O projeto do esquema adaptativo resume-se então a definir $W_o(s)$ com efeito em todas as n componentes, e posterior ajuste dos coeficientes γ_n e σ_n individualmente a cada parâmetro adaptado.

3.3 Controle H_2/H_∞ com Extensão RMRAC

O controle ótimo H_2/H_∞ é empregado como base para a extensão RMRAC. A solução dos coeficientes é obtida a partir da solução do problema de otimização convexa descrito em termos de LMIs. Seja o sistema aumentado de (3.16) realizado como

$$\begin{aligned} \dot{x}_{p,a}(t) &= A_a x_{p,a}(t) + B_{a,u} u(t) + B_{a,v} v_p(t) \\ y_{p,a}(t) &= H_a x_{p,a}(t) \end{aligned} \quad (3.65)$$

onde $x_{p,a} \in \mathbb{R}^{m_1+m_2+n}$: $x_{p,a}^T(t) = [x_p^T(t) \ \omega^T(t)]^T$, $v_{p,i}(t)$ é o distúrbio $v_p(t)$ referenciado à entrada. Para o projeto de controle ótimo H_2/H_∞ é definido um vetor de ganhos $K_c \in \mathbb{R}^{m_1+m_2+n}$ tal que se o vetor de ganhos adaptativos for zero ($\Gamma_\sigma = 0$), $K_c = [K_{p-fb} \ \theta_c^T]^T$, onde K_{p-fb} é a realimentação de estados do sistema. Para esta configuração, o modelo de referência é dado por $W_m(s) = h_n(sI - (A_n + b_n K_{f-fb}))^{-1} b_n$ ($\{A_n, b_n, h_n\}$ define a planta nominal não controlada), permitindo obter também $W_p(s)$ tal como em (3.11) (as incertezas $\Delta_m(s)$ e $\Delta_a(s)$ são derivadas considerando que $\{A_n, b_n, h_n\}$ são incertos, e conseqüentemente, $\{A_p, b_p, h_p\}$ em (3.10)).

Na aplicação da extensão RMRAC com os ganhos projetados, a lei adaptativa em (3.29) é então reescrita como

$$\dot{\theta}_n(t) = -\gamma_n \frac{\bar{\xi}_n(t)\epsilon(t)}{m^2(t)} - \sigma_n \overline{\Delta\theta}_n(t) \quad (3.66)$$

onde $\Delta\theta_n(t) = \theta_n - \theta_{c,n}$. O ganho de realimentação do sistema aumentado adaptativo é então $K_c = [K_{p-fb} + h_n\theta_0 \ \theta^T]^T$ (ver (3.14)), com K_{p-fb} implícito em $W_p(s)$ (na prática, o termo de realimentação $(K_{p-fb} + h_n\theta_0)x_{p,a}(t)$ pode ser implementado como $K_{p-fb}x_{p,a}(t) + \theta_0 y_{p,a}(t)$, porque em (3.65), $H_a^T = [h_n^T \ 0^{1 \times (m_1+m_2)}]^T$, sendo que geralmente é a saída $y_{p,a}$ que está disponível). No problema de otimização o sistema (3.65) é apresentado como

$$\begin{aligned} \dot{x}_{p,a}(t) &= A_a x_{p,a}(t) + B_{a,u} u(t) + B_{a,v} v_p(t) \\ y_{p,\infty}(t) &= H_{a,\infty} x_{p,a}(t) + B_\infty u(t) \\ y_{p,2}(t) &= H_{a,2} x_{p,a}(t) + B_2 u(t) \end{aligned} \quad (3.67)$$

onde os pares $\{H_{a,\infty}, B_\infty\}$ e $\{H_{a,2}, B_2\}$ são usados para especificar as funções de desempenho em termos das normas H_2 e H_∞ nas relações entrada-saída das ações de controle e distúrbios, as quais podem ser obtidas pelas funções de transferência

$$\|T_\infty\|_\infty = \|(H_{a,\infty} + B_\infty K_c)(sI - (A_a + B_{a,u} K_c))^{-1} B_{a,v}\|_\infty \quad (3.68)$$

e

$$\|T_2\|_2 = \|(H_{a,2} + B_2 K_c)(sI - (A_a + B_{a,u} K_c))^{-1} B_{a,v}\|_2 \quad (3.69)$$

As incertezas paramétricas em (3.65) podem ser representadas por um politopo no espaço de estados (Boyd et al., 1994), definido por $\sum_{i=1}^N p_i A_{a,i}$, $\sum_{i=1}^N p_i B_{a,u,i}$ e $\sum_{i=1}^N p_i B_{a,v,i}$ onde $p_i \in \mathbb{R}_+$, $i, N \in \mathbb{N}$ é o número de vértices do politopo e $\sum_{i=1}^N p_i = 1$. A solução do problema de otimização de (3.68) e (3.69), considerando o conjunto de vértices do politopo, garante que as soluções internas à região tenham um desempenho igual ou melhor que aqueles.

Comentário 15: O projeto H_2/H_∞ aqui utilizado emprega a realimentação de estados usando K_{p-fb} . Entretanto, o uso das regras adaptativas propostas na seção anterior considera apenas a entrada e saída do sistema. Para sistemas com ordem maior que um, onde somente entrada e saída estão disponíveis, é possível utilizar K_{p-fb} junto à planta em (3.65) e um observador de estados. A planta resultante equivalente a (3.65) contém, em $x_{p,a}(t)$, os estados de $W_n(s)$, do controle $\omega(t)$ em (3.15), e do observador/controlador linear, considerando que $W_m(s)/(W_n(s)(1 - W_m(s))) = K_{p-fb}(sI - (A_n + b_n K_{p-fb} + K_{p-e} h_n))^{-1} K_{p-e}$, onde K_{p-e} é o vetor de ganhos do observador. A síntese de projeto baseado nas normas H_2/H_∞ proposto nesta seção realiza apenas o projeto de K_{p-fb} , sendo aplicável somente nos casos onde não há observador, ou este é relativamente mais rápido que a planta (determinado pelos polos na planta, $\det(sI - (A_n + B_n K_{f-fb}))$ e no observador, $\det(sI - (A_n + K_{f-e} h_n))$). Para casos onde tais considerações não se aplicam, a síntese com *loop shaping*, apresentado na segunda parte desta tese, pode ser empregada. Entretanto, tal solução não é aqui explorada.

O projeto da matriz de ganhos K_c é realizado a partir da solução do seguinte problema de otimização (Chilali e Gahinet, 1996; Boyd et al., 1994):

$$K_c = \arg \min_{Q,W,P} (\alpha \|T_\infty\|_\infty^2 + \beta \|T_2\|_2^2) \quad (3.70)$$

sujeito à

$$\begin{bmatrix} A_{a,i}Q + QA_{a,i}^T + B_{a,u,i}W + W^T B_{a,u,i}^T & B_{a,v,i} & QH_{a,\infty,i}^T + W^T B_\infty^T \\ & -I & 0 \\ & H_{a,\infty,i}Q + WB_\infty & 0 & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \quad (3.71)$$

$$\begin{bmatrix} P & H_{a,i}Q + B_2W \\ QH_{a,i}^T + W^T B_2^T & Q \end{bmatrix} > 0 \quad (3.72)$$

$$[\lambda_{ij} + \mu_{ij}(A_{a,i}Q + B_{a,u,i}W) + \mu_{ji}(QA_{a,i}^T + W^T B_{a,u,i}^T)]_{1 \leq i,j \leq m} < 0 \quad (3.73)$$

para cada i vértice dentro do espaço de incertezas, onde $\|T_\infty\|_\infty^2 = \gamma^2$, $\|T_2\|_2^2 = \text{trace}(P)$, e os m polos em malha fechada são definidos por $z = \text{eig}(sI - (A_{a,i} + B_{a,u,i}K_c))$, onde $z \in \mathbb{C}$ é tal que $L + Mz + M^T \bar{z} < 0$ (\bar{z} é o conjugado de z), onde $L = L^T = \{\lambda_{ij}\}_{1 \leq i,j \leq m}$ e $M = \{\mu_{ij}\}_{1 \leq i,j \leq m}$. A partir da solução os ganhos são obtidos por $K_c = WQ^{-1}$. Sendo assim, a partir do projeto da região dos pólos do sistema em malha fechada é definido o par $\{M, L\}$, e a relação α/β permite determinar o peso relativo a cada norma. Em termos absolutos é possível garantir que $\|T_\infty\|_\infty \leq \gamma$ e $\|T_2\|_2 \leq \sqrt{\text{trace}(P)}$.

A extensão adaptativa modifica o ganho K_c que satisfaz (3.71), (3.72) e (3.73), o que pode implicar em perda das garantias de estabilidade. Entretanto, alguns resultados adicionais podem ser derivados com suporte da literatura, a fim de justificar a utilização da presente metodologia. O primeiro resultado aqui considerado, é que o controle que satisfaz (3.70) garante uma ótima rejeição de distúrbios. Dependendo de como $y_{p,\infty}$ é formulado (projeto de $\{H_{a,\infty}, B_\infty\}$), o sistema é estável para incertezas limitadas em norma (Skogestad e Postlethwaite, 2005). Para um espaço Π de conjunto de plantas que inclui a realização nominal $W_{p,n}(j\omega)$ de $W_p(j\omega)$ (caracteriza o espaço permissível de plantas dada as incertezas), é obtido

$$\gamma \geq \max_{W_p \in \Pi} \left| \frac{W_p(j\omega) - W_{p,n}(j\omega)}{W_{p,n}(j\omega)} \right|, \quad \forall \omega \quad (3.74)$$

onde $\|W_p(s)\|_\infty = 1/\gamma : \gamma \in \mathbb{R}^+$. A partir do teorema do pequeno ganho é obtido que, para uma região de incertezas Π tal que $\gamma = 1$, o sistema é estável. Sendo assim, para pequenas perturbações em $W_p(j\omega)$ (tal que (3.74) é satisfeita), o sistema é estável. Este resultado não é aplicado apenas na incerteza da planta nominal $W_n(s)$, mas variações em K_c realizada pelos algoritmos adaptativos, que forma a planta resultante. Ainda, devido à solução ótima, é esperado que $W_p(s)$ seja próximo a $W_m(s)$ para qualquer $W_p \in \Pi$. Logo, é desejado que o controlador adaptativo não altere K_c significativamente ($\Delta\theta$ deve permanecer pequeno). Convenientemente, isto pode ser assegurado pelo projeto de Γ_σ (quanto maior os elementos σ_n , menor a variação de K_c).

Uma maior discussão desta metodologia de projeto é realizada na segunda parte da tese, onde o controle é realizado por *loop shaping*, considerando incertezas limitadas em norma. Um segundo resultado relevante, é que o sistema (3.65) controlado pode ser escrito como

$$\begin{aligned} \dot{x}_{p,a}(t) &= (A_a + B_{a,u}K_c)x_{p,a}(t) + B_{a,v}v_{p,i}(t) \\ y_p(t) &= H_a x_{p,a}(t) \end{aligned} \quad (3.75)$$

Enquanto que o teorema do pequeno ganho aborda uma discussão para as incertezas não modeladas na planta $W_p(s)$, a partir de (3.75) é possível inferir que variações em K_c , sob perspectiva do projeto do controle ótimo H_2/H_∞ , podem ser tratadas como incertezas em A_a . Neste caso, dado $K_c = K_{c0} + \Delta K_c$, onde $K_{c0} = [K_{p-fb} \theta_c^T]^T$ é constate, e $\Delta K_c = [h_n \theta_0 \quad \Delta\theta^T]^T$ é a parcela variante da extensão adaptativa, é possível reescrever (3.75) como

$$\begin{aligned} \dot{x}_{p,a}(t) &= (A_{a,\Delta K_c} + B_{a,u}K_{c0})x_{p,a}(t) + B_{a,v}v_{p,i}(t) \\ y_p(t) &= H_a x_{p,a}(t) \end{aligned} \quad (3.76)$$

onde $A_{a,\Delta K_c} = A_a + B_{a,u}\Delta K_c$. Sendo assim, é possível incluir as variações do controle adaptativo considerando a estrutura do modelo. Segundo os resultados anteriores, o controle adaptativo tenta fazer $A_{a,\Delta K_c} + B_{a,u}K_{c0} = A_{a,n}$, onde $A_{a,n}$ é a realização nominal (a partir do modelo de referência $W_m(s)$). Portanto, o controle adaptativo permite a redução do grau de incerteza a ser adotado no projeto, adaptando o sistema em direção aos limites pré-definidos mesmo no caso onde a incerteza é maior do que aquela estimada no desenvolvimento dos ganhos fixos.

Finalmente, a alocação de polos garantida por (3.73) implica em \mathfrak{D} -Estabilidade (Chilali et al., 1999). Nesta definição \mathfrak{D} é definida como a região dos autovalores de (3.76). Se a região for tal que o sub-conjunto \mathfrak{D} pertence ao semi-plano definido por $Real\{s\} < -\epsilon : \epsilon \in \mathbb{R}^+$, e a restrição (3.73) é satisfeita, existe um conjunto $A_{a,\Delta K_c}$ para a qual o sistema é estável. A medida que o grau de incerteza aumenta, é possível definir $Real\{s\} < -\epsilon_2 : \epsilon_2 \in \mathbb{R}^+, \epsilon > \epsilon_2$. Sendo assim, existe uma margem de variações em $A_{a,\Delta K_c}$ que, mesmo não cumprindo (3.71), (3.72) e (3.73), permanece estável. Enquanto que este trabalho não analisa a sensibilidade com que os polos migram em função das variações em $A_{a,\Delta K_c}$, a medida que se garante um ϵ maior, se aumenta sobre esta medida a robustez frente as variações de $A_{a,\Delta K_c}$. Ainda, como o controle adaptativo converge para $A_{a,\Delta K_c} + B_{a,u}K_{c0} = A_{a,n}$, isto implica que os polos tendem a ficar dentro da região \mathfrak{D} , onde está definido o modelo de referência.

A adição da robustificação na extensão adaptativa (obtida por $\Gamma_\sigma \neq 0$), faz com que os polos da planta realimentada não converjam para os modelo de referência dentro da região \mathfrak{D} . O ponto de equilíbrio é definido entre $\Gamma_\sigma = 0$, que faz com que a dinâmica em malha fechada convirja ao modelo de referência, e $\Gamma_\sigma = \infty$, que faz com que o projeto de ganhos fixos H_2/H_∞ seja mantido, ambos dentro da região \mathfrak{D} . Isto sugere que para qualquer Γ_σ , os polos permanecem em \mathfrak{D} . O projeto com incertezas estruturadas por LMI garante uma região para variações de $A_{a,\Delta K_c}$, para a qual a variação dos autovalores permaneçam na região \mathfrak{D} definida. Sendo assim, a presente formulação por LMI permite melhorar a estabilidade do sistema considerando as extensões adaptativas sob perspectiva dos múltiplos critérios aqui apresentados.

3.4 Conclusões

Neste capítulo foi proposta uma extensão adaptativa por modelo de referência para um controle robusto utilizando a teoria de controle H_2/H_∞ . A união das propostas permite uma operação satisfatória na presença de incertezas paramétricas e não-paramétricas. O estudo de convergência possibilitou uma análise simplificada dos efeitos da extensão adaptativa sobre a solução de controle ótimo original. Tal solução pode ser aplicada em controladores com diversas estruturas particulares. Utilizando o princípio do modelo interno, é possível garantir uma atenuação efetiva dos distúrbios de saída, adaptando os parâmetros dos modelos inclusos na malha de controle. Este ajuste é realizado empregando apenas o erro medido.

O controle adaptativo apresentado é aplicado ao filtro ativo paralelo apresentado nos capítulos 4 e 5, onde maiores detalhes de metodologia de projeto são discutidas. A solução H_2/H_∞ com extensão RMRAC permite especificar e projetar filtros ativos de potência para cenários mais genéricos (do ponto de vista de dimensionamento de carga, impedâncias e conversor). Com a robustificação da solução, além de melhor desempenho, está presente a facilidade da aplicação do filtro ativo em cenários industriais (uma vez que a necessidade de reprojeção é atenuada), redução de custos, e menor necessidade de manutenção.

4

Controle *Sensorless* com Fluxo Virtual para Filtros Ativos Paralelos

Este capítulo está dividido em quatro seções. A primeira detalha a modelagem do filtro ativo paralelo, e a segunda, o esquema de sincronização *sensorless*. A terceira seção detalha o esquema de controle de corrente, apresentando uma análise de discretização dos compensadores quase-ressonantes. A quarta seção apresenta o controlador de fluxo de energia, e propõe uma estratégia de controle que opera sem sensores de tensão no barramento CC.

4.1 Modelagem do Filtros Ativo de Potência

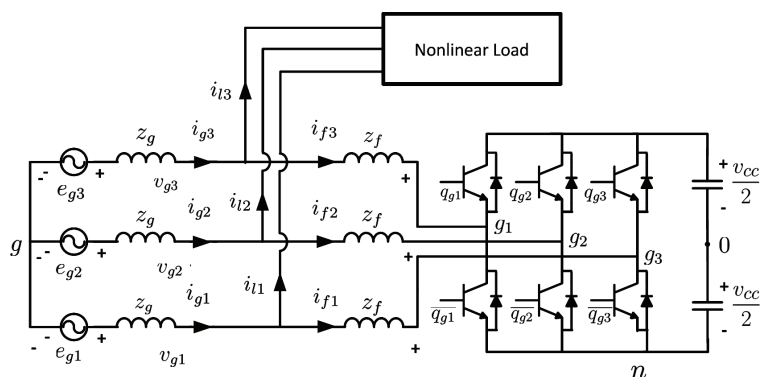


Figura 4.1: Circuito do filtro ativo trifásico à três fios.

A figura 4.1 apresenta o filtro ativo de potência trifásico a três fios, com um indutor de filtro CA e um capacitor no barramento CC. O modelo da rede é composto por fontes

de tensão e_{gx} (onde $x = 1, 2, 3$) e uma impedância z_g (indutor equivalente L_g e resistor R_g , $z_g = pL_g + R_g$, onde p é o operador diferencial), com as correntes i_{gx} . A impedância do filtro do VSC é z_f (indutor equivalente L_f e resistor R_f , $z_f = pL_f + R_f$), e as tensões de polo são dadas por

$$v_{gx0} = (2q_x - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (x = 1, 2, 3) \quad (4.1)$$

onde v_{cc} é a tensão de barramento CC e q_x é o estado da chave ($q_x = 1 \rightarrow$ para chave fechada e $q_x = 0 \rightarrow$ para chave aberta). Em um sistema simétrico, o seguinte conjunto de equações é obtido:

$$e_{gx} = v_{gx} + z_g i_{gx} + z_f i_{fx} \quad (x = 1, 2, 3) \quad (4.2)$$

$$\sum_{x=1}^3 v_{gx} = 0 \quad (4.3)$$

$$v_{g0} = \frac{1}{3} \sum_{x=1}^3 v_{gx0} \quad (4.4)$$

onde

$$v_{gx0} = v_{gx} + v_{g0} \quad (x = 1, 2, 3) \quad (4.5)$$

e v_{g0} é conhecida como tensão homopolar. A tensão homopolar é um grau de liberdade no processo de modulação, e pode ser determinada considerando critérios não relacionados às leis de controle, como eficiência (da Silva et al., 2011; Jacobina et al., 2001c; Ketzner e Jacobina, 2015a). O modelo médio da dinâmica do conversor é dado por (Ketzner e Jacobina, 2015a; Ketzner e Jacobina, 2013d)

$$\frac{di_{gx}}{dt} = -\frac{R_{gf}}{L_{gf}} i_{gx} - \frac{1}{L_{gf}} \left(v_{gx0} - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 v_{gm0} \right) + \frac{e_{gx}}{L_{gf}} + z_{gf} \frac{i'_{lx}}{L_{gf}} \quad (4.6)$$

onde

$$i'_{lx} = i''_{lx} + L_f/L_{gf}(i_{gx} - i_{fx})$$

$$L_{gf} \frac{di''_{lx}}{dt} = -R_{gf} i''_{lx} + (R_f - L_f R_{gf}/L_{gf})(i_{gx} - i_{fx})$$

$R_{gf} = R_g + R_f$, $L_{gf} = L_g + L_f$, $z_{gf} = z_g + z_f$, i''_{lx} é a corrente fictícia, e i'_{lx} é a corrente de perturbação equivalente na saída.

Os sinais médios e instantâneos empregam a mesma forma simbólica. Portanto, deste ponto em diante, estes serão considerados sinais médios a menos que especificado o contrário. A corrente fictícia de carga i'_{lx} e a tensão da rede e_{gx} são os distúrbios no modelo (4.6).

Através da transformada de Park ($123 \rightarrow dq$) um modelo simplificado pode ser obtido (Ketzer e Jacobina, 2013d), o qual é dado por

$$I_{gn} = \frac{E_{gn} - V_{gn}}{L_{gf}s + R_{gf}} + I'_{ln} \quad n = [d^s, q^s] \quad (4.7)$$

onde d^s e q^s são componentes da transformada dq em um sistema de coordenadas estacionário (esta transformação de Park também é conhecida como transformação de Clarke). Neste trabalho, todas as variáveis com o índice s estão em um sistema de coordenadas estacionário.

Enquanto sistemas reais de compensação harmônica geralmente apresentam dinâmica não-linear e multivariável (Ketzer e Jacobina, 2013d), uma topologia em cascata é atraente¹, pois permite simplificar as malhas de controle devido aos requisitos diferentes de regulação dos sinais. Para o filtro ativo em questão, a aproximação em cascata permite empregar (4.7) para projeto dos controladores de corrente, e um controle externo a este para controle de fluxo de energia. Esta malha externa regula o sinal de tensão no barramento CC gerando as referências para rastreamento da malha interna. Na forma final, o controle do filtro ativo deve ser capaz de controlar os estados i_{gn} e v_{cc} com as entradas v_{gn} a fim de tornar o sistema estável.

4.2 Fluxo Virtual para Controle Orientado em Tensão

O algoritmo de estimação do fluxo virtual é empregado para a estimação dos ângulos das tensões da rede através de sua integração, e pode ser aplicado em uma solução com redução do número de sensores. O fluxo virtual foi originalmente definido para retificadores PWM, (Malinowski, 2001) (figura 4.1 sem a carga não linear e z_f), e é dado por

$$\phi_{gn} = \int e_{gn} dt \quad (4.8)$$

onde $n = [d^s, q^s]$, ou

$$\phi_{gn} = \int (v_{gn} + R_g i_{gn}) dt + L_g i_{gn} \quad (4.9)$$

¹Como no controle de conversores geralmente não existe o mesmo número de entradas e saídas, e como existe acoplamentos entre as variáveis, com requisitos de rastreamento significativamente diferentes, a solução em cascata é preferível à um controle centralizado. Na solução em cascata, pode-se estabelecer uma malha interna para rastreamento dos sinais com requisitos de resposta mais rápida (geralmente sinais AC). As malhas externas podem ser empregadas para definição das referências da malha interna, realizando controle indireto de variáveis com resposta mais lenta, tal como aqueles associados ao controle de fluxo (geralmente tensão nos barramentos de armazenamento de energia, tal como o barramento com capacitor, no VSI, ou com indutor, no CSI).

que desprezando as resistências torna-se

$$\phi_{gn} = \int v_{gn} dt + L_g i_{gn} \quad (4.10)$$

Uma vez que v_{gn} é a tensão disponível empregada para determinação das larguras de pulso na modulação do conversor, e i_{gn} é medido para fins de controle na malha de corrente, o fluxo virtual pode ser estimado através de um observador estável projetado utilizando o modelo (4.10). Tal aproximação já foi aplicada com sucesso no controle de filtros ativos paralelos sem sensores de tensão na rede (Ketzer e Jacobina, 2013d). Entretanto, não foram apresentadas análises do impacto causado pelas diferenças entre os modelos do retificador e do filtro ativo, quando operando com a definição do fluxo virtual anterior.

Se o filtro ativo é empregado para mitigação de harmônicos, a componente harmônica fundamental é pequena na corrente do filtro i_{fn} . Portanto, a queda de tensão em L_f pode ser desprezada para fins de sincronização. Entretanto, se o filtro ativo é empregado para compensação de energia reativa de deslocamento (causada pelas componentes harmônicas fundamentais), a queda de tensão em L_f não é nula. Para análise da sensibilidade da compensação reativa sobre L_f , são considerados os fasores do circuito utilizando a tensão da rede como referências angular, desprezando as perdas. A equação de malha é dada por

$$E_{gn} = (I_{gn} \angle \theta_1) j \omega_g L_g + (I_{fn} \angle \theta_2) j \omega_g L_f + V_{gn} \angle \theta_3 \quad (4.11)$$

onde ω_g é a frequência da rede, θ_1 é o ângulo da corrente de rede, θ_2 é o ângulo da corrente do filtro ativo, e θ_3 é o ângulo da tensão modulada pelo filtro ativo. A tensão de rede estimada é dada por

$$E'_{gn} \angle \theta_1 = (I_{gn} \angle \theta_1) j \omega_g L_g + V_{gn} \angle \theta_3 \quad (4.12)$$

onde E'_{gn} é a tensão de rede estimada. Nesta análise considera-se que o rastreamento da malha de corrente opera com erro nulo em relação ao ângulo de rede estimado. O erro estimado no sistema de sincronização é dado por

$$E_{gn} - E'_{gn} \angle \theta_1 = (I_{fn} \angle \theta_2) j \omega_g L_f \quad (4.13)$$

Para que o erro de fase estimada seja pequeno, é necessário que $\theta_1 \approx 0$. Se o filtro tem potência ativa pequena (perdas desprezíveis), θ_2 tende a $\pi/2$, e θ_1 tende a zero. Portanto, existe uma baixa sensibilidade no circuito de sincronização em relação aos reativos da carga, e uma correção para I_{fn} geralmente não será necessária.

Uma análise gráfica da variação do fator de potência da rede (PF) como função da potência da carga (VA) e seu fator de potência é apresentada na figura 4.2. A superfície são as soluções do regime estacionário do circuito por unidades (PU) para o sistema de sincronização proposto com um controle em malha fechada com erro nulo. Para aplicações típicas, o sistema tem erro desprezível, o qual aumenta com a carga e quando o fator de potência se aproxima de 0.5. Deve ser notado que as impedâncias de 25% são altas para maior parte das aplicações, e não obstante, o fator de potência é alto.

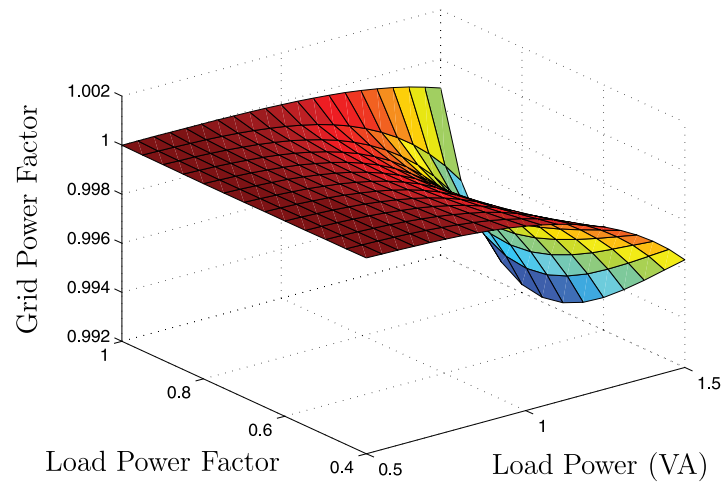


Figura 4.2: Fator de potência da rede com o sistema de sincronização proposto (para este caso, $X_g = X_f = 25\%$).

Se a resistência de rede não pode ser desprezada, um estimador pode ser sintetizado empregando (4.9). A tensão estimada (4.12) é então dada por

$$E'_{gn}\angle\theta_1 = (I_{gn}\angle\theta_1)(j\omega_g L_g + R_g) + V_{gn}\angle\theta_3 \quad (4.14)$$

e, adicionando o termo $I_{gn}\angle\theta_1 R_g$ à (4.11), resulta no mesmo erro de estimação (4.13). Se a resistência do filtro não pode ser desprezada, utilizando o mesmo procedimento, é obtido o erro do estimador por

$$E_{gn} - E'_{gn}\angle\theta_1 = (I_{fn}\angle\theta_2)(j\omega_g L_f + R_f) \quad (4.15)$$

Uma vez que I_{fn} é somente relevante na presença de compensação de fator de deslocamento, onde θ_2 tende à $\pi/2$, o termo indutivo adiciona erro de amplitude (o qual não é relevante para propósitos de sincronização), e o termo resistivo, erro de fase. Entretanto, a queda de tensão em R_f é somente relevante quando é comparável à E_{gn} . Neste caso específico, o

ângulo pode ser compensado empregando um termo indutivo adicional L_{Rf} , e então a tensão estimada é dada por

$$E'_{gn}\angle\theta_1 = (I_{gn}\angle\theta_1)(j\omega_g(L_g + L_{Rf}) + R_g) + V_{gn}\angle\theta_3 \quad (4.16)$$

e o erro do estimador pode ser reescrito como

$$E_{gn} - E'_{gn}\angle\theta_1 = (I_{fn}\angle\theta_2)(j\omega_g L_f + R_f) - (I_{gn}\angle\theta_1)j\omega_g L_{Rf} \quad (4.17)$$

então, a compensação em cenários onde o fator de deslocamento é baixo e R_f é alto é obtida usando $I_{gn}\omega_g L_{Rf} = R_f I_{fn}$. Uma vez que a relação entre I_{gn}/I_{fn} é constante nestes cenários, um valor fixo para L_{Rf} pode ser obtido. O estimador de fluxo virtual resultante é dado por

$$\phi_{gn} = \int (v_{gn} + R_g i_{gn}) dt + (L_g + L_{Rf}) i_{gn} \quad (4.18)$$

Antes destas soluções, o estimador apresentado em (4.9) deve ser considerado. O estimador simplificado apresentará desempenho satisfatório para maior parte dos casos.

O modelo (4.10) apresenta desempenho ruim se usado diretamente como estimador, uma vez que a integração em malha aberta é sensível às componentes DC e condições iniciais. Por esse motivo, a proposta original do fluxo virtual apresentada em (Malinowski, 2001) já introduziu uma alternativa na sua realização com base em um filtro passa baixa (outra versão é apresentada em Kulka (2009)). Entretanto, a realização com filtros passa baixa apresentam distorções de fase e magnitude dependentes da frequência. Em Gonzalez Norniella et al. (2014) é apresentada uma estratégia para reconstrução destes sinais tendo como custo uma maior complexidade computacional.

O problema de sincronização em esquemas convencionais (com sensores) já foi largamente revisitado, e algumas destas soluções podem ser transferidas para o caso *sensorless*. Em (Rodriguez et al., 2012b) são apresentadas variações da realização de filtros adaptativos baseados no integrador generalizado de segunda ordem (SOGI) aplicado na sincronização das tensões da rede. No contexto de fluxo virtual, a extensão SOGI-QSG é apresentada em Suul et al. (2012a) e Suul et al. (2012b), onde são estimadas duas sequências (positiva e negativa), a fim de tornar possível o tratamento de sistemas desequilibrados. As funções de transferência do SOGI-QSG são dadas por:

$$\frac{y_{dr}}{u_r} = \frac{k\omega_k s}{s^2 + k\omega_k s + \omega_k^2} \quad (4.19)$$

$$\frac{y_{qr}}{u_r} = \frac{k\omega_k^2}{s^2 + k\omega_k s + \omega_k^2} \quad (4.20)$$

onde y_{dr} e y_{qr} são as saídas direta e em quadratura (atraso de $\pi/2$ radianos) a partir da entrada u_r , ω_k é a frequência de sintonia (neste caso a da rede) e k é sintonizado em função da seletividade² e resposta transitória. Por inspeção de (4.19), pode ser visto que as componentes CC tem um ganho não-nulo. Uma vez que (Suul et al., 2012a; Suul et al., 2012b) emprega uma combinação em malha aberta das funções (4.20) e (4.19) (apenas o parâmetro ω_k está em malha fechada), as componentes CC dos sensores estão presentes nas referências síncronas, as quais são empregadas na geração das correntes de referência da rede. Ainda, o proposto *frequency locked loop* (FLL, malha de realimentação de ω_k) é tão complexo quanto o PLL, com esse último apresentando melhor rejeição de distúrbios, assim como uma maior quantidade de estudos sobre seu comportamento. Por essas razões este trabalho propõe um esquema misto AF-PLL para estimação do fluxo virtual, onde o esquema de sincronização resultante integra as funções em cascata do SOGI-QSG e PLL.

As equações (4.20) e (4.19) podem ser colocadas na forma de um sistema de equações diferenciais de 2ª ordem que simplifica a realização numérica. Uma vez que a realização em (Rodriguez et al., 2012b) apresenta um escalonamento dos sinais (Antoniou, 2006), aqui é proposta uma versão alternativa dada por

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_{qr} \\ \dot{y}_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_k \\ -\omega_k & -k\omega_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{qr} \\ y_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k\omega_k \end{bmatrix} u_r \quad (4.21)$$

onde ambos os sinais de estado são sinais senoidais com a mesma amplitude em regime estacionário.

Considerando a equação do fluxo virtual (4.10) e as tensões de rede senoidais,

$$\int v_{gn}(t)dt \approx \int_0^t \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{k\omega_k^2}{s^2 + k\omega_k s + \omega_k^2} \right\} \Big|_{t \rightarrow \tau} v_{gn}(t - \tau) d\tau \quad (4.22)$$

Portanto, o fluxo virtual pode ser estimado empregando (4.21) com $u_r = v_{gn}$, $\omega_k = \omega_g$ e

$$\phi_{gn} = \frac{y_{qr}}{\omega_g} + L_g i_{gn} \quad (4.23)$$

²A seletividade aproximada dos filtros quase-ressonantes é similar àquele obtida na derivação do fator de qualidade em modelos de segunda ordem, frequentemente abordado em livros de circuitos eletrônicos, tal como em Sedra e Smith (2004). A relação entre o fator de qualidade Q e o parâmetro k é tal que $Q = 1/k$. A banda passante aproximada, pode ser obtida por $BW = k\omega_k$, sendo a faixa passante dada por $\omega_k - BW/2 < \omega < \omega_k + BW/2$.

O esquema de sincronização *sensorless* proposto é apresentado na figura 4.3, onde $G_\phi(s)$ é a função de transferência obtida a partir de (4.21) com a saída definida em (4.23). O PLL (Kaura e Blasko, 1997; Santos Filho et al., 2008; Golestan et al., 2014; Golestan et al., 2014) rastreia as saídas de fluxo ϕ_{gn} com a compensação de fase de $\pi/2$, travando na frequências de rede estimada ω_g e fase θ_g . O PLL apresenta uma dinâmica não linear cujo projeto não é trivial para grandes variações de sinais. Portanto, um modelo de pequenos sinais é adotado. A função de transferência linearizada é obtida simplificando os termos trigonométricos da transformação de Park com os primeiros elementos da expansão na série de Taylor (i.e. $\sin(\theta) \approx \theta$ e $\cos(\theta) \approx 1$). O modelo resultante, derivado em (Kaura e Blasko, 1997), é dado por

$$\frac{\Delta I_{gd}}{\Delta \theta_g^e} = k_{pll} \frac{1 + s\tau_{pll}}{s^2\tau_{pll}} \quad (4.24)$$

onde $k_{pll} \in \Re$ e $\tau_{pll} \in \Re$ são ganhos positivos. Da equação linearizada (4.24), a largura de faixa ω_{pll} a margem de fase PM_{pll} do PLL pode ser projetada visando a faixa de frequências de rastreamento desejada e critérios de resposta transitória. Usando essa aproximação, τ_{pll} é obtido por

$$\tau_{pll}\omega_{pll} = \tan(PM_{pll}) \quad (4.25)$$

Os ganhos do PLL são então obtidos por

$$k_{pll} = \left| \frac{s^2\tau_{pll}}{1 + s\tau_{pll}} \right|_{s=j\omega_{pll}} \quad (4.26)$$

O transitório do filtro (4.20) para uma entrada senoidal é dada por

$$y_{dr} = A(t)e^{(-k\omega_k/2)t} + B(t) \quad (4.27)$$

onde $A(t)$ e $B(t)$ são funções periódicas com frequências $(\omega_k\sqrt{4-k^2})/2$ e ω_k , respectivamente, e $A(0) = B(0)$ (y_{qr} tem dinâmica similar). O tempo de convergências t_{sr} do filtro (4.21) é estimado por

$$t_{sr} = \frac{10}{k\omega_k} \quad (4.28)$$

A dinâmica do esquema de sincronização é a composição série do filtro (4.21) e do PLL. Para um PLL subamortecido, a constante de tempo é aproximadamente definida pelo subsistema mais lento (polo dominante). A rejeição máxima obtida pelo SOGI-QSG é 20dB/década. Com a inclusão do PLL, o esquema de sincronização permite obter um

máximo de aproximadamente 40dB/década. Portanto, a rejeição de distúrbios é melhorada significativamente com a estratégia proposta.

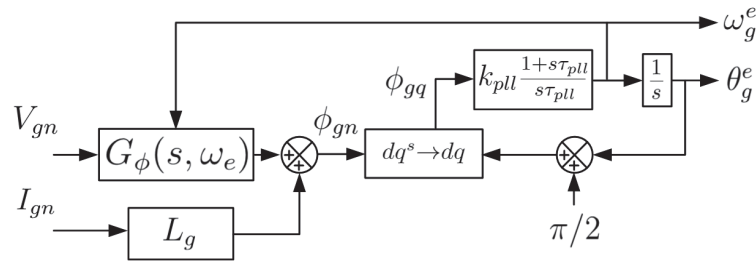


Figura 4.3: Esquema de sincronização por fluxo virtual proposto.

4.3 Malha de Controle de Corrente

Várias malhas de controle de corrente podem ser aplicadas com o esquema de sincronização proposto para uma abordagem *sensorless* do filtro ativo paralelo. Controladores Proporcionais-Integrais-Derivativos (PID) e variantes podem ser aplicados para uma compensação em uma banda ampla de frequências, sendo limitado pelos requisitos de estabilidade do sistema. Entretanto, a compensação de múltiplos ressonantes tem apresentado melhores resultados experimentais na mitigação de harmônicos (Asiminoaei et al., 2006b; Ketzer e Jacobina, 2015a; Ketzer e Jacobina, 2014b; Yepes et al., 2010; Yepes et al., 2011a), sendo provado que estes esquemas são equivalentes a múltiplos PIDs em múltiplas referências síncronas (Jacobina et al., 2001a; Asiminoaei et al., 2006b; Yepes et al., 2010; Yepes et al., 2011a).

Neste trabalho propõe-se a utilização do filtro (4.21) apresentado na malha de sincronização, a qual foi investigada com a realização SOGI-QSG em (Rodriguez et al., 2012b) somente no problema de sincronização. A função de transferência do SOGI-QSG é equivalente aos compensadores quase-ressonantes apresentados em Ketzer e Jacobina (2015a), Ketzer e Jacobina (2014b) e Ketzer e Jacobina (2013d), e as mesmas soluções de sintonia podem ser aplicada. Entretanto, uma análise de discretização ainda não foi apresentada (tal como aquela apresentada para compensadores ressonantes em Yepes et al. (2010)). Os esquemas ressonantes e quase-ressonantes apresentam alta variação de ganho nas frequências vizinhas à sintonizada, e distorções nas realizações discretas não podem ser desprezadas.

As técnicas de discretização consideradas na análise são apresentadas na tabela 4.1.

Tabela 4.1: Técnicas de discretização aplicadas (frequências de amostragem $F_s = 10kHz$).

G1	Forward Euler	$s = \frac{1}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{z^{-1}}$
G2	Backward Euler	$s = \frac{1}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1}$
G3	Tustin (Trapezoidal)	$s = \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$
G4	Tustin com Prewarping	$s = \frac{\omega_k}{\tan(\omega_k T_s/2)} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$
G5	Zero-order Hold	$X(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \frac{X(s)}{s} \right\}$
G6	Impulse	$X(z) = T_s \mathcal{Z} \{X(s)\}$
G7	Zero-pole Match	$z_i = e^{a_i T_s}$

As superfícies numéricas em (Fig. 4.4 a 4.10) são realizadas considerando uma frequência de amostragem $F_s = 10kHz$. O mapeamento no processo de discretização empregando (4.21) resulta em diferentes expressões. Cada método apresenta uma distorção singular, a qual afeta a estabilidade da malha fechada na frequência de ressonância, e a qualidade da compensação harmônica. Dada a característica de resposta em frequência e o fato de que estes compensadores são implementados paralelamente a um ganho, os aspectos relevantes para estes compensadores são as distorções de magnitude e fase na frequência ressonante. Erros de amplitude e fase geram erros da compensação harmônica, geralmente deslocando a faixa seletiva e amplificando componentes inter-harmônicas na ação de controle. Estas características são também críticas para o algoritmo de sincronização, onde distorções da transformação resultam em erro na estimação do fluxo virtual. Na realização (4.21), para $s = j\omega_k$ o ganho é unitário, e a fase é de 0 e $\pi/2$. Deve ser notado que a técnica *zero-pole matching* apresenta um grau de liberdade para sintonia do ganho em uma frequências específica (Charles e Phillips, 1995), onde neste é projetado tal que o ganho da função seja unitário na frequência de sintonia.

A figura 4.4 apresenta o ganho CC na saída em quadratura. Uma vez que a realização contínua tem um ganho de k , uma superfície rampa é esperada. Apesar das menores distorções, esta análise é relevante porque um alto ganho implica em alta sensibilidade ao *offset*

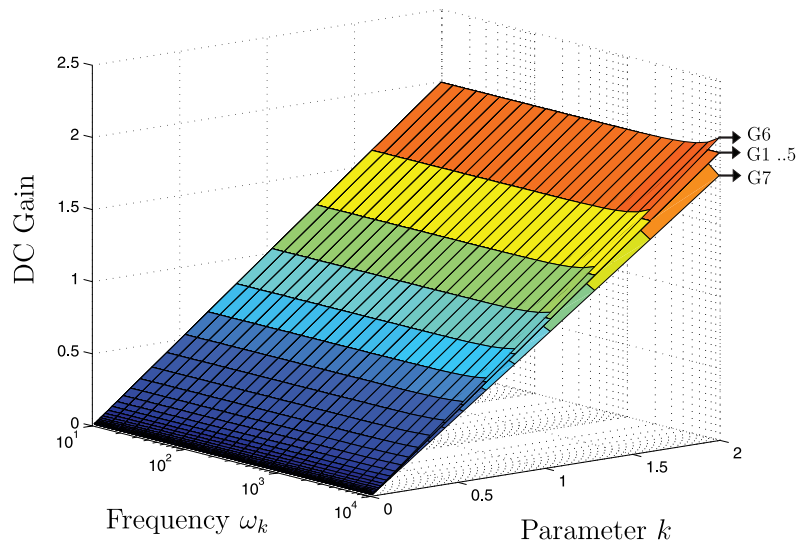


Figura 4.4: Ganho CC para variações de k e ω_k (equação (4.19), $\omega = 0$).

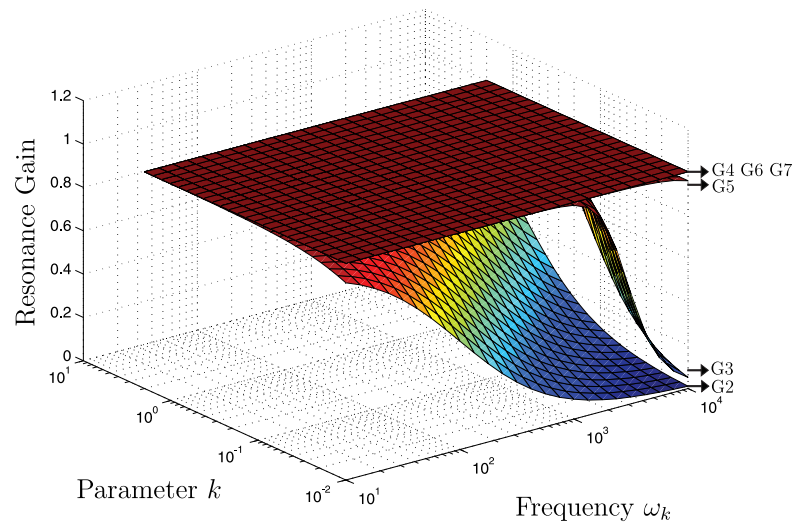


Figura 4.5: Ganho ressonante para variações de k e ω_k (equação (4.19), $\omega = \omega_k$). Uma vez que G1 tem alto desvio no domínio selecionado, este não está na figura.

de sensores. O ganho e fase ressonante das realizações discretas é apresentado na figura 4.5 e 4.6, respectivamente. O conjunto [G2,G3] apresenta significativas distorções de ganho, e [G1,G3], de fase, para alto ω_k e baixo k . Ainda, existe uma distorção de fase moderada em [G2,G5,G7] para alto ω_k . A figura 4.7 e 4.8 apresenta as mesmas superfícies para a saída direta. Neste caso, [G2,G3,G6] tem uma distorção significativa de ganho, e [G1,G3,G5,G7], distorção de fase, para k baixo e ω_k alto.

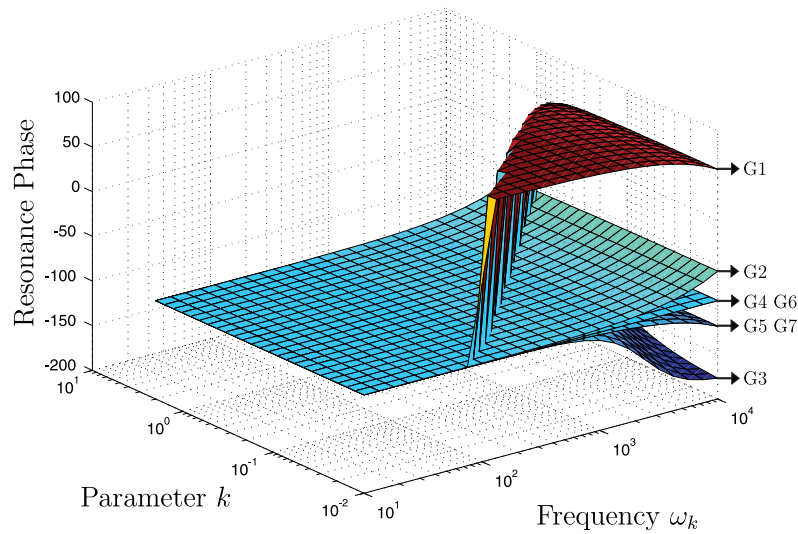


Figura 4.6: Fase ressonante para variações de k e ω_k (equação (4.19), $\omega = \omega_k$).

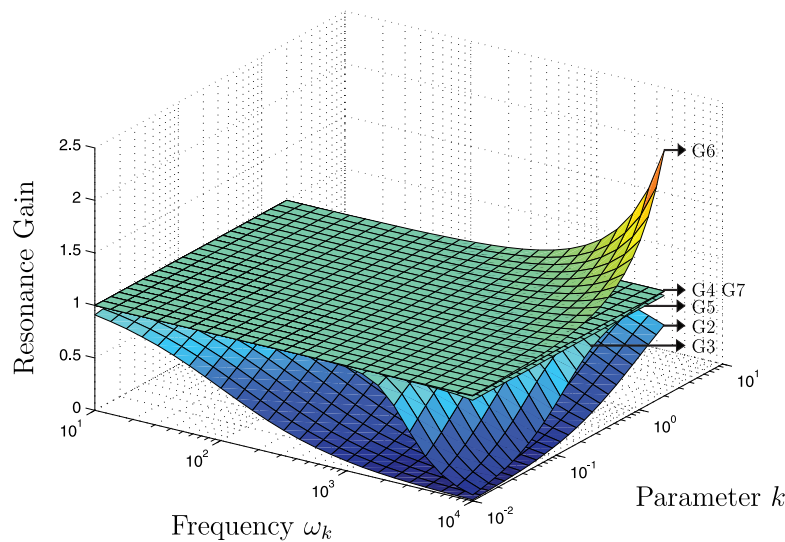


Figura 4.7: Ganho ressonante para variações de k e ω_k (equação (4.20), $\omega = \omega_k$). Uma vez que G1 tem alto desvio no domínio selecionado, este não está na figura.

A resposta em frequência dos filtros discretizados para a saída em quadratura é apresentada na figura 4.9, e para a saída direta na figura 4.10. Além das distorções na frequência ressonante, a discretização altera a magnitude e fase nos gráficos de *bode*. A partir da figura 4.9 e 4.10, as discretizações [G1,G5,G7] apresentam um atraso de fase em altas frequências, a qual pode impactar a margem de fase na malha fechada se o ganho do compensador for alto. Na saída direta, G6 apresenta alta distorção de fase à medida que se distancia da frequência

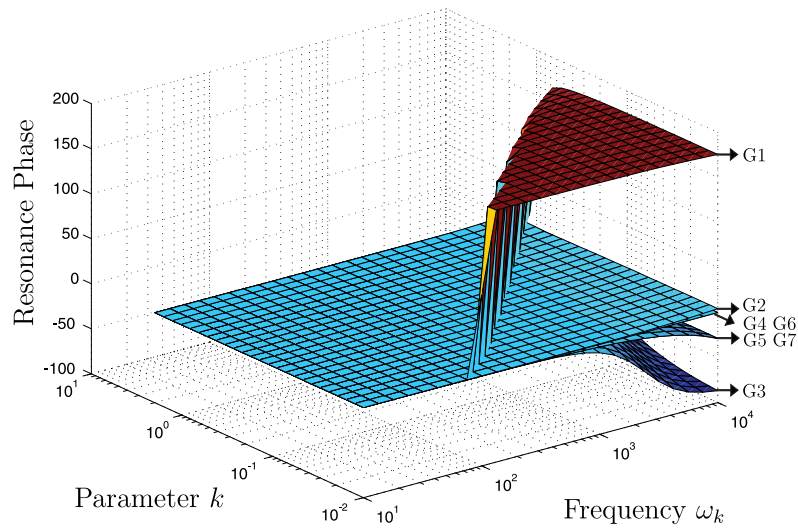


Figura 4.8: Fase ressonante para variações de k e ω_k (equação (4.20), $\omega = \omega_k$).

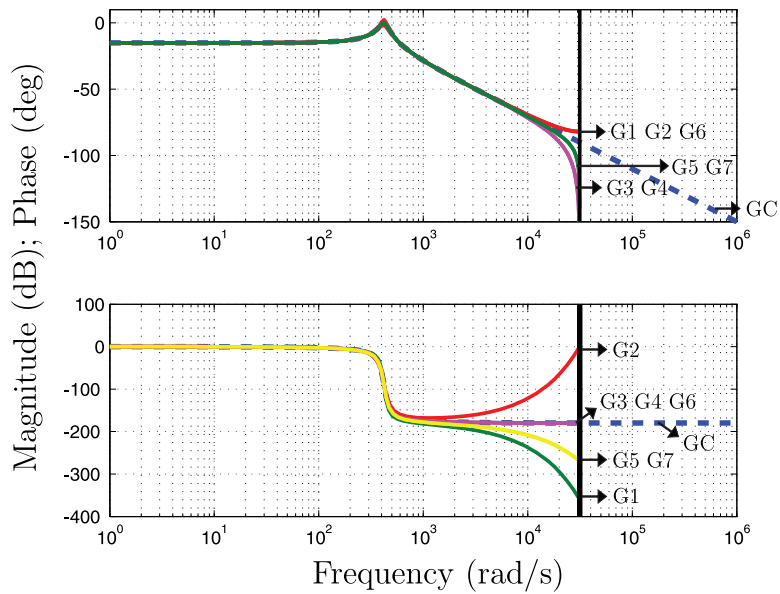


Figura 4.9: Resposta em frequência dos modelos ressonantes discretizados (GC é a equação (4.19)).

ressonante, e distorção de ganho quando ω é pequeno. A partir da presente análise, G4 é o método de discretização com menor distorção. Esta técnica apresenta *frequency warping* similar àquela de G3, mas que neste caso é corrigido na frequência ressonante para obter a mesma resposta de GC, resultando em um erro nulo de fase e ganho nesta. Na faixa de frequências de interesse, a resposta em frequência segue a função contínua com erro desprezível (as distorções em alta frequência no gráfico de *bode* são notáveis apenas próximo da

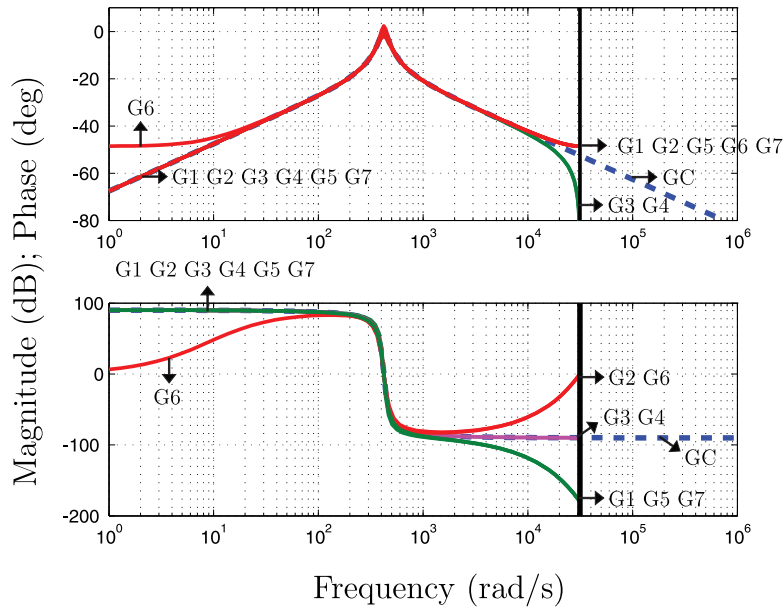


Figura 4.10: Resposta em frequência dos modelos ressonantes discretizados (GC é a equação (4.20)).

frequência de Nyquist, o que pode ser melhorado aumentando a frequência de amostragem).

Os resultados apresentados sugerem um método de discretização efetivo para ser aplicado na realização digital do filtro derivado do SOGI. Uma vez que a frequência de rede não é estática e incerta, as frequências de sintonia ω_k necessitam de uma estrutura adicional para adaptação. Este requisito é relevante na escolha do método de discretização, uma vez que alguns destes envolvem cálculos em tempo real complexos. Para isto, é considerada a realização G4 dada por (4.29), onde

$$D_t = G_t^2 + kG_t\omega_k + \omega_k^2$$

e G_t é o ganho de mapeamento de Tustin ($G_t = 2/T_s$ para G3), dado por

$$G_t = \frac{\omega_k}{\tan(\omega_k T_s/2)}$$

Para adaptar ω_k através de (4.29), a qual é variante no tempo, um número alto de multiplicações é necessário (até mesmo quando D_t e G_t só precisam ser calculados uma vez por iteração). Uma vez que esta é uma solução geralmente não plausível, este trabalho propõe uma linearização no ponto de operação (frequência nominal) usando o primeiro elemento de uma série de Taylor (neste caso ω_k é constante e igual aos valores nominais de projeto). Considerando a notação $X_{r,k}[n+1] = A_t X_{r,k}[n] + B_t U_r[n]$ e $Y_{r,k}[n] = E_t X_{r,k}[n] + F_t U_r[n]$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} x_{qr}[n+1] \\ x_{dr}[n+1] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 - 2\omega_k D_t & 2G_t \omega_k D_t \\ 2G_t \omega_k D_t & 2G_t^2 D_t - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{qr}[n] \\ x_{dr}[n] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2G_t k \omega_k^2 D_t \\ 2G_t^2 k \omega_k D_t \end{bmatrix} u_r[n] \\
 \begin{bmatrix} y_{qr}[n] \\ y_{dr}[n] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (G_t + k\omega_k) D_t & \omega_k D_t \\ \omega_k D_t & G_t D_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{qr}[n] \\ x_{dr}[n] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k\omega_k^2 D_t \\ G_t k \omega_k \end{bmatrix} u_r[n]
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

para (4.29), a aproximação é dada por

$$\begin{aligned}
 X_{r,k}[n+1] &= (A_t + A_{t1} \Delta\omega_k) X_{r,k}[n] + (B_t + B_{t1} \Delta\omega_k) U_r[n] \\
 Y_{r,k}[n] &= (E_t + E_{t1} \Delta\omega_k) X_{r,k}[n] + (F_t + F_{t1} \Delta\omega_k) U_r[n]
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

onde

$$A_{t1} = \frac{dA_t}{d\omega_k} = \begin{bmatrix} 2G_t \omega_k (2G_t + k\omega_k) D_t^2 & 2G_t (G_t^2 - \omega_k^2) D_t^2 \\ 2G_t (G_t^2 - \omega_k^2) D_t^2 & 2G_t^2 (2\omega_k + G_t k) D_t^2 \end{bmatrix} \tag{4.31}$$

$$B_{t1} = \frac{dB_t}{d\omega_k} = \begin{bmatrix} 2G_t^2 k \omega_k (2G_t + k\omega_k) D_t^2 \\ 2G_t^2 k (G_t^2 - \omega_k^2) D_t^2 \end{bmatrix} \tag{4.32}$$

$$E_{t1} = \frac{dE_t}{d\omega_k} = \begin{bmatrix} -\omega_k (2G_t + k\omega_k) D_t^2 & (G_t^2 \omega_k^2) D_t^2 \\ (\omega_k^2 - G_t^2) D_t^2 & -G_t (2\omega_k + G_t k) D_t^2 \end{bmatrix} \tag{4.33}$$

$$F_{t1} = \frac{dF_t}{d\omega_k} = \begin{bmatrix} G_t k \omega_k (2G_t + k\omega_k) D_t^2 \\ G_t k (G_t^2 - \omega_k^2) D_t^2 \end{bmatrix} \tag{4.34}$$

onde $\Delta\omega_k = \omega_k^e - \omega_k$ é variante no tempo (i.e. a diferença entre a frequência projetada ω_k e a estimada ω_k^e pelo sistema de sincronização).

Uma vez que G_t é geralmente alto, e k , baixo, E_{t1} e F_{t1} são desprezíveis. Ainda, se o sistema não é sobre-amostrado, o que deve ser evitado uma vez que resulta em um condicionamento numérico ruim (implica que G_t não é maior que ω_k), a direção de $B_t + B_{t1} \Delta\omega_k$ é aproximadamente constante, e B_{t1} apresenta baixo impacto no ganho geral. Portanto, para simplificação da realização digital, uma aproximação aceitável de (4.30) é dada por

$$\begin{aligned}
 X_{r,k}[n+1] &= (A_t + A_{t1} \Delta\omega_k) X_{r,k}[n] + B_t U_r[n] \\
 Y_{r,k}[n] &= E_t X_{r,k}[n] + F_t U_r[n]
 \end{aligned} \tag{4.35}$$

As figura 4.11 e 4.12 apresentam os resultados de ganho e fase para a realização discreta proposta (4.35) com $f_s = 10kHz$ (na figura 4.11, y_{rq} e $y_{r,q}$ geram superfícies similares e próximas). Para uma frequência suficientemente alta de discretização, há baixa distorção na fase e no ganho do SOGI adaptado (é considerado que o desvio de frequência não irá geralmente exceder 5%). A figura 4.13 apresenta a resposta em frequência para variações discretas da frequência de sintonia obtida pelo método de adaptação proposto (uma vez que os resultados numéricos são similares para y_{rq} e $y_{r,q}$, somente uma das saídas é apresentada).

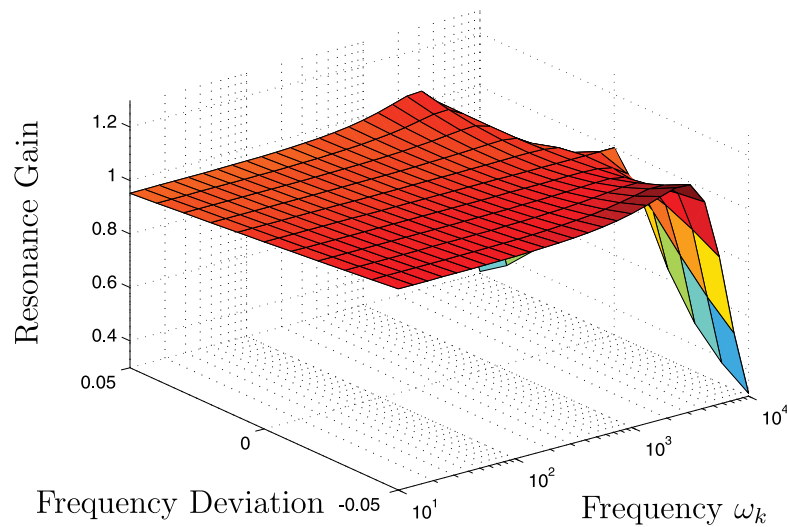


Figura 4.11: Ganho ressonante para o desvio de frequência $\Delta\omega_k/\omega_k$, usando a aproximação adaptativa (4.35).

A malha de múltiplos quase-ressonantes é obtida por combinações paralelas da realização digital proposta sintonizadas em cada frequência harmônica desejada ω_k . Para um conjunto de m compensadores harmônicos, a malha é dada por

$$RC(s) = K_p + \sum_{k=1,2,3\dots} K_{r,k} Y_{r,k} \quad (4.36)$$

onde $K_{r,k} \in \mathfrak{R}^{2 \times 1}$ é um vetor de ganhos, e $K_p \in \mathfrak{R}$ é um ganho proporcional, e cada par $K_{r,k} Y_{r,k}$ emprega a realização digital quase-ressonante (4.21) (na equação (4.36) $Y_{r,k}$ é a saída de (4.21), que emprega a realização (4.35) em tempo discreto). Para o caso onde se deseja compensar somente a 5^o e 7^o harmônica (o que é comum para a presente topologia a três fios), $m = 2$, com $\omega_1 = 5\omega_g$ e $\omega_2 = 7\omega_g$, resultando em $RC(s) = K_p + K_{r,1} Y_{r,1} + K_{r,2} Y_{r,2}$, que usa a realização (4.30) ou (4.35) com o respectivo ω_k .

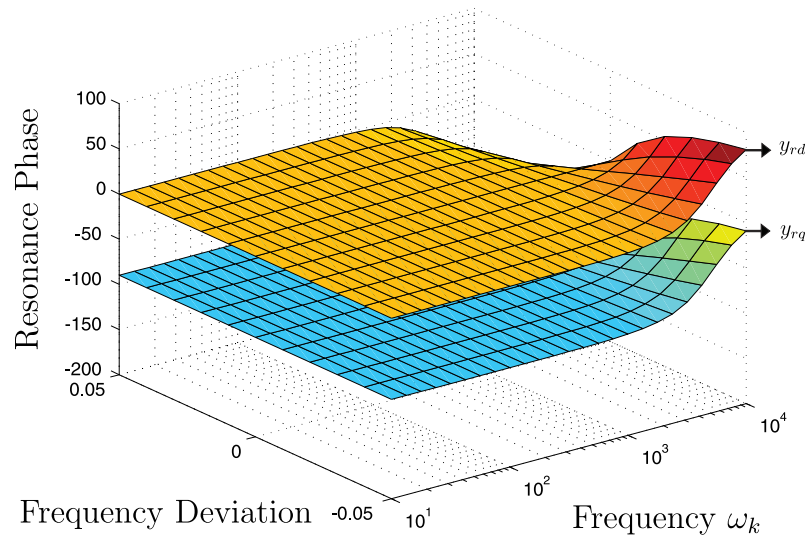


Figura 4.12: Fase ressonante para o desvio de frequência $\Delta\omega_k/\omega_k$, usando a aproximação adaptativa(4.35).

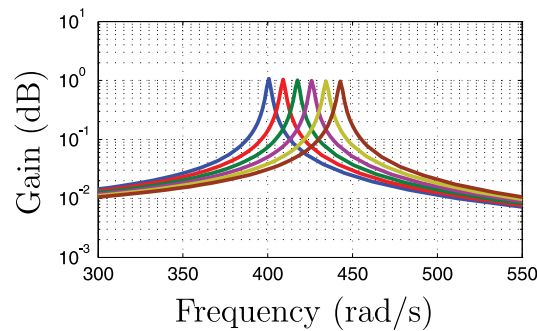


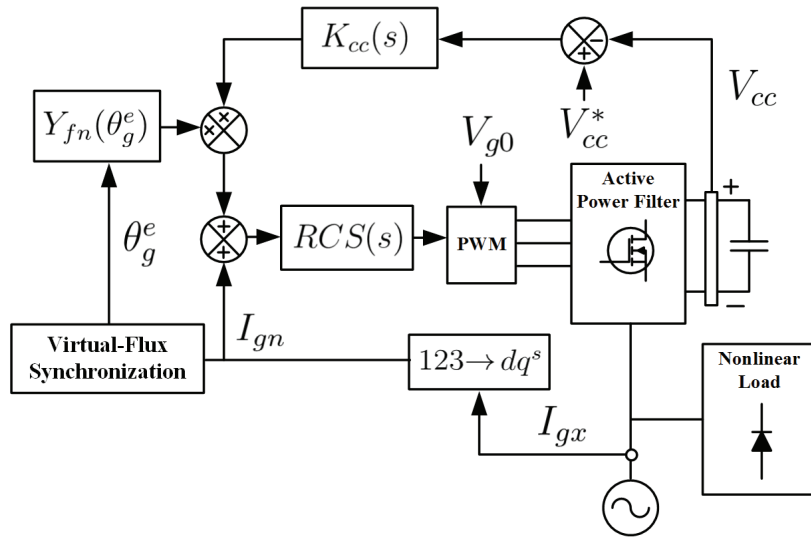
Figura 4.13: Resposta em frequência do ganho para a aproximação adaptativa proposta.

A figura 4.14 apresenta o controle de corrente completo, onde dq^s é o sistema de coordenadas dq estacionário, e $K_{cc}(s)$ é um controlador PI na malha de regulação de tensão do barramento CC. O controle de fluxo de energia emprega um compensador ressonante onde $\omega_k = \omega_g$, portanto

$$RC_0(s) = K_{r,g}Y_{r,g} \quad (4.37)$$

onde $\omega_0 = \omega_g$.

A realização (4.21) apresenta uma solução onde o avanço de fase pode ser obtido empregando combinações das saídas diretas e em quadratura. Para um avanço de fase ϕ' , o compensador quase-ressonante é dado por $K_{r,k}T'Y_{r,k}$, onde $T' \in \mathfrak{R}^{2 \times 2}$ é a matriz de trans-


 Figura 4.14: Topologia do controle *sensorless* proposta para filtros ativos paralelos.

formação dada por

$$T' = \begin{bmatrix} \cos(\phi') & -\sin(\phi') \\ \sin(\phi') & \cos(\phi') \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Embora o atraso na componente fundamental seja desprezível na maioria dos casos, a matriz de transformação $T'(\phi')$ pode ser aplicada à $RC_0(s)$, resultando em $RC_0(s) = K_{r,0}T'(\phi')Y_{r,0}$. A realização resultante permanece apresentando simplicidade comparável com a estrutura de duplo integrador apresentado em (Yepes et al., 2011b), mas com capacidade intrínseca de compensação dos atrasos. Procedimentos similares de sintonia aos apresentados em Ketzer e Jacobina (2015a) e Yepes et al. (2011a) podem ser aplicados no compensador quase-ressonante múltiplo empregando o modelo linear (4.7). O sinal de modulação das correntes de referência da rede é obtido através do esquema de sincronização na Fig. 4.3, e é dado por

$$[\cos(\theta_g^e); \sin(\theta_g^e)]^T = Y_{fn}(\theta_g^e) \quad (4.39)$$

onde $\cos(\theta_g^e)$ é a componente em quadratura, e $\sin(\theta_g^e)$, a direta. A função $RCS(s)$ é um sistema de duas entradas e duas saídas aplicado no sistema de referências estacionárias, dado por

$$\begin{bmatrix} v_{gq} \\ v_{gd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} RC_0(s) + RC(s) & 0 \\ 0 & RC_0(s) + RC(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{rq} \\ u_{rd} \end{bmatrix} \equiv RCS(s)U_{rn} \quad (4.40)$$

onde $U_{rn} = Y_{fn}(\theta_g^e)I_{gd}^* + I_{gn}$, e I_{gd}^* é a saída do controlador do barramento CC $K_{cc}(s)$. A

função $RCS(s)$ é obtida usando as definições (4.36) e (4.37), que usa (4.30) (ou (4.35)), que para a discretização de Tustin com a realização proposta, emprega (4.29).

4.4 Controle do Barramento CC

O modelo dinâmico do fluxo de energia pode ser obtido empregando a aproximação apresentada em (Ketzer e Jacobina, 2015a; Ketzer e Jacobina, 2014b), considerando a representação do sistema trifásico usando a transformação $123 - dq$ (Jacobina et al., 2001a). Usando um sistemas de coordenadas dq síncronas à frequências da rede, um modelo não linear do balanço de potência é obtido, o qual pode ser linearizado para um ponto de operação. As correntes da rede são dadas por $\mathbf{i}_{\mathbf{g}}(t) = \mathbf{i}_{\mathbf{g}}^s(t)e^{-j(\omega_g t + \phi)} = i_{gd}(t) + j i_{gq}(t)$, e as tensões, $\mathbf{e}_{\mathbf{g}}(t) = \mathbf{e}_{\mathbf{g}}^s(t)e^{-j(\omega_g t + \theta)} = e_{gd}(t)$, onde ϕ e θ são os ângulos das correntes e tensões da rede. O índice s indica que a variável está em um sistema de coordenadas estacionárias. Para uma operação estacionária senoidal e em equilíbrio, $\mathbf{i}_{\mathbf{g}}(t)$ e $\mathbf{e}_{\mathbf{g}}(t)$ serão sinais constantes (i.e., $\mathbf{i}_{\mathbf{g}}(t)$ e $\mathbf{e}_{\mathbf{g}}(t)$ são as magnitudes dos vetores de sequência positiva síncronos à ω_g). A potência instantânea em um sistema síncrono à tensão de rede ($\theta = 0$) é dada por

$$p(t) = \frac{3}{2}(e_{gd}^s(t)i_{gd}^s(t) + e_{gq}^s(t)i_{gq}^s(t)) = \frac{3}{2}(e_{gd}(t)i_{gd}(t)) \quad (4.41)$$

A equação de potência instantânea considerando a Fig. 4.1, e um fator de potência unitário ($\phi = 0$), é dada por (4.42), onde $v_{cc}(t)$ é a tensão de barramento CC, $p_{ca}(t)$ é a potência da carga CA, e R_l é uma resistência equivalente paralela no barramento CC. Esta resistência, além de existir fisicamente por razões de proteção, aqui agrega as perdas do conversor. Se a proposição de fator de potência não é considerada, $i_{gq}(t)$ gera energia reativa, assim como perdas adicionais nas impedâncias do circuito.

$$\begin{aligned} & \frac{3}{2} \left(e_{gd}(t)i_{gd}(t) - R_g i_{gd}(t)^2 - \frac{d}{dt} \left(\frac{L_g i_{gd}(t)^2}{2} \right) \right) \\ & - \frac{3}{2} \left(R_f (i_{fd}(t)^2 + i_{fq}(t)^2) + \frac{d}{dt} \left(\frac{L_f (i_{fd}(t)^2 + i_{fq}(t)^2)}{2} \right) \right) \\ & - p_{ca}(t) = \frac{d}{dt} \left(\frac{C v_{cc}(t)^2}{2} \right) + \frac{v_{cc}(t)^2}{R_l} \end{aligned} \quad (4.42)$$

O modelo de pequenos sinais é obtido através da perturbação das variáveis $i_{gd}(t) = I_{gd0} + \Delta i_{gd}(t)$ e $v_{cc}(t) = V_{cc0} + \Delta v_{cc}(t)$, onde as variáveis maiúsculas com subíndice 0 são

constantes, e os sinais com Δ são as perturbações no ponto de operação (Ketzer e Jacobina, 2015a). Uma vez que $\mathbf{i}_g(t) = \mathbf{i}_f(t) + \mathbf{i}_l(t)$,

$$\mathbf{i}_f(t) = (I_{gd0} - I_{ld0} + \Delta i_{gd}(t)) + jI_{fq0} \quad (4.43)$$

onde $I_{fq0} = -I_{lq0}$. Substituindo as variáveis perturbadas em (4.42), com $e_{gd}(t) = E_{gd}$ e $p_{ca}(t) = P_{ca}$ constantes, o modelo linearizado é dado por

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta I_{gd}(s)} = \frac{1 - \frac{\frac{3}{2}L_{gf}I_{gd0}}{\frac{3}{2}E_{gd} - 3R_{gf}I_{gd0}}s}{s\frac{R_l C}{2} + 1} \frac{\frac{3}{2}E_{gd} - 3R_{gf}I_{gd0}}{\frac{2V_{cc0}}{R_l}} \quad (4.44)$$

O sistema linearizado (4.44) é de fase não-mínima com um zero no semi-plano complexo direito. Entretanto, os polos apresentam comportamento dominante uma vez que a dinâmica RC do barramento CC é mais lenta que a dinâmica RL da rede CA. Logo, um modelo simplificado é dado por

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta I_{gd}(s)} = \frac{k_{dc}}{s\frac{R_l C}{2} + 1} \quad (4.45)$$

onde

$$k_{dc} = \frac{\frac{3}{2}E_{gd} - 3R_{gf}I_{gd0}}{\frac{2V_{cc0}}{R_l}} \quad (4.46)$$

é o ganho da planta e $t_{dc} = RC/2$ é a constante de tempo do barramento CC. Diversas técnicas de controle PI podem ser empregadas usando (4.46) no projeto.

Além da eliminação dos sensores de tensão CA, esse trabalho propõe um método para controle do barramento CC sem sensores de tensão, resultando em uma estratégia de controle completa sem qualquer sensor de tensão. A equação (4.6) pode ser reescrita no sistema de coordenadas síncronas proposto, resultando na equação de tensão dada por

$$\mathbf{i}_g(t)(L_g p + R_g) + j\omega_g L_g \mathbf{i}_g(t) + \mathbf{i}_f(t)(L_f p + R_f) + j\omega_g L_f \mathbf{i}_f(t) + \mathbf{m}(t)v_{cc}(t) = e_{gd}(t) \quad (4.47)$$

onde $\mathbf{m}(t) = m_d(t) + jm_q(t)$ é o sinal de modulação. Os acoplamentos $\omega_g L_g$ e $\omega_f L_f$ são geralmente pequenos e podem ser desprezados. O sistema (4.47) pode ser filtrado pelo SOGI-QSG filtro, eliminando componentes harmônicas. Para isto, é considerada a função SOGI-QSG

$$SQ(s(t)) = \int_0^t \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{k\omega_g s}{s^2 + k\omega_g s + \omega_g^2} \right\} \Big|_{t \rightarrow \tau} s(t - \tau) d\tau \quad (4.48)$$

onde $s(t)$ é um sinal arbitrário. O sinal filtrado pode ser aproximado como

$$SQ(s(t)) \approx s_o(t)e^{j(\omega_g t + \theta_s)} \quad (4.49)$$

onde $s_o(t)$ é um ganho quase-estático (o sinal original $s(t)$ é filtrado pela dinâmica do (4.27), cuja constante de tempo é dado por $\tau_r = k\omega_k/2$), θ_s é a ângulo de saída, e o subíndice o indica a variável filtrada. De forma equivalente, para sinais complexos,

$$\mathbf{s}_o(t) \approx \left(\int_0^t \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{\tau_r s + 1} \right\} \Big|_{t \rightarrow \tau} \mathbf{s}^s(t - \tau) d\tau \right) e^{-j(\omega_g t + \theta_s)} \quad (4.50)$$

O modelo simplificado de (4.47), com os sinais filtrados, é dado por

$$\begin{aligned} SQ(\mathbf{i}_g^s(t))(L_g p + R_g) + SQ(\mathbf{i}_f^s(t))(L_f p + R_f) + \\ SQ(\mathbf{m}^s(t)v_{cc}(t)) = SQ(e_g(t)) \end{aligned} \quad (4.51)$$

Se a eficiência do filtro ativo é razoável (aplicações típicas onde a ordem de grandeza da componente fundamental é tal que $\mathbf{i}_f(t) \ll \mathbf{i}_l(t)$), $SQ(\mathbf{i}_f^s(t))$ pode ser desprezado (contém somente componentes harmônicas). Considerando que $v_{cc}(t)$ tem uma dinâmica lenta, $SQ(\mathbf{m}^s(t)v_{cc}(t)) \approx SQ(\mathbf{m}^s(t))v_{cc}(t)$. Para uma tensão nominal $e_g(t)$, $SQ(e_g(t)) \approx E_{gd}e^{j\omega_g}$, em que E_{gd} é a tensão nominal de pico. Ainda, se o acoplamento em (4.47) não puder ser desprezado por sua magnitude, o alto fator de potência garante $i_{gq,o} \approx 0$.

Dois estimadores são obtidos no sistema de coordenadas síncronas para os sinais restantes utilizando as equações de tensão de eixo direto e quadratura. Para o eixo direto, o estimador resultante é dado por

$$v_{cc}^e(t) = \frac{E_{gd} - i_{gd,o}(t)R_g}{m_{d,o}(t)} \approx \frac{E_{gd}}{m_{d,o}(t)} \quad (4.52)$$

onde E_{gd} é a tensão nominal da rede, e $v_{cc}^e(t)$ é a tensão CC estimada (deve substituir a medição de v_{cc} na figura 4.14). Uma equação similar pode ser obtida para o eixo em quadratura, mas como $E_{gq} = 0$, isto resulta em um estimador ruim (alta sensibilidade às impedâncias do circuito).

A equação em eixo direto de tensão também é sensível aos valores de impedância da rede, mas uma vez que a incerteza de E_{gd} é geralmente maior que a queda de tensão, esta impedância geralmente não apresenta um alto impacto no erro de estimação. Entretanto, se for o caso, a solução intermediária em (4.52) pode ser usada, ou (4.51), para a derivação dos termos adicionais desprezados no estimador. Aqui é notado que se o acoplamento em (4.47) não pode ser desprezado por sua magnitude, a operação com alto fator de potência faz $i_{gq,o}$ próxima a zero, logo o estimador derivado usando a equação de eixo direto em (4.52) é ainda aceitável.

A malha de controle CC *sensorless* é apresentada na figura 4.15. A função SQ agrega uma dinâmica na malha de realimentação, a qual pode ser aproximada como $1/(s/\tau_r + 1)$. Se τ_r é projetado tal que $\tau_r \gg 2/(R_l C)$, a planta controlada pode ser aproximada por (4.45). A implementação de SQ emprega o filtro adaptativo proposto (4.30) ou (4.35), onde ω_k é obtido através do esquema de sincronização na figura Fig. 4.2. A estratégia completa com um ponto de medição é apresentado na Fig. 4.16.

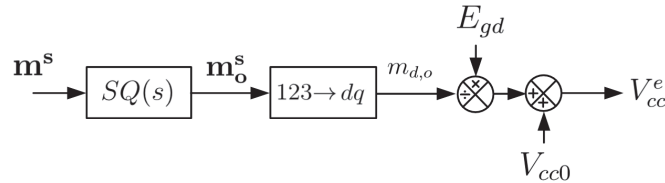


Figura 4.15: Estimador de tensão do barramento CC.

