

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

METODOLOGIA DE PROJETO DE FONTES  
ININTERRUPTAS DE ENERGIA MONOFÁSICAS  
EMPREGANDO CONTROLADORES DE AÇÃO  
REPETITIVA AUXILIAR NO ESTÁGIO DE SAÍDA

TESE DE DOUTORADO

Leandro Michels

Santa Maria, RS, Brasil

2006

**METODOLOGIA DE PROJETO DE FONTES  
ININTERRUPTAS DE ENERGIA MONOFÁSICAS  
EMPREGANDO CONTROLADORES DE AÇÃO  
REPETITIVA AUXILIAR NO ESTÁGIO DE SAÍDA**

**por**

**Leandro Michels**

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

**Orientador: Prof. Hilton Abílio Gründling**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2006**

## Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

Michels, Leandro, 1979–  
M623m

Metodologia de Projeto de Fontes Ininterruptas de Energia Monofásicas Empregando Controladores de Ação Repetitiva Auxiliar no Estágio de Saída / por Leandro Michels ; orientador Hilton Abílio Gründling. – Santa Maria, 2007.

235f. : il.

Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2006.

1. Engenharia Elétrica 2. Controle de ação repetitiva  
3. Controle em tempo discreto 4. Inversores modulados por largura de pulso I. Gründling, Hilton Abílio, orient.  
II. Título.

CDU: 681.511.22

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

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

MICHELS, Leandro. **Metodologia de Projeto de Fontes Ininterruptas de Energia Monofásicas Empregando Controladores de Ação Repetitiva Auxiliar no Estágio de Saída**. 2006. 235f. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria.

---

©2006

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

Endereço: R. Senador Salgado Filho, 599, Centro, Não-Me-Toque, RS, 99470-000

Fone: +55 54 3332 1627; Cel: +55 55 9956 4460;

Endereço Eletrônico: leandromichels@gmail.com

---

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

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

**METODOLOGIA DE PROJETO DE FONTES  
ININTERRUPTAS DE ENERGIA MONOFÁSICAS  
EMPREGANDO CONTROLADORES DE AÇÃO REPETITIVA  
AUXILIAR NO ESTÁGIO DE SAÍDA**

elaborada por  
**Leandro Michels**

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

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

---

**Hilton Abílio Gründling, Dr. Sc. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)

---

**Fernando Botterón, Dr. (UNAM)**

---

**Humberto Pinheiro, Ph.D. (UFSM)**

---

**José Antenor Pomilio, Dr. (Unicamp)**

---

**José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, 18 de Dezembro de 2006

A todos os que acreditam que o desenvolvimento científico e tecnológico nacional é o principal agente para a transformação do Brasil em uma nação socialmente desenvolvida.

A minha família,  
em especial a meus pais.

# *AGRADECIMENTOS*

Primeiramente, gostaria de agradecer ao Prof. Dr. Hilton Abílio Gründling, pela dedicada orientação, que possibilitou-me concluir com êxito este trabalho. Agradeço pela participação sempre presente e por saber respeitar a minha opinião nas decisões sobre os rumos do trabalho. Serei para sempre grato por sua disponibilidade em discutir e ajudar, tanto nos assuntos da tese como em outros. Com certeza, ficarão os laços de amizade criados ao longo deste tempo de convívio.

Sou também grato aos demais professores que compõem o Grupo de Eletrônica de Potência e Controle: Dr. José Renes Pinheiro, Dr. Hélio Leães Hey e Humberto Pinheiro, Ph.D. As discussões realizadas e as críticas por vocês efetuadas em muito contribuíram para este trabalho.

Agradeço aos membros externos à UFSM presentes na banca de defesa da tese, Dr. José Antenor Pomílio e Dr. Fernando Botterón, além do Dr. Emerson Giovanni Carati, membro da banca do exame de qualificação, por sua disponibilidade em se deslocar até Santa Maria, além das valiosas sugestões.

Agradeço ao Prof. Gédson Dal Forno, que na condição de chefe do Departamento de Eletrônica e Computação, no qual atuei como professor, me deu o apoio necessário para que pudesse conciliar as atividades docentes com os estudos para a tese.

Aos professores Alexandre Campos, Ph.D. e Dr. Ricardo Prado, pelas disciplinas ministradas e pela amizade. Em especial ao Prof. Alexandre, pelos cinco anos de orientação durante o curso de graduação. A decisão de seguir a carreira acadêmica, em grande parte, é fruto do seu estímulo e dos seus ensinamentos.

Aos funcionários Luis Fernando G. Martins, Cleonice Senger e Marcus Vinícius B. Molina, assim como aos demais funcionários do Nupedee e da direção do centro, pela ajuda e amizade.

Agradeço ao colegas Rafael Cardoso, Helder T. Câmara, Jean P. da Costa, Márcio Stefanello, Robinson F. de Camargo, Orlando S. Martins, Leandro Della Flora, Igor W. Jaskulski, Jorge R. Massing, Ivan Gabbe, Jumar Russi, Mário L. S. Martins, Cleber Zanatta, Luciano Schuch e Cassiano Rech, citando somente os colegas de PPGEE, que

## *Agradecimentos*

---

além da amizade e do convívio, em muito contribuíram ao trabalho através de discussões e troca de informações.

Agradeço à Roberto P. Silveira, Gustavo W. Denardin, Marco Antônio Dalla Costa, Marco Antônio P. Andrade e Jeferson Marques, pela amizade e coleguismo durante a graduação e a pós-graduação.

Agradeço ao colega Rafael Cardoso, por fazer e disponibilizar a classe da tese em  $\text{\LaTeX}$  utilizada na confecção deste trabalho. Agradeço também ao amigo Tiago Brugnara Soares, por ajudar-me com os vídeos utilizados na apresentação da tese à banca.

Agradeço a todos os meus inúmeros amigos, de Santa Maria, de Não-Me-Toque e espalhados pelo mundo afora, que de uma forma e outra, seja convivência e amizade, também contribuíram para que eu chegasse até aqui. É impossível de citar a todos, mas saibam que vocês serão eternamente lembrados.

Por fim, o agradecimento especial a minha família. Agradeço a minha irmã Maísa, pelo grande apoio e motivação que sempre me deu ao longo da vida. A meu cunhado Maurício, pela amizade que vai muito além dos laços familiares. E a meus pais Ivo e Olinda, pelo amor, carinho e, sobretudo, pela excelente educação recebida e pelo incondicional apoio para que eu escolhesse minha profissão pelas minhas aptidões. Se hoje sou o que sou, devo tudo a vocês.

“Felicidade é a certeza de que nossa  
vida não está se passando  
inutilmente.”

**Érico Veríssimo**

“Uma vida sem desafios não vale a pena ser vivida.”

**Sócrates**

“A coisa mais indispensável a um homem é reconhecer o uso que deve fazer do seu próprio conhecimento.”

**Platão**

## RESUMO

Tese de Doutorado

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

### METODOLOGIA DE PROJETO DE FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA MONOFÁSICAS EMPREGANDO CONTROLADORES DE AÇÃO REPETITIVA AUXILIAR NO ESTÁGIO DE SAÍDA

AUTOR: LEANDRO MICHELS

ORIENTADOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 18 de Dezembro de 2006.

A presente tese de doutorado concentra esforços na consolidação dos benefícios introduzidos pela ação de controle repetitiva auxiliar no desempenho de inversores de tensão modulados por largura de pulso. O trabalho está focado na aplicação destes inversores em fontes ininterruptas de energia (UPS) de dupla conversão, com o intuito de atender aos mais exigentes requisitos de desempenho das normas internacionais. A utilização da ação de controle repetitiva auxiliar, nesta aplicação, é adequada porque o inversor demanda as características vantajosas de rejeição de distúrbios cíclicos por ela introduzida. Neste contexto, esta tese se divide em duas partes. A primeira parte compreende na proposição de algoritmos para solucionar algumas das características desvantajosas dos controladores de ação repetitiva, tal como a reduzida margem de estabilidade e o desempenho não satisfatório para sinais de referências de frequência variável. A segunda parte, por outro lado, trata das questões relacionadas ao projeto destes controladores de ação repetitiva, sendo proposta uma metodologia que integra o projeto destes controladores ao filtro de saída de uma UPS de dupla conversão. Por fim, destaca-se que são apresentados resultados de simulação e experimentais, obtidos em um protótipo de 1kVA, para validar as propostas deste trabalho.

**Palavras-chave:** controle de ação repetitiva; controle em tempo discreto; inversores modulados por largura de pulso.

# ABSTRACT

Doctoral Thesis

Graduate Program in Electrical Engineering  
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

## METODOLOGIA DE PROJETO DE FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA MONOFÁSICAS EMPREGANDO CONTROLADORES DE AÇÃO REPETITIVA AUXILIAR NO ESTÁGIO DE SAÍDA

(DESIGN METHODOLOGY FOR UNINTERRUPTIBLE POWER  
SYSTEMS USING PLUG-IN REPETITIVE CONTROLLERS IN THE  
OUTPUT STAGE)

AUTHOR: LEANDRO MICHELS

ADVISOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

Place and Date: Santa Maria, December 18, 2006.

The present doctoral thesis concentrate efforts in the consolidation of the benefits introduced by the plug-in repetitive action in the performance of pulse-width modulated voltage source inverters. The work is focused in the application of these inverters in double conversion uninterruptible power systems to comply the most demanding requirements of the international standards. The use of the plug-in repetitive action, in this application, is suitable because the inverter demands the advantageous characteristics of cyclic disturbance rejection by it introduced. In this scenario, this thesis is divided in two parts. The first one comprise the proposition of algorithms to solve some disadvantageous characteristics of the repetitive actions, such as the reduced stability margin and the unsuitable performance under reference signals with variable frequency. The second one, by the other hand, comprise the questions related to the design of these repetitive action controllers. It is included the proposition of a methodology that link the design of these controllers with the output filter of a double conversion UPS. Finally, it is worth to emphasize that are presented simulation and experimental results, obtained on a 1kVA laboratory prototype, that validate the proposes carried out.

**Keywords:** repetitive control; discrete-time control; pulse-width modulated inverters.

# *SUMÁRIO*

**Agradecimentos**

**Resumo**

**Abstract**

**Lista de Figuras**

**Lista de Tabelas**

**Lista de Siglas e Abreviaturas**

**Lista de Símbolos**

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	p. 39
1.1	Motivação . . . . .	p. 39
1.2	Revisão da literatura . . . . .	p. 41
1.2.1	Conversores CC/CA modulados por largura de pulso . . . . .	p. 44
1.2.2	Filtros de saída . . . . .	p. 47
1.2.3	Leis de controle . . . . .	p. 50
1.2.3.1	Instrumentação . . . . .	p. 51
1.2.3.2	Controladores de ação instantânea . . . . .	p. 52
1.2.3.3	Controladores de ação repetitiva . . . . .	p. 53
1.2.3.4	Controladores de ação repetitiva modificados . . . . .	p. 58
1.2.3.5	Projeto de controladores de ação repetitiva . . . . .	p. 60

1.2.4	Controle do barramento CC . . . . .	p. 61
1.3	Escopo do trabalho . . . . .	p. 62
1.4	Organização do trabalho . . . . .	p. 66
<b>2</b>	<b>Descrição da Planta</b>	<b>p. 67</b>
2.1	Introdução . . . . .	p. 67
2.2	Estrutura do inversor de tensão . . . . .	p. 67
2.3	Modelo dinâmico do inversor de tensão . . . . .	p. 68
2.4	Controle do inversor de tensão . . . . .	p. 71
2.4.1	Lei de controle de ação instantânea . . . . .	p. 72
2.4.2	Lei de controle de ação repetitiva . . . . .	p. 72
2.4.2.1	Análise da estabilidade . . . . .	p. 76
2.4.2.2	Análise da atenuação das componentes espectrais de alta frequência em regime permanente . . . . .	p. 77
2.4.2.3	Análise da taxa de convergência da atenuação das componentes espectrais de alta frequência . . . . .	p. 77
2.5	Impedância de saída do inversor de tensão . . . . .	p. 78
2.6	Conclusão . . . . .	p. 79
<b>3</b>	<b>Controlador de Ação Repetitiva Auxiliar para Sinais de Referência de Frequência Variável</b>	<b>p. 83</b>
3.1	Introdução . . . . .	p. 83
3.2	Descrição do problema de sincronização da referência . . . . .	p. 84
3.3	Leis de controle de ação repetitiva auxiliar modificadas . . . . .	p. 87
3.3.1	Identificador do período do sinal de referência . . . . .	p. 87
3.3.2	Algoritmos existentes . . . . .	p. 88
3.3.2.1	Algoritmo de ajuste da frequência de amostragem do controlador . . . . .	p. 89

3.3.2.2	Algoritmo de ajuste da frequência de amostragem do controlador repetitivo por interpolação . . . . .	p. 90
3.3.3	Algoritmo proposto . . . . .	p. 91
3.4	Resultados . . . . .	p. 92
3.4.1	Ensaio A . . . . .	p. 93
3.4.2	Ensaio B . . . . .	p. 93
3.4.3	Análise dos resultados obtidos . . . . .	p. 97
3.5	Conclusão . . . . .	p. 98
<b>4</b>	<b>Controlador de Ação Repetitiva Auxiliar com Ganho Adaptativo</b>	<b>p. 101</b>
4.1	Introdução . . . . .	p. 101
4.2	Descrição do problema de estabilidade da ação repetitiva . . . . .	p. 102
4.3	Lei de controle de ação repetitiva auxiliar com ganho adaptativo proposta	p. 103
4.3.1	Análise de estabilidade . . . . .	p. 106
4.3.2	Considerações de projeto . . . . .	p. 108
4.4	Resultados . . . . .	p. 109
4.4.1	Resultados de simulação . . . . .	p. 109
4.4.2	Resultados experimentais . . . . .	p. 110
4.4.2.1	Ensaio A . . . . .	p. 112
4.4.2.2	Ensaio B . . . . .	p. 114
4.5	Conclusão . . . . .	p. 115
<b>5</b>	<b>Metodologia de Projeto de Controladores de Ação Repetitiva Auxiliar</b>	<b>p. 117</b>
5.1	Introdução . . . . .	p. 117
5.2	Metodologia de projeto proposta . . . . .	p. 117
5.2.1	Determinação do espectro de corrente da carga não-linear . . . . .	p. 119
5.2.2	Determinação do modelo da planta . . . . .	p. 119

5.2.3	Escolha da estrutura do filtro $C(z^{-1})$ . . . . .	p. 120
5.2.3.1	Filtro $C(z^{-1}) = 1/G_m(z^{-1})$ . . . . .	p. 120
5.2.3.2	Filtro $C(z^{-1}) = z^d$ . . . . .	p. 121
5.2.4	Escolha da estrutura do filtro $Q(z^{-1})$ . . . . .	p. 121
5.2.5	Determinação do valor máximo de $c_r$ para todas as possíveis combinações dos filtros candidatos a $C(z^{-1})$ e $Q(z^{-1})$ . . . . .	p. 122
5.2.6	Geração de possíveis combinação de $C(z^{-1})$ , $Q(z^{-1})$ e do ganho $c_r$ p.	123
5.2.7	Determinação da melhor combinação de $C(z^{-1})$ , $Q(z^{-1})$ e $c_r$ dentre os filtros candidatos . . . . .	p. 124
5.3	Exemplo de projeto . . . . .	p. 125
5.3.1	Determinação do espectro da corrente de carga . . . . .	p. 125
5.3.2	Determinação do modelo da planta . . . . .	p. 127
5.3.3	Escolha da estrutura do filtro $C(z^{-1})$ . . . . .	p. 127
5.3.4	Escolha da estrutura do filtro $Q(z^{-1})$ . . . . .	p. 128
5.3.5	Determinação do valor máximo de $c_r$ para todas as possíveis combinações dos filtros candidatos a $C(z^{-1})$ e $Q(z^{-1})$ . . . . .	p. 129
5.3.6	Geração de possíveis combinação de $C(z^{-1})$ , $Q(z^{-1})$ e do ganho $c_r$ p.	129
5.3.7	Determinação da melhor combinação de $C(z^{-1})$ , $Q(z^{-1})$ e de $c_r$ dentre os filtros candidatos . . . . .	p. 130
5.4	Resultados . . . . .	p. 130
5.5	Conclusão . . . . .	p. 136
<b>6</b>	<b>Metodologia de Projeto para Determinação da Frequência Natural do Filtro</b>	<b>p. 138</b>
6.1	Introdução . . . . .	p. 138
6.2	Definição das estratégias de modulação . . . . .	p. 139
6.3	Metodologias de projeto propostas . . . . .	p. 144
6.3.1	Metodologia de projeto com base na THD máxima na saída . .	p. 144

6.3.2	Metodologia de projeto com base na amplitude máxima das harmônicas . . . . .	p. 149
6.4	Resultados . . . . .	p. 151
6.4.1	Exemplo de projeto . . . . .	p. 151
6.4.2	Ensaio adicionais . . . . .	p. 152
6.5	Conclusão . . . . .	p. 154
<b>7</b>	<b>Metodologia de Projeto do Estágio de Saída de Fontes Ininterruptas de Energia</b>	<b>p. 155</b>
7.1	Introdução . . . . .	p. 155
7.2	Metodologia de projeto proposta . . . . .	p. 156
7.2.1	Determinação da corrente para a carga não-linear . . . . .	p. 158
7.2.2	Determinação da corrente de limitação dos interruptores . . . . .	p. 162
7.2.3	Determinação do capacitor do barramento CC . . . . .	p. 163
7.2.4	Determinação da frequência natural do filtro . . . . .	p. 168
7.2.5	Determinação de L e C pela ondulação de alta frequência no indutor do filtro . . . . .	p. 168
7.2.6	Determinação do índice de modulação efetivo . . . . .	p. 170
7.2.7	Determinação da amplitude das harmônicas de alta frequência . . . . .	p. 171
7.2.8	Cálculo da máxima corrente no indutor em regime permanente . . . . .	p. 172
7.2.8.1	Corrente reativa no filtro . . . . .	p. 173
7.2.8.2	Corrente máxima com carga resistiva nominal . . . . .	p. 173
7.2.8.3	Corrente máxima com carga não-linear . . . . .	p. 175
7.2.9	Análise do índice de modulação máximo em regime permanente . . . . .	p. 177
7.2.9.1	Determinação da ondulação de tensão no barramento CC em regime permanente . . . . .	p. 178
7.2.9.2	Determinação da máxima ação de controle . . . . .	p. 182

7.2.10	Determinação do modelo da planta para todas as condições de carga . . . . .	p. 183
7.2.11	Projeto do controlador de ação instantânea . . . . .	p. 184
7.2.12	Análise da estabilidade do controlador de ação instantânea para todas as condições de carga e variações paramétricas . . . . .	p. 184
7.2.13	Projeto do controlador de ação repetitiva auxiliar considerando todas as condições de carga e variações paramétricas . . . . .	p. 184
7.2.14	Projeto do controlador da malha de tensão do retificador PFC . . . . .	p. 185
7.2.15	Obtenção da THD e análise da amplitude individual das harmônicas de baixa frequência . . . . .	p. 185
7.2.16	Análise do comportamento transitório para degrau de carga linear	p. 186
7.2.17	Análise do comportamento transitório para degrau de carga não-linear . . . . .	p. 186
7.3	Exemplo de projeto . . . . .	p. 187
7.4	Conclusão . . . . .	p. 192
<b>8</b>	<b>Conclusão</b>	p. 195
8.1	Conclusões gerais . . . . .	p. 195
8.2	Sugestões para futuros trabalhos . . . . .	p. 200
	<b>Referências</b>	p. 202
	<b>Apêndice A – Controle da tensão no barramento CC</b>	p. 215
	<b>Apêndice B – Descrição do protótipo</b>	p. 218
	<b>Apêndice C – Modelos para o projeto do controlador repetitivo</b>	p. 220
C.1	$L = 1mH$ e $C = 25\mu F$ . . . . .	p. 220
C.2	$L = 1mH + 5\%$ e $C = 25\mu F + 5\%$ . . . . .	p. 220
C.3	$L = 1mH + 5\%$ e $C = 25\mu F - 5\%$ . . . . .	p. 221
C.4	$L = 1mH - 5\%$ e $C = 25\mu F + 5\%$ . . . . .	p. 221

C.5	$L = 1mH - 5\%$ e $C = 25\mu F - 5\%$ . . . . .	p. 222
<b>Anexo A – Resumo da Norma IEC 62040</b>		p. 223
A.1	Classificação das UPS quanto ao comportamento operacional da tensão de saída . . . . .	p. 223
A.2	Especificações relativas à compatibilidade eletromagnética . . . . .	p. 225
A.3	Especificações relativas às características estáticas . . . . .	p. 228
A.4	Especificações relativas às características dinâmicas . . . . .	p. 229
A.4.1	Resposta para degrau de carga linear . . . . .	p. 229
A.4.2	Resposta para degrau de carga não-linear . . . . .	p. 230
A.5	Carga não-linear de referência . . . . .	p. 231
<b>Anexo B – Projeto do Controlador PD-Feedforward</b>		p. 233

# *LISTA DE FIGURAS*

Figura 1	Diagrama de blocos da estrutura típica de uma UPS de dupla conversão com sistema de transferência . . . . .	p. 43
Figura 2	Circuito do inversor de tensão alimentado em tensão do tipo ponte completa . . . . .	p. 45
Figura 3	Diferentes formulações de controladores repetitivos . . . . .	p. 56
Figura 4	Inversor de tensão alimentado em tensão PWM monofásico . . . . .	p. 68
Figura 5	Cargas empregadas para análise de UPS . . . . .	p. 68
Figura 6	Circuito empregado para garantir proteção dos interruptores contra sobrecorrente . . . . .	p. 69
Figura 7	Circuito equivalente do inversor de tensão monofásico . . . . .	p. 70
Figura 8	Diagrama de blocos do modelo dinâmico do inversor . . . . .	p. 71
Figura 9	Diagrama de blocos de um inversor de tensão com uma lei de controle de ação instantânea com ação repetitiva auxiliar . . . . .	p. 71
Figura 10	Resposta em frequência do filtro $Q(z^{-1})$ com característica passa-baixas . . . . .	p. 75
Figura 11	Comparação de impedâncias de saída em malha aberta . . . . .	p. 80
Figura 12	Comparação de impedâncias de saída em regime permanente . . . . .	p. 81
Figura 13	Impacto das leis de controle na fase entre a referência e a saída da planta . . . . .	p. 81
Figura 14	Resultado experimental do erro para a varredura de frequências entre 58Hz e 62Hz . . . . .	p. 85
Figura 15	Ilustração do problema de sincronização da ação repetitiva . . . . .	p. 85
Figura 16	Impacto da variação da frequência da referência na impedância de saída da planta . . . . .	p. 86
Figura 17	Interpolação utilizada para determinação fracional dos cruzamentos por zero . . . . .	p. 88
Figura 18	Representação em blocos do algoritmo de ajuste da frequência de amostragem do controlador . . . . .	p. 89
Figura 19	Representação em blocos do algoritmo de ajuste da frequência de amostragem do controlador repetitivo por interpolação . . . . .	p. 90
Figura 20	Representação em blocos do algoritmo proposto para operação com referência de frequência variável . . . . .	p. 92

## Lista de Figuras

---

Figura 21	Formas de onda obtidas no Ensaio A para $f_1 = 59,5\text{Hz}$ . . . . .	p. 94
Figura 22	Formas de onda obtidas no Ensaio A para $f_1 = 61,5\text{Hz}$ . . . . .	p. 95
Figura 23	Resultados experimentais para o Ensaio A em regime transitório . . . . .	p. 96
Figura 24	Resultados experimentais para o Ensaio B em regime transitório . . . . .	p. 97
Figura 25	Cargas utilizadas para ilustrar o problema da estabilidade da ação repetitiva . . . . .	p. 103
Figura 26	Resultado de simulação para ilustrar o problema da estabilidade da ação repetitiva . . . . .	p. 103
Figura 27	Condição de estabilidade $H(e^{j\omega t})$ para diferentes cargas . . . . .	p. 104
Figura 28	Lei de controle repetitiva auxiliar adaptativa proposta . . . . .	p. 105
Figura 29	Representação das múltiplas referências e das diferentes regiões empregadas no algoritmo de <i>gain scheduling</i> . . . . .	p. 110
Figura 30	Resultados de simulação para solução do problema apresentado na Seção 4.2 . . . . .	p. 111
Figura 31	Resultados experimentais para o Ensaio A . . . . .	p. 113
Figura 32	Resultados experimentais para o Ensaio B . . . . .	p. 115
Figura 33	Lei de controle de ação repetitiva auxiliar utilizada na metodologia de projeto . . . . .	p. 118
Figura 34	Resposta em frequência da planta com o controlador de ação instantânea . . . . .	p. 128
Figura 35	Resposta em frequência da fase de $z^d G_{m0}(z^{-1})$ . . . . .	p. 128
Figura 36	Resultados de simulação para algumas combinações de parâmetros . . . . .	p. 132
Figura 37	Resultados experimentais para algumas combinações de parâmetros . . . . .	p. 133
Figura 38	Comparação do erro da tensão de saída para todas as combinações de parâmetros definidas em projeto . . . . .	p. 134
Figura 39	Resultado de simulação da taxa de convergência da THD de $v_s$ , ciclo-a-ciclo, para todas as combinações de parâmetros definidas em projeto . . . . .	p. 135
Figura 40	Resultado experimental da taxa de convergência da THD de $v_s$ , ciclo-a-ciclo, para todas as combinações de parâmetros definidas em projeto . . . . .	p. 135
Figura 41	Resultado experimental da taxa de convergência da THD de $v_s$ , ciclo-a-ciclo, para um evento aperiódico, para todas as combinações de parâmetros definidas em projeto . . . . .	p. 136
Figura 42	Modulação <i>space vector</i> para o inversor ponte-completa monofásico . . . . .	p. 139
Figura 43	Representação das tensões sintetizadas pelo inversor para um intervalo entre amostras sucessivas . . . . .	p. 141
Figura 44	Representação ilustrativa da amostragem da tensão de referência para geração da modulação . . . . .	p. 142

## Lista de Figuras

---

Figura 45	Espectro normalizado de $v_{ab}$ ( $m = 0,8$ , $m_s = 64$ ) . . . . .	p. 143
Figura 46	Modificação da seqüência $S_2$ para resultar em apenas duas comutações por intervalo de amostragem . . . . .	p. 143
Figura 47	Diferença entre o sinal modulado gerado pelo PWM natural e pelo PWM amostrado . . . . .	p. 144
Figura 48	Amplitude de $nV_{ab}(m, a, b)$ para as seqüências $S_0$ e $S_1$ ( $m_s = 50$ ) . . . . .	p. 145
Figura 49	Resposta em freqüência normalizada de $G_p(s)$ . . . . .	p. 147
Figura 50	Índice $nDF_2$ para a seqüências de comutação de pulso centrado apresentadas . . . . .	p. 149
Figura 51	Resultados experimentais obtidos para o exemplo de projeto . . . . .	p. 153
Figura 52	Fluxograma das etapas da metodologia de projeto proposta . . . . .	p. 157
Figura 53	Carga não-linear empregada para os ensaios de desempenho do inversor. . . . .	p. 158
Figura 54	Aproximações para a forma de onda da corrente drenada pela carga não-linear . . . . .	p. 159
Figura 55	Ilustração da aproximação da tensão $V_{CL}$ . . . . .	p. 161
Figura 56	Ilustração da corrente $i_{in}(t)$ após o degrau de carga não-linear. . . . .	p. 165
Figura 57	Ilustração da tensão $v_{CL}(t)$ e da corrente $i_L(t)$ após o degrau de carga não-linear. . . . .	p. 166
Figura 58	Comparação entre a solução analítica para envelope da corrente na carga resistiva e o resultado de simulação . . . . .	p. 176
Figura 59	Comparação entre a solução analítica para o envelope da corrente na carga não-linear e o resultado de simulação . . . . .	p. 177
Figura 60	Representação do circuito do barramento CC . . . . .	p. 178
Figura 61	Aproximações consideradas para a determinação da $\Delta v_{cc}$ . . . . .	p. 179
Figura 62	Comparação entre os resultados simulados e calculados analiticamente para a ondulação de $v_{cc}$ . . . . .	p. 181
Figura 63	Resultados de simulação para carga não-linear nominal em regime permanente . . . . .	p. 191
Figura 64	Resultados de simulação para degrau de carga linear . . . . .	p. 192
Figura 65	Resultados de simulação para degrau de carga não-linear . . . . .	p. 193
Figura 66	Circuito da UPS de dupla conversão incluindo o inversor, o barramento CC e o retificador . . . . .	p. 215
Figura 67	Estrutura da lei de controle do PFC para controle da tensão do barramento CC . . . . .	p. 216
Figura 68	Controlador PI com ação <i>anti-windup</i> empregado na malha de tensão do PFC . . . . .	p. 217

Figura 69	Limites para o comportamento transitório da tensão de saída após degraus de carga . . . . .	p. 226
Figura 70	Sistema utilizado para os ensaios de degrau de carga resistivo . . .	p. 230
Figura 71	Carga não-linear empregada para o ensaio de desempenho do inversor	p. 231
Figura 72	Sistema utilizado para os ensaios de degrau de carga não-linear . .	p. 231

# *LISTA DE TABELAS*

Tabela 1	Sumário das características dos controladores de ação repetitiva . . .	p. 55
Tabela 2	Parâmetros da planta utilizada no Capítulo 3 . . . . .	p. 84
Tabela 3	Resultados experimentais em regime permanente para o Ensaio A .	p. 93
Tabela 4	Resultados experimentais em regime permanente para o Ensaio B .	p. 96
Tabela 5	Comparação das características dos algoritmos . . . . .	p. 98
Tabela 6	Análise qualitativa de desempenho em regime permanente . . . . .	p. 99
Tabela 7	Análise qualitativa de desempenho em regime transitório . . . . .	p. 99
Tabela 8	Parâmetros da planta empregados em simulação . . . . .	p. 102
Tabela 9	Parâmetros do algoritmo de adaptação de $c_r$ . . . . .	p. 110
Tabela 10	Parâmetros da planta empregada nos Ensaios A e B . . . . .	p. 112
Tabela 11	Parâmetros da planta utilizada no Capítulo 5 . . . . .	p. 126
Tabela 12	Harmônicas de corrente geradas pela carga não-linear . . . . .	p. 126
Tabela 13	Máximos valores estáveis de $c_r$ . . . . .	p. 129
Tabela 14	Combinações de parâmetros geradas . . . . .	p. 129
Tabela 15	Função custo para cada combinação de parâmetros . . . . .	p. 130
Tabela 16	Parâmetros considerados no exemplo de projeto . . . . .	p. 152
Tabela 17	Parâmetros das plantas utilizadas nos ensaios adicionais . . . . .	p. 152
Tabela 18	Comparações entre a THD projetada e obtida experimentalmente .	p. 154
Tabela 19	Parâmetros-base da planta empregada no projeto . . . . .	p. 187
Tabela 20	Parâmetros de projeto do filtro de saída e das leis de controle . . .	p. 188
Tabela 21	Parâmetros de projeto empregados pela metodologia proposta . . .	p. 188
Tabela 22	Níveis de compatibilidade para harmônicas de tensão individuais em redes de baixa tensão segundo a norma IEC 61000-2-2 . . . . .	p. 227
Tabela 23	Níveis máximos de emissão de interferência eletromagnética segundo a norma IEC 62040-2 . . . . .	p. 228

# *LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS*

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ACPS	<i>AC power sources</i> (Fonte CA de potência)
ANSI	<i>American National Standard Institute</i>
BIBO	<i>Bounded-Input Bounded-Output</i> (Entrada Limitada, Saída Limitada)
C	capacitivo
CA	corrente alternada
CC	corrente contínua
dB	decibéis
DFT	<i>Discrete-Time Fourier Transform</i> (Transformada de Fourier em Tempo Discreto)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i> (Compatibilidade Eletromagnética)
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> (Interferência Eletromagnética)
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> (Resposta Finita ao Impulso)
IBM/PC	<i>IBM / Personal Computer</i> (Computador Pessoal / IBM)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i> (Resposta Infinita ao Impulso)
L	indutivo
LC	indutivo-capacitivo
NEMA	<i>National Electrical Manufacturers Association</i>

## *Lista de Siglas e Abreviaturas*

---

OSAP	<i>One Sample Ahead Preview</i> (Prévia de Uma Amostra à Frente)
PD	Proporcional-Derivativo
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção do Fator de Potência)
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> (Malha de Fase Amarrada)
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RLSE	<i>Recursive Least-Squares Estimator</i> (Estimador Recursivo de Mínimos Quadrados)
RMRAC	<i>Robust Model Reference Adaptive Control</i> (Controle Robusto por Modelo de Referência)
RMS	<i>root mean square</i> (raiz média quadrática)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Taxa de Distorção Harmônica Total)
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte Ininterrupta de Energia)
VFD	<i>Voltage and Frequency Dependent</i> (Tensão e Freqüência Dependentes)
VFI	<i>Voltage and Frequency Independent</i> (Tensão e Freqüência Independentes)
VI	<i>Voltage Independent</i> (Tensão Independente)
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i> (Retentor de Ordem Zero)

# LISTA DE SÍMBOLOS

$\alpha_1, \alpha_2, \dots$	Coeficientes do polinômio do denominador da função de transferência $G_p(z^{-1})$
$\beta_1, \beta_2, \dots$	Coeficientes do polinômio do numerador das funções de transferência $G_p(z^{-1})$
$\cdot_p$	Valor de pico
$\cdot_{RMS}$	Valor eficaz ou RMS
$\cos(\phi)$	Fator de potência da carga resistivo-indutiva
$\Delta t_{ab}$	Intervalo de tempo de condução para a carga não-linear aproximada por um pulso retangular
$\Delta t_{cd}$	Intervalo de tempo de condução para a carga não-linear aproximada por um pulso senoidal
$\Delta t_{ef}$	Intervalo de tempo do deslocamento do pulso com relação ao pico da senóide
$\Delta V_{cc_{\max}}$	Máxima ondulação da tensão do barramento CC para carga não-linear nominal
$\Delta V_{cc_{\min}}$	Mínima ondulação da tensão do barramento CC para carga não-linear nominal
$\Delta$	Indica a variação de determinada variável
$\Delta_1$	Proporção do intervalo de tempo de $T_s$ anterior ao cruzamento por zero
$\delta_1, \delta_2, \dots$	Coeficientes do polinômio do numerador das funções de transferência $G_d(z^{-1})$
$\Delta_2$	Proporção do intervalo de tempo de $T_s$ posterior ao cruzamento por zero
$\ell_2$	Norma 2 de um vetor
$\gamma_1, \gamma_2, \dots$	Coeficientes do polinômio do denominador das funções de transferência $G_d(z^{-1})$
$\lambda$	Fator associado à amplitude máxima das harmônicas de alta frequência no indutor
$\mathbb{N}$	Conjunto dos números inteiros relativos
$\mathbb{R}$	Conjunto dos números reais

## Lista de Símbolos

---

$\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2$	Regiões espaciais da modulação <i>space vector</i>
$\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^1, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^3$	Vetores de comutação
$\omega$	Frequência angular, em rad/s
$\omega_1$	Frequência do sinal de referência, em rad/s
$\omega_2$	Frequência do pulso senoidal
$\omega_n$	Frequência natural amortecida de projeto, em rad/s
$\omega_p$	Frequência natural amortecida da planta em malha aberta, com carga resistiva, em rad/s
$\omega_r$	Frequência de ressonância ou natural do filtro de saída, em rad/s
$\bar{g}_a$	Valor médio de $g_a$ dentre todas as combinações $x$
$\bar{g}_t$	Valor médio de $g_t$ dentre todas as combinações $x$
$\bar{I}_{in}$	Corrente média de entrada do barramento CC durante o pico
$\bar{m}$	Índice de modulação instantâneo
$\bar{V}_{in}$	Tensão da rede normalizada (em pu)
$\phi$	Ângulo ou fase, em rad
$\phi_{nom}$	Fator de potência, no indutor, para carga resistiva nominal
$\rho_i$	Parâmetros do filtro Q com resposta em frequência passa-baixas
$\theta$	Ângulo, em radianos
$\zeta$	Coefficiente de amortecimento
$\zeta_n$	Coefficiente de amortecimento de projeto
$\zeta_p$	Coefficiente de amortecimento da planta em malha aberta, com carga resistiva,
$a$	Grupo da harmônica associado a frequências múltiplas de $m_s$
$a(x, h)$	Atenuação em regime permanente da harmônica $h$ da corrente $i_s$ , para a combinação $x$
$A(z^{-1})$	Capacidade de rejeição a distúrbios periódicos devido à ação de controle repetitiva
$A_1$	Área da corrente de saída, para a carga não-linear, aproximada por um pulso retangular
$A_2$	Área da corrente de saída, para a carga não-linear, aproximada por um pulso senoidal

## Lista de Símbolos

---

$A_e$	Amplitude da harmônica na entrada do filtro
$a_i$	Ordem dos grupos de harmônicas geradas pela modulação, com relação à $m_s$
$A_s$	Amplitude da harmônica na saída do filtro
$A_x(z^{-1})$	Função de transferência da capacidade de atenuação da ação repetitiva em regime permanente
$A_{af}$	Amplitude das harmônicas de alta frequência para o índice de modulação efetivo
$b$	Desvio da harmônica com relação à $am_s$
$b_i$	Largura das bandas laterais nas frequências múltiplas de $m_s$
$C$	Capacitor do filtro de saída
$C(z^{-1})$	Filtro para compensação de fase da ação repetitiva
$C_1(z^{-1})$	Filtro $C(z^{-1})$ empregado em exemplo
$c_i$	Valores limites das faixas do ganho $c_r$ do algoritmo de ação repetitiva adaptativa
$C_L$	Capacitor de filtragem do retificador não-controlado
$C_o$	Capacitância de referência empregada para análise
$c_r$	Ganho da ação de controle repetitiva
$C_{cc}$	Capacitor do barramento CC
$c_{r_{max}}$	Valor máximo do ganho $c_r$ , de projeto, da ação de controle repetitiva
$c_{r_{mg}}$	Margem entre $c_{r_{stb}}$ e o máximo valor empregado no projeto de $c_r$
$c_{r_{min}}$	Valor mínimo do ganho $c_r$ , de projeto, da ação de controle repetitiva
$c_{r_{stb}}$	Máximo valor do ganho $c_r$ , que estável da ação de controle repetitiva
$D$	Fator de distorção
$d$	Parâmetro da ação de controle repetitiva
$e$	Exponencial
$e_r$	Erro entre a referência e a saída da planta
$E_r(z^{-1})$	Função de transferência do erro entre a referência e a saída da planta
$e_s$	Erro entre $S_e^*$ e $S_e$ empregado no algoritmo da ação de controle repetitiva adaptativa
$E_{C_L}$	Energia armazenada no capacitor $C_L$ em regime permanente

## Lista de Símbolos

---

$e_{cc}$	Erro empregado na malha de tensão do PFC
$e_{lim}$	Limite máximo para o erro, no algoritmo de reinicialização da ação repetitiva
$E_{pfc1}$	Energia fornecida pelo PFC de 0s a $(T_1/4)$ s após um degrau de carga não-linear
$E_{pfc2}$	Energia fornecida pelo PFC de $(T_1/4)$ s a $(3T_1/4)$ s após um degrau de carga não-linear
$E_{R_L}$	Energia dissipada no resistor $R_L$ durante o degrau de carga não-linear
$E_{R_s}$	Energia dissipada no resistor $R_s$ durante o degrau de carga não-linear
$E_{ccf}$	Energia armazenada no capacitor $C_{cc}$ no instante $(3T_1/4)$ s após do degrau de carga não-linear
$E_{cci}$	Energia armazenada no capacitor $C_{cc}$ antes do degrau de carga não-linear
$f_1$	Frequência do sinal de referência, em Hz
$f_c$	Fator de crista
$f_e$	Frequência da harmônica na estrada do filtro, em Hz
$f_f$	Fator de forma
$f_L$	Fator de projeto relativo a amplitude da ondulação de alta frequência
$f_Q$	Frequência de corte utilizada projeto do filtro Q com resposta em frequência passa-baixa
$f_r$	Frequência de ressonância ou natural do filtro, em Hz
$f_s$	Frequência de amostragem da planta, em Hz
$f_{1base}$	Frequência base do sinal de referência considerado no projeto do controlador repetitivo de frequência variável
$f_{1max}$	Máxima frequência do sinal de referência, em Hz
$f_{1min}$	Mínima frequência do sinal de referência, em Hz
$f_{base}$	Frequência de amostragem base da ação repetitiva, em Hz
$f_{carga}$	Fator de proporção entre a potência do retificador inicialmente conectado na saída, com relação à potência total da carga não-linear
$f_{int}$	Frequência base da ação repetitiva, em Hz
$f_{pf}$	Fator de potência da carga não-linear
$f_{sc}$	Fator de sobrecarga máxima do retificador PFC

## Lista de Símbolos

---

$f_{sw}$	Frequência de comutação
$g(\cdot)$	Função que determina a faixas do algoritmo de <i>gain scheduling</i>
$G^*(z^{-1})$	Função de transferência para representação da planta entre $c_r$ e $S_e$ no controlador de ação repetitiva adaptativo
$G_1(z^{-1})$	Função de transferência auxiliar
$g_a$	Fator associado à capacidade de atenuação da ação repetitiva
$G_c(z^{-1})$	Funções de transferência do compensador do erro do controlador de ação instantânea
$G_d(s)$	Função de transferência entre o distúrbio e a tensão de saída do inversor, em malha aberta, em tempo contínuo
$G_d(z^{-1})$	Função de transferência entre o distúrbio e a tensão de saída do inversor, em malha aberta, em tempo discreto
$G_h(z^{-1})$	Funções de transferência da malha realimentação do controlador de ação instantânea
$g_i$	Valor do parâmetro correspondente à faixa do algoritmo de <i>gain scheduling</i>
$G_m(z^{-1})$	Função de transferência entre a tensão de referência e a tensão de saída do inversor com o controlador de ação instantânea
$G_n(z^{-1})$	Função de transferência entre a corrente de carga e a tensão de saída do inversor com o controlador de ação instantânea
$G_p(s)$	Função de transferência do inversor sem carga, em malha aberta, em tempo contínuo
$G_p(z^{-1})$	Função de transferência do inversor sem carga, em malha aberta, em tempo discreto
$G_p^*(s)$	Função de transferência para representação do modelo do inversor aproximado por assíntotas
$g_Q$	Ganho utilizado no projeto do filtro Q com resposta em frequência passa-baixa
$G_q(s)$	Função de transferência entre a referência e a tensão de saída do inversor, em malha aberta, em tempo contínuo, incluindo a dinâmica da carga
$G_s(z^{-1})$	Função de transferência entre a tensão de referência e a tensão de saída do inversor, incluindo os controladores de de ação instantânea e de ação repetitiva auxiliar
$g_t$	Fator associado à taxa de convergência da ação repetitiva