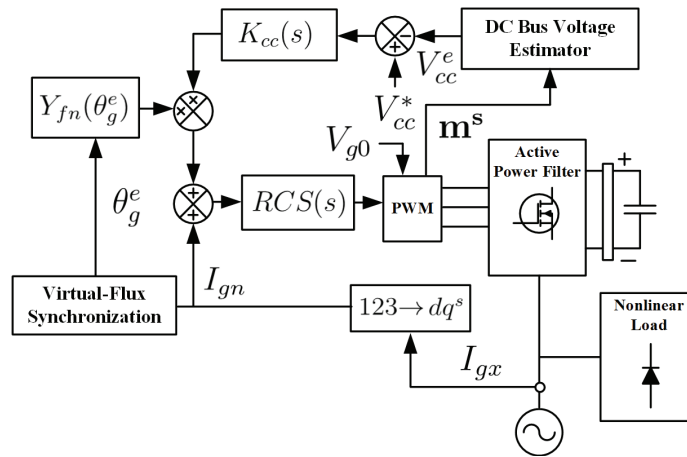


Figura 4.16: Topologia do controlador proposto para filtros ativos de potência paralelos com um ponto de medição (correntes de rede).

O estimador (4.52) é obtido considerando que $SQ(\mathbf{i}_f^e(t))$ pode ser desprezado. O erro deste estimador é maior quando o filtro compensa energia reativa, e as impedâncias de filtro de rede são altas. Se as impedâncias são baixas, (4.52) apresenta boa precisão mesmo com cargas de baixo fator de potência. A figura 4.17 apresenta o erro de estimação do estimador de tensão CC (desvio de tensão da referência) usando o estimador proposto (lado direito de (4.52)). Uma vez que a superfície pode ser compensada para um ponto específico de operação, o estimador (4.52) é reescrito como

$$v_{cc}^e(t) = \frac{E_{gd}}{m_{d,o}(t)} + V_{cc0} \tag{4.53}$$

onde V_{cc}^0 é um *offset* constante. Uma estimação de V_{cc}^0 pode ser obtida empregando a equação de circuito (4.2) em um sistema de coordenadas síncronas, o ângulo de estimação em (4.12),

e as equações de potência de carga ativa e reativa como função das tensões. Portanto, para uma dada potência de carga e tensão de rede, podem ser definidas as tensões do filtro, assim como as correntes de carga e rede. Uma possível estimativa considera o sistema de equações dado por

$$\left\{ \begin{array}{l} -P_{cad} + E_{gd}I_{ld} + 2\pi L_g(I_{gd}I_{lq} + I_{gq}I_{ld}) = 0 \\ -P_{caq} + E_{gd}I_{lq} - 2\pi L_g(I_{gd}I_{ld} + I_{gq}I_{lq}) = 0 \\ -E_{gd} + V_{gd} - (2\pi(L_f + L_g)I_{gq} - 2\pi L_f I_{lq}) = 0 \\ 0 + V_{gq} + (2\pi(L_f + L_g)I_{gd} - 2\pi L_f I_{ld}) = 0 \\ 2\pi L_g(I_{gd}^2 + I_{gq}^2) - I_{gq}V_{gd} + I_{gd}V_{gq} = 0 \end{array} \right. \quad (4.54)$$

onde, para uma dada potência de carga, as equações 1 e 2 são empregadas para determinar a corrente de carga a partir das potências (P_{cad} e P_{caq} são as potências ativas e reativas da carga, respectivamente), as equações 3 e 4 solucionam os estados do circuito, e a equação 5 soluciona o algoritmo de sincronização proposto. Para uma carga nominal, a tensão de barramento CC real V_{cc} é dada por $V_{gd}/M_{d,o}$. A constante de offset pode ser então calculada como

$$V_{cc0} = V_{cc} \frac{E_{gd} - V_{gd}}{V_{gd}} \quad (4.55)$$

A figura 4.18 apresenta o erro de estimativa para variações de carga nas vizinhanças da carga nominal (neste caso, a carga nominal tem potência de $0.75VA$ e um fator de potência de 0.8). A incerteza de tensão no barramento CC abaixo de 5% é aceitável para aplicações típicas do filtro ativo.

4.5 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais são obtidos com um protótipo de 1kVA desenvolvido em laboratório, com os parâmetros apresentados na tabela 4.2. Detalhes do protótipo são apresentados no anexo I. A frequência de chaveamento, amostragem e controle é 10kHz. A carga não linear é um retificador trifásico a diodos, de seis pulsos, com carga RL no barramento CC.

O retificador de 6 pulsos apresenta um perfil harmônico bem conhecido (Ketzer e Jaco-

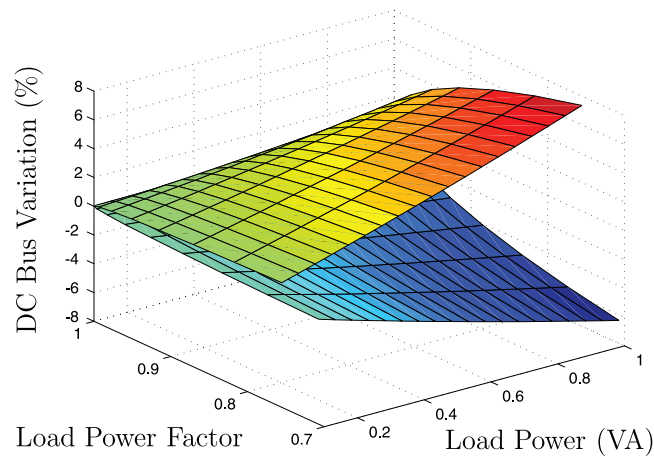


Figura 4.17: Erro de estimação do barramento CC para variações de carga ($2\pi\omega_g L_g = 5\%$ e $2\pi\omega_g L_f = 10\%$).

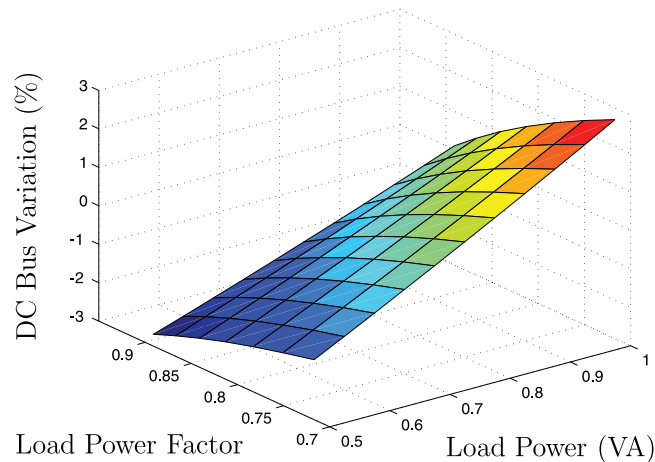


Figura 4.18: Erro de estimação para variações de carga com compensação do ponto de operação ($2\pi\omega_g L_g = 5\%$ e $2\pi\omega_g L_f = 10\%$).

bina, 2015a), o qual segue a série

$$i_{harm}[n] = 3n - \frac{3 - (-1)^n}{2} \quad (4.56)$$

com ordem decrescente de magnitude. Com esta visão, compensadores quase-ressonantes são sintonizados nas harmônicas de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordem, com $k = 0.006$.

A figura 4.19 apresenta a resposta em frequência do compensador sintonizado na 5^o harmônica. Este tem abaixo de 20% de variação do ganho para um desvio de frequência de 0.15Hz, e para desvios maiores que 0.6Hz, o ganho é significativamente reduzido. Esta análise sugere que o erro na malha de sincronização deve ser na ordem de 0.1Hz para não alterar o

Tabela 4.2: Parâmetros do circuito de potência do filtro ativo trifásico.

Potência de Carga	0.7kW
Potência de Segunda Carga(Transitorios)	0.35kW
Tensão de Linha	127V <i>RMS</i>
Tensão do Barramento CC	350V <i>RMS</i>
Corrente de Linha (compensada)	3.2A <i>RMS</i>
Indutor de Linha(L_g)	1mH (1.5%)
Indutor de Filtro(L_f)	6mH (9%)
Capacitor de Barramento CC (C)	2.2 <i>mF</i>

ganho projetado. Estes requisitos podem ser relaxados em custo de seletividade. A figura 4.20 apresenta a atenuação nas harmônicas vizinhas. Para uma melhor atenuação, k precisa ser grande. Portanto, existe um compromisso entre seletividade e o perfil de atenuação. Esta é uma vantagem dos compensadores quase-ressonantes, uma vez que os ressonantes clássicos requerem $k = 0$, e nenhuma sintonia pode ser realizada neste sentido.

A Fig. 4.21 apresenta os resultados estimados da distorção harmônica total como função do desvio de frequência (em relação ao valor nominal). Como esperado de (4.35), a solução adaptativa apresenta um THD constante para uma faixa aceitável de desvio de frequência, enquanto que a solução não adaptativa perde significativamente sua capacidade de compensação a medida que a frequência diverge da nominal.

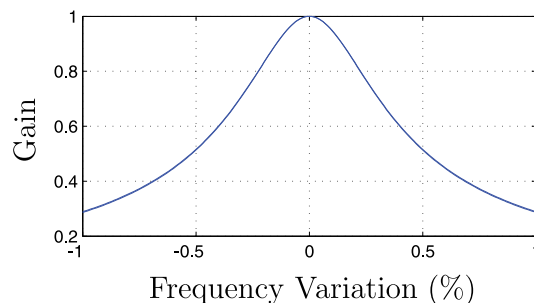


Figura 4.19: Ganho do compensador quase-ressonante sintonizado na 5ª harmônica.

As correntes trifásicas da carga não-linear são apresentadas na figura 4.22, e a figura

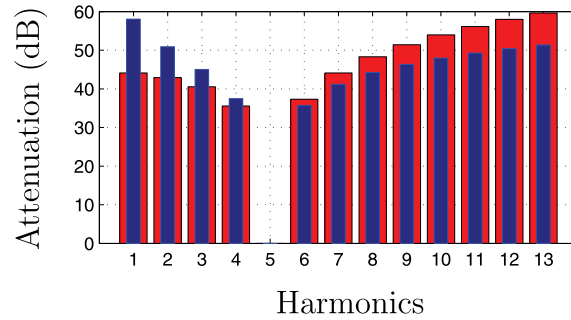


Figura 4.20: Atenuação do compensador quase-ressonante sintonização na 5^a harmônica. Vermelho y_{dr} , azul y_{qr} .

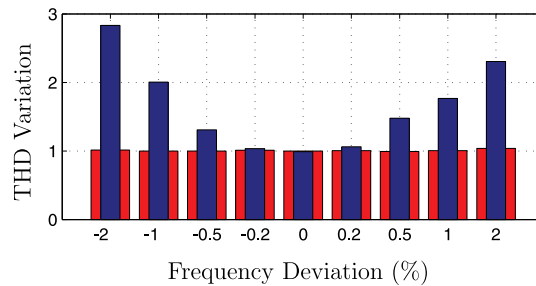


Figura 4.21: Variação de THD normalizada (dado por THD/THD_n), onde THD_n é a distorção harmônica total nominal para o sistema especificado na tabela 4.2. Vermelho emprega o esquema quase-ressonante adaptativo em frequência proposto, azul é a solução sem a adaptação.

4.23 apresenta as correntes na rede com a operação *sensorless* do filtro ativo, empregando o sensor de tensão CC. O THD da corrente de carga é 33%, e as correntes compensadas, 9.8%. As tensões e correntes por fase são apresentadas na figura 4.24. As figuras 4.25 e 4.26 apresentam a análise harmônica das tensões de rede e corrente na carga, e a figura 4.27 apresenta a análise harmônica das correntes da rede. Os resultados mostram que a 5^a harmônica é reduzida de 27% para quase 1%, e as restantes são reduzidas para menos que 1%.

A figura 4.28 apresenta os resultados experimentais para o esquema *sensorless* completo dentro do mesmo cenário (com a ausência dos sensores de tensão no barramento CC). Resultados harmônicos similares foram obtidos com e sem o sensor, concluindo que a estratégia de controle *sensorless* do barramento CC apresenta pouco impacto na malha de corrente interna.

Os resultados de transitórios para as estratégias com e sem os sensores de tensão no barramento CC são apresentados na figura 4.29 e 4.30, respectivamente. Nestes cenários, a

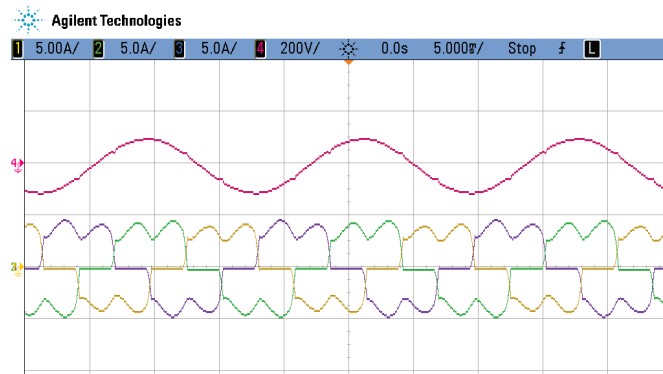


Figura 4.22: Correntes trifásica do retificador à seis pulsos, carga não-linear a ser compensada. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes na rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

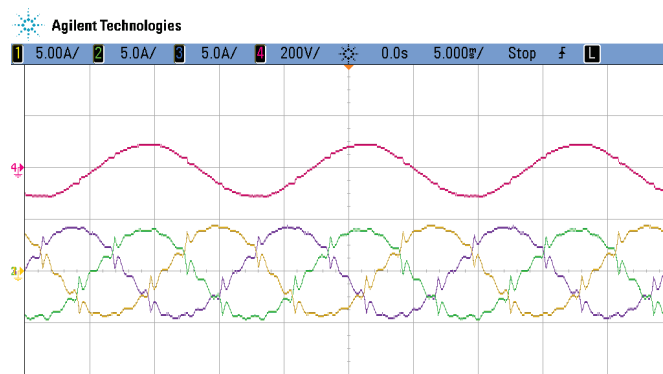


Figura 4.23: Correntes da rede com o filtro ativo protótipo com o controle *sensorless* proposto, incluindo os sensores de tensão CC. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

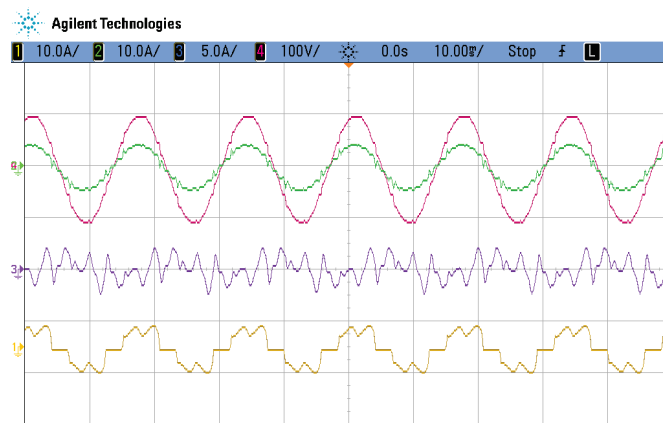


Figura 4.24: Tensões e corrente de uma fase do circuito com o controle *sensorless* proposto incluindo sensores de tensão no barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo e a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão).

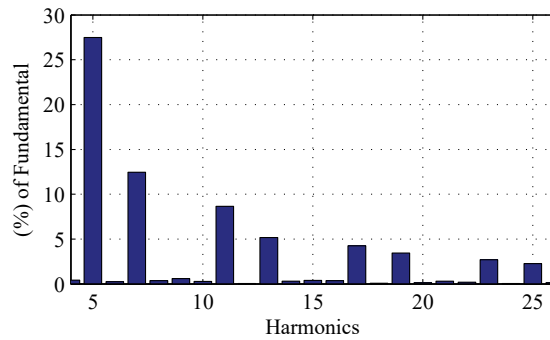


Figura 4.25: Análise harmônica de corrente da carga não-linear. O THD é 33%.

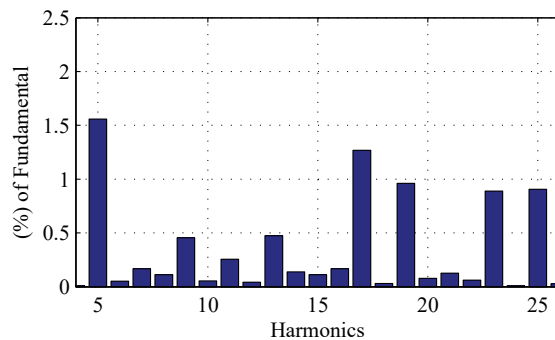


Figura 4.26: Análise harmônica das tensões da rede. O THD é 3%.

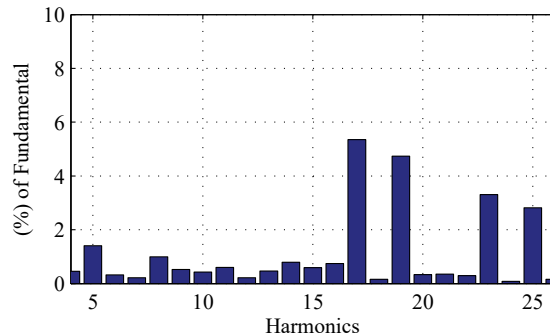


Figura 4.27: Análise harmônica das correntes da rede. O THD é 9.8%.

variação de carga é próxima a 50%. Em ambos os esquemas, a variação máxima de tensão é próxima a 3%. O erro estático (que foi analiticamente apresentado na Fig. 4.18) é da ordem de 0.5%.

4.6 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma estratégia de controle *sensorless* para filtros ativos de potência, com ausência de sensores de tensão. O esquema de sincronização foi desenvolvido

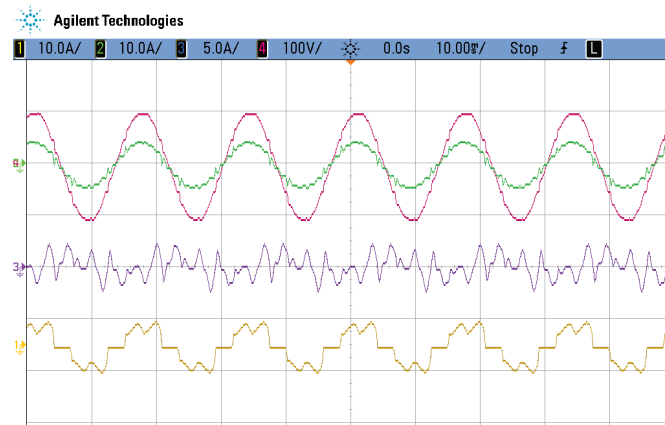


Figura 4.28: Tensões e correntes de uma fase do circuito com o controle *sensorless* completo. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente do filtro ativo i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão de rede (100V/Divisão).

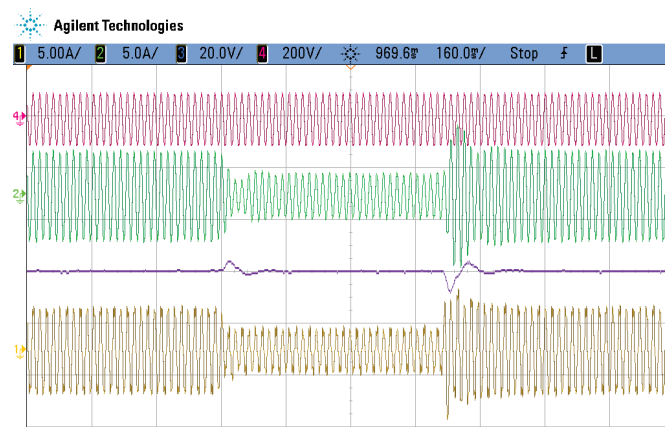


Figura 4.29: Análise transitória para o controle *sensorless* proposto incluindo os sensores de barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (5A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (5A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

empregando o conceito de fluxo virtual através da realização de um AF-PLL. A malha de controle de corrente permite mitigação seletiva usando compensadores quase-ressonantes. Uma análise de discretização foi realizada, resultando em uma proposta para uma realização computacionalmente eficiente empregando a discretização de Tustin com *prewarping* em uma forma de espaço de estados.

Uma estratégia de adaptação em frequência baseada em uma aproximação da série de Taylor permite alcançar equações simplificadas, que empregam informação do PLL na malha de sincronização. Os esquemas de múltiplos compensadores quase-ressonantes apresenta capacidade de rastreamento de uma frequência de rede desconhecida, reduzindo sua sensi-

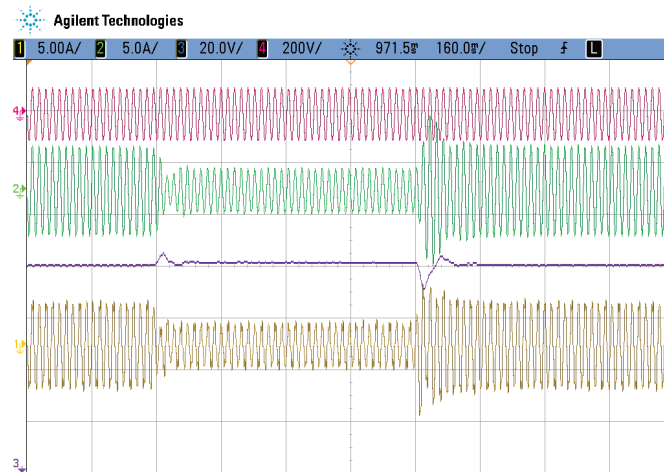


Figura 4.30: Análise transitória para o controle *sensorless* sem sensores do barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (5A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (5A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

bilidade a esta variável. Também foi proposto um controle do barramento CC sem sensores de tensão, resultando em um esquema de controle total sem nenhum sensor de tensão. Para a estratégia proposta, foram realizadas análises de sensibilidade paramétrica em relação à carga, demonstrando a viabilidade desta na aplicação presente.

Resultados experimentais foram apresentados através de um protótipo de 1kVA. Foram realizadas análises em regime estacionário e transitório usando um retificador de 6 pulsos como carga não linear. Nos experimentos, as quatro maiores harmônicas de distúrbio de carga foram seletivamente compensadas. Foi verificada uma operação estável e satisfatória do filtro ativo para os cenários com e sem sensores de tensão no barramento CC.

5

Controle de Filtros Ativos Paralelos com Extensão Robusta Adaptativa

Neste capítulo é apresentada uma estratégia de controle empregando a solução desenvolvida no capítulo 3 para o filtro ativo *sensorless* apresentado no capítulo 4. Em um primeiro momento são definidas as funções do esquema adaptativo a partir dos modelos obtidos através das equações de circuito da topologia de filtro paralelo estudada no capítulo 4. Posteriormente, é realizado um estudo de sintonia baseado nas dimensões do protótipo empregado anteriormente, e os resultados da análise numérica e experimentais são apresentados ao final do capítulo.

5.1 Controle H_2/H_∞ com Extensão RMRAC para o Filtro Ativo Paralelo

A solução de controle robusto emprega a utilização de N compensadores quase-ressonantes para compensação seletiva de harmônicos. A representação do sistema aumentado adotado neste trabalho considera o modelo dinâmico em (4.7), a estrutura dos compensadores em (4.21), e a malha de controle para filtros ativos paralelos apresentada de forma geral na Fig. 4.14. A figura 5.1 apresenta o diagrama de cada componente ortogonal para o sistema aumentado empregado no projeto de controle, a qual é dada por

$$\dot{X}_a(t) = A_a(L_{gf}, R_{gf})X_a(t) + B_u(L_{gf})U(t) + B_r(L_{gf})r(t) + B_v(t, R_{gf}, L_{gf}) \quad (5.1)$$

$$Y_a(t) = C_a X_a(t) \quad (5.2)$$

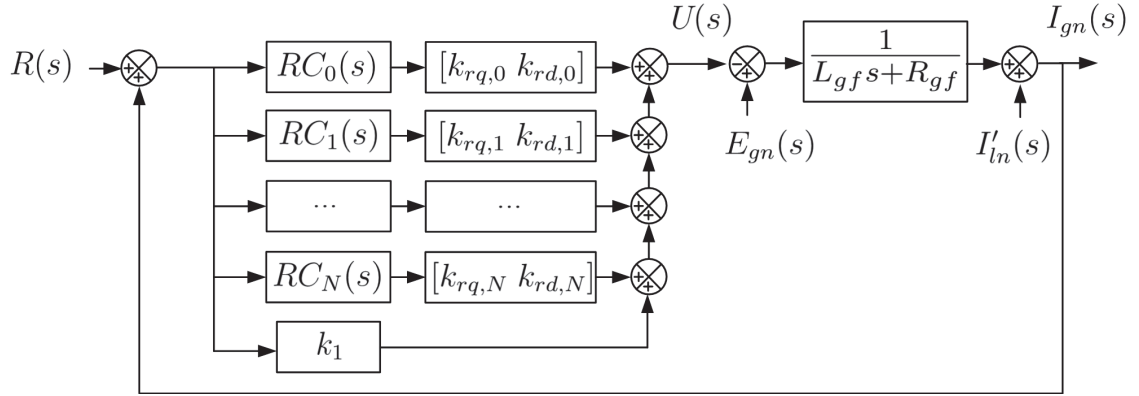


Figura 5.1: Planta do processo e estrutura de controle ressonante.

onde

$$X_a(t) = \begin{bmatrix} i_{gn} \\ X_{r,0} \\ X_{r,1} \\ \dots \\ X_{r,N} \end{bmatrix} \quad A_a(L_{gf}, R_{gf}) = \begin{bmatrix} -\tau_{gf} & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & \dots & 0_{1 \times 2} \\ -B_{r,0} & A_{r,0} & 0_{2 \times 2} & \dots & 0_{2 \times 2} \\ -B_{r,1} & 0_{2 \times 2} & A_{r,1} & \dots & 0_{2 \times 2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -B_{r,N} & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & \dots & A_{r,N} \end{bmatrix}$$

$$B_u(L_{gf}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{gf}} \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \quad B_r(L_{gf}) = \begin{bmatrix} -k_1/L_{gf} \\ B_{r,0} \\ B_{r,1} \\ \dots \\ B_{r,N} \end{bmatrix} \quad B_v(t, R_{gf}, L_{gf}) = \begin{bmatrix} i'_{ln}(s + \tau_{gf}) + e_{gx}/L_{gf} \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$U(t) = \begin{bmatrix} k_1 & k_{rq,0} & k_{rd,0} & k_{rq,1} & k_{rd,1} & \dots & k_{rq,N} & k_{rd,N} \end{bmatrix} X_a(t) = K_c X_a(t) = V_{gn}(t)$$

$$Y(t) = i_{gx} \quad C_a = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \quad X_{r,k}(t) = \begin{bmatrix} x_{q,k} \\ x_{d,k} \end{bmatrix} \quad A_{r,k} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_k \\ -\omega_k & -k\omega_k \end{bmatrix} \quad B_{r,k} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

onde $n = [d^s, q^s]$, $\tau_{gf} = R_{gf}/L_{gf}$, $U(t)$ é o sinal de atuação do controle, e $r(t)$ é o sinal de referência para i_{gn} , $B_v(t)$ é o sinal de distúrbio, $\dot{X}_{r,k}(t) = A_{r,k}X_{r,k}(t)$ são os múltiplos sistemas ressonantes sintonizados em ω_k ($k \in \mathbb{N} : 0 < k < N$), onde N é o número de harmônicas sintonizadas na estratégia de controle. Para o processo em questão, as incertezas são as impedâncias do circuito R_{gf} e L_{gf} . Considerando a descrição anterior, o modelo incerto pode ser representado por um politopo com 4 vértices:

$$A_{a,i}, B_{a,u,i}, B_{v,u,i} \begin{cases} i = 1 : A_a(L_{gf}^{\text{inf}}, R_{gf}^{\text{inf}}), B_u(L_{gf}^{\text{inf}}), B_r(L_{gf}^{\text{inf}}), B_v(t, L_{gf}^{\text{inf}}, R_{gf}^{\text{inf}}) \\ i = 2 : A_a(L_{gf}^{\text{inf}}, R_{gf}^{\text{sup}}), B_u(L_{gf}^{\text{inf}}), B_r(L_{gf}^{\text{inf}}), B_v(t, L_{gf}^{\text{inf}}, R_{gf}^{\text{sup}}) \\ i = 3 : A_a(L_{gf}^{\text{sup}}, R_{gf}^{\text{inf}}), B_u(L_{gf}^{\text{sup}}), B_r(L_{gf}^{\text{sup}}), B_v(t, L_{gf}^{\text{sup}}, R_{gf}^{\text{inf}}) \\ i = 4 : A_a(L_{gf}^{\text{sup}}, R_{gf}^{\text{sup}}), B_u(L_{gf}^{\text{sup}}), B_r(L_{gf}^{\text{sup}}), B_v(t, L_{gf}^{\text{sup}}, R_{gf}^{\text{sup}}) \end{cases} \quad (5.3)$$

onde o índice sup é o valor superior do parâmetro, e inf, o inferior.

As relações entrada-saída para as normas H_2 e H_∞ consideram a entrada de distúrbio $B_v(t)$ e as saídas dadas por $Y_\infty(t) = H_{a,\infty}X_a(t) + B_{a,\infty}U(t)$ e $Y_2(t) = H_{a,2}X_a(t) + B_{a,2}U(t)$. Para determinar os pares $\{H_{a,\infty}, B_{a,\infty}\}$ e $\{H_{a,2}, B_{a,2}\}$, este trabalho emprega os seguintes critérios: minimização da ação do distúrbio $B_v(t)$ na saída I_{gn} , e atenuação da resposta ao impulso de distúrbios na ação quase-ressonante, o que resulta nas seguintes especificações

$$H_{a,\infty} = H_{a,\infty} = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0] \quad B_{a,\infty} = 0 \quad (5.4)$$

$$H_{a,2} = [0 \ h_{2q,0} \ h_{2d,0} \ h_{2q,1} \ h_{2d,1} \ \dots \ h_{2q,N} \ h_{2d,N}] \quad B_{a,2} = b_{a,2} \quad (5.5)$$

onde $h_{2q,k}$, $h_{2d,k}$, $b_{a,2} \in \mathfrak{R}_+$ são constantes que determinam o peso relativo para cada compensador e o peso da ação de controle. Para o caso geral, $h_{2q,k} = h_{2d,k} = 1$ pode ser utilizado. Considerando estas definições, geralmente grandes valores de $\{h_{2q,k}, h_{2d,k}\}$ e pequenos valores da norma H_2 implicam em maiores ganhos para os compensadores ressonantes, enquanto que pequenos valores de H_∞ , implicam em um grande k_1 . Por outro lado, grandes valores de $b_{a,2}$ e pequenos valores da norma H_2 implicam em pequenos ganhos gerais e menor amplitude da ação de controle. Outra interpretação relevante para os pesos considerados emprega os *Lemmas* 1 e 2 do capítulo 3, onde pequenos valores das normas induzidas H_2 e H_∞ significam boa atenuação de sinais estocásticos nos estados dos controladores ressonantes e saída controlada. Isto implica, que para o caso de pequenos valores da norma H_2 com um grande $b_{a,2}$, o sistema apresenta boa imunidade ao ruído de medição.

No projeto dos coeficientes nas funções de síntese do controle, existe um compromisso em atenuar os efeitos de ruídos de medição na malha de controle, obter uma rápida convergência, e atenuar distúrbios de saída mantendo boa seletividade através de um baixo k_1 , o que é ajustado no problema de otimização pelas definições relativas $\{H_{a,2}, B_{a,2}\}$ e a relação α/β em (3.70). A redundância de especificações simplifica a escolha dos valores. A magnitude absoluta do par $\{H_{a,2}, B_{a,2}\}$ em casos releva questões da computação numérica, já que a norma H_2 final é ponderada pela relação α/β .

O projeto dos polos considera a região especificada por LMIs, que neste trabalho considera a interseção de um semiplano à esquerda, delimitado por $\Re(z) > \alpha$ e um elipsoide, delimitado por $(\Re(z)/e_h)^2 + (\Im(z)/e_v)^2 < 1$. Sendo assim o par $\{M, L\}$ para a restrição (3.73) no problema de otimização é dado por

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1/e_h - 1/e_v)/2 \\ 0 & (1/e_h + 1/e_v)/2 & 0 \end{bmatrix} \quad L = \begin{bmatrix} 2e_\alpha & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Considerando que a saída do processo é $I_{gn}(s)$, tem-se da seção 3.2.1 que $e_1(t) = i_{gn}(t) - y_m(t)$. Para a extensão RMRAC, o projeto do modelo de referência considera um sistema com uma entrada livre de distúrbios, tal que as saídas possam ser utilizadas para compensação destes. Como as referências $I_{gn}^*(s)$ são senoidais, isto implica que a saída do modelo de referência deve ser senoidal (neste momento desprezando o efeito da realimentação), ajustando os compensadores quase-ressonantes para cancelar as componentes harmônicas de i_{gn} . Neste trabalho, por definição, é mantido o controlador de fluxo de energia com ganhos fixos, dando preferência ao projeto robusto para as variações do modelo da planta. Sendo assim, a dinâmica dominante da planta é dada pelo polo alocado em (5.1), dado por $z = -(\tau_{gf} + k_1 k_m)$. O modelo da planta adotado no modelo RMRAC é

$$W_p(s) = \frac{k_m}{s + \tau_{gf} + k_1 k_m} \quad (5.7)$$

onde $k_m = 1/L_{gf}$, e o modelo de referência é dado por

$$W_m(s) = \frac{k_m}{s + \tau_m + k_1 k_m} \quad (5.8)$$

onde τ_m é o valor nominal da dinâmica. A lei de controle em (5.1) pode ser escrita como $u(t) = \theta^T(t)\omega(t)$, onde $\theta(t) = \theta_a(t) + K_c$ e $\omega(t) = X_a(t)$.

O projeto da realimentação do modelo de referência em (3.21) considera um ganho proporcional, que permite alocar o polo de $W_{mo}(s)$ que tem impacto na banda passante de $v_e(t)$, e um filtro seletivo para atenuação da componente fundamental, que é dependente do fluxo de energia. O observador é dado então por $W_o(s) = RC_o(s) + g_o$ ($RC_o(s)$ determina $\{A_o, b_o\}$ em (3.21) tal como em (4.21), e h_o tal como em (4.38)), e a função $V_e(s)/V_y(s)$ desprezando a dinâmica de $RC_o(s)$, torna-se

$$\frac{V_e(s)}{V_y(s)} = \frac{s + k_1 k_m + \tau_m}{s + k_o + k_1 k_m + \tau_m} \quad (5.9)$$

onde $k_o = g_o k_m$. Sendo assim, é possível definir a banda de amplificação de interesse pelo ganho relativo das baixas frequências $V_e(j\omega)/V_y(j\omega) = (k_1 k_m + \tau_m)/(k_o + k_1 k_m + \tau_m)$ e altas $V_e(j\omega)/V_y(j\omega) = 1$, onde o incremento de 20db/dec inicia no zero $-(k_1 k_m + \tau_m)$ e termina no polo $-(k_o + k_1 k_m + \tau_m)$. Quanto maior o valor do polo, maior a atenuação para $\omega < k_1 k_m + \tau_m$. A dinâmica de $W_{mo}(s)$ desprezando $RC_o(s)$ é dada por

$$W_{mo}(s) = \frac{k_m}{s + k_o + k_1 k_m + \tau_m} \quad (5.10)$$

O sinal de entrada no modelo de referência não está disponível (proporcional à $E_{gn} - V_{gn}$ em (4.7), onde E_{gn} não é medido). Empregar apenas V_{gn} , sem o compensador $RC_o(s)$ em $W_o(s)$, resulta em uma componente de erro $e_1(t)$ com uma alta componente harmônica fundamental, com comportamento dominante na malha de adaptação em relação aos outros sinais. Como $e_2(t)$ apresenta também a componente fundamental, e é desejado que o termo $\xi(t)\epsilon(t)$ em (3.29) seja pouco sensível à componente fundamental, é estimada uma entrada em função de $RC_o(s)e_2(t)$ tal que a componente fundamental de $e_1(t) + e_2(t)$ seja pequena. Sendo assim, este trabalho propõe que o sinal de entrada $u_m(t)$ em (3.20) seja dado por $U_m(s) = k_o e_1(t) + RC_o(s)\epsilon(t)$. A realimentação de $RC_o(s)\epsilon(t)$ garante que a saída de $e_1(t)$ cancele a de $e_2(t)$, diminuindo o acoplamento das leis adaptativas com o controle de fluxo de energia.

As leis de adaptação na extensão RMRAC empregam a solução do controle robusto como ponto de equilíbrio, tal como apresentado em (3.66). À medida que as componentes harmônicas em $i_{gn}(t)$ aumentam, $\epsilon(t)$ cresce. Seguindo a análise apresentada no capítulo 3, se σ_n é grande, há pouco desvio de K_c obtido na solução do problema H_2/H_∞ . Para a análise de convergência na presença de perturbações harmônicas na corrente $i_{gn}(t)$, sendo a k harmônica (compensada por $RC_k(s)$), $i_{gn,k}$, considera-se (3.64) para sintonia de $\sigma_{n,k}$ e $\gamma_{n,k}$.

A relação fasorial entre os distúrbios em (5.9) é dada por $V_{en,k}^p/V_{yn,k}^p = K_{vn,k}\angle\theta_{vn,k}$, onde o índice p significa a amplitude de pico da componente. A resposta fasorial da k componente em $v_e(t)$ considera $RC_k(s)W_{mo}(s)|_{s \rightarrow j\omega_k} = K_{en,k}\angle\theta_{en,k}$, onde $\theta_{ed^s,k} = \theta_{eq^s,k} + \pi/2$. Obtém-se a convergência do parâmetro $\underline{\theta}_{an,k}$ em

$$\underline{\theta}_{an,k} \approx \frac{-\gamma_{n,k} K_{vn,k} K_{en,k} \cos(\theta_{vn,k} - \theta_{en,k}) (i_{gn,k}^p)^2}{\sigma_{n,k} 2\alpha} = -k_{cn,k} (i_{gn,k}^p)^2 \quad (5.11)$$

se $\xi_{n,k}^T \xi_{n,k} < \alpha$, onde $k_{cn,k}$ é uma constante positiva. Para o caso onde $\xi_{n,k}^T \xi_{n,k} > \alpha$, obtém-se que

$$\underline{\theta}_{an,k} \approx \frac{-\gamma_{n,k,1} K_{vn,k} \cos(\theta_{vn,k} - \theta_{en,k})}{\sigma_{n,k,1} K_{en,k}} \quad (5.12)$$

Sendo assim, os ganhos convergem para valores fixos para altos distúrbios. Como regra, α deve ser projetado maior que os esperados valores de $\xi_{n,k}^T \xi_{n,k}$, de tal forma que o sistema opere normalmente considerando (5.11). A partir de (5.11), é possível obter o pico da ação de controle para a componente k , dado por

$$u_{rn,k}^p \approx (k_{rn,1} (i_{gn,k}^p) + k_{cn,1} (i_{gn,k}^p)^3) \quad (5.13)$$

A partir de (5.13), é verificada que a ação de controle da componente k apresenta uma relação exponencial cúbica com o distúrbio. Desta forma, é obtida maior rejeição de distúrbios em relação aos controladores lineares que obedecem uma relação proporcional. A partir das equações, se o distúrbio for pequeno, a parcela cúbica tem pouca significância, e o controle tem o mesmo desempenho que esquemas lineares. Altos ganhos dos compensadores ressonantes serão obtidos quando há necessidade de uma ação de controle de alta magnitude para a compensação. Um exemplo deste caso é um aumento de impedância do circuito. Neste cenário, se a saída não for eficiente com um controlador linear, a parcela cúbica em (5.13) permite melhorar a mitigação, gerando uma maior tensão de ação de controle. Considerando uma análise do ponto de equilíbrio com a relação cúbica da ação de controle, isto implica em uma variação de distúrbio de saída menor quando comparado à aproximação linear.

Por outro lado, a relação (5.11) não implica que o controlador terá necessariamente altos ganhos quando comparado a uma estratégia linear. Quando o erro for pequeno, $\theta(t) \approx K_c$. Logo, K_c pode ter ganhos pequenos, considerando o conservadorismo da região de incertezas geradas pelas LMIs do controle H_2/H_∞ . Se caso o desempenho for perdido, e $i_{gn,k}^p$ é grande, o esquema adaptativo faz com que a ação de controle $u_{rn,k}^p$ aumente em um primeiro momento

linearmente, e em um segundo momento, de forma cúbica, até o efeito de saturação em (5.13), onde o controlador passa novamente a uma faixa linear de operação.

5.2 Resultados para um Protótipo de 1kVA

Esta seção apresenta a análise numérica do controle H_2/H_∞ com extensão RMRAC para o protótipo empregado na seção 4.5, usando os resultados para um filtro ativo paralelo empregando as soluções com redução do número de sensores apresentadas no capítulo 4.

5.2.1 Parâmetros e Análise Numérica

Para verificação do controle uma simulação computacional foi desenvolvida utilizando as especificações da tabela 5.2. As frequências de amostragem e chaveamento, e detalhes do circuito são os mesmos daquele apresentado no capítulo 4. Os detalhes de controle também são similares, sendo implementado controladores ressonantes para a componente fundamental, 5^a, 7^a, 11^a e 13^a harmônicas. O projeto do controle H_2/H_∞ com extensão RMRAC foi realizado considerando os parâmetros especificados na tabela 5.1. Devido ao emprego da compensação seletiva na 5^a, 7^a, 11^a e 13^a harmônicas, este trabalho, além do coeficiente de THD, emprega o THD_P , que é a distorção harmônica considerando apenas o conjunto das componentes compensadas (5^a, 7^a, 11^a e 13^a).

Na seleção da região de alocação de polos na tabela 5.1 considera-se que foi projetada a região da elipse para incorporar $s = j13\omega_g$, e $s = 3000$ (aproximadamente uma década inferior à frequência de Nyquist a fim de evitar distorções causadas pela discretização do controle). O limite inferior $s = -2$ foi definido tal que a convergência de todos os estados do sistema seja de no mínimo 80% para o intervalo de um segundo, considerando a resposta ao degrau. O ganho proporcional do observador k_o foi projetado para obter aproximadamente 20dB nas frequências próximas à $s = j\omega_g$, a fim de atenuar distúrbios de malha do controle de fluxo de energia. A malha de adaptação foi projetada para uma dinâmica de adaptação com convergência próxima a 5 segundos.

No projeto do controlador, a saída y_2 foi projetada para obter maiores ganhos em RC_0 (maior magnitude do par $\{h_{2q,0}, h_{2d,0}\}$), responsável pelo controle do fluxo de energia, que não

Tabela 5.1: Parâmetros do projeto de controle H_2/H_∞ com extensão RMRAC.

$R_{gf}^{\text{inf}} = 0.5\Omega$	$R_{gf}^{\text{sup}} = 0.8\Omega$	$L_{gf}^{\text{inf}} = 6\text{mH}$	$L_{gf}^{\text{sup}} = 8\text{mH}$	$\alpha/\beta = 0.5$	$e_\alpha = -2$
$e_h = -3000$	$e_v = 5000$	$h_{2d,0} = h_{2q,0} = 10$	$h_{2d,1..N} = h_{2d,1..N} = 1$	$b_{a,2} = 0.01$	$b_{a,\infty} = 0.0$
$\tau_m = \tau_{gf}$	$k_o = 1.2 \cdot 10^3$	$\alpha_m = 1$	$\sigma_{n,k} = 1$	$\gamma_n = 10^4$	$\gamma_{n,k} = 10^8$

é adaptado no projeto (ou $\gamma_{n,0} = 0$). Dessa forma, os ganhos gerados pelos compensadores ressonantes para compensação harmônica são mais conservativos, esperando o desempenho ser recuperado pela extensão RMRAC. A figura 5.2 mostra a resposta em frequência do sistema de controle para a entrada de distúrbio. Na figura observa-se que os compensadores ressonantes sintonizados geram 5 pontos de rejeição no circuito, sendo o maior na frequência da rede. Nota-se ainda que o sistema tem uma característica passa-baixas porque a indutância da rede atua como filtro.

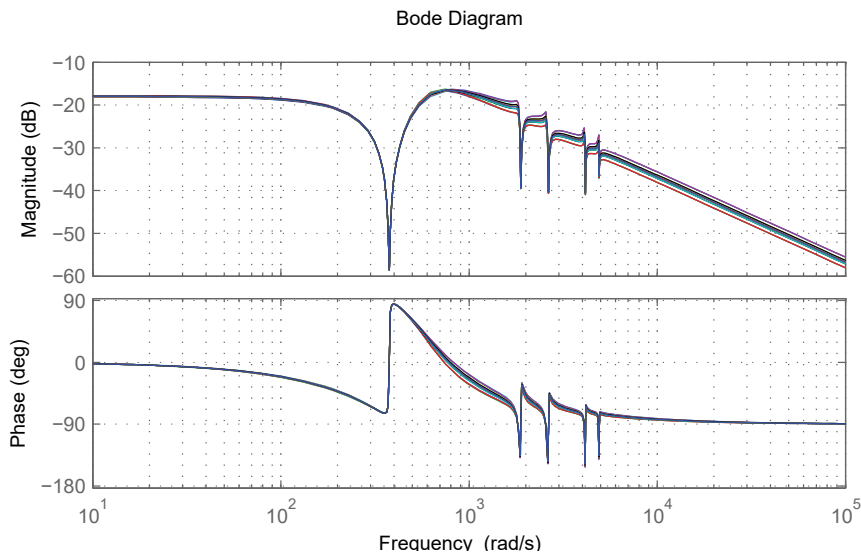


Figura 5.2: Resposta em frequência para entrada do distúrbio considerando sistemas no espaço de incertezas.

A figura 5.3 apresenta a alocação de polos para os vários sistemas dentro do espaço de incertezas. A partir da análise de polos é verificado que os estados de RC_0 tem resposta mais rápida, segundo pelos compensadores de 5^a, 7^a e os mais lentos, 11^a e 13^a. O polo gerado pela realimentação proporcional é próximo a -500, o que gera um tempo de resposta ao degrau de aproximadamente 10ms. As figuras 5.4 e 5.5 apresentam interpretações importantes para o algoritmo de extensão RMRAC, que consideram as equações (5.11) e (5.13). Na primeira

figura está o gráfico da função de variação em $\theta_{an,1}$ para as entradas de distúrbio na corrente de rede. Isso significa que para uma 5ª harmônica de 0.1A de amplitude, tem-se uma variação de $(-800, 350)$ no ganho do compensador ressonante sintonizado na 5ª harmônica.

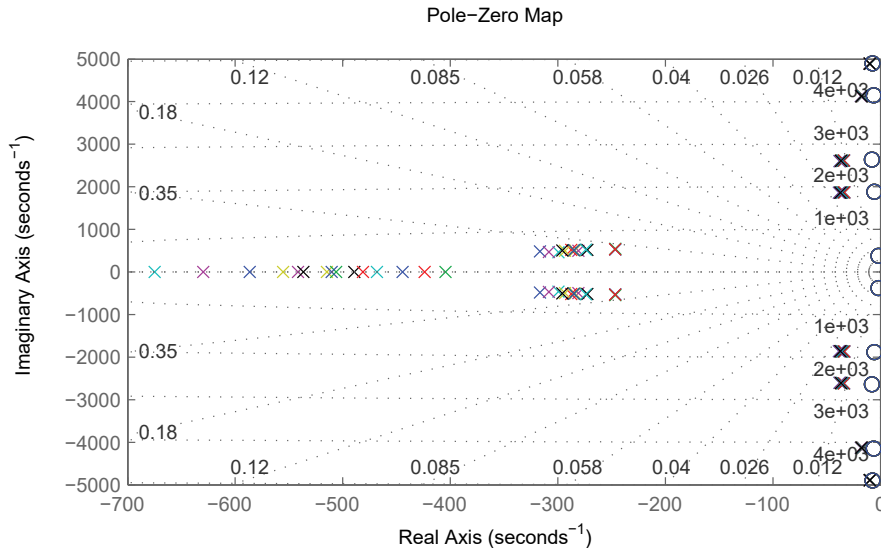


Figura 5.3: Localização dos polos em malha fechada considerando sistemas no espaço de incertezas.

A figura 5.5 mostra a variação da ação de controle descrita na equação (5.13) normalizada pela indutância de rede. Para pequenas amplitudes de $i_{gn,1}^p$, a ação de controle é linear. Para grandes amplitudes, a ação assume uma função cúbica, o que garante melhor rejeição do que o caso linear, sem exigir altos ganhos quando a perturbação é pequena. Sabendo-se que ganhos altos com sinais de baixa magnitude resultam em uma seletividade ruim, além de sensibilidade ao ruído, a presente técnica demonstra o avanço realizado em relação à solução linear apresentada no capítulo 4. Desta forma o SNR para pequenos distúrbios é limitado pelo caso linear, e o ganho que amplifica o ruído só aumenta com o aumento do SNR do sinal harmônico para o compensador em questão (por ruído aqui pode ser considerando qualquer sinal exógeno fora da banda de interesse).

A figura 5.6 apresenta os resultados de simulação numérica utilizando as dimensões do protótipo descrito na tabela 5.2. Na figura são apresentadas as formas de tensão e corrente com a solução H_2/H_∞ sem a extensão RMRAC, e após a sua ativação. A análise harmônica do caso nominal mostra que existe capacidade de compensação seletiva na solução obtida pela otimização H_2/H_∞ , mas esta é ainda melhor quando a extensão RMRAC é ativada. Na simulação, o THD da solução com ganhos fixos é 7.95%, e a solução RMRAC é 5.78%. A

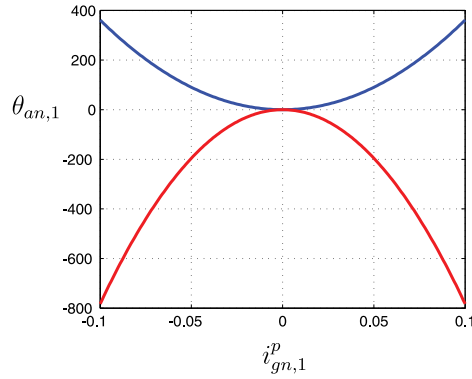


Figura 5.4: Relação entre a amplitude da corrente de distúrbio $i_{gn,1}^p$ (5ª harmônica) e os parâmetros de $\theta_{an,1}$. Azul ganho de y_{dr} . Vermelho ganho de y_{qr} .

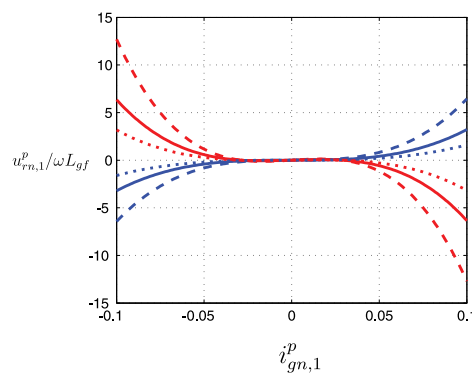


Figura 5.5: Relação entre a amplitude da corrente de distúrbio $i_{gn,1}^p$ (5ª harmônica) e a amplitude da ação de controle normalizada pela impedância da rede. Azul é a componente de y_{dr} . Vermelho é a componente de y_{qr} . Traço para $L_{gf} = 12$. Contínuo para $L_{gf} = 6$. Ponto para $L_{gf} = 3$.

diferença é maior quando considerado o THD_P , uma vez que o RMRAC atua na adaptação dos ganhos dos compensadores quase ressonantes. O THD_P da estratégia de ganhos fixos é 5.8%, enquanto que a estratégia RMRAC, 2.2%. A estratégia RMRAC reduz o conteúdo harmônico das componentes selecionadas para perto de 1%, o que implica em harmônicas com magnitude próximas a 30mA. A figura 5.7 apresenta os resultados do sinal $-\theta(t)$, onde a extensão RMRAC é ativada no instante de 5s. Como esperado, existe um aumento do ganho de cada compensador ressonante após a ativação, sendo a faixa de valores e desempenho esperados conforme o projeto.

A fim de verificar o desempenho do controlador, é criado outro cenário de simulação numérica, apresentado em 5.8. Neste caso o filtro indutivo da carga é reduzido a 10% e o capacitivo aumentado em 12 vezes. Ainda, a indutância de filtro é aumentada em 100%. Este cenário geralmente exigiria uma nova sintonia da solução H_2/H_∞ , pois os conteúdos

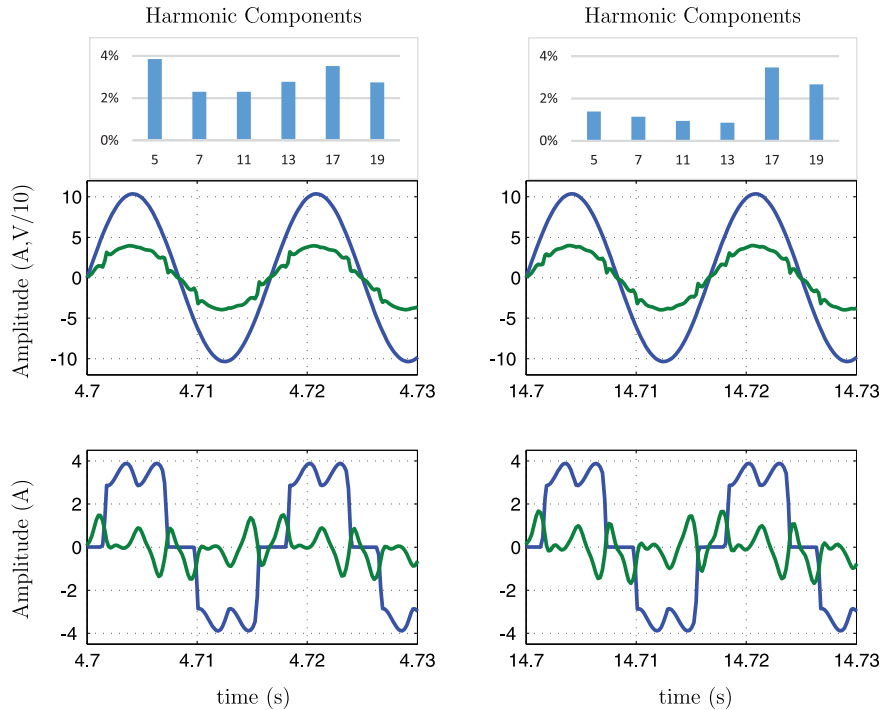


Figura 5.6: Resultados dos sinais de tensão e corrente para a simulação do filtro ativo *sensorless* com o controlador H_2/H_∞ sem (esquerda) e com (direita) a extensão RMRAC. Circuito nominal. Superior: azul tensão da rede, verde corrente da rede i_g . Inferior: azul corrente de carga i_l , verde corrente do filtro i_f .

harmônicos são maiores (THD de carga de 48%), e a ação de controle é reduzida pelo aumento da impedância na rede. Nos resultados da figura 5.8, o mesmo controlador empregado na primeira simulação é utilizado. Na solução de ganhos fixos, é obtido um THD de 13,5%, e um THD_P de 12,8%. O controle possui capacidade de atenuação destes distúrbios, mas especialmente a 5ª continua alta. Após a ativação da extensão RMRAC, o THD é reduzido para 5%, e o THD_P para 2,8%. Sendo assim, mesmo neste cenário, o RMRAC mantém um desempenho de corrente de rede semelhante ao caso anterior. A figura 5.9 apresenta os resultados do sinal $-\theta(t)$. Como esperado, os valores de convergência dos ganhos são relativamente maiores que no caso anterior.

5.2.2 Resultados do Filtro Ativo Paralelo

Resultados experimentais são obtidos através de um protótipo 1kVA desenvolvido em laboratório, com os parâmetros apresentados na tabela 5.2. Detalhes do protótipo são apresentados no anexo I. A frequência de chaveamento, amostragem e controle é 10kHz. A carga não li-

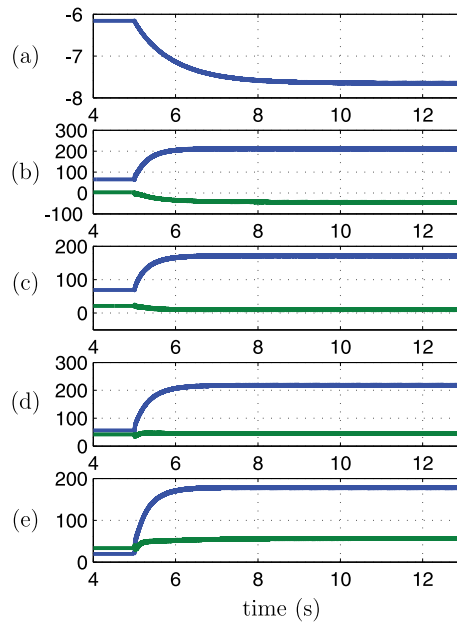


Figura 5.7: Resultados de simulação do filtro ativo *sensorless* com o controlador H_2/H_∞ com a extensão RMRAC. Circuito nominal. (a) Ganho de realimentação $\theta_1(t)$. (b) Ganhos de RC_1 : $\omega_1 = 5\omega_g$: azul $\theta_4(t)$, verde $\theta_5(t)$. (c) Ganhos de RC_2 : $\omega_2 = 7\omega_g$: azul $\theta_6(t)$, verde $\theta_7(t)$. (d) Ganhos de RC_3 : $\omega_3 = 11\omega_g$: azul $\theta_8(t)$, verde $\theta_9(t)$. (e) Ganhos de RC_4 : $\omega_4 = 11\omega_g$: azul $\theta_{10}(t)$, verde $\theta_{11}(t)$. (f) Ganhos de RC_5 : $\omega_5 = 13\omega_g$: azul $\theta_{12}(t)$, verde $\theta_{13}(t)$.

Tabela 5.2: Parâmetros do circuito de potência do filtro ativo trifásico.

Potência de Carga	0.7kW
Potência da Segunda Carga(Transitórios)	0.35kW
Tensão de Linha	127V <i>RMS</i>
Tensão do Barramento CC	300V <i>RMS</i>
Corrente de Linha (compensada)	3.2A <i>RMS</i>
Indutor de Linha(L_g)	1mH (1.5%)
Indutor de Filtro(L_f)	6mH (9%)
Capacitor de Barramento CC (C)	2.2 <i>mF</i>

near é um retificador trifásico à diodos, de seis pulsos, com carga RL no barramento CC. O circuito de potência é similar àquele empregado no capítulo 4, sendo a equação da sequência

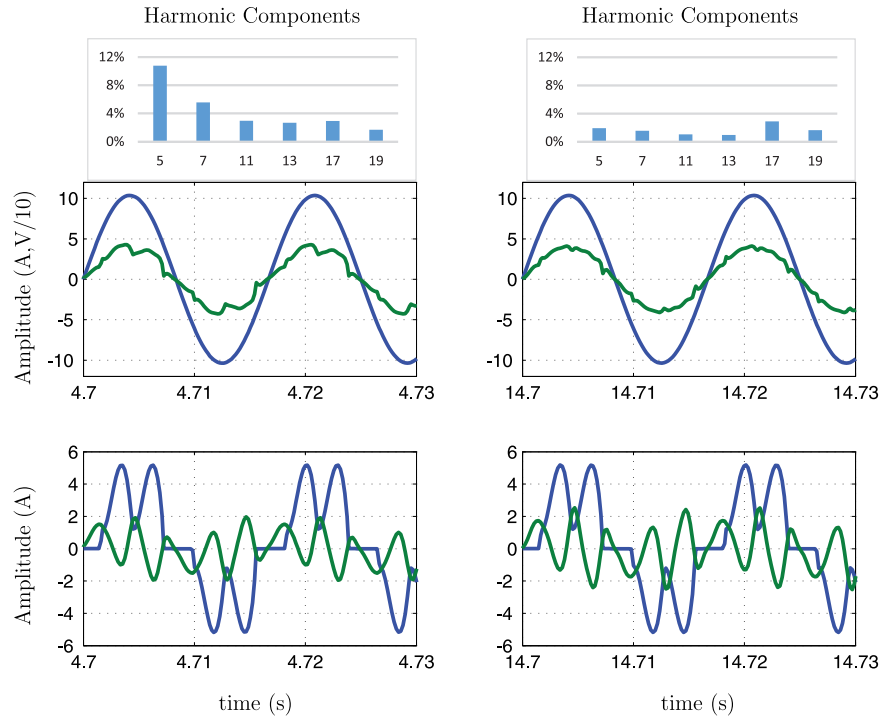


Figura 5.8: Resultados de simulação do filtro ativo *sensorless* com o controlador H_2/H_∞ sem (esquerda) e com (direita) a extensão RMRAC. Carga com maior distorção harmônica e indutância de 12mH. Superior: azul tensão da rede, verde corrente da rede i_g . Inferior: azul corrente de carga i_l , verde corrente do filtro i_f .

harmônica da carga (4.56) equivalente. Nesta seção são apresentados resultados obtidos pelo controlador de ganho fixos, sintonizado pela metodologia H_2/H_∞ anterior, e o controle com extensão RMRAC, ambos empregando as soluções com e sem sensor no barramento CC, apresentadas no capítulo 4.

As figuras 5.10 a 5.13 apresentam os resultados de tensão e corrente por fase para os quatro casos: H_2/H_∞ com sensor de tensão CC, H_2/H_∞ -RMRAC com sensor de tensão CC, H_2/H_∞ sem sensor de tensão CC e H_2/H_∞ -RMRAC sem sensor de tensão CC. As correntes de filtro no caso H_2/H_∞ -RMRAC são visualmente pouco maiores em magnitude do que o caso com ganhos fixos. Também, a forma de corrente de entrada apresenta menor distorção. A corrente de carga possui um fator de deslocamento de 0.98, enquanto que a corrente de rede compensada para todos os casos apresenta um fator de deslocamento próximo a 0.995 (estes valores são obtidos a partir da componente fundamental da análise harmônica). Nota-se que como os ganhos do controle de fluxo de energia são fixos, existe pouca diferença em termos de desequilíbrio e fator de deslocamento para os casos de ganhos fixos e adaptativos.

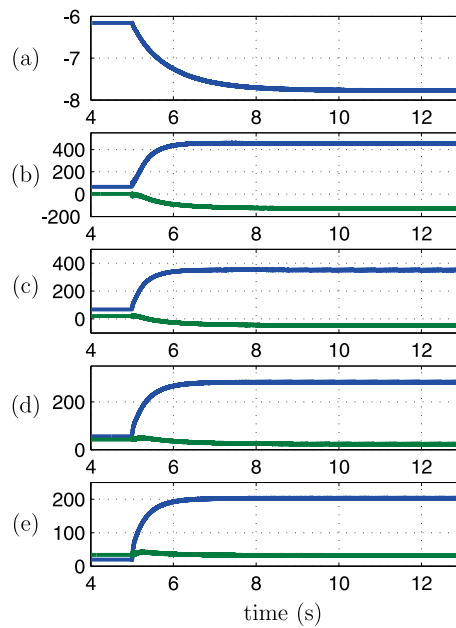


Figura 5.9: Resultados dos sinais de tensão e corrente para a simulação do filtro ativo *sensorless* com o controlador H_2/H_∞ com extensão RMRAC. Carga com maior distorção harmônica e indutância de 12mH. (a) Ganho de realimentação $\theta_1(t)$. (b) Ganhos de RC_1 : $\omega_1 = 5\omega_g$: azul $\theta_4(t)$, verde $\theta_5(t)$. (b) Ganhos de RC_2 : $\omega_2 = 7\omega_g$: azul $\theta_6(t)$, verde $\theta_7(t)$. (c) Ganhos de RC_3 : $\omega_3 = 11\omega_g$: azul $\theta_8(t)$, verde $\theta_9(t)$. (d) Ganhos de RC_4 : $\omega_4 = 11\omega_g$: azul $\theta_{10}(t)$, verde $\theta_{11}(t)$. (e) Ganhos de RC_5 : $\omega_5 = 13\omega_g$: azul $\theta_{12}(t)$, verde $\theta_{13}(t)$.

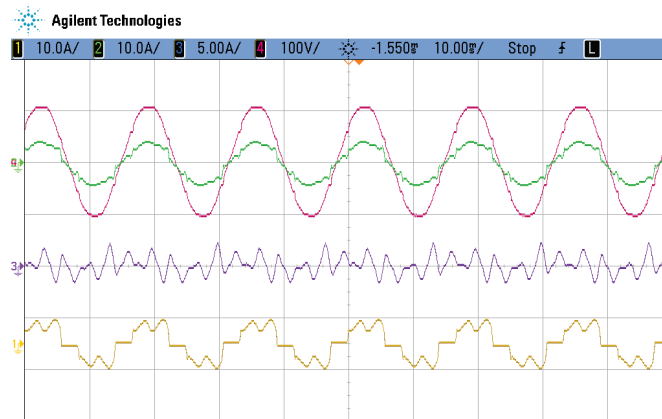


Figura 5.10: Tensões de corrente de uma fase do circuito com o controle *sensorless* com ganhos fixos incluindo sensores de tensão no barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo e a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão).

A figura 5.14 apresenta a análise harmônica da tensão da rede, que apresenta um THD de 3.5% e THD_P de 3%. Na tensão da rede a maior componente é a 5ª harmônica. Portanto,

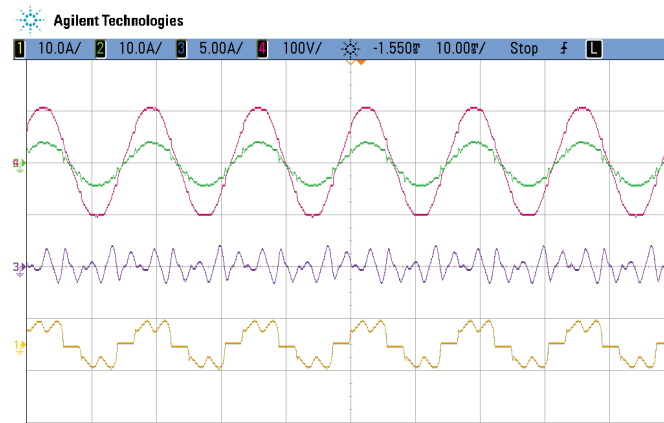


Figura 5.11: Tensões de corrente de uma fase do circuito com o controle *sensorless* com ganhos adaptativos incluindo sensores de tensão no barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo e a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão).

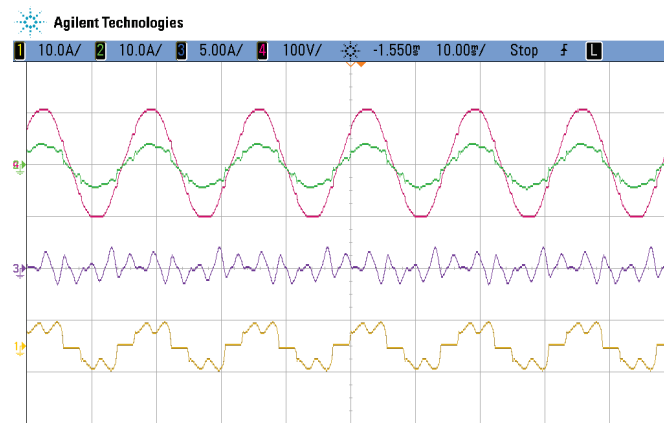


Figura 5.12: Tensões de corrente de uma fase do circuito com o controle *sensorless* com ganhos fixos sem sensores de tensão no barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo e a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão).

além de estar presente na carga, o controle deve rejeitar este distúrbio de tensão. A figura 5.15 apresenta a análise da carga não-linear empregada para compensação, que apresenta um THD de 36% e THD_P de 33%. A 5ª componente harmônica da carga é próxima a 30%, e as 4 componentes compensadas são maior que 5%. O alto THD_P sugere que é necessário um alto esforço de controle para compensação.

A figura 5.16 apresenta os resultados harmônicos para o caso do controlador com ganhos fixos, e a figura 5.17, para o caso RMRAC. Similar aos estudos apresentados no capítulo 4, a ausência do sensor de barramento CC não afeta o perfil harmônico no lado CA, sendo assim,

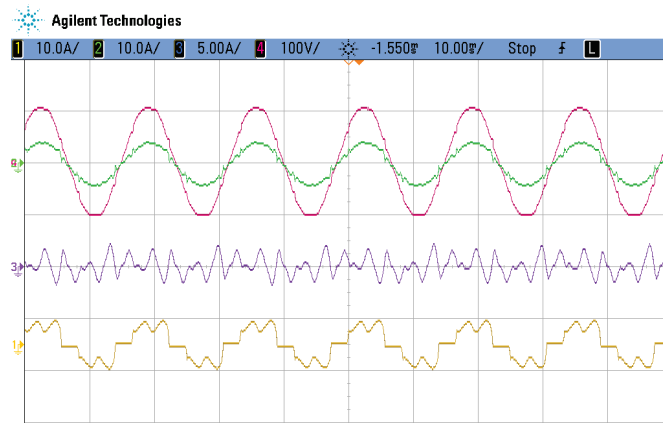


Figura 5.13: Tensões de corrente de uma fase do circuito com o controle *sensorless* com ganhos adaptativos sem sensores de tensão no barramento CC. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo e a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão).

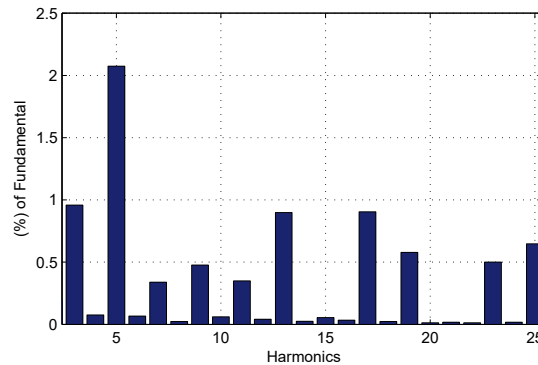


Figura 5.14: Análise harmônica das tensões de rede. O THD é 3.5%. THD_P é 3%.

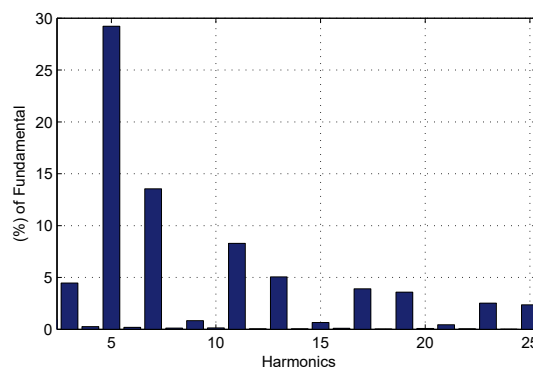


Figura 5.15: Análise harmônica das correntes da carga não linear i_l a ser compensada. O THD é 36%. THD_P é 33%.

as análises valem para os casos com e sem a solução CC *sensorless*. Para o caso dos ganhos fixos, a THD é reduzida de 36% para 12.7%, com o THD_P resultante em 9.8%. A solução adaptativa melhora o desempenho da solução robusta, reduzindo o THD para 8.7%, com o

THD_P alcançando 2.4%.

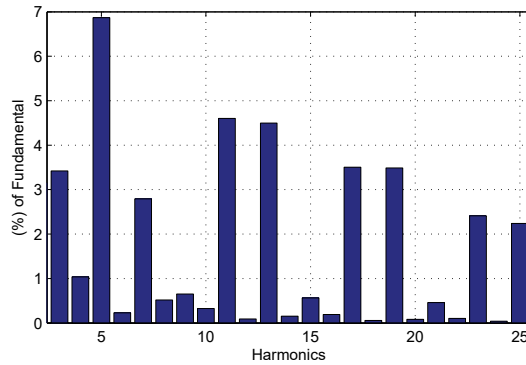


Figura 5.16: Análise harmônica das correntes da rede i_g com o controlador com ganhos fixos. O THD é 12.7%. THD_P é 9.8%.

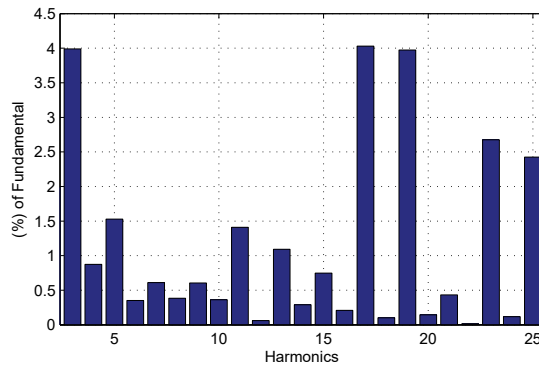


Figura 5.17: Análise harmônica das correntes da rede i_g com o controlador com ganhos adaptativos. O THD é 8.7%. THD_P é 2.4%.

A partir da análise harmônica é verificado que as harmônicas reduzidas em questão pelas leis adaptativas são as harmônicas selecionadas para compensação, sendo a 5ª harmônica em questão reduzida de 7% para 1.5%, e as outras harmônicas abaixo de 1.5%. A solução adaptativa restaura os resultados harmônicos de rede para a faixa desejada, ajustando o desempenho conservador da estratégia de ganhos fixos e reduzindo consideravelmente o THD_P.

As figuras 5.18 a 5.21 apresentam as correntes trifásicas de rede para cada caso anterior. Considerando que a carga tem um desequilíbrio de 7.2%, e a tensão de rede tem desequilíbrio de 0.8%, as estratégias propostas apresentam um desequilíbrio de 1.6%. Sendo assim, além da compensação harmônicas, os controladores de fluxo realizam a compensação de desequilíbrio da rede. Confirmando os resultados anteriores, nestas figuras torna-se mais visível a diferença nas distorções nas correntes de entrada para os casos com ganhos fixos e ganhos adaptativos.

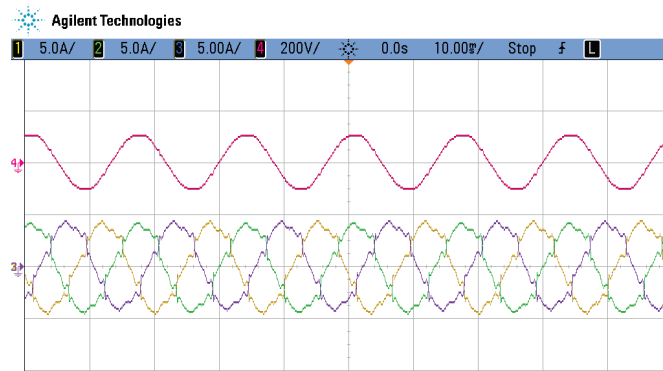


Figura 5.18: Correntes trifásicas de rede para o circuito com o controle *sensorless* com ganhos fixos, incluindo sensores de tensão no barramento CC. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes na rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

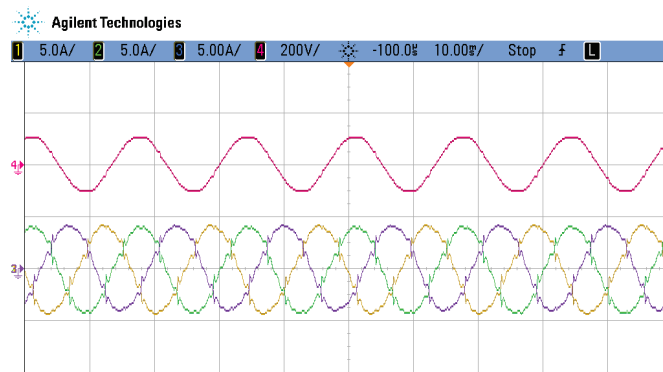


Figura 5.19: Correntes trifásicas de rede para o circuito com o controle *sensorless* com ganhos adaptativos, incluindo sensores de tensão no barramento CC. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes na rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

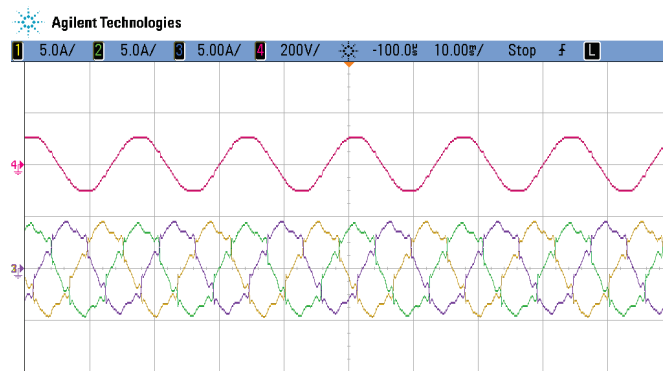


Figura 5.20: Correntes trifásicas de rede para o circuito com o controle *sensorless* com ganhos fixos, sem sensores de tensão no barramento CC. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes na rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

As figuras 5.22 a 5.25 apresentam os resultados de variação de carga para os quatro casos. Para todos os casos, incluindo os sem sensor de barramento CC, a variação do barramento

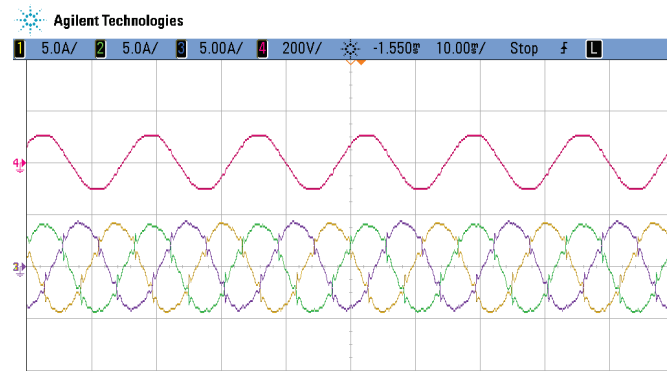


Figura 5.21: Correntes trifásicas de rede para o circuito com o controle *sensorless* com ganhos adaptativos, sem sensores de tensão no barramento CC. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes na rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

CC máxima é em torno de 3.5%, sendo a convergência normalmente próximo a 160ms. Nos casos sem sensor de barramento CC é observado o erro estacionário discutido no capítulo 4. Dado que o erro estacionário é pequeno, e quando somado aos transitórios, não altera a faixa dos 3.5% de variação, a utilização da estratégia proposta é aceitável para a solução com e sem sensor no barramento CC.

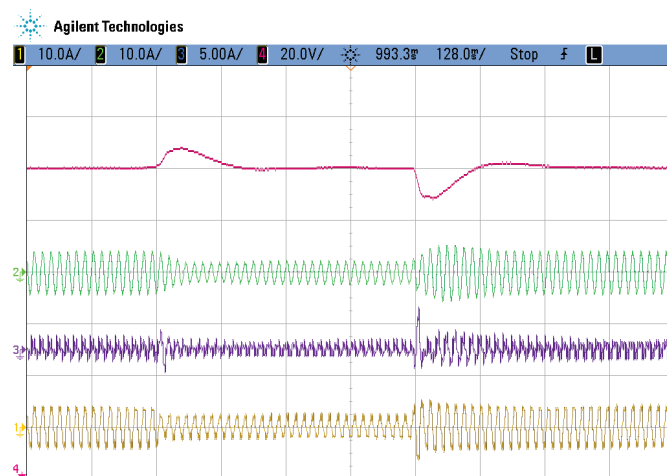


Figura 5.22: Análise transitória do circuito com controle *sensorless* com ganhos fixos, incluindo sensores do barramento CC. Verde é a corrente de rede (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão do barramento CC (20V/Divisão).

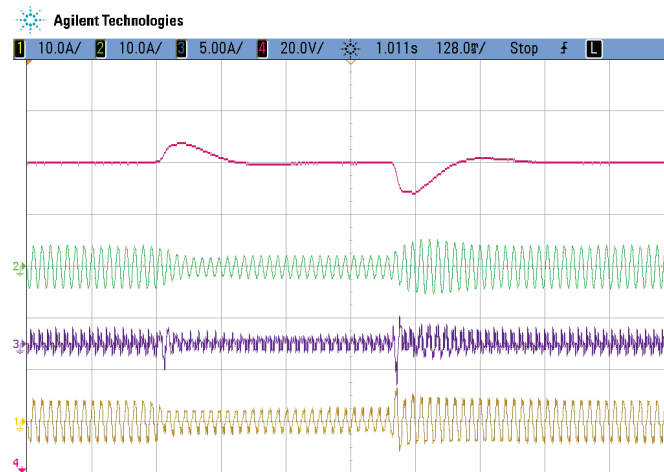


Figura 5.23: Análise transitória do circuito com controle *sensorless* com ganhos adaptativos, incluindo sensores do barramento CC. Verde é a corrente de rede (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão do barramento CC (20V/Divisão).