## Lista de Símbolos

---

$G_t(z^{-1})$	Função de transferência entre a corrente de carga e a tensão de saída do inversor, incluindo os controladores de de ação instantânea e de ação repetitiva auxiliar
$G_Z(s)$	Função de transferência da impedância da carga
$G_{cc}(z^{-1})$	Função de transferência do barramento CC
$G_{ff}(z^{-1})$	Funções de transferência da ação <i>feedforward</i> do controlador de ação instantânea
$G_{m0}(z^{-1})$	Função de transferência entre a tensão de referência e a tensão de saída do inversor com o controlador de ação instantânea, sem carga
$G_{m1}(z^{-1})$	Função de transferência entre a tensão de referência e a tensão de saída do inversor com o controlador de ação instantânea, com carga resistiva nominal
$G_{m2}(z^{-1})$	Função de transferência entre a tensão de referência e a tensão de saída do inversor com o controlador de ação instantânea, com carga resistiva-indutiva nominal
$G_{pfc}(z^{-1})$	Função de transferência do retificador PFC
$G_{rp}(z^{-1})$	Função de transferência do controlador de ação repetitiva
$G_v(z^{-1})$	Função de transferência do controlador da malha de tensão do PFC
$h$	Índice referente à ordem da harmônica
$H(z^{-1})$	Equação empregada para a análise de estabilidade da lei de controle com ação repetitiva
$H_x(z^{-1})$	Equação empregada para a análise de estabilidade da lei de controle com ação repetitiva associada à combinação $x$
$i$	Índice auxiliar empregado para contagens
$i_C$	Corrente no capacitor do filtro
$i_L$	Corrente no indutor do filtro
$i_L^*$	Corrente equivalente do indutor empregada no modelo barramento CC
$i_s$	Corrente de saída do inversor
$I_s(s)$	Transformada de Laplace da corrente de saída do inversor
$I_s(z^{-1})$	Transformada z da corrente de saída do inversor
$I_{cc}$	Corrente de pico na saída do barramento CC
$i_{cc}$	Corrente de saída no barramento CC
$I_{in}$	Corrente de pico na entrada do barramento CC

## Lista de Símbolos

---

$i_{in}$	Corrente de entrada no barramento CC
$i_{L1_{max}}, i_{L2_{max}}$	Corrente máxima no indutor
$i_{L_{max}}$	Corrente máxima no indutor do filtro
$i_{L_{af}}$	Corrente de alta frequência circulante pelo indutor
$I_{L_{nom}}$	Corrente de pico, no indutor, para carga resistiva nominal
$i_{L_{nom}}$	Corrente no indutor para carga resistiva nominal
$i_{L_{off}}$	Corrente no indutor quando a tensão aplicada é $-V_{cc}$
$i_{L_{on}}$	Corrente no indutor quando a tensão aplicada é $V_{cc}$
$I_{Lim}$	Corrente de limitação dos interruptores do conversor CC/CA
$I_{nl}$	Corrente de pico da carga não-linear nominal
$i_{nl}$	Função que descreve a corrente da carga não-linear nominal
$I_{reat}$	Valor de pico da corrente reativa circulante no filtro de saída
$i_{reat}$	Corrente reativa circulante no filtro de saída
$i_{in_{max}}$	Limitação da corrente de saída do retificador PFC
$i_{in_{ref}}$	Corrente de referência para o retificador PFC
$I_{Lim_{min}}$	Corrente mínima de limitação dos interruptores do conversor CC/CA
$i_{sw_{max}}$	Limite de corrente nos interruptores
$j$	Número imaginário
$J(x)$	Índice de desempenho da função custo de projeto do compensador de ação repetitiva
$k$	Índice referente à amostra
$k_1, k_2$	Parâmetros do controlador PD- <i>feedforward</i>
$k_I$	Ganho da ação de controle integral
$k_P$	Ganho da ação de controle proporcional
$k_{sw}$	Fator de ondulação relacionado à estratégia de modulação
$L$	Indutor do filtro de saída
$l_i$	Valores limites das faixas de $S_e$ do algoritmo de ação repetitiva adaptativa
$L_L$	Indutor da carga indutivo-resistiva
$L_o$	Indutância de referência empregada para análise

## Lista de Símbolos

---

$m$	Índice de modulação
$m_f$	Frequência de modulação normalizada
$m_s$	Frequência de amostragem normalizada
$m_{\max}$	Índice de modulação máximo
$m_{ef}$	Índice de modulação efetivo
$N$	Número de amostras de um ciclo do sinal de referência
$n$	Índice referente ao ciclo da referência
$n_1 : n_2$	Relação de espiras do primário e do secundário do transformador
$N_{base}$	Número de amostras do controlador repetitivo para $f_{base}$
$n_{comb}$	Número de combinações de parâmetros empregada no projeto dos controladores repetitivos
$N_f$	Número fracional de amostras efetuadas em um período da referência
$n_{harm}$	Número de harmônicas da corrente $i_s$ consideradas no projeto dos controladores repetitivos
$N_s$	Número inteiro de amostras efetuadas em um período da referência
$nDF_2(m)$	Fator de distorção de segunda ordem normalizado
$nV_{ab}(m, a, b)$	Amplitude normalizada das harmônicas
$o$	Ordem do filtro passa-baixas
$P$	Potência de saída
$p$	Número de faixas distintas do sistema de <i>gain scheduling</i> do algoritmo de ação repetitiva adaptativa
$p_1, p_2$	Pólos discretos reais não-dominantes do controlador PD- <i>feedforward</i>
$P_c(s)$	Polinômio característico de referência, em tempo contínuo
$p_c, p'_c$	Pólos contínuos dominantes, complexo-conjugados, do controlador PD- <i>feedforward</i>
$P_d(z)$	Polinômio característico de referência, em tempo discreto
$p_d, p'_d$	Pólos discretos dominantes, complexo-conjugados, do controlador PD- <i>feedforward</i>
$P_d^*(z)$	Polinômio característico da planta, em tempo discreto
$Q(z^{-1})$	Filtro passa-baixa com deslocamento de fase nulo
$Q_1(z^{-1})$	Filtro $Q(z^{-1})$ empregado em exemplo

## Lista de Símbolos

---

$Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$	Interruptores do inversor
$q_r$	Parâmetro do filtro Q com resposta em frequência constante
$Q_x(z^{-1})$	Filtro passa-baixa com deslocamento de fase nulo associado à combinação $x$
$r$	Referência
$R(z^{-1})$	Transformada z da referência
$R_1$	Resistência de carga do retificador não-controlado
$r_C$	Resistência série equivalente do capacitor do filtro de saída
$r_L$	Resistência série equivalente do indutor do filtro de saída
$R_s$	Resistência série do retificador não-controlado
$R_{carga}$	Resistência de carga
$r_{pd}$	Sinal de referência do controlador de ação instantânea
$R_{pd}(z^{-1})$	Transformada z do sinal de referência do controlador de ação instantânea
$S$	Potência aparente da carga
$s$	Operador derivada no domínio da Transformada de Laplace
$S_0, S_1, S_2$	Seqüências de comutação
$s_c, s'_c$	Pólos contínuos complexos conjugados dominantes do controlador PD- <i>feedforward</i>
$S_e$	Somatório das normas de $u_{rp}$ e $e_r$
$S_e^*$	Referência da norma $S_e$
$t$	Tempo, em s
$t(x, h)$	Taxa de convergência da harmônica $h$ da corrente $i_s$ , para a combinação $x$
$T(z^{-1})$	Taxa de convergência do erro pela ação repetitiva
$t^*$	Instante de tempo considerado para visualização dos resultados
$T_1$	Período da referência, em s
$t_a, t_b, t_c, t_d$	Instantes de tempo
$t_e, t_f, t_g, t_h$	Instantes de tempo
$t_q$	Tempo de carga de $C_L$ , após um degrau, estando o mesmo inicialmente descarregado

## Lista de Símbolos

---

$T_s$	Período de amostragem, em s
$T_x(z^{-1})$	Função de transferência da taxa de convergência da ação repetitiva
$T_{int}$	Período de amostragem do controlador repetitivo, em Hz
$t_{off}$	Intervalo de tempo em que o interruptor não está conduzindo
$t_{on}$	Intervalo de tempo em que o interruptor está conduzindo
$THD$	Taxa de distorção harmônica total
$u$	Ação de controle
$u_{rp}$	Ação de controle repetitiva auxiliar
$U_{rp}(z^{-1})$	Função de transferência da ação de controle repetitiva auxiliar
$v_L$	Tensão no indutor do filtro
$v_L$	Tensão no indutor
$v_p$	Tensão no primário do transformador de saída
$v_s$	Tensão de saída do inversor
$V_s(z^{-1})$	Transformada z da tensão de saída do inversor
$v_{ab}$	Tensão de saída do conversor CC/CA (ou de entrada no filtro)
$V_{ab}(s)$	Transformada de Laplace da tensão de saída do conversor CC/CA (ou de entrada no filtro)
$V_{ab}(z^{-1})$	Transformada z da tensão de saída do conversor CC/CA (ou de entrada no filtro)
$V_{ab}^*(z^{-1})$	Transformada z da ação de controle
$v_{C_L}$	Função que descreve o comportamento da tensão em $C_L$
$V_{C_L}$	Tensão no capacitor do retificador não-controlado
$v_{c_r}$	Vetor de ganhos $c_r$
$V_{cc}$	Tensão empregada no modelo do barramento CC
$v_{cc}$	Tensão no barramento CC
$V_{cc}^*$	Tensão de referência do barramento CC
$v_{ref}$	Tensão de referência
$V_{ref}(z^{-1})$	Transformada z da tensão de referência
$V_{seq}$	Tensão de pico incluindo o fator de forma
$V_{ab_{max}}$	Máxima tensão de atuação da lei de controle

## *Lista de Símbolos*

---

$w_a$	Peso dado à capacidade de atenuação da ação repetitiva
$w_t$	Peso dado à taxa de convergência da ação repetitiva
$x$	Índice associado a combinações de parâmetros
$x_1, x_2, x_3$	Variáveis auxiliares
$x_4, x_5, x_6$	Variáveis auxiliares
$X_C$	Impedância capacitiva
$X_L$	Impedância indutiva
$y$	Saída da planta
$y_1$	Amplitude da amostra efetuada imediatamente antes ao cruzamento por zero
$y_2$	Amplitude da amostra efetuada imediatamente após ao cruzamento por zero
$Z$	Impedância da carga
$z$	Operador derivada no domínio da Transformada z, com frequência de amostragem $f_s$
$z_1$	Operador derivada no domínio da Transformada z, com frequência de amostragem $f_1$
$Z_d(\omega)$	Impedância de saída, em malha aberta, em função da frequência
$Z_o(\omega)$	Impedância de saída
$Z_s(\omega)$	Impedância de saída incluindo o controlador de ação instantânea, em função da frequência
$Z_t(\omega)$	Impedância de saída incluindo os controladores de ação instantânea e de ação repetitiva auxiliar, em função da frequência
$Z_{nom}$	Impedância de entrada do filtro, com carga resistiva, para a frequência fundamental
$Z_{reat}$	Impedância de entrada do filtro, sem carga, para a frequência fundamental

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Motivação

Os inversores de tensão, modulados por largura de pulso, têm sido amplamente utilizados para sintetizar tensões senoidais nas mais variadas aplicações, tais como em fontes ininterruptas de energia (UPS), geradores de tensões CA de potência (ACPS) e compensadores estáticos de reativos. Dentre estas aplicações, as fontes ininterruptas de energia se destacam por estarem relacionadas diretamente ao funcionamento de cargas críticas em situações de falhas no fornecimento de energia elétrica. Estas cargas críticas são os equipamentos ou sistemas em que a interrupção no fornecimento ou a má qualidade da energia fornecida pode resultar em prejuízos para os usuários dos seus serviços. As cargas críticas estão presentes nas mais diversas aplicações, tais como em plantas industriais, escritórios, hospitais, bancos, residências, entre outros.

Segundo o relatório técnico da empresa Fluke Electronics (2003), o grau de confiabilidade do fornecimento de energia pode ser quantificado e classificado através de um número percentual de nove. As concessionárias fornecem energia com confiabilidade entre 99,9%, que representa 9 horas de interrupção do fornecimento por ano, e 99,99%, que representa 59 minutos de interrupção. Estes valores são satisfatórios para a maioria das aplicações. Contudo, determinadas cargas críticas exigem um índice de confiabilidade do fornecimento da ordem de 99,999% a 99,9999999%, sendo este último equivalente a 30ms por ano. Além disto, o relatório também relata que a demanda por confiabilidade no fornecimento de energia é crescente, em todos os níveis. Por fim, o relatório afirma que para manter a confiabilidade acima de 99,99%, é necessário que o sistema de fornecimento de energia possua uma capacidade de redundância e reserva (*backup*).

As cargas críticas são compostas, basicamente, por equipamentos eletrônicos, cujos circuitos são internamente alimentados em tensão contínua. Em geral, estes equipamentos possuem um estágio de retificação não-controlado na entrada, que drena uma corrente da fonte de alimentação com elevado conteúdo harmônico. Apesar deste tipo de retificador ter

um impacto negativo pouco significativo na tensão de alimentação, quando o equipamento é alimentado pelo sistema público de fornecimento de energia, este impacto pode ser muito significativo quando o mesmo é alimentado por fontes ininterruptas de energia. Isto ocorre porque a impedância de saída das UPS é normalmente muito maior que a impedância da rede pública, o que acentua as distorções na tensão devido às correntes com elevado conteúdo harmônico. Estas distorções são intoleráveis para muitas aplicações, pois elas podem comprometer o correto funcionamento de muitos equipamentos. Por exemplo, um equipamento eletrônico que utiliza um retificador não-controlado para a conversão CA/CC pode ter seu funcionamento comprometido pela redução da tensão CC de alimentação, caso exista uma distorção na tensão de alimentação que provoque o achatamento dos picos da tensão fornecida. Portanto, não é suficiente se fornecer energia com confiabilidade; é também preciso que se forneça energia com qualidade.

Os elevados requisitos de confiabilidade e qualidade do fornecimento de energia levaram ao desenvolvimento de normas técnicas que definem regras para o comportamento da tensão fornecida pelas UPS. Dentre estas normas, se destacam o conjunto de normas européias IEC 62040 (IEC 62040-1-1, 1999; IEC 62040-1-2, 1999; IEC 62040-2, 1999; IEC 62040-3, 1999). Bekiarov e Emadi (2002) demonstram que para atender aos requisitos mais rígidos, dentre as UPS de arranjo simples que incluem um sistema de transferência (*bypass*), as configurações de dupla conversão, onde a tensão de saída possui forma de onda senoidal com fator de distorção  $D < 0,08$  tanto para carga linear quanto não-linear, são as mais adequadas para atender aos requisitos mais rígidos destas normas.

O projeto do estágio de saída das UPS é o ponto crítico para se atingir os requisitos de desempenho estipulados pelas normas. O estágio de saída, formado pelo inversor de tensão, deve atender a três principais de especificações: (i) quanto à compatibilidade eletromagnética; (ii) quanto ao desempenho estático ou em regime permanente; e (iii) quanto ao desempenho transitório. Com relação à compatibilidade eletromagnética, requer-se que o inversor não interfira no funcionamento dos equipamentos localizados nas suas proximidades e que não tenha o seu comportamento interferido por possíveis ruídos gerados por outros equipamentos. Quanto ao desempenho estático, exige-se que o equipamento apresente uma tensão de saída com forma de onda senoidal, em regime permanente, com valor médio quadrático (RMS) devidamente regulado e com reduzido conteúdo harmônico adicional. Cabe ressaltar que esta característica deve ser obtida para todas as cargas especificadas, sejam elas lineares ou não-lineares. Por fim, com relação ao desempenho transitório, requer-se que o inversor apresente uma rápida resposta transitória sob distúrbios de carga.

O projeto do estágio de saída das UPS é realizado através da definição da topologia do conversor estático, do tipo de filtro a ser utilizado, da estratégia de modulação e da lei de controle que, conjuntamente, atendam a todas as especificações. E mais, em uma UPS, é preciso também dimensionar o barramento CC e o estágio de entrada para fornecer as elevadas demandas de energia nos transitórios de carga. Em geral, estes vários elementos são definidos e projetados de forma independente. A abordagem individualizada facilita o projeto, mas raramente resulta em um projeto que seja globalmente otimizado.

O objetivo desta tese de doutorado é o de propor leis de controle e metodologias de projeto para inversores de tensão modulados por largura de pulso (PWM), aplicadas às UPS de dupla conversão de arranjo simples com sistema de desvio, para que atendam às especificações requeridas pelas normas internacionais. Para se atingir este objetivo, propõe-se o desenvolvimento de leis de controle de ação repetitiva auxiliar modificadas para a compensação dos distúrbios periódicos. Além disto, são propostas metodologias de projeto de inversores PWM, com característica de otimização, que integram o projeto do filtro de saída ao projeto das leis de controle. Para tais metodologias de projeto, considera-se que as estratégias de modulação e as leis de controle são implementadas na forma digital.

## 1.2 Revisão da literatura

O projeto de qualquer equipamento ou sistema, em engenharia, deve ser fundamentado nas especificações de desempenho e segurança requeridas pelo usuário do mesmo. Em muitas aplicações, estas especificações são comuns a praticamente todos os usuários. Para se garantir um padrão mínimo de desempenho que atenda aos anseios dos usuários de alguns equipamentos, as principais especificações que os mesmos devem atender são compiladas em normas técnicas. Estas normas são normalmente desenvolvidas pelos órgãos normatizadores, compostos por representantes da indústria, da academia e do governo, tais como o IEC, NEMA, FCC, IEEE e ABNT, entre outros. Frequentemente, devido à presença de representações governamentais nestes órgãos, é conferido um caráter legal às normas, o que exige que os fabricantes as atendam para poderem atuar no mercado.

As principais características das UPS são definidas por normas técnicas, nas quais se destacam a européia IEC 62040 (IEC 62040-1-1, 1999; IEC 62040-1-2, 1999; IEC 62040-2, 1999; IEC 62040-3, 1999), a norma norte-americana PE 1-1992 (1992) e a brasileira ABNT EB-2175 (1991). A IEEE criou um conjunto de recomendações denominado IEEE 446-1995 (1995), compiladas em um livro chamado *Orange Book*. Estas normas se refe-

rem às especificações requeridas para o estágio de entrada, estágio de saída, sistema de armazenamento e de carga do banco de baterias e sistema de transferência, além de especificações quanto à compatibilidade eletromagnética, serviços adicionais e configurações multi-modulares (quando se aplica).

De acordo com a norma IEC 62040-3 (1999), a classificação das UPS é efetuada segundo os seus arranjos topológicos e seus modos de funcionamento. Estas características são diretamente associadas à confiabilidade e à qualidade no fornecimento da energia. Quanto à confiabilidade, se destacam três tipos básicos de arranjos de UPS: (i) simples; (ii) paralela; e (iii) redundante. Para cada um destes arranjos, se adiciona ainda a possibilidade de existir um sistema de transferência (*bypass*), que permite que a carga seja alimentada diretamente pela rede em caso de falha de algum dos elementos da UPS. Por outro lado, associada à qualidade no fornecimento da energia, desenvolveu-se vários tipos de configurações de UPS estáticas, que são classificadas quanto à sua topologia: (i) passivas ou *offline*; (ii) interativas com a linha ou *line interactive*; e (iii) de dupla conversão ou *online*.

A norma IEC 62040-3 (1999) também classifica as UPS quanto ao desempenho estático e dinâmico, como é apresentado em detalhes no Anexo A. Esta classificação está associada, basicamente, ao desempenho do estágio de saída. Dentre as UPS de arranjo simples com sistema de *bypass*, a classificação a mais exigente, definida por esta norma, é a VI-SS-111. Nesta categorização, VI indica que a tensão de saída é independente da rede mas sincronizada com a mesma, SS indica que a forma de onda em regime permanente é senoidal com fator de distorção  $D < 0,08$ , tanto para carga linear quanto não-linear, e 111 especifica que o desempenho transitório atende à Classificação 1, após mudança de modo de operação, degrau de carga linear e degrau de carga não-linear, respectivamente.

Sintetizando, a norma IEC 62040-3 (1999) se diferencia das demais por classificar o desempenho da UPS diante de cargas não-lineares. A norma PE 1-1992 (1992) é mais antiga que a IEC 62040-3 (1999) e o único requisito em que a mesma é mais restritiva com relação a esta é quanto ao funcionamento com cargas resistivo-indutivas. Enquanto aquela norma especifica que a UPS opere com carga aparente nominal com fator de potência 0,7, a IEC 62040-3 (1999) não faz menção sobre o funcionamento da UPS com cargas lineares com fator de potência diferente de 1. Portanto, as UPS que atendem a norma IEC 62040-3 (1999) e que também operem com fator de potência 0,7, com potência aparente nominal, provavelmente atendem às especificações de todas as mais exigentes normas existentes do mundo. Por fim, cabe destacar que no Brasil, não existe nenhuma norma que especifique o desempenho de UPS. A única norma relacionada ao tema é a ABNT EB-2175 (1991),

que apenas apresenta algumas definições básicas sobre as fontes ininterruptas de energia.

As UPS de arranjo simples, que empregam um sistema de *bypass* e possuem a classificação VI-SS-111, são, em quase a sua totalidade, de dupla conversão. Atualmente, segundo Karve (2000), para potências superiores a 2kVA, mais de 95% das UPS são deste tipo. Esta topologia se caracteriza pela carga ser constantemente alimentada por um inversor de tensão PWM. A Figura 1 mostra um diagrama de blocos com a representação deste tipo de UPS.

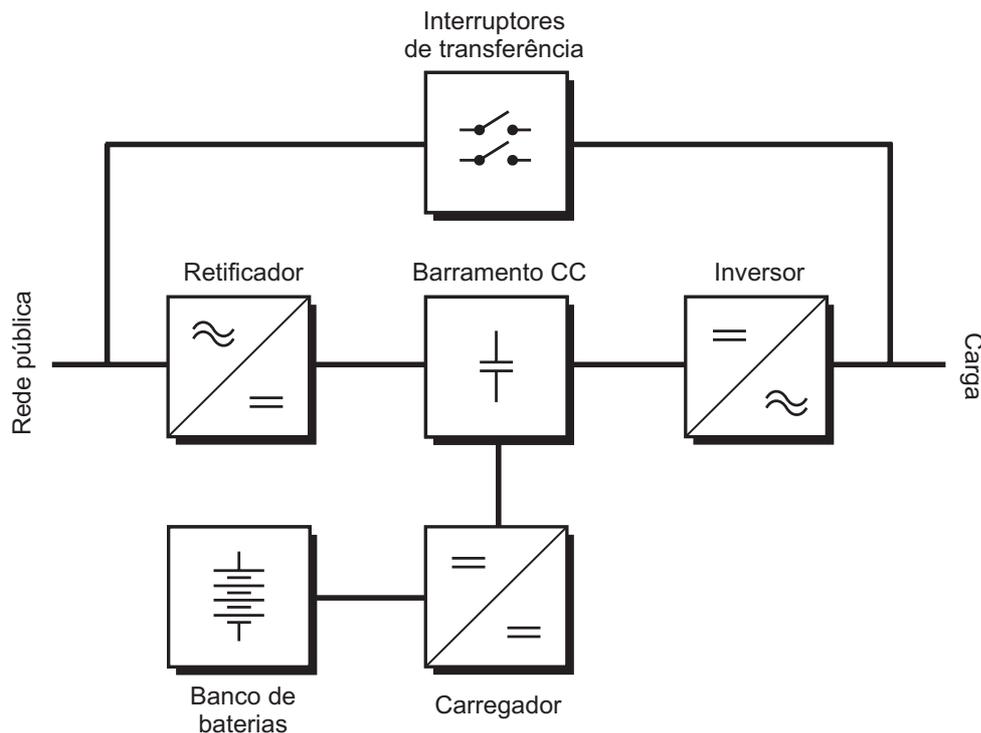


Figura 1: Diagrama de blocos da estrutura típica de uma UPS de dupla conversão com sistema de transferência

O projeto do inversor empregado no estágio de saída das UPS monofásicas de dupla conversão, segundo Kusko, Galler e Medora (1990), é composto das seguintes etapas: (i) a escolha da topologia do conversor CC/CA e da sua estratégia de modulação PWM; (ii) a escolha e projeto do filtro de saída; (iii) a definição e projeto da lei de controle; e (iv) o dimensionamento e o projeto do controlador da tensão do barramento CC. Além destas etapas, é necessário projetar o estágio de entrada, o banco de baterias e o seu carregador (SCHUCH et al., 2001), para que, em conjunto com o estágio de saída, se obtenha os requisitos de desempenho especificados. As seções a seguir descrevem cada uma das etapas supracitadas.

### 1.2.1 Conversores CC/CA modulados por largura de pulso

Os inversores de tensão, baseados em conversores estáticos CC/CA alimentados em tensão, empregam dispositivos semicondutores, operando como interruptores, para efetuar a síntese das tensões de saída a partir de uma fonte de tensão contínua e regulada. Diversas configurações topológicas foram desenvolvidas para se obter conversores estáticos que sintetizam formas de onda alternadas na saída, tais como as topologias conhecidas como meia-ponte e ponte completa ou ponte H (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1994). A topologia do tipo ponte completa, composta por uma fonte de tensão CC e pelos interruptores  $Q_1$  a  $Q_4$ , é mostrada na Figura 2, em conjunto com os demais elementos que compõem o inversor. Esta topologia de conversor CC/CA é a mais utilizada em inversores monofásicos com potência superior a 1000W e com tensões de até 1000V (Philips Semiconductors, 1994).

A síntese da forma de onda requerida na saída do inversor, a partir de uma fonte contínua e de um circuito formado pelo arranjo de interruptores, tal como o conversor mostrado na Figura 2, é feita através do uso de uma estratégia de modulação. O modo de operação comutado permite um significativo aumento no rendimento do conversor estático, mas introduz um conteúdo espectral adicional ao sinal sintetizado, devido à modulação (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1994). Conseqüentemente, obtém-se entre os pontos  $a$  e  $b$  da Figura 2 a forma de onda sintetizada, somada a um conjunto de componentes espectrais adicionais geradas pela modulação.

A escolha da estratégia de modulação é de fundamental importância para o projeto do inversor. As estratégias mais utilizadas, nos conversores de baixa potência, são aquelas cujas componentes espectrais introduzidas pela mesma sejam exclusivamente de alta frequência (BOOST; ZIOGAS, 1988). Por conseguinte, a demodulação desta forma de onda é simplificada, correspondendo a filtragem das harmônicas com frequência mais elevada que a da onda moduladora, sendo realizada através de um filtro passa-baixas. É importante se ressaltar que quando são elevadas as frequências das componentes espectrais introduzidas pela modulação, tem-se a tendência de redução do peso, volume e o custo do filtro de saída empregado para demodulação (WILLIAMS, 1992).

Dentre as estratégias de modulação já desenvolvidas, destaca-se a modulação por largura de pulso (PWM), que é a mais empregada em eletrônica de potência. Esta estratégia possui como principal vantagem o fato de apresentar um sinal modulado cujas componentes espectrais associadas à modulação apareçam, exclusivamente, em frequências próximas à de comutação e suas múltiplas (HOLTZ, 1992). Além disso, a localização

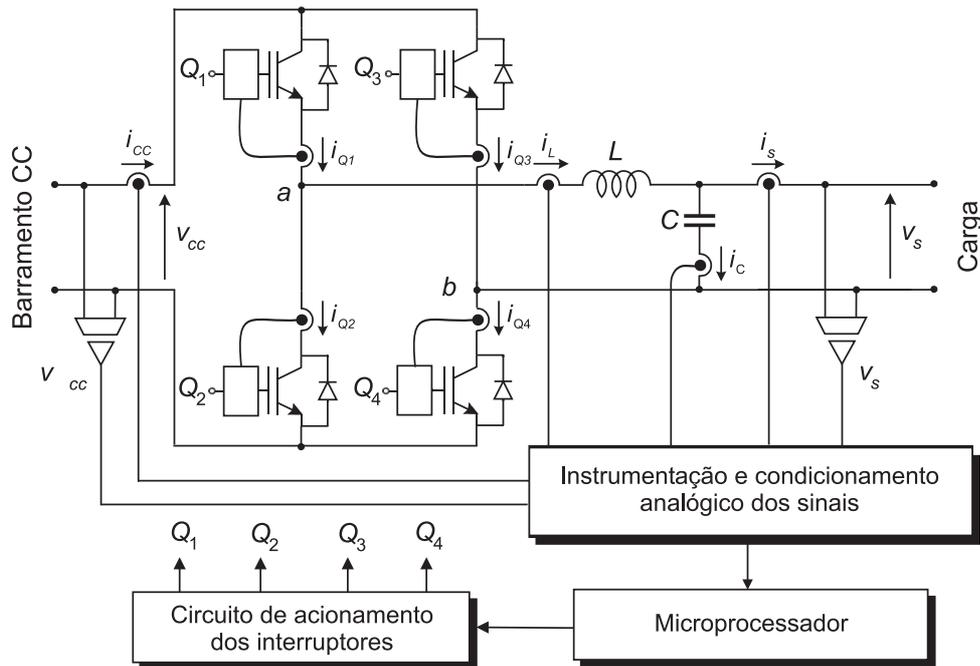


Figura 2: Circuito do inversor de tensão alimentado em tensão do tipo ponte completa

espectral destas frequências é independente do índice de modulação do sinal de referência (BOOST; ZIOGAS, 1988). E mais, como as frequências das harmônicas originárias da modulação estão associadas à frequência de comutação do conversor estático, é possível se estabelecer uma relação entre esta e os parâmetros do filtro de saída, para o fator de distorção harmônica (ou a taxa de distorção harmônica) especificado para a tensão de saída. Por fim, além das características supracitadas, destaca-se que este tipo de modulação é simples de ser implementado e de custo reduzido (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1994).

O aumento da frequência de comutação também apresenta outras consequências como, por exemplo, o aumento da banda passante da planta. Entretanto, há inconvenientes em se aumentar demasiadamente a frequência de comutação, pois isto resulta no aumento da emissão de interferências eletromagnéticas (CHEN, 2003; REDL, 1996) e em maiores perdas nos elementos reativos do filtro de saída (BOGLIETTI et al., 1996; DI GERLANDO; PERINI, 1999; SIAMI; JOUBERT; GLAIZE, 2001). Adicionalmente, as perdas de comutação nos interruptores do conversor estático também aumentam proporcionalmente à frequência, o que reduz o rendimento do conversor e exige um aumento da capacidade de dissipação de calor dos interruptores, além de reduzir a autonomia das baterias (BLAABJERG et al., 1996). Por estes motivos, a escolha da frequência de comutação demanda um bom compromisso entre o tamanho e o custo do filtro de saída, do sistema de dissipação de calor dos interruptores e das questões relacionadas à compatibilidade eletromagnética (EMC).

Por fim, cabe destacar que os conversores embutidos em equipamentos destinados aos ambientes comerciais e domésticos, em geral, não operam com frequência de comutação inferior a 20kHz. Esta restrição é feita para se evitar que o conversor emita ruídos audíveis ao ouvido humano.

A estratégia de modulação PWM foi sendo aperfeiçoada, ao longo dos anos, com o intuito de se obter melhorias nas suas características originais (HOLTZ, 1992). Essas modificações tiveram o propósito de conseguir melhorias no desempenho do inversor e a redução de emissão de interferência eletromagnética, além de obter um espectro harmônico de saída que resulte na redução do tamanho dos filtros. Dentre estas estratégias propostas para inversores monofásicos, destacam-se a modulação PWM em três níveis e o PWM com injeção de harmônicas (BOOST; ZIOGAS, 1988; ENJETI; ZIOGAS; LINDSAY, 1990).

As estratégias de modulação PWM foram, inicialmente, desenvolvidas para implementação em circuitos eletrônicos analógicos (HOLMES; LIPO, 2003). No entanto, com a consolidação da tecnologia eletrônica digital, passou-se a implementar, nesta tecnologia, as estratégias de modulação inicialmente desenvolvidas para aquela. As principais justificativas para se adotar a tecnologia digital são: (i) a maior confiabilidade do circuito; (ii) a menor sensibilidade ao ruído; (iii) a menor sensibilidade a variações paramétricas em função da temperatura e da tolerância dos componentes; e (iv) o custo. Adicionalmente, uma grande vantagem introduzida por esta tecnologia é a possibilidade de se integrar a geração dos sinais de modulação com as leis de controle em um único microcontrolador. Isto possibilita uma grande flexibilidade para modificações destas sem alterações físicas no circuito eletrônico (BOWES, 1995).

Muitas estratégias de modulação PWM digital foram desenvolvidas, dentre as quais se destacam o PWM programado, o PWM digital regularmente amostrado, o PWM geométrico e a modulação por vetores espaciais ou *space vectors* (HOLMES; LIPO, 2003). O PWM programado, apresentado em Enjeti, Ziogas e Lindsay (1990), possibilita a eliminação, de maneira seletiva, das harmônicas de baixa ordem da tensão de saída de inversores. Entretanto, para sua operação em malha fechada, deve-se empregar uma banda passante do controlador de tensão muito limitada para se obter o desempenho esperado. O PWM digital regularmente amostrado, apresentado por Bowes (1995), é uma extensão do PWM natural para sistemas discretos no tempo. O PWM geométrico, descrito em Ryan, Lorenz e Doncker (1999), é uma extensão do PWM digital regularmente amostrado que emprega uma abordagem geométrica para sua análise. Por outro lado, a modulação por vetores espaciais (*space vectors*) utiliza uma abordagem geométrica e algébrica para definir a modulação, o que possibilita se reduzir o número de comutações dos interruptores,

diminuir o conteúdo harmônico da tensão de saída, e aumentar o índice de modulação de amplitude do inversor (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988; WANG, 2002; PINHEIRO et al., 2002). É importante se ressaltar que as modulações PWM amostrada, PWM geométrica e *space vector* apresentadas, são adequadas à operação em malha fechada, com controladores discretos, pois são sintetizadas a partir de amostras regularmente espaçadas no tempo.

As inter-relações entre as diferentes formas de modulação digital é também discutida na literatura. Em Bowes e Lai (1997) é apresentado um paralelo entre a modulação *space vector* e a modulação PWM regularmente amostrada. Já em Pinheiro et al. (2002), é mostrado que se forem assumidas determinadas hipóteses, é possível se analisar todas as estratégias de modulação PWM digitais, de forma unificada, através da modulação *space vector*.

## 1.2.2 Filtros de saída

Os filtros de saída são empregados para realizar a demodulação do sinal modulado, o que corresponde, para a modulação PWM, à atenuação das componentes espectrais resultantes da modulação PWM. Para as aplicações em UPS, este filtro não deve modificar a magnitude da componente fundamental, mas deve atenuar significativamente as componentes espectrais de frequência superior a esta. Assim, este deve ser um filtro passa-baixas com frequência de corte maior que a componente fundamental. Os filtros de saída empregados em inversores de tensão devem também apresentar uma baixa impedância de saída para que apresentem o comportamento de fonte de tensão (BOOST; ZIOGAS, 1989). Para se obter esta característica, utiliza-se um capacitor em paralelo com a saída. Contudo, como o barramento CC é também uma fonte de tensão, é necessário que exista um elemento indutivo entre ambos para evitar a danificação dos interruptores do conversor CC/CA (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1994). Desta forma, para inversores de tensão alimentados em tensão, a estrutura mínima para o filtro passa-baixas é a indutivo-capacitiva (LC) mostrada na Figura 2.

O filtro LC de segunda ordem apresenta uma atenuação de 40dB/década nas frequências superiores à frequência natural do filtro. Esta atenuação é suficiente, na maioria dos casos, para reduzir suficientemente as componentes espectrais de alta frequência (BOTTERÓN et al., 2001). Contudo, se necessário, esta atenuação pode ser aumentada através da ligação em cascata de filtros LC, tal como o filtro LC de quarta ordem, que apresenta atenuação de 80dB/década (ANG et al., 2005). É importante se mencionar que, em al-

gumas situações, o indutor deste filtro é dividido em dois elementos com a metade da indutância projetada. Esta modificação tem o objetivo de reduzir as interferências eletromagnéticas, sem, contudo, alterar a característica dinâmica do filtro (BROECK; MILLER, 1995).

Entretanto, além das distorções harmônicas originárias da modulação, outras distorções harmônicas podem aparecer na saída do inversor, causadas por distúrbios na saída gerados pelas cargas não-lineares. Estas cargas provocam súbitas demandas de energia da UPS, resultando na descarga parcial do capacitor de saída e, conseqüentemente, em deformidades na tensão de saída. Os distúrbios provocam distorções harmônicas com freqüências baixas, normalmente com amplitudes significativas até a vigésima primeira componente harmônica da freqüência fundamental. Estas distorções são praticamente independentes da freqüência natural do filtro de saída (MANSOOR et al., 1995).

Existem várias metodologias consolidadas na literatura para determinação das harmônicas de alta freqüência na saída dos filtros LC de segunda ordem devido à modulação por largura de pulso. Em Dewan e Ziogas (1979) é apresentada uma metodologia para a determinação da taxa de distorção harmônica total na saída, incluindo outras três diferentes topologias de filtro. Neste mesmo trabalho, considera-se que a modulação é efetuada em baixa freqüência e que as cargas são lineares com fator de potência maior que 0,8. Adicionalmente, o trabalho propõe uma metodologia de projeto, baseada em uma função custo, para determinação ótima dos valores do indutor e do capacitor. Em Dahono, Purwadi e Qamaruzzaman (1995) é apresentada uma metodologia analítica para determinação do valor eficaz das harmônicas na tensão de saída e na corrente do indutor do filtro. Neste trabalho, também é proposto um método para determinação dos valores do indutor e do capacitor baseados na minimização da energia reativa circulante. Já no trabalho de Broeck e Miller (1995), são apresentadas as equações para determinação da amplitude individual das harmônicas originadas pelo PWM a dois e três níveis. O trabalho apresenta uma metodologia para determinação dos valores eficazes e das harmônicas na tensão de saída e na corrente do indutor do filtro. Adicionalmente, também são apresentadas as equações para determinação da amplitude pico-a-pico máxima nestes elementos.

Sintetizando, observa-se que as metodologias de projeto apresentadas consistem na determinação da freqüência natural do filtro LC necessária para reduzir as harmônicas do sinal modulado a níveis aceitáveis, sendo seu valor diretamente dependente do produto entre a indutância e a capacitância do mesmo. Adicionalmente, deve-se assegurar que a freqüência natural do filtro seja maior que a máxima freqüência do sinal de referência, para garantir-se que a amplitude do sinal modulado não seja significativamente atenuada

pelo filtro.

Contudo, estes trabalhos discutem somente a modulação por largura de pulso analógica. Existem poucas metodologias de projeto, descritas na literatura, aplicáveis à modulação PWM digital. Em Botterón et al. (2001) é apresentada uma metodologia aplicável a inversores trifásicos a três fios. O trabalho considera a utilização da modulação *space vector* e especifica o valor máximo da THD na saída devido às harmônicas de modulação. Além disto, é definida a relação entre os valores do indutor e do capacitor que resultam na menor impedância de saída que não ultrapasse um limite máximo de pico de corrente nos interruptores (BOTTERÓN et al., 2001). Em Michels et al. (2003) é apresentada a extensão da metodologia descrita em Botterón et al. (2001) para seis topologias de inversores monofásicos e trifásicos. Por fim, uma sistematização desta mesma metodologia, para diferentes topologias de inversores e estratégias de modulação *space vector*, foi apresentada em Michels et al. (2005) e Michels et al. (2006).

Os trabalhos supracitados não abordam as distorções harmônicas originadas pelos distúrbios na saída da planta, ou seja, pelas cargas não-lineares. Entretanto, para atender às normas, é necessário que as distorções harmônicas de baixa frequência também sejam suficientemente atenuadas (IEC 62040-3, 1999; PE 1-1992, 1992). Por isso, é necessário verificar se o inversor, cujos valores dos parâmetros  $L$  e  $C$  do filtro de saída foram, inicialmente, projetados por um método tal como os apresentados em Dewan e Ziogas (1979), Dahono, Purwadi e Qamaruzzaman (1995) e Botterón et al. (2001), consegue atender às especificações. Em caso negativo, é necessário tornar a tensão de saída do inversor menos sensível a estas harmônicas, o que é conseguido através da redução da impedância de saída do mesmo. Esta característica pode ser obtida através do aumento da capacitância e da diminuição da indutância do filtro de saída, mantendo o produto  $LC$  constante. Logo, para uma mesma frequência natural, pode-se diminuir a impedância de saída através da diminuição da relação  $L/C$ . Porém, existe um limite para a diminuição desta relação, pois isto resulta no aumento no custo do filtro, nas perdas no indutor e no capacitor do filtro e nas perdas nos interruptores do conversor (BOOST; ZIOGAS, 1989).

A outra forma de se reduzir a impedância de saída é através da utilização de uma lei de controle adequada. Em Kusko, Galler e Medora (1990) é discutida a relação entre o filtro de saída e os controladores em inversores modulados por largura de pulso. É mostrado que a utilização de uma lei de controle em malha fechada pode reduzir a impedância de saída a valores abaixo dos obtidos em malha aberta. Contudo, é também mostrado que esta redução possui um limite, em sistemas de controle em tempo discreto, dado pela banda passante do controlador. Neste mesmo trabalho, é também mostrado que a lei de

controle repetitiva possibilita uma maior redução da impedância, em regime permanente, se comparada às leis de controle de ação instantânea. O trabalho de Vukosavič et al. (1990) também propõe uma lei de controle para redução da impedância de saída. Neste caso, é demonstrado que a impedância de saída é significativamente reduzida pela inserção de uma lei de controle por retroação de estados.

Em Kim, Choi e Hong (2000) é apresentada uma metodologia de projeto que integra o projeto do filtro ao projeto do controlador. O método proposto é iterativo e tem por objetivo garantir que a tensão de saída tenha uma taxa de distorção harmônica menor que 5%, em regime permanente, tanto para cargas lineares quanto não-lineares. A metodologia se aplica para a modulação PWM analógica em conjunto com um controlador robusto projetado pelo método do coeficiente do diagrama (*coefficient diagram method*). Esta metodologia é estendida para inversores PWM trifásicos em Ryu et al. (2002).