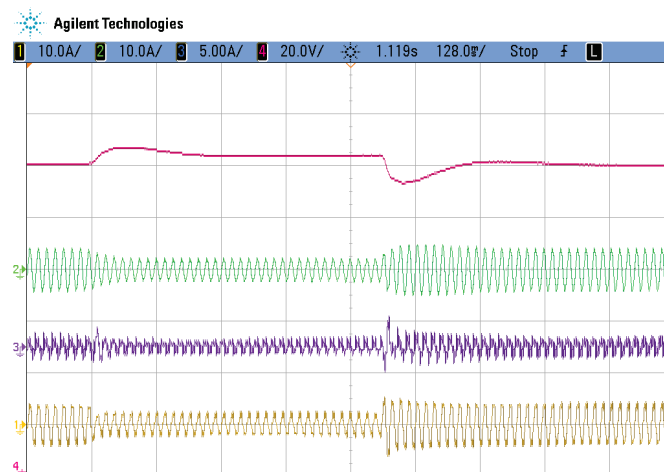


Figura 5.24: Análise transitória do circuito com controle *sensorless* com ganhos fixos, sem sensores do barramento CC. Verde é a corrente de rede (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão do barramento CC (20V/Divisão).

5.3 Conclusões

Neste capítulo foi proposta uma extensão adaptativa para um controle robusto aplicado a filtros ativos *sensorless*. O controle é baseado na implementação digital do fluxo virtual, a partir do qual é realizada a sincronização com os sinais de tensão da rede. A solução geral permite a operação sem o sensor de tensão no barramento CC, tanto no filtro ativo paralelo como no filtro ativo *sensorless*. Com as atuais propostas, o controle é realizado com apenas

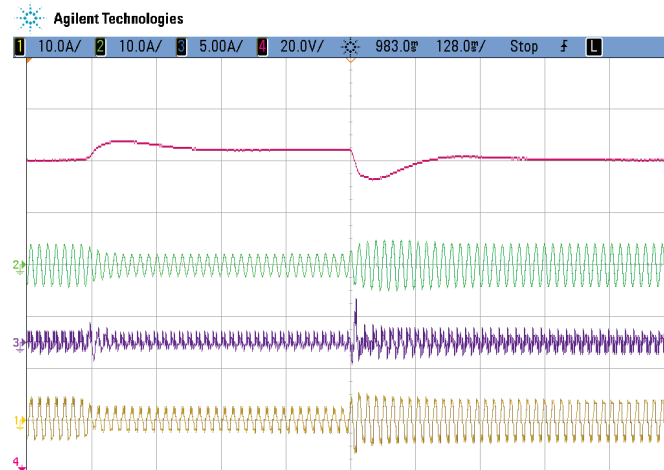


Figura 5.25: Análise transitória do circuito com controle *sensorless* com ganhos adaptativos, sem sensores do barramento CC. Verde é a corrente de rede (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente do filtro i_f (5A/Divisão). Vermelho é a tensão do barramento CC (20V/Divisão).

2 sensores de corrente na topologia filtro ativo paralelo trifásico.

A união das propostas H_2/H_∞ com a extensão RMRAC permite uma operação satisfatória na presença de incertezas paramétricas e não-paramétricas. O estudo de convergência possibilitou uma análise concisa dos efeitos da extensão adaptativa sobre a solução de controle ótima original. A partir dos resultados de simulação foi observado um grande potencial na aplicação prática do método. A solução H_2/H_∞ com extensão RMRAC permite especificar e projetar filtros mais genéricos, com malhas de controle mais independentes das cargas a serem compensadas, ou das características da rede. Com a robustificação da solução, está presente a facilidade da aplicação, redução de custos, e menor necessidade de manutenção. Ainda, com a alta capacidade de rejeição há melhora do desempenho da compensação e operação geral do filtro.

Os resultados experimentais demonstram que os objetivos esperados no desenvolvimento teórico foram alcançados, onde o sistema foi testado em regime estacionário e transitório em uma rede real de distribuição em laboratório, empregando um protótipo de 1kVA. A melhoria de desempenho em THD_p foi significativa para a técnica adaptativa em relação ao controlador de ganhos fixos, compensando também desequilíbrio e apresentando variação de tensão no barramento CC aceitável para a aplicação.

6

Controle *Sensorless* com Fluxo Virtual para Filtros Ativos Universais

Este capítulo apresenta a aplicação dos controladores robustos H_2/H_∞ discutidos no capítulo 4 para o filtro ativo universal. Diferente da aplicação nos filtros paralelos do capítulo (5), o problema de controle nos filtros universais apresenta maior acoplamento no modelo multivariável, sendo que soluções baseadas completamente em compensação em cascata, as quais foram aplicadas no capítulo anterior, geralmente não apresentam bom desempenho¹. A alternativa neste caso é geralmente desprezar o acoplamento, tentando iterativamente sintonizar controladores que alcancem o desempenho desejado.

A proposta deste capítulo considera a malha em cascata que é implementada para o controle de fluxo de energia, mas não despreza o acoplamento das malhas de rastreamento harmônico de tensão e corrente, empregando uma estratégia centralizada de regulação das componentes. Posteriormente, são apresentadas as soluções para a eliminação do sensor de tensão da rede e sensor de tensão no barramento CC. Sendo assim, comparado às técnicas clássicas que empregam três sensores de corrente no circuito CA, dois sensores de tensão no circuito CA, mais um sensor de tensão no barramento CC, a estratégia proposta opera com apenas os dois sensores, os quais são referentes às saídas do processo: corrente da rede e de tensão na carga. O projeto numérico e resultados experimentais para um protótipo de

¹Isto é devido a requisitos semelhante no desempenho de rastreamento de duas saídas do processo, neste caso, a corrente de rede e a tensão na carga. A formulação em cascata geralmente depende do requisito de que uma das variáveis em controle apresente uma dinâmica mais lenta, o que no caso do filtro paralelo, é o controle de tensão no barramento CC

laboratório são apresentadas ao final do capítulo.

6.1 Modelagem do Filtro Ativo Universal

Na composição do filtro universal, várias configurações de filtros paralelos e série são possíveis. Uma maior revisão destas topologias é apresentado em (Khadkikar, 2012). A topologia do filtro ativo universal monofásico adotada neste trabalho é apresentado na figura 6.1. O circuito consiste em um compensador série e outro paralelo, cada um em ponte completa, com um barramento CC comum, e transformador no ponto de acoplamento do filtro série. Considerando uma modulação de largura de pulso (PWM) e desprezando a dinâmica passiva no circuito de acoplamento do filtro série (transformador e filtro LC), as tensões V_{fas} e V_{fap} podem ser determinadas pelo estados das chaves tal como

$$\int_0^T V_{fap} dt = \int_0^T (2q_2 - 1)V_{cc} dt - \int_0^T (2q_1 - 1)V_{cc} dt \quad (6.1)$$

$$\int_0^T V_{fas} dt = \int_0^T (2q_4 - 1)V_{cc} dt - \int_0^T (2q_3 - 1)V_{cc} dt \quad (6.2)$$

onde q_x ($x = 1, 2, 3, 4$) é o estado da chave ($q_k = 1 \rightarrow$ para chave fechada e $q_k = 0 \rightarrow$ para chave aberta). A partir da média dos sinais de modulação (V_{fas} e V_{fap} constantes durante o período), é obtido que

$$V_{fas}/V_{cc} = (2\tau_{q2} - 1) - (2\tau_{q1} - 1) \quad (6.3)$$

$$V_{fap}/V_{cc} = (2\tau_{q4} - 1) - (2\tau_{q3} - 1) \quad (6.4)$$

onde τ_{qk} ($0 < \tau_{qk} < 1$) é o intervalo normalizado tal que $q_k = 1$. O período de chaveamento para cada chave pode então ser determinada por

$$\tau_{q2,4} = \frac{V_{fas,fap}/2V_{cc} + 1}{2} \quad (6.5)$$

$$\tau_{q1,3} = \frac{-V_{fas,fap}/2V_{cc} + 1}{2} \quad (6.6)$$

que resulta em uma modulação de tensão no circuito em três níveis (maiores detalhes em (Jacobina et al., 2001c)).

O circuito equivalente para o filtro ativo universal é apresentado na figura 6.2. Deste ponto em diante no texto, V_{fas} e V_{fap} são considerados os modelos médios obtidos no período de modulação do conversor. O modelo dinâmico do sistema é obtido na forma

$$\mathbf{Y} = \mathbf{GU} + \mathbf{DW} \quad (6.7)$$

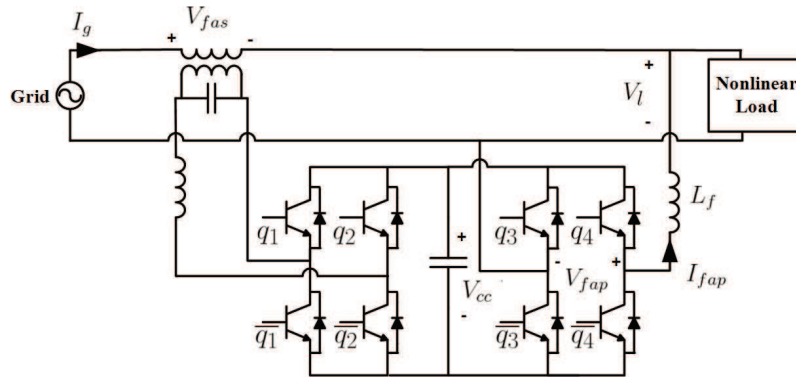


Figura 6.1: Filtro ativo universal com barramento CC comum.

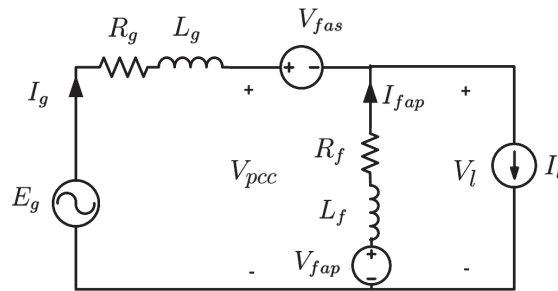


Figura 6.2: Circuito equivalente do filtro universal com barramento CC comum.

Considerando a figura 6.2 e a representação (6.7) o modelo é dado por

$$\begin{bmatrix} V_l \\ I_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Z_f}{Z_g + Z_f} & \frac{Z_g}{Z_g + Z_f} \\ -\frac{1}{Z_g + Z_f} & -\frac{1}{Z_g + Z_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{fas} \\ V_{fap} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Z_f}{Z_g + Z_f} & -\frac{Z_g Z_f}{Z_g + Z_f} \\ \frac{1}{Z_g + Z_f} & \frac{Z_f}{Z_g + Z_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_g \\ I_l \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

O modelo obtido é claramente multivariável. Para avaliar a interatividade entre os sistemas, assim como determinar os pares de entrada e saída para controle, é utilizado o *relative gain array* (RGA). A definição do RGA é dada por

$$RGA(G) = G \times (G^{-1})^T \quad (6.9)$$

onde \times é o produto de *Schur*. O RGA de (6.8) é

$$RGA = \begin{bmatrix} \frac{Z_f}{Z_f + Z_g} & \frac{Z_g}{Z_f + Z_g} \\ \frac{Z_g}{Z_f + Z_g} & \frac{Z_f}{Z_f + Z_g} \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

A partir de (6.10), é verificada que a dominância diagonal depende da magnitude de Z_g e Z_f , os quais também são dependentes da frequência. Usualmente em sistemas industriais

a potência de curto circuito é muito maior do que a carga, implicando em $Z_f \gg Z_g$. Desta forma os pares de controle são: I_g e V_{fap} , e, V_l e V_{fas} . Como há necessidade de controlar V_{cc} a partir das duas entradas e saídas de controle, e ainda considerando que a dinâmica de V_{cc} é geralmente mais lenta, uma topologia de controle em cascata é adotada.

6.2 Controle Robusto

O circuito LC e o transformador de acoplamento no filtro série atuam como um filtro passa baixas. Desta forma, um modelo simplificado é desenvolvido para a relação da tensão do conversor V_{fas} e de acoplamento V'_{fas} , dado por

$$\frac{V'_{fas}}{V_{fas}} = \frac{1}{s\alpha + 1} \quad (6.11)$$

onde α é a constante do circuito, sendo que usualmente $\alpha \ll 1$. Uma vez que Z_g é de difícil determinação, e pode representar mal o barramento, é apenas considerado o modelo a partir do ponto de acoplamento modificado V'_{pcc} , obtendo-se o seguinte modelo

$$V_l = E_g - I_g(Z_T + Z_g) - \frac{1}{s\alpha + 1}V_{fas} = V_{pcc} - I_g Z_T - \frac{1}{s\alpha + 1}V_{fas} = V'_{pcc} - \frac{1}{s\alpha + 1}V_{fas} \quad (6.12)$$

onde Z_T é a impedância série equivalente do transformador. A partir de (6.8), (6.11) e (6.12) é obtida uma representação em espaço de estados da seguinte forma:

$$\dot{X}_p(t) = A_p(L_f, R_f, \alpha)X_p(t) + B_{p,u}U_p(t) + B_{p,v}V_p(t) \quad (6.13)$$

$$Y_p(t) = H_p X_p(t) \quad (6.14)$$

onde

$$X_p(t) = Y_p(t) = \begin{bmatrix} v_l \\ i_g \end{bmatrix} \quad A_p(L_f, R_f, \alpha) = \begin{bmatrix} -1/\alpha & 0 \\ 1/L_f & -R_f/L_f \end{bmatrix}$$

$$B_{p,u} = \begin{bmatrix} -1/\alpha & 0 \\ 0 & -1/L_f \end{bmatrix} \quad B_{p,v} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad U_p(t) = \begin{bmatrix} v_{fas} \\ v_{fap} \end{bmatrix} \quad V_p(t) = \begin{bmatrix} v'_{pcc}(p + 1/\alpha) \\ i_l(p + R_f/L_f) \end{bmatrix}$$

e $p = d/dt$, $V_p(t)$ é o vetor de distúrbios na planta e $U_p(t)$ são as entradas de controle. As variáveis do vetor $V_p(t)$ não são medidas e sua rejeição deve ser obtida pela realimentação.

O modelo multivariável em (6.13) e (6.14) pode ser empregado para projeto do controle utilizando diversos métodos propostos na literatura. Entretanto, o acoplamento inerente entre as malhas de controle de tensão e corrente devem ser relevados, tal como visto em (6.10)². Neste projeto, definidas as saídas a serem reguladas em $Y_p(t)$, a ação de controle pode ser definida através do erro $Y_p^*(t) - Y_p(t)$, onde $Y_p^*(t)$ é a referência da saída. Enquanto que no projeto SISO é geralmente necessário determinar os pares de controle para regulação através do RGA, no projeto multivariável, os erros de v_l e i_g pode ser conjuntamente utilizados para determinar as ações de controle v_{fas} e v_{fap} . No caso da compensação seletiva, isto implica que o erro composto deve ser compensado com alto ganho nas frequências sintonizadas.

Diferente da abordagem no capítulo 4 para filtros paralelos, a síntese do controle H_2/H_∞ resultará numa estrutura de compensação multivariável centralizada. A forma do sistema aumentado é semelhante àquele apresentado em (5.1), e é dado por

$$\dot{X}_a(t) = A_a(L_f, R_f, \alpha)X_a(t) + B_u(L_f, \alpha)U_a(t) + B_r U_r(t) + B_v V_a(t) \quad (6.15)$$

$$Y_a(t) = H_a X_a(t) \quad (6.16)$$

onde

$$X_a(t) = \begin{bmatrix} X_p(t) \\ X_{r,1}(t) \\ X_{r,2}(t) \\ \dots \\ X_{r,N}(t) \end{bmatrix} \quad A_a(L_f, R_f, \alpha) = \begin{bmatrix} A(R_f, L_f, \alpha) & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & \dots & 0_{2 \times 2} \\ -B_{r,1}H_p & A_{r,1} & 0_{4 \times 2} & \dots & 0_{4 \times 2} \\ -B_{r,2}H_p & 0_{4 \times 2} & A_{r,2} & \dots & 0_{4 \times 2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -B_{r,N}H_p & 0_{4 \times 2} & 0_{4 \times 2} & \dots & A_{r,N} \end{bmatrix}$$

²Esta afirmação é válida para o modelo descrito por (6.13) e (6.14), que é multivariável. Outras formulações geralmente realizam simplificações para transformar o sistema em dois modelos SISO.

$$B_u(L_f, \alpha) = \begin{bmatrix} B_{p,u} \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \quad B_v = \begin{bmatrix} B_{p,v} \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \quad U_a(t) = \begin{bmatrix} U_p(t) \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$V_a(t) = \begin{bmatrix} V_p(t) \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \quad B_r = \begin{bmatrix} B_{p,u}K_p \\ B_{r,1} \\ B_{r,2} \\ \dots \\ B_{r,N} \end{bmatrix} \quad H_a = \begin{bmatrix} H_p \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$U_a(t) = \begin{bmatrix} k_1^s & k_2^s & k_{r0,1}^s & k_{r0,2}^s & k_{r1,1}^s & k_{r1,2}^s & \dots & k_{rN,1}^s & k_{rN,2}^s \\ k_1^p & k_2^p & k_{r0,1}^p & k_{r0,2}^p & k_{r1,1}^p & k_{r1,2}^p & \dots & k_{rN,1}^p & k_{rN,2}^p \end{bmatrix} X_a(t)$$

$$K_p = \begin{bmatrix} k_1^s & k_2^s \\ k_1^p & k_2^p \end{bmatrix} \quad U_r(t) = \begin{bmatrix} v_l^* & 0 \\ 0 & i_g^* \end{bmatrix} \quad U_a(t) = K_c X_a(t) + K_1 r(t) \quad Y_a(t) = Y_p(t)$$

$$X_{r,k}(t) = \begin{bmatrix} x_{d,k}^{fas} \\ x_{q,k}^{fas} \\ x_{d,k}^{fap} \\ x_{q,k}^{fap} \end{bmatrix} \quad A_{r,k} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_k & 0 & 0 \\ -\omega_k & -k\omega_k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_k \\ 0 & 0 & -\omega_k & -k\omega_k \end{bmatrix} \quad B_{r,k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k\omega_k & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & k\omega_k \end{bmatrix}$$

onde o par $\{A_{r,k}, B_{r,k}\}$ está associado a compensação quase-ressonante (modelo $\dot{X}_{r,k}(t) = A_{r,k}X_{r,k}(t)$), garantindo o rastreamento do erro nas tensões da carga $v_l(t)$ e corrente da rede $i_g(t)$. As referências são definidas em $U_r(t)$, que contém v_l^* e i_g^* , que são os sinais de

referência de tensão na carga e corrente na rede, respectivamente. A figura 6.3 apresenta um diagrama do controle baseado na planta descrita por (6.13) e (6.13), e sua malha de controle aumentada em (6.15) e (6.15).

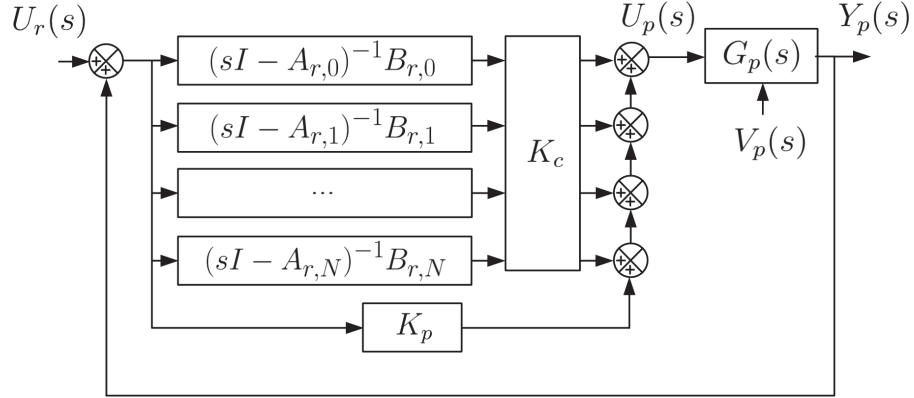


Figura 6.3: Planta do processo multivariável centralizado quase-ressonante.

Diferente do caso anterior com os filtros ativos paralelos, neste caso são considerados os 3 parâmetros incertos, dados por $\{L_f, R_f, \alpha\}$, o que gera 8 vértices no sistema politópico, dados por

$$A_{a,i}, B_{a,u,i} \left\{ \begin{array}{l} i = 1 : A_a(L_f^{inf}, R_f^{inf}, \alpha^{inf}), B_u(L_{gf}^{inf}) \\ i = 2 : A_a(L_f^{inf}, R_f^{inf}, \alpha^{sup}), B_u(L_{gf}^{inf}) \\ i = 3 : A_a(L_f^{inf}, R_f^{sup}, \alpha^{inf}), B_u(L_{gf}^{inf}) \\ i = 4 : A_a(L_f^{inf}, R_f^{sup}, \alpha^{sup}), B_u(L_{gf}^{inf}) \\ i = 5 : A_a(L_f^{sup}, R_f^{inf}, \alpha^{inf}), B_u(L_{gf}^{sup}) \\ i = 6 : A_a(L_f^{sup}, R_f^{inf}, \alpha^{sup}), B_u(L_{gf}^{sup}) \\ i = 7 : A_a(L_f^{sup}, R_f^{sup}, \alpha^{inf}), B_u(L_{gf}^{sup}) \\ i = 8 : A_a(L_f^{sup}, R_f^{sup}, \alpha^{sup}), B_u(L_{gf}^{sup}) \end{array} \right. \quad (6.17)$$

onde o índice *sup* é o valor superior do parâmetro, e *inf*, o inferior.

Seguindo a metodologia apresentada no capítulo 5, para o projeto do controle H_2/H_∞ as relações de saída são dadas por $Y_\infty(t) = H_{a,\infty}X_a(t) + B_{a,\infty}U(t)$ e $Y_2(t) = H_{a,2}X_a(t) + B_{a,2}U(t)$. Os pares $\{H_{a,\infty}, B_{a,\infty}\}$ e $\{H_{a,2}, B_{a,2}\}$ são obtidos considerando a minimização do distúrbio $V_a(t)$ na saída I_g e V_l , e atenuação da resposta ao impulso de distúrbios na ação quase-

ressonante, resultando nas seguintes especificações

$$H_{a,\infty} = H_{a,\infty} = \begin{bmatrix} h_a^{fas} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ h_a^{fap} & 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad B_{a,\infty} = 0 \quad (6.18)$$

$$H_{a,2} = [0 \ 0 \ h_{2q,0}^{fas} \ h_{2d,0}^{fas} \ h_{2q,0}^{fap} \ h_{2d,0}^{fap} \ h_{2q,1}^{fas} \ h_{2d,1}^{fas} \ h_{2q,1}^{fap} \ h_{2d,1}^{fap} \ \dots \ h_{2q,N}^{fas} \ h_{2d,N}^{fas} \ h_{2q,N}^{fap} \ h_{2d,N}^{fap}] \quad (6.19)$$

$$B_{a,2} = [b_{a,2}^{fas} \ b_{a,2}^{fap} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]$$

onde $h_{2q,k}^{fas}$, $h_{2d,k}^{fas}$, $h_{2q,k}^{fap}$, $h_{2d,k}^{fap}$, $b_{a,2}^{fas}$, $b_{a,2}^{fap} \in \mathfrak{R}_+$ são constantes que determinam o peso nas saídas usadas na avaliação das funções de custo no projeto do controlador. Genericamente pode ser adotado $h_{2q,k}^{fas} = h_{2d,k}^{fas} = h_{2q,k}^{fap} = h_{2d,k}^{fap} = 1$. Diferente daquela solução para o filtro paralelo, há duas saídas reguladas no processo, o que aumenta a ordem das respectivas matrizes (dobra-se o número de parâmetros para uma mesma quantidade de compensadores sintonizados). Desta forma, também é importante considerar o peso relativo entre elas. Para isto, deve ser observado que, em termos de magnitude, é preferível um menor erro na corrente (já que as grandezas são usualmente menores), o que resulta em $h_a^{fap} > h_a^{fas}$, e similar observação para os ganhos em $\{H_{a,2}, B_{a,2}\}$ com os respectivos índices.

Considerando as definições, grandes valores de $\{h_{2q,k}^{fas}, h_{2d,k}^{fas}, h_{2q,k}^{fap}, h_{2d,k}^{fap}\}$ e pequenos valores da norma H_2 implicam em uma compensação mais seletiva, enquanto que grande $H_{a,\infty}$ e pequeno valor de H_∞ , implicam em altos ganhos proporcionais, melhorando a rejeição em toda banda. Grandes valores de $\{b_{a,2}^{fas}, b_{a,2}^{fap}\}$ e pequenos valores de H_2 implicam em menores ganhos gerais, atenuação da ação de controle, e boa imunidade ao ruído de medição. O problema de otimização é então formulado considerando critérios de atenuação de ruídos de medição na malha de controle, assim como tempo de convergência, atenuação de distúrbios e seletividade, o que é obtido pela sintonia das saídas em (6.18) e (6.19), a relação α/β em (3.70), e a região de alocação de polos.

A redundância nas especificações simplifica o projeto, e na maior parte dos casos é relevante apenas considerar as magnitudes relativas entre os coeficientes. Geralmente pode-se fixar $h_a^{fas} = 1$ e determinar h_a^{fap} iterativamente, observando os valores obtidos nas normas e as relações entrada-saída através de resposta em frequência e localização dos polos. Atribuindo um valor inicial à $Y_\infty(t)$, aumenta-se o custo de $H_{a,2}$ (ou β) até obter-se seletividade. Então aumenta-se $B_{a,2}$ para atenuar os ganhos proporcionais e melhorar a resposta ao ruído, geralmente trazendo a posição dos polos em malha fechada mais próximos à origem. Os

pesos relativos de $\{h_{2q,k}^{fas}, h_{2d,k}^{fas}, h_{2q,k}^{fap}, h_{2d,k}^{fap}\}$ podem ser sintonizados para melhor seletividade em componentes específicas. Geralmente é desejado que a ação ressonante da componente fundamental tenha maior ganho (e, conseqüentemente, menor erro).

O projeto dos polos considera uma região descrita pelo par $\{M, L\}$ (ver (3.73)), o qual neste trabalho é dado por

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (1/e_h - 1/e_v)/2 \\ 0 & (1/e_h + 1/e_v)/2 & 0 \end{bmatrix} \quad L = \begin{bmatrix} 2e_\alpha & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

que consiste no semiplano à esquerda, delimitado por $\Re(z) > \alpha$ e um elipsoide, delimitado por $(\Re(z)/e_h)^2 + (\Im(z)/e_v)^2 < 1$.

6.3 Malha de Sincronização

Seguindo a solução apresentada no capítulo 4, a estimação do fluxo virtual pode ser empregada para a estimação do ângulo de sincronização com a rede. Os argumentos para sua utilização são similares àqueles derivados para filtros paralelos: a integração resultante do cálculo de fluxo apresenta maior robustez ao ruído que o cálculo da queda de tensão, a qual depende da derivada de corrente em um indutor. Os estimadores apresentados nesta seção consideram as realizações contínuas e discretas propostas no capítulo 4, cujo estudo resultou em uma formulação otimizada para a implementação do algoritmo.

O algoritmo de sincronização para o esquema *sensorless* considera a tensão V_l para compor o somatório das quedas de tensão até a rede. As impedâncias do transformador podem ser agregadas com L_g , resultando em um fluxo virtual determinado por

$$\phi_{gn} = \int v_{ln} + v'_{fasn} dt + (L_g + L_T)i_{gn} \quad (6.21)$$

onde L_T é a indutância equivalente em série com o transformador.

Para a estratégia de controle de tensão e corrente proposta, as ações de controle são v_{fas} e v_{fap} . Considerando que o filtro SOGI-QSG (vide (4.48) e (4.49)), se $a \ll 2\pi 60$,

$$\int v_{ln} + v_{fasn} dt \approx \int_0^t \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{k\omega_k^2}{s^2 + k\omega_k s + \omega_k^2} \right\} \Big|_{t \rightarrow \tau} \{v_{ln}(t - \tau) + v_{fasn}(t - \tau)\} d\tau \quad (6.22)$$

A definição de fluxo virtual em (6.21) pode ser aplicada em sistemas monofásicos. Nestes, a componente em quadratura está ausente, sendo geralmente as opções de controle ignorá-la, ou realizar alguma forma de simulação a fim de obter um sistema síncrono (Jacobina et al., 2001b). Considerando uma corrente fictícia em quadratura, é possível desenvolver o circuito equivalente ortogonal, assim como os conceitos de fluxo virtual em (4.8).

As estratégias que ignoram a componente em quadratura recorrem às transformações de equivalência dos controladores síncronos para os estacionários. Entretanto, estas aproximações têm implicações relevantes no esquema de sincronização. Para o PLL, considerando a estrutura da figura 4.3, o sinal em regime é dado por $\phi_d \propto \sin(\omega_g t + \theta_\phi)^2$ (θ_ϕ é o ângulo do fluxo virtual), o que implica em uma componente máxima (do ponto da classe de sinais com apenas desequilíbrio) de $2\omega_g$, conseqüentemente afetando o desempenho dos sinais de geração de referências. A fim de rejeitar estas componentes, a banda passante ω_{pll} em (4.25) deve ser pequena de tal modo que os sinais de referências apresentem um conteúdo harmônico significativamente menor que aquele desejado nos sinais compensados. Entretanto, a redução da banda passante torna o sistema de sincronização mais lento, e conseqüentemente, resulta em um pior rastreamento da frequência e ângulo de rede. A fim de resolver o problema, este trabalho propõe a utilização da realização (4.21) para a estimação do fluxo virtual em (6.21), possibilitando a geração da componente em quadratura, e resolução do problema de geração de duas componentes ortogonais no algoritmo de sincronização. Para o caso trifásico, de (4.49) é obtido que

$$SQ(\mathbf{i}_g^s(t)) \approx \mathbf{i}_{g,o}(t)e^{j(\omega_g t + \phi)} \quad (6.23)$$

Para o caso monofásico basta considerar ao invés de SQ , SQ_{dq} , dado por

$$SQ_{dq}(i_g(t)) = SQ(\mathbf{i}_g^s(t)) = \begin{bmatrix} 1 & j \end{bmatrix} \int_0^t \mathcal{L}^{-1} \{AF(s, \omega_g)\} \Big|_{t \rightarrow \tau} i_g(t - \tau) d\tau \quad (6.24)$$

onde

$$AF(s, \omega_g) = \mathcal{L} \left\{ \left(s\mathbf{I} - \begin{bmatrix} 0 & \omega_g \\ -\omega_g & -k\omega_g \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ k\omega_g \end{bmatrix} \right\} \quad (6.25)$$

A estimação do fluxo virtual para filtros universais monofásicos considerando (6.21) e

(6.22) pode ser realizada utilizando SQ_{dq} , e é dada por

$$\begin{bmatrix} \phi_{gd} \\ \phi_{gq} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \int_0^t \mathcal{L}^{-1} \{AF(s, \omega_g)\} \Big|_{t \rightarrow \tau} (v_l + v_{fas})(t - \tau) d\tau + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \int_0^t \mathcal{L}^{-1} \{AF(s, \omega_g)\} \Big|_{t \rightarrow \tau} (L_g + L_T)i_g(t - \tau) d\tau \right) e^{-j\omega_g t} \quad (6.26)$$

Dado que (6.25) pode ser realizado por (4.21), e as derivadas realizações digitais apresentadas na seção 4.3, e a malha proposta incorpora um *phase-locked-loop*, este método de sincronização é denominado AF-PLL para filtros universais. O esquema de estimação de fluxo virtual para circuitos monofásicos é apresentado na figura 6.4. A solução proposta, seguindo aquela apresentada na figura 4.3, emprega um PLL cuja frequência de rastreamento é empregada como realimentação dos filtros $AF(s, \omega_e)$ (ω_e é o ω_g estimado), os quais são obtidos a partir de (6.25) considerando a realização em (4.30) ou (4.35). A dinâmica da malha de sincronização pode ser derivada de forma similar ao AF-PLL para filtros paralelos. Considerando a linearização obtida por pequenas perturbações, o modelo é dado por

$$\frac{\Delta I_{gd}(s)}{\Delta \theta_g^e(s)} = k_{pll} \frac{1 + s\tau_{pll}}{s^2\tau_{pll}} \quad (6.27)$$

onde $k_{pll} \in \Re$ e $\tau_{pll} \in \Re$ são ganhos positivos. O projeto de banda passante ω_{pll} e margem de fase PM_{pll} podem ser especificados, com os coeficientes resultantes dados por

$$\tau_{pll}\omega_{pll} = \tan(PM_{pll}) \quad (6.28)$$

e

$$k_{pll} = \left| \frac{s^2\tau_{pll}}{1 + s\tau_{pll}} \right|_{s=j\omega_{pll}} \quad (6.29)$$

As características de rejeição de 40db/dec do AF-PLL para filtros paralelos são mantidos para o esquema de sincronização proposto para filtros universais, sendo este um aprimoramento em relação as técnicas clássicas dependentes apenas de PLL.

6.4 Controle do Barramento CC

O modelo dinâmico do fluxo de energia pode ser obtido empregando a mesma aproximação apresentada na seção 4.4. Para isto é empregada a representação complexa das

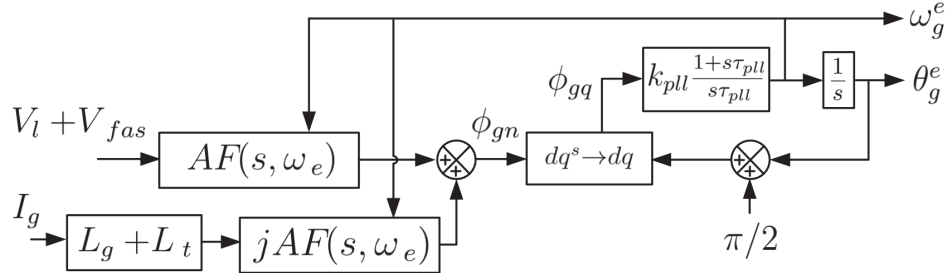


Figura 6.4: Esquema AF-PLL para sincronização por fluxo virtual em filtros ativos universais.

correntes em um eixo de referências síncronas, onde as correntes da rede são dadas por $\mathbf{i}_{\mathbf{g}}(t) = \mathbf{i}_{\mathbf{g}}^s(t)e^{-j(\omega_g t + \phi)} = i_{gd}(t) + j i_{gq}(t)$, e as tensões, $\mathbf{e}_{\mathbf{g}}(t) = \mathbf{e}_{\mathbf{g}}^s(t)e^{-j(\omega_g t + \theta)} = e_{gd}(t)$, onde ϕ e θ são os ângulos das correntes e tensões da rede. Considerando um alto fator de potência na rede, a equação do balanço de potência instantânea para o filtro universal monofásico é dada por

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \left(e_{gd}(t) i_{gd}(t) - (R_g + R_T) i_{gd}(t)^2 - \frac{d}{dt} \left(\frac{(L_g + L_T) i_{gd}(t)^2}{2} \right) \right) \\ & - \frac{1}{2} \left(R_f (i_{fd}(t)^2 + i_{fq}(t)^2) + \frac{d}{dt} \left(\frac{L_f (i_{fd}(t)^2 + i_{fq}(t)^2)}{2} \right) \right) \\ & - p_{ca}(t) = \frac{d}{dt} \left(\frac{C v_{cc}(t)^2}{2} \right) + \frac{v_{cc}(t)^2}{R_l} \end{aligned} \quad (6.30)$$

$$= i_{gd}(t) \int_0^t \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{sa + 1} \right\} \Big|_{t \rightarrow \tau} v_{fasd}(t - \tau) dt + v_{fapd}(t) i_{fd}(t) + v_{fapq}(t) i_{fq}(t)$$

onde o último termo da igualdade pode ser aproximado por $v_{fasd}(t) i_{gd}(t) + v_{fapd}(t) i_{fd}(t) + v_{fapq}(t) i_{fq}(t)$ se $a \ll \omega_{b-cc}$, onde ω_{b-cc} é a banda passante do controlador do barramento cc. O modelo não-linear obtido pode ser linearizado em um ponto de operação. Para a análise de perturbação e linearização, as seguintes variáveis de controle são determinadas: $i_{gd}(t) = I_{gd0} + \Delta i_{gd}(t)$ e $v_{cc}(t) = V_{cc0} + \Delta v_{cc}(t)$. Considerando que $\mathbf{i}_{\mathbf{f}}(t) = (I_{gd0} - I_{ld0} + \Delta i_{gd}(t)) + j I_{fq0}$ e $I_{fq0} = -I_{lq0}$, o modelo linearizado é dado por

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta I_{gd}(s)} = \frac{1 - \frac{\frac{1}{2} L_{gTf} I_{gd0}}{\frac{1}{2} E_{gd} - R_{gTf} I_{gd0}} s \frac{\frac{1}{2} E_{gd} - R_{gTf} I_{gd0}}{\frac{2V_{cc0}}{R_l}}}{s \frac{R_l C}{2} + 1} \quad (6.31)$$

onde $R_{gTf} = R_g + R_t + R_f$ e $L_{gTf} = L_g + L_T + L_f$. Se o zero z_{p-cc} de (6.31) é tal que $z_{p-cc} \ll \omega_{b-cc}$, (6.31) pode ser aproximado por

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta I_{gd}(s)} = \frac{k_{dc}}{s \frac{R_l C}{2} + 1} \quad (6.32)$$

onde

$$k_{dc} = \frac{\frac{1}{2} E_{gd} - R_{gTf} I_{gd0}}{\frac{2V_{cc0}}{R_l}} \quad (6.33)$$

A planta obtida é similar a (4.45), e a mesma proposta de compensação linear proporcional-integrativa pode ser empregada.

Para o controle sem os sensores de tensão CC, considere a equação do circuito em um sistema de referências síncronas a ω_g dada por

$$\mathbf{i}_f(t)(L_f p + R_f) + j\omega_g L_f \mathbf{i}_f(t) + \mathbf{m}_{\text{fap}}(t)v_{cc}(t) = v_{ld}(t) \quad (6.34)$$

onde $\mathbf{m}_{\text{fap}}(t)$, similar a $\mathbf{m}(t)$ em (4.47), representa o sinal de modulação da ação de controle do filtro paralelo. De forma similar à abordagem da seção 4.4, é possível considerar a função $SQ(s(t))$ em (4.48) para obter o modelo

$$\mathbf{i}_{f,o}(t)(L_f p + R_f) + j\omega_g L_f \mathbf{i}_{f,o}(t) + \mathbf{m}_{\text{fap},o}(t)v_{cc}(t) \approx v_{ld}(t) \quad (6.35)$$

Sendo assim, considerações similares sobre as harmônicas são observadas. Ainda, é possível escolher $\tau_r = L_f/R_f$, resultando que

$$\frac{\mathbf{i}_f(t)}{L_f p + R_f} = \int_0^t g_r(\tau) \mathbf{i}_f(t - \tau) d\tau \frac{\tau_r p + 1}{L_f p + R_f} = \frac{\mathbf{i}_{f,o}(t)}{R_f} \quad (6.36)$$

onde

$$g_r(\tau) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{\tau_r s + 1} \right\} \Big|_{t \rightarrow \tau}$$

Com o mesmo raciocínio é possível obter de (6.34), um modelo dado por

$$R_f \mathbf{i}_f(t) + j\omega_g L_f \mathbf{i}_{f,o}(t) = v_{ld,o}(t) - \mathbf{m}_{\text{fap},o}(t)v_{cc}(t) \quad (6.37)$$

Em resumo, os filtros ressonantes no esquema de estimação são ajustados de tal forma que a filtragem por $g_r(\tau)$ tenha a mesma dinâmica que a da impedância do filtro, permitindo simplificar a equação na forma anterior. A equação (6.37) pode ser empregada para desenvolver as equações de tensão de eixo direto e quadratura, e posteriormente o desenvolvimento do estimador de barramento CC. Se a resistência do filtro R_f for pequena (o que geralmente é desejado nos projetos), o estimador pode ser projetado considerando apenas os sinais obtidos pelos sinais filtrados pela função $SQ(s(t))$ (estimação de $\mathbf{i}_f(t)$ não necessária).

Diferente do caso do filtro paralelo (em (4.42)), no filtro universal o barramento CC é acoplado em (6.30) entre o filtro paralelo e série. Isto dificulta o projeto do estimador usando (6.37) no caso *sensorless* pois $\mathbf{i}_f(t)$ não é medido. Este trabalho propõe sua estimação a

partir do balanço de potência entre os filtros. Para isto, seja considerada a potência estática normalizada ativa do filtro ativo série dada por

$$\bar{P}_{f_{asd}}(t) = \frac{P_{f_{asd}}(t)}{v_{cc}(t)} = i_{gd}(t)m_{f_{asd}}(t) + i_{gq}(t)m_{f_{asq}}(t) \quad (6.38)$$

e a reativa

$$\bar{P}_{f_{asq}}(t) = \frac{P_{f_{asq}}(t)}{v_{cc}(t)} = i_{gq}(t)m_{f_{asd}}(t) - i_{gd}(t)m_{f_{asq}}(t) \quad (6.39)$$

De forma similar, para o filtro ativo paralelo é obtido

$$\bar{P}_{f_{apd}}(t) = \frac{P_{f_{apd}}(t)}{v_{cc}(t)} = i_{fd}(t)m_{f_{apd}}(t) + i_{fq}(t)m_{f_{apq}}(t) \quad (6.40)$$

e

$$\bar{P}_{f_{apq}}(t) = \frac{P_{f_{apq}}(t)}{v_{cc}(t)} = i_{fq}(t)m_{f_{apd}}(t) - i_{fd}(t)m_{f_{apq}}(t) \quad (6.41)$$

Considerando a operação sob potência nula (a potência em R_l sob a perspectiva do modelo (6.30) é constante e pode ser rejeitada facilmente com uma ação integral), em que $\bar{P}_{f_{asd}} + \bar{P}_{f_{apd}} = \bar{P}_{f_{asq}} + \bar{P}_{f_{apq}} = 0$, é possível obter uma solução para $\mathbf{i}_f(t)$ independente de $v_{cc}(t)$, dada por

$$i_{fd}(t) = \frac{\bar{P}_{f_{asd}}(t)m_{f_{apd}}(t) + \bar{P}_{f_{asq}}(t)m_{f_{apq}}(t)}{|\mathbf{m}_{\text{fap}}(t)|^2} \quad (6.42)$$

e

$$i_{fq}(t) = \frac{\bar{P}_{f_{asd}}(t)m_{f_{apq}}(t) - \bar{P}_{f_{asq}}(t)m_{f_{apd}}(t)}{|\mathbf{m}_{\text{fap}}(t)|^2} \quad (6.43)$$

Importante notar que as condições de potência nula não são atendidas se a carga apresenta uma potência reativa, e se, simultaneamente, é desejado manter um fator de potência unitário na rede ($\phi = \theta$). De fato, supondo que $\mathbf{e}_{\mathbf{g}}^s(t) \propto \mathbf{v}_{\mathbf{l}}^s(t)$ (mesma fase), e uma carga com 90° em avanço ou atraso, $\bar{P}_{f_{apd}} \approx \bar{P}_{f_{asd}}$ e $\bar{P}_{f_{apq}} \approx P_{loadq}(t)/v_{cc}(t)$, onde $P_{loadq}(t)$ é a potência reativa da carga relativa a componente fundamental (não é considerada, mas existe a compensação da energia reativa das impedâncias, que implica geralmente em $\bar{P}_{f_{asq}} \neq \bar{P}_{f_{apq}} \neq 0$). Entretanto, considerando que $P_{loadq}(t)$ é quase-estático para fins de controle, este pode ser encarado como distúrbio constante, com possível correção (neste caso, substituir-se-ia $\bar{P}_{f_{asq}} = P_{loadq}(t)/v_{cc}(t)$ em (6.42) e (6.43)). Para o cálculo de $\bar{P}_{f_{asd}}(t)$ e $\bar{P}_{f_{asq}}(t)$, pode-se obter $\mathbf{i}_{\mathbf{g}}(t)$ e $\mathbf{m}_{\text{fas}}(t)$ filtrados por $SQ(s(t))$, resultando em $\mathbf{i}_{\mathbf{g},\mathbf{o}}(t)$ e $\mathbf{m}_{\text{fas},\mathbf{o}}(t)$. Consequentemente, $\bar{\mathbf{P}}_{\text{fas},\mathbf{o}}(t) \approx \bar{\mathbf{P}}_{\text{fas}}(t)/(\tau_{r,g}s + 1)$. Sendo assim, no cálculo de (6.42) e (6.43), obtém-se aproximadamente $\mathbf{i}_{\mathbf{f},\mathbf{o}}(t)$.

O estimador para o caso proposto, onde $\mathbf{e}_g^s(t) \propto \mathbf{v}_l^s(t)$ por definição, consiste em empregar (6.37) utilizando as correntes estimadas por (6.42) e (6.43). Considerando um sistema síncrono à $v_l(t)$ e $e_g(t)$ e desprezando R_f , obtém-se a equação de tensão para o eixo direto dada por

$$v_{cc}^e(t) = \frac{v_{ld,o}(t) + j\omega_g L_f i_{fq,o}(t)}{m_{fapd,o}(t)} \quad (6.44)$$

onde $v_{cc}^e(t)$ é a tensão estimada. A figura 6.5 apresenta o método de estimação de barramento CC proposto para filtros universais. Neste caso, à função SQ é adicionada o argumento ω_e uma vez que a filtragem é adaptada a frequência estimada de rede (similar para o cálculo da impedância de L_f). Nota-se também que, uma transformação para o sistema de coordenadas síncronas é realizada, o ângulo θ_e é empregado em cada caso. Os blocos para cálculo de \bar{P}_{fap} e $i_{f,o}$ são equações não lineares dadas por (6.38), (6.39), (6.42) e (6.42).

A malha de controle *sensorless* geral para os filtros ativos monofásicos é apresentada na figura 6.6. A partir da tensão estimada $v_{cc}^e(t)$ é possível realizar a regulação a partir de uma tensão de referência $v_{cc}^*(t)$ com um compensador linear $K_{cc}(s)$. Controladores PI com ganho proporcional limitado em banda apresentam um desempenho compatível com maior parte das aplicações, e é utilizado neste trabalho. As referências podem ser determinadas a partir de $u_{cc}(t)$ e o ângulo de tensão da rede θ_e . Neste trabalho adota-se $i_g^*(t) = u_{cc}(t)\sin(\theta_e)$ e $v_l^*(t) = v_{l,0}\sin(\theta_e)$, onde $v_{l,0}$ é uma constante arbitrária que define o nível de tensão nominal na carga a ser regulado.

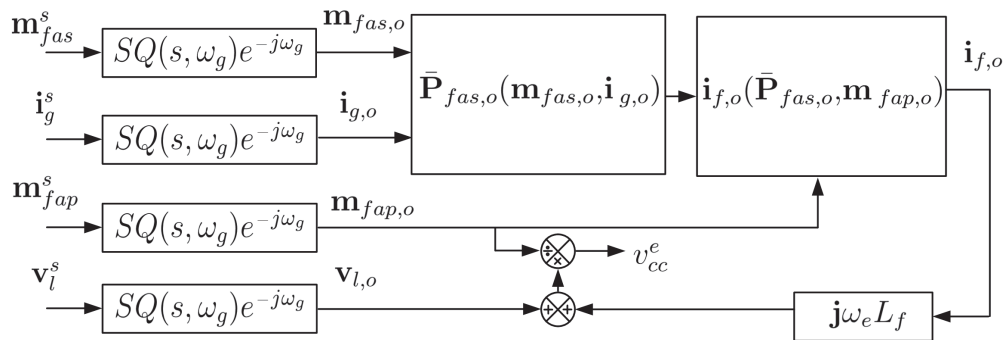


Figura 6.5: Estimador de tensão do barramento CC para filtros universais empregando filtragem quase-ressonante.

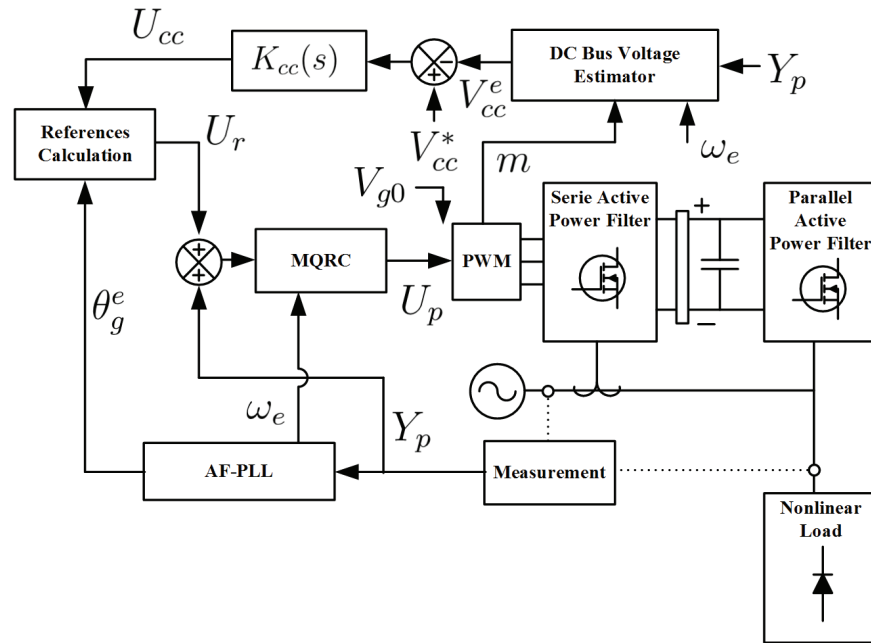


Figura 6.6: Topologia do controlador proposto para filtros ativos de potência universais monofásicos com dois ponto de medição (correntes de rede e tensão na carga). MQRC é o *multivariable quasi-resonant control*, que é a malha de compensação centralizada apresentada na figura 6.3.

6.5 Projeto Numérico

Para verificação do controle, resultados experimentais foram obtidos considerando um protótipo de 1kVA desenvolvido em laboratório, já empregado nas seções anteriores. A tabela (6.2) apresenta os parâmetros do protótipo empregados nos ensaios, os quais são também empregados no desenvolvimento do controle. Nestes resultados é considerado como carga não-linear um retificador a diodos monofásico, o qual apresenta um perfil harmônico bem conhecido que segue a série de componentes harmônicas ímpares com ordem decrescente de magnitude. Os compensadores quase-ressonantes são sintonizados nas harmônicas de 3^a, 5^a, 7^a ordem (índices $k = 1, 2, 3$), com $k = 0.006$. O projeto do controle H_2/H_∞ foi realizado considerando os parâmetros especificados na tabela 6.1.

Na definição da região de alocação de polos, a elipse considera a faixa definida por $-7\omega_g < Im(s) < 7\omega_g$ e $-1000 < Re(s) < -5$, garantindo que a resposta dinâmica esteja dentro da faixa de discretização (inferior a frequência de Nyquist). O polo inferior dentro da região permitida garante uma convergência no intervalo de um segundo de no mínimo 99%, considerando todos os estados para o sistema em malha fechada. No projeto das saídas para a síntese H_2/H_∞ , y_2 foi projetado para obter maiores ganhos em RC_0 (o que é

Tabela 6.1: Parâmetros do projeto de controle H_2/H_∞ para o filtro universal ($x = d, q, n = 1, 2, 3$).

$R_f^{inf} = 0.4\Omega$	$R_f^{sup} = 0.6\Omega$	$L_{gf}^{inf} = 8\text{mH}$	$L_{gf}^{sup} = 8\text{mH}$	$\alpha/\beta = 20.0$	$e_\alpha = -5$
$e_h = 1000$	$h_a^{fas} = h_a^{fap} = 1$	$h_{2x,0}^{fas,fap} = 50$	$h_{2x,n}^{fas,fap} = 1$	$b_{a,2}^{fas} = 0.1$	$b_{a,2}^{fap} = 0.01$

obtido pelas maiores magnitudes de $h_{2x,0}^{fas,fap}$, que são empregados no controle da componente fundamental, responsável pela regulação do fluxo de energia. Diferente da solução para filtros paralelos apresentados no capítulo 5, este projeto busca resultados menos conservativos em termos de desempenho, uma vez que os ganhos são fixos. Tal resultado é obtido pela grande relação α/β , a fim de garantir ganhos elevados, assim como maior ganho nas ações referentes aos compensadores ressonantes, a fim de não perder seletividade na compensação.

A figura 6.7 apresenta a resposta em frequência considerando a entrada de distúrbio de tensão da rede e a saída de tensão na carga, considerando as várias plantas definidas dentro do espaço de incertezas. Classicamente (considerando os filtros desacoplados), este desempenho seria somente definido pelo controle do filtro série. Nesta proposta, entretanto, é resultante da ação dos dois filtros. Na figura pode-se verificar a presença dos quatro controladores ressonantes sintonizados, onde uma maior rejeição é garantida no controlador da frequência fundamental. A figura 6.8 apresenta o resultado das locações de polos. Verifica-se que o polo resultante do ganho proporcional fica no limite inferior do plano complexo, próximo a $s = -500$, seguido pelos polos de RC_0 , próximo a $s = -150$. Tais valores garantem um desempenho satisfatório no rastreamento das componentes fundamentais, próximo de dezenas de milissegundos, garantindo o rastreamento de fluxo de energia dada as constantes de tempo do protótipo.

A figura 6.9 e 6.10 apresentam resultados semelhantes aos anteriores, mas considerando a regulação da corrente de rede em função dos distúrbios de carga. Nesta malha pode-se verificar que em termos absolutos há maior rejeição, o que é desejado uma vez que as correntes geralmente são em termos de magnitude menores que as tensões. Para a componente fundamental é garantido uma rejeição de aproximadamente 40db abaixo do sistema realimentado com o ganho ótimo H_∞ , o que implica que a adição de RC_0 na malha de controle permite uma redução significativa na componente sintonizada.

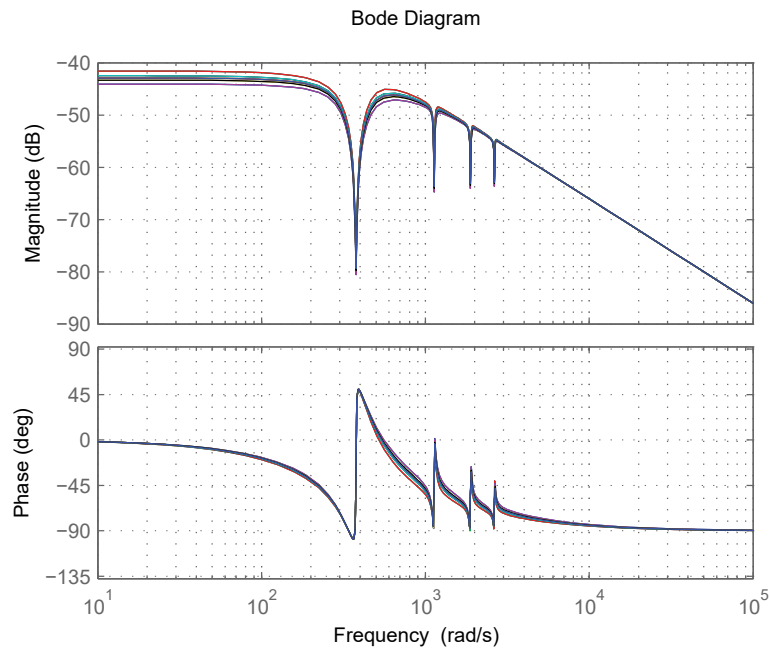


Figura 6.7: Resposta em frequência para a entrada do distúrbio de tensão na rede e saída de tensão na carga considerando sistemas no espaço de incertezas.

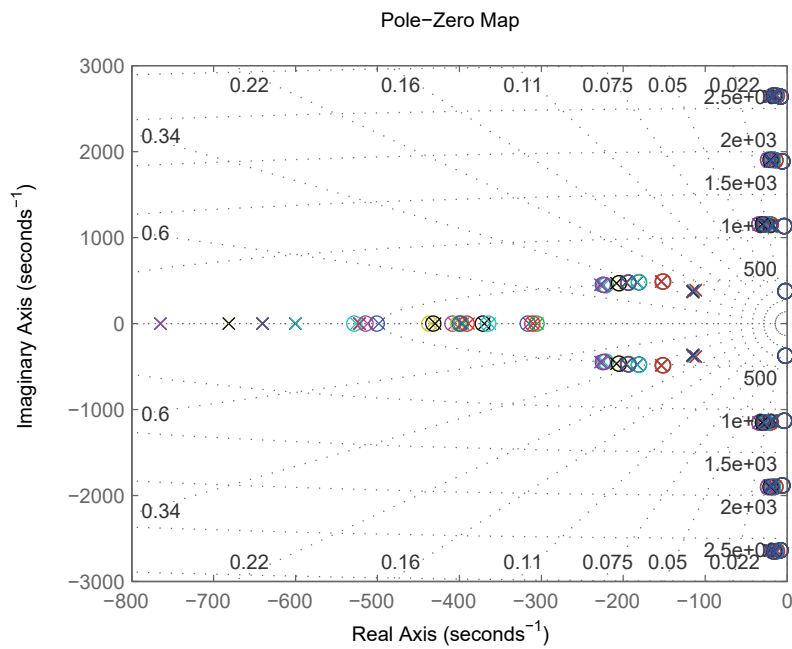


Figura 6.8: Localização dos polos em malha fechada do sistema com entrada do distúrbio de tensão na rede e saída de tensão na carga considerando sistemas no espaço de incertezas.

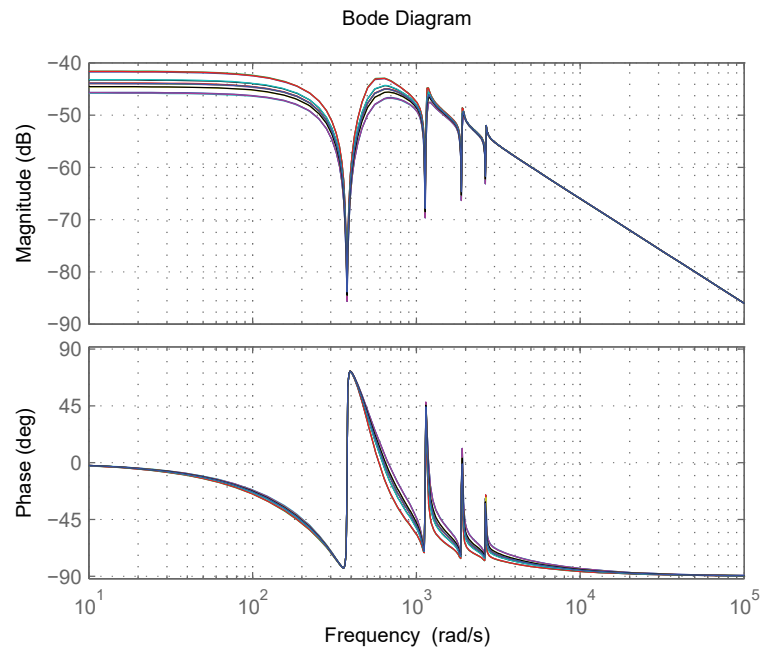


Figura 6.9: Resposta em frequência para a entrada do distúrbio de corrente na carga e saída na corrente de rede considerando sistemas no espaço de incertezas.

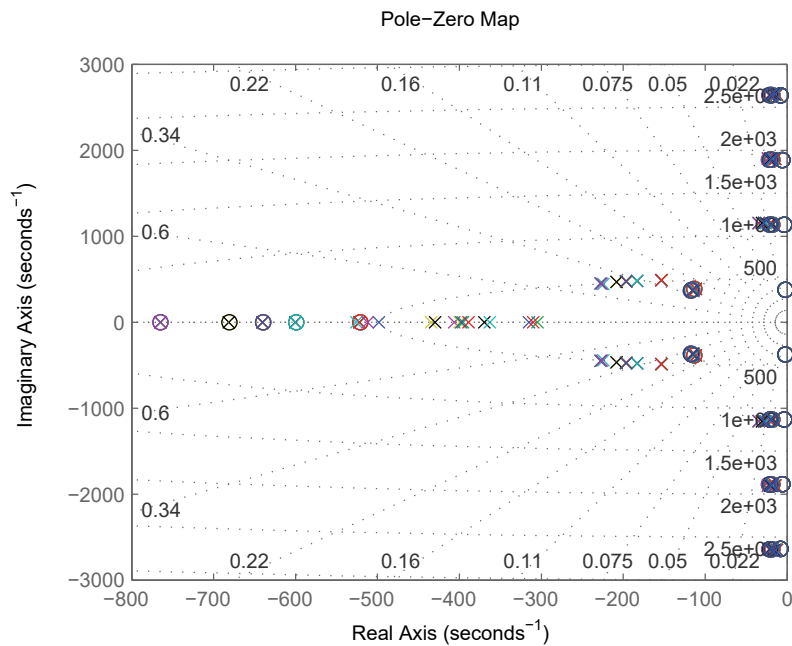


Figura 6.10: Localização dos polos em malha fechada do sistema com entrada do distúrbio de corrente na carga e saída na corrente de rede considerando sistemas no espaço de incertezas.

6.6 Resultados Experimentais

A plataforma de ensaio é caracterizada na tabela (6.2), e detalhes de hardware são apresentadas no anexo I. A frequência de chaveamento, amostragem e controle é 10kHz. A carga

Tabela 6.2: Parâmetros do circuito de potência do filtro ativo universal monofásico.

Potência de Carga	300W
Potência de Segunda Carga(Transitorios)	150W
Tensão de Linha	127V <i>RMS</i>
Tensão do Barramento CC	200V <i>RMS</i>
Indutor de Linha (L_g)	1mH (1.5%)
Indutor de Filtro (L_f)	6mH (9%)
Capacitor de Barramento CC (C)	4.4 <i>mF</i>

não-linear empregada consiste de um retificador a diodos em ponte completa, operando com um filtro LC no barramento CC.

Seguindo a metodologia apresentada nos capítulos 4 e 5, nesta seção são apresentados os resultados com e sem sensor no barramento CC, sendo os resultados primeiros aqueles que incluem este último. A figura 6.11 apresenta os resultados de tensão e corrente da carga não-linear empregada. O THD da corrente de carga é 34%, com um fator de deslocamento de 0.84. A figura 6.12 e 6.13 apresenta os resultados de tensão e corrente do filtro ativo universal com a estratégia de controle proposta, incluindo os sensores de tensão de barramento CC. Os resultados de análise harmônica obtidos para o filtro são apresentados nas figuras 6.14 a 6.17. A distorção harmônica da corrente de entrada é de 4.9%, enquanto que a compensação de tensão reduz a distorção da rede, com THD de 3.6%, para uma THD de 2.6% na tensão da carga. O fator de deslocamento da corrente de rede e tensão na carga estão acima de 0.99.

A figura 6.18 apresenta os resultados de tensão e corrente durante transitório de carga para as estratégias com sensor no barramento CC. Nestes cenários, a variação de carga é próxima a 50%. A variação máxima de tensão no barramento CC no transitório é próxima a 2.5%. A figura 6.19 apresenta os resultados do filtro universal para um afundamento de tensão de 25%. Durante este transitório é verificado que a tensão na carga é mantida constante sem variação significativa.

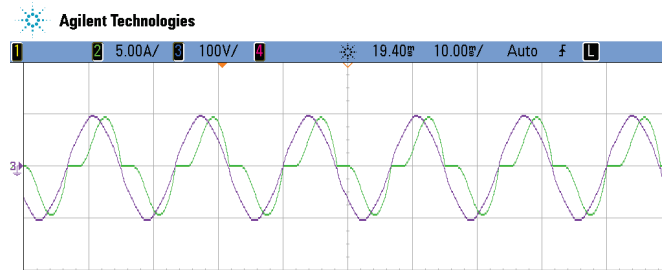


Figura 6.11: Corrente de rede para o retificador a diodos. Carga não-linear a ser compensada. Verde: corrente na rede i_g (5A/Divisão). Roxo: tensão da rede (100V/Divisão).

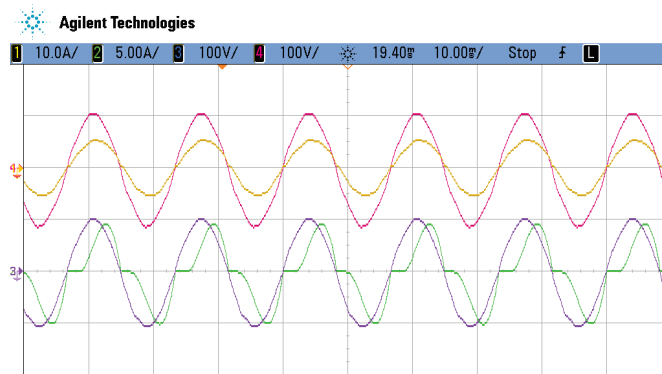


Figura 6.12: Tensões e correntes do circuito com o controle incluindo sensores de tensão no barramento CC. Amarelo: correntes na rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).

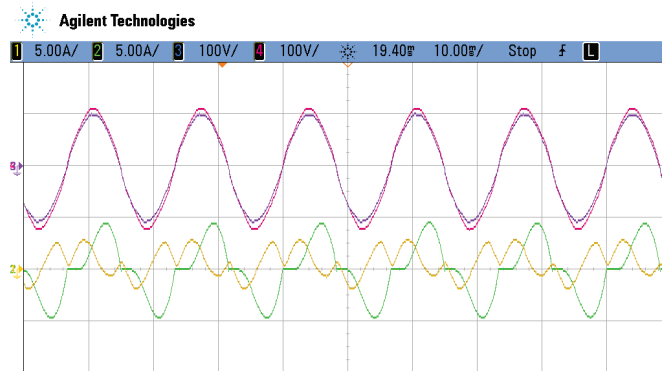


Figura 6.13: Tensões e correntes do circuito com o controle incluindo sensores de tensão no barramento CC. Amarelo: correntes do filtro i_{fap} (5A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).

A figura 6.20 e 6.21 apresenta os resultados de tensão e corrente do filtro universal sem o sensor de tensão no barramento CC. Os resultados harmônicos e de fator de deslocamento são

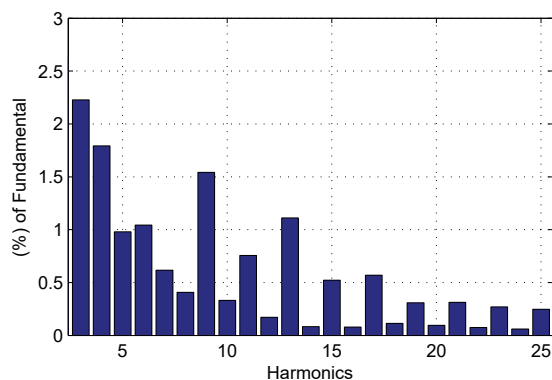


Figura 6.14: Análise harmônica da corrente da rede i_g . O THD é 4.9%.

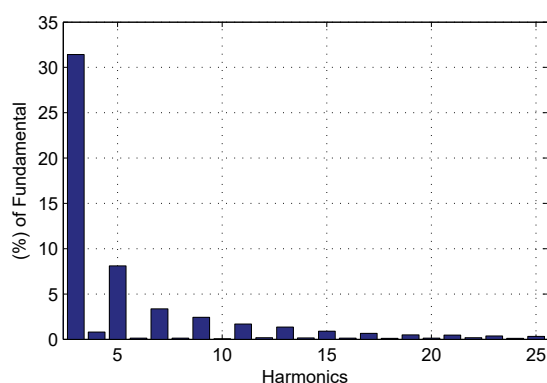


Figura 6.15: Análise harmônica da corrente de carga i_l . O THD é de 34%.

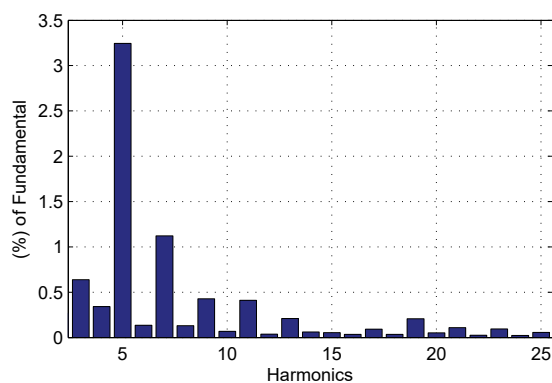


Figura 6.16: Análise harmônica da tensão na rede. O THD é de 3.6%.

similares à solução anterior, pois a malha de fluxo de energia tem pouco impacto na qualidade de compensação harmônica da malha de corrente. A figura 6.22 apresenta o transitório de carga para uma variação de 50%.

No caso da solução sem sensor no barramento CC, o compensador PI deve apresentar melhor capacidade de rejeição de perturbações do estimador, uma vez que não é garantido

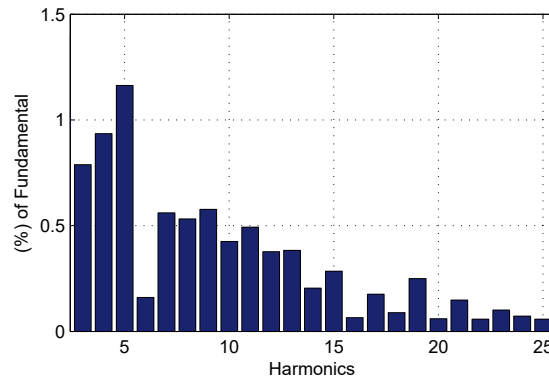


Figura 6.17: Análise harmônica da tensão na carga v_l . O THD é de 2.6%.

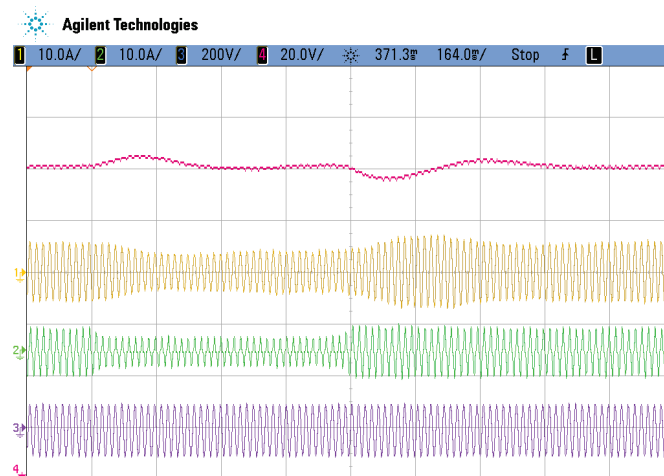


Figura 6.18: Tensões e correntes do circuito com o controle, incluindo sensores de tensão no barramento CC, durante um transitório de carga de 50%. Amarelo: correntes da rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (10A/Divisão). Vermelho: tensão no barramento CC (20V/Divisão). Roxo: tensão na carga (200V/Divisão).

que o filtro SQ elimine completamente todas as componentes harmônicas. Isto resulta em ganhos conservativos. O resultado destes requisitos é um controlador de fluxo mais lento, com uma variação máxima de tensão maior que o caso anterior, onde o sensor estava presente. Entretanto, para o ensaio desenvolvido, a variação máxima de tensão foi de 5%, que é satisfatoriamente baixo para manter a perfeita operação do conversor. Durante a transição de carga, semelhante àqueles resultados do capítulo 4 e 5, verifica-se um erro estático. Neste caso este erro é próximo a 2.5%. A figura 6.23 apresenta os resultados para um afundamento de tensão de 30%. Para o afundamento configurado, o filtro ativo universal regula satisfatoriamente a tensão na carga que não apresenta variação significativa.

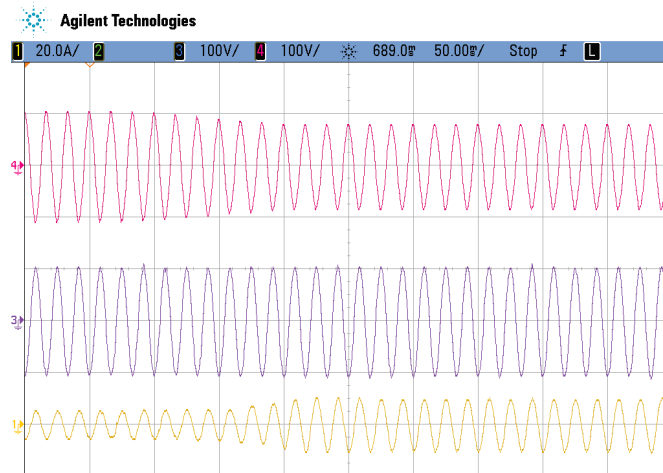


Figura 6.19: Tensões e correntes do circuito com o controle, incluindo sensores de tensão no barramento CC, durante um afundamento de tensão de 25%. Amarelo: correntes da rede i_g (20A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).

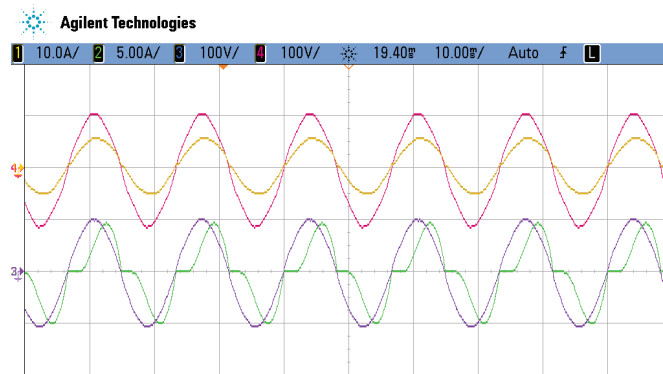


Figura 6.20: Tensões e correntes do circuito com o controle sem sensores de tensão no barramento CC. Amarelo: correntes na rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).

6.7 Conclusões

Este capítulo apresenta uma estratégia de controle *sensorless* para filtros ativos universais, com ausência dos sensores de tensão da rede, corrente na carga, corrente no filtro e tensão no barramento CC. A atual estratégia opera com somente dois sensores correspondentes às saídas reguladas no processo, a corrente na rede, e a tensão na carga. Utilizando o conceito de AF-PLL introduzido no capítulo 4, o presente trabalho emprega uma derivação do fluxo virtual considerando o acoplamento entre o filtro série e o filtro paralelo. Tal acoplamento também é considerado no projeto do controle de fluxo de energia, e no esquema de estimação de tensão no barramento CC, assim como uma análise do impacto de distúrbio de carga.

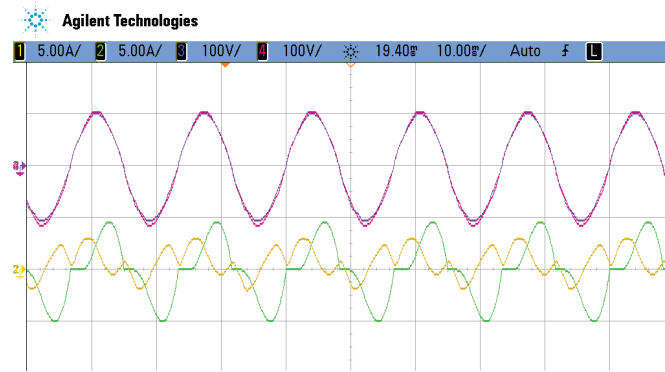


Figura 6.21: Tensões e correntes do circuito com o controle sem sensores de tensão no barramento CC. Amarelo: correntes do filtro i_{fap} (5A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).

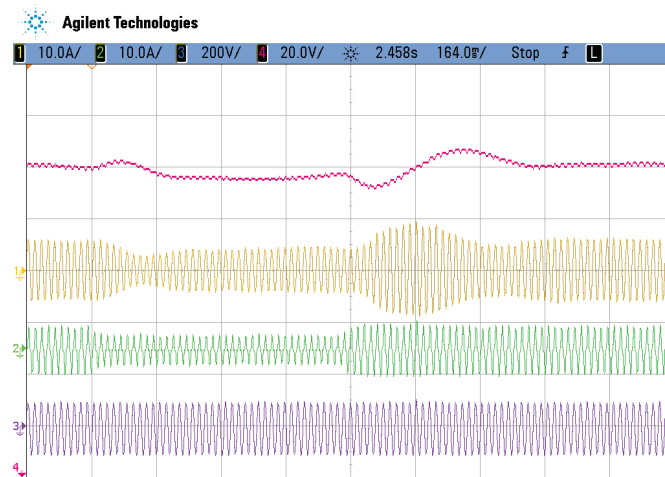


Figura 6.22: Tensões e correntes do circuito com o controle, sem sensores de tensão no barramento CC, durante um transitório de carga de 50%. Amarelo: corrente da rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (10A/Divisão). Vermelho: tensão no barramento CC (20V/Divisão). Roxo: tensão na carga (200V/Divisão).

Além dos aspectos de sincronização de controle de fluxo de energia, o acoplamento é considerado no desenvolvimento de uma síntese centralizada multivariável robusta através da teoria de controle H_2/H_∞ , onde foi possível inserir os múltiplos compensadores ressonantes de forma estendida, apresentando uma formulação multiobjetiva considerando aspectos de robustez, seletividade na compensação ressonante, e rejeição de ruídos de medida.

Os resultados experimentais foram apresentados empregando um protótipo de 1kVA. Foram realizadas análises em regime estacionário e transitório usando um retificador a diodos como carga não-linear. Os resultados apresentados compreendem a solução com e sem o sensor no barramento CC. As componentes harmônicas de maior impacto para a carga con-

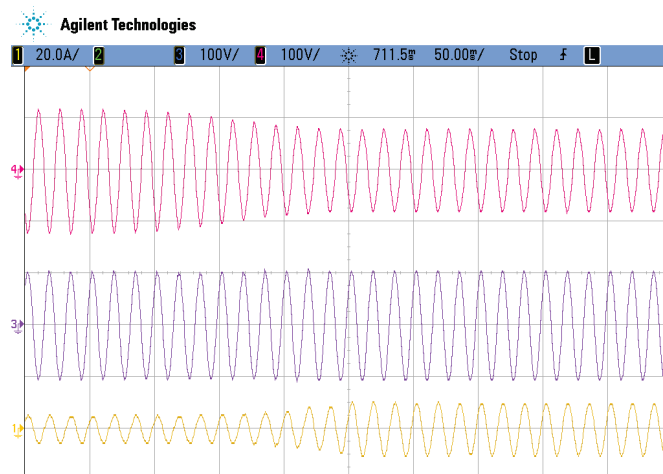


Figura 6.23: Tensões e correntes do circuito com o controle, sem sensores de tensão no barramento CC, durante um afundamento de tensão de 30%. Amarelo: corrente da rede i_g (20A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).

figurada foram seletivamente mitigadas através dos compensadores ressonantes sintonizados. Os resultados transitórios, constituindo-se de variação de carga e afundamento de tensão, demonstram que o conversor com a estratégia de controle proposta opera de forma estável e com desempenho satisfatório.

Parte II

Controladores PWM com Modulação de Sinais de Tensão e Corrente

7

Controle *Sensorless Current Shaping* para Filtros Ativos Paralelos

Este capítulo apresenta uma síntese do controle *current shaping*. O trabalho é uma evolução às técnicas clássicas de emulação de impedância apresentadas em Chattopadhyay e Ramanarayanan (2001), Chattopadhyay e Ramanarayanan (2004) e Nunez-Zuniga e Pomilio (2002). As seguintes contribuições são destacadas

- Compensação e rejeição de distúrbios harmônicos em aplicações de filtros ativos e retificadores;
- Controle robusto considerando as variações de ponto de operação do fluxo de energia empregando uma síntese de controle ótimo H_∞ ;

A solução aqui presente é uma versão estendida e aprimorada daquela anteriormente proposta em Ketzer (2013), obtidos no desenvolvimento de um controlador *sensorless* aplicado a filtros ativos paralelos e retificadores. Na primeira seção é descrita e analisada a estratégia *current shaping* na aplicação das topologias em estudo. Na segunda, é apresentado o projeto de controle ótimo aplicado na regulação de tensão do barramento CC a partir das impedâncias emuladas. Na última seção, a análise numérica assim como resultados experimentais são apresentados considerando um protótipo de 1kVA.

7.1 Controlador *Current Shaping*

A figura 7.1 apresenta um retificador trifásico, o qual emprega a notação de impedâncias já descritas no capítulo 4. Para o controle *current shaping* a seguinte lei de controle é utilizada

$$v_{gx}(t) = R_v i_{gx}(t) + \frac{1}{C_v} \int i_{gx}(t) dt \quad (x = 1, 2, 3) \quad (7.1)$$

onde R_v e C_v são a resistência e capacitância emuladas, respectivamente. A fim de implementar a lei de controle com (7.1), v_{g0} deve ser definido (veja (4.5)), o que pode ser feito empregando as estratégias definidas em Jacobina et al. (2001c), através da parametrização μ .

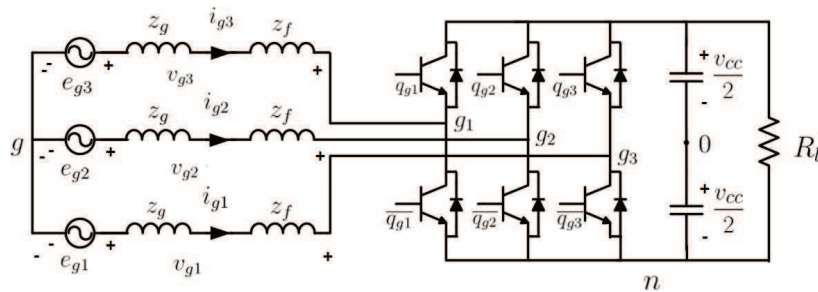


Figura 7.1: Retificador PWM trifásico.

O circuito linear equivalente do circuito trifásico (veja (4.7)) com a lei de controle em (7.1) é apresentado na figura 7.2, e a dinâmica corrente tensão é dada por

$$\frac{I_g(s)}{E_g(s)} = \frac{s}{s^2 L_{gf} + s R_e + 1/C_v} \quad (7.2)$$

onde $R_e = R_{gf} + R_v$.

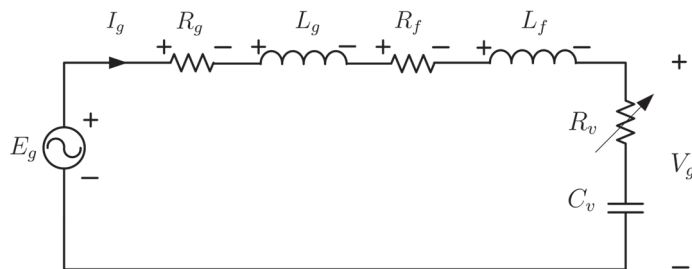


Figura 7.2: Circuito equivalente para a lei de controle (7.1).

Para obter $I_g(j\omega_g)$ em fase com $E_g(j\omega_g)$, (7.2) precisa ser real quando $s = j\omega_g$. Portanto é necessário que

$$\omega_g L_{gf} - \frac{1}{\omega_g C_v} = 0 \quad (7.3)$$

Consequentemente, a equação (7.2) torna-se

$$I_g(j\omega_g) = \frac{1}{R_{gf} + R_v} E(j\omega_g) \quad (7.4)$$

O capacitor emulado C_v realiza a compensação de energia reativa de L_{gf} . A potência virtualmente dissipada na resistência emulada R_v representa a potência transferida ao barramento CC. Os valores de impedância emulada devem ser limitados. Considerando a máxima transferências de potência, $R_v \geq R_{gf}$. Para a compensação reativa indutiva, deve ser assegurado também $C_v > 0$. Os polos em malha fechada para (7.2) são dados por

$$p_s = \frac{-R_e \pm \sqrt{R_e^2 - 4\frac{L_{gf}}{C_v}}}{2L_{gf}} \quad (7.5)$$

A partir da análise de polos é verificado inicialmente que $R_v \geq 0$, ou a planta se torna instável. A parte imaginária deve satisfazer $R_e^2/4 > L_{gf}/C_v$ a fim de evitar oscilações em transitórios.

A lei de controle (7.1) é similar à (4.9), empregada na definição do fluxo virtual, e os mesmos problemas de realização do integrador são presentes. A fim de resolver tais problemas, é possível utilizar a solução da realização do estimador do fluxo virtual neste caso. Sendo assim, (7.1) pode ser realizado como

$$v_{gx}(t) = R_v i_{gx}(t) + \frac{1}{\omega_g C_v} \int_0^t \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{k\omega_g^2}{s^2 + k\omega_k s + \omega_g^2} \right\} \Big|_{t \rightarrow \tau} i_{gx}(t - \tau) d\tau \quad (7.6)$$

onde a função em s pode ser realizada por (4.21) ou (4.35). Para este caso, se a dinâmica do filtro quase-ressonante (ver (4.27)) for mais lenta que o polo $p_s = -(R_e/L_{gf})$, a dinâmica dominante será determinada por este último. Sendo assim, com esta realização, C_v tem pouco impacto na dinâmica e pode ser desprezado nas análises apresentadas a seguir.

Para a aplicação de filtros ativos, os sinais $i_l(t)$ e $i_f(t)$ necessitam ser adicionados, modificando o modelo (7.2). Considerando o circuito do filtro ativo apresentado na figura 4.1 e a lei de controle (7.1), o seguinte modelo dinâmico multivariável é obtido para filtros trifásicos (representação por fase)

$$e_{gx}(t) - L_g \frac{di_{gx}(t)}{dt} - R_g i_{gx}(t) = v_{gx}(t) + R_f i_{fx}(t) + \frac{di_{fx}(t)}{dt} L_f \quad (7.7)$$

Se $e_{gx}(t)$ é senoidal, R_v e C_v estão nos intervalos definidos anteriormente, e a condição (7.3) é satisfeita, a corrente de referência é definida por

$$i_{gx}^*(t) = \frac{e_{gx}(t)}{R_e} \quad (7.8)$$

Similar ao caso do retificador, R_v é uma resistência virtual, mas dependente de $i_l(t)$. Isto implica que a resistência é dependente da carga compensada. A corrente da rede $i_{gx}(t)$ pode ser decomposta em N componentes harmônicas senoidais, de tal forma que a seguinte relação é satisfeita

$$\begin{aligned} \frac{di_{gx}(t)}{dt} &= -\omega_g^2 \int i_{gx,1}(t)dt + 2\omega_g^2 \int i_{gx,2}(t)dt + \dots N\omega_g^2 \int i_{gx,N}(t)dt + \\ &= -\omega_g^2 \int i_{gx}(t)dt + i'_{gx}(t) \end{aligned} \quad (7.9)$$

onde

$$i'_{gx}(t) = \omega_g^2 \int i_{gx,2}(t)dt + \dots + (N-1)\omega_g^2 \int i_{gx,N}(t)dt$$

Substituindo (7.9) e (7.8) em (7.7), é obtido

$$R_e i_{gx}^*(t) + L_g \omega_g^2 \int i_{gx}(t)dt = v_{gx}(t) + R_f i_{fx}(t) + \frac{di_{fx}(t)}{dt} L_f + R_g i_{gx}(t) + i'_{gx}(t) \quad (7.10)$$

e, substituindo (7.7) em (7.10), é obtido

$$R_e i_{gx}^*(t) + L_g \omega_g^2 \int i_{gx}(t)dt = e_{gx}(t) - L_g \frac{di_{gx}(t)}{dt} + i'_{gx}(t) \quad (7.11)$$

O modelo do conteúdo harmônico é representado como uma fonte de corrente (metodologia empregada no capítulo 4). Em (7.11), isto implica que $i'_{gx}(t)$ é um sinal de entrada exógeno. Sejam as variáveis perturbadas definidas como

$$i_{gx}(t) = i_{g0} + \Delta i_{gx}(t) \quad (7.12)$$

$$R_e = R_{e0} + \Delta R_e(t) \quad (7.13)$$

$$i_{gx}^*(t) = i_{g0}^* + \Delta i_{gx}^*(t) \quad (7.14)$$

onde o sub-índice 0 indica que uma constante dependente do ponto de operação. Substituindo (7.12) à (7.14) em (7.11), e desprezando os termos constantes, é obtido

$$\Delta R_e(s) I_{g0}^* + R_{e0} \Delta I_{gx}^*(s) + \frac{\omega_g^2 L_g \Delta I_{gx}(s)}{s} = -s L_g \Delta I_{gx}(s) \quad (7.15)$$

A partir de (7.8) e a análise de perturbação, considerando a carga uma fonte de corrente, é possível obter

$$\Delta R_e(s) = R_{e0} \frac{\Delta I_{gx}(s)}{I_g^*} \quad (7.16)$$

Aplicando (7.16) em (7.15) resulta em

$$\frac{\Delta I_{gx}^*(s)}{\Delta I_{gx}(s)} = \frac{-s^2 L_g + s R_{e0} - \omega_g^2 L_g}{s R_{e0}} \quad (7.17)$$

O sistema de rastreamento de corrente é definido pela seguinte expressão em malha fechada

$$\frac{\Delta I_{gx}^*(s)}{\Delta I_{gx}(s)} = \frac{Z_v(s) Y_v(s)}{1 + Z_v(s) Y_v(s)} \quad (7.18)$$

onde $Z_v(s) = V_{gx}(s)/(I_{gx}^*(s) - I_{gx}(s))$ e $Y_v(s) = I_{gx}(s)/V_{gx}(s)$. Desprezando os distúrbios de carga ($i_{gx}(t) = i_{fx}(t)$ em (7.7)), é obtido que

$$Y_v(s) = \frac{I_{gx}(s)}{V_{gx}(s)} = \frac{-1}{s L_{gf} + R_{gf}} \quad (7.19)$$

A partir de (7.19), (7.17) e (7.18), é obtida a dinâmica em malha aberta dada por

$$Z_v(s) Y_v(s) = \frac{-s^2 L_g + s R_{e0} - \omega_g^2 L_g}{L_g (s^2 + \omega_g^2)} \quad (7.20)$$

A análise de (7.20) sugere que o controle tem uma ação ressonante implícita para rejeição das componentes fundamentais da carga (uma análise alternativa é apresentada em Ketzer (2013)). Entretanto, devido às simplificações realizadas, a compensação de distúrbios harmônicos geralmente não é satisfatória sem malhas adicionais de compensação. Para a análise de rejeição de distúrbios harmônicos, considera-se a lei de controle em (7.1). Usando a condição (7.3), obtém-se que a amplitude da harmônica de corrente $I_{lx,k}$ resulta em uma harmônica em $I_{gx,k}$ com amplitude determinada por

$$|I_{gx,k}|^2 = |I_{lx,k}|^2 \frac{(L_f \omega_k^2)^2 + (R_f \omega_k)^2}{(L_{gf} (\omega_g - \omega_k))^2 + (R_e)^2} \quad (7.21)$$

o que implica que o distúrbio é filtrado pela impedância emulada. Desta forma, maior rejeição harmônica é obtida com maior R_v . Esta característica demonstra o fato significativo que a técnica *current shaping* tem o ganho de realimentação, o qual é projetado nas técnicas de fluxo virtual visando rejeição de distúrbios, dependente do controle do fluxo de energia. Esta característica limita a aplicação deste sistema em compensação seletiva a apenas os casos onde R_v é pequeno. Observando as restrições de máxima transferência de potência ($R_v \geq R_{gf}$) as restrições de alocação de polos em (7.5), estas estendem as conclusões de que estes limites são dependentes da realização física do conversor. Alternativamente a (7.21), (4.22) pode ser considerada em paralelo com um ganho R_v na malha de realimentação.

Quando a dinâmica da realização ressonante é muito mais lenta que o sistema, a malha de realimentação pode ser simplificada por um ganho. A amplitude na corrente harmônica $I_{gx,k}$ é então dada por

$$|I_{gx,k}|^2 = |I_{lx,k}|^2 \frac{(L_f \omega_k)^2 + R_f^2}{(L_{gf} \omega_k)^2 + (R_e)^2} \quad (7.22)$$

onde as observações em (7.21) são recíprocas.

O limite superior do ganho R_v é definido em função do ruído, assim como pela estabilidade do sistema amostrado. A figura 7.3 apresenta a malha amostrada empregando R_v na realimentação, onde $i_{vn}(t)$ é o ruído de medição da corrente $i_{gx}(t)$. Considerando os atrasos da realização, a função discreta da malha fechada desse sistema é dado por

$$G_{cl}(z) = \frac{R_v K_p z^{-1}}{1 - P_p z^{-1} - R_v K_p z^{-2}} \quad (7.23)$$

onde K_p é o ganho da planta e P_p é o polo ($P_p = e^{-T_s R/L}$). Para este sistema, os polos em malha fechada são dados por $P_{cl} = (P_p \pm \sqrt{P_p^2 + 4R_v K_p})/2$, o que implica que tanto a dinâmica quando a estabilidade são dependentes dos valores de R_v .

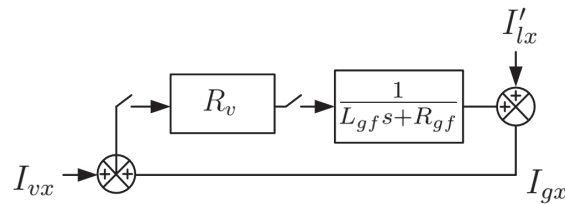


Figura 7.3: Modelo da realização da malha de emulação de resistência.

Apesar destas restrições, um aspecto significativo do controlador *current shaping* é a ausência da necessidade de malhas de sincronização, sendo a malha de corrente dependente apenas de R_v , o qual não necessita um estudo complexo de sintonia, tal como aquelas aplicadas nos controladores de fluxo virtual. Isto porque R_v pode ser inicializado considerando o fluxo de energia nominal do conversor, e é ajustado após a inicialização pela malha de regulação do barramento CC. Uma desvantagem do controle *current shaping* é que a regulação do fluxo de energia com R_v em (7.4) é não linear. A fim de simplificar o controle é possível realizar uma análise de linearização para um ponto de operação, e posteriormente o projeto dos compensadores empregando técnicas lineares. Entretanto, em Ketzer (2013) foi inicialmente proposto o emprego de controladores ótimos para uma região incerta de operação, provendo maior robustez na sintonia sem aumentar a complexidade da implementação da malha de regulação.

Como visto em (7.21), o desempenho da compensação harmônica é dependente da resistência emulada R_v . Geralmente este ganho não é o suficiente para atenuar os distúrbios da carga. Sendo assim, compensadores paralelos tal como os propostos para a regulação de corrente no capítulo 4 podem ser propostos. Diferente daquele caso, aqui são propostos os compensadores quase-ressonantes em um sistema de referências síncronas, visando reduzir o número de compensadores necessários.

A rejeição das componentes harmônicas é obtida de forma semelhante àquele apresentado na seção 4.3, que emprega k controladores ressonantes, determinados por

$$RC(s) = \sum_{k=1,2,3\dots} K_{r,k} RC(s) = \sum_{k=1,2,3\dots} K_{r,k} \frac{\cos(\phi')k\omega_g s - \sin(\phi')k\omega_g^2}{s^2 + k\omega_k s + \omega_g^2} \quad (7.24)$$

onde $K_{r,k}$ é o ganho dos compensadores e ϕ' é a fase de compensação. Estes podem ser implementados em paralelo à (7.6), onde este último corresponde à $k = 1$. Um PLL (Phase Locked Loop) é empregado para obter as frequências das redes empregadas nas realizações ressonantes apresentadas em (4.30) e (4.35). O projeto do PLL segue a metodologia apresentada no capítulo 4, e com maiores detalhes nos trabalhos Kaura e Blasko (1997) e Santos Filho et al. (2008). A malha do PLL é apresentada na figura 7.4. Na figura 7.5 é apresentada uma versão alternativa aos capítulos anteriores da realização da malha de múltiplos compensadores ressoantes, onde estes são implementados em um eixo de referências síncronas, onde \tilde{V}_g e \tilde{I}_g correspondem as componentes harmônicas da tensão do conversor V_g e corrente de rede I_g . Cada par de controladores (eixo d e q) sintonizado na série $k6\omega_g : k \in \mathbb{N}$, compensa as harmônicas da série (4.56).

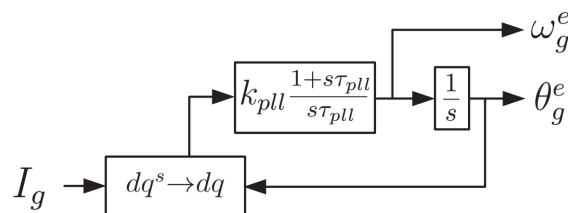


Figura 7.4: Método de sincronização e estimação de ω_e para adaptação dos compensadores ressoantes.

7.2 Controle de Fluxo de energia

O modelo para o controle do fluxo de energia (regulação do barramento CC) pode ser obtido pelo equacionamento da potência instantânea, tal como apresentado no capítulo 4. Empre-

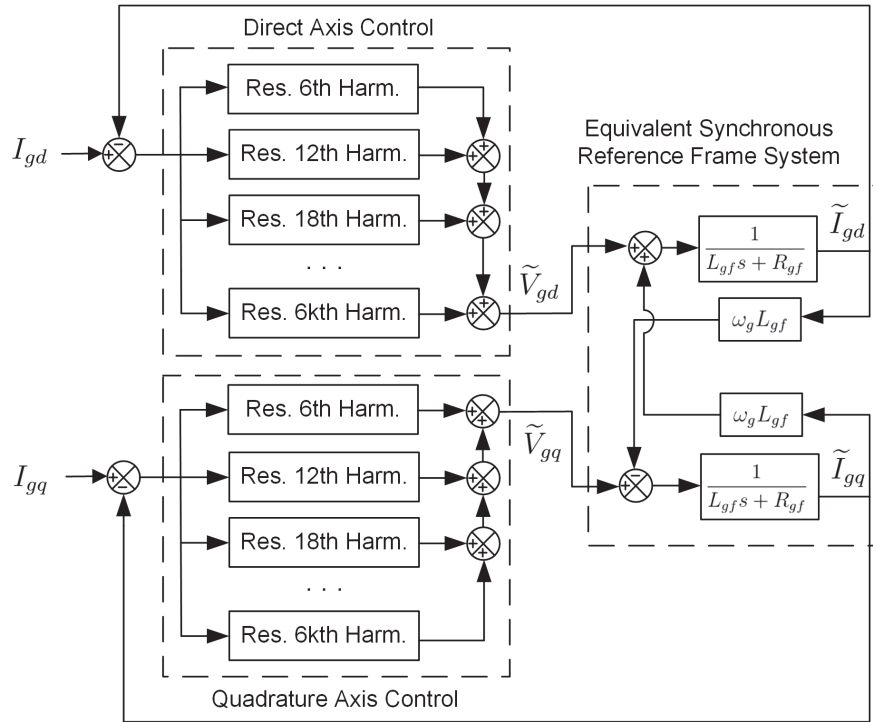


Figura 7.5: Malha de compensação harmônica seletiva em um eixo de referências síncronas.

gando esta metodologia, o seguinte modelo foi obtido (em (4.44))

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta I_{gd}(s)} = \frac{1 - \frac{\frac{3}{2}L_{gf}I_{gd0}}{\frac{3}{2}E_{gd} - 3R_{gf}I_{gd0}}s}{s\frac{R_l C}{2} + 1} \frac{\frac{3}{2}E_{gd} - 3R_{gf}I_{gd0}}{\frac{2V_{cc0}}{R_l}} \quad (7.25)$$

Entretanto, diferente daquela estratégia, neste controle a regulação é realizada por meio de R_v . Sendo assim, considerando a análise de perturbação em 7.4, obtém-se

$$\Delta I_{gd} = E_{gd}\Delta Z_x \quad (7.26)$$

onde

$$Z_x = \frac{1}{R_v + R_{gf}} \cong \frac{1}{R_v} \quad (7.27)$$

Substituindo (7.26) em (7.25), é obtido

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta Z_x(s)} = \frac{1 - \frac{\frac{3}{2}L_{gf}I_{gd0}}{\frac{3}{2}E_{gd} - 3R_{gf}I_{gd0}}s}{s\frac{R_l C}{2} + 1} E_{gd} \frac{\frac{3}{2}E_{gd} - 3R_{gf}I_{gd0}}{\frac{2V_{cc0}}{R_l}} \quad (7.28)$$

A malha de controle do fluxo de energia é apresentada na figura 7.6. O termo $f(\dots)^{-1}$ representa a inversão do sinal de saída do controlador $K(s)$ definido em (7.26) e (7.27) (para a entrada x , $f(\dots)^{-1}$ é definido como $f(x) = 1/x$). A planta linearizada (7.28) é

dependente do ponto de operação do conversor. Para o desenvolvimento de um controlador estável considerando uma carga incerta, é necessário considerar a incerteza neste ponto de operação.

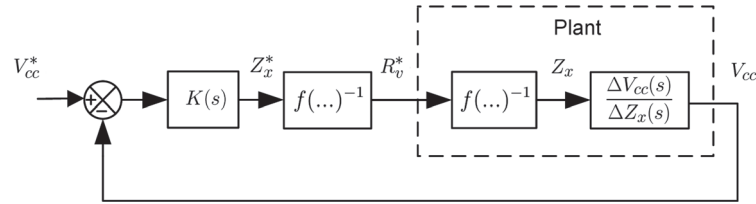


Figura 7.6: Malha de regulação do barramento CC.

A fim de assegurar a estabilidade e desempenho robusto, o controlador $K(s)$ na malha de controle apresentada na figura 7.6 é sintetizado otimizando um custo H_∞ . Seja considerado o sistema incerto

$$G_p(s) = G_n(s)(1 + \Delta(s)) \quad (7.29)$$

onde $G_n(s)$ é o modelo nominal, e $\Delta(s)$ é o modelo incerto. Para a estabilidade robusta, a função de custo considerada é dada por

$$|W_m(j\omega)| \geq \max_{G_p \in \Pi} \left| \frac{G_p(j\omega) - G_n(j\omega)}{G_n(j\omega)} \right|, \quad \forall \omega \quad (7.30)$$

onde Π é o conjunto das plantas dentro do espaço de incertezas. Definindo $W_s(s)$ como a função custo para desempenho, o controle robusto é obtido minimizando a norma do sistema

$$T = \begin{bmatrix} W_s(s)S(s) \\ W_m(s)C(s) \end{bmatrix} \quad (7.31)$$

onde

$$S(s) = \frac{1}{1 + K(s)G_n(s)} \quad (7.32)$$

$$C(s) = \frac{K(s)G_n(s)}{1 + K(s)G_n(s)} \quad (7.33)$$

onde $C(s)$ é a função de transferência em malha fechada e $S(s)$ é a função de sensibilidade. O controle ótimo H_∞ é obtido minimizando a norma H_∞ de T . O problema de otimização é então formulado por

$$\max_\gamma \|T\|_\infty < \frac{1}{\gamma} \quad (7.34)$$

A partir do teorema do pequeno ganho para $\gamma = 1$ é possível assegurar a estabilidade robusta (Skogestad e Postlethwaite, 2005; Morari e Zafiriou, 1989). Se $K(j\omega)G_n(j\omega)$ é

estável e de fase mínima, $K(j\omega)G_n(j\omega)$ não circunda -1 para qualquer ω . Se para algum $G_p(j\omega)$ no espaço limitado em norma, $K(j\omega)G_p(j\omega)$ circunda -1, então existe outro conjunto que passa exatamente em -1 em alguma frequência. Portanto,

$$|1 + K(j\omega)G_p(j\omega)| \neq 0, \quad \forall \omega \quad (7.35)$$

ou

$$|1 + K(j\omega)G_p(j\omega)| > 0, \quad \forall \omega \quad (7.36)$$

onde $G_p(s)$ é qualquer planta dentro do espaço considerado. De (7.30) e (7.36) é obtido que

$$|1 + K(j\omega)G_n(j\omega)| > |W_m(j\omega)K(j\omega)G_n(j\omega)|, \quad \forall \omega \quad (7.37)$$

Logo,

$$|W_m(j\omega)C(j\omega)| < 1 \quad (7.38)$$

ou de forma equivalente é satisfeito $\|W_m(j\omega)C(j\omega)\|_\infty < \|T\|_\infty < 1$. Importante notar que a prova se estende para os casos de fase não-mínima, pois (7.35) garante que o número de contornos no plano complexo em -1 não é alterado pela incerteza.

Para o controle do fluxo de energia, a incerteza do ponto de operação resulta na necessidade da representação incerta da corrente $I_{gd0} = I_{gd0n} + \Delta I_{gd0}$ e tensão de rede $E_{gd0} = E_{gd0n} + \Delta E_{gd0}$. Isto implica em incerteza do ganho e do zero da planta. Neste trabalho, também é considerada a incerteza das perdas no conversor $R_l = R_{ln} + \Delta R_l$, uma vez que este é função do ponto de operação do sistema¹, assim como a adição ou não do zero ao modelo². Há outras incertezas geradas por não linearidades e assimetrias da rede. Neste sentido, a ação do controle na frequência tende a amplificar a assimetria, interagindo com o processo de modulação. Sendo assim, é definido $W_m(s)$ pela composição de um filtro passa baixas $W_{m1}(s)$ que satisfaz a condição (7.30), e um filtro seletivo $W_{m2}(s)$ sintonizado em ω_g , definido por

$$W_{m2}(s) = K_{m2} \frac{k\omega_g s}{s^2 + k\omega_g s + \omega_g^2} \quad (7.39)$$

onde $K_{m2} \in \mathbb{R} : K_{m2} > 0$ é um ganho. A função de custo $W_{m2}(s)$ é quase ressonante de saída direta apresentada no capítulo 4. Portanto, as mesmas observações de sintonia do

¹O modelo de perdas também apresenta incertezas significativas, e a estimação a partir dos sinais de tensão e corrente no circuito é geralmente imprecisa, além de requerer sensores adicionais, afetando os requisitos de controle *sensorless* que são objetivos neste trabalho

²Esta se deve às simplificações do fluxo de energia usadas anteriormente (ver (4.45)), onde é considerado que geralmente o zero tem pouco impacto no modelo da planta, dada as dimensões numéricas dos elementos.

parâmetro k são aqui válidas³. Porém, neste caso, uma vez que ω_g é o parâmetro nominal empregado em uma sintonia *off-line*, geralmente é necessário tornar o filtro menos seletivo a fim de manter robustez às variações de ω_g . A função $W_m(s)$ é então dada por

$$W_m(s) = W_{m1}(s) + W_{m2}(s) = K_{m1} \frac{s + \alpha_1}{s + \alpha_2} + K_{m2} \frac{k\omega_g s}{s^2 + k\omega_g s + \omega_g^2} \quad (7.40)$$

onde $\{K_{m1}, K_{m2}, \alpha_1, \alpha_2\} \in \mathfrak{R} : \{K_{m1}, K_{m2}, \alpha_1, \alpha_2\} > 0$ são ganhos arbitrários. Para o desempenho robusto, $W_s(s)$ é definido como

$$W_s(s) = \frac{K_{s1}}{s + p} + \frac{K_{s2}}{s} \quad (7.41)$$

onde $p \in \mathbb{R} : p > 0$ é o polo alocado, e $\{K_{s1}, K_{s2}\} \in \mathfrak{R} : K_{s1}, K_{s2} > 0$ são ganhos arbitrários. A alocação do polo do sistema de primeira ordem permite determinar o tempo de convergência, e o polo na origem permite a obtenção uma ação integral no controle para rastreamento assintótico com erro nulo.

Existem várias formas de determinar os parâmetros em (7.41). Para um sistema internamente estável, o rastreamento e rejeição dos distúrbios na frequência ω é assegurado, quando a função de sensibilidade $S(j\omega)$ é pequena, ou $|S(j\omega)| < \beta(\omega) : \omega \in \Omega$ onde Ω é a faixa de frequências desejadas para regulação, e $\beta(\omega)$ é o limite de projeto. Logo, o projeto deve satisfazer $|W_s(j\omega)| > 1/\beta(\omega) : \omega \in \Omega$. Existem diversos métodos numéricos para solucionar o problema de otimização proposto, sendo que este trabalho emprega o γ -iteration apresentado em Doyle et al. (1989b).

O controle que satisfaz as condições de estabilidade robusta garante robustez para qualquer ponto de operação dentro da faixa de projeto. Por sua vez, o desempenho robusto permite que critérios de desempenho ótimo sejam alcançados, incluindo transitórios nos pontos de operação. Na solução de (7.34) é obtido um controlador $K(s)$, cujo número de estados é igual a soma das ordens de $W_s(s)$, $W_m(s)$ e $G_n(s)$. Para o problema de regulação de tensão especificado, $K(s)$ é de ordem 6. Uma vez que a ordem é elevada, diversos métodos numéricos podem ser válidos para sua redução. O controle resultante de ordem reduzida é uma solução sub-ótima do problema que, satisfazendo $\|T\|_\infty < 1$, garante as condições de estabilidade e desempenho robusto.

³A largura de banda do compensador ressonante é aproximadamente dada por $k\omega_g$. Como exemplo, se a rede operar em 60Hz, e for esperada uma variação de 59 a 61, um valor aceitável de seletividade é dado por $k = 1/30$.

Durante o projeto do controlador, é necessário observar os limites em teóricos impostos para $K(s)$ em (7.34). A partir da norma H_∞ , é obtido que

$$\|W_m(j\omega)C(j\omega)\|_\infty > |W_m(j\omega)| \quad (7.42)$$

e conseqüentemente, o projeto de (7.34) requer $|W_m(j\omega)| < 1$ para que $|C(j\omega)| > 1$ para qualquer ω . O problema de rastreamento assintótico com erro nulo requer que $|C(j\omega)| = 1$ quando $\omega \rightarrow 0$. Considerando esta restrição, em (7.28) é observado que o ganho do sistema quando $\omega \rightarrow 0$ é dependente do termo $R_l E_{gd}^2$. Este implica incertezas em baixa frequência, os quais são significantes devido a forma quadrática. É relativamente fácil obter um conjunto em Π tal que (7.30) é próximo a um em baixas frequências. Portanto, geralmente não é desejado adotar durante o projeto uma alta incerteza da tensão de rede ΔE_g . Além do problema de que possivelmente não exista um controlador satisfazendo o teorema do pequeno ganho, os resultados de síntese de $K_{cc}(s)$ nestes casos podem ser excessivamente conservativos.

7.3 Resultados da Estratégia *Current Shaping*

Esta seção apresenta a análise numérica para implementação dos controladores propostos considerando um protótipo de 1kVA, o qual é apresentado no anexo I. Ao final são apresentados os resultados experimentais obtidos para o mesmo.

7.3.1 Parâmetros do Sistema e Análise Numérica

A malha completa de controle para o filtro ativo *sensorless* é apresentado na figura 7.7. O esquema *current shaping* opera em paralelo à malha de rejeição harmônica. A tensão de modulação é obtida pela composição da impedância emulada Z_v e a malha de compensação harmônica, implementada por (7.24), ou o esquema na figura 7.5. Além das soluções anteriores, em Ketzer (2013) é proposto um algoritmo de adaptação de C_v , minimizando a corrente de rede e obtendo um alto fator de deslocamento global. O problema de otimização não linear para o circuito em questão é dado por

$$\begin{aligned} & \min(\text{abs}(I_g(C_v))) \\ & \text{s.t.} : C_{v-inf} \leq C_v \leq C_{v-sup} \end{aligned} \quad (7.43)$$

onde $\text{abs}(I_g(C_v))$ é a magnitude do fasor, e C_{v-inf} e C_{v-sup} são os limites inferiores e superiores de C_v . O problema pode ser solucionado por algoritmos de otimização não-lineares

com restrições, sendo que em Ketzer (2013) é empregado o gradiente descendente, dado por

$$\begin{cases} C_{v(n)} = C_{v(n-1)} - \gamma(\text{sgn}(\nabla I_g(C_{v(n-1)}))) \\ \text{if } C_{v(n)} < C_{v-\text{inf}} \text{ then } C_{v(n)} = C_{v-\text{inf}} \\ \text{if } C_{v(n)} > C_{v-\text{sup}} \text{ then } C_{v(n)} = C_{v-\text{sup}} \end{cases} \quad (7.44)$$

onde $n \in \mathbb{N}$ define o número da iteração processada.

Para o modelo obtido para o filtro ativo, o problema é convexo desde que o período entre cada iteração seja grande suficiente para a convergências das malhas de rastreamento de sinais. O algoritmo resultante pode ser executado tanto *online* como *offline* a fim de estimação e consequente sintonia. Neste trabalho tal algoritmo não é analisado em detalhes e maiores discussões e resultados são apresentadas em Ketzer (2013). A figura 7.8 apresenta os resultados de variação de carga e fator de potência, considerando as técnicas clássicas sem compensação de fator de potência, e a técnica apresentada. O controlador proposto não sofre os problemas de queda do fator de potência com variação de carga, mantendo as características *sensorless* requeridas.

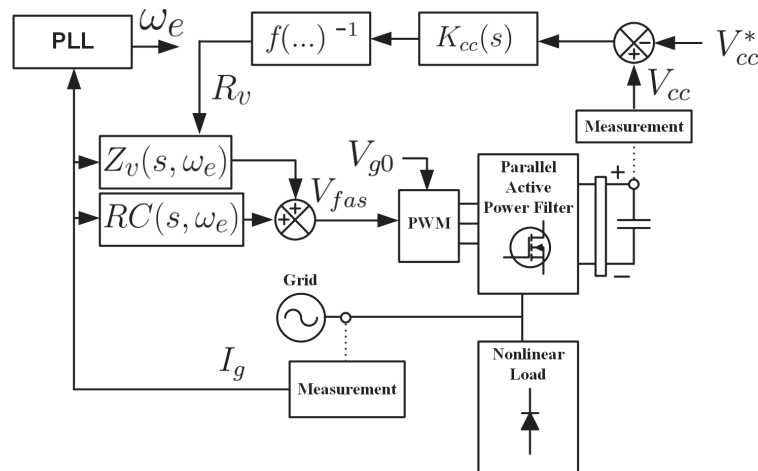


Figura 7.7: Topologia do controlador *current shaping* apresentado para filtros ativos *sensorless*.

Para síntese do controlador $K(s)$, a caracterização numérica e subsequente processamento do algoritmo γ - *iteration* são necessários. Para isto, é considerado o protótipo desenvolvido segundo as especificações apresentadas na tabela 7.1. A figura 7.9 apresenta a resposta em frequência dos modelos normalizados $((G_p(j\omega) - G_n(j\omega))/(G_n(j\omega)))$ para 25 amostras uniformes dentro do espaço de incertezas considerados. A mesma figura apresenta

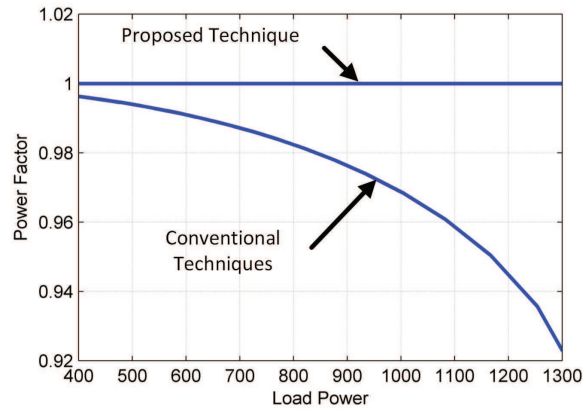


Figura 7.8: Comparação de fator de potência entre a técnica apresentada e as técnicas clássicas baseadas em emulação de resistência.

W_m que satisfaz (7.30) (linha espessa). Na especificação de desempenho, o polo do sistema é projetado para uma convergência próxima a 100ms, e os ganhos K_{s1} e K_{s2} podem ser ajustados iterativamente até que a norma esteja próxima ao limite das condições de estabilidade robusta ($\gamma \approx 1$). A resposta em frequência do controlador sintetizado empregando o método proposto é apresentado na figura 7.10. A figura 7.11 apresenta a resposta ao degrau do controle sintetizado em malha fechada para plantas amostradas dentro do espaço de incertezas Π .

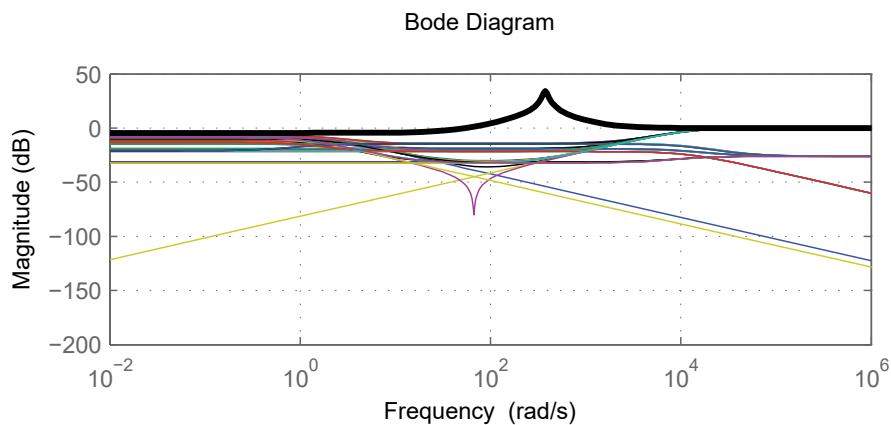


Figura 7.9: Resposta em frequência dos modelos $(G_p(j\omega) - G_n(j\omega))/(G_n(j\omega))$ em Π . A linha espessa é $W_{m1}(s)$ projetado.

7.3.2 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos usando um protótipo desenvolvido em laboratório. As especificações do protótipo são apresentados na tabela 4.2. Sendo o protótipo idêntico

Tabela 7.1: Parâmetros do filtro ativo trifásico

Potência de Carga	1kW
Potência de Carga (Transitórios)	0.7kW
Tensão de Linha	110V
Tensão do Barramento CC	250V
Corrente Nominal de Linha (Compensada)	5A
Incerteza: Tensão de Rede ΔE_g	5%
Incerteza: Corrente da Rede ΔI_g	50%
Incerteza: Perdas (ΔR_l)	50%
Indutor de Filtro (L_f)	4mH
Capacitor de Barramento CC (C)	2.2 mF
Indutor de Linha (L_g)	1mH

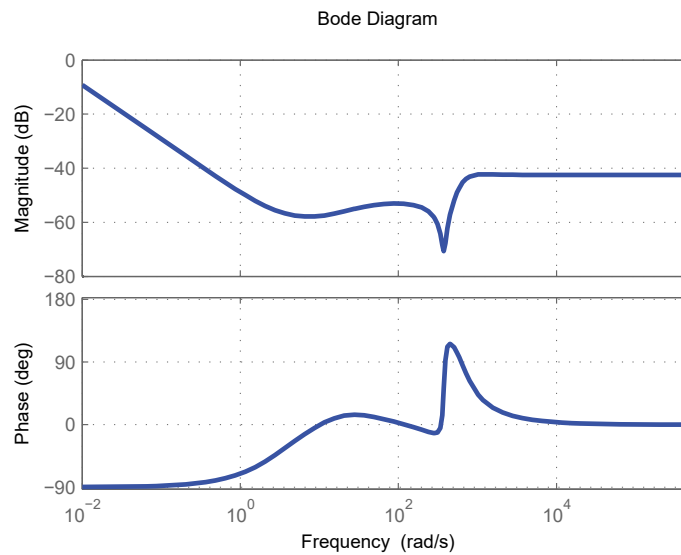


Figura 7.10: Resposta em frequência de $K(s)$.

aquele apresentado no capítulo 4, detalhes adicionais são encontrados neste, e no anexo I. As frequências de amostragem, discretização dos controladores, e chaveamento são 10kHz. Foram implementados controladores quase-ressonantes na 6^a e 12^a harmônicas no eixo de referências síncronas, compensando então a 5^a, 7^a, 11^a e 13^a harmônicos do retificador.

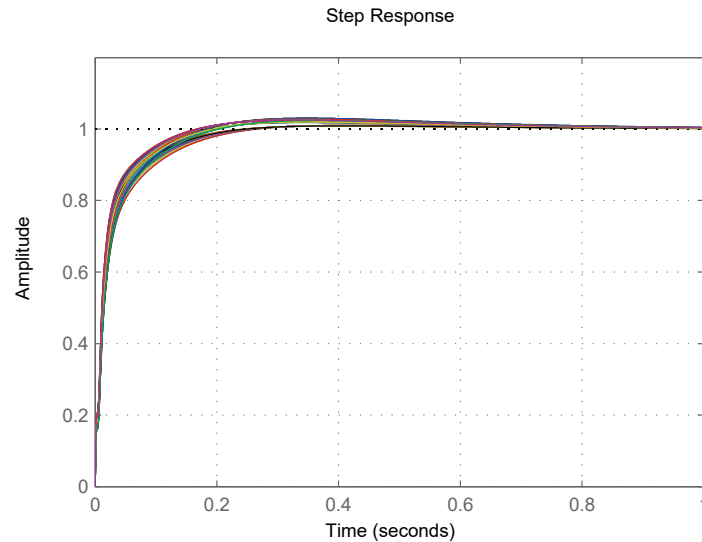


Figura 7.11: Resposta ao degrau do controle de fluxo de energia para amostras de plantas $G_p(s)$ em II.

Similar ao caso anterior, a carga é um retificador de 6 pulsos com carga LR no barramento CC. As correntes trifásicas da carga são apresentadas na figura 7.12, e a análise harmônica, na figura 7.13. O THD e desequilíbrio harmônico da carga são de 27.2% e 3%, respectivamente.

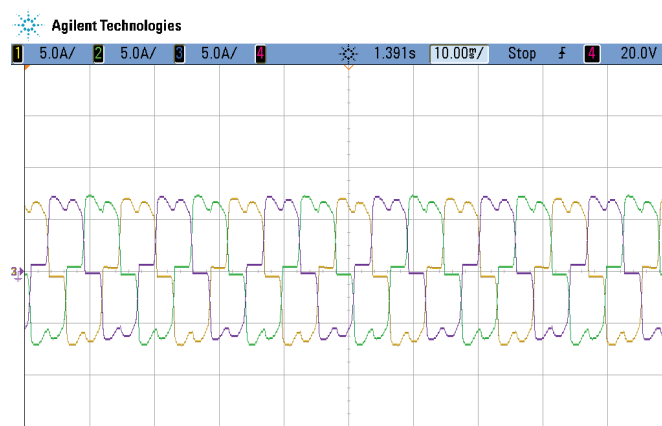


Figura 7.12: Resultados experimentais da carga não linear a ser compensada. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de carga i_l (5A/Divisão).

A primeira análise de resultados experimentais consiste nos resultados do controle proposto sem a malha de compensação harmônica. A figura 7.14 e 7.15 apresenta as correntes e tensões para este caso, onde é obtido um THD nas correntes de rede de 19.7%, e desequilíbrio de 1.2%. A análise harmônica é apresentada na figura 7.16.

A figura 7.17 e 7.18 apresentam os resultados de tensão e corrente do circuito com a malha de compensação harmônica ativada. Como esperado, a atuação da malha reduz

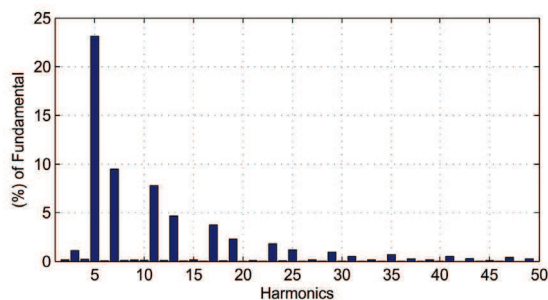


Figura 7.13: Análise harmônica da corrente de carga. THD é 27.2%.

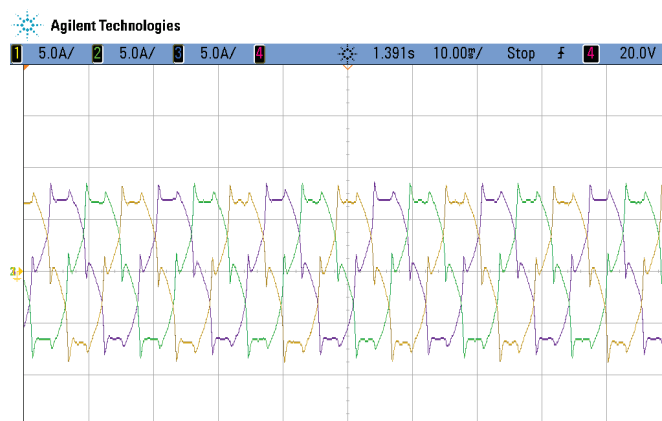


Figura 7.14: Resultados experimentais para o filtro ativo *sensorless* sem a malha de compensação harmônica. Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão). Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de rede i_g (5A/Divisão)

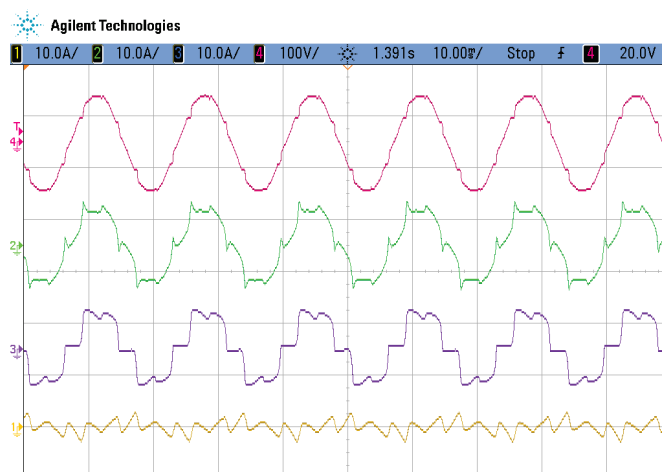


Figura 7.15: Resultados experimentais para o filtro ativo *sensorless* sem a malha de compensação harmônica. Vermelho é a tensão de rede (100V/Divisão). Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Roxo é a corrente de carga (10A/Divisão). Amarelo é a corrente do filtro i_f (10A/Divisão).

as componentes harmônicas nas frequências sintonizadas, o que pode ser visto na análise harmônica da figura 7.19. O THD das correntes de rede é reduzido para 6%, enquanto que

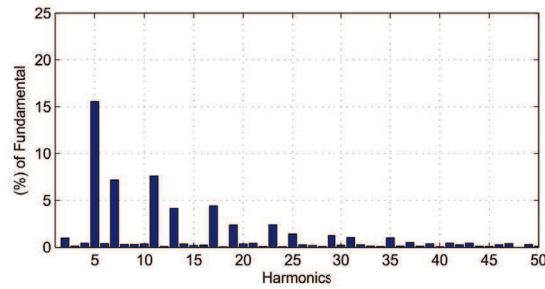


Figura 7.16: Análise harmônica das corrente de rede para o filtro ativo *sensorless* sem a malha de compensação harmônica. THD é 19.7%.

o desequilíbrio é mantido em 1.2%. Resultados para transitórios de carga são apresentados na figura 7.20, considerando uma variação de carga de 30%. Nos casos de entrada e saída de carga, a variação de tensão no barramento CC é mantida abaixo de 4% em relação a referência. Durante os transitórios, o desempenho da malha CA é satisfatória, mantendo a estabilidade do circuito, assim como o desempenho dentro dos limites esperados.

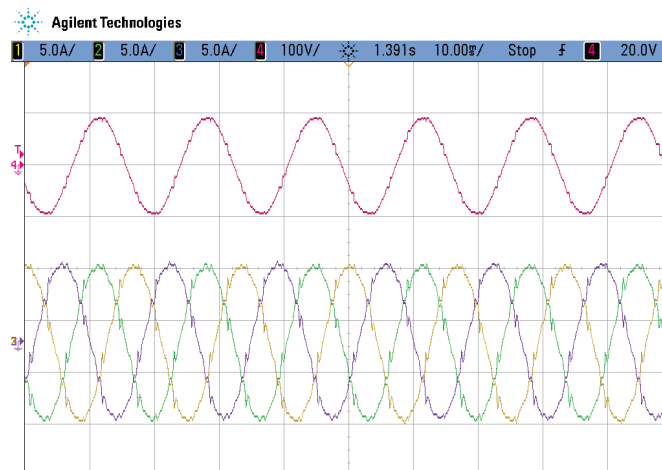


Figura 7.17: Resultados experimentais para o filtro ativo *sensorless* com a malha de compensação harmônica. Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão). Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de rede i_g (5V/Divisão).

7.4 Conclusão

Este capítulo apresenta uma estratégia de controle *sensorless* aplicável em retificadores e filtros ativos de potência. O controle, usando o princípio de emulação de impedância, opera sem os sensores de tensão CA. Como vantagem em relação à técnica de fluxo virtual no capítulo 4, este não requer uma estrutura para sincronização para o controle de fluxo de

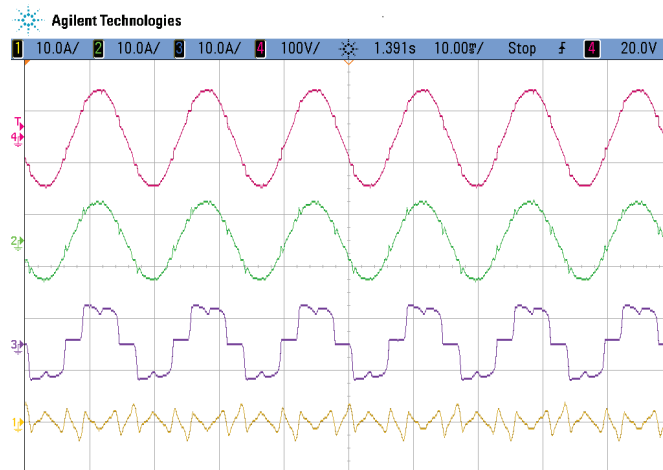


Figura 7.18: Resultados experimentais para o filtro ativo *sensorless* com a malha de compensação harmônica. Vermelho é a tensão da rede (100V/Divisão). Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Roxo é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Amarelo é a corrente de filtro i_f (10A/Divisão).

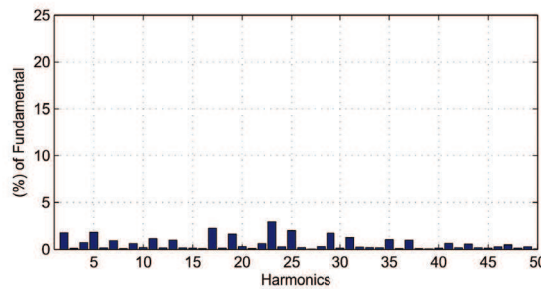


Figura 7.19: Análise harmônica das corrente de rede para o filtro ativo *sensorless* com a malha de compensação harmônica. THD é 6%.

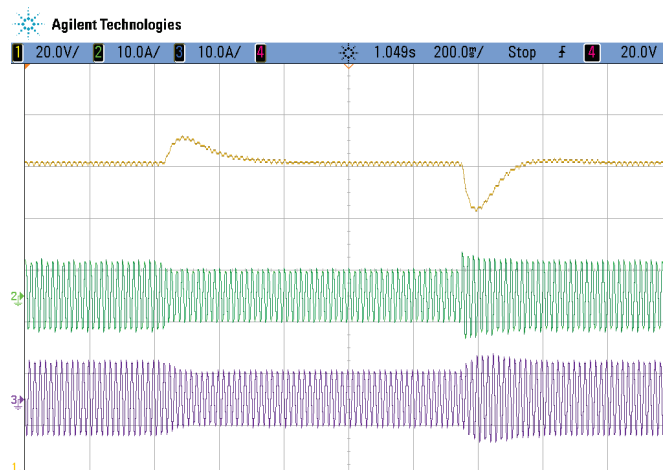


Figura 7.20: Resultados experimentais para um transitório de carga com filtro ativo *sensorless*. Amarelo é a tensão de barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Verde é a corrente de carga i_l (10A/Divisão). Roxo é a corrente de rede i_g (10A/Divisão).

energia. O controlador *current shaping* possui características de um compensador ressonante implicitamente, resultando em uma capacidade natural para rejeição de distúrbios da carga. Entretanto, diferente da estratégia do fluxo virtual, o ganho de realimentação é definido pela resistência emulada, o que torna o desempenho de compensação harmônica dependente do ponto de operação do conversor. Esta característica resulta na necessidade de definir limites nos pontos de operação desta técnica. Ainda, há restrições que são dependentes não somente dos critérios de desempenho, mas de estabilidade. O limite crítico inferior de estabilidade considera a máxima transferência de potência, e o superior, o ruído e grau de amortecimento do circuito.

A fim de resolver o problema de desempenho harmônico do *current shaping*, é proposta a adição de uma malha de compensação que permite uma operação com baixo THD nas correntes de rede. Além disto, tal malha pode ser empregada na compensação de desequilíbrio. O controle de fluxo de energia emprega uma metodologia de controle ótimo que permite sintetizar um compensador com garantias de estabilidade e desempenho robusto para a faixa pré-definida de operação do conversor. O controle proposto foi validado em laboratório empregando um protótipo de 1kVA. Os resultados foram avaliados em regime e transitórios, onde o controle apresentou um comportamento satisfatório dentro dos critérios de análise considerados.

Considerando os resultados obtidos, as soluções de fluxo-virtual não tornam a estratégia *current shaping* obsoleta. Ambas são alternativas com pontos positivos e limitações quando comparadas, sendo a escolha dependente dos requisitos da aplicação. A estratégia *current shaping* é geralmente preferível em cenários de menor potência, onde as variações de fluxo de carga são melhor estimadas, e onde a simplicidade e capacidade de integração são relevantes no produto finalizado.

8

Controle *Sensorless Voltage-Current Shaping* para Filtros Ativos com Topologias Genéricas

Este capítulo apresenta a generalização dos resultados obtidos no capítulo 7, onde foi discutida a estratégia *current shaping*. A generalização proposta demonstra que a solução de emulação de impedância também pode ser realizada para emulação de admitância, e de transferência, envolvendo fontes de potência de tensão e corrente. A partir dos resultados, é possível criar uma sistematização de estratégias de controle que aqui são introduzidas como *voltage-current shaping*. As ideias aqui discutidas podem ser aplicadas em filtros isolados, e também redes com múltiplos filtros. Propriedades de rejeição à distúrbios, casamento e realização das impedâncias emuladas são discutidas, apresentando alguns exemplos de estratégias para filtros universais.

Em sequência à apresentação da generalização *voltage-current shaping*, este trabalho apresenta os resultados da síntese de uma das estratégias em uma plataforma real. Inicialmente são desenvolvidos os detalhes sobre as compensações de reativos com as realizações de impedâncias propostas. Em seguida, é empregada a metodologia apresentada no capítulo 7 de controle robusto H_∞ para desenvolvimento de um controlador de fluxo de energia considerando as incertezas de carga e eficiência do conversor. Na última seção, é apresentada uma análise numérica e resultados experimentais considerando um protótipo de 1kVA.

8.1 Generalização *Voltage-Current Shaping*

No capítulo anterior foi apresentada uma estratégia de controle denominada *current shaping*, que consiste na emulação de uma impedância. A energia ativa dissipada na impedância virtual emulada representa a conversão de potência pelo conversor, tal como discutida no capítulo 2. A formulação, que foi diversas vezes apresentada na solução de retificadores e topologias *active front-end*, foi explorada na aplicação de filtros ativos paralelos no capítulo 7. Apesar de não evidente, foram derivadas algumas propriedades interessantes de tal solução, tais como a capacidade natural de rejeição de harmônicos. O casamento não é mais trivial como nos retificadores, sendo que a impedância imposta no circuito considera a potência consumida pelo conversor, o que nos filtros ativos caracteriza-se pelas perdas, e a potência da carga. Entretanto, as condições de casamento podem ser formuladas para um alto fator de potência. Na hipótese de alta sensibilidade com os parâmetros de carga, é possível adaptar uma componente reativa emulada, de tal forma que um alto fator de potência seja obtido.

Tal formulação pode ser generalizada para outros tipos de impedância, empregando outros tipos de sinais, e sua ação, implementada com diferentes tipos de fontes de potência (aqui implementados na forma de conversores estáticos). A formulação aqui proposta é denominada *voltage-current shaping*, que sugere a mistura e generalização dos resultados previamente apresentados. A derivação é explorada através da simetria existente entre as soluções de realização de sensor e fonte.

A solução *current shaping* realiza a medição da corrente de rede $I_g(s)$, e determina a tensão de modulação do conversor a partir de uma impedância emulada $Z_v(s)$, tal que $V_v(s) = Z_v(s)I_g(s)$. Para a generalização, a fonte de tensão $V_v(s)$ pode estar em série ou em paralelo com a rede (trabalhando como filtros série e paralelo). Ainda, fontes podem ser do tipo de tensão ou corrente (no caso de corrente a variável é determinada por $I_v(s)$). Na formulação dos sensores, considera-se as duas saídas a serem compensadas no processo em questão, dados pelo par $\{V_i(s), I_g(s)\}$. Estes são utilizados na síntese das leis de controle. Como é possível realizar controle empregando um sinal de medição e de ação de controle com as mesmas dimensões, aqui é introduzido $Z'_v(s)$ como um parâmetro adimensional, e que pode, do ponto de vista de comportamento dinâmico, apresentar as mesmas propriedades de $Z_v(s)$.

Tabela 8.1: Generalização de leis de controle *voltage-current shaping* aplicados a filtros ativos.

Medição	Controle	Fonte Série	Fonte Paralelo
$I_g(s)$	$V_v(s)$	Impedância Variável Fig. 8.2	Imposição de Impedância Fig. 8.7
	$I_v(s)$	Redundante	Regulação de Corrente Fig. 8.5
$V_l(s)$	$V_v(s)$	Regulação de Tensão Fig. 8.4	Redundante
	$I_v(s)$	Imposição de Impedância Fig. 8.6	Impedância Variável Fig. 8.3

A figura 8.1 apresenta um circuito geral de acoplamento de carga, onde $V_{fas}(s)$ e $V_{fap}(s)$ são fontes genéricas de potência. Esta topologia é apenas uma das possíveis configurações dos filtros ativos série e paralelo no circuito, sendo a conexão do filtro ativo paralelo adjacente à rede uma alternativa comum. Considerado as predefinições, são obtidas as configurações de circuitos apresentadas na tabela 8.1.

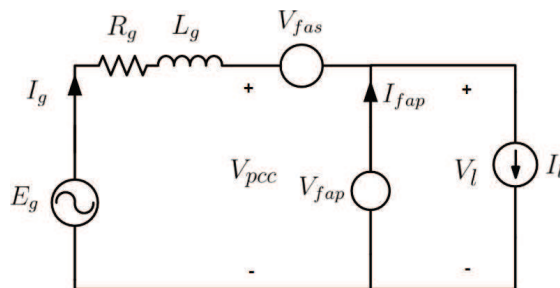


Figura 8.1: Circuito equivalente de acoplamento de energia posições de fontes de potência para compensação de distúrbios.

Para as definidas condições na tabela 8.1, são descritos os seguintes resultados: impedância variável, regulação de tensão ou corrente, imposição de impedância e controle redundante. Os casos redundantes são dados pelas duas condições

- Circuito com medição de corrente de rede I_g e ação de controle por fonte de corrente em série.
- Circuito com medição de tensão de carga V_l e ação de controle por fonte de tensão em paralelo.

Estes resultados correspondem ao caso onde a variável medida é a variável da ação de controle, e não pode ser empregada como solução nas presentes aplicações.

Os circuitos resultantes com comportamento de impedância variável são aqueles em que a fonte de tensão ou corrente com a lei de controle implementada resulta em um circuito equivalente linear descrito pela impedância emulada, onde os parâmetros podem ser arbitrariamente sintonizados. Tais soluções são apresentadas nas figuras 8.2 e 8.3. No primeiro caso obtém-se um filtro ativo série onde $V_{fas}(s) = Z_v(s)I_g(s)$. No segundo, um filtro ativo paralelo onde $I_{fap}(s) = Y_v(s)V_l(s)$. Sendo assim, as impedâncias são definidas como $Z_v(s)$ e $Y_v^{-1}(s)$, para o primeiro e o segundo caso, respectivamente.

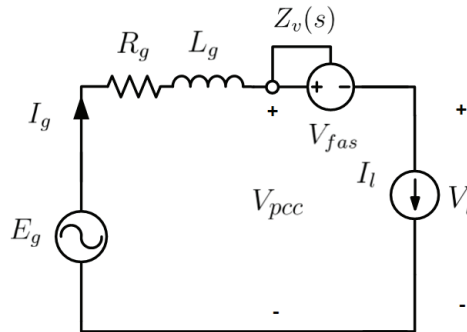


Figura 8.2: Circuito com medição de corrente de rede I_g e ação de controle por fonte de tensão em série V_{fas} .

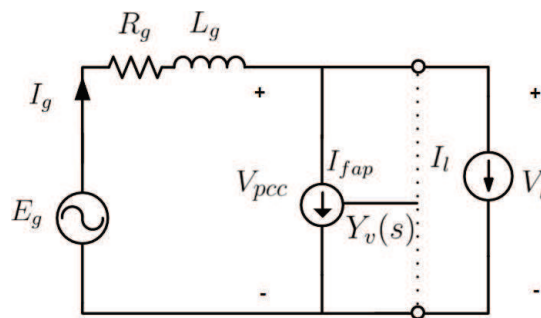


Figura 8.3: Circuito com medição de tensão de carga V_l e ação de controle por fonte de corrente em paralelo I_{fap} .

Os circuitos resultantes com comportamento de regulação de tensão ou corrente são aqueles em que os valores de corrente na carga, ou tensão na carga, apresentam um valor fixo proporcional à tensão de rede ou corrente de rede. Estes aplicam $Z'_v(s)$ como sistema adimensional. O primeiro caso é apresentado na figura 8.4, onde um filtro série tem sua

tensão $V_{fas}(s)$ como função da tensão de carga tal que $V_{fas}(s) = Z'_v(s)V_l(s)$. O segundo caso é apresentado na figura 8.5, onde um filtro paralelo tem sua corrente dada por $I_{fap}(s) = Z'_v(s)I_g(s)$. Considerando um circuito não reativo, tal que $Z_l = R_{lca}$ e $Z'_v = R'_v$, obtém-se para o primeiro caso na figura 8.4 que $V_l = \frac{V_{pcc}R_{lca}}{R_{lca}+R'_v}$ onde $R'_v = R_v/R_{lca}$. Logo, para R_v e R_{lca} fixo obtém-se um divisor resistivo equivalente. Similarmente, para o caso na figura 8.5, obtém-se $I_l = \frac{I_g R_v}{R_v + R_{lca}}$, onde $R'_v = R_{lca}/R_v$, sendo o circuito equivalente um divisor de corrente.

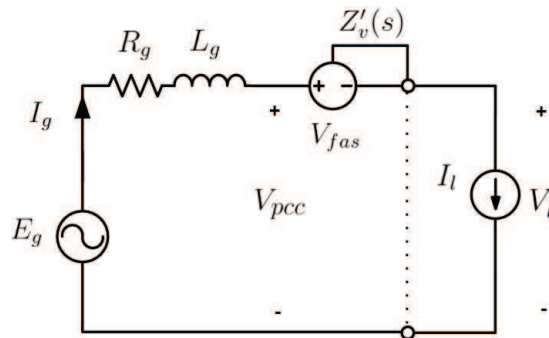


Figura 8.4: Circuito com medição de tensão de carga V_l e ação de controle por fonte de tensão em série V_{fas} .

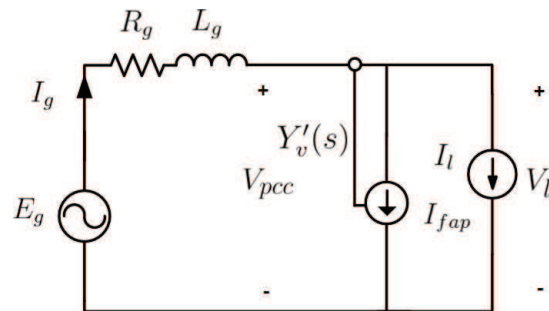


Figura 8.5: Circuito com medição de corrente de rede I_g e ação de controle por fonte de corrente em paralelo I_{fap} .

Uma das vantagens para a solução na figura 8.4 é que o divisor resistivo é insensível a magnitude de R_{lca} ($V_{pcc} = V_l/(1 + R'_v)$). Para um dado R_{lca} nominal, projeta-se R_v para uma queda de tensão desejada, que mantém-se constante quando R_v varia. Ainda, R_v pode adotar valores negativos, obtendo $V_l > V_{pcc}$. Similar observação é derivada para o caso da figura 8.5, onde $I_g = I_l/(1 + R'_v)$ é um divisor de corrente que independe do valor de resistência da carga.

Os circuitos resultantes com comportamento de imposição de impedância são apresentados nas figuras 8.6 e 8.7. A primeira figura corresponde a um filtro série controlado em

corrente, onde $I_{fas}(s) = I_g(s) = Y_v(s)V_l(s)$, o que implica que a corrente drenada da rede é equivalente àquela drenada na conexão de uma impedância descrita por $Y_v^{-1}(s)$. De forma similar, a figura 8.7 apresenta o caso de um filtro paralelo onde $V_{fap}(s) = Z_v(s)I_g(s)$, o que implica que a corrente drenada da rede é equivalente àquela de uma carga descrita por $Z_v(s)$. É importante notar que as imposições de impedância naturalmente rejeitam qualquer comportamento não-linear da carga, forçando o circuito a operar de forma linear descrita pelas impedâncias emuladas. Estas conclusões tornam estas duas configurações relevantes para aplicação em filtros ativos.

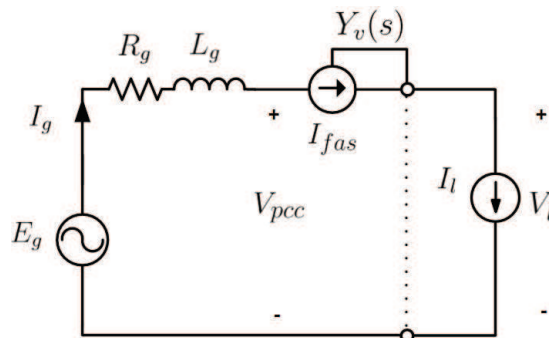


Figura 8.6: Circuito com medição de tensão de carga V_l e ação de controle por fonte de corrente em série I_{fas} .

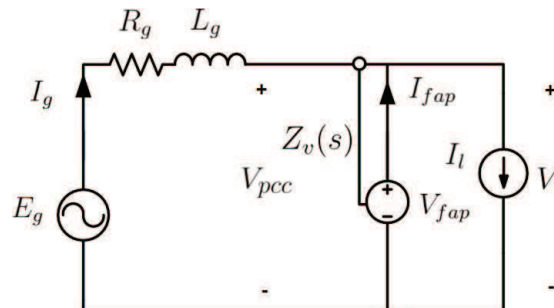


Figura 8.7: Circuito com medição de corrente de rede I_g e ação de controle por fonte de tensão em paralelo V_{fap} .

Nas propostas apresentadas, as soluções com fonte de corrente podem ser implementadas com fontes de tensão através de uma malha interna de controle de corrente. Similar resultado é aplicado para as fontes de tensão, que podem ser realizadas com fonte de corrente. Finalmente, as configurações apresentadas nas figuras 8.2 a 8.7 (resumidas na tabela 8.1) podem ser arbitrariamente misturadas para composição de redes de filtros operando em série e em paralelo.

A figura 8.8 apresenta uma estratégia de controle para filtros universais empregando as soluções de imposição de impedância, descritas nas figuras 8.6 e 8.7. Entre as possíveis soluções de controle de fluxo e regulação de tensão, pode-se utilizar $Y_{v,fas}$ para controlar a corrente de entrada, e $Z_{v,fap}$, para regular o nível de tensão na carga. Outra solução de filtro universal é apresentada na figura 8.9, onde tem-se a mistura das soluções de impedância variável (figuras 8.2 e 8.3). Como o circuito equivalente consiste de impedâncias programáveis, é possível realizar um controle de queda de tensão pelo filtro série usando $Z_{v,fas}$, e a corrente de compensação empregando $Y_{v,fap}$ no filtro paralelo. Esta formulação apresenta resultados similares as técnicas clássicas de compensação passiva, onde no caso ativo os parâmetros podem ser variantes a fim de regular fluxo e variações de carga.

As soluções em 8.8 e 8.9 consideram fontes de corrente. No caso de emprego de VSI, isto implica em sensores adicionais e uma malha interna de rastreamento de corrente. Em soluções com redução destes sensores é sugerido o uso de circuitos empregando apenas fontes de tensão. A figura 8.10 apresenta uma solução empregando a imposição de impedância no filtro paralelo, e a regulação de tensão no filtro série. O controle de fluxo nesta estratégia pode ser realizado por $Z_{v,fap}$ no filtro ativo paralelo, enquanto que $Z'_{v,fas}$ garante a regulação da tensão de carga.

As soluções com imposição de impedância na carga, que são integrantes nas estratégias 8.8 e 8.10, automaticamente rejeitam qualquer distúrbio de carga. Sendo assim, é possível obter um controle efetivo do filtro ativo universal apenas com dois ganhos (considerando apenas elementos resistivos emulados), onde os distúrbios de carga são compensados simultaneamente com a capacidade de regulação de tensão. Tal resultado é significativo do ponto de vista de simplificação de malhas de controle analógica para sistemas integrados em baixa potência, onde a complexidade do controle traz impacto direto nos custos da aplicação.

Seguindo a metodologia apresentada no capítulo 7, para uma determinada rede é possível definir $Z_v(s)$ com perspectiva de regulação de fluxo de potência ativa e reativa. Para aqueles casos onde a compensação natural não é obtida, ou é degradada pela inclusão dos elementos passivos (tal como ocorreu com o filtro paralelo com *current shaping*), é possível o desenvolvimento de malhas paralelas de compensação a distúrbios tal que $Z_{v,r}(s) = Z_v(s) + RC(S)$, onde $RC(s)$ é descrito pelos múltiplos sistemas ressonantes em (4.36).

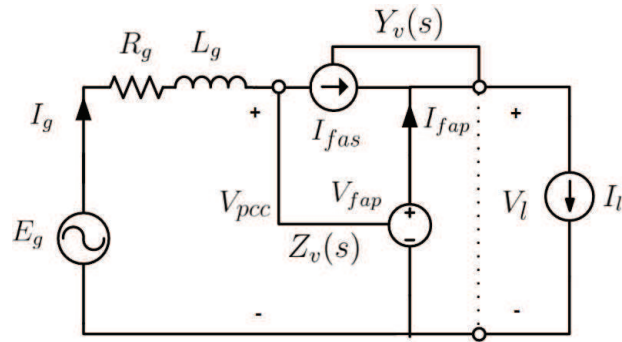


Figura 8.8: Estratégia de controle para filtros universais através de imposição de impedância (figuras 8.6 e 8.7).

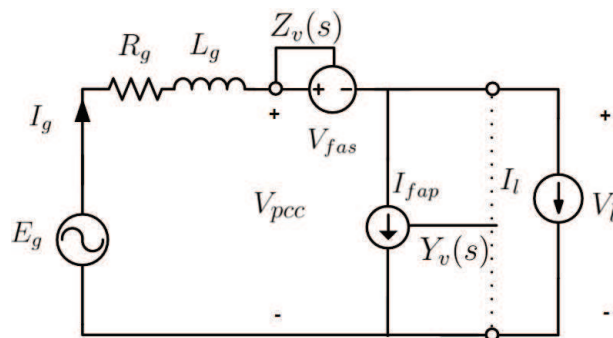


Figura 8.9: Estratégia de controle para filtros universais através de impedância variável (figuras 8.2 e 8.3).

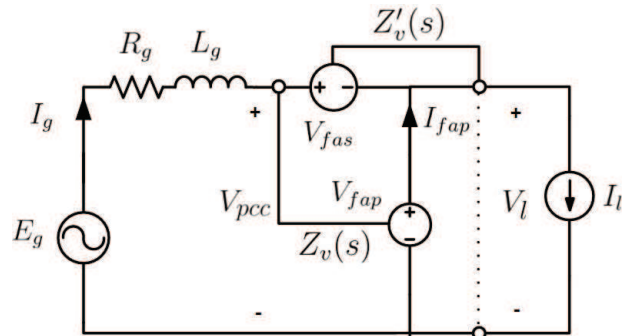


Figura 8.10: Estratégia de controle para filtros universais através de imposição de impedância e regulação de tensão (figuras 8.7 e 8.4).

As impedâncias emuladas $Z_v(s)$ na sistematização proposta podem ser realizadas arbitrariamente desde que a estabilidade seja assegurada. Entretanto, geralmente é de interesse, e suficiente para maior parte das aplicações, a realização de primeira ordem, tal que $Z_v(s) = R_v + sL_v$. Como a maior parte das redes contém reatâncias indutivas, outra solução é obtida com $Z_v(s) = R_v + C_v/s$, que é a solução do *current shaping*. As realiza-

ções anteriores têm impacto, em algumas instâncias, degenerativa, quando há harmônicos na rede. Ainda, no caso de uso de C_v , há uma ação integral no controle que pode levar a oscilações indesejadas. A fim de simplificar a análise harmônica, assim como melhorar desempenho, L_v e C_v podem ser modelados restringindo sua ação quando $s \rightarrow \omega_g$. Sendo assim, $Z_v(s) = R_v + RC_0(s)$, onde $RC_s(0)$, definido em (4.37), permite que a equação de tensão e corrente seja escrita como

$$v_{fas, fap}(t) = R_v i_g(t) + K_v \int_0^t \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{\cos(\phi') k \omega_g s - \sin(\phi') k \omega_g^2}{s^2 + k \omega_k s + \omega_g^2} \right\} \Big|_{t \rightarrow \tau} i_g(t - \tau) d\tau + \tilde{v}_{fas, fap}(t) \quad (8.1)$$

onde ϕ' é o avanço ou atraso desejado, K_v é o ganho e $\tilde{V}_{fas, fap}(s) = RC(s)I_g(s)$ ($RC(s)$ definido em (7.24)). Para a impedância capacitiva ($Z_v(s) = R_v + C_v/s$), $K_v = 1/(\omega_g C_v)$ e $\phi' = -\pi/2$. Para a impedância indutiva ($Z_v(s) = R_v + sL_v$), $K_v = \omega_g L_v$ e $\phi' = \pi/2$. Desta forma, com (8.1) é possível realizar qualquer rede linear equivalente do ponto de vista de resposta em regime, potencialmente fornecendo qualquer requerimento de compensação no circuito.

Para circuitos trifásicos é possível obter duas componentes ortogonais pela transformada de Park, conforme descrito no capítulo 4, sendo as derivadas regras aplicadas em cada um dos circuitos resultantes. Alternativamente é possível definir o circuito equivalente por fase, como formulado no capítulo 7, onde as propriedades daquele são semelhantes a este. Ainda, soluções para adaptações paramétricas, discutidos em síntese na seção (7.3.1), são aplicáveis para os diversos cenários.

8.2 Controle *Voltage-Current Shaping* para Filtros Ativos Universais

No capítulo 6 são apresentados resultados da análise de uma topologia de filtro ativo universal, assim como análise do modelo multivariável e suas implicações na síntese de controle. O filtro universal empregado no desenvolvimento da estratégia *voltage-current shaping* utiliza a mesma topologia que foi apresentada na figura 6.1, cujo circuito equivalente é apresentado na figura 8.11 (repetição da figura 6.2 para conveniência do leitor)

Empregando a lei de controle em (7.1), é possível escrever a ação de controle do filtro paralelo e série na topologia universal. Usando a notação do capítulo 6, a equação do filtro

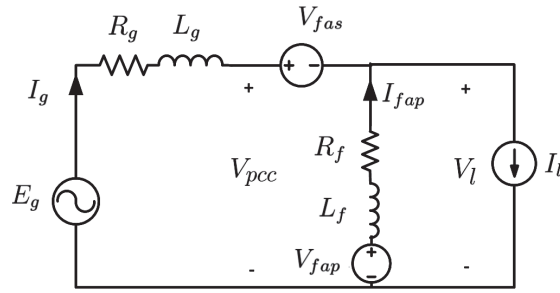


Figura 8.11: Circuito equivalente do filtro universal com barramento CC comum.

paralelo é dada por

$$v_{fap}(t) = R_{v,fap}i_g(t) + \frac{1}{C_{v,fap}} \int i_g(t)dt \quad (8.2)$$

e a do filtro série é dada por

$$v_{fas}(t) = R_{v,fas}i_l(t) + \frac{1}{C_{v,fas}} \int i_l(t)dt \quad (8.3)$$

onde $\{R_{v,fas}, R_{v,fap}\}$ e $\{C_{v,fas}, C_{v,fap}\}$ são os pares de resistência e capacitâncias emuladas. Tal estratégia de controle compreende a figura 8.10 na seção anterior. Similar a formulação para filtros paralelos apresentado no capítulo 7, os valores das impedâncias emuladas podem ser empregados para controle de fluxo de energia. Entretanto, devido ao acoplamento entre as malhas, a energia ativa não é apenas dependente dos valores de resistência se não há perfeita compensação dos elementos reativos. Para as leis de controle adotadas, é obtido o seguinte modelo para a corrente de rede I_g

$$I_g = \frac{V_l}{Z_{vf}} + \frac{I_l Z_f}{Z_{vf}} \quad (8.4)$$

onde $Z_{vf} = (L_f s^2 + (R_f + R_{v,fap})s + 1/C_{v,fap})/s$ e $Z_f = L_f s + R_f$. Logo, para $I_l Z_f$ pequeno, o que geralmente é desejado do ponto de vista do projeto, o sistema se aproxima de $I_g = V_l/Z_{vf}$. Considerando uma carga resistiva¹, tal que $v_l(t) = i_l(t)R_{lca}$, pode-se obter o sistema equivalente

$$v_{fas}(t) = R'_{v,fas}v_l(t) + \frac{1}{C'_{v,fas}} \int v_l(t)dt \quad (8.5)$$

onde $R'_{v,fas} = R_{v,fas}/R_{lca}$ e $C'_{v,fas} = C_{v,fas}R_{lca}$. O circuito linear equivalente para as leis de controle (8.2) e (8.5), considerando a imposição $V_l/I_g = R_{v,fap}$, é apresentado na figura 8.12.

¹Esta formulação é válida também para cargas reativas, ou ainda com cargas não-lineares, uma vez que a relação $V_l/I_g = R_{v,fap}$ é imposta quando z_f é pequeno, rejeitando as demais componentes. Para o sistema aproximado, pode-se criar uma relação entre a componente fundamental de tensão e a fundamental

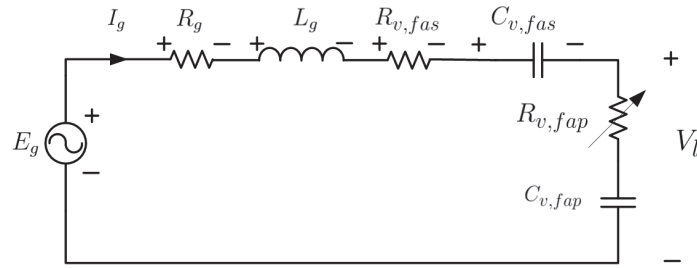


Figura 8.12: Circuito equivalente para a lei de controle (8.2) e (8.5).