Por fim, é importante se destacar a abordagem integrada do projeto do controlador e do filtro empregada por Viswanathana, Oruganti e Srinivasan (2004) e Damasceno, Schuch e Pinheiro (2005). Nestes trabalhos, busca-se integrar o projeto de retificadores elevadores (*boost*) para correção de fator de potência, da sua lei de controle, e do filtro de EMI utilizado na entrada.

### 1.2.3 Leis de controle

Os inversores de tensão operam, na grande maioria dos casos, com uma estrutura em malha fechada, como é mostrado na Figura 2. A utilização de uma lei de controle adequada possibilita que se obtenha os requisitos estáticos e dinâmicos de desempenho com um filtro de saída com indutâncias e capacitâncias significativamente menores que as necessárias em malha aberta. Desta forma, pode-se obter uma considerável redução de peso, volume e custo do filtro (KUSKO; GALLER; MEDORA, 1990).

Os controladores são empregados em inversores de tensão, primeiramente, com o objetivo de melhorar a regulação do valor RMS da tensão de saída para diferentes condições de carga. Além disso, devem compensar os distúrbios periódicos e aperiódicos nas formas de onda de saída. Os controladores podem ser de tempo contínuo ou tempo discreto, sendo, respectivamente, implementados por circuitos eletrônicos analógicos e digitais. Atualmente, a opção por implementação digital em sistemas microcontrolados é vantajosa, pelas questões discutidas anteriormente. Por esse motivo, esta forma de implementação é a mais utilizada tanto no meio acadêmico quanto no meio industrial.

### 1.2.3.1 Instrumentação

Para a escolha da lei de controle, inicialmente é necessário se definir o tipo de instrumentação a ser empregada, pois existe uma grande inter-relação entre os mesmos. Do ponto de vista de controle, é desejável se empregar o maior número possível de medidas da planta. Entretanto, por motivos de custos, somente se utiliza os sensores que forem estritamente necessários.

A instrumentação está também diretamente relacionada ao sistema de proteção empregado no inversor. Geralmente, existem sensores que são apenas utilizados com este propósito. Em UPS, é necessário que exista um sistema de proteção que identifique, de forma distinta, tanto as condições de curto-circuito quanto de sobrecarga na saída (POTTS, 1989). Embora o inversor não possua uma elevada capacidade de corrente de curto-circuito, este deve ser capaz de fornecer uma corrente elevada durante os transitórios de partida das cargas conectadas à saída. Logo, a proteção deve ser adequadamente dimensionada para garantir o compromisso entre o fornecimento das demandas de energia pelas cargas, durante os transitórios, e a proteção dos elementos sensíveis do inversor.

Segundo Potts (1989), a medição da corrente no barramento CC, representada por  $i_{CC}$  na Figura 2, é a forma mais usual de proteção contra curto-circuitos na saída. Caso esta corrente ultrapasse o valor máximo admissível, os interruptores do inversor são desativados, evitando assim a danificação dos mesmos. Uma outra forma de limitação da corrente de curto-circuito é através da medida das correntes  $i_{Q1}$  a  $i_{Q4}$  nos interruptores. Neste caso, o sistema de limitação é normalmente projetado pelo fabricante do interruptor, que desenvolve um acionador (*driver*). A medida da corrente é indireta, sendo realizada através da medição da tensão sobre o interruptor. Neste sistema, um circuito identifica quando a corrente ultrapassa o valor máximo aceitável pelo interruptor, desligando-o instantaneamente. Já com relação à proteção para evitar danos no inversor em situações de sobrecarga, as soluções são distintas das supracitadas. A solução usual é a utilização de fusíveis com retardo na saída. Uma outra solução bastante utilizada, principalmente em potências maiores que 5kVA, é a utilização de uma malha de controle para limitação da corrente de saída. Embora este sistema possa ser utilizado também para proteger contra possíveis curto-circuitos na saída (BOTTERÓN et al., 2001), ele normalmente não é projetado para tal condição.

A Figura 2 mostra os possíveis sensores, apresentados na literatura, que podem ser utilizados para o sistema de controle e para a proteção e limitação dos inversores de tensão. Observa-se que a medição da tensão de saída é empregada em todos os casos. Para os

inversores que empregam um algoritmo de limitação da corrente de saída, é normalmente realizada a medição da corrente no indutor do filtro de saída. Nestes casos, é também comum se utilizar esta medição para melhoria do desempenho do controlador de tensão (BOTTERÓN et al., 2001). Um outro caso em que é necessária a utilização de sensor adicional é quando o inversor utiliza um transformador de saída, onde é necessário se controlar a tensão CC no primário do mesmo para evitar a sua saturação. Por esse motivo, neste caso, se emprega um sensor de tensão no primário e outro no secundário do transformador (PINHEIRO et al., 2004).

A escolha do número de sensores e a precisão dos mesmos é feita para atender os critérios de desempenho e confiabilidade da aplicação, baseados numa relação custo-benefício. Em UPS de baixo custo e baixa potência, sem algoritmo para limitação de corrente ou transformador de saída, a indústria têm utilizado soluções com o mínimo de sensores possíveis. Por esse motivo, foram apresentados, na literatura, vários controladores de tempo discreto utilizando apenas sensores da tensão de saída (KAWAMURA; HANEYOSHI; HOFT, 1988; JUNG; TZOU, 1996; GRÜNDLING; CARATI; PINHEIRO, 1997; LEE; CHIANG; CHANG, 2001). Inversores que utilizam mais sensores, tais como os que empregam também a medição da corrente do indutor (GOKHALE; KAWAMURA; HOFT, 1987; BUSO; FASOLO; MATTAVELLI, 2001; KUKRER; KOMURCUGIL; BAYINDIR, 2003; MATTAVELLI, 2005), do capacitor (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1996) e da corrente de saída (KUKRER; KOMURCUGIL; BAYINDIR, 2003), são apenas apropriados em aplicações onde se justifica a sua necessidade ou onde o seu custo é pouco significativo com relação ao de todo o inversor.

### 1.2.3.2 Controladores de ação instantânea

Os primeiros controladores de tempo discreto aplicados a inversores de tensão PWM começaram a surgir no início dos anos 80. Dentre os trabalhos mais representativos, destaca-se o trabalho de Gokhale, Kawamura e Hoft (1987), que apresenta um controlador de tempo mínimo ou *deadbeat*. Contudo, este controlador necessita da medida da corrente no indutor do filtro. Já em Kawamura, Haneyoshi e Hoft (1988) é apresentado um algoritmo *deadbeat* modificado chamado de controlador OSAP (*One Sample Ahead Preview*). Os resultados são semelhantes aos de Gokhale, Kawamura e Hoft (1987), mas este controlador não emprega a medida da corrente no indutor. Com o desenvolvimento das técnicas de controle para inversores, observou-se que os controladores *deadbeat* e OSAP são muito sensíveis aos parâmetros da planta, sendo por isso não muito adequados a esta aplicação. Em Jung e Tzou (1996) é proposto um controle por modos deslizantes discretos

(*discrete sliding-mode control*) aplicados a inversores PWM. Esta técnica de controle utiliza a medida dos estados da planta para o seu cálculo, e apresenta excelente desempenho na compensação de distúrbios e robustez diante de variações paramétricas. Nesta lei de controle é utilizada somente a medida da tensão de saída, sendo o outro estado obtido através de um estimador da corrente no capacitor. Este controlador tem a desvantagem de não ser preditivo e de ser difícil de ser sintonizado, pois o mesmo possui vários parâmetros a serem ajustados. Gründling, Carati e Pinheiro (1997) apresentaram uma lei de controle por modelo de referência adaptativa e robusta (RMRAC) aplicada a inversores PWM. A proposta deste trabalho é se utilizar a lei adaptativa para compensar os efeitos das variações paramétricas e das dinâmicas não-modeladas. Neste trabalho, é também enfatizado que a maior vantagem de se utilizar o algoritmo de adaptação é de se ter uma ferramenta de auxílio ao projeto, pois a lei de controle pode ser implementada sem esta estrutura adicional. Lee, Chiang e Chang (2001) propuseram um controlador baseado na retroação de estados utilizando um estimador para a obtenção da corrente no indutor, abordando o problema na forma  $H_\infty$ . Por fim, cabe destacar que muitos outros controladores de ação instantânea foram desenvolvidos, sendo aqui destacados alguns dentre os mais representativos.

### 1.2.3.3 Controladores de ação repetitiva

Concomitantemente com o desenvolvimento de várias técnicas de controle para compensação dos distúrbios transitórios em inversores PWM, foram concebidas controladores para melhoria do desempenho em regime permanente. Estes controladores foram concebidos para se obter uma redução dos problemas relacionados à alta THD na forma de onda da tensão de saída para cargas não-lineares cíclicas, em regime permanente. Este é um problema decorrente da utilização de cargas tais como retificadores não-controlados, que são muito comum nos equipamentos eletrônicos normalmente alimentados por UPS. Uma das soluções propostas para este problema foi apresentada por Haneyoshi, Kawamura e Hoft (1988), através da utilização da lei de controle repetitiva. A idéia básica deste tipo de lei de controle é o de se utilizar a informação dos ciclos anteriores para melhorar o desempenho no instante corrente.

A lei de controle repetitiva foi inicialmente desenvolvida por Inoue, Nakano e Iwai (1983), sendo posteriormente formulada com rigorismo por Hara et al. (1988). Esta lei de controle surgiu a partir de uma particularização da lei de controle com aprendizado iterativo (*iterative learning control*), inicialmente proposta por Uchiyama (1978). A partir da formulação original da lei de controle repetitiva, obtida no tempo contínuo, Tomizuka

(1987) obteve a formulação equivalente em tempo discreto. Em Tomizuka, Tsao e Chew (1989), Chew e Tomizuka (1990), Cosner, Anwar e Tomizuka (1990) são apresentados novos controladores repetitivos em tempo discreto e são extraídas novas conclusões a partir desta lei de controle.

O controlador repetitivo em tempo discreto proposto em Tomizuka (1987) atraiu o interesse de diversos pesquisadores, resultando em várias contribuições (KEMPF; MESSNER; TOMIZUKA, 1993; BROBERG; MOLYET, 1992, 1994; HILLERSTROM; STERNBY, 1994; AMANUMA; FUWA; SAKAKI, 1994; YAMADA; FUNAHASHI; MATSUSHITA, 1996; SMITH; TOMIZUKA, 1996; LI; TSAO, 1998; CHANG; SUH; OH, 1998; KIM; LI; TSAO, 2004). De forma similar, os resultados obtidos por Haneyoshi, Kawamura e Hoft (1988) atraíram o interesse de vários autores, que passaram a utilizar os controladores repetitivos no controle de inversores PWM (LIN et al., 1988; NISHIDA; HANEYOSHI, 1992; TZOU et al., 1997; JUNG; HUANG; TZOU, 1998; KAI et al., 1999, 2000; PEI et al., 2001; RECH et al., 2001a, 2001b, 2003a, 2003b; ZHOU; WANG, 2001, 2002; ZHANG et al., 2003; BEN-BRAHIM; BENAMMAR; ALHAMADI, 2003; MATTAVELLI; MARAFAO, 2004).

Os controladores com aprendizado são classificados, com base no princípio da ação repetitiva, segundo Kempf, Messner e Tomizuka (1993), como sendo baseados no princípio do modelo interno ou no princípio do modelo externo. O controlador baseado no princípio do modelo interno, que foi proposto por Francis e Wonham (1975), é um controlador linear que inclui um modelo dos distúrbios na entrada e na saída da planta, ou seja, o compensador possui um gerador de sinais periódicos incluso na sua estrutura. Este tipo de algoritmo é linear e a sua taxa de convergência é mais rápida que os demais. Contudo, a resposta em frequência do sistema é alterada e a robustez ao ruído e dinâmicas não-modelada é normalmente reduzida. O controlador repetitivo baseado no princípio do modelo externo, por outro lado, pode ser considerado um gerador de sinais externo à malha de controle principal. A grande vantagem deste tipo de controlador é que o ganho em malha fechada da planta não é significativamente alterado. Entretanto, este tipo de controlador requer um modelo paramétrico da planta, além dos algoritmos serem muito mais complexos que os anteriores. A Tabela 1 sumariza as características dos tipos básicos de controladores de ação repetitiva e por aprendizado (KEMPF; MESSNER; TOMIZUKA, 1993).

Observa-se, pela Tabela 1, que o algoritmo do tipo filtro Q, baseado no princípio do modelo interno, é o mais adequado para esta aplicação. Este algoritmo tem como vantagens, em comparação aos demais, a rápida convergência, a pequena complexidade do código e o rápido tempo de execução. Embora este algoritmo somente permita uma

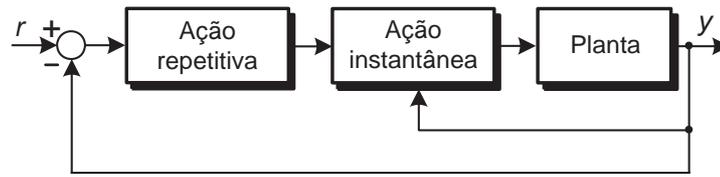
Tabela 1: Sumário das características dos controladores de ação repetitiva

Algoritmo	Princípio do Modelo Interno		Princípio do Modelo Externo	
	Filtro Q	Convolução	Função base	Aprendizado
Conhecimento da Planta	Modelo linear	Ganho e fase	Modelo linear	Modelo linear
Rejeição seletiva de frequências	Alguma	Sim	Sim	Não
Complexidade teórica	Baixa	Média	Média	Alta
Complexidade de código	Baixa	Média	Média	Média
Tempo de execução	Pequeno	Grande	Grande	Médio
Taxa de convergência	Rápida	Média	Pequena	Média
Alteração do ganho de malha	Sim	Sim	Não	Não

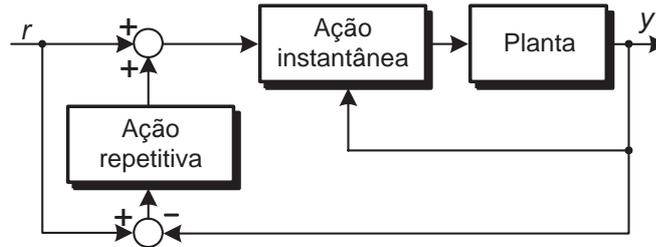
rejeição seletiva de harmônicos limitada, restritas às harmônicas de alta frequência, e provoque a mudança da sensibilidade da planta a distúrbios em malha fechada, estas características não se constituem em um problema para a aplicação em questão. Por este motivo, praticamente todas as leis de controle repetitivas utilizadas em inversores de tensão são deste tipo (NISHIDA; HANEYOSHI, 1992; TZOU et al., 1997; JUNG; HUANG; TZOU, 1998; KAI et al., 1999, 2000; RECH; GRÜNDLING; PINHEIRO, 2000; ZHOU; WANG; LOW, 2000; PEI et al., 2001; RECH et al., 2001a, 2001b, 2003a, 2003b; ZHOU; WANG, 2001, 2002; ZHANG et al., 2003).

Os controladores com ação repetitiva podem ser também classificados de acordo com a sua formulação: (i) controlador repetitivo prototipado ou *prototype repetitive controller* (TOMIZUKA; TSAO; CHEW, 1989) e (ii) controlador de ação repetitiva auxiliar ou *plug-in repetitive controller* (KEMPF; MESSNER; TOMIZUKA, 1993). A Figura 3 apresenta a estrutura destes controladores. A primeira formulação insere a ação repetitiva diretamente na malha de realimentação. Desta forma, a operação do controlador repetitivo é associada ao funcionamento do controlador de ação instantânea. Na segunda formulação, a lei de controle repetitiva se comporta como uma ação auxiliar à uma ação de controle principal, de ação instantânea. A Figura 3(b-c) mostra as duas formulações diferentes para os controladores repetitivos de ação auxiliar. Embora distintas, é possível se analisar estas duas formulações do mesmo modo. Nesta formulação, é possível se separar o projeto da lei de controle em duas etapas: (i) o projeto do controlador de ação instantânea; (ii) o projeto da ação repetitiva auxiliar. Devido à maior simplicidade de análise e projeto, os controladores de ação repetitiva auxiliar são os mais empregados nas aplicações em

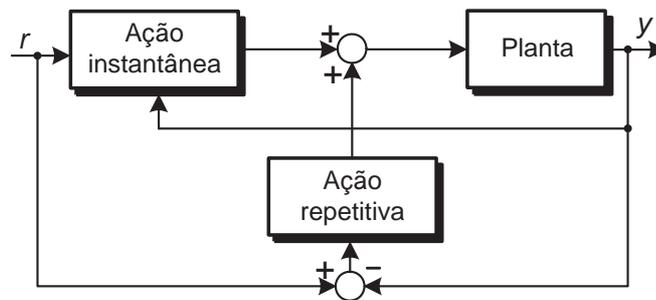
inversores PWM.



(a) Prototipado



(b) Ação auxiliar convencional



(c) Ação auxiliar modificada

Figura 3: Diferentes formulações de controladores repetitivos

Os controladores repetitivos apresentados na literatura, aplicados a inversores PWM, são, em sua maioria, de ação auxiliar do tipo filtro  $Q$ . Muitos destes trabalhos empregam a estrutura conhecida por ação repetitiva integral (HANEYOSHI; KAWAMURA; HOFT, 1988; NISHIDA; HANEYOSHI, 1992; CARATI; GRÜNDLING; PINHEIRO, 1998; RECH; GRÜNDLING; PINHEIRO, 2000; RECH et al., 2001a, 2001b, 2003a), que são controladores do tipo filtro  $Q$  formulados de uma forma distinta. Neste caso, o filtro  $Q$  é sempre uma constante de valor unitário. Estes trabalhos empregam a estrutura da ação repetitiva auxiliar modificada, mostrada da Figura 3(c). A diferença entre estes trabalhos está no tipo de controlador de ação instantânea empregado. Em Haneyoshi, Kawamura e Hoft (1988) é empregado o controlador OSAP como controlador de ação instantânea. Nishida e Haneyoshi (1992) propõem o uso de um controlador OSAP modificado, empregando a estrutura similar ao do trabalho anterior. Em Carati, Gründling e Pinheiro (1998) é empregado o controlador adaptativo robusto por modelo de referência (RMRAC). Por outro lado, Rech et al. (2001a, 2001b, 2003a, 2003b) apresentam controladores preditivos

do tipo OSAP (RECH et al., 2001b), PD-*feedforward* (RECH et al., 2001a) e MRC (RECH; GRÜNDLING; PINHEIRO, 2000) como leis de controle de ação instantânea. Uma análise comparativa das leis de controle descritas nestes trabalhos é apresentada em Rech et al. (2003a). O uso desta mesma formulação da ação repetitiva é proposta por Shabaani e Jalili-Kharaajoo (2003), onde é empregado o controlador linear quadrático adaptativo (LQR).

O uso de controladores repetitivos do tipo filtro Q, na sua formulação clássica, são apresentados em vários trabalhos. Em Tzou et al. (1997) é empregado um controlador por retroação de estados com ação *feedforward*. Kai et al. (1999) propõe controladores *deadbeat* e por alocação de pólo, onde é empregada a estrutura da ação repetitiva auxiliar mostrada da Figura 3(b). Em Zhou, Wang e Low (2000) é empregado um controlador OSAP em conjunto com um controlador de ação repetitiva auxiliar, cuja estrutura é mesma. Rech et al. (2003b) utilizam um controlador MRC de forma similar à forma descrita em Rech, Gründling e Pinheiro (2000), onde também é utilizada a estrutura da ação repetitiva auxiliar modificada mostrada da Figura 3(c). Em Zhang et al. (2003) é proposto o uso de um controlador repetitivo auxiliar direto, ou seja, sem a inclusão de controlador de ação instantânea. Contudo, a idéia não tem resultados satisfatórios, pois o sistema apresenta um baixo desempenho transitório devido à inexistência do controlador de ação instantânea. Embora os autores argumentem que o controle torna-se mais simples neste caso, observa-se que a lei de controle repetitiva é significativamente mais complexa que as usuais, pois vários filtros são necessários para garantir o desempenho e a estabilidade. Além das leis de controle supracitadas, cabe destacar as aplicações dos controladores de ação repetitiva em inversores trifásicos. Em Oshima e Kawakami (1991) é utilizada uma estrutura de duas camadas em um eixo de referências síncrono, onde um regulador proporcional-integral é empregado para assegurar erro nulo em regime permanente, e uma ação repetitiva com um filtro passa-altas é utilizada para compensar as harmônicas nas tensões de saída do inversor. Por outro lado, em Zhou e Wang (2001) é utilizado um controlador de ação repetitiva auxiliar modificada, combinado com um compensador OSAP em eixos estacionários  $\alpha\beta$ , a fim de reduzir as distorções na saída do inversor devido a cargas retificadas trifásicas.

É também importante se salientar que nem todos os controladores repetitivos empregados em inversores PWM são do tipo anteriormente descritos. Em Mattavelli e Marafao (2004) é proposta a utilização de controladores de ação repetitiva auxiliar para a compensação seletiva de harmônicas em filtros ativos. Para tanto, é empregado um controlador repetitivo auxiliar do tipo convolução (vide Tabela 1), que possibilita uma ampla compen-

sação seletiva de harmônicas. O algoritmo proposto emprega a transformada de Fourier discreta (DFT) para seleção das harmônicas, sendo esta implementada por um filtro FIR com janela móvel.