A dinâmica da corrente para o circuito na figura 8.12 é dada por

$$\frac{I_g}{E_g} = \frac{s}{s^2 L_g + s R_e + 1/C_v} \quad (8.6)$$

onde $R_e = R_g + R_{v,fas} + R_{v,fap}$ e $C_v = C_{v,fas} || C_{v,fap}$. Sendo assim, as condições de casamento similares àquelas apresentadas na seção 7.1 são observadas. Considerando a realização (7.6) para as leis (8.2) e (8.5), é possível derivar as mesmas propriedades para o *voltage-current shaping* em filtros universais que simplificam a dinâmica das ações integrais, simplificando a dinâmica dominante do circuito para um sistema de primeira ordem com o polo em R_e/L_g . Para a análise de casamento das impedâncias, seja considerada a representação em regime do circuito figura na 8.12 dada por

$$I_g = \frac{E_g - V_l}{R_{gs} + j\omega_g L_g + \frac{1}{j\omega_g C_{v,fas}}} \quad (8.7)$$

onde $R_{gs} = R_{v,fas} + R_g$. A fim de obter o cancelamento, em (8.7) pode-se ser definido um sistema síncrono tal que $\{E_g, I_g, V_l\}$ é real. Sendo assim, os denominadores de (8.7) devem ser reais, obtendo a condição de que $L_g C_{v,fas} \omega_g^2 = 1$. A partir de (8.4) é possível obter as restrições para $C_{v,fap}$ em regime estacionário a fim de impor $I_g = \frac{V_l}{R'_{lca}}$, onde $R'_{lca} \approx R_{v,fap} \approx R_{lca}$, considerando que a componente fundamental da carga pode ser descrita pelo par de impedâncias $\{R_{lca}, L_{lca}\}$ (descrita por $Z_l = R_{lca} + sL_{lca}$), tal que $\frac{1}{T} \int_0^T i_g(t) e^{-j\omega_g t} dt = \frac{V_l}{R_{lca} + j\omega_g L_{lca}}$. A equação de corrente de rede é então dada por

$$I_g = \frac{V_l (Z_l + Z_f)}{Z_l + Z_v} \quad (8.8)$$

onde $Z_v = R_{v,fap} + 1/(sC_{v,fap})$. Para um dado conjunto de parâmetros $\{Z_g, Z_f, R_{v,fap}\}$ que satisfaça a operação em potência nula do conversor, a fim de que o lado direito da igualdade

de corrente, mesmo que essa relação seja função do tempo ou ambas as variáveis. Para uma carga não-linear onde i_l é periódico, com período igual a T_g , é possível criar uma aproximação dada por $\frac{1}{T} \int_0^T i_g(t) e^{-j\omega_g t} dt = \frac{V_l}{R_{lca} + j\omega_g L_{lca}}$, onde V_l é a amplitude da tensão senoidal na carga.

de (8.8) seja real, e assim obter V_l em fase com I_g , a seguinte equação para $C_{v,fas}$ é obtida:

$$\frac{1}{\omega_g^2 C_{v,fas}} = L_f + \frac{R_f^2 L_{lca} - R_f R_{lca} L_f + R_f R_{v,fas} L_{lca} - R_{lca} R_{v,fas} L_f}{R_{lca}^2 + R_f R_{lca} + (L_{lca} \omega_g)^2 + \omega_g^2 L_f L_{lca}} \quad (8.9)$$

onde, assumindo $R_f = 0$ e $R_{v,fas} = R_{lca}$, obtém-se

$$\frac{1}{\omega_g^2 C_{v,fas}} = L_f - \frac{R_{lca}^2 L_f}{R_{lca}^2 + (L_{lca} \omega_g)^2 + \omega_g^2 L_f L_{lca}} \quad (8.10)$$

Da equação (8.10) observa-se que $L_f C_{v,fas} \omega_g^2 \approx 1$ quando a carga é pequena, e torna-se maior a medida que R_{lca} aumenta. Nota-se que, se R_{lca} é muito grande (baixa carga), a capacitância $C_{v,fas}$ é grande, o que torna sua realização não prática. Isto é motivo de que, assumindo $R_{v,fas} \approx R_{lca}$, a impedância emulada $R_{v,fas}$ torna-se grande, e a corrente no ramo do filtro paralelo é pequena. Contudo, nota-se que $R_{v,fas} \neq R_{lca}$ quando a carga é pequena, porque nos sistemas reais deve-se contar com as perdas do conversor, sendo que então o numerador na fração em (8.10) seria $R_f R_{lca} L_f$, o que implica que esta segunda parcela em (8.10) tende a zero, obtendo $L_f C_{v,fas} \omega_g^2 \approx 1$ para baixas cargas.

Para a análise de rejeição de distúrbios, similar análise àquela apresentada na seção 7.1 pode ser observada. Para a análise do filtro paralelo, dada a k corrente harmônica na carga, é obtida uma amplitude de corrente harmônica na rede $I_{g,k}$ determinada por

$$|I_{g,k}|^2 = |I_{l,k}|^2 \frac{(L_f \omega_k^2)^2 + (R_f \omega_k)^2}{(L_f (\omega_g - \omega_k^2))^2 + ((R_{v,fas} + R_f) \omega_k)^2} \quad (8.11)$$

onde ω_k é a frequência da harmônica em questão. A partir de (8.11) é observado que quanto maior a resistência emulada R_v , maior é a rejeição de distúrbios de correntes da carga. Esta observação, similarmente realizada na seção 7.1 para filtros paralelos, demonstra o fato significativo de que o desempenho da rejeição é dependente do controle do fluxo de energia, não sendo um grau de liberdade de projeto tal como nas técnicas baseadas em fluxo virtual apresentadas no capítulo 6. Para o caso onde a integração em (8.2) é realizada por (4.22), (8.11) é simplificada para

$$|I_{g,k}|^2 = |I_{l,k}|^2 \frac{(L_f \omega_k)^2 + (R_f)^2}{(L_f \omega_k)^2 + (R_{v,fas} + R_f)^2} \quad (8.12)$$

onde as observações para (8.11) são recíprocas. De forma semelhante à análise anterior, para o filtro série considerando $R_g = 0$, a partir de (8.7) e (8.5) obtém-se

$$|V_{l,k}| = \left| \frac{j\omega_k E_{g,k} + \omega_k^2 I_{g,k} L_g}{(1 + R'_{v,fas}) j\omega_k + \frac{1}{C'_{v,fas}}} \right| \quad (8.13)$$

onde, considerando a realização do integrador em (8.5) com (4.22), tal que a dinâmica do compensador seja significativamente mais lenta que a do sistema, o modelo de comportamento dominante para distúrbios é dado por

$$|V_{l,k}|^2 = \frac{E_{g,k}^2 + (\omega_k I_{g,k} L_g)^2}{(1 + R'_{v,fas})^2} \quad (8.14)$$

A partir de (8.14) fica evidente que $|V_{l,k}|$ é aproximadamente proporcional ao distúrbio na rede $|E_{g,k}|$ quando $r_{v,fas} < 1$, e aproximadamente a $|E_{g,k}|/R_{v,fas}$ quando $r_{v,fas} > 1^2$. Como usualmente se deseja $r_{v,fas}$ pequeno em função das perdas (o que se traduz em pequena queda de tensão no filtro série), geralmente a primeira condição obtida (distúrbio proporcional). Da mesma forma $\omega_k I_{g,k} L_g$, que é a queda de tensão sobre a impedância de rede, define o impacto das harmônicas na corrente sobre a tensão na carga. Quanto maior a impedância da rede, mais sensível se torna a qualidade de tensão na carga em função das harmônicas de corrente na rede.

A formulação em (8.11) é obtida considerando o filtro desacoplado, ou seja, para o filtro paralelo aplicado na compensação de corrente, é considerado que v_l não contem harmônicas na ordem de k . Isto, entretanto, é uma aproximação, sendo que em experimentos práticos o acoplamento entre os filtros resulta em um pior cenário. Somado a isto, a partir de (8.12) e (8.14) é verificado que o desempenho da rejeição de distúrbios harmônicos é dependente das amplitudes do par de resistência emuladas $\{R_{v,fas}, R_{v,fas}\}$. Sendo assim, a partir destas análises se torna evidente a necessidade de uma malha de compensação harmônica, similar àquela desenvolvida na seção 7.1.

A rejeição das componentes harmônicas é obtida de forma semelhante àquela apresentada na seção 7.1, que emprega k controladores ressonantes, determinados por

$$RC(s) = \sum_{k=1,2,3\dots} K_{r,k} RC(s) = \sum_{k=1,2,3\dots} K_{r,k} \frac{\cos(\phi')k\omega_g s - \sin(\phi')k\omega_g^2}{s^2 + k\omega_k s + \omega_g^2} \quad (8.15)$$

onde $K_{r,k}$ é o ganho dos compensadores e ϕ' é a fase de compensação. O filtro universal emprega um compensador $RC(s)$ para a compensação harmônica de corrente de rede, e outro para tensão na carga, que são as saídas do processo a serem reguladas. Detalhes de como estas malhas estão acopladas com os controladores de fluxo de energia são apresentados ao final da próxima seção.

²Tal interpretação era esperada porque, através de uma simplificação, pode-se considerar o circuito como um divisor de tensão resistivo, onde $V_l = \frac{E_g}{1+R_{v,fas}}$.

8.3 Controle do Fluxo de Energia

O modelo dinâmico do fluxo de energia de um filtro ativo universal foi estudado na seção 6.4. Este modelo emprega uma representação complexa, onde as correntes da rede são dadas por $\mathbf{i}_g(t) = \mathbf{i}_g^s(t)e^{-j(\omega_g t + \phi)} = i_{gd}(t) + j i_{gq}(t)$, e as tensões, $\mathbf{e}_g(t) = \mathbf{e}_g^s(t)e^{-j(\omega_g t + \theta)} = e_{gd}(t)$, onde ϕ e θ são os ângulos das correntes e tensões da rede. A partir da equação do balanço de potência em (6.30), e da linearização considerando $i_{gd}(t) = I_{gd0} + \Delta i_{gd}(t)$, $v_{cc}(t) = V_{cc0} + \Delta v_{cc}(t)$, $\mathbf{i}_f(t) = (I_{gd0} - I_{ld0} + \Delta i_{gd}(t)) + j I_{fq0}$ e $I_{fq0} = -I_{lq0}$, obtém-se

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta I_{gd}(s)} = \frac{1 - \frac{\frac{1}{2}L_{gf}I_{gd0}}{\frac{1}{2}E_{gd} - R_{gf}I_{gd0}}s}{s\frac{R_l C}{2} + 1} \frac{\frac{1}{2}E_{gd} - R_{gf}I_{gd0}}{\frac{2V_{cc0}}{R_l}} \quad (8.16)$$

que, considerando o zero no plano s esquerdo com frequência muito acima da banda passante do controle, pode ser simplificado em seu comportamento dominante por

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta I_{gd}(s)} = \frac{k_{dc}}{s\frac{R_l C}{2} + 1} \quad (8.17)$$

onde

$$k_{dc} = \frac{\frac{1}{2}E_{gd} - R_{gf}I_{gd0}}{\frac{2V_{cc0}}{R_l}} \quad (8.18)$$

Enquanto que na seção 6.4 o controle de fluxo de energia gerava uma referência de corrente e (8.16) podia ser prontamente aplicado no projeto dos compensadores, neste trabalho é necessária a conversão da corrente de rede $\Delta I_{gd}(s)$ para a impedância emulada $\{R_{v,fas}R_{v,fap}\}$ que é empregada no controle de fluxo de energia. Considerando que $R_{v,fas}$ é empregado na regulação de tensão de V_l (evidente por (8.14)), é necessário obter $\Delta I_{gd}(s)/\Delta R_{v,fap}(s)$, ou alguma transformação equivalente. De (8.4), considerando I_l constante e a integração realizada pelo filtro quase-ressonante, obtendo os cancelamentos dos termos reativos, obtém-se que a impedância imposta é dada por $I_g = V_l/R_{v,fap}$. A corrente de rede imposta considerando o cancelamento dos termos reativos da rede é então dada por $I_g = E_g/(R_{v,fas} + R_{v,fap} + R_g)$.

O modelo linearizado de distúrbio na impedância emulada é então dado por

$$\Delta I_{gd} = E_{gd}\Delta Z_x \quad (8.19)$$

onde

$$Z_x = \frac{1}{R_{v,fap} + R_{v,fas} + R_g} \cong \frac{1}{R_{v,fap}} \quad (8.20)$$

Esta última simplificação é de fato válida porque geralmente não se deseja que o conversor opere com uma grande queda de tensão. Substituindo (8.19) em (8.17), é obtido

$$\frac{\Delta V_{cc}(s)}{\Delta Z_x(s)} = \frac{1 - \frac{\frac{1}{2}L_{gf}I_{gd0}}{\frac{1}{2}E_{gd} - R_{gf}I_{gd0}}s}{s\frac{R_l C}{2} + 1} E_{gd} \frac{\frac{1}{2}E_{gd} - R_{gf}I_{gd0}}{\frac{2V_{cc0}}{R_l}} \quad (8.21)$$

que pode ser empregado no projeto de controle.

Um projeto similar àquele apresentado na seção 7.2 pode ser empregado. A malha de regulação de tensão é semelhante àquela apresentada na figura 7.6, onde $K(s)$ é o compensador projetado empregando (7.31), a fim de assegurar a estabilidade e desempenho robusto. Neste caso, considerando o modelo (8.21) são adotadas as incertezas de tensão de rede $E_g = E_{gn} + \Delta E_g$, da corrente no ponto de operação $I_{gd0} = I_{gd0n} + \Delta I_{gd0}$, das perdas do conversor $R_l = R_{ln} + \Delta R_l$ e da adição ou não do zero. A partir destas incertezas é possível formular o grupo de plantas Π e definir $W_m(s)$ tal que

$$|W_m(j\omega)| \geq \max_{G_p \in \Pi} \left| \frac{G_p(j\omega) - G_n(j\omega)}{G_n(j\omega)} \right|, \quad \forall \omega \quad (8.22)$$

a fim de formular T tal como descrito em (7.31). Dada geralmente o conjunto de incertezas anteriores, o projeto de $W_m(s)$ pode ser composto por dois sistemas: uma função quase-ressonante $W_{m2}(s)$, semelhante à descrita na formulação para filtros paralelos em (7.39), e uma ação avanço ou atraso, definida por $W_{m1}(s) = (s + \alpha_1)/(s + \alpha_2)$ onde o par $\{\alpha_1, \alpha_2\}$ pode ser arbitrariamente projetado tal que (8.22) seja satisfeito. A função $W_m(s)$ é então dada por

$$W_m(s) = W_{m1}(s) + W_{m2}(s) = K_{m1} \frac{s + \alpha_1}{s + \alpha_2} + K_{m2} \frac{k\omega_g s}{s^2 + k\omega_g s + \omega_g^2} \quad (8.23)$$

onde o par $\{K_{m1}, K_{m2}\} \in \mathfrak{R} : K_{m1}, K_{m2} > 0$ são ganhos arbitrários. Para o desempenho robusto, $W_s(s)$ é definido como

$$W_s(s) = \frac{K_{s1}}{s + p} + \frac{K_{s2}}{s} \quad (8.24)$$

onde o par $\{K_{s1}, K_{s2}\} \in \mathfrak{R} : K_{s1}, K_{s2} > 0$ são ganhos arbitrários. O projeto dos coeficientes seguem as mesmas observações realizadas para o projeto do filtro ativo paralelo apresentado na seção 7.2. O controle obtido satisfazendo (7.34), cumpre as condições de estabilidade e desempenho robusto considerando as incertezas de ponto de operação de tensão e corrente de rede, assim como incerteza na eficiência do conversor. A estabilidade robusta permite

garantir que para valores quase-estáticos das incertezas consideradas, o sistema será estável. A estabilidade robusta também sugere uma operação satisfatória em transitórios, os quais podem ser caracterizados como um distúrbio no sistema.

A estratégia de controle proposta para filtros ativos universais é apresentada na figura 8.13. Na figura, três pontos de medição são empregados, sendo esta uma configuração *sensorless* quando comparado às técnicas clássicas que pedem cinco pontos de medição³. A técnica emprega a implementação do algoritmo PWM já empregado nas seções anteriores (detalhado em (da Silva et al., 2011; Jacobina et al., 2001c; Ketzler e Jacobina, 2015a)) onde V_{g0} pode ser arbitrariamente escolhido em funções de outros aspectos de interesse, tal como o ajuste de perdas de chaveamento.

A impedância $Z_{v, fap}$ na lei de controle (8.2) é implementada com $R_{v, fas}$, que é determinado com o controlador sintetizado usando (7.34) e uma função de cancelamento da não-linearidade $f(\dots)^{-1} = 1/(R_{v, fas} + R_{v, fap} + R_g)$. A impedância $Z_{v, fas}$ na lei de controle (8.3) é implementada empregando um algoritmo baseado no rastreamento de V_l^* com base na tensão de carga medida V_l . Considerando (8.14) e desprezando a queda de tensão na impedância de rede Z_g , a relação entre a tensão na carga V_l e a tensão do filtro ativo pode ser algebricamente determinada. Considerando a tensão de rede E_g e a corrente de carga V_l em fase (determinado pelas condições de casamento na seção 8.2 e solução de $C_{v, fas}$), a relação é dada por $V_l(1 + R'_{v, fas}) = E_g$, que linearizando resulta em

$$\frac{\Delta V_l(s)}{\Delta R'_{v, fas}(s)} = \frac{-V_{ln}}{R'_{v, fasn} + 1} \quad (8.25)$$

onde V_{ln} e $R_{v, fasn}$ são os valores nominais de tensão na carga e parâmetro de emulação. Neste trabalho o algoritmo de rastreamento emprega uma estrutura PI com base no erro entre a realimentação de V_l e $V_l^* \sin(\omega_e t)$, onde ω_e é uma frequência de rede estimada por um PLL. A malha para rastreamento da tensão de carga é apresentada na figura 8.14. Nesta figura $K_{ss}(s)$ representa o controlador PI, e o par $\{k_{pll}, \tau_{pll}\}$ representam os parâmetros do PLL tal como apresentado na seção 4.2. Na transformação $dq^s \rightarrow dq$, em um sistema monofásico, pode-se adotar V_l como a componente em eixo em quadratura e 0 para a componente direta. Como desvantagem os coeficientes devem ser projetados para maior rejeição da segunda harmônica

³Na presente técnica: corrente de rede I_g , tensão de carga V_l e tensão do barramento CC V_{cc} . Nas técnicas clássicas: corrente de filtro I_f , corrente de carga I_l , tensão de rede E_g , tensão de carga V_l , e tensão do barramento CC V_{cc} .

de tensão. Alternativamente, a solução apresentada na figura 6.4 pode ser empregada para garantir melhor relação entre desempenho e rejeição do segundo harmônico.

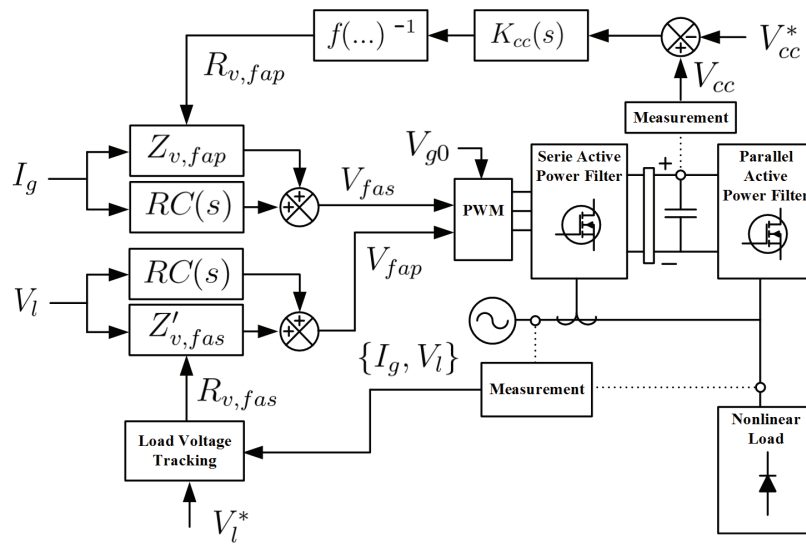


Figura 8.13: Topologia do controlador *voltage-current shaping* apresentado para filtros ativos universais *sensorless*.

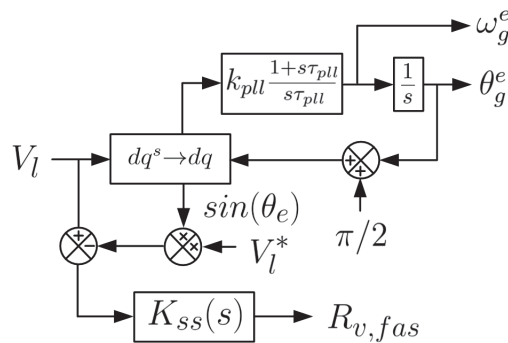


Figura 8.14: Malha de rastreamento de tensão de carga.

8.4 Resultados da Estratégia *Voltage-Current Shaping* para Filtros Universais

Esta seção apresenta a análise numérica assim como implementação de uma das propostas de *voltage-current shaping* aplicadas a filtros ativos universais, a qual é de forma generalizada apresentada na figura 8.13. Para análise da presente proposta é considerando um protótipo de 1kVA, o qual é detalhado no anexo I. Na sequência são apresentados os resultados de tensão e corrente, assim como análise harmônica, obtidas com o protótipo.

8.4.1 Parâmetros do Sistema e Análise Numérica

O controle de fluxo descrito na seção 8.3 é projetado com auxílio do algoritmo γ -iteration, já empregado na solução proposta no capítulo 7. Os parâmetros do protótipo empregado, assim como os valores de incertezas adotados na síntese do compensador $K_{cc}(s)$ são apresentados na tabela 8.2. Para o específico problema de síntese 8.2, deve ser observado que existem limites teóricos tal que (7.34) possa ser resolvido com $\gamma < 1$. A descrição deste limite, apresentada ao final da seção 7.2, pode ser derivada por (7.34), considerando (7.42), e conseqüentemente deve ser projetado $|W_m(j\omega)| < 1$ se é desejado $|C(j\omega)| > 1$ para alguma frequência específica.

A figura 8.15 apresenta a resposta em frequência dos modelos descritos em (7.30), e o correspondente projeto de $W_m(s)$, considerando 54 amostras dentro do espaço de incertezas considerado. Na especificação de desempenho, o polo em $W_s(s)$ foi projetado considerando uma resposta de 200ms. O ganho K_{s1} é fixado em unitário, e o ganho K_{s2} é iterado até que a solução do γ -iteration gere um resultado com $\gamma \approx 1$, garantindo um desempenho ótimo e simultaneamente satisfazendo as condições de estabilidade robusta.

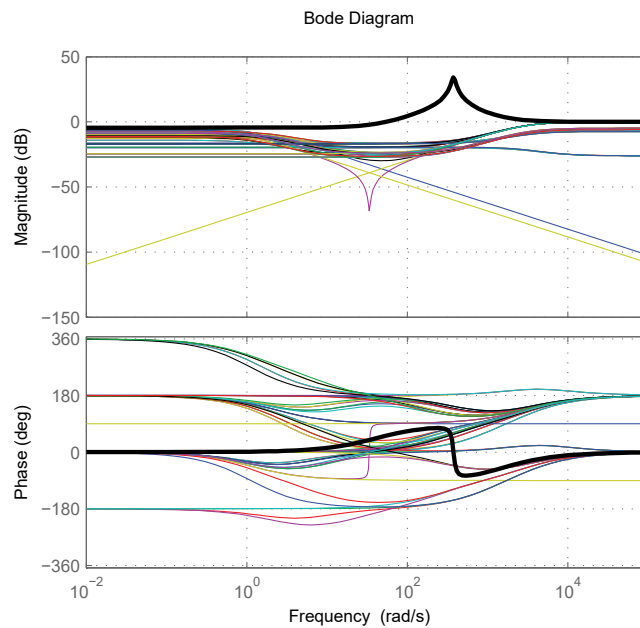


Figura 8.15: Resposta em frequência dos modelos $(G_p(j\omega) - G_n(j\omega))/(G_n(j\omega))$ em Π . A linha espessa é $W_m(s)$ projetado.

A figura 8.16 apresenta a resposta em frequência do controle projetado, e a figura 8.17 apresenta a resposta ao degrau do controle em malha fechada com diversas plantas $G_p(s)$ dentro do espaço de incertezas Π considerado.

Tabela 8.2: Parâmetros do circuito de potência do filtro ativo universal monofásico.

Potência de Carga	300W
Potência de Segunda Carga(Transitórios)	150W
Tensão de Linha	127V <i>RMS</i>
Tensão do Barramento CC	200V <i>RMS</i>
Indutor de Linha(L_g)	1mH (1.5%)
Indutor de Filtro(L_f)	6mH (9%)
Resistência de Perdas (R_l)	600 Ω
Capacitor de Barramento CC (C)	4.4 <i>mF</i>
Incerteza: Tensão de Rede ΔE_g	5%
Incerteza: Corrente de Rede ΔI_g	50%
Incerteza: Resistência de Perdas (ΔR_l)	50%

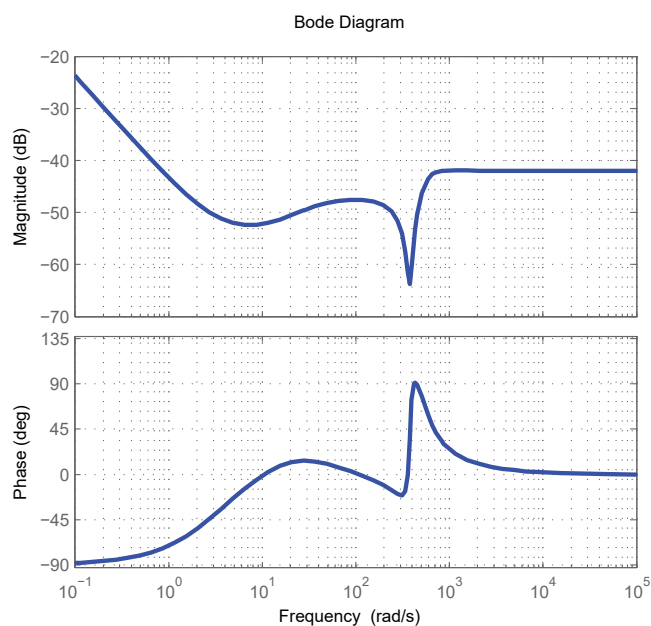


Figura 8.16: Resposta em frequência de $K(s)$.

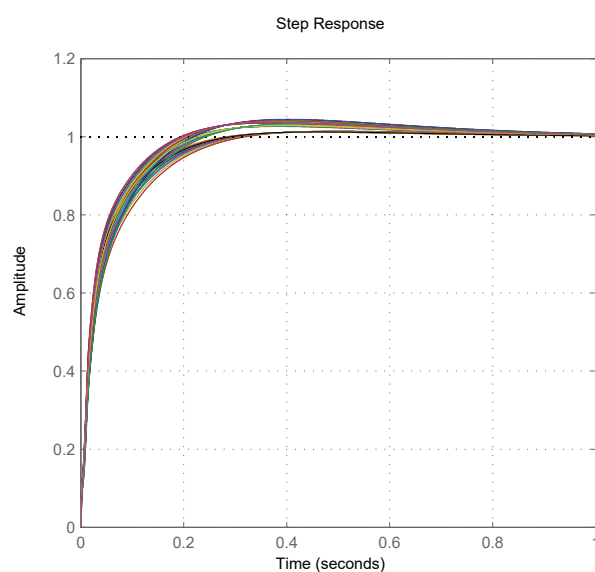


Figura 8.17: Resposta ao degrau do controle de fluxo de energia para amostras de plantas $G_p(s)$ em II.

8.4.2 Resultados Experimentais

Os resultados foram obtidos usando um protótipo em laboratório de 1kVA, cujas especificações são descritas na tabela 8.2 e no anexo I. O circuito do protótipo é o mesmo empregado nos experimentos apresentados no capítulo 6. Sendo assim, a comparação dos resultados

aqui obtidos e aqueles apresentados para a estratégia de controle orientada em tensão com fluxo virtual é relevante devido à similaridade das condições de testes. As frequências de amostragem, discretização dos controladores, e chaveamento, são 10kHz. Os controladores ressonantes descritos em 8.15 e na figura 8.13 foram sintonizados na 3^a, 5^a e 7^a componentes harmônicas da rede, tanto na malha de rastreamento da tensão na carga como na malha de regulação da corrente de rede. A carga não-linear empregada é um retificador a diodos com filtro *LC* no barramento CC, cujas potências são descritas na tabela 8.2.

A figura 8.18 apresenta a corrente do retificador a diodos, carga não-linear a ser compensada pelo filtro ativo universal. A figura 8.18 e 8.19 apresenta os resultados de tensão e corrente no circuito do filtro ativo universal. A distorção harmônica da corrente de carga é de 34% e o fator de deslocamento é de 0.80, o que é próximo daqueles obtidos na capítulo 6. Os resultados da análise harmônica da corrente de carga e apresentada na figura 8.21. Considerando a presente proposta de controle, foi obtida uma distorção de corrente de rede de 4.2% (fator de deslocamento acima de 0.99), e de distorção na tensão de carga, de 2.8% (fator de deslocamento acima de 0.99), sendo a distorção na tensão de rede com o circuito em operação 3.2%. As análises harmônicas para os resultados obtidos são apresentados nas figuras 8.21, 8.23 e 8.24.

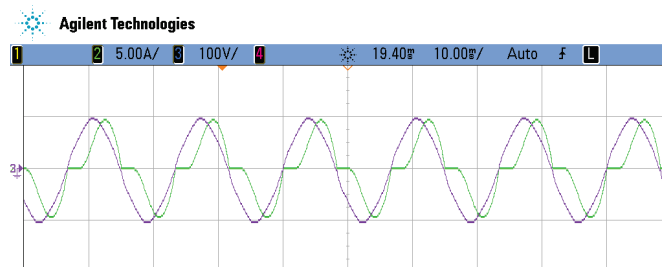


Figura 8.18: Correntes de rede para do retificador a diodos. Carga não-linear a ser compensada. Verde: corrente na rede i_g (5A/Divisão). Roxo: tensão da rede (100V/Divisão).

Comparando os resultados com aqueles da seção 6.6, pode-se ser observado que a estratégia *voltage-current shaping* e a estratégia multivariável orientada em campo de fluxo virtual discutida no capítulo 6, apresentam desempenho similar de distorção. Dentre as duas estratégias, a *voltage-current shaping* apresentou menor distorção harmônica na corrente de rede. Tais resultados são esperados segundo as análises apresentadas na seção 7.1. O controlador *current shaping* realiza a imposição de uma impedância, que em termos de realimentação se traduz em um ganho, não projetado para fins de rejeição de distúrbio, mas com finalidade

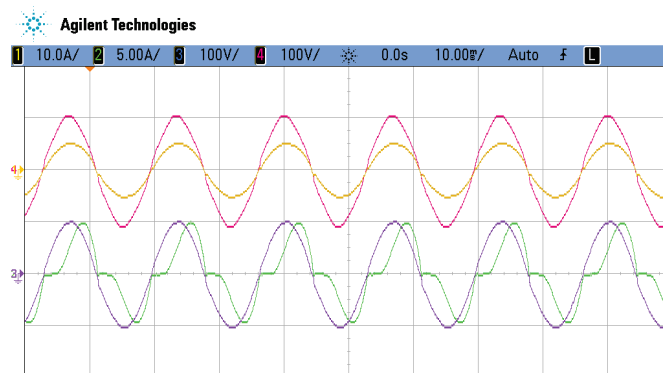


Figura 8.19: Tensões e correntes do circuito com o controle *Voltage-Current Shaping*. Amarelo: correntes na rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).

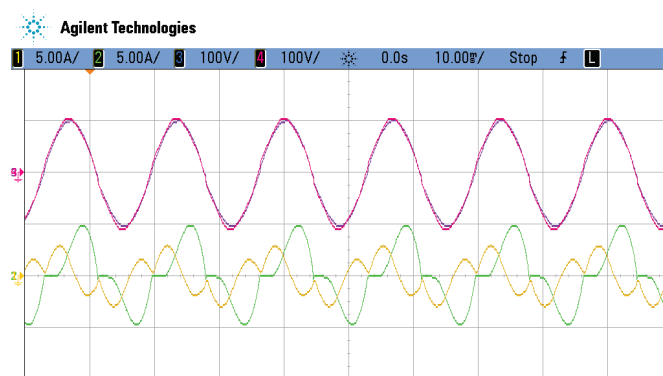


Figura 8.20: Tensões e correntes do circuito com o controle *Voltage-Current Shaping*. Amarelo: correntes do filtro i_{fap} (5A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (5A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).

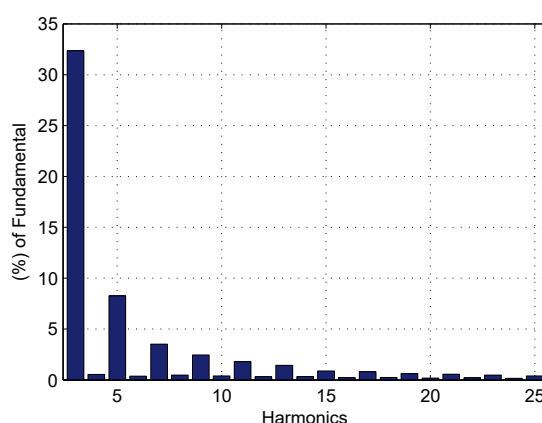


Figura 8.21: Análise harmônica da corrente de carga i_l . O THD é de 34%.

do controle de fluxo de energia. Isto implica em aspectos positivos e negativos. O aspecto positivo mais relevante é a simplicidade da técnica em relação aquelas orientadas em campo.

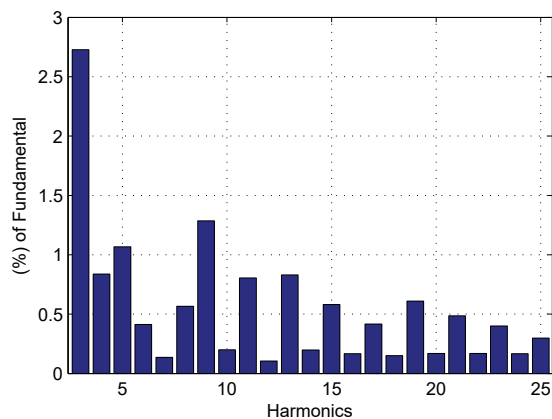


Figura 8.22: Análise harmônica da corrente da rede i_g . O THD é 4.2%.

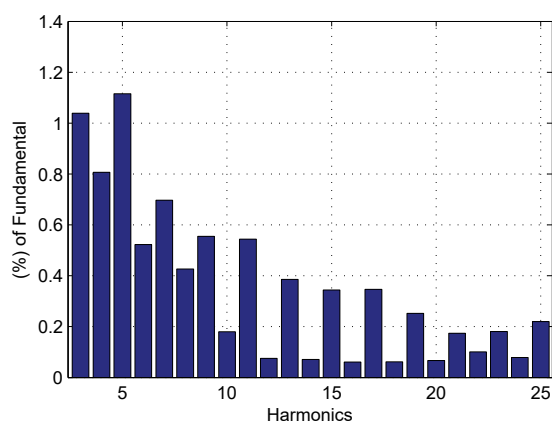


Figura 8.23: Análise harmônica da tensão na rede. O THD é de 3.2%.

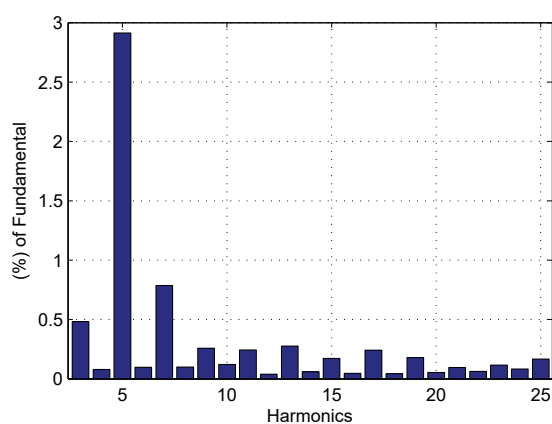


Figura 8.24: Análise harmônica da tensão na carga v_l . O THD é de 2.8%.

As negativas incluem o ruim desempenho da seletividade, sendo este último dependente das condições de carga, e as restrições no controle de fluxo de energia.

Ja a distorção harmônica de tensão, que não apresenta os mesmos resultados do *current*

shaping quanto a rejeição harmônica (não ocorre rejeição natural), os resultados são piores que o controle orientado em campo. A partir de um THD de rede de 3.2% (menor devido a menor distorção de corrente de rede), há uma melhora para 2.8%. No caso do controle orientado em campo do capítulo 6, esta diferença era de 3.6% para 2.6%.

A figura 8.25 apresenta os resultados para um transitório de carga de 50%. A variação máxima de tensão no barramento CC é próxima à 2.5%. A figura 8.26 apresenta resultados para um afundamento de tensão de 25%. Durante este transitório é verificado que a tensão na carga é mantida constante sem variação significativa. Os resultados foram similares àqueles obtidos na solução com sensor no barramento CC pelo controle orientado em fluxo virtual, apresentados no capítulo 6.

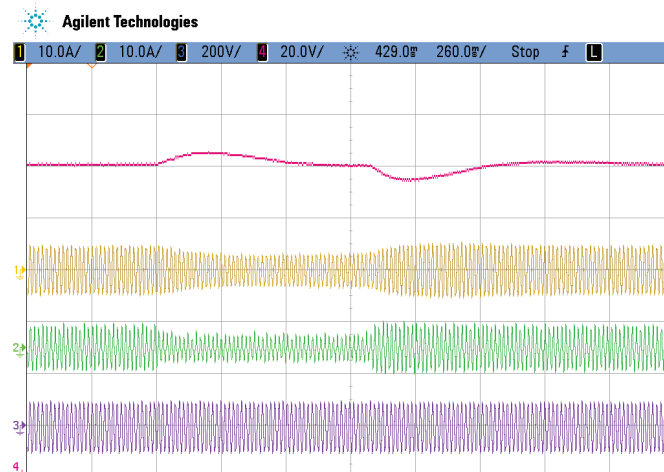


Figura 8.25: Tensões e correntes do circuito com o controle *Voltage-Current Shaping*, durante um transitório de carga de 50%. Amarelo: correntes da rede i_g (10A/Divisão). Verde: correntes da carga i_l (10A/Divisão). Vermelho: tensão no barramento CC (20V/Divisão). Roxo: tensão na carga (200V/Divisão).

8.5 Conclusões

Este capítulo apresenta uma proposta da generalização dos resultados do *current shaping*, para emulação de impedância, admitância e transferência de tensão e corrente, tal conceito aqui introduzido como *voltage-current shaping*. Na primeira seção são apresentados a generalização destes resultados para os pares de controles em filtros ativos, a corrente e a tensão de rede. Além disto, são brevemente apresentados algumas das possíveis soluções mistas, que integram mais que uma fonte de potência, e podem ser empregados na síntese de rede

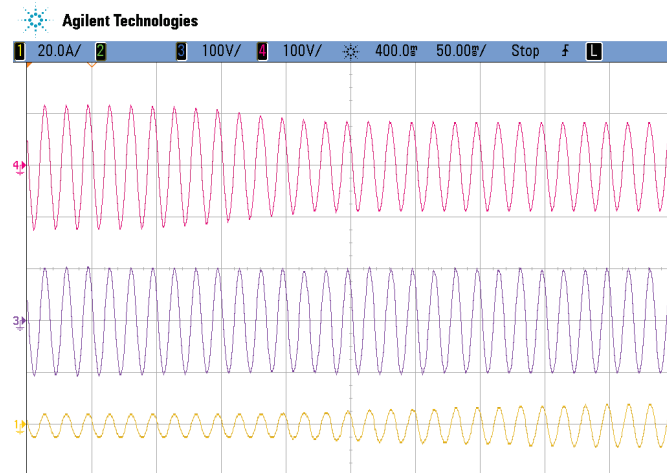


Figura 8.26: Tensões e correntes do circuito com o controle *Voltage-Current Shaping*, durante um afundamento de tensão de 25%. Amarelo: correntes da rede i_g (20A/Divisão). Vermelho: tensão da rede (100V/Divisão). Roxo: tensão na carga (100V/Divisão).

de filtros.

No segundo momento é apresentada a solução de controle *voltage-current shaping* para um filtro ativo universal monofásico. São discutidas as condições de casamento de impedâncias para compensação da energia reativa, assim como a capacidade natural de rejeição de distúrbios de carga. Posteriormente, tais malhas são estendidas com múltiplos controladores ressonantes que garantem recuperar a capacidade de rejeição de distúrbios, a qual foi reduzida pela degeneração da impedância de filtro, assim como rejeitar componentes harmônicas na tensão de rede. Tal proposta se enquadra na terminologia *sensorless*, pois a solução emprega somente as variáveis de controle no processo, a tensão na carga e a corrente de rede.

No terceiro momento, é apresentada a derivação de um controle de fluxo, seguindo as linhas de projeto introduzidas no capítulo 7, para a estratégia *current shaping*. O controlador robusto, baseado na otimização de um problema formulado em termos da norma H_∞ , garante a estabilidade considerando as incertezas de carga, com um projeto para uma faixa de operação pré-definida. Resultados de análise numérica e experimentais são apresentados utilizando um protótipo de 1kVA. Os dados obtidos, que contemplam análises em regime estacionário e transitório, demonstram o comportamento satisfatório do filtro ativo universal com a estratégia proposta. Tais resultados também sugerem a validade das derivações apresentadas neste capítulo.

As propostas apresentados neste capítulo não contêm uma solução para ausência do

sensor de tensão no barramento CC, tal como apresentado na seção 6.4. Porém, aquelas soluções podem ser estendidas para o presente trabalho, uma vez que as malhas são relativamente desacopladas naquele caso. Entretanto, maior complexidade é esperada, uma vez que geralmente é necessária a estimação de fluxo paralelamente. Outros sugeridos futuros trabalhos, compreendem o estudo da generalização em outras topologias, e a exploração de diferentes composições dos elementos de *voltage-current shaping*. Também, as soluções de adaptação paramétrica descritos brevemente na seção 7.3.1 podem ser derivadas sem maiores dificuldades para satisfazer as condições de casamento apresentadas neste capítulo na presença de incertezas.

Parte III

Controladores PWM em Sistemas Integrados de Gerenciamento de Energia

9

Projeto de Filtro Quase-Ressonante em Circuito de Tecnologia CMOS

À medida que computadores, dispositivos de multimídia e entretenimento, comunicação, navegação e demais eletrônicos microprocessados se tornam mais potentes, cresce a necessidade de sistemas de gerenciamento de energia integrados com capacidade de processar altas potências, que dada a tendência na redução de tensão de operação dos transistores, implica em um aumento significativo de corrente (Bindra, 2014). Soluções avançadas para circuitos integrados de gerenciamento de energia (PMIC, *Power Management Integrated Circuit*), geralmente optam por integrar as funções de controle e conversores de potência (Patella et al., 2003) na mesma pastilha de silício. À medida que é possível reduzir a área semicondutora dos transistores de potência, cresce a motivação dos fabricantes de criar encapsulamentos integrados (Bindra, 2014), usando em alguns casos múltiplas pastilhas semicondutoras empilhadas. Algumas companhias, tais como a Altera, disponibilizam dispositivos conhecidos como PSIP (*Power Supply in a Package*), que consiste em um conjunto de circuitos integrados de aplicação específica (ASIC, *Application Specific Integrated Circuit*) otimizados para minimizar custos de produção, atendendo os requisitos dos sistemas onde são embarcados (Trescases et al., 2011). Uma revisão com uma variedade de chips comerciais de controladores PWM é apresentada em Bindra (2014).

Em Neacsu (2010) é apresentada uma análise do mercado em 2006, comparando PMICs (US\$ 21B), fontes chaveadas (US\$ 21B), *drives* de máquinas elétricas (US\$ 10B), comunicações

((U\$ 8B)), considerando o mercado global de circuitos integrados com valor de U\$ 198B, sendo U\$ 38B o valor em sistemas analógico-misturados em geral (AMS, *Analog Mixed-Signal* é o superconjunto que inclui PMICs). Tais números mostram a relevância do ponto de vista de mercado dos PMICs. Uma previsão divulgada em marketsandmarkets.com (2016) afirma que o mercado de PMICs terá um valor de U\$ 35B em 2022. No trabalho, uma análise extensa de produtos individuais da classe de PMICs é apresentada, incluindo reguladores de tensão lineares, reguladores para fontes chaveadas, geradores de referência de tensão e corrente, LED *drivers*, *chips* controladores para correção de fator de potência, chips para carga e gerenciamento de baterias e controladores para *hot-swap*. Outro documento publicado pela IHS Technology (Liao, 2015), estima um mercado com valor de U\$ 40B em 2019.

Entre as principais companhias na área de PMICs estão:

- Texas InstrumentsTM (pouco menos de 25% das vendas são fontes chaveadas e PMICs (Neacsu, 2010));
- Linear TechnologiesTM (mais de 50% das vendas (Neacsu, 2010));
- National SemiconductorsTM
- NXP SemiconductorsTM
- Fairchild SemiconductorsTM
- ON SemiconductorTM
- ST MicroelectronicsTM

As tendências de difusão de tecnologia em PMICs têm aumentado, uma vez que mais engenheiros e companhias veem o setor como atrativo. Especialmente aquelas sem tecnologia semicondutora tem ganhado espaço, provido que o fornecedor do IC é valorizado pela sua habilidade em traduzir o conhecimento dos futuros produtos na tecnologia semicondutora disponível. Devido ao aumento esperado (estimado na faixa de 50% para os próximos 20 anos), as oportunidades relacionadas a eficiência energética são crescentes.

Com base no interesse de mercado, assim como a relevância do ponto de vista tecnológico, este capítulo tem como objetivo a apresentação de uma solução de circuito microeletrônico

aplicado ao rastreamento de componentes harmônicas em controladores PWM. As contribuições das partes 1 e 2 desta tese proveem um suporte em termos de motivação para este estudo. Devido à integração facilitada pela redução do número de sensores, se torna cada vez mais relevante a capacidade de trabalhar a solução dos conversores em compensadores no próprio substrato de silício. Ainda, a partir do conjunto de controladores *sensorless* propostos nesta tese, evidencia-se a relevância da figura do compensador quase-ressonante, sintetizados pelas topologias AF e SOGI-QSG. Tal sistema é chave nas aplicações aqui desenvolvidas, incorporando estruturas de estimação e compensação. A solução em circuito integrado do SOGI-QSG permite a eliminação completa, ou redução significativa, dos elementos digitais, oferecendo uma alternativa significativa aos ASIC, apresentando maior potencial para miniaturização e eficiência, podendo ser replicado arbitrariamente.

9.1 Revisão da Literatura e Propostas

Historicamente, os primeiros circuitos integrados (CI) controladores modulados em largura de pulso (PWM) eram em sua maior parte baseados no modo de tensão (*voltage-mode*) (Bindra, 2014). À medida que o desenvolvimento de CIs PWM crescia, o rastreamento em modo de corrente se tornou uma alternativa mais popular, principalmente uma vez que este eliminava certas limitações do controle modo de tensão. Os controladores modo de corrente geralmente apresentam melhor resposta dinâmica, facilidade de compensação, e, assim como previamente discutido no capítulo 2, permitem incorporar proteção de sobrecarga.

Os controladores também podem adotar uma classificação geral considerando aqueles que realizam o controle pela ondulação, pelo pico, e a média do sinal (Erickson e Maksimovic, 2001; Redl e Sun, 2009a). Controladores digitais baseados em ondulação geralmente apresentam transitórios mais rápidos, e possuem alta popularidade (Chan e Mok, 2014; Redl e Sun, 2009b; Redl e Sun, 2009a). Entretanto, o sistema de aquisição deve ser significativamente mais rápido que a frequência de chaveamento do conversor, o que implica em maior potência dissipada que os outros casos (relação cúbica com a potência dinâmica)¹. Especialmente em realizações analógicas, é bem conhecido que a realimentação dos sinais

¹Para um conversor operando em unidades de mega-hertz, conversores ADC comerciais típicos, entre 10 e 12 bits com capacidade de centenas de mega-amostras por segundos consomem uma potência na casa de centenas de milliwatts, e giga-amostras por segundo, consome uma potência em unidades em watts (entre 1 a 10).

modulados piora a distorção harmônica de conversores chaveados (Mouton e Putzeys, 2009). Ainda, segundo Lukic et al. (2007), controladores baseados em ondulação tem problemas de *jitter*, alta sensibilidade a ruído, geralmente não alcançam desvio mínimo e tem problemas relacionadas à estabilidade. Em (Chan e Mok, 2014; Redl e Sun, 2009a) é apresentada uma comparação de controladores PWM em circuito integrado e FPGA caracterizando as diferenças de controle por ondulação, pico e média. Em Redl e Sun (2009a) é apresentada uma revisão específica para controladores empregando ondulação.

Para circuitos digitais, uma forma simplificada para estimação da dissipação de potência é obtida a partir da soma das componentes de dissipação dinâmica e estática, onde $P_{dyn} = ACV^2f$, onde C é a capacitância de *gate* do MOSFET (depende das características da camada de óxido entre o poli-silício e o substrato, e da área do dispositivo), A é o fator de atividade, que determina quantos transistores são chaveados (fator com máximo unitário), e f é a frequência de operação. A parcela estática é geralmente mais difícil de estimar, uma vez que é dependente de efeitos de *leakage* dos MOSFET que são dependentes da tecnologia, sendo um efeito cada vez mais relevante em canais curtos. Uma relação simplista aceita para fins de análises comparativas generalistas é $P_{stat} = Ve^{-V_t}$, onde V_t é a tensão termal (um texto de introdução a tecnologia CMOS é apresentada em (Razavi, 2001; Sedra e Smith, 2004; Carusone et al., 2011; Allen e Holberg, 2002; Gray, 2009; Baker, 2010)). A tensão também é aproximadamente linearmente relacionada com a frequência de operação (inversamente com o atraso de propagação em inversores lógicos). Sendo assim, circuitos com maiores frequências exigem um aumento linear de tensão, que implica em um aumento cúbico da potência dinâmica P_{dyn} e linear da estática P_{stat} .

Devido às restrições do aumento da potência, a faixa de frequências aceitáveis para operação digital é limitada. Isto implica em limites na própria realização dos controladores aplicados nos reguladores de tensão (Trescases et al., 2011). Em sistemas de baixa potência, controladores associados a modulação PWM digital, assim como conversores ADCs, requerem um *clock* de trabalho relativamente maior que o tempo de amostragem (Peterchev et al., 2003; Patella et al., 2003; Lukic et al., 2007), e tem impacto significativo na eficiência do sistema, sendo parte considerável a energia dissipada no controlador. Tal situação é ainda mais crítica quando considerados os requisitos de desempenho em tais aplicações. Controladores com banda em mega-hertz com configurações digitais tradicionais de aquisição e modulação

se tornam impráticos².

Antes dos anos 2000, o mercado de PMICs era em sua maior parte analógico. Apenas nos últimos anos o cenário de controladores digitais tem se destacado (Bindra, 2014; Liou et al., 2013a; Saggini et al., 2004). Controladores analógicos tendem a apresentar maior largura de banda, e se beneficiar melhor de processos CMOS mais simples, resultando em dispositivos com menor custo (Liou et al., 2013a; Patella et al., 2003). Entre as vantagens dos controladores digitais, está a menor susceptibilidade as variações do processo e do ambiente, a fácil integração com funções de comunicação, assim como a possibilidade de reprogramação do *chip* (Peterchev et al., 2003; Patella et al., 2003; Feng et al., 2007; Saggini et al., 2004; Corradini et al., 2011). Além disto, circuitos digitais tem menor corrente quiescente, o que implica em menores perdas estáticas (Chan e Mok, 2014).

As vantagens das soluções digitais se tornam mais proeminentes em processos de tecnologia CMOS avançados (escala de nanômetros, e.g. 28nm), uma vez que nestes o projeto analógico se torna difícil devido à baixa tensão de operação, e baixa impedância de saída do amplificador MOSFET (Annema et al., 2005). Em (Peterchev et al., 2003; Patella et al., 2003) é discutido como moduladores digitais apresentam melhor precisão de projeto, implicando em menores perdas em conversores com múltiplas saídas. Além disto, em (Patella et al., 2003) é discutida a relevância do estado da arte da automação do projeto eletrônico (EDA, *Electronic Design Automation*), que torna possível o projeto através de linguagens de descrição de hardware (HDL, *hardware description language*), e posterior síntese com *standard-cell* (Patella et al., 2003). O projeto pode então ser facilmente migrado para outra tecnologia quando um novo conjunto de *standard-cells* é disponibilizado.

Entretanto, a realização digital ainda sofre com problemas da tecnologia CMOS. Dada a densidade maior de transistores operando em frequências elevadas, uma estratégia nos processos digitais de alta densidade é habilitar os blocos de processamento conforme a demanda (Bindra, 2014). Isto implica em variações rápidas de carga, onde os módulos de tensão necessitam manter uma variação mínima (Bindra, 2014; Wu et al., 2010). Em Peterchev et al. (2003), é discutido que, a partir dos dados providos pela IntelTM, a taxa de variação de

²Nos estudos em (Chan e Mok, 2014; Bindra, 2014), onde é apresentada uma comparação de controladores aplicados em reguladores de tensão, são expostos os parâmetros e requisitos típicos alcançados pelo estado da arte nestas aplicações. Em termos de área, controladores PWM tendem a ocupar menos de $1mm^2$ (tecnologia sub-micro) (Patella et al., 2003), e ter um tempo de resposta de dezenas de micro-segundos, operando com uma frequência de chaveamento na faixa de mega-hertz.

corrente em VRM deve ser mais de $50A/\mu s$. O problema se torna ainda mais crítico devido ao fato que a velocidade do controle está associada às dimensões dos componentes passivos, e para fins de integração, é desejada a redução máxima possível destes últimos (Peretz et al., 2015). Uma vez que são necessárias rápidas malhas de corrente, controladores PWM digitais requerem ADCs com alta frequência de operação (Liou et al., 2013a; Lukic et al., 2007) (principalmente conversores operando com técnicas algorítmicas, e.g. aproximação sucessivas, ou sobre-amostragem com *noise shaping* $\Delta - \Sigma$, uma vez que conversores *flash* ocupam uma área de substrato elevada e encarecem significativamente o produto (Panov e Jovanovic, 2001)). Além do aspecto de perdas, ADCs geralmente são otimizados para alta taxa de saída, e não latência (Peterchev et al., 2003; Lukic et al., 2007). Isto dificulta o uso de ADCs com as técnicas anteriores, uma vez que o atraso na malha de realimentação implica em um atraso de fase adicional, que deteriora a resposta do sistema. Especificamente em Peterchev et al. (2003), a partir dos dados providos pela IntelTM, a resolução necessária é na faixa de $10mV$. Para um conversor operando com 12V de entrada, isto implica em aproximadamente 10 bits de resolução. Ainda, em (Patella et al., 2003; Lukic et al., 2007; Saggini et al., 2004; Trescases et al., 2011) é discutido como essa faixa deve ser cuidadosamente projetada a fim de evitar oscilações de ciclo-limite. Para tal, é requisito que a resolução dos módulos PWM sejam tão menores quanto aquela empregada nos ADCs (Peterchev e Sanders, 2003).

Além do problema dos ADCs, o projeto dos blocos PWM também apresentam desafios na tecnologia digital. Convencionalmente, a forma de realizar a modulação utiliza um contador em alta frequência (Wei e Horowitz, 1999) e um comparador. Este projeto ocupa área razoável, mas a dissipação é significativa (Peterchev et al., 2003). Considerando os problemas de aquisição e modulação, diversos trabalhos sobre VRMs tem sido propostos com novas topologias de circuitos integrados de aplicação específica (ASIC, *Application Specific Integrated Circuit*), focando em propostas para estes elementos (Peterchev et al., 2003; Chan e Mok, 2014; Patella et al., 2003; Corradini et al., 2011; Radic et al., 2013; Liou et al., 2013a; Trescases et al., 2011; Wu et al., 2010). Em (Peterchev et al., 2003), a fim de empregar ADCs *flash* com um custo de área reduzido, projetados com um único estágio a fim de garantir baixa latência, uma proposta de aplicação específica é feita com 10 níveis de quantização. Ainda, no mesmo trabalho é apresentado o uso de *tapped delay* para implementação dos blocos PWM. Tal técnica consiste em usar anéis de inversores (no trabalho são propostas

versões diferenciais), cuja a saída é empregada em um comparador. Apesar do requisito alto de área para altas resoluções, a comutação do circuito digital é a mesma de chaveamento, reduzindo perdas significativamente. Em (Patella et al., 2003), o conceito de janela de conversão também é empregado, considerando apenas 10 valores do quantização, realizadas na malha de erro. No mesmo trabalho, uma malha de atrasos é empregada na proposta de um ADC a fim de reduzir área e potência em relação à conversores flash.

Em (Corradini et al., 2011) é apresentada um ASIC digital empregando modulação por histerese, onde uma modelagem estocástica da estrutura é apresentada. Nesta o autor discute os problemas relacionados a baixa resolução do circuito PWM, presente nas soluções digitais anteriores, e enfatiza ser este um dos desafios presente em PMICs digitais. Em Radic et al. (2013) é apresentado um controlador com um novo ADC assíncrono, empregando uma técnica de *track-and-hold*. A arquitetura proposta emprega somente um pré-amplificador e quatro comparadores, o que segundo o autor resulta em uma área 10 vezes menor quando comparado as soluções "janeladas". Devido aos requisitos de variação rápida de corrente, o autor propõe um mecanismo que alterna a realimentação para o modo supressão durante os transitórios. A solução também compreende circuitos lógicos para correção de razão cíclica. O ASIC, implementado em CMOS de 0.18 μm apresenta uma área final de 0.26 mm^2 , e é empregado em um conversor *buck* comercial 12-1.8V de 500khz.

Além dos problemas de aquisição e modulação, em (Patella et al., 2003) são discutidos os problemas de síntese do compensador. A implementação de redes digitais retroativas costuma requerer um número alto de elementos digitais de operações aritméticas, com especial atenção à multiplicadores onde se deseja capacidade de reprogramação do chip. Ainda que seja possível simplificar o projeto usando registradores de deslocamento, isto limita os ganhos a múltiplos de 2. No mesmo trabalho é apresentada uma solução de conversor e compensador programável empregando uma *look-up table* a fim de simplificar a complexidade de circuito sintetizado. Neste sentido o número reduzido de bits no ADC é vantajoso, pois a tabela projetada apresenta proporções viáveis de síntese.

Devido as restrições anteriores, apesar da inserção dos microprocessadores nos PMICs, a malha principal de controle continua sendo, na maior parte das aplicações, analógica (Chan e Mok, 2014). Segundo Patella et al. (2003), DSPs e microcontroladores tendem a se tornar complexos, e comumente falham em alcançar o desempenho, custo, e facilidade de uso, das

aplicações analógicas. Como alternativa, alguns trabalhos recentes tem apresentado uma solução híbrida, tal como a proposta de VRM em (Liou et al., 2013a), onde é apresentado um controlador de modo de corrente média híbrido (*Average Current Mode Control*, APMC). Outra solução híbrida é apresentada em Trescases et al. (2011), onde o controle digital emprega uma realimentação de tensão e uma malha interna de compensação de corrente. Empregando esta solução, o autor consegue controlar um conversor Buck operando com uma frequência de chaveamento efetivamente em 3MHz, alcançando um tempo de resposta de $4\mu s$, e ocupando uma área de $0.077mm^2$.

Uma solução híbrida com capacidade programável e operação ótima é apresentada em Peretz et al. (2015), onde semelhante ao caso anterior, é implementada uma malha analógica de corrente interna, e é aplicado em um conversor operando em 100kHz. Uma revisão sobre algumas técnicas predominantemente analógicas com alto desempenho é apresentada em (Wu et al., 2010), onde é proposto um compensador tipo-III aplicado a um conversor Buck. Em (Liou et al., 2013b) é apresentada uma topologia ASCI híbrida aplicada a um PFC

O uso de múltiplos sensores também deve ser evitado, principalmente para soluções no domínio digital. Os ADC extras tendem a ocupar uma área considerável, consumir grandes quantidades de potência, além de introduzir ruídos e serem sujeitos a uma maior taxa de falhas (Chan e Mok, 2014). Neste sentido, trabalhos específicos foram desenvolvidos para integração e estimação de sinais nas soluções digitais. Em (Chan e Mok, 2014) é apresentada uma solução para estimação da corrente no indutor em conversores Buck a fim de evitar adição de ADCs, formulado no artigo como sensor digital. A proposta apresenta o controlador integrado com as MOSFET de potência no mesmo substrato.

No cenário dos módulos de regulação de tensão, devido à alta corrente e baixa tensão requerida por circuitos digitais de alta densidade, se tornou popular o uso de conversores com múltiplas fases (também conhecido como *interleaved converters*)(Bindra, 2014; Peterchev et al., 2003; Panov e Jovanovic, 2001). Tal solução permite reduzir a ondulação de tensão, e conseqüentemente os componentes passivos, e facilita integração. Vantagens quanto à resposta dinâmica também são obtidas. Entretanto, os problemas referentes a quantidade de ADCs e módulos PWM se tornam mais críticos, uma vez que esses blocos frequentemente não podem ser compartilhados entre as fases.

O uso específico de soluções ASIC com retificadores síncronos é especialmente motivada pela redução de perdas, e assim facilitar a integração (Bindra, 2014). Na literatura, trabalhos recentes introduzindo topologias ASIC para correção de fator de potência são apresentados em (Wu et al., 2007; Liou et al., 2013b; Chen et al., 2009; Roh et al., 2011; Langeslag et al., 2007; Hartmann et al., 2009). Em Langeslag et al. (2007) é feita uma discussão das vantagens de integração sob perspectivas de PFC, entre as quais estão maior confiabilidade, redução de volume e custos, assim como complexidade no projeto de aparelhos eletrônicos. Em Liou et al. (2013b) é apresentada uma comparação entre arquiteturas estado da arte de PFCs, empregando circuitos analógicos puro e analógicos-misturado, onde a topologia proposta pelo autor alcança um fator de potência acima de 0.99. Em (Hartmann et al., 2009), é apresentado um retificador do tipo Vienna, trifásico, operando em 1Mhz. Segundo o autor, a solução ASIC é fortemente justificada quando considerado o número de operações matemáticas necessárias para controlar uma planta com taxa de aquisição próximo a 25 *mega-samples*, o que se torna inviável empregando apenas um DSP.

No meio comercial, o chip TPS54610 da Texas InstrumentsTM foi um dos primeiros circuitos integrados com todas as funções de um Buck síncrono. O trabalho contínuo das empresas em destaque neste cenário, encontra grandes desafios, principalmente no que se refere a componentes passivos. As realizações digitais empregando uma janela de quantização, tal como proposto em (Patella et al., 2003; Peterchev et al., 2003), se tornam menos viáveis, uma vez que a taxa de distorção harmônica reduz consideravelmente. A redução de perturbações senoidais em PMICs também é relevante. Considerando perturbações periódicas, estudos focando apenas naquelas causadas pela modulação PWM nas malhas analógicas têm sido apresentados (Mouton e Putzeys, 2009). Em Corradini et al. (2008) é proposto um ASIC com função de controle repetitivo para cancelamento de ondulações. Circuitos integrados aplicados a retificadores síncronos também tem sido aplicados largamente em aplicações biomédicas (Lee e Ghovanloo, 2011a; Lee e Ghovanloo, 2013), identificação por radiofrequência (RFID, *Radio-Frequency Identification*) (Lee e Ghovanloo, 2011b) e acoplamentos indutivos aplicados a transmissão *wireless* de energia (Ramzan e Zafar, 2015).

Tendo em vista as tendências de integração de conversores PWM em alta densidade de potência, devido aos altos requisitos de corrente em sistemas de baixa tensão, a proposta neste capítulo é a apresentação de uma solução em circuito integrado analógico-misturado

para o controle e compensação de componentes harmônicos. A presente proposta é uma alternativa à realização digital do capítulo 4. O circuito, que pode ser empregado como *Standard-Cell* no projeto de controladores PWM, pode ser replicado arbitrariamente com outros elementos analógicos ou digitais, seguindo a tendência da adição de uma malha de realimentação analógica-misturada à um DSP, ou mesmo no projeto ASIC em PSIP. Usando tal aproximação é possível relaxar os requisitos nas arquiteturas microprocessadas, assim como em circuitos de conversão analógico-digital, permitindo redução do uso de área de silício e de potência, aumentando a eficiência do grupo controlador/conversor, assim como reduzindo custos.

9.2 Requisitos na Realização Microeletrônica

A fim de determinar as topologias a serem empregadas no projeto do circuito, é necessário um levantamento das especificações que geram o conjunto de requisitos. Neste trabalho foi definido o uso dos filtros quase-ressonantes adaptativos em frequência. O filtro foi investigado nos trabalhos da revisão bibliográfica apresentados no capítulo 2, e nos estudos do capítulo 4, assim como as demais soluções apresentadas no decorrer da tese. A realização do filtro adaptativo, proposta em sua versão digital no capítulo 4, é de fundamental importância, pois é o elemento chave em todos os controladores propostos. Tanto a realização do estimador de fluxo virtual, como as malhas de rastreamento seletivo, e os estimadores de tensão no barramento CC, derivadas na primeira parte desta tese, para os circuitos do filtro paralelo e universal, usam componentes algébricas (somadores, multiplicadores, etc) e os filtros quase-ressonantes adaptativos. De forma similar, as propostas de *Current-Voltage Shaping* empregam os mesmos elementos a fim de emular uma compensação de primeira ordem. A malha de compensação seletiva, similar àquela do VOC com Fluxo-Virtual, realiza o rastreamento das componentes harmônicas por meio da compensação quase-ressonante adaptativa. Sendo assim, fica evidente que o elemento mais relevante na síntese de controladores em circuito integrados de aplicação específica, são os filtros quase-ressonantes adaptativos.

Um dos aspectos relevantes dos filtros quase-ressonantes, é a menor sensibilidade na variação de ganho para variações de frequência de rede quando comparados a filtros ressonantes.

Para o sinal de entrada $u(t)$, a autocorrelação é

$$R_u(t_1, t_2) \equiv E [u(t_1), u(t_2)] = E [A \cos(\omega_g t_1 + \phi) A \cos(\omega_g t_2 + \phi)] \quad (9.1)$$

onde ω_g é a frequência incerta de rede. Considerando o efeito de *jitter* em um sistema discreto real, $u(t) = A \cos(\omega_g(t + t_u(t) + \phi))$, onde $E [t_u(t_1)t_u(t_2)] = \delta(t_1 - t_2)\sigma_t^2$. Logo, (9.1) é dado por

$$R_u(t_1, t_2) \equiv E [u(t_1), u(t_2)] = E [A \cos(\omega_g t_1 + \theta_1 + \phi) A \cos(\omega_g t_2 + \theta_2 + \phi)] \quad (9.2)$$

onde $\theta_n = \omega_g t_u(t_n)$. Isto resulta em

$$R_u(t_1, t_2) = \frac{1}{2}A^2 E [\cos(\omega_g t_1 + \omega_g t_2 + \theta_1 + \theta_2 + 2\phi)] + \frac{1}{2}E [\cos(\omega_g t_1 - \omega_g t_2 + \theta_1 - \theta_2)] \quad (9.3)$$

para onde é obtido $R_u(t_1, t_2) = 1/2A^2$ para $t_1 = t_2$, e

$$R_u(t_1, t_2) = \frac{1}{2}A^2 \cos(\omega_g t_1 + \omega_g t_2) e^{-\sigma_t^2} \quad (9.4)$$

para $t_1 \neq t_2$. Isto implica que a densidade espectral de potência $S_u(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_u(\tau) d\tau$, onde $\tau = t_1 - t_2$, é composta por duas parcelas: um ruído branco e uma componente em ω_g com amplitude de $1/2A^2 e^{-\sigma_t^2}$. Contudo, observa-se que ω_g é incerto, e tem para sua descrição uma função de densidade de probabilidade (PDF, *Probability Density Function*).

Considerando a densidade de potência do sinal de saída dada por

$$S_y(\omega) = \left| \frac{k\omega_{gx}j\omega}{(j\omega)^2 + k\omega_{gx}j\omega + \omega_{gx}^2} \right|^2 S_u(\omega) \quad (9.5)$$

onde ω_{gx} é o valor de ω_g nominal empregado na sintonia, é possível definir uma PDF para a componente de $S_y(\omega)$, usando uma PDF que descreve ω_g . A figura 9.1 apresenta na sub-figura {1, 1} uma PDF para possíveis ω_g , considerando $\sigma_g = 1 \text{ rad/s}$, e na sub-figura {1, 2}, a função de distribuição cumulativa (CDF, *Cumulative Density Function*). As sub-figuras {2, 1} a {4, 1} apresentam o valor de $\left| \frac{k\omega_{gx}j\omega}{(j\omega)^2 + k\omega_{gx}j\omega + \omega_{gx}^2} \right|^2 \Big|_{\omega \rightarrow \omega_g}$, considerando $k = \{10^{-4}, 10^{-2}, 0.1\}$, respectivamente, e as sub-figuras {2, 2} a {4, 2} apresentam as CDF para as amplitudes de saídas.

Como pode ser observado pela figura, quanto maior a seletividade (e menor k), maior a probabilidade da variação de ganho das saídas. Esta análise torna evidente os motivos da escolha do compensador quase-ressonante frente ao ressonante. Nos casos onde a variação

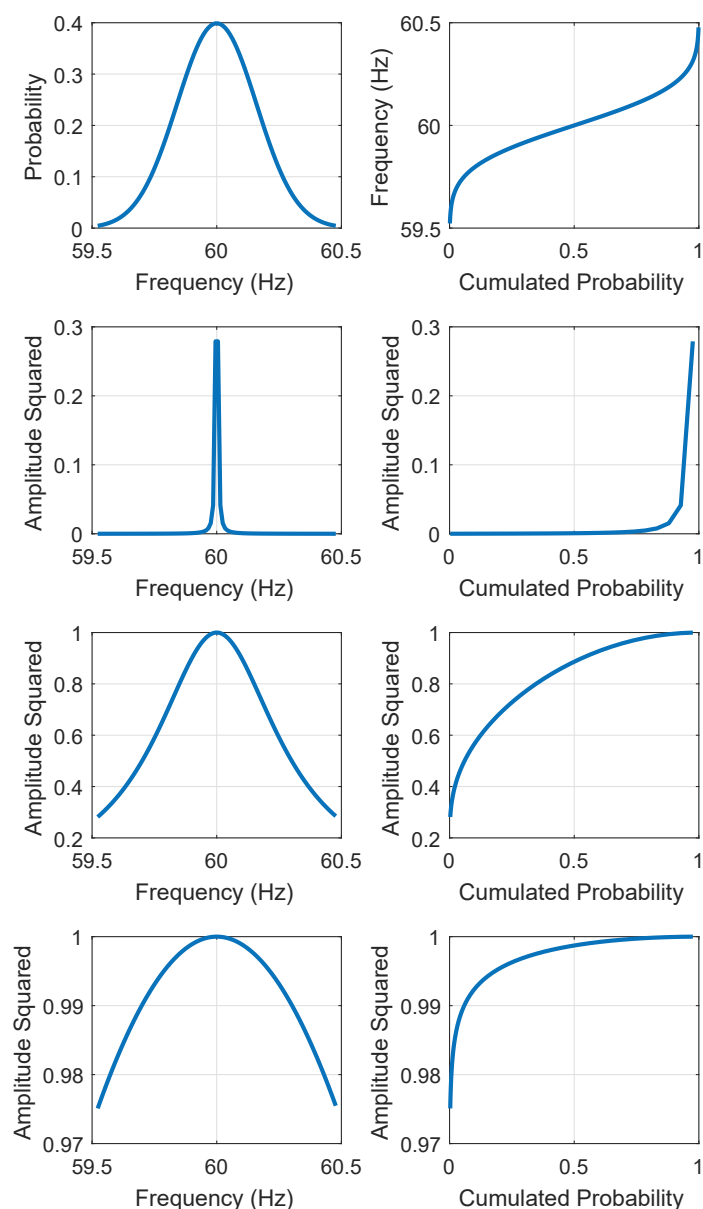


Figura 9.1: Análise estocástica dos sinais de saída para uma distribuição de frequências de entrada (notação de referências $\{linha, coluna\}$). A sub-figura $\{1, 1\}$ é a PDF das frequências de entrada, e a $\{1, 2\}$, é a CDF (probabilidade de que a frequência de rede seja menor que a especificada). As sub-figuras no lado esquerdo, $\{2, 1\}$ a $\{2, 4\}$, apresentam a magnitude do ganho dos filtros quase-ressonantes com $k = \{10^{-4}, 10^{-2}, 0.1\}$. As sub-figuras no lado direito, $\{2, 2\}$ a $\{2, 4\}$, apresentam as CDF (probabilidade de que a amplitude seja menor que a especificada).

da potência do sinal de saída é significativa, torna-se mais difícil garantir os requisitos de desempenho, tornando-se estes mais susceptíveis às condições da rede. Apesar de poder-se garantir a estabilidade teórica da rede com compensadores com alta seletividade, estas grandes variações no desempenho do rastreamento podem implicar em perda da estabilidade real, uma vez que podem variar significativamente as condições de operações, e consequentemente, elevando os efeitos de não-linearidade e componentes não-modeladas, podendo levar a saturação das ações do controle, acionando o sistema de proteção.

A realização do compensador quase-ressonante proposto em (4.21) é baseada nas realizações de integradores generalizados de segunda ordem apresentados na revisão bibliográfica. A figura 9.2 apresenta a estrutura que usa o SOGI em uma malha de realimentação com a entrada do sinal de excitação, cujas relações de entrada e saída são apresentadas em (4.19) e (4.20). A realização analógica com topologias de filtro Gm-C, dada as constantes de tempo, não é prática, devido aos limites de impedância de saída e as dimensões dos capacitores. Para referência desta análise, considere que os valores típico em processos CMOS em escala sub-micro é tal como dada na tabela 9.1. Para um circuito OTA tal como o apresentado na figura 9.3, obtém-se, de forma simplificada, que a tensão V_c sobre o capacitor é

$$\frac{V_c}{V_u} = \frac{GmR_o}{R_oC_f s + 1} \quad (9.6)$$

Sendo assim, a fim de obter uma dinâmica de integrador nas construções do SOGI na figura 9.2, é necessário que $R_oC_f \gg \omega_g$. Dado que ω_g na presente aplicação é relativamente pequeno, evidencia-se então a necessidade que C_f seja significativamente grande, tomando uma grande área no circuito integrado, para tornar R_o realizável. Dado esse limite da realização, topologias de filtros Gm-C contínuos não apresentam viabilidade técnica, sendo as realizações digitais neste caso preferíveis.

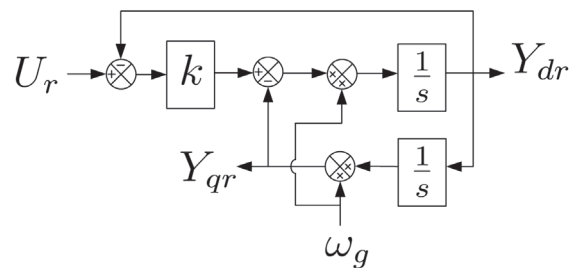


Figura 9.2: Integrador generalizado de segunda ordem com realimentação, denominado SOGI-QSG. U_r é a entrada, Y_{dr} e Y_{qr} são as saídas diretas e em quadratura.

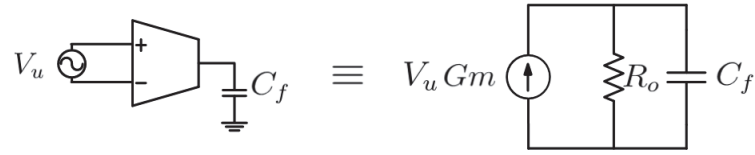


Figura 9.3: Limite de impedância de saída nas realizações de OTA.

Tabela 9.1: Parâmetros típicos de capacitores para processos CMOS em escala sub-micro.

Tipo	C (aF/ μm^2)
<i>Gate</i>	10^4
Poli-Poli	10^3
MIM	10^2
Metal-Poli	10^2
Poli-Substrato	10^3
Junção	10^3

A realização discreta da estrutura ressoante com duplos integradores, aplicado em arquiteturas digitais, foi estudada em Yepes et al. (2011b), onde o autor propõe uma compensação *feed-forward* a fim de compensar os deslocamentos de polos, erros de fase e amplitude. Tal erro é obtido mesmo com a transformação de *Tustin* apresentada como solução do filtro-quase ressonante no capítulo 4, pois a discretização é implícita (é objetivo manter a estrutura pela simplicidade de implementação). Um estudo com a estrutura da figura 9.2, com duplos integradores, não é encontrado na literatura. Entretanto, a partir das discussões apresentadas no capítulo 4, são esperados resultados similares.

A fim de demonstrar que as constantes de tempo do integrador necessitam ser relativamente maiores para se obter uma distorção de realização aceitável na estrutura quase-ressonante, considere o seguinte modelo do SOGI,

$$G_{SOGI}(s) = \frac{\frac{1}{s+\alpha_i}\omega_g}{1 + \left(\frac{1}{s+\alpha_i}\omega_g\right)^2} \quad (9.7)$$

onde α_i é a constante de tempo do integrador. O seguinte modelo do SOGI-QSG (estrutura

da figura 9.2) é obtido:

$$(U_r - Y_{dr}) k \frac{\frac{1}{s+\alpha_i} \omega_g}{1 + \left(\frac{1}{s+\alpha_i} \omega_g\right)^2} = Y_{dr} \rightarrow \frac{Y_{dr}}{U_r} = \frac{k\omega_g(a_i + s)}{s^2 + (2a_i + k\omega_g)s + a_i^2 + ka_i\omega_g + \omega_g^2} \quad (9.8)$$

onde, a partir da expressão à direita de (9.8), fica evidente a obtenção de (4.19), quando $a_i \rightarrow 0$. A estrutura de adaptação de frequência, excitando o sinal ω_g , é geralmente projetado com um ganho integral a fim de garantir erro nulo. Em Rodriguez et al. (2012a) é proposto o FFL (*Frequency-Locked Loop*), sendo o SOGI-FLL tal como a estrutura na figura 9.4. O parâmetro γ é sintonizado conforme o tempo de convergência do sistema. De forma geral, é desejado que a malha de adaptação tenha a banda passante com frequência ao menos uma década abaixo da dinâmica do SOGI (ver (4.28)). A fim de compreender o comportamento da malha FLL, a figura 9.5 mostra os resultados de resposta em frequência de um SOGI-QSG. O produto das componentes alternadas nas duas saídas multiplicadas gera uma constante, cujo sinal é dependente de ω_g estimado, e a frequência real em U_r , aqui denominada ω_g^* . Se $\omega_g^* < \omega_g$, as saídas Y_{qr} e E_r estão em fase. Se $\omega_g^* > \omega_g$, as saídas Y_{qr} e E_r apresentam oposição de fase. O ponto de equilíbrio deste sistema é alcançado quando ambas as frequências são iguais, obtendo, portanto, um rastreamento assintótico com erro nulo. Essa derivação é válida apenas para o modelo ideal apresentado em 9.2.

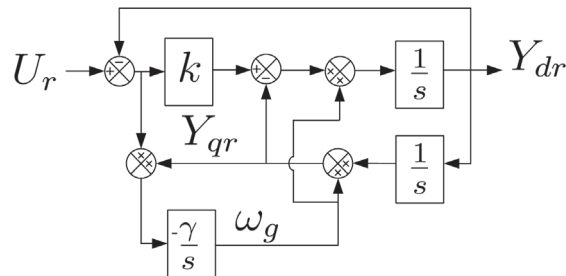


Figura 9.4: Integrador generalizado de segunda ordem com realimentação com mecanismo FLL. U_r é a entrada, Y_{dr} e Y_{qr} são as saídas diretas e em quadratura.

Para fins de análise do modelo real, é assumido que, a fim do sistema entrar em equilíbrio, é requerido $\omega_g^2 + a_i^2 + k\omega_g = (\omega_g^*)^2$. Se $a_i \ll \omega_g$, o zero em (9.8) pode ser considerado na origem. Nos casos onde tal afirmação não é válida, a distorção de fase é linear (não apresenta distorções). A figura 9.6 mostra a fase de Y_{dr} para as variações de a_i , considerando três fatores de seletividade. Dado a referência de 90° para o caso ideal, é verificado que a constante de tempo não pode ser muito maior que uma década, sendo significativamente menor que isto à medida que maior seletividade é desejada.

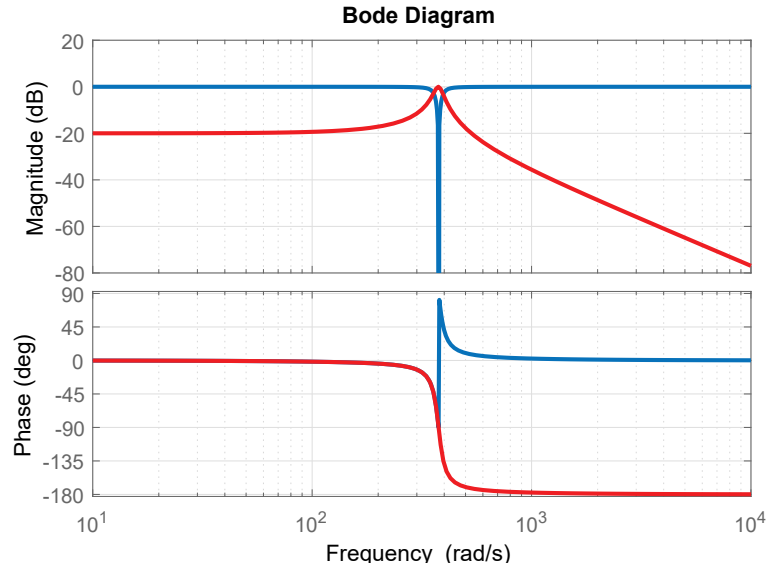


Figura 9.5: Resposta em frequência dos sinais modulados no FLL, considerando $k = 0.1$. Azul é a resposta de Y_{gr}/U_r . Vermelho é a resposta de E_r/U_r .

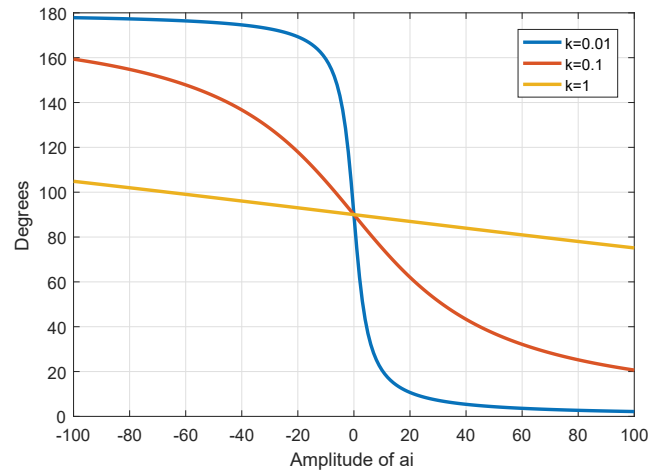


Figura 9.6: Impacto das constantes de tempo na fase da saída direta Y_{dr} considerando $k = \{0.01, 0.1, 1\}$.

A versão discreta de (9.2) pode ser obtida pela substituição implícita dos integradores. Considerando a realização por *Forward Euler*, na tabela 4.1, é obtido de (9.2)

$$(U_r - Y_{dr}) k \frac{\frac{z^{-1}}{1-\alpha_p z^{-1}} \omega_g T_s}{1 + \left(\frac{z^{-1}}{1-\alpha_p z^{-1}} \omega_g T_s \right)^2} = Y_{dr} \quad (9.9)$$

e portanto

$$\frac{Y_{dr}}{U_r} = \frac{k T_s \omega_g (z - a_p)}{z^2 + (k \omega_g T_s - 2a_p) s + a_p^2 - k a_i \omega_g T_s + \omega_g^2 T_s^2} \quad (9.10)$$

onde a_p é o fator de integração. No caso nominal, $a_p = 1$. Entretanto, para as realizações práticas de circuitos analógicos-misturadas, $a_p \neq 1$. Considerando $Y_{int}/U_{int} = \frac{z^{-1}}{1-\alpha_p z^{-1}}$, é

possível a realização auto-regressiva $y_{int}[n+1] = y_{int}[n]a_p + u_{int}[n]$. Em um circuito real, é geralmente não-prático manter toda a energia de $y_{int}[n]$ em $y_{int}[n+1]$, pois a própria operação que "processa" o próximo estado do circuito gasta energia, geralmente acumulada como carga elétrica em capacitores. No caso geral, $a_p < 1$. A partir de (9.10) é possível estimar o erro de fase do zero em $-\omega_g$, para variações de a_p , os quais são apresentados na figura 9.7³.

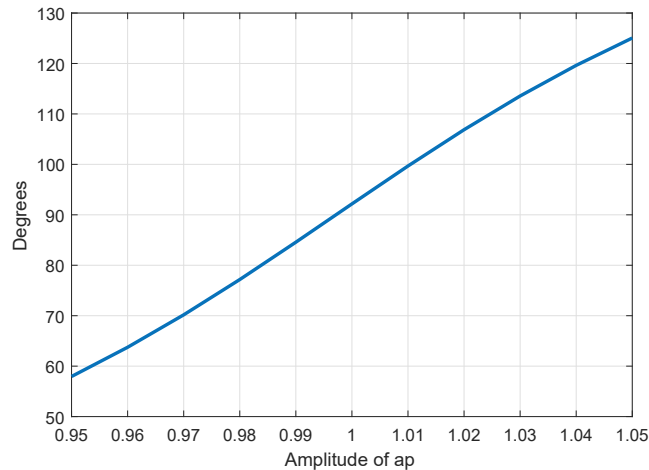


Figura 9.7: Impacto das constantes de tempo na fase da saída direta Y_{dr} .

A fim de analisar as propriedades em termos da função contínua, a função discreta em (9.10) pode ser mapeada para o espaço s empregando a transformação de *Tustin* ($z = \frac{1+sT_s/2}{1-sT_s/2}$). Como pode ser visto, este mapeamento depende do tempo de discretização T_s , e, portanto, são esperadas distorções em função deste. De fato, estas distorções permitirão estabelecer a frequência de projeto na realização discreta dos compensadores. A figura 9.8 apresenta os resultados de análise paramétrica do SOGI-QSG discretizado implicitamente, considerando a seletividade projetada com $k = 0.1$. Na subfigura (a) é apresentado o k_{real} , ou seja, o fator de seletividade equivalente obtido na função em tempo contínuo. Como pode ser visto, as distorções da discretização, assim como o valor não unitário de a_p , tem efeito significativo na seletividade obtida pela estrutura, onde esta cresce à medida que a_p é menor. Em outras palavras, o filtro perde seletividade à medida que um a_p menor é obtido no circuito, o que se torna mais crítico à medida que a frequência de discretização f_s aumenta.

³Neste caso não foi considerada a condição de convergência do FLL, $\omega_g^2 + a_i^2 + ka\omega_g = (\omega_g^*)^2$ no caso contínuo, devido ao fato de que determinar este ponto de operação não é trivial: o mapeamento para um sistema de segunda ordem apresenta distorções. Portanto, neste o fator de seletividade não impacta o erro de fase.

Portanto, existe uma otimização na redução de f_s não apenas por motivos de redução da energia dissipada no circuito de controle, mas a fim de manter seu desempenho.

A figuras 9.8 (b), 9.8 (c) e 9.8 (d) apresentam o ganho, frequência e fase, na frequência de ressonância em cada caso. Pelas figuras pode ser verificado que a sensibilidade em todos os casos é elevada. Em específico o ganho, quanto menor a frequência de discretização, menor a sua redução para variações de a_p , além de que essas variações diminuem à medida que a_p se aproxima de unitário. Na análise da posição da frequência de ressonância, é verificada que quando menor a frequência de discretização, menor a sensibilidade com a_p . Enquanto todas as análises até este ponto sugerem a redução da frequência de discretização a fim de evitar uma maior sensibilidade em relação a a_p , a análise de fase na figura 9.8 (d) sugere que este não é o caso. De fato, quando menor a frequência de discretização, maior a distorção de fase dos sinais de saída. Não somente isto, mas o deslocamento de fase de 180° sugere perda de estabilidade em malha fechada, tanto externa como interna ao compensador.

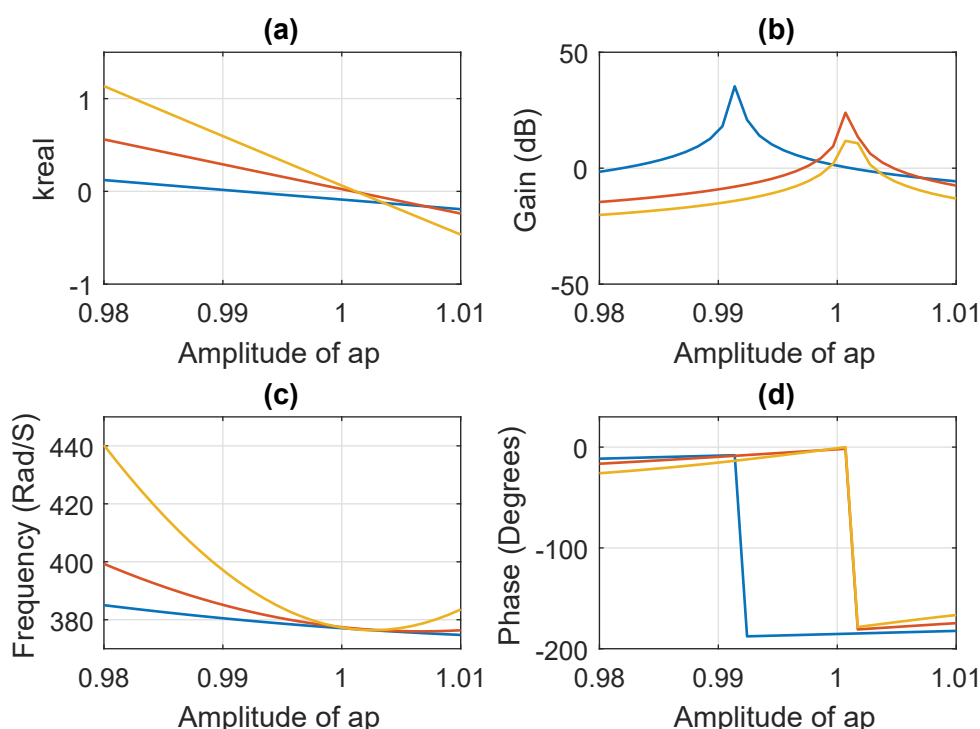


Figura 9.8: Análise paramétrica do SOGI-QSG discretizado implicitamente com a estrutura de duplo integrador, considerando frequência f_s igual a $2kHz$ (traçados azuis), $5kHz$ (traçados vermelhos) e $10kHz$ (traçados amarelos).

Enquanto que o impacto da variação de fase sobre a estabilidade externa pode ser ve-

rificado com os algoritmos de controle ótimo robustos apresentados nas seções anteriores, é necessária uma avaliação da estabilidade interna a fim de determinar a frequência de operação do circuito. Para esta análise, considere que a instabilidade é obtida quando os polos de $z^2 + (2a_p + k\omega_g T_s)s + a_p^2 + ka_i\omega_g T_s + \omega_g^2 T_s^2$ têm módulo maior que unitário. A partir da análise polinomial,

$$z^2 + (2a_p + k\omega_g T_s)s + a_p^2 + ka_i\omega_g T_s + \omega_g^2 T_s^2 = (z - p_1)(z - p_2) \quad (9.11)$$

e

$$a_p = \frac{\sqrt{k^2\omega_g^2 T_s^2 - 4\omega_g^2 T_s^2 + 4} + k\omega_g T_s}{2} \quad (9.12)$$

se $|p_1| > 1$ ou $|p_2| > 1$. A figura 9.9 apresenta uma análise entre frequência de discretização e o máximo a_p permitido antes que a estabilidade seja afetada. Como esperado, maiores frequências de discretização resultam em topologias mais estáveis, com maior tolerância às variações de a_p . À medida que a frequência é reduzida, menor deve ser a constante de integração. A estabilidade também é sensível à seletividade, onde de forma geral, quanto menor, melhor a tolerância as variações de a_p .

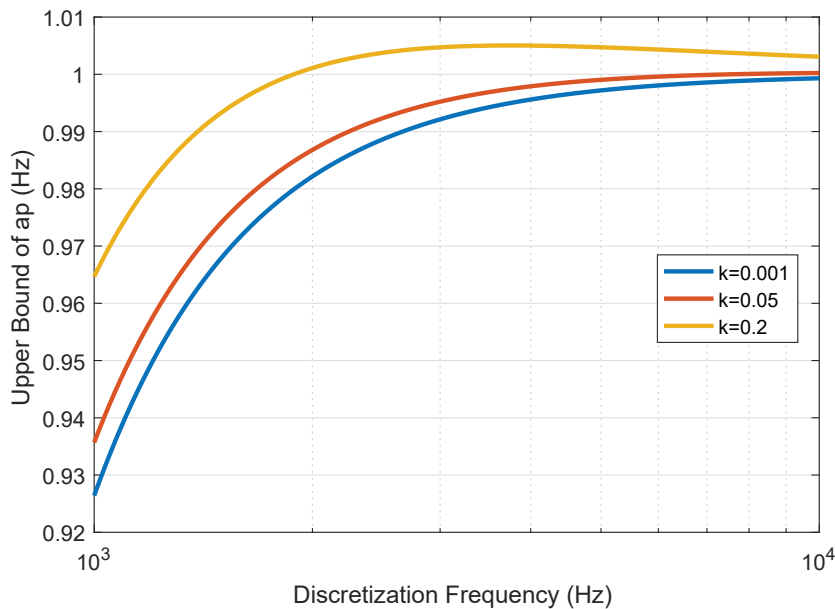


Figura 9.9: Análise de estabilidade para faixas de frequência de discretização e a_p , considerando variações de seletividade na estrutura SOGI-QSG com discretização implícita.

A partir da análise de estabilidade, dois resultados relevantes no projeto do circuito integrado são obtidos. O primeiro é que a frequência pode ser aumentada a fim de melhorar

a estabilidade. Sendo assim, em um circuito projetado, se há incerteza no valor real de a_p (geralmente agrega uma série de parâmetros do processo), é possível um ajuste pós-manufatura do circuito. Este ajuste na frequência também afeta os parâmetros apresentados na figura 9.8. Felizmente, os efeitos nesse caso são positivos. No caso de um a_p reduzido, é possível reduzir a frequência de discretização e manter a estabilidade, tal como na figura 9.9. Enquanto que a frequência nominal de operação com o a_p projetado poderia causar os problemas de deslocamento da frequência de ressonância, a nova frequência de discretização reduzida permite diminuir este erro, tal como apresentado na figura 9.8, assim como aumentar o ganho, e melhorar o tempo de convergência.

O segundo resultado da análise realizada, é que é possível determinar uma frequência esperada de operação do circuito. Dado que a redução dos limites superiores de a_p é acentuado nas frequências próximas à $1kHz$, e dada as distorções causadas nas frequências próximas à $10kHz$, este trabalho sugere o uso de uma frequência de discretização entre $2kHz$ e $5kHz$. A frequência pode ser ajustada com mais precisão quando considerados os aspectos da tecnologia de implementação, a ser considerada nas próximas seções deste capítulo.

A realização discreta a partir destes resultados, além de relaxar as restrições para as constantes de tempo dos integradores, facilita a análise de estabilidade no projeto. Na realização contínua, a dinâmica do integrador não é de primeira ordem, sendo geralmente empregados amplificadores de múltiplos estágios. Portanto, há múltiplos polos a serem considerados na malha de realimentação. Circuitos discretos permitem mitigar as componentes de alta frequência, definidos em função do período de comutação do circuito.

9.3 Proposta de Circuito a Capacitor Chaveado

Uma vez que a realização analógica pura não é viável devido às constantes de integração, este trabalho emprega uma solução analógica-misturada, com circuitos discretos a capacitor chaveado. Considerando as análises anteriores do modelo discreto do SOGI-QSG, o circuito a capacitor chaveado proposto é apresentado na figura 9.10. O circuito opera com dois estados de comutação. As chaves, com notação S_1 e S_2 , estão normalmente abertas, e fecham em instantes distintos. Para $nT_s - 1 < t < (n - 0.5)T_s : n \in \mathbb{Z}$, o conjunto de chaves S_1 está conduzindo. Para $(n - 0.5)T_s < t < nT_s : n \in \mathbb{Z}$, o conjunto de chaves S_2 está

conduzindo⁴. O circuito emprega amplificadores operacionais de transcondutância (OTA, *Operational Transconductance Amplifier*) a fim de diminuir ruído, potência e área⁵.

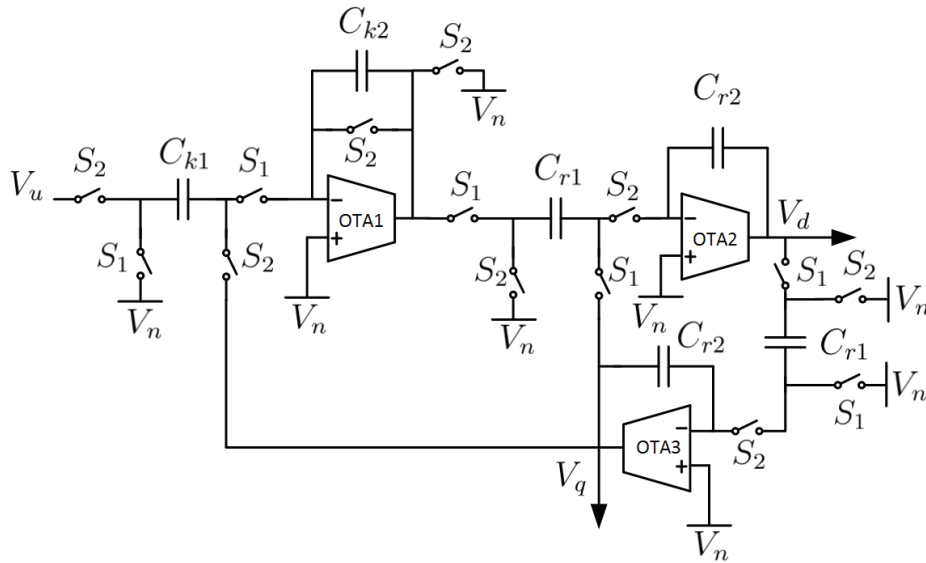


Figura 9.10: Circuito a capacitor chaveado proposto para a realização do filtro quase-ressonante com duplo integrador.

Para o primeiro estado de comutação é obtido o circuito apresentado na figura 9.11. Deste circuito é obtido que $Q_{k1}[n - 0.5] = 0$, $Q_{k2}[n - 0.5] = Q_{k1}[n - 1]$, $Q_{r1}[n - 0.5] = C_{r1}(V_{ok}[n - 0.5] - V_d[n - 0.5])$, e $Q_{r2}[n - 0.5] = Q_{r2}[n - 1]$, onde V_{ok} é a tensão no terminal do OTA1. A partir destes estados de carga nos capacitores é obtido a equação regressiva de tensão dada por

$$C_{r1}(V_{ok}[n - 0.5] - V_q[n - 1]) + V_d C_{r2}[n - 1] = C_{r2} V_d \quad (9.13)$$

O estado do circuito para a segunda fase de comutação é apresentada na figura 9.12. Deste circuito é obtido que $Q_{k2}[n] = 0$, $Q_{k1}[n] = C_{k1}(V_u - V_q)$, $Q_{r1}[n] = 0$ e $Q_{r2}[n] = Q_{r2}[n] + Q_{r1}[n - 0.5]$. Para estes estados, as seguintes equações regressivas de tensão são obtidas:

$$C_{k1}(V_u[n - 2] - V_d[n - 1]) = C_{k2} V_{ok}[n - 0.5] \quad (9.14)$$

⁴Os intervalos abertos são intencionais. Nenhuma chave conduz em nT_s e $(n - 0.5)T_s$ ($n \in \mathbb{Z}$), a fim de não existir sobreposição de estados, e estes serem constantes nestes instantes definidos

⁵A diferença entre o amplificador operacional de tensão e o OTA é a existência de um estágio de *buffer* adicional com baixa impedância de saída. Este estágio adicional, além de requerer área e potência para sua síntese e operação, muda a função de transferência para o ruído referenciado à entrada. Considerando uma carga capacitiva, e o ruído referenciado à entrada dado por $v_{in,noise}^2 = 4k_B T / g_m \Delta f$, o valor da variância do sinal de saída é $v_{o,noise}^2 = \frac{k_B T}{C} \frac{R_n}{R_s}$ para o amplificador de tensão e $v_{o,noise}^2 = \frac{k_B T}{C}$ para o OTA, onde $R_n = 1/g_m$. Isto implica que o aumento da resistência de saída nos amplificadores tem impacto proporcional no ruído de saída do circuito, e seu uso em circuitos a capacitor chaveado deve ser evitado.

e

$$C_{r3}V_d[n - 1] + C_{r4}V_q[n - 1] = +C_{r4}V_q[n] \tag{9.15}$$

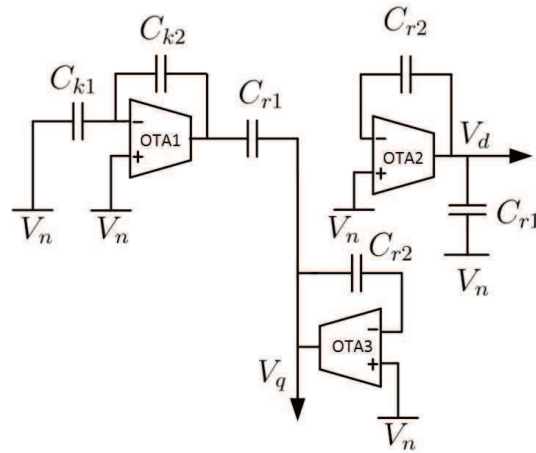


Figura 9.11: Circuito a capacitor chaveado durante a primeira fase de comutação $\{s_1 = 1, s_2 = 0\}$.

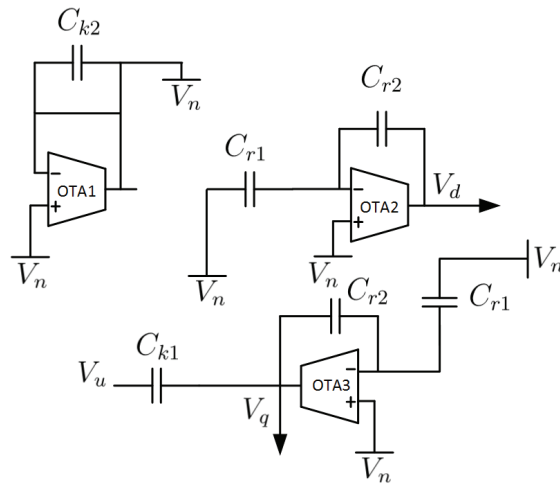


Figura 9.12: Circuito a capacitor chaveado durante a segunda fase de comutação $\{s_1 = 0, s_2 = 1\}$.

Considerando (9.13) à (9.14), é possível obter a seguinte função de transferência:

$$\frac{V_d}{V_u} = \frac{1}{z} \frac{\alpha_{kp}(z - 1)}{z^2 + \alpha_{k1}z + \alpha_{k2}} \tag{9.16}$$

onde

$$\alpha_{kp} = \frac{C_{k1}C_{r1}}{C_{k2}C_{r2}}$$

$$\alpha_{k1} = \frac{C_{k1}C_{r1}}{C_{k2}C_{r2}} - 2$$

$$\alpha_{k2} = 1 - \frac{C_{k1}C_{r1}C_{r2} - C_{k2}C_{r1}^2}{C_{k2}C_{r2}^2}$$

Substituindo $C_{k1}/C_{k2} = k$ e $C_{r1}/C_{r2} = \omega_g T_s$ em (9.16) é obtido (9.10), com $\alpha_p = 1$.

A realização dos três OTA presentes no circuito são conforme a topologia apresentada na figura 9.13. Neste circuito Q_1 e Q_2 são idênticos, assim como Q_3 e Q_4 . Boas práticas de projeto analógico devem ser empregadas no desenho dos pares a fim de obter um bom casamento paramétrico. No circuito é considerado que todos os dispositivos estão polarizados para operar na região ativa, onde considera-se a fim de discussão de projeto a lei quadrática $I_d = k_x \frac{W}{L} V_{ov}^2 (1 + V_{ds}/V_A)$, onde V_{ov} é a tensão de *overdrive*, V_A é a constante de modulação do canal, $k_x \approx 1/2\mu_n C_{ox}$ em NMOS e $k_x \approx 1/2\mu_p C_{ox}$ em PMOS, onde C_{ox} é a capacitância do óxido, e os parâmetros $\{\mu_p, \mu_n\}$ são as constantes de mobilidade dos buracos e elétrons no substrato semiconductor. Uma vez que a lei quadrática é uma aproximação do modelo real, é comum a utilização do V_o^* no lugar da tensão de *overdrive*, assegurando $V_o^* = 2I_d/g_m$, onde g_m é a transcondutância do dispositivo CMOS. Para a análise de ruído é considerado que a variância da corrente de dreno é $\sigma_{I_d}^2(f) = 4k_B T \gamma g_m \Delta f$, onde k_B é a constante de Boltzmann, T é a temperatura em Kelvins, e γ é um parâmetro empírico de ajusta para dispositivos em escala sub-micro. Devido à extensa análise de circuitos CMOS, este trabalho não apresenta todas as relações necessárias para o projeto. Uma revisão em circuitos CMOS pode ser vista em Razavi (2001), Sedra e Smith (2004), Gray (2009) e Carusone et al. (2011).

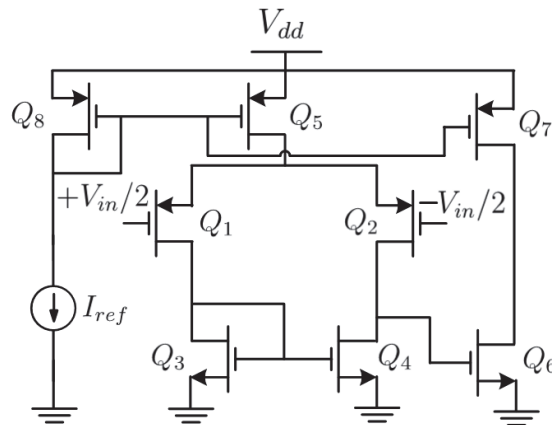


Figura 9.13: Realização em CMOS dos amplificadores operacionais de transcondutância (OTA).

Os dispositivos PMOS Q_1 e Q_2 amplificam a entrada diferencial⁶. Os dispositivos NMOS Q_3 e Q_4 são cargas ativas que realizam a conversão de diferencial para saída simples no *gate* do NMOS Q_6 . Os NMOS Q_7 e Q_5 são espelhos de corrente para polarização dos dois estágios de amplificação, referenciados à corrente em Q_8 . De forma geral, as relações entre as

⁶A topologia com PMOS de entrada é escolhida porque permite maior rejeição de perturbações na fonte.

correntes de Q_5 e Q_7 com Q_8 são dadas por $I_{dx}/I_{ref} = (W_x/L_x)/(W_8/L_8) = M : x \in \{5, 7\}$. A fim de evitar um *offset* sistemático, Q_6 deve ser projetado⁷ tal que $(W_6L_6)/(W_4L_4) = 2(W_7L_7)/W_5L_5$.

A corrente em I_{dx} apresenta um ruído com variância $\sigma_{I_{d,x}}^2(f) = \sigma_{I_{dx}}(f) + M^2\sigma_{I_{d8}}(f)$, de onde se obtém:

$$\sigma_{I_{d,x}}^2(f) = 4k_B T \frac{1}{R_N} \Delta f \quad (9.17)$$

onde $R_N = (\gamma g_{mx}(1 + M))^{-1}$ é a resistência equivalente no modelo de ruído do circuito. A tensão mínima em Q_7 e Q_5 é aproximadamente $k_{sat}V_{ov}$, onde k_{sat} tem valor aproximado entre 1 e 2. Desta análise obtém-se

$$R_N = \frac{V_{min}}{2\gamma k I_d (1 + M)} \quad (9.18)$$

Logo, existe um compromisso no projeto entre o *swing* de sinal e ruído. Neste circuito, como as tensões de *gate* em Q_1 e Q_2 são próximas, tem maior impacto nos limites da tensão de modo comum: para um maior *swing* em modo comum, tem-se um maior ruído da fonte. A figura 9.14 mostra como ocorre a distribuição de corrente no circuito. Dado que o projeto do OTA é local, a fim de minimizar variações nos pontos de operações em cada unidade, as referências de polarização são distribuídas como corrente, fornecidas pelo espelho entre Q_{10} e os múltiplos Q_9 . Estes também impactam a análise de ruído nas fontes de corrente em cada OTA, porém sua significância é geralmente reduzida uma vez que geralmente $M \gg 1$.

No projeto do OTA, existem seis restrições relevantes: erro estático, erro dinâmico, ruído, *swing*, área e energia. A fim de determinar o erro estático, considere a figura 9.15, onde é apresentada a realimentação capacitiva similar ao que ocorre na operação do circuito a capacitor chaveado. A relação entre entrada e saída em regime é dada por

$$\frac{V_u}{V_y} = \frac{-C_z}{1 + \frac{1}{K_f A_{vo}}} \quad (9.19)$$

onde $K_f = C_f/(C_f + C_s + C_i)$ é o termo de realimentação, $A_{vo} = G_m R_o$ é o ganho de tensão, G_m é a transcondutância do OTA, R_o é a impedância de saída, e $-C_z = C_s/C_f$ é o ganho. Portanto, para os valores adotados para os capacitores, é possível determinar o mínimo A_{vo} a fim de não variar significativamente o erro dos integradores. Tal como visto na figura 9.9,

⁷Na prática este valor precisa ser ajustado iterativamente uma vez que as leis quadráticas apresentam um erro significativo em estimar o ponto de operação dos circuitos CMOS em escala sub-micro.

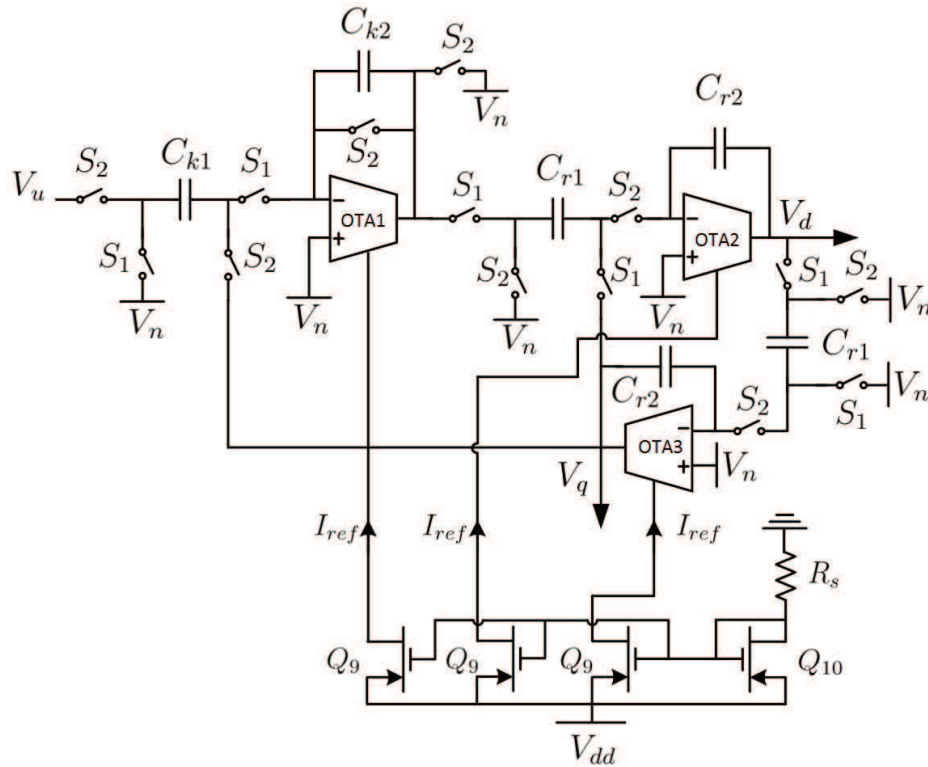


Figura 9.14: Circuito a capacitor chaveado proposto com distribuição da corrente de polarização dos OTAs.

não se deseja $\frac{1}{K_f A_{vo}}$ muito maior que 0.01, a fim de garantir que o sistema real opere com um ganho igual a $-C_z$.

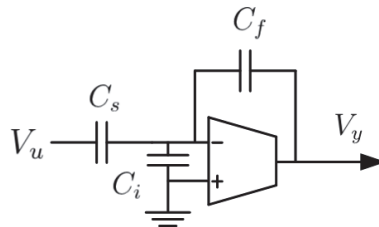


Figura 9.15: Análise de OTA realimentado.

Para a análise de erro dinâmico, pode-se obter a seguinte função de transferência entre entrada e saída:

$$\frac{V_y}{V_u} = -C_z \frac{1 - s \frac{C_f}{G_m}}{1 + s \frac{(1-K_f)C_f}{K_f G_m}} \quad (9.20)$$

O circuito deve ser projetado de tal forma que o tempo de convergência seja menor que $f_s/4$. É importante notar que no sistema (9.20), a relação entre C_s e C_f é determinada em função da frequência de sintonia do filtro ω_g . Sendo assim, as variáveis de projeto para o tempo de convergência são a transcondutância G_m e a magnitude absoluta dos capacitores

de realimentação.

Para a análise da malha interna do OTA, considerando a realização tal como aquela da figura 9.13, tem-se o circuito equivalente simplificado da figura 9.16. Nesta $G_{m1} = g_{m,Q1} = g_{m,Q2}$, e $R_{o1} = R_{o,Q2} || R_{o,Q4}$. O capacitor C_x é o composto de vários capacitores parasitas no circuito. Porém, a menor impedância é geralmente $C_{gs,Q6}$, resultando em $C_x \approx G_{m2} R_{o,2} C_{gs,Q6}$. No segundo sub-circuito, $G_{m2} = g_{m,Q7}$ e $R_{o21} = R_{o,Q6} || R_{o,Q7}$. Neste caso a compensação de *Miller* não é necessária pois o polo de segundo circuito pode ser projetado com dinâmica suficientemente lenta tal que a estabilidade seja garantida. O polo do primeiro sub-circuito é tal que $\omega_{c1} \approx \frac{1}{R_{o,1} G_{m2} R_{o,2} C_{gs,Q6}}$, e do segundo, $\omega_{c2} \approx \frac{1}{R_{o2}(C_f + C_s)}$.

A análise da variância do ruído referenciado à entrada considera o circuito 9.14. Os efeitos de Q_1 e Q_3 são desprezíveis devido aos valores típicos de transcondutância, assim como o ruído do segundo estágio, devido ao ganho deste. Portanto, o ruído referenciado à entrada é aproximadamente

$$\sigma_u^2(f) = \frac{1}{g_{m,Q4}^2} \left(4k_B T \gamma (g_{m2} + g_{m4}) + \frac{K_f}{C_{ox} W_2 L_2} (g_{m2}^2 + g_{m4}^2) \frac{1}{f} \right) \quad (9.21)$$

onde a segunda parcela é o *Flicker Noise*⁸, sendo que K_f é uma constante deste modelo determinada pelo processo (geralmente empiricamente). A equação (9.21) pode ser reescrita como

$$\sigma_u^2(f) = \frac{1}{g_{m,Q4}^2} 4k_B T \gamma \left(1 + \frac{V_{o2}^*}{V_{o4}^*} \right) + \frac{K_f}{C_{ox} W_2 L_2} \left(1 + \left(\frac{V_{o2}^*}{V_{o4}^*} \right)^2 \right) \frac{1}{f} \quad (9.22)$$

A relação entre V_{o2}^* e V_{o4}^* tem impacto não apenas na corrente e banda passante do circuito, mas na relação de ruído. Quanto mais se aumenta V_{o4}^* , mais se reduz o ruído. Porém, com a redução do ruído também ocorre a redução do *swing* de sinal disponível. Portanto, enquanto a redução de ruído melhora o SNR, a redução de *swing* volta a piorá-la. Geralmente pode-se manter $V_{o2}^* = V_{o4}^*$ a fim de garantir um compromisso entre *swing*, ruído e área de dispositivos similares⁹.

As chaves de transmissão podem ser realizadas com a topologia de circuito apresentada na figura 9.17. O circuito proposto na figura 9.10 requer dois sub-circuitos destes, uma para cada conjunto de chaves, S_1 e S_2 , respectivamente. Os terminais V_{p1} e V_{p2} são conectados

⁸Este ruído é conhecido por sua característica de densidade espectral de potência, proporcional à $1/f$.

⁹Geralmente se mantém V_{ov}^* fixo e igual a $200mV$ em todo o circuito, devido a este ser um ponto de operação ótimo em CMOS em escala sub-micro, dado o modelo intrínsecos dos dispositivos. A figura de mérito na justificativa é realizada considerando $f_t g_m / I_d$ e V_{ov} , onde f_t é a frequência de ganho unitário.

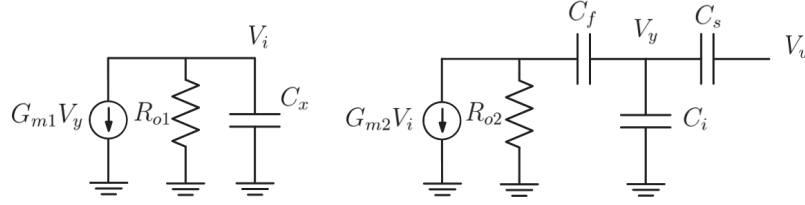


Figura 9.16: Análise de pequenos sinais para os OTAs.

nos pontos distintos das chaves S_1 e S_2 na figura 9.10. O sinal de *clock* $\phi_{c,n} : n = \{1, 2\}$ passa por um inversor¹⁰ para a gerar a tensão de referência dos dispositivos NMOS¹¹. Como visto na figura, a malha de chaves pode ser expandida arbitrariamente. A impedância da chave pode ser estimada inicialmente por

$$R_{switch} = \frac{V_{p1} - V_{p2}}{k_x \frac{W}{L} (V_{dd} - V_{tn} - \min(V_{p1}, V_{p2}))^2} \parallel \frac{V_{p1} - V_{p2}}{k_x \frac{W}{L} (\min(V_{p1}, V_{p2}) - V_{pn})^2} \quad (9.23)$$

Considerando uma carga capacitiva C_{load} é possível determinar a constante de tempo do circuito por $\tau_{switch} = R_{switch} C_{load}$. A constante de tempo deve ser tal que $\tau_{switch} < f_s/20$, onde f_s corresponde a frequência de operação. Dada a frequência de operação do sistema e as constantes de tempo do circuito, geralmente a impedância da chave esta muito abaixo das restrições, podendo o valor mínimo padrão da tecnologia ser utilizado.

As chaves também devem ser projetadas considerando a injeção de carga. Este fenômeno ocorre durante a transição das chaves, onde a carga acumulada no canal é transferida para o circuito (Carusone et al., 2011). Considerando a capacitância do óxido C_{ox} , e a convergência de $V_{p1} \rightarrow V_{p2}$ ao final do período de chaveamento, a carga elétrica pode ser estimada para fins de projeto como $Q_{channel} = WLC_{ox}(V_{dd} - V_{p1} - V_{tn})$ para dispositivos NMOS, ou $Q_{channel} = WLC_{ox}(V_{p1} - V_{tp})$, para PMOS. Para a carga capacitiva, é obtido $\Delta V_L = Q_{channel}/C_L$. A fim de minimizar o impacto no erro dos integradores, a fim de não violar os limites de estabilidade estabelecidos na figura 9.9, as chaves devem possuir área pequena, assim também como os capacitores no circuito deve ser suficientemente grandes. Portanto, há um compromisso entre impedância e injeção de cargas para o projeto da chave.

A fim de gerar os sinais de ativação da chave, $\phi_{c,1}$ e $\phi_{c,2}$, é necessário um circuito auxiliar para garantir que os conjuntos de chaves S_1 e S_2 não sejam acionadas simultaneamente. Téc-

¹⁰Apesar de alguns autores discutirem o atraso do inversor para o sinal no *gate* dos dispositivos NMOS e PMOS, este tem pouca relevância dada a frequência de operação do circuito, que é significativamente abaixo da banda passante intrínseca nos dispositivos CMOS das tecnologias atualmente disponíveis.

¹¹O sinal de *clock* $\phi_{c,n}$ é ativo no nível lógico de 0V.

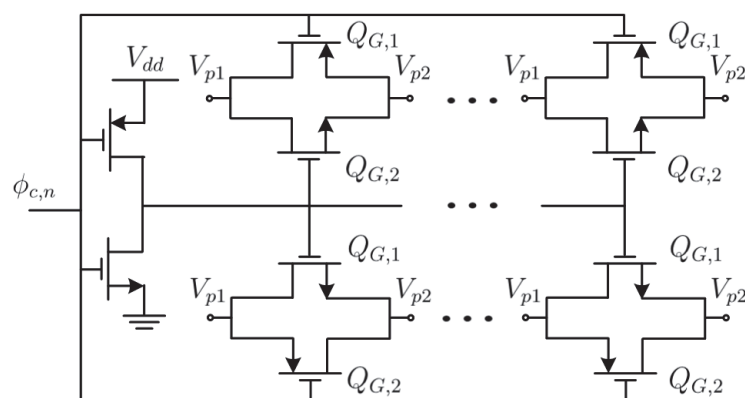


Figura 9.17: Circuito de portas de transmissão, empregado para a implementação das chaves S_1 e S_1 na figura 9.10.

nicas tradicionais, tal como as apresentadas em Carusone et al. (2011) geralmente empregam um *latch* com atraso na realimentação. Este atraso, geralmente implementado com cargas capacitivas em *arrays* de inversores, ocupa área significativa devido aos elementos passivos. Além disto, esta predição de atraso é geralmente bastante sensível ao processo. Dada a frequência de operação do circuito na faixa de kHz , o circuito apresenta um tempo razoável de convergência para um conjunto de capacitores corretamente dimensionados. Sendo assim, o circuito proposto emprega um contador de 2 bits para gerar 4 eventos síncronos, cada um correspondente a transição de estados de um conjunto de chaves. A topologia proposta é apresentada na figura 9.18. O circuito é composto por duas portas NAND, implementados com a lógica de rede *pull-up* e *pull-down*, e um inversor. O sinal $\phi_{c,1}$ se torna zero apenas quando¹² $V_a = 0$ e $V_b = 1$, e $\phi_{c,2}$, quando $V_a = 1$ e $V_b = 1$.

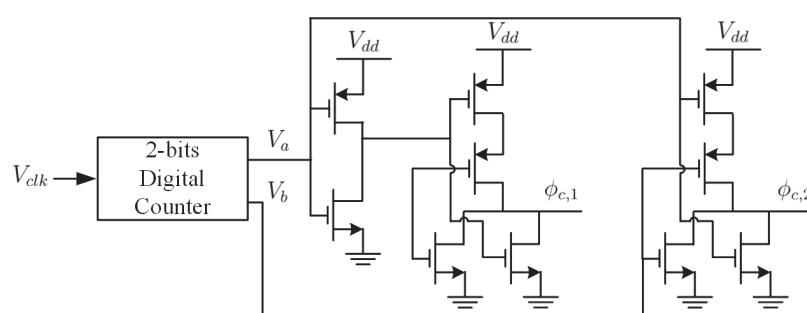


Figura 9.18: Geração dos sinais *clock* sem sobreposição, $\phi_{c,1}$ e $\phi_{c,2}$.

¹²Considerando V_a e V_b igual a zero para o nível lógico zero, e igual a um para o nível lógico um.

Tabela 9.2: Parâmetros do processo IBM CMOS CMRF7SF empregado no estudo do circuito integrado.

Dispositivos	Características
Capacitores MIM	$2fF/\mu m^2$
Capacitores Dual MIM	$4fF/\mu m^2$
Capacitores de Óxido Especial	$7.9fF/\mu m^2$
Resistores p+ Difusão	$105\Omega/\square \pm 15\%$
Resistores n+ Difusão	$72\Omega/\square \pm 10\%$
Resistores p+ Polissilício	$260\Omega/\square \pm 15\%$
Varactores	MOS e de Junção
BCMOS	Alto Ganho ($\beta = 140$) e Velocidade ($f_t = 60GHz$)
Especiais	JFET, Diodos Schottky, NFET com $V_t = 0$

9.4 Projeto em Tecnologia CMOS

A fim de projetar o circuito anteriormente proposto, foi considerada a tecnologia da IBM CMOS CMRF7SF, com litografia de 180nm e isolamento por *shallow trench*. O BEOL (*back end of line*) oferece 2 a 6 camadas de cobre para o *layout* do circuito. Os dispositivos CMOS padrões operam com tensão nominal de 1.8V, sendo também disponíveis MOS de tensão elevada (2.5V e 3.3V). Na tabela 9.2 são apresentados alguns parâmetros relevantes da tecnologia. Para fins de projeto, simulação e verificação funcional, são disponibilizados os modelos BSIM3 e Cadence SpectreTM. Os resultados derivados neste capítulo foram desenvolvidos empregando o conjunto de ferramentas da CadenceTM, incluindo o ambiente VirtuosoTM para projeto, e o SpectreTM para análise funcional.

A tabela 9.3 apresenta as características dos dispositivos CMOS padrões do processo para os dispositivos NMOS e PMOS, respectivamente. Na tabela, L_{eff} é o comprimento efetivo do canal, I_{Dsat} é corrente de saturação, I_{off} é a corrente de *leakage*, para o estado desligado ($V_g = 0V$), e T_{ox} é a espessura do óxido. Para o processo em questão pode ser

Tabela 9.3: Parâmetros dos dispositivos NMOS/PMOS padrões.

Tensão Máxima	1.8V
L_{min}	0.18 μm
L_{eff}	0.11 μm e 0.14 μm
V_{th}	0.43V e -0.38V
I_{Dsat}	600mA e 200mA
I_{off}	< 80pA/ μm
T_{ox}	3.5nm

aproximado que $C_{ox} = \varepsilon_{ox}/T_{ox} \approx 3.9\varepsilon_0/T_{ox} = 9.8fF/\mu m^2$, onde ε_{ox} é a permissividade do dióxido de silício.

Para o projeto do OTA, deve-se obter as relações de erro estático com a amplificação de tensão (ver (9.19)), e dinâmica (ver (9.20)). Tal como discutido anteriormente, a fim de manter o erro estático baixo, espera-se um ganho diferencial de tensão na ordem de 10^3 . Dada as tendências no ponto ótimo de operação, considerando como figura de mérito $f_t g_m / I_d$ versus V_{th} , assim como a análise de ruído do OTA em (9.22), $V_o^* = 200mV$ para todo o circuito¹³. O dimensionamento do OTA é tal como o apresentado na tabela 9.4. A faixa de operação de tensão é limitada pelos valores de tensão de *overdrive* previamente definidos. Considerando a tensão máxima de operação 1.8V, a referência de neutro interno é definido em 0.9V. A tensão de modo comum deve ser tal que $1.12V < V_{cm} < 0.25V$, e a tensão de saída $1.6 < V_o < 0.2$.

Os dispositivos Q_1 a Q_5 tem maior comprimento de canal a fim de possibilitar um maior ganho de tensão no primeiro estágio (maior impedância de saída). Considerando que $G_m \approx g_{m1}(r_{o2}||r_{o4})g_{m6}$, onde $g_{m1}(r_{o2}||r_{o4})$ é o ganho de tensão do segundo estágio, a fim de obter um alta transcondutância do OTA, considerando um V_o^* fixo, g_{m6} pode ser aumentado pela relação W_6/L_6 . Sendo assim, L_6 e L_7 são projetados com especificações mínimas, e o comprimento de W_6 e W_7 deve ser ajustando considerando também o *offset* sistemático descrito anteriormente. Como para a tecnologia considerada a transcondutância obtida do

¹³Isto implica em NMOS com $V_{gs} \approx 0.63V$, e PMOS com $V_{gs} \approx -0.58V$.

OTA é significativamente acima dos requisitos, W_6 é projetado nas especificações mínimas (para menor consumo de energia e maior margem de fase), e W_7 é ajustado até a correção do *offset*.

De forma geral, pode-se usar os comprimentos dos canais dos transistores para obter-se um maior ganho. No aumento da largura dos canais, também aumenta a corrente (e potência), a transcondutância, e as capacitâncias internas, diminuindo a velocidade intrínseca do dispositivo. Este efeito de escala é frequentemente empregado para ajuste a partir de um projeto inicial (Razavi, 2001). A potência dissipada e velocidade de operação ditam a largura dos canais, e o comprimento, o ganho. Devido ao requisito de estabilidade, dada a incerteza na capacitância de carga¹⁴, não é desejada uma transcondutância muito alta no segundo estágio a fim de garantir uma separação de polos razoável, assim como uma margem de fase aceitável em todos os casos.

Usando a relação anterior de que $C_{ox} = 9.8fF/\mu m^2$, obtém-se valores na ordem de $10^{-15}F$ para os transistores especificados. Portanto, a fim de manter os valores parasitas com ordem de 0.1% em relação aos capacitores do circuito, deseja-se que estes últimos sejam na ordem de pico *Farads*. Estes também devem satisfazer as restrições em relação ao erro por injeção de carga pelas chaves, e erro dinâmico, a serem discutidos na sequência.

A fim de verificar a resposta do OTA projetado, a figura 9.19 apresenta a resposta temporal para um sinal de entrada alternado, e a figura 9.20 apresenta a resposta do ganho de tensão para a faixa de 10Hz a 10GHz. Para os dois casos é apresentado o ganho nas saídas dos dois estágios: a tensão no *gate* de Q_6 , e no *drain* de Q_6 . O OTA projetado consome $50\mu W$, onde $23\mu W$ é gasto no primeiro estágio, e $21.5\mu W$ no segundo, sendo o resto gasto no circuito de polarização.

Da figura 9.20, é obtido que o ganho de amplificação de tensão do OTA para a faixa de frequências abaixo de sub-Mhz é de 58dB. A frequência de ganho unitário é próxima à 2GHz. Analisando apenas o primeiro estágio, o ganho de tensão é 34dB, sendo a frequência de cruzamento por zero próxima à 0.8GHz.

A figura 9.21 apresenta a resposta de ganho em modo comum. Para a faixa de sub-MHz, o ganho no primeiro estágio fica abaixo de -30dB, e o segundo, próximo a -13dB. A rejeição de

¹⁴Tal como descrito nas figuras 9.11 e 9.12, considerando um projeto idêntico de todos os OTAs, a capacitância de carga varia entre C_{r1} , $C_{r1} + C_{r2}$ e $C_{k1} + C_{k2}$.

Tabela 9.4: Dimensionamento dos transistores nas arquiteturas de OTA (ver figura 9.13).

Dispositivo	Tamanho
Q_1	$10/0.4\mu m$
Q_2	$10/0.4\mu m$
Q_3	$7/0.4\mu m$
Q_4	$7/0.4\mu m$
Q_5	$1/0.4\mu m$
Q_6	$1.65/0.18\mu m$
Q_7	$0.6/0.18\mu m$
Q_8	$0.5/0.18\mu m$

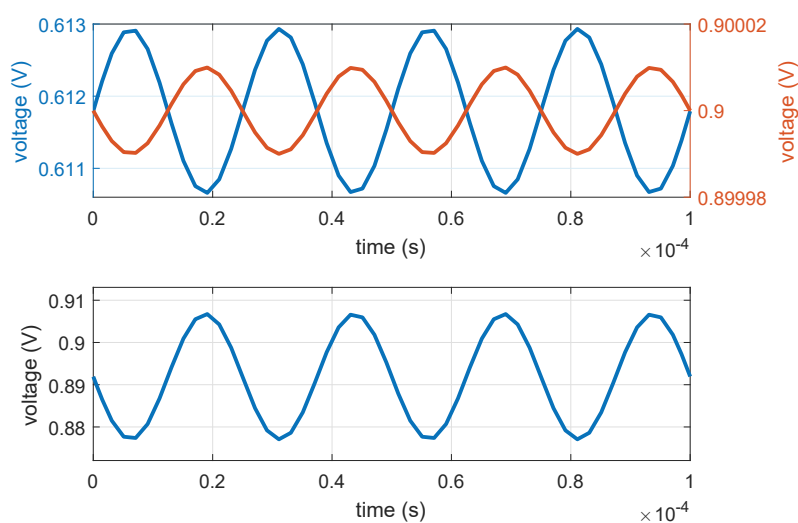


Figura 9.19: Resposta da tensão no tempo para o OTA com entradas diferenciais. Sinal vermelho na sub-figura superior é a tensão no *gate* de Q_1 . Sinal azul na sub-figura superior é a tensão no *gate* de Q_6 . Sinal azul na sub-figura inferior é a tensão no *drain* de Q_6 .

modo comum (CMRR) é aproximadamente 71dB. À medida que o primeiro estágio tem seu ganho reduzido (faixa de centenas de MHz), o ganho de modo comum aumenta, alcançando seu pico próximo a 10dB, em 500MHz. Após, os efeitos capacitivos do circuito reduzem o

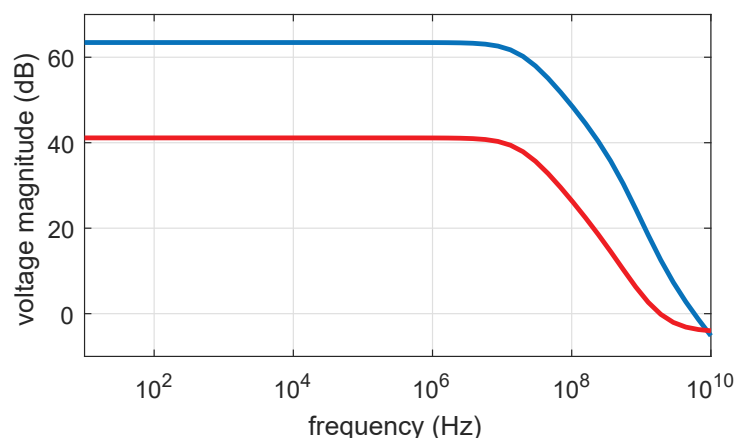


Figura 9.20: Resposta em frequência para a entrada diferencial e saída tensão normalizada do OTA em malha aberta. A tensão de entrada de um terminal (*gate* de Q_1 ou Q_2) é 0 dB . Azul é a tensão no *drain* de Q_6 . Vermelho é a tensão no *gate* de Q_6 .

ganho na saída para todos os sinais.

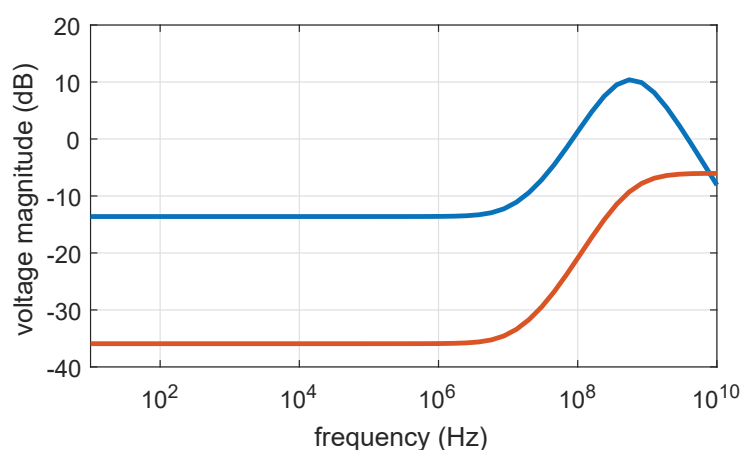


Figura 9.21: Resposta em frequência para a entrada em modo comum e saída tensão normalizada do OTA em malha aberta. A tensão de entrada de um terminal (*gate* de Q_1 ou Q_2) é 0 dB . Azul é a tensão no *drain* de Q_6 . Vermelho é a tensão no *gate* de Q_6 .

A figura 9.22 apresenta os resultados em frequência para a transcondutância (este resultado é obtido curto-circuitando a saída do OTA). A transcondutância para a faixa de sub-MHz é de 8 mA/V . Para a dinâmica de malha fechada descrita em (9.20), e considerando¹⁵ $f_s = 3000\text{ Hz}$ e $K_f = 0.88$, obtém-se que o polo em malha fechada é dado por $p_{ff-OTA} = G_m/(0.125C_f)$. Dada o G_m obtido, um capacitor na escala de μF ou menor,

¹⁵A frequência foi escolhida conforme a discussão no final da seção 9.2, $K_f = 0.88$ é obtido considerando que o ganho de cada integrador é $\omega_g T_s$, onde $\omega_g = 2\pi 60$ neste trabalho.

satisfaz as restrições de erro dinâmico. Entretanto, C_f deve ser suficientemente grande tal que a estabilidade seja garantida. O aumento significativo de C_f tem impacto na energia dissipada em cada chaveamento, assim como na área do circuito, sendo assim existe um compromisso entre o erro dinâmico e a estabilidade, no dimensionamento dos capacitores.

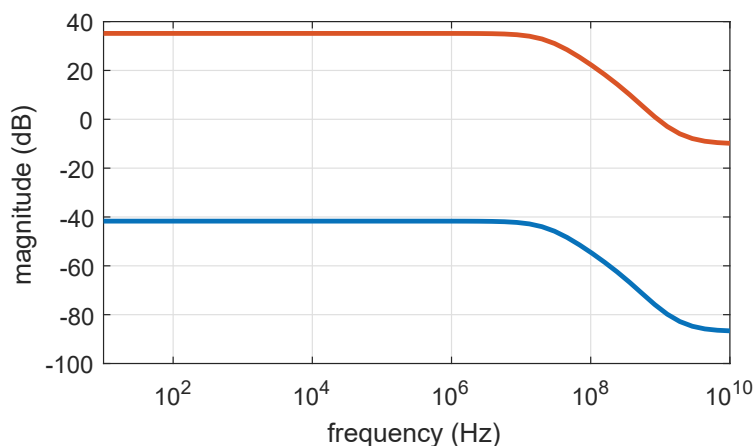


Figura 9.22: Resposta em frequência da transcondutância para uma entrada diferencial. A tensão de entrada nos terminais é 0 dB. Vermelho é a tensão no *gate* de Q_6 . Azul é a magnitude da transcondutância.

A figura 9.23 apresenta a resposta em malha aberta com o OTA projetado, considerando $C_s + C_f = 50pF$. A margem de fase obtida no circuito é de aproximadamente 50° . Em um sistema linear de segunda ordem, esta especificação está relacionada a um coeficiente de amortecimento de aproximadamente 0.5, e apresenta um *overshoot* no sinal de saída menor que 15%. Cabe notar que em alguns casos existe ainda a redução pelo divisor capacitivo, o que aumenta ainda mais a margem de fase.

A figura 9.24 apresenta a densidade espectral de potência do ruído na corrente de saída do OTA. O ruído total de corrente integrado para a faixa considerada é de $0.5pA^2$, resultando que o ruído de tensão referido à entrada é de aproximadamente $90\mu V$ RMS. O SNR (*signal-to-noise ratio*) para um sinal de entrada de $250mV$ RMS é de 68dB, o que implica que o circuito opera com uma resolução equivalente de 11bits para um sinal nesta escala.

O dimensionamento das chaves também tem impacto nos valores dos capacitores escolhidos devido a injeção de carga, assim como afetam a dinâmica do circuito com a impedância de transmissão. A figura 9.25 apresenta os resultados de injeção impedância em função da tensão dos terminais. Devido às dimensões dos capacitores, resistências na faixa de Mega-Ohms ou abaixo resultariam em uma constante de tempo muito menor que o requerido para

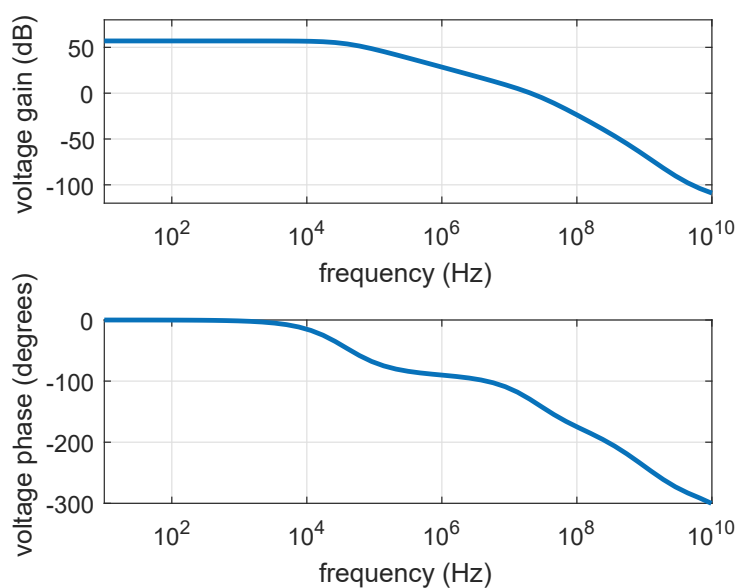


Figura 9.23: Resposta em frequência de ganho e fase do circuito OTA em malha aberta com $C_s + C_f = 50pF$. A margem de fase obtida é de 50° .

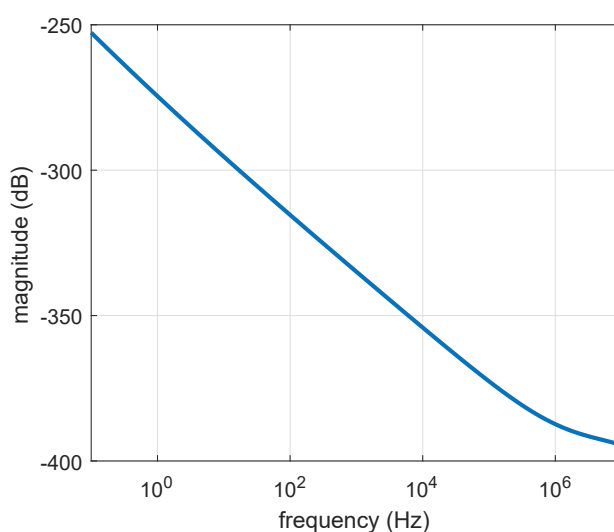


Figura 9.24: Densidade espectral de potência do sinal de ruído na corrente de saída do OTA, para a faixa de 0.1Hz até 10MHz. A magnitude é expressa em termos de A^2/Hz .

a frequência de operação do circuito. O dimensionamento foi realizado considerando os pares NMOS com $W/L = 1/0.18\mu m$ e PMOS com $W/L = 2.5/0.18\mu m$.

A figura 9.26 apresenta os resultados das correntes individuais do NMOS e PMOS, e composta, para a chave projetada. O sinal de tensão nos terminais é uma senoide em 1MHz, e o sinal de *clock* opera com 10MHz. A injeção de carga no dispositivo PMOS considera

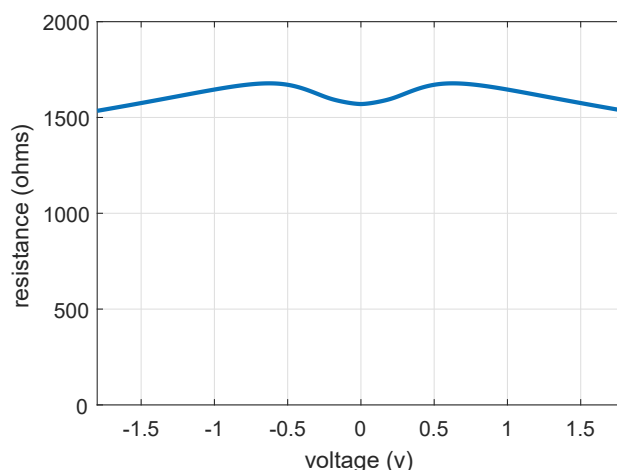


Figura 9.25: Resistência das chaves bidirecionais em função da tensão nos terminais (diferença entre V_{p1} e V_{p2} , tal como indicado na figura 9.17).

uma carga no canal para um capacitor equivalente de aproximadamente $3.7fF$, e $1.5fF$, no caso do NMOS. Isto implica que, nos piores casos onde a carga do canal é descarregada totalmente em $C_r \approx 5pF$, a variação de tensão será abaixo de $0.8mV$.

Considerando as análises anteriores, os capacitores C_{r1} , C_{r2} , C_{k1} e C_{k2} , tal como especificados na figura 9.10, são dimensionados com tecnologia dual MIM, com dimensões de acordo com a tabela 9.5. A partir dos valores pode ser observado que o circuito opera com $k \approx 0.18$, o que implica que a banda passante do filtro ativo projetado é de aproximadamente 11Hz. Considerando que os capacitores do tipo dual MIM empregam camadas de metal específicas (com menor espessura entre placas a fim de aumentar a densidade capacitiva), estes especificamente ditam o tamanho do circuito integrado. Considerando os elementos projetados na tabela 9.10, a área do circuito proposto é de $0.033mm^2$. Como a maior parte da potência do circuito é gasto nos OTAs, e cada um destes gasta aproximadamente $50\mu W$, o circuito completo opera com $150\mu W$, o que implica em uma densidade de $45W/cm^2$.

9.5 Resultados

A partir do projeto dos elementos individuais da seção anterior, esta seção apresenta os resultados de verificação para o circuito operando em conjunto com todos os elementos. O filtro ativo projetado é sintonizado para 60Hz, e apresenta uma seletividade com fator $k \approx 0.18$. As figuras 9.27 e 9.28 apresentam os resultados para os sinais de tensão de entrada e saída

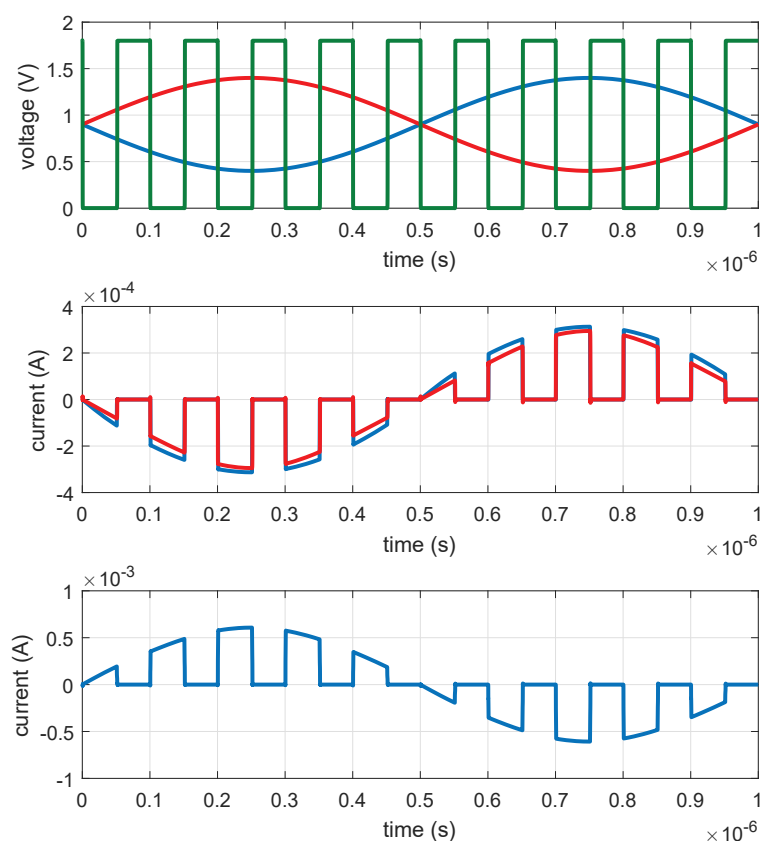


Figura 9.26: Análise de resposta no tempo da chave direcional, considerando um *clock* de entrada em $1MHz$. Sub-figura superior apresenta o sinal de *clock* em verde, e as tensões nos terminais V_{p1} e V_{p2} em vermelho e azul (tal como indicado na figura 9.17). A sub-figura intermediária apresenta as correntes de *dreno/source* do NMOS em azul, e do PMOS em vermelho. A sub-figura inferior apresenta a corrente total na chave considerando as tensões de V_{p1} e V_{p2} , e o *clock* de ativação.

Tabela 9.5: Dimensionamento dos capacitores do circuito (ver figura 9.10).

Dispositivo	Dimensões	Capacitância
C_{r1}	$40/27.6\mu m$	$5.5pF$
C_{r2}	$100/100\mu m$	$44pF$
C_{k1}	$100/100\mu m$	$44pF$
C_{k2}	$40/40\mu m$	$7.8pF$

no domínio do tempo, obtidos considerando a operação nominal do circuito, para as entradas de 60Hz e 120Hz, respectivamente. Estas componentes correspondem à primeira e segunda harmônicas, típicas do sistema de distribuição de potência. Os resultados mostram que há seletividade, sendo que as saídas para a entrada sintonizada apresentam maior magnitude.

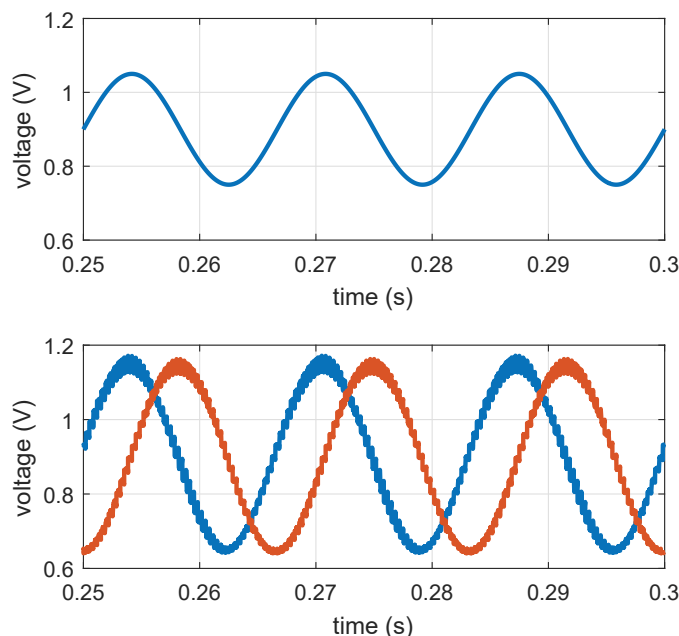


Figura 9.27: Resultados de verificação funcional para um sinal de entrada de 60Hz. Sub-figura superior é o sinal de entrada V_u . Sub-figura inferior são os sinais de saída direta V_d em azul e em quadratura V_q em vermelho.

A figura 9.29 e 9.30 apresentam os resultados de magnitude e fase dos sinais de tensão direto e em quadratura para múltiplas frequências, considerando o circuito proposto. Para esta análise foi considerada a verificação o domínio do tempo, em regime permanente. Foram consideradas as frequências de 20Hz, 40Hz, 60Hz, 80Hz, 100Hz, 120Hz e 180Hz. A partir de ambos os resultados é verificado que o filtro ativo tem um bom desempenho, sendo que a resposta apresenta um nível de casamento com o caso ideal aceitável para a aplicação.

A figura 9.31 apresenta os resultados para os quatro *corners* do processo. Nestes são consideradas as entradas de 60Hz. Importante notar que estes não são os modelos de *corners* funcionais, mas sim os de maior variabilidade em relação aos parâmetros nominais. A metodologia da análise pelos *corners* do modelo, empregado pela IBM e outras fábricas de semicondutores, garante que o projeto atinge uma margem significativa de robustez, e consequentemente, uma taxa baixa de falhas nos processos de manufatura do circuito integrado.

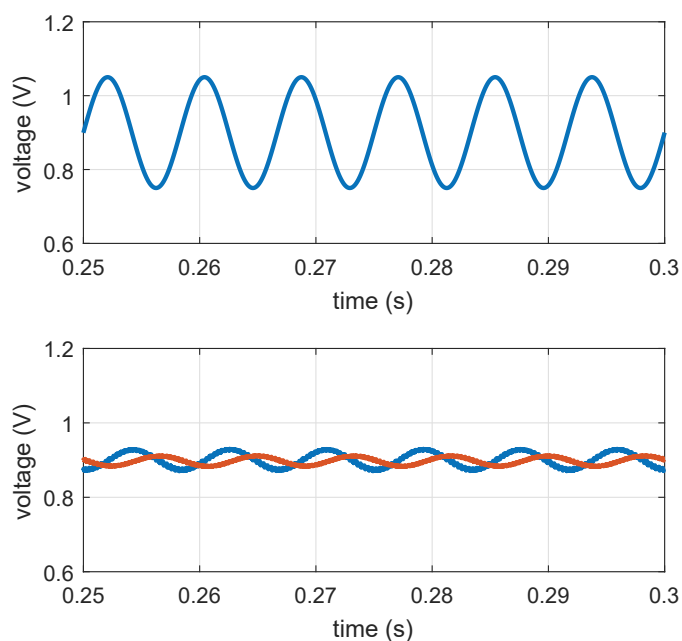


Figura 9.28: Resultados de verificação funcional para um sinal de entrada de 120Hz. Sub-figura superior é o sinal de entrada V_u . Sub-figura inferior são os sinais de saída direta V_d em azul e em quadratura V_q em vermelho.

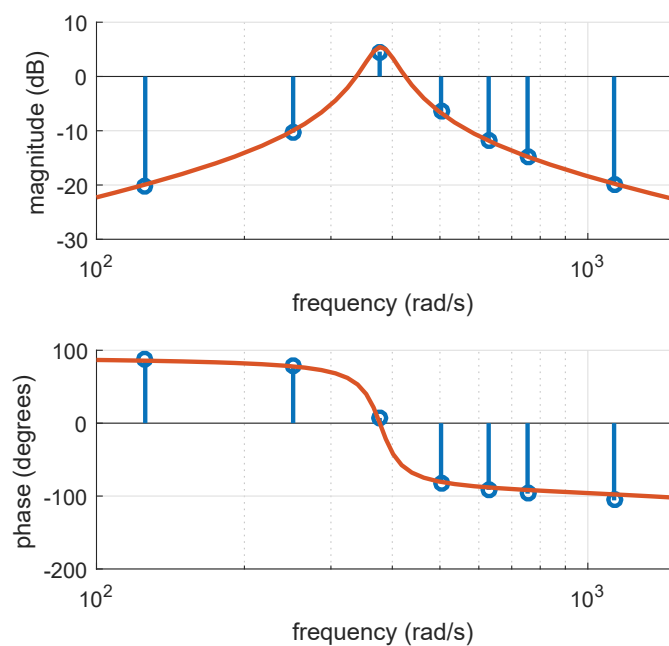


Figura 9.29: Resultados de verificação funcional para amostras de sinais de entrada com diferentes frequências. Em vermelho é a função ideal discreta. Em azul é o sinal de tensão direta V_d do circuito proposto, em termos de amplitude e fase, para as frequências específicas.

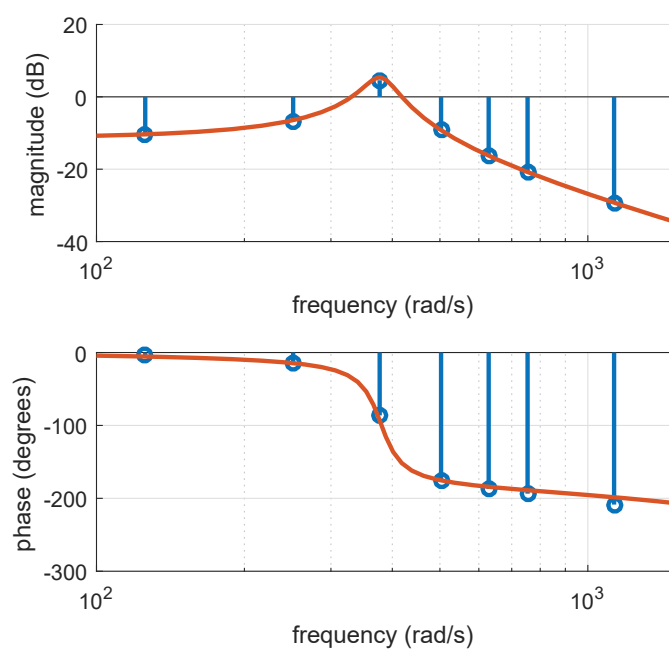


Figura 9.30: Resultados de verificação funcional para amostras de sinais de entrada com diferentes frequências. Em vermelho é a função ideal discreta. Em azul é o sinal de tensão em quadratura V_q do circuito proposto, em termos de amplitude e fase, para as frequências específicas.

9.6 Conclusões

Neste capítulo foi apresentada uma proposta de topologia de circuito integrado voltado a realização de controladores PWM para rastreamento de sinais alternados em conversores estáticos. O filtro ativo microeletrônico aqui proposto foi aplicado anteriormente em diversas soluções de compensação e estimação de sinais. A fim de estudar as possibilidades da realização deste elemento, este capítulo, no primeiro momento, realiza um estudo dos requisitos da sua realização.

A partir da análise da realização do circuito foi verificado que topologias de filtros contínuos são inviáveis. Sendo assim, este trabalho segue com a apresentação dos limites das realizações analógicas discretas (não digitais). A partir destas discussões, é evidente a existência de uma série de restrições, e condições de otimização que são conflitantes, tornando a solução não-trivial.

Baseando-se na arquitetura do SOGI-QSG previamente discutido na literatura, este trabalho apresenta uma realização a capacitor chaveado. O circuito proposto, além de gerar

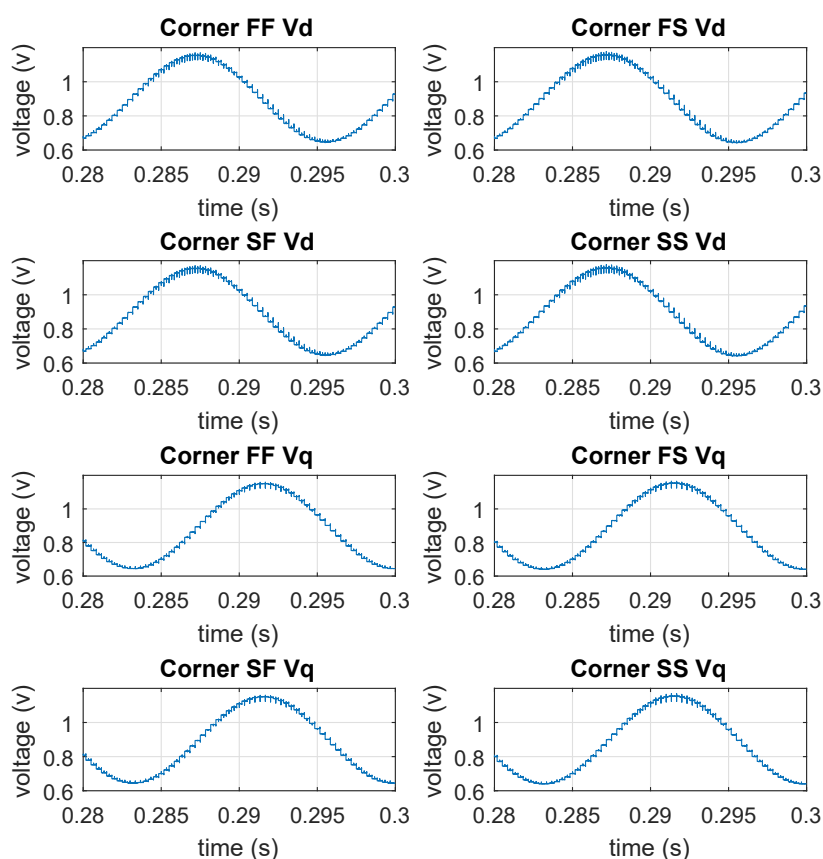


Figura 9.31: Resultados de verificação funcional para os quatro *corners* do processo. FS é para ambos os dispositivos MOS rápidos. FS é o NMOS rápido e PMOS lento. SF é o NMOS lento e PMOS rápido. SS é para ambos os dispositivos MOS rápidos.

duas componentes (direta e em quadratura), também permite a adaptação de frequência de sintonia a partir do *clock* de operação. Esta característica específica é fundamental no sucesso da aplicação nas soluções de rastreamento harmônico de potência, uma vez que a frequência da rede é variante no tempo. Não somente sua descrição, mas uma metodologia de projeto é apresentada, relevando aspectos de área, potência, desempenho e robustez. A partir desta discussão, é realizado e apresentado um projeto considerando uma tecnologia da IBM.