#### 1.2.3.4 Controladores de ação repetitiva modificados

Conforme destacada anteriormente, os controladores de ação repetitiva auxiliar apresentam características que os tornam atrativos aos projetistas. Contudo, estes controladores possuem algumas características que não são adequadas para a aplicação em inversores PWM. Por isso, foram apresentadas várias propostas de alterações na estrutura original do controlador associadas a esta aplicação. A seguir, são descritas as principais modificações que são reportadas na literatura para resolver estes problemas.

Em Rech (2001), é apresentado um algoritmo para melhoria do desempenho transitório, através da detecção de eventos aperiódicos e reinicialização da compensação repetitiva. Este algoritmo é apropriado para plantas que podem ser submetidas a distúrbios com diferentes padrões, tais como os inversores PWM. Os resultados demonstram uma significativa melhoria, no comportamento transitório, neste tipo de aplicação.

Para os casos em que um transformador de saída é incluso, os controladores de ação repetitiva do tipo filtro Q, na sua formulação clássica em tempo discreto, possuem um cancelamento de pólo e zero em  $z = 1$ . Como consequência, a componente CC no primário do transformador não pode ser controlada, pois a mesma não é observada no secundário do transformador. Pelo fato do cancelamento do pólo e do zero não ser ideal, pode existir uma componente CC residual que é amplificada pela ação integral do controlador. Conseqüentemente, é possível que ocorra a saturação do transformador (PINHEIRO et al., 2004). Nestas plantas, é necessário se implementar algumas modificações na estrutura dos controladores repetitivos para evitar a saturação deste transformador. Em Botterón et al. (2004) e Pinheiro et al. (2004) são propostos um controlador repetitivo sem o pólo em  $z = 1$ . Por outro lado, em Costa-Castelló e Grino (2004), Zhou, Ye e Wang (2004) e Zhou et al. (2004) é apresentada uma solução mais simples para evitar a saturação do transformador, que é efetuada através da eliminação da compensação de todas as harmônicas pares, incluindo a frequência zero, ou seja, o valor CC. Esta solução também aumenta a taxa de convergência da ação repetitiva, mas tem a desvantagem de não compensar as harmônicas pares originadas por distorções na tensão de saída.

Estruturas adaptativas aplicadas a controladores repetitivos, focadas para inversores PWM, também foram propostas na literatura. Em Carati et al. (2001, 2003) é empre-

gado um controlador RMRAC em conjunto com um controlador repetitivo cujo ganho é adaptado para se obter melhoria no desempenho em regime permanente. O ganho da ação repetitiva é adaptado empregando-se uma função sigma modificada do somatório do erro quadrático entre a saída de modelo de referência do RMRAC e a saída da planta. Este controlador foi projetado para ter um ganho da ação repetitiva variável, dependente da amplitude dos erros provocados pelos distúrbios. Quando o erro for significativo, o ganho aumenta até um limite máximo. Caso contrário, o ganho é reduzido até zero, onde a ação repetitiva é eliminada. O objetivo do controlador proposto é o de se eliminar os erros causados pelo ruído, quando a UPS está sem carga, mas não resulta em significativa melhoria no desempenho do inversor. Em Tzou, Jung e Yeh (1999) é empregado um controlador por retroação de estados com ação repetitiva auxiliar adaptativa. O objetivo do controlador adaptativo proposto é o de ajustar a resposta repetitiva para adequá-la às variações no modelo da planta provocadas pelas mudanças de carga. Esta proposta utiliza o algoritmo do filtro Q e emprega o modelo inverso da planta para compensar o atraso de fase da planta. Os parâmetros da planta são determinados através de um estimador de mínimos quadrados recursivos (*recursive least-squares estimator* - RLSE), que são atualizados no controlador repetitivo modificado.

Controladores de ação repetitiva também foram modificados para torná-los adequados à operação com sinais de referência com frequência variável. Estas modificações se fazem necessárias porque os compensadores repetitivos rastreiam a referência e minimizam os erros devido aos distúrbios exógenos cíclicos somente para frequências próximas às das harmônicas do sinal de referência. Nos controladores repetitivos apresentados, supõe-se que a referência possui uma frequência fixa. Desta forma, é possível se determinar o parâmetro de projeto  $N$  que garanta o sincronismo. Contudo, se o sinal de referência for variável, tal como em aplicações de UPS de dupla conversão VI, onde a saída do inversor deve se manter sincronizada à da rede, esta condição não é satisfeita. É importante se ressaltar que inversores de tensão PWM alimentando cargas não-lineares também apresentam distúrbios na saída com período variável, pois estes distúrbios cíclicos são sincronizados com a tensão de saída e, conseqüentemente, com o sinal de referência. Com o intuito de assegurar o sincronismo da ação repetitiva, foram apresentadas, na literatura, modificações nestes controladores. Em Mattavelli e Marafao (2004), é proposto um algoritmo baseado na adaptação da frequência de amostragem. Neste trabalho, é empregado um identificador do período da referência externa. Caso a frequência não seja idêntica à do controlador repetitivo, o período de amostragem é modificado de tal forma a se obter o sincronismo. Não foram encontradas outras referências na literatura, associada a inver-

sores PWM, que abordem este problema. Em contraste, o problema é abordado em vários artigos relacionados à teoria de controle (BOBOTSOV; LYAMIN, 1997; LUO; MAHAWAN, 2001) e mecatrônica (DÖTSCH; SMAKMAN; HOF, 1995; MANAYATHARA et al., 1996; CAO; LEDWICH, 2002). Em Cao e Ledwich (2002) é proposto um algoritmo baseado na interpolação de amostras, mantendo a frequência de amostragem fixa. Este controlador, proposto para aplicações em robótica, possui a mesma estrutura empregada nas leis de controle repetitivas do tipo filtro Q aplicadas a inversores PWM. Neste trabalho, a partir da identificação do período da referência externa, obtido através da detecção de cruzamentos por zero, são geradas amostras fictícias sempre sincronizadas com a referência. Cada amostra é obtida através da interpolação linear de duas amostras consecutivas. A lei de controle repetitiva é, então, calculada de forma similar à convencional. Para se obter os valores a serem implementados, é feita uma nova interpolação, similar à primeira. Observa-se que esta técnica reduz a rejeição a distúrbios nas altas frequências, devido a interpolação possuir uma característica de resposta em frequência do tipo passa-baixas.

### 1.2.3.5 Projeto de controladores de ação repetitiva

A metodologia para o projeto da compensação repetitiva depende do tipo de lei de controle utilizada (KEMPF; MESSNER; TOMIZUKA, 1993). Na literatura, foram apresentadas metodologias baseadas no modelo inverso da planta (TOMIZUKA; TSAO; CHEW, 1989; INOUE, 1990; ROH; CHUNG, 1995; CHANG; SUH; KIM, 1995; ROOVER; BOSGRA, 1997; ZEIER; YAMADA; FUNAHASHI, 1998; YAMADA; RIADH; FUNAHASHI, 1999; ZHOU; WANG, 2001; KÖROGLU; MORGÜL, 2001; TSAI; YAO, 2002), com algumas modificações de estrutura do controlador ou de desempenho. Metodologias baseadas em critérios de robustez (YAMADA; HOSHI; OKUYAMA, 2000; YAMADA; RIADH; FUNAHASHI, 2000; KIM; TSAO, 2001), no cancelamento de pólos e zeros (MESSNER; KEMPF, 1996), em estruturas nebulosas (JIAN; YONG; JIAN, 2001), na minimização de função custo (SMITH; TOMIZUKA, 2000), aplicáveis a plantas multivariáveis (SUYAMA; NOBUYAMA; KITAMORI, 1990; LEDWICH; BOLTON, 1993) e para outras estruturas de controladores (CHANG; SUH, 1996; LI; TSAO, 1998) também foram apresentadas.

A maioria destas metodologias utiliza, explicitamente ou não, os conceitos de sensibilidade e espectro de regeneração, este último apresentado em Srinivasan e Shaw (1991). A sensibilidade é empregada para determinar a atenuação das harmônicas em regime permanente e o espectro de regeneração para a determinação da taxa de convergência da ação repetitiva (GARIMELLA; SRINIVASAN, 1994).

Dentre estes trabalhos, os trabalhos de Yamada, Riadh e Funahashi (1999) e Ledwich e Bolton (1993) são os que possuem características mais similares à estrutura dos controladores de ação repetitiva discretos utilizados em inversores de tensão PWM. No primeiro trabalho, é apresentada a metodologia de projeto para um controlador repetitivo prototipado enquanto no segundo é aplicado a controladores repetitivos com ação integral. É importante salientar que não foi reportada nenhuma metodologia de projeto sistematizada e generalizada, para controladores de ação repetitiva auxiliar do tipo filtro Q, específica para inversores de tensão alimentando cargas não-lineares.

#### 1.2.4 Controle do barramento CC

O barramento CC é o elemento de armazenamento da energia retificada pelo conversor de entrada das UPS. A sua utilização é necessária para que se garanta o fornecimento de uma tensão contínua e regulada ao inversor. Nas UPS de dupla conversão, é empregado um conversor para retificar a tensão CA da rede na tensão CC que alimenta o inversor. Em geral, este retificador é projetado para corrigir o fator de potência na entrada da UPS, o que faz com que a energia fornecida ao barramento CC possua o comportamento de uma senóide retificada (LIN; LU, 2000). Ou seja, a carga do barramento CC é feita com uma frequência baixa, igual ao dobro da frequência da rede. Logo, para que a tensão no barramento CC apresente pouca flutuação, é preciso que o barramento CC possua capacitores com elevada capacidade de carga. Contudo, por ser um dos elementos mais pesados, volumosos e de custo mais elevado das UPS, este deve ser adequadamente projetado.

Várias topologias de retificadores com correção de fator de potência foram apresentadas na literatura, destacando-se os conversores meia-ponte, ponte completa e *boost* (ANUNCIADA; BORGES, 2004). Estes retificadores consistem em um estágio de potência controlado por duas malhas de realimentação, sendo uma malha de corrente, de ação rápida, e outra de tensão, de ação lenta. O propósito da malha de corrente é tornar o comportamento do retificador, para a fonte de alimentação, similar ao de um resistor. Isto é realizado forçando-se que a corrente de entrada possua a forma de onda da tensão da fonte. Por outro lado, a tarefa da malha de tensão é a de manter a tensão no barramento CC regulada, sendo esta efetuada através da alteração do valor do ganho da malha de corrente (TAKESHITA; TOYODA; MATSUI, 2000).

Diversas leis de controle para retificadores com correção de fator de potência são descritas na literatura (TAKESHITA; TOYODA; MATSUI, 2000; COBRECES et al., 2005;

YE; JOVANOVIĆ; IRVING, 2005). Algumas delas integram o controle do inversor e do retificador, tal como em Malesani et al. (1995) e Gu e Nam (2005), com o propósito de reduzir o tamanho do capacitor do barramento CC. Contudo, esta diminuição resulta no aumento da distorção na corrente de entrada do retificador.

A corrente drenada pelo inversor é composta de harmônicas de baixa e alta frequência. O valor das correntes RMS no barramento CC é apresentado em (KOLA; WOLBANK; SCHRODL, 1999). Em Mariscotti (2002) é mostrada as equações analíticas para obtenção do espectro da corrente no barramento CC. Já em Renken (2005) é mostrado o impacto do filtro de saída do inversor nas harmônicas da corrente do barramento CC. Neste trabalho é mostrado que as harmônicas na corrente do indutor provocam aumento da corrente RMS no capacitor do barramento CC.

Por fim, verifica-se a necessidade de se dimensionar corretamente o barramento CC para que o inversor tenha um desempenho adequado. Contudo, a obtenção do valor mínimo para este capacitor, que atenda às especificações de regime permanente e transitório da norma IEC 62040-3 (1999), levando em consideração a carga utilizada e o filtro de saída empregado no inversor e as leis de controle do inversor e do retificador, ainda é algo a ser investigado.

### 1.3 Escopo do trabalho

A partir da revisão bibliográfica realizada, observa-se que os requisitos exigidos pela norma IEC 62040-3 (1999) para as topologias de UPS de arranjo simples com sistema de *bypass*, de dupla conversão, requerem um elevado desempenho do estágio de saída. Os trabalhos demonstram que é necessário um criterioso projeto do sistema como um todo para se obter todos os requisitos especificados. Observa-se que a utilização de leis de controle adequadas são efetivas na melhoria do desempenho do inversor, principalmente em regime permanente.

Para os inversores especificados para atender a norma em questão, constata-se que o desempenho transitório depende mais da capacidade da manutenção da tensão no barramento CC do que propriamente da lei de controle do estágio de saída. Esta conclusão é obtida porque a situação crítica de ensaio é a inserção de um retificador descarregado no pico da tensão de saída. Nesta situação, independentemente da lei de controle empregada, ocorre a descarga do capacitor do barramento CC, o que limita a atuação da lei de controle do inversor.

Por outro lado, a utilização de leis de controle apropriadas pode melhorar significativamente a resposta em regime permanente, principalmente quando a planta é sujeita a cargas não-lineares. Pelo fato das cargas possuírem um comportamento cíclico, em regime, neste tipo de aplicação, observa-se que a utilização de controladores de ação repetitiva é bastante adequada. Por este motivo, vários estudos abordam o assunto na literatura (LIN et al., 1988; JUNG; HUANG; TZOU, 1998; NISHIDA; HANEYOSHI, 1992; TZOU et al., 1997; KAI et al., 1999, 2000; ZHOU; WANG, 2001, 2002; PEI et al., 2001; RECH et al., 2001a, 2001b, 2003a, 2003b; ZHANG et al., 2003; BEN-BRAHIM; BENAMMAR; ALHAMADI, 2003; MATTAVELLI; MARAFAO, 2004). Contudo, ainda existem tópicos relevantes, relativos a estes controladores, que não foram suficientemente explorados.

Como descrito na revisão bibliográfica, os controladores de ação repetitiva auxiliar não são adequados à operação com distúrbios e sinais de referência com frequência variável. Entretanto, é preciso que o inversor se mantenha sincronizado à rede em aplicações como em UPS de dupla conversão do tipo VI. Por este motivo, são apresentadas modificações na estrutura destes controladores para adequá-los a esta característica. Este trabalho, primeiramente, analisa os algoritmos de variação da frequência de amostragem apresentado por Mattavelli e Marafao (2004) e de interpolação com frequência de amostragem fixa proposto por Cao e Ledwich (2002), ajustando este último algoritmo para a aplicação em inversores PWM. A partir de modificações destes controladores, é proposto um controlador modificado, empregando frequência de amostragem fixa. Este controlador proposto não possui a desvantagem de apresentar uma frequência de amostragem variável e é bem mais simples que o controlador baseado em interpolação, embora apresente limitações quanto à sua aplicação. Por fim, é feita uma análise comparativa dos três controladores, destacando-se suas respectivas vantagens e desvantagens.

Um outro problema existente nos controladores de ação repetitiva auxiliar é que seu projeto, em geral, é efetuado com reduzida margem de estabilidade em malha fechada. Esta característica é necessária para se obter um bom desempenho destes controladores em regime permanente (SRINIVASAN; SHAW, 1991). Constata-se, portanto, que existe um compromisso entre margem de estabilidade e desempenho dos controladores de ação repetitiva. Este problema se torna crítico quando o modelo da planta pode sofrer variações, tal como em aplicações em inversores, onde não são conhecidas *a priori* todas as cargas que são conectadas na saída do inversor. Logo, se uma carga não-usual for conectada na saída, é possível que um ou mais dos pólos do sistema em malha fechada resultante esteja fora do círculo de raio unitário. Para evitar que este pólo torne a planta instável é proposto, neste trabalho, um algoritmo para adaptação do ganho  $c_r$  de con-

troladores de ação repetitiva auxiliar do tipo filtro Q. O controlador proposto garante, através desta adaptação, que tanto a ação de compensação repetitiva quanto a saída da planta não divergem devido à esta ação de controle. Este algoritmo é apresentado em detalhes, incluindo a prova de estabilidade e considerações sobre o seu projeto.

Com relação aos controladores repetitivos, também se observa a inexistência de uma metodologia de projeto para os controladores de ação repetitiva auxiliar que seja adequada para inversores de tensão alimentando cargas não-lineares. As metodologias de projeto de controladores repetitivos, até então apresentadas, não são adequadas por não considerar muitas características deste tipo de sistema: (i) nos inversores PWM, o modelo da planta muda em função da carga na saída; (ii) as cargas não-lineares possuem um comportamento que depende da forma de onda da tensão de saída, ou seja, os distúrbios são função da planta incluindo o controlador; e (iii) o objetivo não é diminuir o erro de rastreamento, e sim reduzir a taxa de distorção harmônica total e a amplitude individual das harmônicas aos níveis aceitáveis. Neste sentido, é proposta neste trabalho uma metodologia que tenha os itens acima como premissas, e que seja implementável na forma de um algoritmo.

Por outro lado, o desempenho da lei de controle também é diretamente associado ao modelo da planta que, por sua vez, está associado ao filtro de saída utilizado. Este filtro, normalmente de segunda ordem para inversores monofásicos, é projetado para atenuar as harmônicas de alta frequência geradas pela modulação. Esta característica é imposta pela frequência de ressonância deste filtro, proporcional ao produto  $LC$ . Porém, a utilização de valores diferentes para  $L$  e  $C$  resulta em valores distintos para a impedância de saída da planta, pois esta é proporcional à relação  $L/C$ . Ou seja, a capacidade de rejeição aos distúrbios é maior quanto menor for a indutância e maior for a capacitância. Entretanto, a indutância não pode ser muito reduzida, pois quanto menor for a indutância, maior é o valor da corrente reativa circulante no inversor. Desta forma, a redução da impedância resulta na necessidade de um maior dimensionamento dos elementos do inversor, decorrente da elevação das perdas nos interruptores e no filtro. Logo, observa-se que existe um compromisso no desempenho do inversor associado à determinação dos elementos do filtro de saída e da lei de controle.

Apesar destes conceitos serem amplamente conhecidos, não existe uma metodologia generalizada de projeto do inversor sob este enfoque. Por este motivo, neste trabalho é proposta uma metodologia que integre o projeto do controlador com o projeto do filtro de saída, ampliando a análise apresentada em Kim, Choi e Hong (2000) para uma lei de controle específica. Primeiramente, é proposta uma metodologia simplificada para a determinação da relação  $LC$  que assegure a atenuação adequada das componentes har-

mônicas de alta frequência. Posteriormente, é proposta uma metodologia para a obtenção da relação  $L/C$  que, em conjunto com a lei de controle, obtenha os requisitos transitórios e em regime permanente especificados. Contudo, como o desempenho transitório do controlador está fortemente associado à capacidade do barramento CC de fornecer a energia necessária a carga, o projeto de um inversor PWM para UPS de dupla conversão deve considerar o projeto do capacitor do barramento CC e do sistema de carga deste barramento. Por isso, é apresentada uma metodologia integrada de projeto do filtro de saída, lei de controle do inversor, capacitor do barramento CC e estágio de entrada da UPS. A proposta é, portanto, obter-se os parâmetros do filtro  $LC$  e da lei de controle que otimizem o projeto como um todo.

Sintetizando, as principais contribuições desta tese de doutorado são:

- A obtenção de um controlador de ação repetitiva auxiliar modificada que apresente um bom desempenho mesmo quando o sinal de referência possuir uma frequência variável. Nesta contribuição, é incluída a utilização de outros controladores modificados com este propósito, existentes na literatura, na aplicação em questão. Adicionalmente, é efetuada uma análise comparativa entre o controlador proposto e os previamente apresentados (MICHELS; PINHEIRO; GRÜNDLING, 2006a, 2006b).
- A obtenção de um controlador de ação repetitiva auxiliar com ganho adaptativo, cujo objetivo é o de impedir que a saída e a ação repetitiva divirjam caso um ou mais dos pólos do sistema em malha fechada resultante esteja fora do círculo de raio unitário. Para tanto, é proposto um algoritmo para adaptação do ganho  $c_r$ , cuja atuação está restrita à estas situações. Além desta proposta, é também apresentada a utilização deste controlador como uma ferramenta de projeto para a determinação do máximo ganho estável da lei repetitiva (MICHELS; GRÜNDLING, 2006a, 2006b).
- A proposta de um procedimento de projeto para controladores da ação repetitiva auxiliar, do tipo filtro  $Q^1$ , considerando a aplicação em inversores de tensão alimentando cargas não-lineares cíclicas (MICHELS; GRÜNDLING, 2004; MICHELS; PINHEIRO; GRÜNDLING, 2004; MICHELS; GRÜNDLING, 2005).
- A proposta de duas metodologias de projeto da frequência natural do filtro de saída de inversores de tensão PWM com modulação digital (MICHELS et al., 2003, 2004, 2006).

---

<sup>1</sup>A partir deste ponto, quando se fizer referência a controladores de ação repetitiva, está se tratando de controladores de ação repetitiva auxiliar, baseados no princípio do modelo interno, utilizando algoritmo do tipo filtro  $Q$ .

- A proposta de uma metodologia de projeto integrada para UPS monofásicas, considerando-se tanto os requisitos de desempenho transitório quanto em regime permanente para cargas lineares e não-lineares cíclicas, descritos na norma IEC 62040-3 (1999). A metodologia envolve o projeto dos filtros de saída, o dimensionamento do barramento CC e o projeto dos controladores do estágio de saída e do estágio de entrada, sendo aplicável a várias leis de controle lineares que empregam uma lei de controle repetitiva auxiliar (MICHELS et al., 2005).

## 1.4 Organização do trabalho

O trabalho está organizado com a seguinte estrutura. Inicialmente, no Capítulo 1, é apresentado o escopo desta tese de doutorado, enfocando a revisão da literatura técnico-científica, incluindo a motivação para o estudo do tema e as contribuições propostas. No Capítulo 2, é apresentada a descrição detalhada da planta utilizada no restante do trabalho. No Capítulo 3, é apresentado o controlador de ação repetitiva auxiliar modificada para sinais de referência de frequência variável. O controlador de ação repetitiva auxiliar com ganho adaptativo, é detalhado no Capítulo 4, incluindo a prova matemática de estabilidade. No Capítulo 5, é proposta uma metodologia de projeto para os controladores de ação repetitiva auxiliar aplicável a inversores de tensão PWM. No Capítulo 6, é proposta uma metodologia de projeto para determinação da frequência natural do filtro de saída de inversores de tensão PWM monofásicos. Estas duas metodologias são empregadas no Capítulo 7, onde é proposta uma metodologia de projeto do filtro de saída de inversores de tensão PWM monofásicos integrada ao projeto do controlador, com base nas especificações do estágio de saída de UPS dadas pela norma IEC 62040-3 (1999). Finalizando, no Capítulo 8, são apresentadas as conclusões obtidas nesta tese de doutorado e as propostas para futuros trabalhos.

## 2 DESCRIÇÃO DA PLANTA

### 2.1 Introdução

Neste capítulo é descrita a planta considerada no restante do trabalho, que é o estágio de saída de uma UPS de dupla conversão com especificação VI-SS-111. Este sistema consiste em um inversor de tensão monofásico, alimentado em tensão, empregando modulação por largura de pulso usando vetores espaciais. A seguir, são apresentados os modelos desta planta em tempo contínuo e tempo discreto, em malha aberta e fechada, empregando a estrutura de controle de duas camadas proposta neste trabalho. Posteriormente, é descrita, em detalhes, a ação de controle repetitiva auxiliar, incluindo a sua análise de estabilidade, atenuação em regime permanente e taxa de convergência. Por fim, para as leis de controle apresentadas, é analisado o impacto da escolha dos parâmetros do filtro na impedância de saída.

### 2.2 Estrutura do inversor de tensão

O inversor de tensão PWM monofásico alimentado em tensão, considerado neste trabalho, consiste em um conversor ponte completa, modulado por largura de pulso, com um filtro  $LC$  de saída<sup>1</sup>. Este inversor é controlado por uma lei de controle em tempo discreto, que emprega apenas a medição da tensão de saída e do barramento CC para o controle. A Figura 4 representa o sistema considerado, enquanto a Figura 5 apresenta as cargas consideradas neste trabalho.

A estratégia de modulação por largura de pulso utilizada neste trabalho é do tipo *space vector*, gerado a partir de amostras regularmente espaçadas no tempo. A estratégia escolhida gera um pulso centrado no ciclo e utiliza um dos braços do inversor comutando em baixa frequência. Os instantes em que os contadores utilizados para implementar esta modulação são atualizados são os mesmos em que são amostrados os valores da lei de

---

<sup>1</sup>A descrição detalhada do protótipo utilizado é apresentada no Apêndice B.

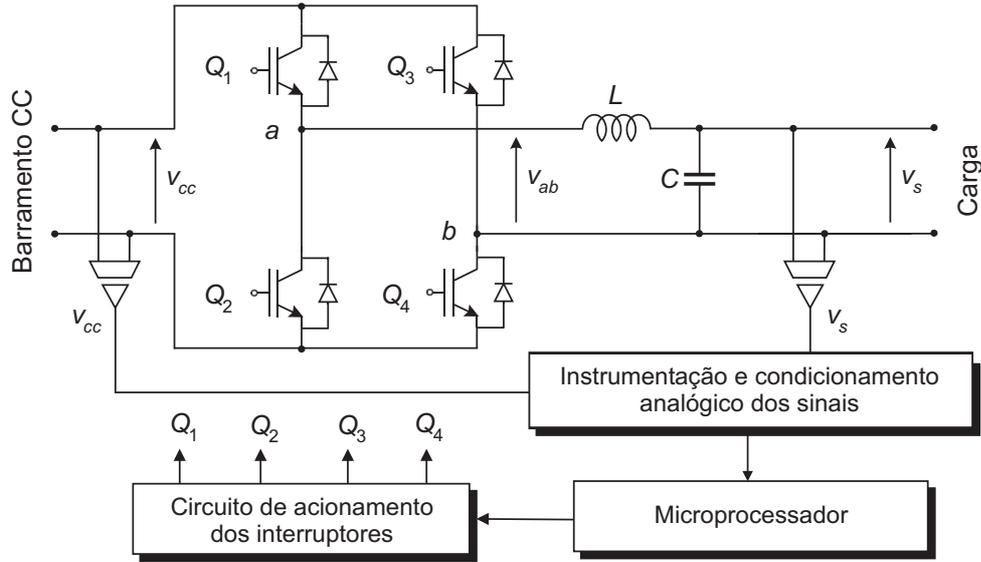


Figura 4: Inversor de tensão alimentado em tensão PWM monofásico

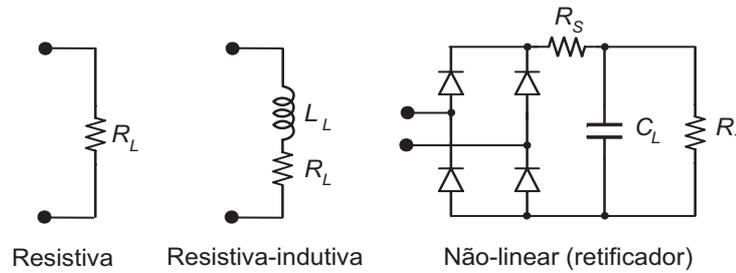


Figura 5: Cargas empregadas para análise de UPS

controle.

Além disso, o circuito de acionamento (*driver*) dos interruptores do inversor, individualmente, apresenta uma proteção interna contra curto-circuitos. Caso a corrente ultrapasse  $I_{sw_{max}}$ , o interruptor sai de condução, devendo ser novamente ativado pelo circuito de comando para voltar a conduzir. O valor de  $I_{sw_{max}}$  depende do interruptor em questão, sendo definido pelo fabricante do mesmo. A Figura 6 ilustra uma representação do circuito utilizado para garantir a proteção dos interruptores contra sobrecorrente.

### 2.3 Modelo dinâmico do inversor de tensão

O modelo dinâmico do inversor de tensão é dependente da carga conectada na saída. Por esse motivo, é preciso se obter um modelo para descrever a planta com cada carga a ser utilizada. Como hipótese para obtenção dos modelos, assume-se que o conversor estático é modulado por largura de pulso com uma frequência de comutação muito maior que a frequência do sinal de referência e que a frequência natural do filtro *LC*.

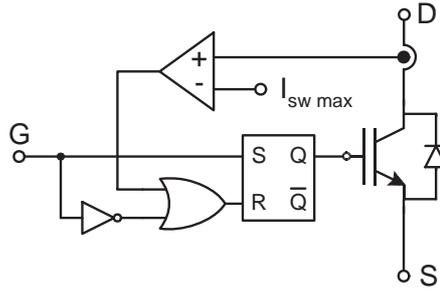


Figura 6: Circuito empregado para garantir proteção dos interruptores contra sobrecorrente

O circuito equivalente do inversor, considerado para obtenção do modelo dinâmico, está mostrado na Figura 7, onde o conversor estático em ponte completa, o filtro  $LC$  de saída e a carga, representada pela impedância  $Z$ , constituem a planta a ser controlada. Observe que foram incluídas as resistências  $r_L$  e  $r_C$  em série com o indutor e com capacitor, respectivamente, representando as resistências série equivalente dos componentes do filtro. Neste circuito equivalente, desconsidera-se as harmônicas de alta frequência introduzidas pela modulação, pois estas são significativamente atenuadas pelo filtro. Adicionalmente, considera-se que o barramento CC é uma fonte de tensão ideal com valor constante.

Para se garantir esta última hipótese, emprega-se um sistema para desacoplar a ação de controle com relação às flutuações da tensão do barramento CC (PANDE; JOOS; JIN, 1997). Para tanto, utiliza-se a seguinte formulação:

$$V_{ab}(s) = \frac{V_{cc}^*}{V_{cc}(s)} V_{ab}^*(s), \quad (2.1)$$

onde  $V_{ab}(s)$ ,  $V_{cc}(s)$  e  $V_{ab}^*(s)$  são as transformadas de Laplace da tensão gerada pelo inversor, do barramento CC e da ação de controle calculada, respectivamente, e  $V_{cc}^*$  é a tensão de referência. Assumindo-se que a frequência das ondulações de  $v_{cc}$  possui valor duas vezes superior à frequência da rede  $f_1$ , e que este valor é muito inferior à frequência de comutação dos interruptores do inversor, é possível se aproximar  $v_{cc}(t)$  por uma constante com relação à  $v_{ab}^*(t)$ . Desta forma, a compensação que garante o desacoplamento é obtida através da inserção de  $V_{cc}^*/V_{cc}(s)$ , que pode ser implementada tanto de forma contínua quanto discreta.

O modelo dinâmico da planta empregado neste trabalho, cujo circuito equivalente é mostrado na Figura 7, possui a seguinte formulação:

$$V_s(s) = G_p(s)V_{ab}(s) + G_d(s)I_s(s) \quad (2.2)$$

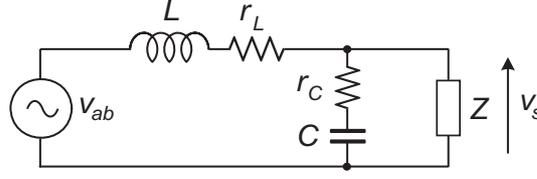


Figura 7: Circuito equivalente do inversor de tensão monofásico

onde  $V_s(s)$  e  $V_{ab}(s)$  são as transformadas de Laplace da saída  $v_s(t)$  e da entrada  $v_{ab}(t)$ , respectivamente, e  $G_p(s)$  e  $G_d(s)$  são dados por:

$$G_p(s) = \frac{sCr_C + 1}{s^2LC + sC(r_L + r_c) + 1} \quad (2.3)$$

e

$$G_d(s) = \frac{s(Cr_c^2 + L) + r_L - r_c}{s^2LC + sC(r_L + r_c) + 1}. \quad (2.4)$$

Analisando-se (2.2), observa-se que este modelo apresenta uma dependência com o comportamento dinâmico da carga através  $I_s(s)$ . Para os casos em que o inversor está operando sem carga ou com cargas não-lineares cíclicas,  $I_s(s)$  pode ser representado por um distúrbio exógeno, resultando no modelo representado pela Figura 8(a). Por outro lado, para cargas lineares, a corrente  $I_s(s)$  não pode ser tratada como um distúrbio exógeno, devendo ser considerada no modelo dinâmico da planta. Desta forma, chega-se ao modelo representado na Figura 8(b), dado por:

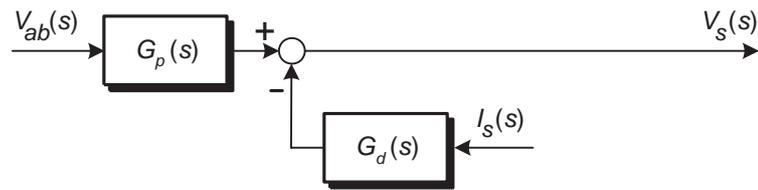
$$V_s(s) = G_q(s)V_{ab}(s) = \frac{G_p(s)G_Z(s)}{G_d(s) + G_Z(s)}V_{ab}(s), \quad (2.5)$$

onde  $G_Z(s) = R_L$  e  $G_Z(s) = sL_L + R_L$  para carga resistiva e carga resistiva-indutiva, respectivamente.

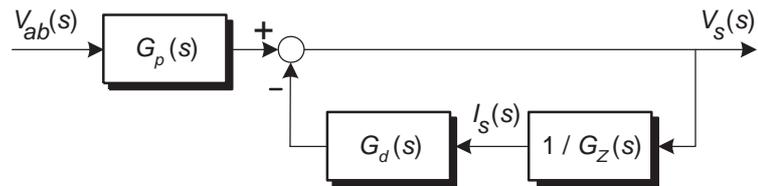
Os modelos em tempo discreto, para as plantas apresentadas, são obtidos a partir da discretização das funções de transferência contínuas dada por (2.3) e (2.4). Para se efetuar as discretizações, se assume que o inversor se comporta como um retentor de ordem zero (ZOH) e que a frequência de amostragem  $T_s$  é idêntica à frequência de comutação. Assim, chega-se às seguintes funções de transferência:

$$G_p(z^{-1}) = \frac{\beta_0 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2}}{1 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2}}, \quad (2.6)$$

$$G_d(z^{-1}) = \frac{\delta_0 + \delta_1 z^{-1} + \delta_2 z^{-2}}{1 + \gamma_1 z^{-1} + \gamma_2 z^{-2}}. \quad (2.7)$$



(a) Cargas não-lineares cíclicas



(b) Cargas lineares

Figura 8: Diagrama de blocos do modelo dinâmico do inversor

## 2.4 Controle do inversor de tensão

O modelo dinâmico do inversor, em malha fechada, depende da estrutura do controlador utilizado. Neste trabalho, a lei de controle possui a estrutura de duas camadas mostrada na Figura 9, onde uma lei de controle de ação instantânea é consorciada a uma lei de controle de ação cíclica ou de regime permanente.

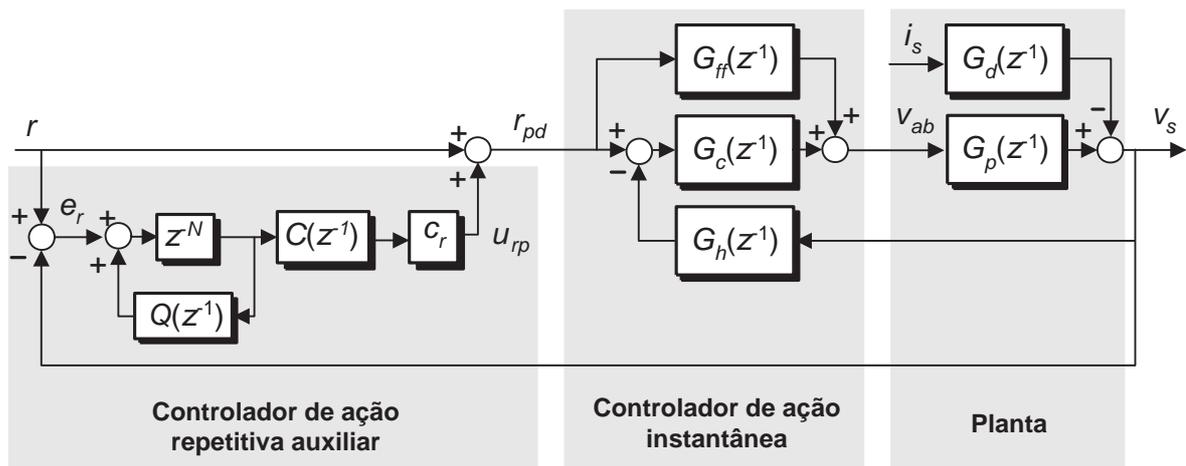


Figura 9: Diagrama de blocos de um inversor de tensão com uma lei de controle de ação instantânea com ação repetitiva auxiliar

### 2.4.1 Lei de controle de ação instantânea

A primeira camada da lei de controle é formada pela ação de resposta instantânea. Esta lei de controle tem por objetivo principal a obtenção dos requisitos dinâmicos de desempenho e regulação<sup>2</sup> da tensão de saída. Neste trabalho, assume-se uma estrutura linear genérica para esta lei de controle, empregando somente a medição da tensão de saída, como mostra a Figura 9. As funções de transferência para a planta em malha fechada, para esta estrutura de controlador de uma camada, é dada por:

$$G_m(z^{-1}) = \frac{V_s(z^{-1})}{R_{pd}(z^{-1})} = \frac{G_p(z^{-1})[G_c(z^{-1}) + G_{ff}(z^{-1})]}{1 + G_h(z^{-1})G_c(z^{-1})G_p(z^{-1})} \quad \text{e} \quad (2.8)$$

$$G_n(z^{-1}) = \frac{V_s(z^{-1})}{I_s(z^{-1})} = - \frac{G_d(z^{-1})}{1 + G_h(z^{-1})G_c(z^{-1})G_p(z^{-1})}. \quad (2.9)$$

Este trabalho não tem por objetivo propor e analisar leis de controle de ação instantânea para melhoria do desempenho transitório. Por este motivo, empregou-se a lei de controle PD-*feedforward*, cuja descrição e metodologia de projeto estão descritos no Anexo B. O controlado PD-*feedforward* possui a seguinte estrutura:

$$G_c(z^{-1}) = k_1 z^{-1} + k_2 z^{-2}, \quad (2.10)$$

$$G_{ff}(z^{-1}) = 1 \quad \text{e} \quad (2.11)$$

$$G_h(z^{-1}) = 1. \quad (2.12)$$

### 2.4.2 Lei de controle de ação repetitiva

A segunda camada da lei de controle é formada pelos controladores auxiliares de ação repetitiva. Este controlador tem o propósito de auxiliar os controladores de ação instantânea na resposta em regime permanente, tanto para cargas lineares quanto não-lineares. Neste trabalho, considera-se a estrutura de ação repetitiva auxiliar convencional, mostrada na Figura 3(b).

A estrutura empregada nos controladores auxiliares de ação cíclica é mostrada em detalhes na Figura 9. Este compensador consiste em um conjunto de integradores, descritos como  $1/[1 - Q(z^{-1})z^{-N}]$ , que integram os sinais de erro com intervalo de amostragem de um período do sinal de referência. Os integradores operam em cascata com uma estrutura de atraso ( $z^{-N}$ ), com um ganho  $c_r$  e com o filtro  $C(z^{-1})$ . Para esta estrutura, o compensador de ação repetitiva auxiliar do tipo Filtro Q tem a seguinte função de

---

<sup>2</sup>Considera-se, neste caso, a regulação do valor RMS para cada ciclo da referência.

transferência:

$$G_{rp}(z^{-1}) = \frac{U_{rp}(z^{-1})}{E_r(z^{-1})} = \frac{1}{1 - Q(z^{-1})z^{-N}} z^{-N} c_r C(z^{-1}), \quad (2.13)$$

onde  $N$  é a quantidade de amostras obtidas em cada período do sinal de referência, sendo determinada por:

$$N = \frac{T_1}{T_s}, \quad N \in \mathbb{N}^+, \quad (2.14)$$

onde  $T_1$  é o período da referência.

As funções de transferência entre a tensão de saída e a entrada do sinal de referência e entre a tensão de saída e a corrente de carga, são dados respectivamente por:

$$G_s(z^{-1}) = \frac{V_s(z^{-1})}{R(z^{-1})} = \frac{1 - z^{-N}(Q(z^{-1}) - c_r C(z^{-1}))}{1 - z^{-N}H(z^{-1})} G_m(z^{-1}) \quad \text{e} \quad (2.15)$$

$$G_t(z^{-1}) = \frac{V_s(z^{-1})}{I_s(z^{-1})} = -\frac{1 - Q(z^{-1})z^{-N}}{1 - z^{-N}H(z^{-1})} G_n(z^{-1}), \quad (2.16)$$

onde

$$H(z^{-1}) = Q(z^{-1}) - c_r C(z^{-1}) G_m(z^{-1}). \quad (2.17)$$

Os integradores podem ser analisados, matematicamente, como um conjunto de geradores de sinais periódicos que têm por função sintetizar a referência para compensar os distúrbios periódicos. Já o filtro  $C(z^{-1})$  é empregado para compensar os atrasos de fase entre os geradores de sinais periódicos e a saída da planta, inserindo, desta forma, a ação de compensação aos distúrbios na planta com fase adequada. Como esta compensação de atraso de fase da planta só pode ser feita por um filtro com ação não-causal, é incluída a estrutura  $z^{-N}$  para tornar  $C(z^{-1})$  causal. Desta forma, se atrasa a atuação da ação de controle em um período do sinal de referência. O ganho  $c_r$  pode ser considerado como sendo uma parte do filtro  $C(z^{-1})$ , que é adequadamente ajustado para se garantir a estabilidade da lei de controle. *A priori*, sabe-se que maiores valores para o ganho  $c_r$  resulta em uma compensação repetitiva com maior taxa de convergência, para o valor em regime permanente, após a mudança da forma de onda dos distúrbios cíclicos existentes na saída da planta.

O filtro  $Q(z^{-1})$ , onde  $\|Q(z^{-1})\|_\infty \leq 1$ , é um filtro empregado para reduzir a taxa de integração dos sinais de erro  $e_r$ . Desta forma, aumenta-se a margem de estabilidade da planta em malha fechada. Este filtro pode ser, simplesmente, uma constante  $q_r$ , que atenua de forma igual em todas as frequências, ou um filtro passa-baixas com deslocamento de

fase nulo, cuja estrutura é a seguinte:

$$Q(z, z^{-1}) = \frac{\sum_{i=1}^o [\rho_i (z^i + z^{-i})] + \rho_0}{2 \sum_{i=1}^o \rho_i + \rho_0}, \quad i \in \mathbb{N}^+ \mid i < N/2 \quad (2.18)$$

onde  $\rho_i$  e  $\rho_0$  são os coeficientes do filtro e  $o$  é a ordem do filtro.