A partir do desenvolvimento individual dos elementos, é realizada uma verificação funcional do dispositivo, relevando a operação nominal, e os *corners* do processo. O circuito opera em 3kHz, e é sintonizado para 60Hz, apresentando um grau elevado de casamento quando comparado ao modelo discreto ideal. A área em silício para cada filtro ressonante sintetizado

é de aproximadamente apenas 0.033mm^2 . Tal solução, pelos motivos previamente discutidos na introdução deste capítulo e desta tese, é significativamente relevante dada a tendência de integração em alta densidade dos conversores e controladores PWM. Além da possibilidade da aplicação em ASIC analógico-misturado, o circuito proposto apresenta potencial para integração em PMICs digitais, aliviando os requisitos de conversão e processamento.

10

Ação Antecipativa para Topologias *Active Front-End* Regenerativas

Neste capítulo é apresentado um circuito de interface a baterias com dois estágios de conversão. Na primeira etapa é utilizado um conversor *active front-end*, sucedido por um conversor CC-CC bidirecional. A topologia em adição a estratégia de controle proposta permite a operação regenerativa do fluxo de energia, permitindo operações de carga e descarga das baterias. No circuito é considerado um acoplamento trifásico, e um filtro LCL na saída do conversor CC-CC.

Considerando os desafios neste tipo de sistema, este capítulo está centralizado no problema da regulação de tensão no barramento do *active front-end*, quando há variações nas correntes de referência dos conversores CC-CC, o que é concomitante à necessidade de alterar entre o processo de carga e descarga nas baterias. Como geralmente o sistema de controle nestes sistemas é integrado, nestes casos, é possível decidir de forma exata o instante da ocorrência do transiente. Este fator é significativo porque torna possível a exploração de ações de controle antecipadas com finalidade de atenuar os distúrbios, e assim permitir a redução das dimensões do capacitor no *active front-end*, e conseqüentemente, o volume do sistema integrado (assim como associado custo).

Para solução do problema apresentado é utilizada uma ação preditiva *feedforward*. Sendo assim, neste capítulo é desenvolvida a modelagem do sistema, e obtida uma solução para a ação preditiva de auxílio na mitigação das perturbações de fluxo de energia. Devido à

diferença de constante de tempo entre as malhas de corrente e tensão neste sistema, discussões adicionais referentes a simplificação computacional para aplicações em tempo real são apresentadas.

10.1 Revisão da Literatura e Propostas

O estudo e desenvolvimento de circuitos para interface com baterias e acumuladores de energia tem se tornado relevante, uma vez que a escalabilidade eletrônica para fins de processamento de informação, assim como os níveis de automação, requer que circuitos sejam energizados em condições remotas, ou situações onde fontes de energia não estão disponíveis. Entretanto, tecnologia de baterias apresentam dificuldades em seguir os avanços das aplicações, se tornando elementos críticos em produtos comerciais.

Esta seção apresenta uma revisão bibliográfica considerando a aplicação em estudo, e está dividido em duas partes. A primeira parte aborda a literatura voltada a aplicação, considerando os aspectos das baterias e de circuitos eletrônicos aplicados na conversão e gerenciamento da energia. A segunda parte aborda as questões de controle considerando questões relevantes à solução que é apresentada.

10.1.1 Circuitos Eletrônicos de Potência com Baterias

Baterias são encontradas em ambientes variados, com diferentes especificações de potência e capacidade, sendo empregadas em veículos elétricos, fontes ininterruptas de energia, sistemas de comunicações, e outros (IEEE-P1361/D5, 2014; Chen et al., 2010). Nestas aplicações, o circuito de gerenciamento de baterias tem um papel fundamental no desempenho e autonomia do dispositivo. O *battery management system* (BMS, sistema gerenciador de baterias), como é geralmente abordado na literatura, compreende diversas funções, tal como monitoramento de sinais elétricos, estimação de estado de carga, tempo de vida, equalização de cargas, comunicações e outros (Huang e Qahouq, 2014). A fim de projetar tais circuitos, é necessário compreender o comportamento dinâmico da bateria, assim como avaliar suas condições, procedimentos de testes são necessários para geração de modelos de referência. Com um melhor entendimento das tecnologias de baterias, um melhor projeto pode ser realizado, permitindo que as células sejam utilizadas por um maior número de ciclos e por mais tempo

(Chen et al., 2010).

Especificamente, procedimentos de carga e descarga tem demonstrado um impacto significativo na capacidade da bateria, assim como no seu tempo de vida (Chuang e Ke, 2008; Darmstadt e Steinfurt, 2005; Zhang et al., 2004), o que pode ser quantitativamente estudado em testes laboratoriais. Ainda, os perfis de carga e descarga estão diretamente relacionados à temperatura das células. Em adição a severamente afetar o tempo de vida, capacidade e tensão de carga, a temperatura requer concentrações específicas de reagentes em cada eletrólito (IEEE-P1361/D5, 2014). Um bom projeto para circuito de carga/descarga deve ter atenção a todos estes elementos, geralmente monitorados em tempo real a partir dos sinais de tensão, corrente e temperatura (Diaz et al., 2004). Nestes projetos, as informações das células de carga, quando disponíveis, são usualmente provindas do fabricante, e relacionadas a testes padronizados em células individuais. O resultado é um estado da arte com falta de referências e estudos destes dispositivos em condições reais de operação (Vellucci et al., 2014).

Existe também a necessidade de estudos onde são determinadas formas otimizadas de como a energia deve ser drenada nas aplicações. Como resultado deste tipo de estudo, algumas técnicas com derivação não trivial foram desenvolvidas, tal como em Chiu et al. (2006), Chen et al. (2010), Huang et al. (2005), Cheng e Chen (2003) e Liang et al. (2001), onde é discutido o método de carga que inclui a aplicação de pulsos negativos de corrente (descarga). A justificativa para tal método é que tal procedimento relaxa a reação no eletrólito, e reduz a temperatura da bateria. Como tais métodos impactam o tempo de vida não é bem definido, uma vez que o tempo de vida por si somente não é bem definido. Maior parte da literatura em engenharia adota que o tempo de vida é determinado no período em que a célula de carga falha em alcançar os requisitos de capacidade de carga (IEEE-P1361/D5, 2014). Por fim, os testes necessários para definir a sensibilidade das métricas anteriores em relação aos perfis e métodos de carga/descarga e temperatura são geralmente longos, e quantidade considerável de recursos são necessários (Huang et al., 2011).

Uma vez que é clara a necessidade de circuitos de referência que garantam a apropriada operação do sistema, é necessário definir procedimentos que gerem resultados confiáveis para aferição. Além disto, circuitos com maior flexibilidade para com a aplicação, permitindo automatizar processos de controle de fluxo de energia, são desejados, pois quando é requerida

intervenção humana, existem chances maiores de acidentes. O projeto de circuitos específicos para testes de baterias não é trivial, soluções tem sido propostas em McAndrews (2000), Zhang et al. (2010), Jo et al. (2014), Vellucci et al. (2014), Lynch et al. (1993), Girard et al. (1999), Huang et al. (2011), Jo e Cha (2014), Hund e Gates (2002), Ke et al. (2014) e Ketzner et al. (2016a). Uma vez que tais sistemas devem ser usados como modelos de referência, as correntes de entrada e saída deve apresentar formas de onda com baixas distorções, e boa previsão de desempenho (Zhang et al., 2010). Considerando soluções de carga/descarga com conversores estáticos, é sugerido que as ondulações reduzem o tempo de vida das baterias (Schuch et al., 2006; Zhang et al., 2010). A fim de reduzir tal ondulações, uma maior frequência de comutação pode ser projetada, o que também coopera para a redução das dimensões físicas dos elementos reativos (Schuch et al., 2006). Entretanto, uma vez que a alta frequência de comutação está relacionada a baixa eficiência nos conversores, filtros passivos mais elaborados que um único indutor (de maior ordem) podem ser projetados (tal como uma rede LCL) (Gabe, 2013; Liserre et al., 2005a).

Uma das soluções convencionais em termos de topologia de circuito para interface com baterias emprega um conversor de dois estágios (Chiu et al., 2006; Inoue e Akagi, 2007), onde o primeiro estágio realiza a conversão AC-DC, provendo um alto fator de potência assim como saída em tensão regulada, e o segundo estágio realiza a conversão DC-DC, geralmente controlando a corrente na bateria. O primeiro estágio é conhecido como *active front-end*. O segundo estágio, possibilita um projeto mais flexível das tensões no barramento das baterias, otimizando custos, volume e peso, permitindo a redução da ondulação do *active front-end* (Schuch et al., 2006).

As propostas tradicionais de circuitos para interface às baterias são geralmente unidirecionais, e qualquer pulso de corrente negativa requer o uso de elementos dissipativos (resistência) (Liang et al., 2001; Huang et al., 2011). Em Chiu et al. (2006) é apresentada uma solução que usa indutores acoplados para regeneração parcial da energia para pequenos pulsos de corrente, os quais são injetados no capacitor do barramento CC no *active front-end*, melhorando até certo ponto a eficiência. Entretanto, a quantidade de energia armazenada é limitada, uma vez que é gerada uma condição de sobretensão, que é dependente do tamanho do capacitor. Enquanto esta solução pode ser interessante para os casos onde somente um pulso negativo de corrente é desejado, tal como a proposta de carga anteriormente referen-

ciada, seu uso em regeneração de energia é limitado. Outra solução com chaveamento em corrente nula é apresentado em Chuang e Ke (2008), e a uma solução bidirecional para pulsos rápidos, em (Liang et al., 2001).

A solução de conversores regenerativos é apresentada em Chen et al. (2008) e Cheng e Chen (2003), onde o conversor DC-DC emprega duas chaves e opera de forma similar a um braço extra nas topologias trifásicas de inversor fonte de tensão. Em Huang et al. (2011) é apresentada uma alternativa considerando a conversão isolada, que entretanto, requer um adicional de chaves, totalizando 9 no conversor DC-DC. Outra solução empregando 8 chaves é apresentada em Inoue e Akagi (2007). Este último trabalho também apresenta a solução com transformador no estágio primário, que tem como vantagem a simplificação do secundário às custas de um maior transformador. Uma discussão sobre diferentes posições dos elementos passivos e chaves na conversão DC-DC aplicados a baterias em veículos híbridos é apresentada em Garcia et al. (2005).

Entre as vantagens da topologia de conversão em dois estágios está a modulação desacoplada, permitindo múltiplas derivações do barramento CC com diferentes frequências serem implementadas conforme desejado, provendo que o conversor *active front-end* tenha a escalabilidade de potência necessária. Esta discussão de múltiplas derivações, na literatura, é abordada como conversão multiporta, a qual tem sido discutida em Tao et al. (2006). Similarmente, é possível realizar conversores multiportas considerando uma mesma carga (multiportas em paralelo), tal como é apresentado em Jo e Cha (2014). Em adição à flexível distribuição da carga, é também possível substituir o conversor *active front-end* com outras células de energia provendo tensão contínua, tal como apresentado em Jiang e Dougal (2004), o que também pode ser apresentado como opções na solução de fontes de *backup* em aplicações onde um maior nível de confiabilidade é desejado.

Em circuitos de baterias, uma vez que a serialização está associada a um problema de equalização no estado de carga (Ketzer et al., 2013) das células individuais, o uso de soluções multiportas é encorajada. A compreensão do fenômeno de desqualização é por si próprio um tema que requer atenção, uma vez que atualmente é estabelecido que o desempenho das células de carga depende deste casamento (IEEE-P1361/D5, 2014). Em muitas aplicações industriais, a equalização de carga é necessária a fim de obter uma operação segura, com níveis de tensão e concentrações nos eletrólitos próximos aos projetados. Por este motivo, os

fabricantes recomendam que a equalização seja realizada semanalmente, ou até mesmo diariamente em função da ciclagem da bateria. Os procedimentos de equalização podem demorar 24h, onde as células são submetidas a uma tensão constante de operação (IEEE-P1361/D5, 2014). Para soluções mais sofisticadas, um modelo da bateria deve ser cuidadosamente obtido, sendo o dimensionamento de circuitos em função deste (Ketzer et al., 2013). Conversores multiportas permitem maior escalabilidade do sistema, onde cada bateria pode ser conectada em diferentes conversores derivando do *active front-end*.

Nas topologias multiportas, há um grau de otimização obtido em termos de reprojeto, uma vez que apenas a replicação do segundo estágio de conversão é necessária para cada banco de células de carga. Entretanto, para melhor explorar esta vantagem, uma boa estratégia é a simplificação do conversor DC-DC, uma vez que n barramentos de baterias requerem o mesmo número de replicações deste. Entretanto, uma vez que a tensão de rede no acoplamento com o *active front-end* é substancialmente maior que a tensão das baterias, em algumas instâncias é necessário uso de transformadores para reduzir as relações de tensão que devem ser alcançadas nos estágios de conversores (Jo e Cha, 2014). A solução com transformador também oferece isolamento elétrico. Como este só é aplicado no primeiro estágio, não há necessidade de replicação. Alternativamente, como sugerido anteriormente, pode ser usada uma maior frequência de comutação e filtros com maior capacidade de supressão, ao custo de eficiência reduzida.

Neste trabalho, a topologia de conversor abordada utiliza um *active front-end* trifásico, com frequência de comutação de 10Khz. A conversão CC-CC emprega a solução bidirecional, similar àquelas discutidas em Chen et al. (2008), Cheng e Chen (2003) e Inoue e Akagi (2007), que emprega duas chaves para obter a capacidade de alternar o fluxo de corrente. Adicionalmente, o filtro aqui é modificado para uma topologia LCL, e a frequência de comutação é aumentada para 50Khz a fim de reduzir os níveis de ondulação de corrente na bateria. O projeto da rede LCL segue as linhas gerais das metodologias apresentadas em Gabe (2013), Liserre et al. (2005a), Jiao e Lee (2014) e Nishioka (2011).

10.1.2 Estratégias de Controle para Conversores Eletrônicos com Baterias e Filtro LCL

O projeto de controle de conversores estáticos em circuitos com baterias é por vezes não trivial. O primeiro corresponde à um sistema dinâmico não-linear, multivariável e com ruído significativo gerado pelo processo de modulação e demais elementos na rede elétrica (incluindo outros conversores). Tal condição, como explorado nos capítulos anteriores, leva a uma série de restrições mútuas entre desempenho e robustez, onde os limites práticos, considerando o alto grau de incerteza nestes sistemas, nem sempre tornam o funcionamento satisfatório possível. Como resultado, elementos do circuito não inicialmente projetados contemplando restrições de controle são adaptados considerando este novo espectro de requisitos. A bateria, por outro lado, se trata de um sistema não-linear variante no tempo, com um grau de incerteza ainda maior. No que interessa o projeto de controle, os modelos de alta frequência que são geralmente empregados na etapa de modelagem, são altamente dependentes do estado do sistema e sua composição eletroquímica (também variante no tempo) (Zhang et al., 2004).

Abordando particularidades no modelo da bateria, é bem conhecido que existe uma sensibilidade da impedância da bateria em relação à seu estado de carga e temperatura, tal como é discutido em Waag et al. (2013). Sendo assim, foram desenvolvidas técnicas avançadas para estimação *on-line* da impedância de alta frequência (também chamada de resistência CA) (Huang e Qahouq, 2014; Morrison et al., 2009; Do et al., 2009; Lee et al., 2015). O procedimento, denominado espectroscopia de impedância CA, pode também ser utilizado para estimação de outros estados de interesse, tal como o estado de carga (Coleman et al., 2007). Estas literaturas também sugerem que existe uma correlação entre o envelhecimento da bateria e o aumento da sua impedância interna. Tais implicações sugerem que o projeto de controle deve possuir um grau elevado de robustez, e que as condições de início de operação (equipamento novo) são diferentes daquelas no final da vida útil. Para projetos baseados na teoria clássica de controle, as modificações de projeto necessárias são ultimamente caracterizadas por uma margem de fase maior.

Como apresentado na discussão anterior, devido à alta relação de tensão entre o barramento do *active front-end* e a tensão nas baterias, um filtro LCL pode ser empregado para atenuação da ondulação para níveis aceitáveis. Entretanto, isto dificulta ainda mais

o projeto de controle do conversor CC-CC, uma vez que em adição as incertezas referentes ao modelo da bateria, é necessário relevar aspectos da ressonância causada pelo conjunto de impedâncias passivas e reativas. Trabalhos com conversores fonte de tensão empregando filtros LCL são apresentados em Gabe (2013), Twining e Holmes (2003), Jiao e Lee (2014) e He et al. (2013). A fim de amortecer o efeito da ressonância, técnicas ativas e passivas são propostas. Nas passivas, o filtro é sintetizado em conjunto com resistências. Tal soluções tem implicações evidentes na redução de eficiência do conversor. Nas técnicas ativas, a malha de controle é modificada a fim de conter um termo anti-ressonante que cancela a interação harmônica com a rede LCL.

Além das complicações referentes às incertezas no controle do conversor CC-CC, as topologias de duplo estágio de conversão baseadas no *active front-end* são acopladas, o que não tem sido investigada para a topologia em estudo. Semelhante ao caso do filtro universal, esta interação entre malhas considera constantes de tempo próximas. Sendo assim, malhas paralelas de controle de corrente para cada estágio são necessárias. Para o controle de fluxo, as mudanças de referências de corrente de carga ou descarga são geralmente conhecidas com uma margem de tempo antecipada relativamente grande (em relação a dinâmica da planta). Sendo assim, uma ação antecipativa dos distúrbios pode ser sintetizada considerando um horizonte de predição incomumente grande para aplicações de eletrônicas de potência.

Técnicas de controle preditivo vem obtendo cada vez mais atenção nas aplicações de controle de conversores, devido a flexibilidade de metodologias de projetos e consequentes resultados que se podem alcançar. Técnicas de controle preditivo incorporando incertezas, incluindo descrição por LMIs, tal como apresentado no controle ótimo dos capítulos anteriores, são bastante difundidas (algumas destas soluções são discutidas em Maciejowski (2002)). Soluções de controle preditivo aplicadas no rastreamento de tensão e corrente em conversores estáticos são apresentadas em Barros et al. (2013), Larrinaga et al. (2007), Kwan et al. (2007), Zhang et al. (2009), Lee et al. (1999), Mohamed e El-Saadany (2008), Barros e Silva (2008) e Drobic et al. (2009). Estas técnicas consideram apenas uma ou duas amostras no horizonte de predição. Parte do motivo destes resultados é devido as restrições computacionais, uma vez que geralmente os conversores estão operando com frequências de amostragens maiores que 10Khz, e os recursos de processamento embarcado operam na faixa de centenas de megahertz.

No controle preditivo baseado em modelo (MPC, *Model Predictive Control*), o sinal de atuação no sistema é determinado usando a estimação futura dos sinais da planta. A parte da dificuldade do processamento em tempo real é, na maioria das vezes, obter a estimação do comportamento da planta para uma janela de horizonte determinada, que é dependente da ação de controle em otimização. O problema de controle ótimo é geralmente não linear, e em alguns casos, são necessárias restrições sobre a ação de controle e outras métricas ou variáveis do problema (Aguirre, 2007b). A dificuldade é maior devido ao motivo de que problemas ótimos de segunda ordem, ou maior, com restrições, não possuem solução fechada. Sendo assim, métodos de solução numérica são empregados em tempo real. Para o controle preditivo baseado em modelo, a aplicação da programação quadrática é um dos métodos mais extensivamente aplicados (Camacho e Bordons, 1999).

Além dos problemas associados a existência da solução fechada, o MPC tem alto custo computacional quando a janela de predição contempla muitas amostras. Entretanto, sabendo que é possível decompor um sinal, ou resposta de um sistema, utilizando bases ortogonais, é possível reduzir as dimensões dos vetores de amostras no problema de otimização. Tal aproximação já tem sido explorada em diversos contexto de controle e processamento de sinais. Entre o conjunto de bases que tem atraído atenção de pesquisadores, estão as bases de Laguerre. Estas apresentam um conjunto de propriedades que a tornam relevantes para modelagem de sistemas, sendo usada primariamente em problemas de identificação de sistemas (Wahlberg, 1991). A aplicação de redes de Laguerre em MPC é apresentada em Wang (2004). Entre as características relevantes das redes de Laguerre, está a forma recursiva relativamente simples e de fácil processamento, e a composição de termos exponenciais, que se corretamente projetadas permitem uma representação eficiente com poucos elementos. Em adição, é possível realizar uma comparação direta com a solução clássica (amostram como trem de impulsos): estas são um caso especial da rede de Laguerre, quando a constante de decaimento dos termos exponenciais das bases é nulo.

A proposta neste capítulo é empregar a solução de controle preditivo para projeto de uma ação *feed-forward* antecipativa aos distúrbios no circuito de baterias. Tal estudo é motivado devido a magnitude dos distúrbios de perturbação de fluxo, podendo o circuito mudar entre carga e descarga subitamente. Do ponto de vista do conversor *active front-end* com uma topologia fonte de tensão, a regulação de fluxo é geralmente obtida pela regulação de tensão

no barramento CC. Sendo assim, este é utilizado como saída do modelo onde se deseja a atenuação. Do ponto de vista prático, tais perturbações causam uma variação significativa na tensão do barramento, que também se propaga às outras malhas de corrente de entrada e corrente na bateria. Para melhorar a estabilidade do sistema, esta variação deve ser reduzida a fim de não tornar inviável a linearização dos modelos das malhas rápidas, assim como evitar saturações na ação de controle, causada pelos afundamentos (o problema de linearização é também evidente nas sobretensões do barramento CC, onde o ganho nas malhas de corrente é alterado pelo novo ponto de operação, podendo o sistema tornar-se instável).

Para as soluções presentes na revisão bibliográfica, esta melhoria de estabilidade geralmente requer um maior mecanismo de armazenamento de energia para amortecer as oscilações (capacitor no caso da topologia em estudo caso). A solução proposta permite melhorar estabilidade e desempenho de transitórios, ajustando apenas a estratégia de controle ativa, permitindo também o uso de capacitores menores para um mesmo conjunto de requisitos de desempenho, reduzindo tamanho e custos do equipamento. Considerando os estudos dos capítulos anteriores, focados na compensação harmônica das correntes, é relevante notar que a mitigação dos distúrbios no barramento de tensão permite utilizar um menor ganho de realimentação na malha de controle de fluxo de energia, o que por sua vez, implica em menor propagação de ruído na malha de corrente (tal resultado será derivado). Sendo assim, a presente solução também contribui para a qualidade harmônica nas correntes de entrada.

Devido as dificuldades de realização, dada a diferença entre as dinâmicas do controle de fluxo e das malhas internas de corrente, se torna evidente que a solução convencional do controle MPC não é prática para aplicações em tempo real. Para este problema as duas alternativas são, decimação e interpolação dos sinais entre as malhas de controle, ou utilização de uma solução empregando uma decomposição do sistema em bases ortogonais. Sendo assim, este trabalho apresenta uma solução empregando um controle MCP com bases de Laguerre. É apresentado que para os casos em estudo, é possível representar o sistema eficientemente (baixa margem de erro) com pouco mais de 10 bases considerando um tempo de predição com 500 amostras. Tal redução de complexidade é considerável, sendo que não é esperado a viabilidade de uma decimação resultando em um mesmo grau de simplificação.

10.2 Modelagem e Controle do Conversor *Active Front-End*

A figura 10.1 apresenta a topologia empregada para controle de fluxo de energia com um banco de baterias. O *active front-end* corresponde à um retificador cujas considerações de modelo são similares àquelas apresentadas nos capítulos anteriores referentes aos filtros ativos paralelos. A rede é representada pelas fontes de tensão e_{gx} ($x = 1, 2, 3$) e impedâncias $z_g = pL_g + R_g$. As correntes de rede são dada por i_{gx} . A impedância dos indutores de filtro é dada por $z_f = L_f p + R_f$. As tensões de polos são então obtidos por

$$v_{gx0} = (2q_x - 1) \frac{v_{cc}}{2} \quad (x = 1, 2, 3) \quad (10.1)$$

onde, similar ao apresentado no capítulo 4,

$$v_{gx0} = v_{gx} + v_{g0} \quad (x = 1, 2, 3) \quad (10.2)$$

$$\sum_{x=1}^3 v_{gx} = 0 \quad (10.3)$$

$$v_{g0} = \frac{1}{3} \sum_{x=1}^3 v_{gx0} \quad (10.4)$$

o modelo dinâmico pode então ser obtido de forma similar empregando as equações de tensão dada por

$$e_{gx} = v_{gx} + z_{gf} i_{gx} \quad (x = 1, 2, 3) \quad (10.5)$$

que, a partir da modelagem dos sinais médios durante o ciclo de chaveamento (tal como abordado no capítulo 4) e de desacoplamento pela transformada de Clarke, resulta em

$$I_{gn}(s) = \frac{E_{gn}(s) - V_{gn}(s)}{L_{gf}s + R_{gf}} \quad n = [d^s, q^s] \quad (10.6)$$

onde d^s e q^s são componentes referentes a eixos estacionários, $R_{gf} = R_g + R_f$ e $L_{gf} = L_g + L_f$.

No segundo estágio, o conversor CC-CC opera com capacidade bidirecional, utilizando duas chaves e um filtro LCL. A tensão aplicada no filtro é dada por $v_{cb} = q_a v_{cc}$. As impedâncias dos filtros indutivos são dadas por $z_{f1} = L_{f1}p + R_{f1}$ e $z_{f2} = L_{f2}p + R_{f2}$, e o capacitor em paralelo é C_f . A dinâmica do conversor CC-CC para médias dos sinais, desprezando as perdas, é dado por (Liserre, Blaabjerg e Hansen, 2005b)

$$\frac{I_{bat}(s)}{V_{cb-b}(s)} = \frac{k_{lcl}}{s(s^2 + \omega_{lcl}^2)} \quad (10.7)$$

onde I_{bat} é a corrente na bateria, $k_{lcl} = (C_f L_{f1} L_{f2})^{-1}$, $\omega_{lcl} = \sqrt{(L_{f1} + L_{f2}) / (C_f L_{f1} L_{f2})}$, e $V_{cb-b} = V_{cb} - V_{bat}$, onde V_{bat} é a tensão nos terminais do banco de baterias. No modelo (10.7), é possível desprezar o efeito ressonante dos polos para frequências abaixo de ω_{lcl} . A função dinâmica equivalente para os casos de baixa frequência é dada por

$$\frac{I_{bat}(s)}{V_{cb-b}(s)} = \frac{1}{(L_{f1} + L_{f2})s} = \frac{K_{ll}}{s} \quad (10.8)$$

A figura 10.2 apresenta a estratégia de controle empregada para a topologia em questão. O controle do *active front-end* é orientado em tensão, similar à estratégia apresentada no capítulo 4. O controle de fluxo de energia é obtido através da regulação da tensão no barramento CC, que determina as correntes de referência no retificador. A tensão da bateria é determinada por uma malha externa não linear, que define a corrente de referência. A partir da corrente de referência que deve ser aplicada na bateria, um controlador linear para corrente CC garante o rastreamento e convergência. A atual solução é baseada nas soluções clássicas, onde o acoplamento entre o primeiro e segundo estágio de conversão é desprezado. As correntes da rede só são corrigidas quando a tensão do barramento é afetada.

No conversor CC-CC, a fim de simplificar o projeto de controle (não inclusão da compensação de amortecimento tal como nos trabalhos em (Gabe, 2013; Twining e Holmes, 2003; Jiao e Lee, 2014; He et al., 2013)), a banda passante do sistema de controle do conversor CC-CC empregando um controlador proporcional-integral $K_{cb}(s) = K_{pcb} + K_{icb}/s$ deve ser abaixo da frequência de ressonância do filtro LCL. Sendo assim, o filtro LCL deve ser projetado considerando aspectos do circuito (ondulação, tamanho físico, perdas, custos, etc.) e de controle (limitação da banda passante do controlador dada por ω_{lcl}). Em malha fechada, o sistema é então

$$\frac{I_{bat}(s)}{I_{bat}^*(s)} = \frac{K_{ll}(K_{pcb}s + K_{icb})}{s^2 + K_{pcb}K_{ll}s + K_{icb}K_{ll}} = G_{bat}(s) \quad (10.9)$$

que pode ter seus polos arbitrariamente projetados, satisfazendo uma banda passante menor que ω_{lcl} .

Similarmente, para a corrente CA pode ser empregado um controlador proporcional-integral $K_{ca}(s) = K_{pca} + K_{ica}/s$. Para a planta em (10.6), desprezando as perdas, o sistema em malha fechada por ser simplificado como um sistema de primeira ordem dado por $I_g/I_g^* = \alpha_g/(s + \alpha_g)$, onde $\alpha_g = K_{pca}/L_f$. A partir de α_g se projeta a banda passante de rastreamento de I_g^* , geralmente 5 a 10 vezes a frequência fundamental, se nenhum controlador ressonante

adicional é utilizado. Isso garante uma qualidade harmônica aceitável, e um bom desempenho para transitórios (convergência em $t = 5/\alpha_g$). O controle do fluxo de energia através da regulação de tensão do barramento CC considera outro controlador proporcional-integral $K_{cc}(s) = K_{pcc} + K_{icc}/s$. Então, considerando uma tensão de referência V_{cc}^* constante, para distúrbios de tensão $\Delta V_{cc}(s)$ no barramento tem-se

$$\frac{\Delta I_g(s)}{\Delta V_{cc}(s)} = \frac{\alpha_g(K_{pcc}s + K_{icc})}{s(s + \alpha_g)} \tag{10.10}$$

onde $\Delta I_g(s)$ é o distúrbio de corrente. A equação (10.10) para $\alpha_g \gg \omega \gg K_{icc}/K_{pcc}$ resulta em $\Delta I_g/\Delta V_{cc} = K_{pcc}$. Sendo assim, a fim de que os distúrbios de tensão no barramento CC não tenham impacto da qualidade harmônica da corrente de rede, K_{pcc} deve ser pequeno. Considerando o modelo do retificador como aquele apresentado em (4.45), e considerando que V_{cc} é geralmente muito maior em magnitude que I_g , fica evidente que o desempenho do sistema é severamente afetado por distúrbios e ruídos de medição na obtenção da tensão do barramento CC.

Em termos práticos, tal resultado implica em um limite no tempo de convergência mínimo alcançável no controle do barramento de tensão para próximo a um quarto de segundo. A fim de manter a tensão regulada (pequena variação para mudanças no fluxo de energia), é geralmente necessário empregar um maior capacitor, o que impacta nas dimensões físicas e custos do produto. Sendo assim, fica aqui evidente a necessidade de uma estratégia de auxílio da regulação de tensão, sem aumento da sensibilidade à ΔV_{cc} a fim de não comprometer a qualidade na corrente de entrada. Tal solução é apresentada na próxima seção.

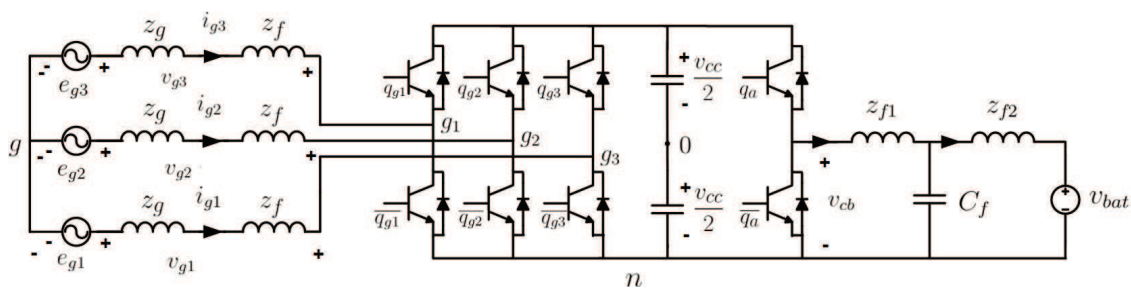


Figura 10.1: Circuito trifásico regenerativo para carga e descarga de baterias.

O modelo do balanço de potência é obtido de forma similar ao apresentado no capítulo 4. Neste caso, a fim de simplificar o modelo equivalente (uma vez que a ordem do modelo tem grande impacto na complexidade computacional do controle preditivo), a energia das

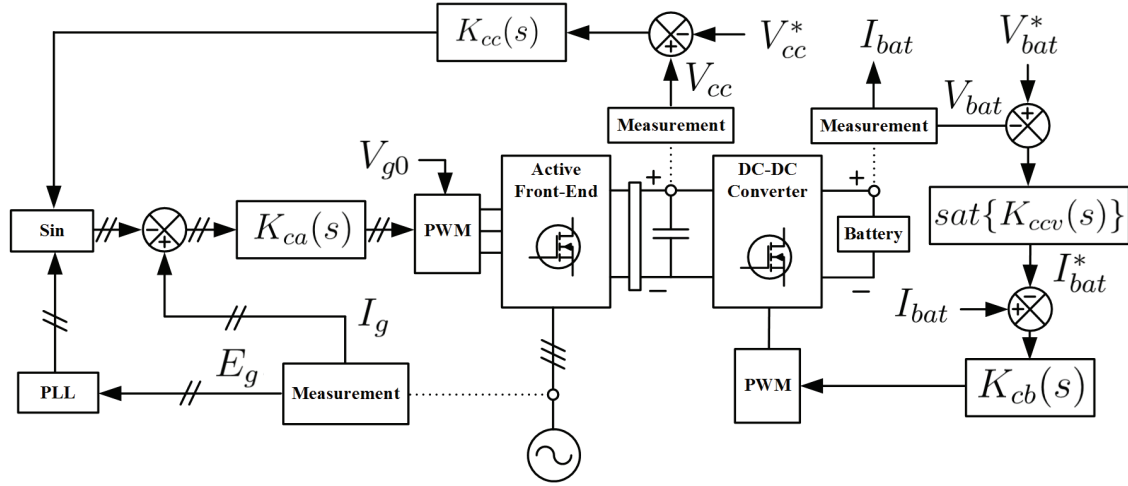


Figura 10.2: Esquema de controle para o circuito *active front-end* e conversor CC-CC.

impedâncias de filtro é desprezada, uma vez que tem relativamente pouco impacto dada as constantes de tempo no modelo de fluxo de energia. A equação do balanço de potência é dada por

$$\frac{3}{2}e_{gd}(t)i_{gd}(t) = C\frac{dv_{cc}(t)}{dt} + \frac{v_{cc}^2(t)}{R_{cc}} + i_{bat}(t)v_{bat}(t) \quad (10.11)$$

Na obtenção do modelo linear, são consideradas as perturbações: $i_{gd}(t) = I_{gd0} + \Delta i_{gd}(t)$, $v_{cc}(t) = V_{cc0} + \Delta v_{cc}(t)$ e $i_{bat}(t) = I_{bat0} + \Delta i_{bat}(t)$. O modelo linear é então dado por

$$\begin{aligned} \Delta V_{cc}(s) &= \frac{3R_{cc}E_{gd}}{4V_{cc0}(CR_{cc}s + 1)}\Delta I_{gd}(s) - \frac{RV_{bat}}{4V_{cc0}(CR_{cc}s + 1)}\Delta I_{bat}(s) \\ &= \begin{bmatrix} G_{ic}(s) & G_{cb}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{gd}(s) \\ \Delta I_{bat}(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10.12)$$

Tal modelo pode ser estendido para o caso de conversão multiportas. Para N portas controladas (N circuitos de derivação, incluindo conversor CC-CC e banco de baterias), utilizando (10.9), obtém-se que

$$\Delta V_{cc}(s) = \frac{3R_{cc}E_{gd}}{4V_{cc0}(CR_{cc}s + 1)}\Delta I_{gd}(s) - \sum_{k=1}^N \frac{RV_{bat}}{4V_{cc0}(CR_{cc}s + 1)}G_{bat}(s)I_{bat,k}^*(s) \quad (10.13)$$

onde $I_{bat,k}^*$ é a corrente de referência para o módulo k . Este pode, por superposição, adotar

$\sum_{k=1}^N I_{bat,k}^*(s) = I_{batt}^*(s)$, resultando em

$$\begin{aligned} \Delta V_{cc}(s) &= \frac{3R_{cc}E_{gd}}{4V_{cc0}(CR_{cc}s + 1)} \Delta I_{gd}(s) - \frac{RV_{bat}}{4V_{cc0}(CR_{cc}s + 1)} G_{bat}(s) I_{batt}^*(s) \\ &= \begin{bmatrix} G_{ic}(s) & G_{cb}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & G_{bat}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{gd}(s) \\ I_{batt}^*(s) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10.14)$$

O modelo de perturbação na corrente da bateria é obtido considerando (10.7), e as perturbações $v_{cc}(t) = V_{cc0} + \Delta v_{cc}(t)$, $m_{cb}(t) = M_{cb0} + \Delta m_{cb}(t)$, $i_{bat}(t) = I_{bat0} + \Delta i_{bat}(t)$ e $i_{bat}^*(t) = I_{bat0}^* + \Delta i_{bat}^*(t)$, onde m é o sinal de modulação. Considerando que $V_{cb}(s) = K_{cb}(s)/V_{cc}(s)$, obtém-se que

$$\begin{aligned} \Delta I_{bat}(s) &= G_{bat}(s) \Delta I_{bat}^*(s) + \frac{K_{ll}M_{bc0}s}{s^2 + K_{pcb}K_{ll}s + K_{icb}K_{ll}} \Delta V_{cc}(s) \\ &= G_{bat}(s) \Delta I_{bat}^*(s) + G_{batv}(s) \Delta V_{cc}(s) \end{aligned} \quad (10.15)$$

A partir dos modelos de perturbação desenvolvidos é possível projetar os controladores $K_{cc}(s)$, $K_{ca}(s)$ e $K_{cb}(s)$. A fim de projetar uma ação de controle *feedforward*, I_g^* é determinado não somente pelo controlador $K_{cc}(s)$, mas também por um sinal $U_{ff}(s)$. Sendo assim, expandindo (10.14) com (10.15), tem-se que o modelo de distúrbios é dado por

$$\Delta V_{cc}(s) = \begin{bmatrix} G_{ic}(s) \frac{\alpha_g}{s + \alpha_g} & G_{cb}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{cc}(s) & 0 & 1 \\ G_{batv}(s) & G_{bat}(s) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{cc}(s) \\ I_{batt}^*(s) \\ U_{ff}(s) \end{bmatrix} \quad (10.16)$$

A figura 10.3 apresenta a malha de realimentação segundo o modelo (10.16). Nesta fica evidente o acoplamento entre as malhas no desempenho da regulação de tensão. A fim de suavizar os transitórios, na próxima seção é proposta uma solução de projeto para $U_{ff}(s)$ que garanta a mínima variação de $\Delta V_{cc}(s)$ para qualquer mudança de $I_{bat}^*(s)$. Como α_g é geralmente muito maior que a banda passante dos outros termos do controle, a aproximação $\alpha_g/(s + \alpha_g) \approx 1$ é, na maior parte das vezes, razoável. Para este caso, obtém-se de 10.16 o seguinte modelo em malha fechada:

$$\Delta V_{cc}(s) = \frac{G_{ic}(s)U_{ff}(s) + G_{bat}(s)G_{cb}(s)I_{batt}^*(s)}{1 - (K_{cc}(s)G_{ic}(s) + G_{batv}(s)G_{cb}(s))} = G_{f1}(s)U_{ff}(s) + G_{f2}(s)I_{batt}^*(s) \quad (10.17)$$

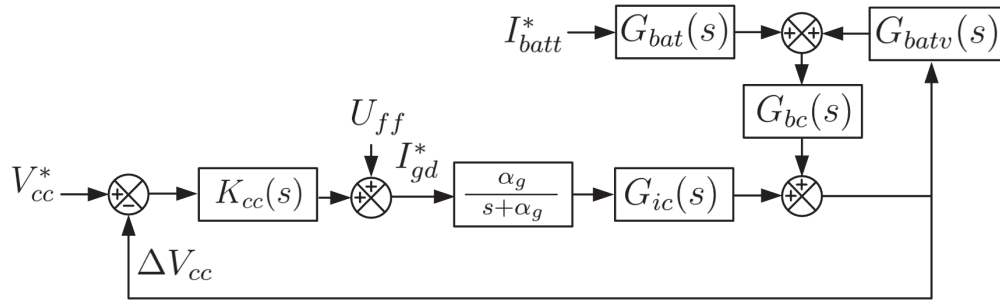


Figura 10.3: Malha realimentada do controle de fluxo de energia considerando acoplamentos entre primeiro e segundo estágio de conversão.

10.3 Estratégia de Geração da Ação *Feed-Forward* Antecipativa

No projeto da ação preditiva ótima, o sistema é modelado em tempo discreto a fim de simplificar a realização digital da solução. Como geralmente o ponto de operação não é conhecido, a função custo é definida em termos de incrementos (variações) da ação de controle. Sendo assim, para um modelo discreto estritamente próprio, descrito por $X_m[n+1] = A_m X_m[n] + B[n]U_m[k]$ e $Y_m[n] = C_m x_m[n]$, onde $X_m[n] \in \mathfrak{R}^{m_1}$, $U_m[n] \in \mathfrak{R}^{m_2}$ e $Y_m[n] \in \mathfrak{R}^{m_3}$ tal que $n, m_1, m_2, m_3 \in \mathfrak{R}$ (outras dimensões derivadas conforme a consistência), é obtido o modelo estendido

$$\begin{bmatrix} \Delta X_m[n+1] \\ Y_m[n+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_m & 0^{m_1 \times m_3} \\ C_m & I^{m_3 \times m_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta X_m[n+1] \\ Y_m[n+1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_m \\ C_m B_m \end{bmatrix} \Delta U_m[n] \quad (10.18)$$

$$Y_m[n] = \begin{bmatrix} 0^{m_3 \times m_1} & I^{m_3 \times m_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta X_m[n] \\ Y_m[n] \end{bmatrix}$$

onde $\Delta X_m = X_m[n] - X_m[n-1]$. Na literatura (10.18) é também conhecido como modelo em espaço de estados com integrador integrado (Wang, 2009), e pode ser representado por $X_e[n+1] = A_e X_e[n] + B_e \Delta U_m[n]$ e $Y_m[n] = C_e[n] X_e[n]$. Isto é de interesse na aplicação uma vez que o ponto de operação é geralmente incerto. A predição para um horizonte N_p é obtida como

$$Y_N = F_N X_e[n] + \Phi_N \Delta U_N \quad (10.19)$$

onde

$$F_N = \begin{bmatrix} C_e A_e \\ C_e A_e^2 \\ \dots \\ C_e A_e^{N_p} \end{bmatrix} \quad (10.20)$$

$$\Phi_N = \begin{bmatrix} C_e B_e & 0 & \dots & 0 \\ C_e A_e B_e & C_e B_e & \dots & 0 \\ \dots & & \dots & \dots \\ C_e A_e^{N_p} B_e & C_e A_e^{N_p-1} B_e & \dots & C_e B_e \end{bmatrix} \quad (10.21)$$

Para um dado ponto de referência dentro do horizonte de predição, o argumento da função de custo consiste no vetor ΔU_N , tal que o erro entre as saídas e o vetor de referência seja minimizado. Assumindo um vetor de referência $R_N^T = \begin{bmatrix} r_s[n] & r_s[n+1] & \dots & r_s[n+N_p] \end{bmatrix}$, a função custo é dada por

$$J = (R_N - Y_N)^T (R_N - Y_N) + \Delta U_N^T R_w \Delta U_N \quad (10.22)$$

onde $R_w \in \mathfrak{R}^{N_p \times N_p}$ é uma matriz diagonal definida positiva empregada para ponderar a ação de controle. Maiores elementos em R_w implicam em maior custo J para um dado ΔU_N . Logo, a solução ótima tende a uma menor variação da ação de controle quanto maior for R_w . A solução ótima para (10.22) (faz-se $dJ/d\Delta U_N = 0$) é

$$\Delta U_N = (\Phi_N^T \Phi_N + R_w)^{-1} \Phi_N^T (R_N - F_N X[n]) \quad (10.23)$$

Para aplicações embarcadas, o processamento de (10.23) é de alto custo. Felizmente, se Φ_N e R_w forem constantes na operação em tempo real, é possível armazenar apenas a solução de $(\Phi_N^T \Phi_N + R_w)^{-1}$. Entretanto, esta solução é uma matriz $N_p \times N_p$, e um número razoável de multiplicações é ainda necessário. Na aplicação em questão, dado que a maior parte dos controladores de corrente internos operam síncronos à modulação, que é geralmente na casa de dezenas de kHz, para o período de convergência nas malhas de controle de fluxo de energia (como discutido na seção anterior, maior que um quarto de segundo), implica que N_p é na

ordem de 10^3 . Estes requisitos tornam a aplicação do controle preditivo proibitiva, e uma representação alternativa do problema de controle é necessária.

O uso de redes de Laguerre é uma alternativa para decomposição dos sinais do sistema em um conjunto de bases ortogonais, que tem sido explorado nos problemas de modelagem, devido as propriedades de decaimento exponencial. As redes de Laguerre constituem um sistema autônomo com $L[n] \in \mathfrak{R}_l^N$ determinado por

$$L[n] = A_l L[n + 1] \tag{10.24}$$

onde

$$A_l = \begin{bmatrix} \alpha_l & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \beta_l & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -\alpha_l \beta_l & \beta_l & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \alpha_l^2 \beta_l & -\alpha_l \beta_l & \beta_l & 0 & \dots & 0 \\ -\alpha_l^3 \beta_l & \alpha_l^2 \beta_l & -\alpha_l \beta_l & \beta_l & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ (-1)^{N_l} \alpha_l^{N_l-2} \beta_l & (-1)^{N_l-1} \alpha_l^{N_l-3} \beta_l & (-1)^{N_l-2} \alpha_l^{N_l-4} \beta_l & (-1)^{N_l-3} \alpha_l^{N_l-5} \beta_l & \dots & \alpha_l \end{bmatrix} \tag{10.25}$$

onde $\beta_l = (1 - \alpha_l^2)$. Alternativamente, o modelo (10.24) pode ser representado como uma rede recursiva, dada por

$$\bar{L}_k[z] = \bar{L}_{k-1}[z] \frac{z^{-1} - \alpha_l}{1 - \alpha_l z^{-1}} \tag{10.26}$$

com

$$\bar{L}_1[z] = \frac{\sqrt{1 - \alpha_l}}{1 - \alpha_l z^{-1}} \tag{10.27}$$

Para $L[n] = [l_1[n] \ l_2[n] \ \dots \ l_{N_l}[n]]^T$, a ortogonalidade garante que

$$\sum_{n=0}^{\infty} l_i[n] l_j[n] = 0 \text{ for } i \neq j \tag{10.28}$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} l_i[n] l_j[n] = 1 \text{ for } i = j \tag{10.29}$$

Especificamente quando $\alpha_l = 0$, tem-se que $L[n] = \begin{bmatrix} \delta[n] & \delta[n-1] & \dots & \delta[n-N_l] \end{bmatrix}^T$. Sendo assim, a solução do MPC em (10.23) é um caso particular da formulação com as redes de Laguerre. Um sistema $G(z)$ pode ser representado como

$$g[n] = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \dots & c_{N_l} \end{bmatrix} L[n] = L[n]^T \eta \quad (10.30)$$

onde $g[n]$ é sua resposta ao impulso e $c_i = \sum_{n=0}^{\infty} g[n]l_i[n]$.

Para o controle preditivo, a ação de controle no modelo (10.18) pode ser formulada tal como (10.30) resultando $\Delta U_m[n] = L[n]^T \eta$. Consequentemente, o problema do controle preditivo em (10.22) pode ser escrita como

$$J = (R_N - (F_N X_e[n] + \Phi_N^L \Delta \eta))^T (R_N - (F_N X_e[n] + \Phi_N^L \Delta \eta)) + \eta^T R_\eta \eta \quad (10.31)$$

onde

$$\Phi_N^L = \begin{bmatrix} C_e B_e L[0]^T \\ C_e A_e B_e L[1]^T + C_e B_e L[0]^T \\ \dots \\ C_e A_e^{N_p} B_e L[N_p - 1]^T + C_e A_e^{N_p - 1} B_e L[N_p - 2]^T + \dots + C_e B_e L[0]^T \end{bmatrix} \quad (10.32)$$

e a solução equivalente à (10.23) torna-se

$$\eta = ((\Phi_N^L)^T \Phi_N^L + R_\eta)^{-1} (\Phi_N^L)^T (R_N - F_N X[n]) \quad (10.33)$$

Para a aplicação em questão, o modelo de cancelamento de perturbação antecipativa emprega (10.17), derivado na seção anterior. O desenvolvimento da solução emprega a malha apresentada na figura 10.4. A partir da análise, verifica-se que o vetor de referência R_N em (10.31) não é disponível, e deve ser estimado a partir do par $\{F_N, \Phi_N\}$ ou $\{F_N, \Phi_N^L\}$. Como as referências não são obtidas a partir de bases de Laguerre, o primeiro par com uma matriz de interpolação pode ser aplicado (normalmente isto é realístico uma vez que o sinal I_{batt}^* pode ser decimado na estratégia de controle). Sendo assim,

$$R_{N|G_{f2}[z]} = F_{N|G_{f2}[z]} X_{G_{f2}[z]} + \Phi_{N|G_{f2}[z]} I_M \Delta I_{batt}^* \quad (10.34)$$

onde o subíndice $N|G_{f2}[z]$ implica no sistema descrito em (10.19) usando as matrizes $\{A_{f2}, B_{f2}, C_{f2}\}$ no lugar de $\{A_m, B_m, C_m\}$ em (10.18), as quais podem ser obtidas de (10.17) considerando

$$(1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G_{f2}(s)}{s} \right\} \Big|_{t \rightarrow nT_s} \right\} = C_{f2} (A_{f2} z - I)^{-1} B_{f2} \quad (10.35)$$

I_M é a matriz de interpolação e

$$\Delta I_{batt}^* = \begin{bmatrix} I_{batt}^*(T_s N_M) - I_{batt}^*(0) \\ I_{batt}^*(2T_s N_M) - I_{batt}^*(T_s N_M) \\ \dots \\ I_{batt}^*(T_s(N_p - 1)) - I_{batt}^*(T_s(N_p - 1 - N_M)) \end{bmatrix}^T \quad (10.36)$$

onde $N_M \in \mathfrak{R}$ é a decimação no sinal de referência. Para uma interpolação linear, I_M é dada por

$$I_M = \begin{bmatrix} I_D & I_C & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & I_D & I_C & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_D & I_C & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & I_D & I_C \end{bmatrix} \quad (10.37)$$

onde o par de vetores $\{I_D, I_C\} \in \mathfrak{R}^{1 \times N_M}$ contém elementos decrescentes e crescentes, na faixa de 0 a 1 ($I_C^T = [1/N_M \ 2/N_M \ \dots \ 1]$ e $I_D^T = [(N_M - 1)/N_M \ (N_M - 2)/N_M \ \dots \ 0]$). Importante notar que $\Phi_{N|G_{f2}[z]} I_M$ pode ser calculado *off-line*, reduzindo as dimensões da matriz resultante a ser multiplicada por ΔI_{batt}^* . Na presente solução, a variação da referência I_{batt}^* é realizada em um instante cujo ponto de equilíbrio foi previamente alcançado $\Delta X_m = 0$. Considerando que em (10.17), $|G_{f1}(j\omega)| \Big|_{\omega \rightarrow 0} = |G_{f2}(j\omega)| \Big|_{\omega \rightarrow 0} = 0$, (10.34) pode ser simplificado como

$$R_{N|G_{f2}[z]} = \Phi_{N|G_{f2}[z]} I_M \Delta I_{batt}^* \quad (10.38)$$

Finalmente, o par $\{F_N, \Phi_N^L\}$ pode ser obtido usando $\{A_{f1}, B_{f1}, C_{f1}\}$, resultando em

$$Y_{N|G_{f1}[z]} = \Phi_{N|G_{f1}[z]} I_M \Delta U_{ff}^* \quad (10.39)$$

onde $Y_{N|G_{f1}[z]} + R_{N|G_{f2}[z]} = \Delta V_{cc,N|G_{f2}[z]}$. O problema de otimização é derivado com os modelos obtidos, tal como (10.31), resultando na solução (10.33), que pode ser reescrita para o caso particular como

$$\eta = \{((\Phi_{N|G_{f1}[z]}^L)^T \Phi_{N|G_{f1}[z]}^L + R_\eta)^{-1} (\Phi_{N|G_{f1}[z]}^L)^T \Phi_{N|G_{f2}[z]} I_M\} \Delta I_{batt}^* = \Gamma_{G_{f1}[z], G_{f2}[z]} \Delta I_{batt}^* \quad (10.40)$$

onde $\Gamma_{G_{f1}[z], G_{f2}[z]} \in \mathfrak{R}^{N_i \times N_p / N_M}$ é uma matriz que pode ser calculada *off-line*, dado que os parâmetros de modelo, intervalo de horizonte, decimação da referência e a matriz de pesos R_η permaneçam constantes durante a operação do conversor.

Fica então evidente a simplificação do problema, uma vez que o cálculo em (10.40) é aplicável no processamento embarcado em tempo real. Conforme a discussão apresentada, controladores em conversores PWM operam geralmente na faixa de dezenas de kHz. Para um controle em 10kHz, dada a topologia apresentada operando em média potência, um horizonte de predição condizente é próximo a meio segundo, o que implica $5 \cdot 10^3$ amostras, e matrizes no problema original de dimensão $5 \cdot 10^3 \times 5 \cdot 10^3$. Dada a dinâmica exponencial das malhas de realimentação lineares, é possível obter uma aproximação razoável de modelos com pouco mais de 10 bases de Laguerre. Adicionalmente, considerando que uma decimação com $N_M = 100$ para I_{batt}^* (amostragem de 10 ms) resulta em uma matriz $\Gamma_{G_{f1}[z], G_{f2}[z]}$ com dimensão 10×50 . A redução do número de operações necessárias na implementação do controle preditivo para estes dados hipotéticos está na ordem de 100 mil vezes.

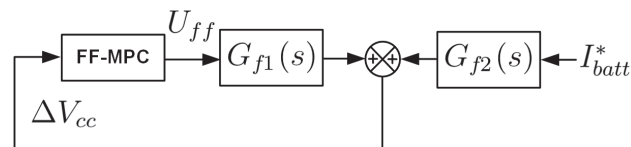


Figura 10.4: Modelo dinâmico das realimentações lineares no conversor, o qual é empregado no desenvolvimento da ação preditiva ótima.

10.4 Resultados da Proposta de Controle com Ação Antecipativa Proposta

Esta seção apresenta a análise numérica assim como os resultados de uma implementação da presente proposta de controle. Para o estudo dos resultados experimentais, foi empregado um protótipo de 1kVA desenvolvido em laboratório. A análise consiste na variação do fluxo de energia, entre os modos de carga e descarga (regeneração) do banco de baterias. Os parâmetro do circuito do protótipo são apresentados na tabela 10.1.

Tabela 10.1: Parâmetros do conversor regenerativo de dois estágios (figura 10.1).

Grid Phase Voltage	110V <i>RMS</i>
DC Bus Voltage	350V <i>RMS</i>
Line Inductor (L_g)	1mH
Filter Inductor(L_f)	4mH
DC-DC Inductor Filter (L_{f1})	4mH
DC-DC Inductor Filter (L_{f2})	2mH
DC-DC Capacitance Filter (C_f)	1uF
DC Bus Capacitance (C)	2.2mF

10.4.1 Resultados Numéricos

A partir dos parâmetro do conversor para o qual o projeto se destina, apresentados na tabela 10.1, é possível desenvolver os controladores lineares apresentados na figura 10.2. A projeto do conversor CC-CC releva as questões anteriormente observadas, e os polos do controle linear em malha fechada (ver (10.9)) são projetados para uma convergência próxima a 50 milissegundos. A resposta do sistema é apresentada na figura 10.5.

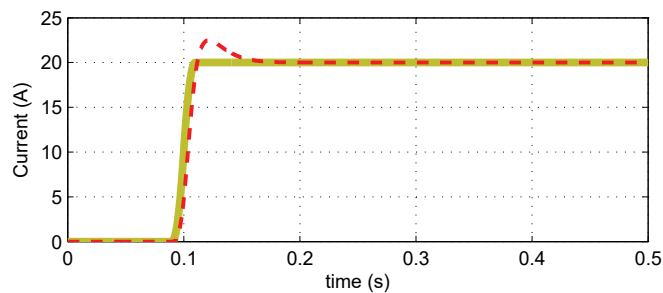


Figura 10.5: Resposta da malha de controle de corrente do conversor CC-CC. Vermelho pontilhado é a corrente i_{bat} . Amarelo é corrente de referência i_{bat}^* .

O projeto da ação antecipativa empregando (10.33) requer, além dos modelos, parâmetros referentes ao horizonte de previsão, decimação de referência e sintonia da rede de Laguerre. Para estes são empregados os parâmetros descritos na tabela 10.2. Para isto deve-se considerar que a frequência de amostragem para discretização dos controladores é

Tabela 10.2: Parâmetros do controle antecipativo empregados para implementar (10.33).

N_p	$5 \cdot 10^3$
N_M	50
α_l	0.9985
N_l	15
T_s	10^4

10kHz. Em adição, é determinado que o período do evento de variação da referência é 100 milissegundos. Tais parâmetros empregados nesta análise numérica são também os utilizados nos resultados experimentais da próxima seção.

No projeto do conversor de dois estágios, foi considerado que as perdas de conversão são próximas a 80W (isto determina R_{cc} no modelo (10.12)). A figura 10.6 apresenta os resultados do sinal negativo da perturbação de saída e o da contra-perturbação de saída (derivados da figura 10.4, onde perturbação é a saída de $G_{f2}(s)$, e contra-perturbação, $G_{f1}(s)$, tal que a soma resulta $\Delta V_{cc}(s)$). A ação antecipativa é derivado apenas para o modelo nominal, com perdas de 80W. Apesar disto, pode-se ver que o erro entre a perturbação e contra-perturbação é pequeno para os três casos. Sendo assim, estima-se que a sensibilidade em relação a R_{cc} é pequena para a faixa de projeto.

A partir da figura 10.6 é possível verificar que o sinal *feedforward* sintetizado com as bases de Laguerre apresenta oscilações ao final do período¹. A fim de reduzir esse efeito é possível realizar algum tipo de filtragem ou técnica de janelamento em ΔU_{ff} . Este trabalho emprega o uso da janela $\Delta U_{ff} = p[n]L[n]^T \eta$ onde $p[n] = 1$ para $0 < n < N_f$ ($N_f < N_p$), e $p[n] = (1 - 2n)N_p / (N_p - N_f)$ para $N_f < n < N_p$. Esta janela tem ganho unitário de 0 à N_f , e uma rampa com amplitude igual a um em N_f e zero em N_p . Apesar do possível erro estático incorporado (não significativo), é importante notar que, de acordo com a seção anterior, $G_{f1}(s)$ e $G_{f2}(s)$ tem um zero na origem, sendo que o ponto de operação alcançado

¹Similar efeito é descrito na análise de Fourier, conhecido como fenômeno de *Gibbs*, onde oscilações ocorre próximos as descontinuidades

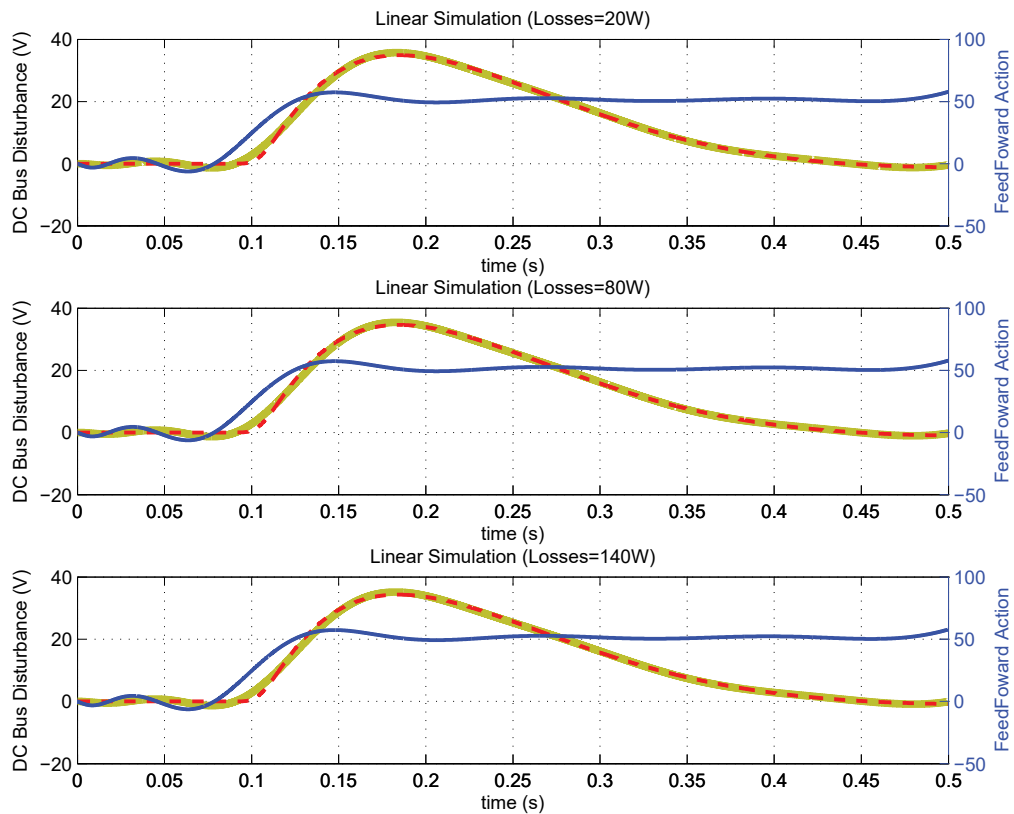


Figura 10.6: Compensação antecipativa considerando variações de R_{cc} . Azul é a ação antecipativa u_{ff} . Vermelho pontilhado é o negativo do distúrbio de saída (tensão no barramento CC). Amarelo é o contra-distúrbio de saída (tensão no barramento CC).

pela ação integradora dos controladores lineares.

10.4.2 Resultados Experimentais

Os resultados foram obtidos empregando um protótipo de 1kVA desenvolvido em laboratório, cujas as especificações são apresentadas na tabela 10.1. O circuito, contém soluções similares àquele apresentado no anexo I. Entretanto, aqui é empregado um DSP da Texas InstrumentsTM, modelo TMS320F28335, operando em 150Mhz, com aquisição em 10Khz. A frequência de comutação do *active front-end* é 10kHz, e do conversor CC-CC do segundo estágio, 50kHz (a frequência é maior a fim de reduzir a ondulação de corrente nas baterias). O sistema de aquisição é desenvolvido a partir de sensores de efeito Hall. O banco de baterias opera com 6 baterias em série, cada uma com tensão terminal nominal de 12V, resultando em um barramento com 60V. Maiores detalhes sobre a realização física do sistema

são encontrados em (Ketzer et al., 2016a).

O programa em tempo real, similar às soluções anteriores, consiste em uma interrupção periódica do sistema de aquisição que calcula a rotina de controle. Adicionalmente, algoritmos de comunicação e geração de referências são processados de forma assíncrona com menor prioridade de execução. As referências de corrente na bateria são geradas e monitoradas através de um computador, com uma interface serial ao DSP. A partir do comando de mudança de referências, as rotinas assíncronas calculam (10.40) com menor prioridade, cujo tempo de término não é tão crítico. Quando η é determinado, a rotina para síntese do sinal *feed-forward* é habilitada. Usando as bases calculadas, somente a rede de Laguerre necessita ser processada em tempo real (veja 10.24). Como é definido um horizonte de previsão de 0.5s, sendo a ação 0.1s antes da variação de referência de i_{bat} , contadores são inicializados em sincronia com o início da execução da ação. Um evento é gerado para as mudanças de referências quando o período de 0.1s é alcançado, redefinindo o fluxo de carga.

A figura 10.7 apresenta a operação estacionária das correntes de entrada durante uma condição de carga nas baterias. A figura 10.8 apresenta similares condições de medição para a condição de descarga, o que corresponde a operação regenerativa. O fator de potência do *active front-end* é na faixa de 0.997, com a distorção harmônica das correntes na faixa de 2.4%, e das tensões, de 2%. As análises harmônicas das correntes e tensões de rede são apresentadas nas figuras 10.9 e 10.10. Tal como pode ser visto nos resultados, a 5^a harmônica, presente na tensão e corrente, corresponde a pouco menos de 2%, sendo as demais componentes menores que 1% tanto na tensão como na corrente. Tal conversor cumpre os requisitos de distorção harmônica no acoplamento sem a necessidade dos compensadores ressonantes dos capítulos anteriores, e portanto, tal solução não é necessária no presente cenário.

As figuras 10.11 e 10.12 apresentam os transitórios de carga para descarga e descarga para carga, respectivamente, considerando o conversor operando sem a ação antecipativa (tal como descrito na figura 10.2). O procedimento de transição de carga para descarga apresenta uma sobre tensão, uma vez que por um curto espaço de tempo após a transição, o fluxo positivo do *active front-end* e da bateria somam-se, aumentando a tensão até que os reguladores da corrente de rede convirjam para um novo ponto de operação. Semelhantemente, os fluxos negativos somam-se no caso da transição de descarga para carga, provocando um

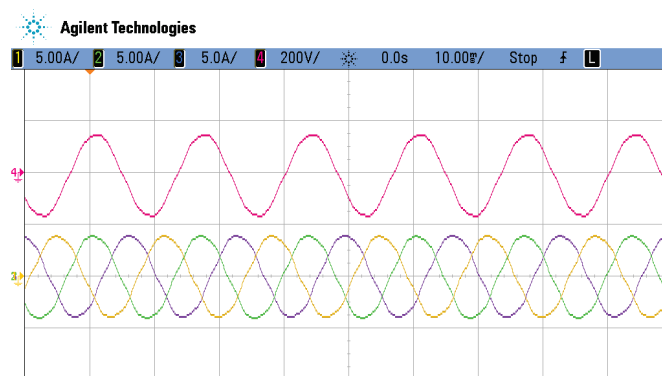


Figura 10.7: Correntes da rede com conversor operando em modo de carga. Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

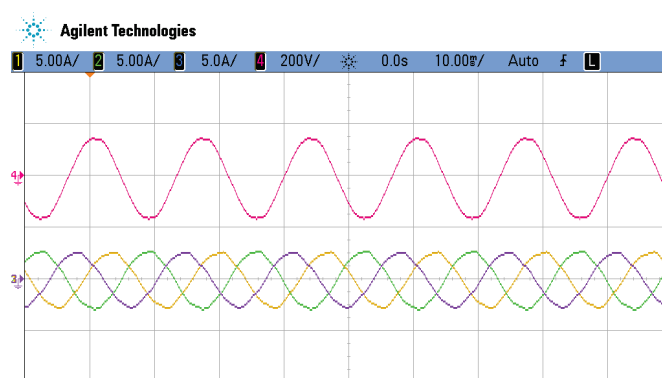


Figura 10.8: Correntes da rede com conversor operando em modo de descarga (operação regenerativa). Verde/Amarelo/Roxo são as correntes de rede i_g (5A/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

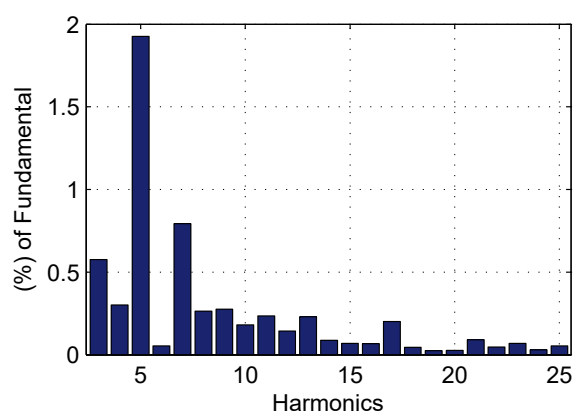


Figura 10.9: Análise harmônica das correntes de rede na operação do *active front-end*. THD é 2.4%.

afundamento de tensão. Em ambos os casos, a variação detectada é próxima a 9.2% a tensão nominal do barramento CC.

As figuras 10.13 e 10.14 apresentam os resultados de transitório de carga e descarga,

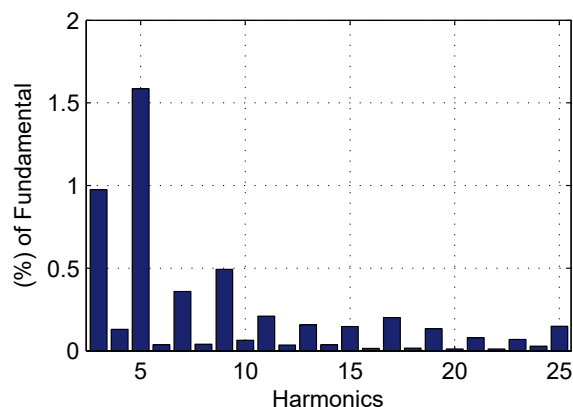


Figura 10.10: Análise harmônica das tensões de rede na operação do *active front-end*. THD é 2%.

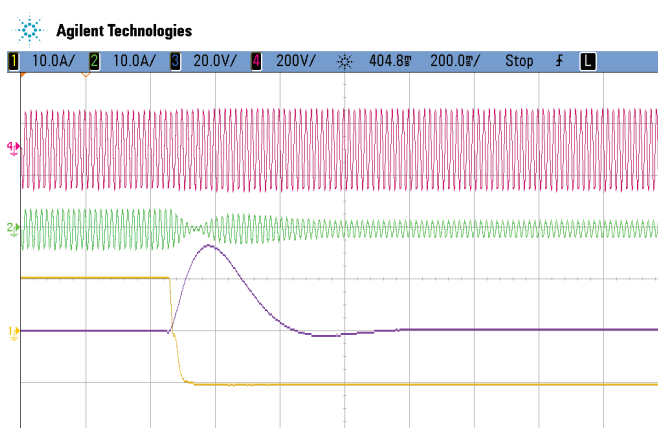


Figura 10.11: Análise do transitório de fluxo (carga para descarga) do circuito sem a ação antecipativa de controle. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente no banco de baterias i_{bat} (10A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

semelhante aos anteriores, com a ação antecipativa de controle. Nos dois procedimentos, pode-se verificar uma mudança da corrente de rede, e na tensão do barramento CC, antes da variação de i_{bat} , o que é efeito da ação preditiva. A variação do barramento CC é então reduzida, ocorrendo um afundamento antes da sobretensão, e uma sobretensão antes do afundamento, em cada caso. Os resultados de variação máxima e mínima de tensão nos dois cenários é próxima a 2.8%, o que implica em uma redução na faixa de 70% da variação de tensão do barramento. Esta redução na variação de tensão para menos de 1/3 demonstra quantitativamente de maneira concisa a vantagem da solução proposta.

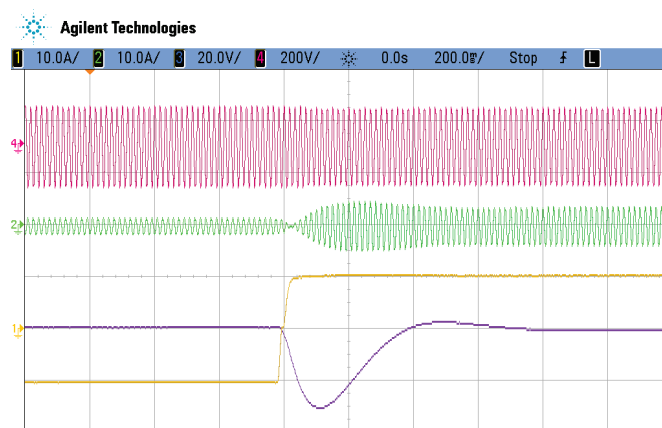


Figura 10.12: Análise do transitório de fluxo (descarga para carga) do circuito sem a ação antecipativa de controle. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente no banco de baterias i_{bat} (10A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

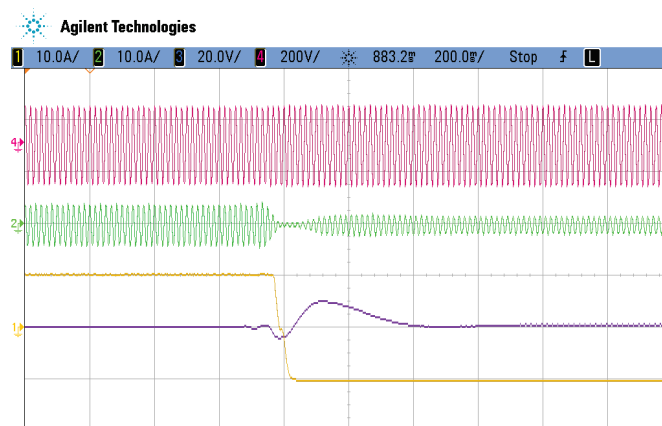


Figura 10.13: Análise do transitório de fluxo (carga para descarga) do circuito com ação antecipativa de controle. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente no banco de baterias i_{bat} (10A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

10.5 Conclusões

Este capítulo apresenta uma solução de controle aplicada a circuitos de gerenciamento de energia com baterias. Para tal função, é empregado um conversor de dois estágios, compreendendo um *active front-end* trifásico, modulador por largura de pulso, e um conversor CC-CC com um filtro LCL. Tal topologia tem como vantagens uma fácil escalabilidade, através da expansão explorada no conceito de conversores multiportas, e modularidade das soluções em cada CC-CC, que podem ser projetados para diferentes requerimentos.

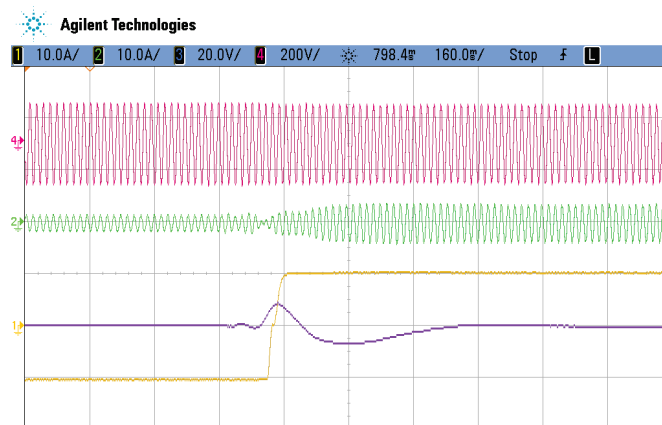


Figura 10.14: Análise do transitório de fluxo (descarga para carga) do circuito com ação antecipativa de controle. Verde é a corrente de rede i_g (10A/Divisão). Amarelo é a corrente no banco de baterias i_{bat} (10A/Divisão). Roxo é a tensão do barramento CC v_{cc} (20V/Divisão). Vermelho é a tensão da rede (200V/Divisão).

Este trabalho aborda os problemas referentes a integração do sistema, onde foi verificado que o acoplamento entre o primeiro e segundo estágio dificulta o dimensionamento do elemento de acumulação de energia no primeiro estágio. Após uma detalhada modelagem das malhas de controle e estudo de requisitos das mesmas para uma operação satisfatória nos múltiplos pontos do circuito, este trabalho introduz a solução *feedforward* com ação antecipativa. Dado o fato que as referências de fluxo de energia são conhecidas com razoável antecedência, é possível empregar um horizonte de predição que compreende todo o transitório do fluxo de energia.

São raras as aplicações em eletrônica de potência onde se encontram um controle preditivo com o horizonte de predição proposto, o que se deve a dificuldade da implementação em sistemas embarcados em tempo real. Este trabalho torna esta implementação possível através da otimização do algoritmo MPC tradicional. Esta otimização é realizada através do uso de redes de Laguerre na modelagem e formulação do problema de otimização. Para dados típicos do sistema, o número de operações no processamento da solução apresentada são na ordem de 100 mil vezes menores que o caso tradicional.

Considerando um protótipo de 1kVA, análises numéricas e resultados experimentais obtidos em laboratório foram desenvolvidos, abrangendo resultados estacionários e transitórios. Para verificação do impacto na variação do fluxo, os transitórios consistem em mudanças de operação para carga e descarga (regenerativa) do circuito. A partir da análise destes

últimos, foi possível concluir que para os testes nos cenários desenvolvidos resultam em uma redução de 70% na amplitude máxima das perturbações de tensão no barramento CC. Os resultados demonstram que o conversor opera de forma estável e com significativa melhoria de desempenho.

11

Conclusões Finais

Esta tese de doutorado apresentou contribuições realizadas no projeto de controladores PWM para compensadores estáticos considerando a redução do número de sensores nos circuitos de realimentação. No primeiro e segundo capítulo foi apresentada a motivação, dada a relevância do assunto em estudo, os objetivos, e a revisão bibliográfica das soluções de controladores existentes. A partir do estudo da literatura, ficou clara a necessidade do desenvolvimento de uma série de estudos visando a redução de número de sensores que simultaneamente faça considerações à robustez do sistema em malha fechada. Dada a tendência no uso da compensação seletiva, que possibilita maior flexibilidade no projeto do circuito, o uso de técnicas de sintonia ótima empregando as normas H_2/H_∞ são interessantes a fim de simplificar a sintonia dos controladores. Isto é relevante devido à dificuldade da análise de sistemas com dinâmica de ordem elevada, assim como da existência de um grande número de parâmetros nas malhas de realimentação.

Na primeira parte da tese, correspondente aos capítulos 3 a 6, foi apresentado o controle robusto adaptativo por modelo de referência, e sua aplicação no filtro ativo paralelo. O capítulo 3 detalha as análises de convergência e estabilidade do controle adaptativo por modelo de referência, assim como descreve a extensão a partir de um controle robusto ótimo H_2/H_∞ . Tal solução teórica resultante tem alto potencial em aplicações não somente de filtros ativos, mas em diversos cenários onde um rastreamento de componentes senoidais robusto adaptativo é desejado. No capítulo 4 foi apresentado a descrição do controle *sensorless* baseado no conceito do fluxo virtual, aplicado em filtros ativos paralelos. No mesmo capí-

tulo, dada a necessidade da realização do estimador de fluxo virtual, assim como a da malha de múltiplos compensadores quase-ressonantes, foi realizada uma análise de discretização do filtro quase-ressonante, resultando da análise que a forma obtida através da transformação de *Tustin* com *pre-warping* era aquela mais adequada. Também, na proposta foi considerado o esquema de adaptação em frequência destes filtros, apresentando a realização final a ser utilizada na maior parte dos casos.

No capítulo 5 também foi apresentada a análise e proposta de um controlador de fluxo de energia que não requer sensores de tensão no barramento CC. Os experimentos mostraram resultados positivos, considerando a compensação de um retificador a diodos (6 pulsos), reduzindo as componentes compensadas para menos de 2% em relação à fundamental. No capítulo 6 foi apresentado um controle *sensorless* baseados nos mesmos conceitos do fluxo virtual, mas aplicado ao filtro universal monofásico. Devido às diferenças de topologia, sendo neste último caso dois conversores (eletricamente acoplados), foi proposto um novo algoritmo de sincronização, assim como de controle *sensorless* do barramento CC. Devido à complexidade da dinâmica acoplada, apenas um controlador de ganhos fixos foi considerado no projeto, porém significativamente menos conservativo que no caso do filtro paralelo, se aproveitando da flexibilidade da síntese ótima H_2/H_∞ para especificação de múltiplos critérios de otimização. Os resultados experimentais, considerando como carga não-linear um retificador a diodos, foram positivos, sendo a redução das distorções na corrente de rede e na tensão de carga significativos. Em ambos os casos, do filtro ativo paralelo e universal, foi demonstrado que o sistema operava de forma estável considerando variações de carga. No filtro universal também foi verificada a capacidade de rejeição dos afundamentos de tensão da rede, na tensão da carga.

A segunda parte da tese, correspondente aos capítulos 7 a 8, apresentou os controladores com modulação de corrente e tensão, denominados como *Voltage-Current Shaping*. No primeiro momento é apresentada a implementação do filtro paralelo, onde é discutido o impacto da realimentação com *wave-shaping* na propagação de componentes harmônicos de tensão e corrente no circuito. A partir desta discussão fica evidente a necessidade de aplicação de malhas adicionais para rastreamento de harmônicos, cuja solução proposta para os controladores orientados em fluxo virtual é adotada: uma malha de múltiplos compensadores quase-ressonantes. Também é discutido como a impedância reativa pode ser implementada,

considerando seu impacto seletivo na frequência fundamental. Tal realização é mais robusta que a convencional, e apresenta menor erro na compensação. Devido à dinâmica não-linear e incerta, é proposto um controlador ótimo H_2/H_∞ , considerando as incertezas de um modelo linearizado do fluxo de potência.

No capítulo 8 é apresentada a generalização dos conceitos introduzidos no capítulo 7, mostrando que estes podem ser empregados na síntese modular de sistemas de configuração arbitrária. Tal resultado é significativo, considerando que algumas delas possuem características *sensorless*. A discussão foi iniciada através da exploração da simetria da medição de 1 ponto, e controle de 1 fonte, de tensão ou de corrente. Em seguida são demonstradas algumas soluções possíveis para topologias com fontes compostas (especificamente o filtro universal). Com base nestas discussões, no mesmo capítulo é detalhada uma implementação realizada para um filtro universal monofásico, seguindo as mesmas justificativas dos resultados do capítulo 6. Esta solução permite explorar um cenário composto de dois conversores, assimilando os problemas em relação ao projeto com apenas uma fase disponível. Ambos os estudos do filtro ativo paralelo e universal apresentam resultados experimentais válidos, com capacidade de compensação seletiva semelhante àqueles dos controladores orientados em tensão.

A terceira parte da tese, composto pelos capítulos 9 e 10, apresenta contribuições na integração de sistemas, considerando as discussões das partes 1 e 2. No capítulo 9 a integração é obtida através de uma proposta de realização microeletrônica não-microprocessada. No primeiro instante é abordada uma revisão bibliográfica sobre projeto de circuitos integrados controladores PWM. A partir do estudo do estado da arte, fica evidente a necessidade de estudos na realização de compensadores quase-ressonantes. A partir desta premissa, são verificados os limites de realização com filtros contínuos e discretos, convergindo para uma proposta de realização de circuito a capacitor chaveado. Considerando uma tecnologia para projeto analógico-misturado da IBM, o circuito proposto é projetado. A partir da verificação numéricas, considerando os *corners* do processo de fabricação, foi possível verificar o funcionamento do circuito, com baixa potência e área de projeto. Tal solução oferece grande potencial na integração de controladores PWM com capacidade de rastreamento harmônico.

O capítulo 10 apresenta um circuito de gerenciamento de energia, e discute o problema de controle do fluxo de energia, dado o acoplamento entre dois estágios do processo de conversão.

A escolha da topologia motivada por modularidade, capacidade de extensão, quantidade de elementos (e conseqüentemente custos e manutenção), e desempenho, tornam sua escolha entre as mais apropriadas para o problema de carga e descarga bidirecional em circuitos de baterias, considerando um alto fator de potência na rede. Entretanto, a escolha da topologia não é necessariamente a mais atrativa sob vista do controle. O problema do acoplamento no circuito em questão, além de ter impacto na qualidade de onda da entrada, tem capacidade de afetar a estabilidade do conversor. Dada a dinâmica lenta da bateria, geralmente existe um conhecimento com relativa antecedência das variações das referências. Sendo assim, foi proposto um algoritmo para geração de uma ação de controle antecipativa, gerada a partir das entradas futuras. Uma vez que a dinâmica do fluxo de energia é significativamente menor que aquela do circuito CA, o tempo de predição é geralmente grande, e uma aproximação clássica de controle preditivo resultaria em um alto esforço computacional. Sendo assim, foi apresentada uma solução para a redução de ordem do algoritmo, tornando sua execução em tempo real aceitável. Além da minimização dos distúrbios, esta solução também contribui para uma maior integração, com maior densidade de potência do sistema, uma vez que o capacitor pode ser reduzido¹. Resultados de simulação numérica e experimentos a partir de um protótipo de laboratório, comparando a malha linear clássica com o controle preditivo, validam as melhorias em termos de mitigação das perturbações deste último.

De forma geral, as contribuições realizadas apresentaram resultados satisfatórios nas simulações numéricas e experimentos, resolvendo as limitações em relação aos trabalhos referenciados na revisão bibliográfica. Considerando os dados obtidos e discutidos, os objetivos apresentados na introdução deste trabalho, foram alcançados. Com finalidade de síntese, são enumeradas as contribuições como segue:

1. Revisão bibliográfica e discussões sobre controladores existentes na literatura de filtros ativos, assim como uma revisão da teoria controle robusto e adaptativo com potencial aplicação.
2. Revisão bibliográfica e discussões sobre a realização eletrônica dos controladores, con-

¹Entre as restrições de controle, o capacitor tem efeito na variação da tensão no barramento CC quando há variações do fluxo. Uma vez que os ganhos de realimentação da malha de tensão são limitados pelo ruído, o projeto clássico fica restrito em escolher o tamanho do capacitor em função do desempenho de controle. Para maiores perturbações, um capacitor maior é necessário. O controle proposto relaxa estas restrições, uma vez que é possível minimizar as variações de tensão no barramento, sem entretanto recorrer ao aumento no ganho de realimentação.

- siderando a síntese digital e analógico-misturado.
3. Revisão bibliográfica e discussões sobre circuitos de gerenciamento de energia com baterias.
 4. Algoritmo de sincronização usando uma topologia AF-PLL sem sensores de tensão CA.
 5. Estudo de discretização de compensadores quase-ressonantes, com solução digital mínima de dois estados, otimizado em escalonamento de sinais, em adição ao esquema para adaptação em frequência.
 6. Solução de controle com fluxo virtual para filtros ativos paralelos, sem sensores de corrente na carga e tensão de rede.
 7. Solução de controle com fluxo virtual para filtros ativos universais, sem sensores de corrente na carga.
 8. Controle de barramento CC sem sensores de tensão para filtros paralelos e universais.
 9. Ambas as soluções dos itens 3 e 4 operando em conjunto com o esquema de eliminação do sensor de tensão do barramento CC, resultado em um circuito operacional com apenas um ponto de medição para o filtro paralelo (corrente de rede), e dois pontos de medição para o filtro universal (corrente de rede e tensão na carga)².
 10. Projeto baseado na teoria de controle H_2/H_∞ para múltiplos compensadores quase-ressonantes.
 11. Proposta de controle robusto adaptativo em malha fechada para sistemas com incertezas não-estruturadas³.
 12. Análise de convergência de um controle RMRAC com múltiplos modos ressonantes sujeito à perturbações senoidais.
 13. Projeto de uma solução de controle H_2/H_∞ com extensão robusta adaptativa em uma solução de controle *sensorless* aplicado a filtros ativos paralelos

²Como desejado, estes são especificamente as saídas do processo. Portanto, se trata de uma configuração mínima ótima de sensores, não sendo desejada a inclusão ou eliminação.

³O controle é também denominado *Closed-Loop Robust Model Adaptive Control*, o que não deve ser confundido com as contribuições existentes do RMRAC. No caso da proposta, o modelo de referência também está em malha fechada, realimentado pelo erro entre o modelo de referências e o sistema. Tal prova, como apresentado no capítulo 3, não foi encontrada na literatura.

14. Projeto de uma solução de controle H_2/H_∞ para múltiplos compensadores quase-ressonantes aplicado aos filtros universais, considerando o acoplamento multivariável entre os conversores.
15. Solução de controle com *Current Shaping* para filtros ativos paralelos com múltiplos compensadores quase-ressonantes, sem sensores de corrente na carga e tensão de rede.
16. Projeto de uma solução de controle H_∞ considerando incertezas nos pontos de operação, acoplado ao controle *Current Shaping*.
17. Generalização do conceito *Voltage-Current Shaping* aplicado a filtros com topologias variadas, incluindo um ou múltiplos conversores.
18. Solução de controle com *Voltage-Current Shaping* para filtros ativos universais com múltiplos compensadores quase-ressonantes, sem sensores de corrente na carga e tensão de rede.
19. Projeto de uma solução de controle H_∞ considerando incertezas nos pontos de operação do filtro ativo universal operando com o *Voltage-Current Shaping*.
20. Proposta de topologia de circuito integrado à capacitor chaveado para o filtro quase-ressonante com capacidade de adaptação em frequência a partir do *clock*.
21. Modelagem e análise de limites de desempenho em um sistema de gerenciamento de energia, baseado em um conversor de dois estágios com malhas de realimentação lineares.
22. Proposta de um algoritmo de geração de sinais antecipativos para o circuito do item anterior, minimizando as variações no barramento CC de acoplamento, assim como reduzindo a taxa de variação das referências das correntes de entrada.

As soluções de controle orientado em tensão, apresentadas na parte 1 da tese, as de modulação de sinais, da parte 2, assim como a topologia de circuito integrado, da parte 3, podem ser aplicados em sistemas genéricos de compensação de harmônicos de tensão e corrente. Os resultados e contribuições aqui desenvolvidos e discutidos podem, inclusive, serem aproveitadas em sistemas não correlacionados à qualidade de energia, onde um sistema de modulação PWM é empregado para rastreamento de componentes harmônicos, a partir

da estimação e adaptação de uma componente fundamental. Sendo assim, há interesse na continuação de tais estudos, considerando variações de topologias, assim como estudos das integrações de alta densidade de potência.

Publicações

Durante a realização desta tese foram realizadas diversas de publicações a partir das contribuições apresentadas neste trabalho. Sobre as soluções em fluxo virtual, foram inicialmente publicadas os artigos Ketzer e Jacobina (2013d) e Ketzer e Jacobina (2013b), onde é abordada também solução multivariável não-linear para o controle do fluxo de energia utilizando a teoria de *feedback linearization*. A solução do capítulo 4 foi publicada em Ketzer e Jacobina (2016). As contribuições da técnica de *Voltage-Current Shaping* para retificadores e filtros ativos foram apresentadas em Ketzer e Jacobina (2015a), Ketzer e Jacobina (2014b), Ketzer e Jacobina (2015b), Ketzer e Jacobina (2013a), Ketzer et al. (2016c) e Ketzer et al. (2016d), e um controle multivariável para filtros universais em Ketzer e Jacobina (2014a) e Ketzer e Jacobina (2014c). O circuito de gerenciamento de energia descrito no capítulo 10 foi em primeiro momento publicado em Ketzer et al. (2016b), e alguns resultados da operação com baterias (não apresentados na tese) foram publicados em Freitas et al. (2016a) e Freitas et al. (2016b). Uma revisão sobre circuitos de gerenciamento de energia especificamente voltados ao problema de equalização de carga foi apresentada em Ketzer et al. (2013) (não abordadas nesta tese). Outra proposta de controle adaptativo para conversores relacionados a acionamentos *sensorless* é apresentada em Ketzer e Jacobina (2013c), e outro controle ótimo relacionado a sistemas elétricos em (Carbonera et al., 2015). Além das publicações realizadas, outras publicações derivadas das contribuições deste trabalho atualmente encontram-se em processo de revisão.

Futuros Trabalhos

O trabalho apresentado oferece contribuições em uma abrangente faixa de disciplinas, a fim de resolver os diversos aspectos da mitigação harmônica de tensão e corrente com controladores PWM. De fato, o problema de integração em sistemas de processamento de energia é significativamente multidisciplinar, sendo que há muitos problemas que não foram discutidos

ou tratados nesta tese, mas que são relevantes para futuros estudos. Focando apenas nos controladores PWM para conversores estáticos, a partir da revisão bibliográfica realizada fica evidente a escassez de trabalhos otimizados para a operação em alta frequência, principalmente no que se refere a sinais alternados. A medida que aplicações como a de veículos elétricos, eletrodomésticos ou aparelhos eletrônicos computacionais ou da área biomédica, crescem, aumenta o desejo nas indústrias por fontes chaveadas menores, com controladores integrados. O rastreamento de sinais alternados é significativamente relevante em circuitos com acoplamentos indutivos e máquinas elétricas, em aplicações micro e macroscópicas. Nestes sistemas integrados a área de silício e a potência dissipada tem um importante impacto não somente no custo, mas na robustez do sistema. A ausência de sensores e sinais de realimentação nestes sistemas torna-se um aspecto crítico em sua otimização.

Considerando as contribuições realizadas, futuros trabalhos incluem: teste das extensões das propostas do VOC com Fluxo Virtual no Controle com *Voltage-Current Shaping*, e vice-versa, tal como discutido no capítulo 2, análise de precisão digital ótima dos filtros quase-ressonantes, projeto dos controladores quase-ressonantes ótimos robustos em topologias híbridas (ativas e passivas, possivelmente explorando a questão de amortecimento ativo), malha de geração de *clock* adaptativo para os filtros a capacitor chaveado (possivelmente baseados na realização do FLL), proposta de uma realização bidirecional do esquema de *Voltage-Current Shaping*, e exploração do algoritmo preditivo do capítulo 10 com outras referências nas correntes das baterias. O presente trabalho não teve foco na realização física dos conversores sobre um encapsulamento. Porém, a integração dos controladores PWM propostos com tais conversores, hipoteticamente aumentando a frequência de operação dos circuitos, e analisando os efeitos eletromagnéticos no sistema, é possivelmente um dos trabalhos mais relevantes a serem continuados a partir dos resultados desta tese.



Detalhes da Plataforma Experimental

Este anexo apresenta a plataforma experimental que foi desenvolvida para os testes de operação dos compensadores estáticos. O protótipo desenvolvido em laboratório opera com capacidade nominal de 1kVA. Os principais parâmetros das plataformas foram apresentados na tabela 4.2. Entretanto, alguns aspectos técnicos da plataforma, que caracterizam sua implementação, são apresentados nessa seção.

A figura I.1 apresenta o esquema elétrico do conversor empregado no desenvolvimento dos protótipos de laboratório. Além dos elementos ativos e passivos de circuito de potência, existem elementos associados a proteção, sensoriamento e comando. Os principais item do sistema são:

- Microprocessador digital arquitetura x86 equipado com placas dedicadas a gerar os sinais de controle.
- Doze sensores, sendo seis de tensão e seis de corrente.
- Placas de aquisição e condicionamento de sinais, para interface com os conversores analógicos/digitais.
- Placas de interface para conversão analógico/digital e comando PWM.

As chaves do conversor são realizadas empregando dispositivos IGBT (*Isolated Gate Bipolar Transistor*). IGBTs tem o comportamento semelhante aos transistores de junção

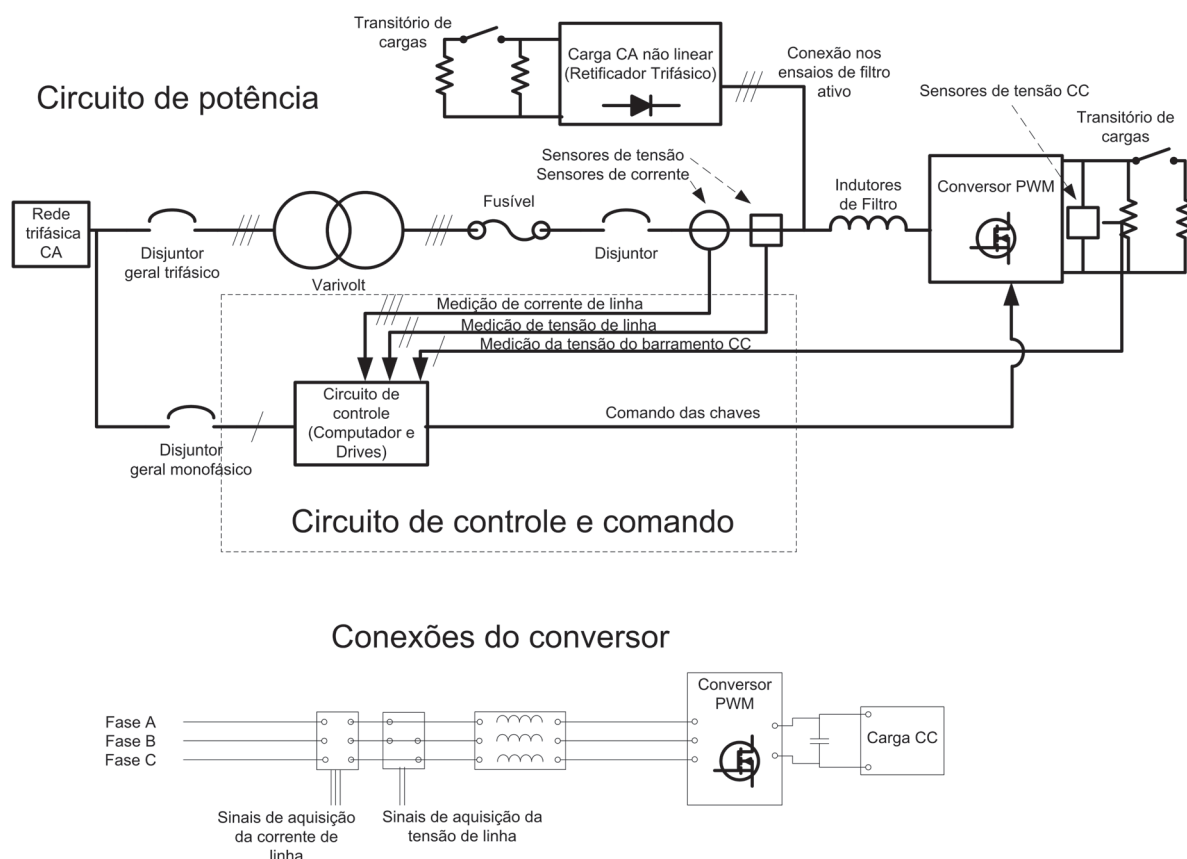


Figura I.1: Esquema elétrico da plataforma de laboratório utilizada na experimentação das estratégias de controle desenvolvidas.

bipolar (BJT), o que se traduz em alto ganho, alta corrente, e baixa tensão de saturação, mas agrega as características de acionamento dos MOSFETs, sendo acionado por tensão. Estas características tornam sua aplicação preferível em tecnologias de comando PWM. Associado ao IGBT os fabricantes incluem diodos em antiparalelo, cuja função é fornecer um caminho alternativo para a corrente quando ocorre o bloqueio em cargas indutivas.

Na interface do comando das chaves são utilizadas placas para condicionamento de sinais desenvolvidas especificamente no laboratório e *drivers* SKHI23 da *Semikron*. Os *drivers* da *Semikron* já implementam a proteção de sobrecorrente e tempo morto, necessária para garantir que não haja condução simultânea das chaves, evitando assim curtos circuitos. Ainda, condicionam os níveis de tensão nas chaves, e isolam o circuito de comando do circuito de potência (o isolamento é realizado através de transformadores implementados na própria placa). A modulação PWM é simétrica, e os sinais de chaveamento são verificados na placa de condicionamento dos *drivers*, que desabilita suas saídas na presença de erros.

A geração dos sinais do PWM e conversão analógico digital são realizadas através de

placas de multifunção com interface pela paralela programável. A aquisição é realizada pelo CI AD1674, na resolução de 12 *bits*. O tempo de conversão é de aproximadamente 8 microssegundos. As entradas condicionadas estão na faixa de ± 10 volts. O PWM é gerado pelos contadores programáveis CI8254, utilizando uma frequência de 10KHz com resolução do contador de 10MHz (aproximadamente 10 bits efetivos). Para o controle das interfaces é utilizada a interface de programação paralela com o CI8255. As medições de corrente e tensão são realizadas utilizando sensores de efeito *Hall* (LA 25-P), que operam na faixa de 0 a 300kHz e amplitude de 8 Ampères (nos sensores de tensão a transformação é realizada por resistores).

O algoritmo de controle do conversor é implementado em linguagem C. O processador apresenta uma arquitetura x86 da *Intel* 350MHz, que opera em tempo real. O algoritmo do aplicativo desenvolvido é apresentado na figura I.2. Na inicialização são configuradas as placas de interface analógica e modulação PWM. Após, são configuradas as rotinas de interrupção de controle (geradas através de um timer com período de 0.1ms), e do usuário (pelo teclado alfanumérico). Na rotina de controle são realizados os cálculos, onde as variáveis geralmente empregam representações em ponto flutuante, e ao final do ciclo os contadores são atualizados para geração do PWM. A interrupção gerada pelo usuário realiza a aquisição de um lote de dados e finaliza a operação do conversor, abrindo todas as chaves. Os dados de aquisição podem ser usados posteriormente para depuração do sistema.

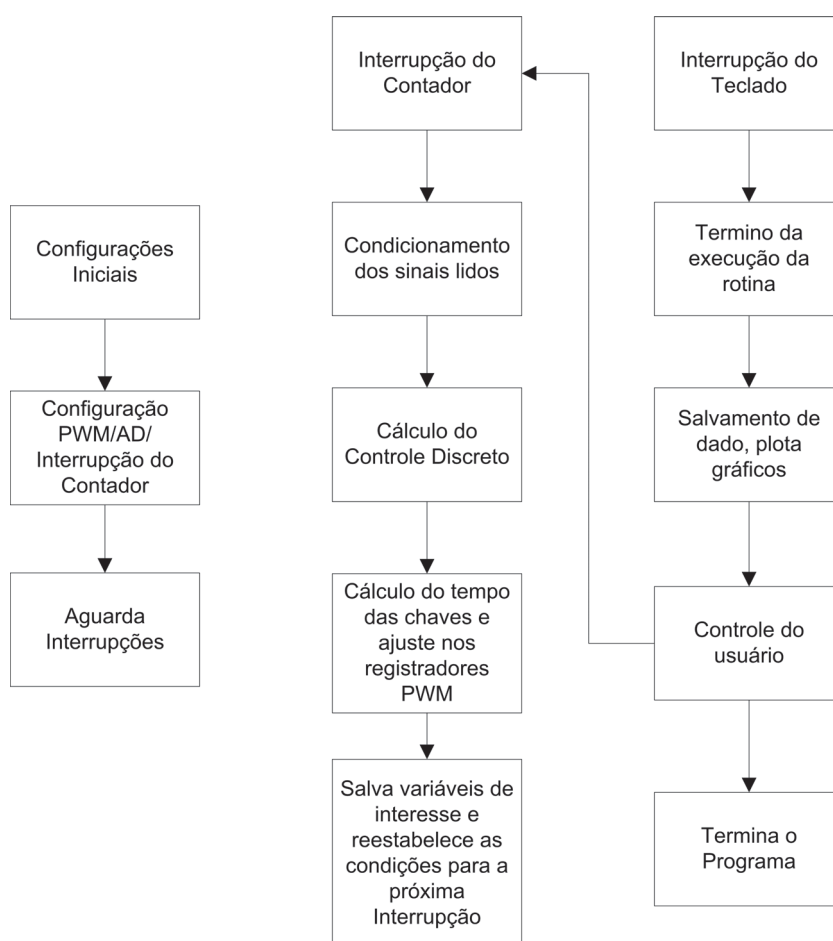


Figura I.2: Algoritmo de controle em tempo real.

Referências

- Agirman, I. e Blasko, V. (2003) A novel control method of a vsc without ac line voltage sensors, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **39**(2):519–524.
- Aguirre, L. A. (2007a) *Enciclopédia de Automática: Controle e Automação, Volume I*, Blucher.
- Aguirre, L. A. (2007b) *Enciclopédia de Automática: Controle e Automação, Volume II*, Blucher.
- Akagi, H. (1996) New trends in active filters for power conditioning, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **32**(6):1312–1322.
- Akagi, H. (2005) Active harmonic filters, *Proceedings of the IEEE*, **93**(12):2128 –2141.
- Allag, A.; Hammoudi, M. Y.; Mimoune, S. M.; Ayad, M.-Y.; Becherif, M.; Miliani, E.; Miraoui, A. e Feliachi, M. (2006) Adaptive nonlinear control applied to a three phase shunt active power filter, In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, pp. 1615–1620.
- Allen, P. e Holberg, D. (2002) *CMOS Analog Circuit Design*, Oxford series in electrical and computer engineering, Oxford University Press, ISBN 9780195116441.
- Alves Pereira, L.; Vieira Flores, J.; Bonan, G.; Ferreira Coutinho, D. e Gomes da Silva Junior, J. (2014) Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies: A systematic robust control design approach, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **61**(3):1528–1538.
- Angulo, M.; Lago, J.; Ruiz-Caballero, D.; Mussa, S. e Heldwein, M. (2012) Active power filter control strategy with implicit closed loop current control and resonant controller, *IEEE Trans. Ind. Electron.*
- Angulo, M.; Ruiz-Caballero, D.; Lago, J.; Heldwein, M. e Mussa, S. (2013) Active power filter control strategy with implicit closed-loop current control and resonant controller,

- IEEE Trans. Ind. Electron., **60**(7):2721–2730.
- Annema, A. J.; Nauta, B.; van Langevelde, R. e Tuinhout, H. (2005) Analog circuits in ultra-deep-submicron cmos, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **40**(1):132–143.
- Antonioni, A. (2006) *Digital Signal Processing: Signals, Systems and Filters*, McGraw-Hill, 3^o edic..
- Asiminoaei, A.; Lascu, C.; Blaabjerg, F. e Boldea, I. (2006a) New current control structure for shunt active power filters, In: *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol. 1, pp. 183 –190.
- Asiminoaei, A.; Lascu, C.; Blaabjerg, F. e Boldea, I. (2006b) New current control structure for shunt active power filters, In: *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol. 1, pp. 183 –190.
- Asiminoaei, L.; Blaabjerg, F.; Hansen, S. e Thoegersen, P. (2006c) Adaptive compensation of reactive power with shunt active power filters, In: *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, vol. 1, pp. 191–197.
- Asiminoaei, L.; Aeloiza, E.; Enjeti, P. e Blaabjerg, F. (2008) Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **55**(3):1175–1189.
- Astrom, K. J. e Wittenmark, B. (1994) *Adaptive Control*, Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., Boston, MA, USA, 2^o edic., ISBN 0201558661.
- Bahrani, B.; Rufer, A.; Kenzelmann, S. e Lopes, L. A. C. (2011) Vector control of single-phase voltage-source converters based on fictive-axis emulation, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **47**(2):831–840.
- Baker, R. J. (2010) *CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation*, Wiley-IEEE Press, 3^o edic., ISBN 0470881321, 9780470881323.
- Barros, J. D. e Silva, J. F. (2008) Optimal predictive control of three-phase npc multilevel converter for power quality applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(10):3670–3681.
- Barros, J. D.; Silva, J. F. A. e Jesus, . G. A. (2013) Fast-predictive optimal control of npc multilevel converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **60**(2):619–627.
- BenAbdelghani, A.; Martins, C.; Roboam, X. e Meynard, T. (2002) Use of extra degrees of freedom in multilevel drives, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **49**(5):965–977.

- Bhowmik, S.; Spee, R.; Alexander, G. e Enslin, J. (1995) New simplified control algorithm for synchronous rectifiers, In: *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on*, vol. 1, pp. 494–499.
- Bhowmik, S.; van Zyl, A.; Spee, R. e Enslin, J. (1997) Sensorless current control for active rectifiers, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **33**(3):765–773.
- Bindra, A. (2014) Pulsewidth modulated controller integrated circuit: Four decades of progress [a look back], *IEEE Power Electronics Magazine*, **1**(3):10–44.
- Blasko, V. (2007) A novel method for selective harmonic elimination in power electronic equipment, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **22**(1):223–228.
- Boyd, S.; El Ghaoui, L.; Feron, E. e Balakrishnan, V. (1994) *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM books, 1^o edic..
- Braiek, M.-B.; Fnaiech, F. e Al-Haddad, K. (2005) Adaptive controller based on a feedback linearization technique applied to a three-phase shunt active power filter, In: *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, pp. 6 pp.–.
- Camacho, E. e Bordons, C. (1999) *Model Predictive Control*, Springer, 1^o edic..
- Camargo, R. F. (2007) *Contribuição ao Estudo de Filtros Ativos de Potência*, Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Departamento de Engenharia Elétrica, Santa Marica - RS.
- Campbell, S. e Kaneshige, J. (2010) A nonlinear dynamic inversion predictor-based model reference adaptive controller for a generic transport model, In: *American Control Conference (ACC), 2010*, pp. 868–873.
- Carbonera, L.; Ketzer, M.; Ferrat, F.; Karikowsky, D. e Niederle, G. (2015) Ajuste de estabilizadores de potência com aplicação de algoritmos genéticos, *Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica*.
- Carusone, T.; Johns, D. e Martin, K. (2011) *Analog Integrated Circuit Design*, Analog Integrated Circuit Design, Wiley, ISBN 9780470770108.
- Chan, M. P. e Mok, P. K. T. (2014) A monolithic digital ripple-based adaptive-off-time dc-dc converter with a digital inductor current sensor, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **49**(8):1837–1847.

- Charles, H. e Phillips, L. (1995) *Digital Control Systems Analysis and Design*, Prentice Hall, 1^o edic..
- Chattopadhyay, S. e Ramanarayanan, V. (2001) Digital implementation of a line current shaping algorithm for three phase high power factor boost rectifier without input voltage sensing, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, vol. 1, pp. 592–598.
- Chattopadhyay, S. e Ramanarayanan, V. (2002a) Phase angle balance control for harmonic filtering of a three phase shunt active filter system, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1087–1093 vol.2.
- Chattopadhyay, S. e Ramanarayanan, V. (2002b) A voltage sensorless control method to balance the input current of the boost rectifier under unbalanced input voltage condition, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol. 4, pp. 1941–1946.
- Chattopadhyay, S. e Ramanarayanan, V. (2004) Digital implementation of a line current shaping algorithm for three phase high power factor boost rectifier without input voltage sensing, *IEEE Trans. Power Electron.*, **19**(3):709–721.
- Chen, G. e Smedley, K. (2005) Steady-state and dynamic study of one-cycle-controlled three-phase power-factor correction, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **52**(2):355–362.
- Chen, H.-C. e Liao, J.-Y. (2014) Bidirectional current sensorless control for the full-bridge ac/dc converter with considering both inductor resistance and conduction voltages, *IEEE Trans. Power Electron.*, **29**(4):2071–2082.
- Chen, J. J.; Kung, C. M. e Hwang, Y. S. (2009) Feedforward simple control technique for on-chip all-digital three-phase ac/dc power-mosfet converter with least components, *IET Circuits, Devices Systems*, **3**(4):161–171.
- Chen, L. R.; Chu, N. Y.; Wang, C. S. e Liang, R. H. (2008) Design of a reflex-based bidirectional converter with the energy recovery function, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(8):3022–3029.
- Chen, M. Y.; Tsai, M. F.; Tseng, C. S. e Yen, S. Y. (2010) A novel control strategy for multi-phase battery chargers without hall-effect current sensors, In: *Power Electronics*

- Conference (IPEC), 2010 International*, pp. 2729–2735.
- Chen, S. e Joos, G. (2001) A unified series-parallel deadbeat control technique for an active power quality conditioner with full digital implementation, In: *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, vol. 1, pp. 172–178.
- Cheng, P. H. e Chen, C. L. (2003) High efficiency and nondissipative fast charging strategy, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, **150**(5):539–545.
- Chilali, M. e Gahinet, P. (1996) H_∞ design with pole placement constraints: an lmi approach, *Automatic Control, IEEE Transactions on*, **41**(3):358–367.
- Chilali, M.; Gahinet, P. e Apkarian, P. (1999) Robust pole placement in lmi regions, *IEEE Transactions on Automatic Control*, **44**(12):2257–2270.
- Chiu, H.-J.; Lin, L.-W.; Pan, P.-L. e Tseng, M.-H. (2006) A novel rapid charger for lead-acid batteries with energy recovery, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **21**(3):640–647.
- Chuang, Y. C. e Ke, Y. L. (2008) High efficiency battery charger with a buck zero-current-switching pulse-width-modulated converter, *IET Power Electronics*, **1**(4):433–444.
- Coleman, M.; Lee, C. K.; Zhu, C. e Hurley, W. G. (2007) State-of-charge determination from emf voltage estimation: Using impedance, terminal voltage, and current for lead-acid and lithium-ion batteries, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **54**(5):2550–2557.
- Corradini, L.; Mattavelli, P.; Tedeschi, E. e Trevisan, D. (2008) High-bandwidth multisampled digitally controlled dc-dc converters using ripple compensation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(4):1501–1508.
- Corradini, L.; Bjeletic, A.; Zane, R. e Maksimovic, D. (2011) Fully digital hysteretic modulator for dc-dc switching converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **26**(10):2969–2979.
- Darmstadt, L. B. e Steinfurt, K. P. E. (2005) Test for valve controlled lead acid batteries, carried out in the battery test laboratories of deteimmobilien in steinfurt germany, In: *Telecommunications Conference, 2005. INTELEC '05. Twenty-Seventh International*, pp. 283–290.
- Datta, A. e Ioannou, P. (1994) Performance analysis and improvement in model reference adaptive control, *Automatic Control, IEEE Transactions on*, **39**(12):2370–2387.

- Diaz, J.; Martin-Ramos, J. A.; Pernia, A. M.; Nuno, F. e Linera, F. F. (2004) Intelligent and universal fast charger for ni-cd and ni-mh batteries in portable applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **51**(4):857–863.
- Do, D. V.; Forgez, C.; Benkara, K. E. K. e Friedrich, G. (2009) Impedance observer for a li-ion battery using kalman filter, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **58**(8):3930–3937.
- Doyle, J.; Glover, K.; Khargonekar, P. e Francis, B. (1989a) State-space solutions to standard h_2 and h_∞ ; control problems, *Automatic Control, IEEE Transactions on*, **34**(8):831–847.
- Doyle, J.; Glover, K.; Khargonekar, P. e Francis, B. (1989b) State-space solutions to standard h_2 and h_∞ ; control problems, *Automatic Control, IEEE Transactions on*, **34**(8):831–847.
- Drobnic, K.; Nemeč, M.; Nedeljkovic, D. e Ambrozic, V. (2009) Predictive direct control applied to ac drives and active power filter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **56**(6):1884–1893.
- Dydek, Z.; Annaswamy, A. e Lavretsky, E. (2013) Adaptive control of quadrotor uavs: A design trade study with flight evaluations, *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, **21**(4):1400–1406.
- Erickson, R. W. e Maksimovic, D. (2001) *Fundamentals of Power Electronics*, Springer, 2^o edic..
- Espinoza, J.; Joos, G.; Araya, E.; Sbarbaro, D. e Moran, L. (1999) Virtual-sensor-based control of pwm current source rectifiers, In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, vol. 4, pp. 2201–2207.
- Feng, G.; Meyer, E. e Liu, Y. F. (2007) A new digital control algorithm to achieve optimal dynamic performance in dc-to-dc converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **22**(4):1489–1498.
- Franklin, G. F. (1990) *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison Wesley.
- Freijedo, F.; Doval-Gandoy, J.; Lopez, O.; Fernandez-Comesana, P. e Martinez-Penalver, C. (2009) A signal-processing adaptive algorithm for selective current harmonic cancellation in active power filters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **56**(8):2829–2840.

- Freitas, D. C. C.; Ketzer, M.; Morais, M. R. A. e Lima, A. M. N. (2016a) Lifetime estimation technique for lead-acid batteries, In: *Industrial Electronics Society, IECON 2016 - 42th Annual Conference of the IEEE*.
- Freitas, D. C. C.; Ketzer, M. B. e Lima, A. M. N. (2016b) Parameter optimization of a lead-acid battery model, In: *5th International Conference on Engineering Optimization - EngOpt 2016*.
- Fukuda, S.; Furukawa, Y. e Kamiya, H. (2002) An adaptive current control technique for active filters, In: *Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the*, vol. 2, pp. 789–794 vol.2.
- Fukuda, S.; Kanayama, T. e Muraoka, K. (2003) A current control method for active filters without detecting current harmonics, In: *Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on*, vol. 1, pp. 519–524.
- Gabe, I. J. (2013) Contribuição ao Controle de Inversores PWM Alimentados em Tensão Conectados À Rede Através de Filtro-LCL, Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria - RS.
- Garcia, O.; Flores, L. A.; Oliver, J. A.; Cobos, J. A. e de la Pena, J. (2005) Bi-directional dc/dc converter for hybrid vehicles, In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1881–1886.
- Ghodke, A. e Chatterjee, K. (2010a) Voltage sensorless bidirectional three-phase unity power factor ac-dc converter, In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pp. 2363–2369.
- Ghodke, A. e Chatterjee, K. (2010b) Voltage sensorless one cycle controlled bidirectional ac-dc converter, Indian Institute of Technology Roorkee.
- Ghodke, D.; Fernandes, B. e Chatterjee, K. (2006) Pll-less one cycle controlled bi-directional high power factor ac to dc converter, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1–6.
- Ghodke, D.; Sreeraj, E.; Chatterjee, K. e Fernandes, B. (2009) One-cycle-controlled bi-directional ac-to-dc converter with constant power factor, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **56**(5):1499–1510.

- Ghosh, A. e Ledwich, G. (2001) A unified power quality conditioner (upqc) for simultaneous voltage and current compensation, *Electric Power Systems Research*, **59**(1):55–63.
- Gibson, T.; Annaswamy, A. e Lavretsky, E. (2012) Improved transient response in adaptive control using projection algorithms and closed loop reference models, In: *Proc. AIAA Guid. Navig. Control Conf.*
- Gibson, T.; Annaswamy, A. e Lavretsky, E. (2013a) Adaptive systems with closed-loop reference-models, part i: Transient performance, In: *American Control Conference (ACC), 2013*, pp. 3376–3383.
- Gibson, T.; Annaswamy, A. e Lavretsky, E. (2013b) Closed-loop reference models for output-feedback adaptive systems, In: *Control Conference (ECC), 2013 European*, pp. 365–370.
- Gibson, T.; Annaswamy, A. e Lavretsky, E. (2013c) On adaptive control with closed-loop reference models: Transients, oscillations, and peaking, *Access, IEEE*, **1**:703–717.
- Gibson, T.; Qu, Z.; Annaswamy, A. e Lavretsky, E. (2015) Adaptive output feedback based on closed-loop reference models, *Automatic Control, IEEE Transactions on*, **60**(10):2728–2733.
- Girard, S. L.; Thompson, R. E. e Miller, G. L. (1999) New architectures for battery test systems, In: *Battery Conference on Applications and Advances, 1999. The Fourteenth Annual*, pp. 129–133.
- Glover, K. (1984) All optimal hankel-norm approximations of linear multivariable systems and their l-infinity-error bounds, *International Journal of Control*.
- Golestan, S.; Freijedo, F.; Vidal, A.; Guerrero, J. e Doval-Gandoy, J. (2014) A quasi-type-1 phase-locked loop structure, *IEEE Trans. Power Electron.*, **29**(12):6264–6270.
- Gonzalez Norniella, J.; Cano, J.; Orcajo, G.; Rojas, C.; Pedrayes, J.; Cabanas, M. e Melero, M. (2014) Improving the dynamics of virtual-flux-based control of three-phase active rectifiers, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **61**(1):177–187.
- Gray, P. R. (2009) *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, Wiley Publishing, 5^o edic., ISBN 0470245999.
- Hansen, S.; Malinowski, M.; Blaabjerg, F. e Kazmierkowski, M. (2000) Sensorless control strategies for pwm rectifier, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 832–838.

- Hartmann, M.; Round, S. D.; Ertl, H. e Kolar, J. W. (2009) Digital current controller for a 1 mhz, 10 kw three-phase vienna rectifier, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **24**(11):2496–2508.
- He, N.; Xu, D.; Zhu, Y.; Zhang, J.; Shen, G.; Zhang, Y.; Ma, J. e Liu, C. (2013) Weighted average current control in a three-phase grid inverter with an lcl filter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **28**(6):2785–2797.
- Hiti, S. e Boroyevich, D. (1994) Control of front-end three-phase boost rectifier, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, pp. 927–933.
- Hu, J.; Zhu, J.; Dorrell, D. e Guerrero, J. (2014) Virtual flux droop method - a new control strategy of inverters in microgrids, *IEEE Trans. Power Electron.*, **29**(9):4704–4711.
- Huang, H.-M.; Chiu, H.-J.; Tseng, M.-H.; Lin, L.-W. e Chyng, S.-Y. (2005) Design and implementation of a novel rapid charger with energy recovery, In: *Industrial Technology, 2005. ICIT 2005. IEEE International Conference on*, pp. 1300–1303.
- Huang, M.-S.; Yeh, P.-Y.; Huang, J.-R. e Liao, C.-H. (2011) Novel bi-directional ac-dc converter for electrical vehicle battery testing, In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1480–1485.
- Huang, W. e Qahouq, J. A. A. (2014) An online battery impedance measurement method using dc-dc power converter control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **61**(11):5987–5995.
- Hund, T. D. e Gates, S. (2002) Pv hybrid system and battery test results from grasmere idaho, In: *Photovoltaic Specialists Conference, 2002. Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE*, pp. 1424–1427.
- IEEE-P1361/D5 (2014) Ieee guide for selecting, charging, testing, and evaluating lead-acid batteries used in stand-alone photovoltaic (pv) systems, *IEEE*, pp. 1–36.
- Inoue, S. e Akagi, H. (2007) A bi-directional dc/dc converter for an energy storage system, In: *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 761–767.
- Ioannou, P. e Kokotovic, P. (1984) Robust redesign of adaptive control, *Automatic Control, IEEE Transactions on*, **29**(3):202–211.

- Ioannou, P. e Sun, J. (2013) Robust Adaptive Control, Dover Publications, ISBN 9780486141428.
- Ioannou, P. e Tsakalis, K. S. (1986) A robust direct adaptive controller, Automatic Control, IEEE Transactions on, **31**(11):1033–1043.
- Jacobina, C.; Correa, M.; Oliveira, T.; Lima, A. e Cabral da Silva, E. (2001a) Current control of unbalanced electrical systems, IEEE Trans. Ind. Electron., **48**(3):517–525.
- Jacobina, C.; Correa, M.; Oliveira, T.; Lima, A. e Cabral da Silva, E. (2001b) Current control of unbalanced electrical systems, IEEE Trans. Ind. Electron., **48**(3):517–525.
- Jacobina, C.; Nogueira Lima, A.; da Silva, E.; Alves, R. e Seixas, P. (2001c) Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms, IEEE Trans. Power Electron., **16**(3):351–359.
- Jeong, G.-Y.; Park, T.-J. e Kwon, B.-H. (2000) Line-voltage-sensorless active power filter for reactive power compensation, Electric Power Applications, IEE Proceedings -, **147**(5):385–390.
- Jiang, Z. e Dougal, R. A. (2004) Synergetic control of power converters for pulse current charging of advanced batteries from a fuel cell power source, IEEE Transactions on Power Electronics, **19**(4):1140–1150.
- Jiang, Z. e Xiang, L. (2012) Review of exact linearization method applied to power electronics system, In: *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2012 Asia-Pacific*, pp. 1–4.
- Jiao, Y. e Lee, F. C. (2014) Lcl filter design and inductor ripple analysis for 3-level npc grid interface converter, In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1911–1918.
- Jintakosonwit, P.; Fujita, H.; Akagi, H. e Ogasawara, S. (2002) Implementation and performance of cooperative control of shunt active filters for harmonic damping throughout a power distribution system, In: *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol. 1, pp. 51–58.
- Júnior, M. O. (2012) Contribuição ao Estudo de Técnicas de Controle para Retificadores Ativos em Sistemas de Média Tensão, Dissertação de mestrado, Universidade Federal

- de Minas Gerais, Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte - MG.
- Jo, H. e Cha, H. (2014) Parallel operation of three-phase bi-directional isolated interleaved dc-dc converters for battery test system, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, pp. 1584–1589.
- Jo, H.; Han, B.-M. e Cha, H. (2014) Grid-connected battery test system with ac regenerating capability, In: *Energy Conference (ENERGYCON), 2014 IEEE International*, pp. 82–86.
- Kamran, F. e Habetler, T. (1998) Combined deadbeat control of a series-parallel converter combination used as a universal power filter, *IEEE Trans. Power Electron.*, **13**(1):160–168.
- Kaura, V. e Blasko, V. (1997) Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **33**(1):58–63.
- Kazmierkowski, M. P. e Tunia, H. (1994) Automatic control of converter-fed drives, Elsevier, 1^o edic..
- Ke, G.; x. Sun, B.; Tian, P.; Jun-long, N.; Jia-peng, W.; Tao, F. e Jun, L. (2014) Study of software development method of battery test platform based on simulink and c#, In: *Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014 IEEE Conference and Expo*, pp. 1–5.
- Kennel, R. e Szczupak, P. (2005) Sensorless control of 3-phase pwm rectifier, In: *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, p. 6 pp.
- Ketzer, M. (2013) Controle Sensorless de Retificadores e Filtros Ativos de Potência, Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande - PB.
- Ketzer, M. e Jacobina, C. (2012) Controlador multivariável para filtros universais, Congresso Brasileiro de Automação, Anais do CBA 2012.
- Ketzer, M. e Jacobina, C. (2013a) Controle sensorless robusto para retificadores de alto fator de potência, Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica.
- Ketzer, M. e Jacobina, C. (2013b) Feedback linearization control for active filters, SBAI/DINCON 2013 - Brazilian Conference on Dynamics, Control and their Applications.

- Ketzer, M. e Jacobina, C. (2013c) Model reference adaptive control for ifo-controlled ac drives for motors and generators, SBAI/DINCON 2013 - Brazilian Conference on Dynamics, Control and their Applications.
- Ketzer, M. e Jacobina, C. (2013d) Nonlinear virtual flux oriented control for sensorless active filters, In: *Brazilian Power Electronics Conference, COBEP*, pp. 393–398.
- Ketzer, M. e Jacobina, C. (2014a) Multivariable load current sensorless controller for universal active power filter, *IET Power Electronics*, **7**(7):1777–1786.
- Ketzer, M. e Jacobina, C. (2014b) Sensorless current shaping control technique for shunt active filters, In: *11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON*.
- Ketzer, M. e Jacobina, C. (2014c) Sensorless voltage-current shaping control for universal active filters, In: *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*.
- Ketzer, M. e Jacobina, C. (2015a) Sensorless control technique for pwm rectifiers with voltage disturbance rejection and adaptive power factor, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **62**(2):1140–1151.
- Ketzer, M. e Jacobina, C. (2015b) Sensorless pwm rectifiers with active filter action, In: *24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics*.
- Ketzer, M.; Lima, A.; Oliveira, A. e Jacobina, C. (2013) Evaluating circuit topologies for battery charge equalization, In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pp. 743–748.
- Ketzer, M.; Ciarligi, D.; Lima, A. e Cunha, A. (2016a) Battery test system with regenerating capability, 5th International Conference on Engineering Optimization.
- Ketzer, M.; Jacobina, C. e Lima, A. M. N. (2016b) Battery test system with regenerating capability, In: *5th International Conference on Engineering Optimization - EngOpt 2016*.
- Ketzer, M.; Jacobina, C. e Lima, A. M. N. (2016c) Improved robust current shaping control for shunt active filters, In: *Industrial Electronics Society, IECON 2016 - 42th Annual Conference of the IEEE*.
- Ketzer, M.; Jacobina, C. e Lima, A. M. N. (2016d) Nonlinear control for single-phase uni-

- versal active filters, In: *Industrial Electronics Society, IECON 2016 - 42th Annual Conference of the IEEE*.
- Ketzer, M. B. e Jacobina, C. B. (2016) Virtual flux sensorless control for shunt active power filters with quasi-resonant compensators, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(7):4818–4830.
- Khadkikar, V. (2012) Enhancing electric power quality using upqc: A comprehensive overview, *IEEE Trans. Power Electron.*, **27**(5):2284–2297.
- Kolar, J. e Friedli, T. (2013) The essence of three-phase pfc rectifier systems - part i, *IEEE Trans. Power Electron.*, **28**(1):176–198.
- Kolhatkar, Y.; Errabelli, R. e Das, S. (2005) A sliding mode controller based optimum upqc with minimum va loading, In: *Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE*, vol. 1, pp. 871–875.
- Kreisselmeier, G. e Narendra, K. (1982) Stable model reference adaptive control in the presence of bounded disturbances, *Automatic Control, IEEE Transactions on*, **27**(6):1169–1175.
- Kulka, A. (2009) Sensorless Digital Control of Grid Connected Three Phase Converters for Renewable Sources, Ph.D. thesis, Norwegian University of Science and Technology, Faculty of Information Technology, Mathematics and Electrical Engineering, Trondheim - Norway.
- Kulkarni, A. e John, V. (2013) Mitigation of lower order harmonics in a grid-connected single-phase pv inverter, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **28**(11):5024–5037.
- Kwan, K.; Png, Y.; Qui, Y. e So, P. (2007) Model predictive control of unified power quality conditioner for power quality improvement, In: *Control Applications, 2007. CCA 2007. IEEE International Conference on*, pp. 916–921.
- Kwan, K. H.; Chu, Y. C. e So, P. L. (2009) Model-based h_{∞} control of a unified power quality conditioner, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **56**(7):2493–2504.
- Kwon, B.-H.; Youm, J.-H. e Lim, J.-W. (1999a) A line-voltage-sensorless synchronous rectifier, *IEEE Trans. Power Electron.*, **14**(5):966–972.
- Kwon, B.-H.; Youm, J.-H.; Lim, J.-W.; Seok, K.-W. e Jeong, G.-Y. (1999b) Three-phase

- pwm synchronous rectifiers without line-voltage sensors, *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, **146**(6):632–636.
- Landaeta, L.; Sepulveda, C.; Espinoza, J. e Baier, C. (2006) A mixed lqri/pi based control for three-phase upqcs, In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, pp. 2494–2499.
- Langeslag, W.; Pagano, R.; Schetters, K.; Strijker, A. e van Zoest, A. (2007) Vlsi design and application of a high-voltage-compatible soc-asic in bipolar cmos/dmos technology for ac-dc rectifiers, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **54**(5):2626–2641.
- Larrinaga, S.; Vidal, M.; Oyarbide, E. e Apraiz, J. (2007) Predictive control strategy for dc/ac converters based on direct power control, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **54**(3):1261–1271.
- Lavretsky, E. (2012) Adaptive output feedback design using asymptotic properties of lqg/ltr controllers, *Automatic Control, IEEE Transactions on*, **57**(6):1587–1591.
- Lavretsky, E. e Wise, K. (2013) *Robust and Adaptive Control: With Aerospace Applications*, Springer, 1^o edic..
- Laxmi, A.; Das, G.; Rao, K.; Sreekanthi, K. e Rayudu, K. (2006) Different control strategies for unified power quality conditioner at load side, In: *Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on*, pp. 1–7.
- Le, J.; Xie, Y.; Zhi, Z. e Lin, C. (2008) A nonlinear control strategy for upqc, In: *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, pp. 2067–2070.
- Lee, D.-C. e Lim, D.-S. (2002) Ac voltage and current sensorless control of three-phase pwm rectifiers, *IEEE Trans. Power Electron.*, **17**(6):883–890.
- Lee, H. M. e Ghovanloo, M. (2011a) Fully integrated power-efficient ac-to-dc converter design in inductively-powered biomedical applications, In: *2011 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, pp. 1–8.
- Lee, H. M. e Ghovanloo, M. (2011b) An integrated power-efficient active rectifier with offset-controlled high speed comparators for inductively powered applications, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, **58**(8):1749–1760.
- Lee, H. M. e Ghovanloo, M. (2013) A power-efficient wireless capacitor charging system

- through an inductive link, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, **60**(10):707–711.
- Lee, W.-C.; Hyun, D.-S. e Lee, T.-K. (1999) Single sensor current control of a three-phase voltage-source pwm converter using predictive state observer, In: *Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, pp. 791–796.
- Lee, Y. D.; Park, S. Y. e Han, S. B. (2015) Online embedded impedance measurement using high-power battery charger, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **51**(1):498–508.
- Lemos, J. W. (2009) Filtros Ativos Cooperativos em Redes de Baixa Tensão., Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, Departamento de Engenharia Elétrica, Campina Grande - PB.
- Leon, A.; Amodeo, S.; Solsona, J. e Valla, M. (2011) Non-linear optimal controller for unified power quality conditioners, *Power Electronics, IET*, **4**(4):435–446.
- Li, P.; Bai, Q. e Li, G. (2006) Coordinated control strategy for upqc and its verification, In: *Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE*.
- Li, Y. W.; Blaabjerg, F.; Vilathgamuwa, D. e Loh, P. C. (2007) Design and comparison of high performance stationary-frame controllers for dvr implementation, *IEEE Trans. Power Electron.*, **22**(2):602–612.
- Liang, T. J.; Wen, T.; Tseng, K. C. e Chen, J. F. (2001) Implementation of a regenerative pulse charger using hybrid buck-boost converter, In: *Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on*, vol. 2, pp. 437–442 vol.2.
- Liao, J. (2015) Power management market tracker, In: *IHS Technology*.
- Lin, B.-R.; Huang, C.-H. e Wei, T.-C. (2002) Voltage-controlled half-bridge neutral-point diode-clamped rectifier without current sensor, In: *Industrial Technology, 2002. IEEE ICIT '02. 2002 IEEE International Conference on*, vol. 1, pp. 433–438.
- Liou, W. R.; Lacorte, W. B.; Caberos, A. B.; Yeh, M. L.; Lin, J. C.; Lin, S. C. e Sun, C. S. (2013a) A programmable controller ic for dc/dc converter and power factor correction applications, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, **9**(4):2105–2113.

- Liou, W. R.; Lacorte, W. B.; Caberos, A. B.; Yeh, M. L.; Lin, J. C.; Lin, S. C. e Sun, C. S. (2013b) A programmable controller ic for dc/dc converter and power factor correction applications, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, **9**(4):2105–2113.
- Liserre, M.; Blaabjerg, F. e Hansen, S. (2005a) Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **41**(5):1281–1291.
- Liserre, M.; Blaabjerg, F. e Hansen, S. (2005b) Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **41**(5):1281–1291.
- Liu, R.; Xia, N. e Wang, X. (2009) The research on fuzzy-pid control in unified power quality conditioner, In: *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on*, pp. 821–824.
- Lukic, Z.; Rahman, N. e Prodie, A. (2007) Multibit $\sigma - \delta$ pwm digital controller ic for dc-dc converters operating at switching frequencies beyond 10 mhz, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **22**(5):1693–1707.
- Lynch, W.; Casacca, M. e Salameh, Z. (1993) Linear current mode controller for battery test applications, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **8**(1):20–25.
- Maciejowski, J. M. (2002) *Predictive Control: with Constrains*, Prentice Hall, 1^o edic..
- MacKunis, W.; Wilcox, Z.; Kaiser, M. e Dixon, W. (2009a) Global adaptive output feedback mrac, In: *Decision and Control, 2009 held jointly with the 2009 28th Chinese Control Conference. CDC/CCC 2009. Proceedings of the 48th IEEE Conference on*, pp. 3483–3488.
- MacKunis, W.; Wilcox, Z.; Kaiser, M. e Dixon, W. (2009b) Global adaptive output feedback mrac, In: *Decision and Control, 2009 held jointly with the 2009 28th Chinese Control Conference. CDC/CCC 2009. Proceedings of the 48th IEEE Conference on*, pp. 3483–3488.
- Maksimovic, D.; Jang, Y. e Erickson, R. (1995) Nonlinear-carrier control for high power factor boost rectifiers, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, pp. 635–641.
- Malinowski, M. (2001) *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers*, Ph.D. thesis, Warsaw University of Technology, Faculty of Electrical Engineering, Warsaw - Poland.

- Malinowski, M.; Jasinski, M. e Kazmierkowski, M. (2004) Simple direct power control of three-phase pwm rectifier using space-vector modulation (dpc-svm), *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **51**(2):447–454.
- marketsandmarkets.com (2016) Power management ic (pmic) market by product (linear regulator, switching regulator, voltage references, battery management ic, energy management ic, led driver ic, poe controller, wireless charging ic), application, and geography - global forecast to 2022, In: *Report Code: SE 1658*.
- Massing, J.; Stefanello, M.; Grundling, H. e Pinheiro, H. (2012) Adaptive current control for grid-connected converters with lcl filter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **59**(12):4681–4693.
- Matsutani, M. (2013) Robust adaptive flight control systems in the presence of time delay, Ph.d dissertation, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge.
- Matsutani, M.; Annaswamy, A. e Lavretsky, E. (2012) Guaranteed delay margins for adaptive control of scalar plants, In: *Decision and Control (CDC), 2012 IEEE 51st Annual Conference on*, pp. 7297–7302.
- Mattavelli, P. (2001a) A closed-loop selective harmonic compensation for active filters, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **37**(1):81–89.
- Mattavelli, P. (2001b) Synchronous-frame harmonic control for high-performance ac power supplies, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **37**(3):864–872.
- Mattavelli, P. e Marafao, F. (2004) Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **51**(5):1018–1024.
- McAndrews, J. M. (2000) Automated remote site battery discharge/recharge or boost charge test set, In: *Telecommunications Energy Conference, 2000. INTELEC. Twenty-second International*, pp. 288–292.
- Mekri, F.; Machmoum, M.; Ahmed, N. e Mazari, B. (2008) A fuzzy hysteresis voltage and current control of an unified power quality conditioner, In: *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, pp. 2684–2689.
- Meliandn, P.; Espinoza, J.; Munandoz, J.; Baier, C. e Espinosa, E. (2010) Decoupled control of a unified power quality conditioner based on a current source topology for fast ac mains

- disturbance compensation, In: *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, pp. 730–736.
- Mendalek, N.; Al-Haddad, K.; Dessaint, L.-A. e Fnaiech, F. (2001) Nonlinear control strategy applied to a shunt active power filter, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, vol. 4, pp. 1877–1882 vol. 4.
- Milasi, R.; Lynch, A. e Li, Y. W. (2013) Adaptive control of a voltage source converter for power factor correction, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **28**(10):4767–4779.
- Ming, Z.; Jian-Ru, W.; Zhi-Qiang, W. e Jian, C. (2006) Control method for power quality compensation based on levenberg-marquardt optimized bp neural networks, In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*, vol. 3, pp. 1–4.
- Mohamed, Y.-R. e El-Saadany, E. (2008) Robust high bandwidth discrete-time predictive current control with predictive internal model;a unified approach for voltage-source pwm converters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **23**(1):126–136.
- Monfared, M. e Golestan, S. (2012) Control strategies for single-phase grid integration of small-scale renewable energy sources: A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, **16**(7):4982 – 4993.
- Morari, M. e Zafiriou, E. (1989) *Robust Process Control*, Prentice Hall, ISBN 9780137821532.
- Morrison, J. L.; Smyth, B.; Wold, J.; Butherus, D. K.; Morrison, W. H.; Christopherson, J. P. e Motloch, C. G. (2009) Fast summation transformation for battery impedance identification, In: *2009 IEEE Aerospace conference*, pp. 1–9.
- Morsy, A.; Tawfeek, M.; Lotfy, A.; Ahmed, S. e Massoud, A. (2011) Harmonic rejection using multi-synchronous reference frame technique for csi-based distributed generation with grid voltage distortion, In: *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on*, pp. 1–5.
- Mouton, T. e Putzeys, B. (2009) Digital control of a pwm switching amplifier with global feedback, In: *Audio Engineering Society Conference: 37th International Conference: Class D Audio Amplification*.
- Muñoz, J.; Espinoza, J.; Espinosa, E.; Baier, C. e Melín, P. (2010) Design of a discrete-time linear control scheme for a modular upqc, In: *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE*

- International Symposium on*, pp. 2563–2568.
- Narendra, K. e Annaswamy, A. (1986) Robust adaptive control in the presence of bounded disturbances, *Automatic Control, IEEE Transactions on*, **31**(4):306–315.
- Narendra, K. e Annaswamy, A. (2012) *Stable Adaptive Systems*, Dover Publications, ISBN 9780486141428.
- Neacsu, D. O. (2010) Integrated circuits for power electronics applications, In: *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 4121–4169.
- Nedeljkovic, D.; Nemeč, M.; Drobnič, K. e Ambrožič, V. (2008) Direct current control of active power filter without filter current measurement, In: *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on*, pp. 72–76.
- Ni, R.; Li, Y. W.; Zhang, Y.; Zargari, N. e Cheng, Z. (2014) Virtual impedance-based selective harmonic compensation (vi-shc) pwm for current source rectifiers, *IEEE Trans. Power Electron.*, **29**(7):3346–3356.
- Nishioka, J. (2011) Sistema de Controle Digital para Retificador Trifásico a Quatro Fios com Filtro LCL, Dissertação de mestrado, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville - SC.
- Noguchi, T.; Tomiki, H.; Kondo, S. e Takahashi, I. (1998a) Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **34**(3):473–479.
- Noguchi, T.; Tomiki, H.; Kondo, S. e Takahashi, I. (1998b) Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **34**(3):473–479.
- Norniella, J.; Cano, J.; Orcajo, G.; Rojas, C.; Gonzalez, F.; Cabanas, M. e Melero, M. (2013) Improving the dynamics of virtual flux-based control of three-phase active rectifiers, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **PP**(99):1–1.
- Nunez-Zuniga, T. e Pomilio, J. (2002) Shunt active power filter synthesizing resistive loads, *IEEE Trans. Power Electron.*, **17**(2):273–278.
- Ogata, K. (2009) *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, 5^o edic..

- Ohnishi, T. (1991) Three phase pwm converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control, In: *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 International Conference on*, pp. 819–824 vol.1.
- Ohnuki, T.; Miyashita, O.; Lataire, P. e Maggetto, G. (1999) Control of a three-phase pwm rectifier using estimated ac-side and dc-side voltages, *IEEE Trans. Power Electron.*, **14**(2):222–226.
- Ortuzar, M.; Carmi, R.; Dixon, J. e Moran, L. (2006) Voltage-source active power filter based on multilevel converter and ultracapacitor dc link, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **53**(2):477–485.
- Ozdemir, E.; Ucar, M.; Kesler, M. e Kale, M. (2006) A simplified control algorithm for shunt active power filter without load and filter current measurement, In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, pp. 2599–2604.
- Pacas, M. e Weber, J. (2003) Predictive direct torque control for the pm-synchronous machine, In: *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, pp. 1249–1254.
- Pacas, M. e Weber, J. (2005) Direct model predictive control - a new direct predictive control strategy for electrical drives, In: *in Proceedings EPE, Dresden, Germany*, pp. 1–10.
- Panov, Y. e Jovanovic, M. M. (2001) Design considerations for 12-v/1.5-v, 50-a voltage regulator modules, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **16**(6):776–783.
- Patella, B. J.; Prodic, A.; Zirger, A. e Maksimovic, D. (2003) High-frequency digital pwm controller ic for dc-dc converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **18**(1):438–446.
- Peng, F. Z. e Lai, J.-S. (1996) Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems, *Instrumentation and Measurement*, *IEEE Transactions on*, **45**(1):293–297.
- Peng, F. Z.; Lai, J.-S.; McKeever, J. e VanCoevering, J. (1995) A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static var generation, In: *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, vol. 3, pp. 2541–2548.

- Peretz, M. M.; Mahdavihah, B. e Prodic, A. (2015) Hardware-efficient programmable-deviation controller for indirect energy transfer dc-dc converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30**(6):3376–3388.
- Peterchev, A. V. e Sanders, S. R. (2003) Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled pwm converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **18**(1):301–308.
- Peterchev, A. V.; Xiao, J. e Sanders, S. R. (2003) Architecture and ic implementation of a digital vrm controller, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **18**(1):356–364.
- Qiao, C. e Smedley, K. (2000) Unified constant-frequency integration control of three-phase standard bridge boost rectifier, In: *Power Electronics Congress, 2000. CIEP 2000. VII IEEE International*, pp. 131–135.
- Quinn, C. e Mohan, N. (1992) Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual*, pp. 829–836.
- Radic, A.; Lukic, Z.; Prodic, A. e de Nie, R. H. (2013) Minimum-deviation digital controller ic for dc-dc switch-mode power supplies, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **28**(9):4281–4298.
- Rahmani, S.; Mendalek, N. e Al-Haddad, K. (2010) Experimental design of a nonlinear control technique for three-phase shunt active power filter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **57**(10):3364–3375.
- Rajasree, R. e Premalatha, S. (2011) Unified power quality conditioner (upqc) control using feed forward (ff)/ feed back (fb) controller, In: *Internation Conference on Computer, Communication and Electrical Technology (ICCCET), 2011*, pp. 364–369.
- Rajasree, R.; Premalatha, S.; Bhaskar, M.; Meenatchi, V.; Vidya, B. e Kumar, S. (2011) A new control scheme for unified power quality conditioner (upqc), In: *Electronics Computer Technology (ICECT), 2011 3rd International Conference on*, vol. 1, pp. 54–58.
- Ramzan, R. e Zafar, F. (2015) High-efficiency fully cmos vco rectifier for microwatt resonant wireless power transfer, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, **62**(2):134–138.

- Rastogi, M.; Mohan, N. e Edris, A.-A. (1995) Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, **10**(4):1994–2000.
- Razavi, B. (2001) *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, McGraw-Hill, Inc., New York, NY, USA, 1^o edic., ISBN 0072380322, 9780072380323.
- Redl, R. e Sun, J. (2009a) Ripple-based control of switching regulators - an overview, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **24**(12):2669–2680.
- Redl, R. e Sun, J. (2009b) Ripple-based control of switching regulators; an overview, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **24**(12):2669–2680.
- Ribeiro, R.; Azevedo, C. e Sousa, R. (2012a) A robust adaptive control strategy of active power filters for power-factor correction, harmonic compensation, and balancing of non-linear loads, *IEEE Trans. Power Electron.*, **27**(2):718–730.
- Ribeiro, R. L. A.; Azevedo, C. C. e Sousa, R. M. (2010) A non-standard adaptive control for shunt active power filter without current harmonic detection, In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2007–2012.
- Ribeiro, R. L. A.; Moreira, J.; Souza, R. M. e Azevedo, C. C. (2012b) A robust control strategy for regulating dc-link voltage of active power filter without load current measurements, In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 156–161.
- Rivas, D.; Moran, L.; Dixon, J. e Espinoza, J. (2002) A simple control scheme for hybrid active power filter, *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, **149**(4):485–490.
- Rodriguez, P.; Luna, A.; Munoz-Aguilar, R.; Etxeberria-Otadui, I.; Teodorescu, R. e Blaabjerg, F. (2012a) A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions, *IEEE Trans. Power Electron.*, **27**(1):99–112.
- Rodriguez, P.; Luna, A.; Muñoz-Aguilar, R.; Etxeberria-Otadui, I.; Teodorescu, R. e Blaabjerg, F. (2012b) A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions, *IEEE Trans. Power Electron.*, **27**(1):99–112.

- Roh, Y. S.; Moon, Y. J.; Gong, J. C. e Yoo, C. (2011) Active power factor correction (pfc) circuit with resistor-free zero-current detection, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **26**(2):630–637.
- Rohrs, C.; Valavani, L.; Athans, M. e Stein, G. (1982) Robustness of adaptive control algorithms in the presence of unmodeled dynamics, In: *Decision and Control, 1982 21st IEEE Conference on*, vol. 21, pp. 3–11.
- Rong, Y.; Li, C.; Tang, H. e Zheng, X. (2009) Output feedback control of single-phase upqc based on a novel model, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, **24**(3):1586–1597.
- Routimo, M.; Salo, M. e Tuusa, H. (2005) Current sensorless control of a voltage-source active power filter, In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, vol. 3, pp. 1696–1702.
- Saggini, S.; Ghioni, M. e Geraci, A. (2004) An innovative digital control architecture for low-voltage, high-current dc-dc converters with tight voltage regulation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **19**(1):210–218.
- Salo, M. (2005) Ac current sensorless control of the current-source active power filter, In: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pp. 2603–2608.
- Santos Filho, R.; Seixas, P.; Cortizo, P.; Torres, L. e Souza, A. (2008) Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **55**(8):2923–2932.
- Schuch, L.; Rech, C.; Hey, H. L.; Grundlinggrundling, H. A.; Pinheiro, H. e Pinheiro, J. R. (2006) Analysis and design of a new high-efficiency bidirectional integrated zvt pwm converter for dc-bus and battery-bank interface, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **42**(5):1321–1332.
- Sedra, A. S. e Smith, K. C. (2004) *Microelectronic Circuits*, Oxford University Press, 5^a edic..
- Sefanello, M.; Pinheiro, H. e Grundling, H. (2009) Combined direct adaptive controller for a three-phase four-wire shunt active power filter, In: *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, pp. 719–724.
- Sepulveda, C.; Espinoza, J.; Moran, L. e Ortega, R. (2004) Analysis and design of a linear control strategy for three-phase upqcs, In: *Industrial Electronics Society, 2004. IECON*

2004. *30th Annual Conference of IEEE*, vol. 3, pp. 3060–3065.
- Shankar, S. Bodson, M. (1989) Adaptive control : stability, convergence, and robustness, Prentice-Hall, 1^o edic..
- Shin, J.; Kim, H. e Kim, Y. (2010) Adaptive feedback linearization for an uncertain nonlinear system using support vector regression, In: *American Control Conference (ACC), 2010*, pp. 2452–2457.
- Shyu, K.-K.; Yang, M.-J.; Chen, Y.-M. e Lin, Y.-F. (2008) Model reference adaptive control design for a shunt active-power-filter system, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **55**(1):97–106.
- da Silva, E.; Cipriano dos Santos, E. e Jacobina, C. (2011) Pulsewidth modulation strategies, *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, **5**(2):37–45.
- Singh, B.; Chandra, H.; Al-Haddad, K. e Singh, B. (1998) Fuzzy control algorithm for universal active filter, In: *Power Quality '98*, pp. 73–80.
- Skogestad, S. e Postlethwaite, I. (2005) *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*, Wiley Interscience, 2^o edic..
- Smedley, K. e Cuk, S. (1991) One-cycle control of switching converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 888–896.
- Sreeraj, E.; Chatterjee, K. e Bandyopadhyay, S. (2013) One-cycle-controlled single-stage single-phase voltage-sensorless grid-connected pv system, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **60**(3):1216–1224.
- Stefanello, M.; Kanieski, J.; Cardoso, R. e Grundling, H. (2008) Design of a robust model reference adaptive control for a shunt active power filter, In: *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, pp. 158–163.
- Stepanyan, V. e Krishnakumar, K. (2010) Mrac revisited: Guaranteed performance with reference model modification, In: *American Control Conference (ACC), 2010*, pp. 93–98.
- Stepanyan, V. e Krishnakumar, K. (2011) M-mrac for nonlinear systems with bounded disturbances, In: *Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), 2011 50th IEEE Conference on*, pp. 5419–5424.
- Stepanyan, V. e Krishnakumar, K. (2014) M-mrac with normalization, In: *Decision and Control (CDC), 2014 IEEE 53rd Annual Conference on*, pp. 1289–1294.

- Sun, J. (1993) A modified model reference adaptive control scheme for improved transient performance, *Automatic Control, IEEE Transactions on*, **38**(8):1255–1259.
- Suul, J.; Luna, A.; Rodriguez, P. e Undeland, T. (2012a) Voltage-sensor-less synchronization to unbalanced grids by frequency-adaptive virtual flux estimation, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **59**(7):2910–2923.
- Suul, J.; Luna, A.; Rodriguez, P. e Undeland, T. (2012b) Voltage-sensor-less synchronization to unbalanced grids by frequency-adaptive virtual flux estimation, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **59**(7):2910–2923.
- Tao, H.; Kotsopoulos, A.; Duarte, J. L. e Hendrix, M. A. M. (2006) Family of multiport bi-directional dc-dc converters, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, **153**(3):451–458.
- Treščases, O.; Prodic, A. e Ng, W. T. (2011) Digitally controlled current-mode dc-dc converter ic, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, **58**(1):219–231.
- Trinh, Q.-N. e Lee, H.-H. (2013) An advanced current control strategy for three-phase shunt active power filters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **60**(12):5400–5410.
- Tumbelaka, H. H. (2007) A load current sensorless shunt active power filter, *Petra Christian University - Surabaya (SITIA - ITS)*.
- Twining, E. e Holmes, D. G. (2003) Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an lcl input filter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **18**(3):888–895.
- Vadirajacharya, K.; Agarwal, P. e Gupta, H. (2006) Unified constant frequency integration control of universal power quality conditioner, In: *Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006. PEDES '06. International Conference on*, pp. 1–5.
- Vellucci, F.; Sglavo, V.; Pede, G.; Pasca, E.; Malvaldi, V. e Scalari, S. (2014) Life cycles test on a lithium battery system, In: *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*, pp. 3129–3134.
- Waag, W.; Käbitz, S. e Sauer, D. U. (2013) Experimental investigation of the lithium-ion battery impedance characteristic at various conditions and aging states and its influence on the application, *Applied Energy*, **102**:885 – 897, Special Issue on Advances in sustainable biofuel production and use - {XIX} International Symposium on Alcohol Fuels - {ISAF}.

- Wahlberg, B. (1991) System identification using laguerre models, *IEEE Transactions on Automatic Control*, **36**(5):551–562.
- Wang, B.; Venkataramanan, G. e Bendre, A. (2005) Unity power factor control for three phase three level rectifiers without current sensors, In: *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 3, pp. 1677–1683.
- Wang, L. (2004) Discrete model predictive controller design using laguerre functions, *Journal of Process Control*, **14**(2):131 – 142.
- Wang, L. (2009) *Model Predictive Control Systems Design and Implementation Usign Matlab*, Springer, 1^o edic..
- Watanabe, H. e Aredes, M. (2001) *Teoria de potência ativa e reativa instantânea e aplicações. filtros ativos e facts*, Laboratório de Eletrônica de Potência. COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2nd Edição.
- Wei, G.-Y. e Horowitz, M. (1999) A fully digital, energy-efficient, adaptive power-supply regulator, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **34**(4):520–528.
- Whitaker, H.; Yamron, J. e Kezer, A. (1958) *Design of Model Reference Adaptive Control Systems for Aircraft*, Instrumentation Laboratory, MIT, Cambridge, 1^o edic..
- Wojciechowski, D. (2005a) Grid voltages sensorless control system of the pwm rectifier with active filtering function, In: *Compatibility in Power Electronics, 2005. IEEE*, pp. 238–246.
- Wojciechowski, D. (2005b) Novel estimator of distorted and unbalanced electromotive force of the grid for control system of pwm rectifier with active filtering, In: *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*.
- Wojciechowski, D. (2007) Sensorless predictive control of three-phase parallel active filter, In: *AFRICON 2007*, pp. 1–7.
- Wojciechowski, M.; Strzelecki, R. e Benysek, G. (2008) Predictive control system of the shunt active power filter, In: *Electronics Conference, 2008. BEC 2008. 11th International Biennial Baltic*, pp. 309–312.
- Wu, P. Y.; Tsui, S. Y. S. e Mok, P. K. T. (2010) Area- and power-efficient monolithic

- buck converters with pseudo-type iii compensation, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **45**(8):1446–1455.
- Wu, T. F.; Tsai, J. R.; Chen, Y. M. e Tsai, Z. H. (2007) Integrated circuits of a pfc controller for interleaved critical-mode boost converters, In: *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1347–1350.
- Yan, L.; Hsu, L.; Costa, R. R. e Lizarralde, F. (2008) A variable structure model reference robust control without a prior knowledge of high frequency gain sign, *Automatica*, **44**(4):1036 – 1044.
- Yepes, A.; Freijedo, F.; Doval-Gandoy, J.; Lopez, O.; Malvar, J. e Fernandez-Comesaña, P. (2010) Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers, *IEEE Trans. Power Electron.*, **25**(7):1692–1712.
- Yepes, A.; Freijedo, F.; Lopez, O. e Doval-Gandoy, J. (2011a) Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **58**(11):5231–5250.
- Yepes, A.; Freijedo, F.; Lopez, O. e Doval-Gandoy, J. (2011b) High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators, *IEEE Trans. Power Electron.*, **26**(2):563–576.
- Yin, G.; Guo, L. e Li, X. (2013) An amplitude adaptive notch filter for grid signal processing, *IEEE Trans. Power Electron.*, **28**(6):2638–2641.
- Yu, J. e peng Tang, Y. (2008) Ac current sensorless control of three-phase three-wire pwm rectifiers, In: *Intelligent Control and Automation, 2008. WCICA 2008. 7th World Congress on*, pp. 6516–6520.
- Zhang, J.; Yu, J.; Cha, C. e Yang, H. (2004) The effects of pulse charging on inner pressure and cycling characteristics of sealed ni/mh batteries, *Journal of Power Sources*, **136**(1):180 – 185.
- Zhang, L.; Kang, W.; Jia, L.; Zhao, M. e Xu, R. (2010) Control of bidirectional current source svpwm converter in the power accumulator battery testing system, In: *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific*, pp. 1–4.
- Zhang, X.; Chu, Y. C.; Ling, K. V. e Yang, X. (2009) Model predictive control of unified

- power quality conditioner with control saturation, In: *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on*, pp. 2651–2656.
- Zhang, Y.; Li, Z.; Zhang, Y.; Xie, W.; Piao, Z. e Hu, C. (2013a) Performance improvement of direct power control of pwm rectifier with simple calculation, *IEEE Trans. Power Electron.*, **28**(7):3428–3437.
- Zhang, Y.; Xie, W.; Li, Z. e Zhang, Y. (2013b) Model predictive direct power control of a pwm rectifier with duty cycle optimization, *IEEE Trans. Power Electron.*, **28**(11):5343–5351.
- Zhili, T. e Dongjiao, Z. (2010) A control strategy to eliminate interaction between the series and parallel compensator of upqc, In: *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on*, pp. 4855–4858.
- Zhili, T.; Xun, L.; Jian, C.; Yong, K. e Shanxu, D. (2006) A direct control strategy for upqc in three-phase four-wire system, In: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*, vol. 2, pp. 1–5.
- Zhou, H.; Li, Y. W.; Zargari, N.; Cheng, Z.; Ni, R. e Zhang, Y. (2014) Selective harmonic compensation (shc) pwm for grid-interfacing high-power converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, **29**(3):1118–1127.
- Zhou, K.; Doyle, J. e Glover, K. (1996) *Robust and Optimal Control*, Prentice-Hall.
- Zmood, D. e Holmes, D. (2003) Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error, *IEEE Trans. Power Electron.*, **18**(3):814–822.
- Zmood, D.; Holmes, D. e Bode, G. (2001) Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **37**(2):601–610.
- Zollitsch, A.; Holzapfel, F. e Annaswamy, A. (2015) Application of adaptive control with closed-loop reference models to a model aircraft with actuator dynamics and input uncertainty, In: *American Control Conference (ACC), 2015*, pp. 3848–3853.