A estrutura mais simples para o filtro  $Q$  é apenas uma constante, ou seja,  $Q(z^{-1}) = q_r$ . Em geral, é recomendável que  $0,95 \leq q_r < 1$ , pois  $q_r < 0,95$  tende a reduzir muito a compensação das harmônicas de baixa ordem. A implementação deste filtro é a mais simples possível, mas é provável que o ganho tenha que ser pequeno para evitar que o sistema torne-se instável nas altas frequências.

Por outro lado, quando o filtro  $Q(z, z^{-1})$  é do tipo passa-baixas, ele é normalmente implementado com  $i = 1$  em (2.18), resultando na seguinte estrutura:

$$Q(z, z^{-1}) = \frac{\rho_1 z + \rho_0 + \rho_1 z^{-1}}{2\rho_1 + \rho_0} \quad (2.19)$$

A utilização desta estrutura possibilita, normalmente, o aumento do ganho  $c_r$ , pois se reduz a compensação repetitiva nas altas frequências, onde normalmente a condição de estabilidade é violada. A estrutura mais empregada para este filtro é a de segunda ordem, cuja função de transferência é dada por:

$$Q(z^{-1}) = \frac{\rho_1 z + \rho_0 + \rho_1 z^{-1}}{2\rho_1 + \rho_0}, \quad (2.20)$$

sendo a resposta em frequência deste filtro é descrita por:

$$Q(e^{j\omega T_s}) = \rho_0 + 2\rho_1 \cos(\omega T_s). \quad (2.21)$$

Para assegurar que o filtro tenha uma característica passa-baixas, é necessário que  $\rho_0 > 2\rho_1$ , enquanto deve-se assegurar que  $\rho_0 + 2\rho_1 = 1$  para garantir um ganho unitário nas baixas frequências. Logo, as seguintes condições devem ser atendidas:

- (i)  $0 < \rho_0 < 1$
- (ii)  $0 < \rho_1 < 1$
- (iii)  $\rho_0 > 2\rho_1$
- (iv)  $\rho_0 + 2\rho_1 = 1$

O filtro passa-baixas com deslocamento de fase nulo mais usual nesta aplicação é  $Q(z^{-1}) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$ , cuja resposta em frequência está mostrada na Figura 10. Como se pode observar, este filtro possui atenuação total na frequência de amostragem, sendo este o motivo de seu difundido uso.

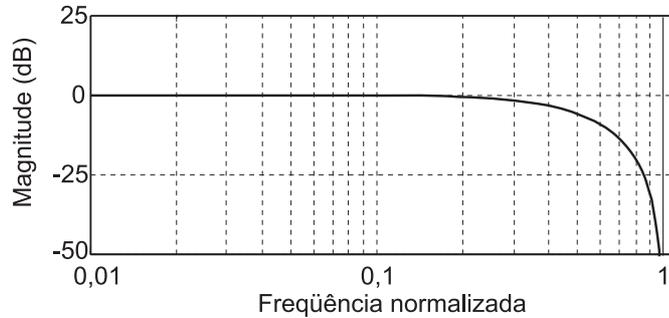


Figura 10: Resposta em frequência do filtro  $Q(z^{-1})$  com característica passa-baixas

A vantagem de se empregar um filtro passa-baixas  $Q(z^{-1})$  é a de se atenuar significativamente a ação integral somente nas altas frequências, sendo esta faixa de frequências dependente também do valor de  $N$ . Como a violação das condições de estabilidade ocorre, geralmente, nas altas frequências, caso este filtro e  $N$  sejam adequadamente projetados é possível se aumentar a margem de estabilidade. Cabe destacar que isto pode ser feito sem significativa perda da capacidade de atenuação das harmônicas de baixa frequência (BOTTERÓN et al., 2004).

O filtro  $C(z^{-1})$  é concebido para se obter um ganho unitário com deslocamento de fase nulo entre o gerador de sinais periódicos e a saída. Desta forma, para todo o espectro de frequências de interesse, resulta em  $C(z^{-1})G_m(z^{-1}) = 1\angle 0^\circ$ , onde  $G_m(z^{-1})$  é a função de transferência da planta com o controlador principal. Além disso, estas estruturas devem garantir a estabilidade do sistema em toda a faixa de frequências, para qualquer condição de operação. Para plantas sem significativas variações paramétricas e onde os distúrbios de carga podem ser considerados exógenos, é aconselhável se projetar  $C(z^{-1})$  como sendo o modelo inverso da planta, ou seja:

$$C(z^{-1}) = \frac{1}{G_m(z^{-1})}. \quad (2.22)$$

Entretanto, o modelo dinâmico da planta pode variar significativamente em muitas aplicações. Por isso, é difícil de se projetar um filtro  $C(z^{-1})$ , baseado no modelo inverso, que apresente bons resultados para todas as condições de carga. Além disso, a implementação do modelo inverso exige uma considerável quantidade de cálculos, e pode apresentar problemas de mal condicionamento numérico nas implementações em ponto

fixo. Por estes motivos, têm-se empregado, com bastante freqüência, uma a estrutura:

$$C(z^{-1}) = z^d, \quad (2.23)$$

onde  $z^d$  é o filtro não-causal utilizado para obter um deslocamento de fase aproximadamente nulo para  $C(z^{-1})G_m(z^{-1})$ , nas freqüências das harmônicas de baixa ordem, para as várias condições de carga.

### 2.4.2.1 Análise da estabilidade

A análise da estabilidade do sistema em malha fechada com a ação de controle repetitiva, pode ser efetuada através da análise dos pólos das funções de transferência dadas em (2.15) e (2.16). Para o sistema em malha fechada ser estável, é necessário que todos os pólos destas duas funções de transferência, no domínio  $z$ , estejam localizados no interior do círculo de raio unitário centrado na origem. Alternativamente, essa análise pode ser feita utilizando-se o seguinte lema:

**Lema 1.** *Seja uma planta cujas funções de transferência são descritas por (2.15) e (2.16). Esta planta é estável se  $R(z^{-1})$  e  $I_s(z^{-1})$  forem limitados,  $G_m(z^{-1})$  e  $G_n(z^{-1})$  forem estáveis, e se:*

$$\|Q(z^{-1})\|_\infty \leq 1 \quad e \quad (2.24)$$

$$\|H(z^{-1})\|_\infty < 1. \quad (2.25)$$

*Demonstração.* A estabilidade é verificada através da análise do erro  $e_r$ , que deve ser limitado. Para a função de transferência dada por (2.15) e (2.16), a equação do erro é dada por:

$$\begin{aligned} (1 - z^{-N}H(z^{-1})) E_r(z^{-1}) &= (1 - z^{-N}G_m(z^{-1})) (1 - z^{-N}Q(z^{-1})) R(z^{-1}) \\ &+ G_n(z^{-1}) (1 - z^{-N}Q(z^{-1})) I_s(z^{-1}). \end{aligned} \quad (2.26)$$

Considerando-se que o sistema possui apenas harmônicas múltiplas da fundamental, pode-se afirmar que, em regime permanente:  $z^{-N} = e^{-j\omega T_s N} = 1$ . Assim, é possível representar (2.26) da seguinte forma:

$$\begin{aligned} (1 - H(e^{-j\omega T_s})) E_r(e^{-j\omega T_s}) &= (1 - G_m(e^{-j\omega T_s})) (1 - Q(e^{-j\omega T_s})) R(e^{-j\omega T_s}) \\ &+ G_n(e^{-j\omega T_s}) (1 - Q(e^{-j\omega T_s})) I_s(e^{-j\omega T_s}). \end{aligned} \quad (2.27)$$

A partir das hipóteses assumidas, pode-se afirmar que a planta é estável através do Teorema dos Ganhos Pequenos (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 1991), se as

condições dadas em (2.24) e (2.25) forem garantidas.  $\square$

### 2.4.2.2 Análise da atenuação das componentes espectrais de alta frequência em regime permanente

A capacidade de rejeição a distúrbios periódicos do sistema em malha fechada, apresentado em (2.16), é analisada através do seguinte lema:

**Lema 2.** *Seja uma planta cujas funções de transferência são descritas por (2.15) e (2.16). Para  $\|H(z^{-1})\|_{\infty} < 1$ , a capacidade de rejeição a distúrbios periódicos do sistema, devido exclusivamente à ação de controle repetitiva, é dada por:*

$$|A(e^{j\omega T_s})| = \left| \frac{1 - Q(e^{j\omega T_s})}{1 - H(e^{j\omega T_s})} \right|. \quad (2.28)$$

*Demonstração.* A capacidade de rejeição a distúrbios periódicos devido à ação repetitiva é analisada através da amplitude do sinal de erro  $e_r$ , em regime permanente. Esta análise parte de (2.26), assumindo-se que o espectro do distúrbio  $I_s$  é cíclico a cada  $N$  amostras, e formado apenas por componentes harmônicas múltiplas da frequência fundamental. Assim, reescrevendo-se (2.26), para  $R(z^{-1}) = 0$ , chega-se a:

$$E_r(z^{-1}) = G_n(z^{-1}) \left( \frac{1 - Q(z^{-1})}{1 - H(z^{-1})} \right) I_s(z^{-1}) = G_n(z^{-1}) A(z^{-1}) I_s(z^{-1}). \quad (2.29)$$

Observa-se, com o passar dos ciclos, que o erro devido ao distúrbio cíclico na saída converge para  $|G_n(e^{j\omega T_s})| |A(e^{j\omega T_s})|$ , onde  $|A(e^{j\omega T_s})|$  é dado por (2.28). Como  $|G_n(e^{j\omega T_s})|$  é a atenuação provocada pelo controlador de ação instantânea, o termo  $|A(e^{j\omega T_s})|$  representa a atenuação inserida pela compensação repetitiva, em regime permanente.  $\square$

### 2.4.2.3 Análise da taxa de convergência da atenuação das componentes espectrais de alta frequência

A taxa de convergência dos distúrbios periódicos do sistema em malha fechada, para a planta com ação de controle repetitiva auxiliar apresentada em (2.15) e (2.16), é descrita através do seguinte lema:

**Lema 3.** *Seja uma planta cujas funções de transferência são descritas por (2.15) e (2.16). Assumindo-se que  $\|H(z^{-1})\|_{\infty} < 1$  e que  $|Q(e^{j\omega T_s})| \approx 1$  para as componentes harmônicas de baixa frequência, a taxa de convergência da ação repetitiva a distúrbios periódicos da saída do sistema é dada por:*

$$|T(e^{j\omega T_s})| = |H(z^{-1})|_{e^{j\omega T_s}}. \quad (2.30)$$

*Demonstração.* A relação mostrada em (2.30) é obtida através da divisão entre dois termos consecutivos de (2.31), em regime permanente, que é dada por:

$$\begin{aligned}
e_r(0) &= G_n(z^{-1})I_s(0) \\
e_r(N) &= H(z^{-1})e_r(0) + G_n(z^{-1})(1 - Q(z^{-1}))I_s(0) \\
&= G_n(z^{-1})[H(z^{-1}) + (1 - Q(z^{-1}))]I_s(0) \\
e_r(2N) &= H(z^{-1})e_r(N) + G_n(z^{-1})(1 - Q(z^{-1}))I_s(0) \\
&= G_n(z^{-1})[H^2(z^{-1}) + H(z^{-1})(1 - Q(z^{-1}))]I_s(0) \\
&\vdots \\
e_r(nN) &= H(z^{-1})e_r((n-1)N) + G_n(z^{-1})(1 - Q(z^{-1}))I_s(0) \\
&= G_n(z^{-1})\left[H^n(z^{-1}) + \left(\sum_{i=0}^{n-1} H^i(z^{-1})\right)(1 - Q(z^{-1}))\right]I_s(0)
\end{aligned} \tag{2.31}$$

Considerando-se  $|Q(e^{j\omega T_s})| = 1$ , chega-se que  $1 - Q(z^{-1}) = 0$ . Desta forma, obtém-se:

$$T(z^{-1}) = \frac{e_r(nN)}{e_r((n-1)N)} = H(z^{-1}), \quad n \in \mathbb{N}^+. \tag{2.32}$$

Aplicando-se a função módulo no último termo de (2.32), chega-se a (2.30).  $\square$

Analisando-se (2.28) e (2.30), observa-se que a condição ideal é  $|A(e^{j\omega T_s})| = 0$  e  $|T(e^{j\omega T_s})| = 0$ ,  $\forall \omega \in [0, \pi/T_s]$ . Neste caso, os distúrbios periódicos seriam totalmente cancelados, após um ciclo da referência.

## 2.5 Impedância de saída do inversor de tensão

O comportamento esperado para um inversor de tensão é de uma fonte ideal de tensão, onde a tensão é independente da corrente. Esta característica é obtida quanto menor for a variação da tensão de saída  $v_s$  para uma corrente de carga  $i_s$ . Logo, para se comportar como uma fonte de tensão, é necessário que a impedância de saída, que é uma função da frequência, seja tão pequena quanto possível (idealmente,  $Z_o(\omega) = 0$ ,  $\forall 0 \leq \omega \leq \pi/T_s$ ).

A impedância de saída do inversor é determinada através da razão entre a tensão  $V_s$  e a corrente  $I_s$ , para cada frequência, ou seja:

$$Z_o(\omega) = \left| \frac{V_s(z^{-1})}{I_s(z^{-1})} \right|_{z=e^{j\omega T_s}}. \tag{2.33}$$

Para o inversor de tensão operando em malha aberta, esta relação é dada por:

$$Z_d(\omega) = |G_d(e^{j\omega T_s})|. \tag{2.34}$$

Para o inversor de tensão operando em malha fechada, considerando-se somente o controlador de ação instantânea mostrado na Figura 9, esta relação é dada por:

$$Z_n(\omega) = |G_n(e^{j\omega T_s})| = \left| \frac{G_d(e^{j\omega T_s})}{1 + G_h(e^{j\omega T_s}) G_c(e^{j\omega T_s}) G_p(e^{j\omega T_s})} \right|. \quad (2.35)$$

Por outro lado, para o inversor de tensão operando em malha fechada, com a estrutura de controle de duas camadas, incluindo a lei de controle com ação repetitiva auxiliar, mostrados na Figura 9, esta relação é dada por:

$$Z_t(\omega) = |G_t(e^{j\omega T_s})| = \left| \frac{G_d(e^{j\omega T_s})}{1 + G_p(e^{j\omega T_s}) [G_c(e^{j\omega T_s}) + G_1(e^{j\omega T_s})]} \right| \quad (2.36)$$

onde:

$$G_1(z^{-1}) = G_{rp}(e^{j\omega T_s}) [G_{ff}(e^{j\omega T_s}) + G_c(e^{j\omega T_s})]. \quad (2.37)$$

## 2.6 Conclusão

A partir da apresentação dos modelos dinâmicos do inversor, em malha aberta e malha fechada, e de sua impedância de saída, constata-se que a resposta estática e dinâmica são funções tanto dos parâmetros do filtro quanto da lei de controle. Analisando-se (2.34), observa-se que a impedância de saída, em malha aberta, possui forte dependência dos parâmetros  $L$  e  $C$  da planta. Dado um produto  $LC$  constante, que corresponde a filtros com atenuação semelhante das harmônicas de alta frequência, verifica-se que a impedância de saída diminui quanto maior for a capacitância  $C$  e menor for a indutância  $L$ . Para ilustrar esta característica, é apresentada na Figura 11 a impedância da saída de dois filtros, sendo um deles com  $L = L_o$  e  $C = C_o$  e o outro com  $L = L_o/2$  e  $C = 2C_o$ . Na Figura 11(a), é mostrada a resposta em frequência da função impedância de saída em malha aberta. Por outro lado, na Figura 11(b), é mostrada a amplitude da impedância de saída para as principais harmônicas de saída ( $\omega = h2\pi60$ ,  $h = 0, 1, \dots, 40$ ). Observa-se que apesar de ambos os filtros possuírem a mesma frequência natural  $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ , o segundo filtro possui a metade da impedância de saída do primeiro.

Conforme mostrado anteriormente, a impedância do inversor em malha aberta é muito grande nas frequências próximas à frequência natural do filtro. Esta característica é inadequada para a aplicação, pois, nestas frequências, reduzidas correntes de carga resultam em grande distorções na tensão de saída. Uma lei de controle de ação instantânea pode reduzir significativamente este problema, como ilustra o exemplo apresentado na Figura

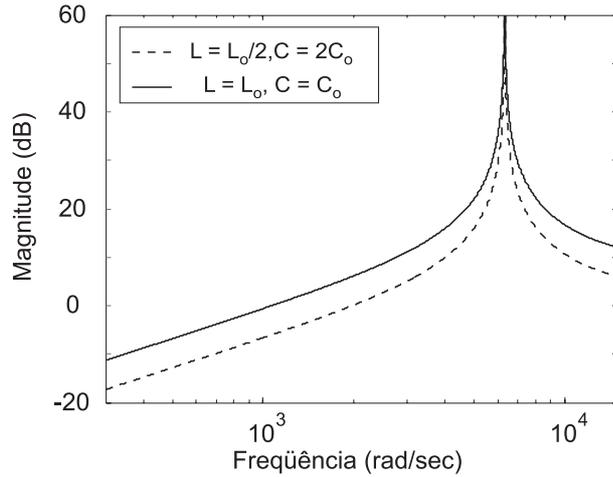
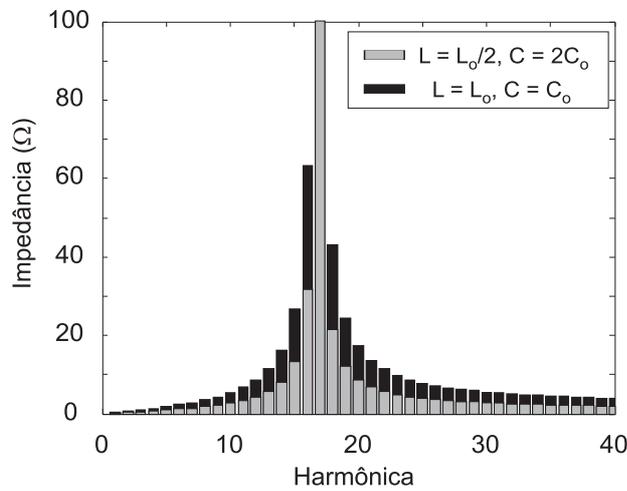
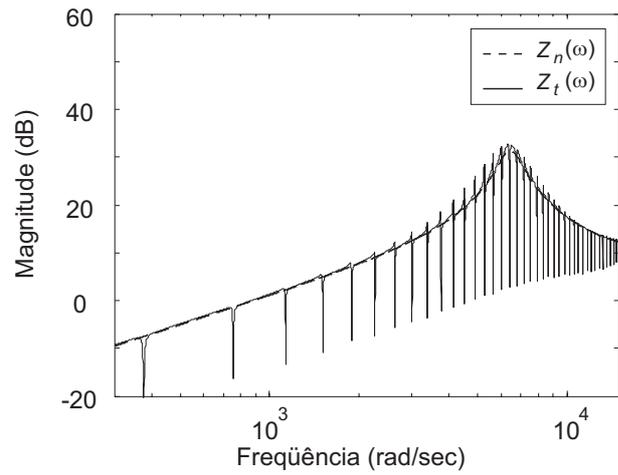
(a) Resposta em frequência de  $Z_d(\omega)$ (b) Amplitude de  $Z_d(\omega)$  para as principais componentes espectrais

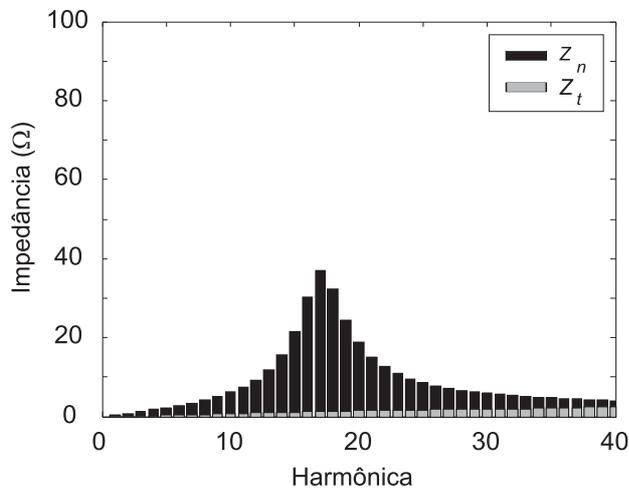
Figura 11: Comparação de impedâncias de saída em malha aberta

12(a). Nesta figura, é mostrada a resposta em frequência da impedância de saída para um inversor com uma lei de controle do tipo *PD-feedforward*, com um filtro de saída com os parâmetros  $L = L_o$  e  $C = C_o$  idênticos aos mostrados na Figura 11.

A Figura 12(a) também mostra a resposta em frequência da impedância de saída para o mesmo inversor com lei de controle *PD-feedforward* com uma ação de controle repetitiva auxiliar. Observa-se que a impedância de saída, em regime permanente, apresenta uma significativa atenuação nas frequências múltiplas do período do controlador ( $T_s/N$ ). Desta forma, se estas frequências forem múltiplas da frequência do sinal de referência, é possível se obter um controlador com grande capacidade de atenuação dos distúrbios cíclicos na saída. Este cenário é ilustrado na Figura 12(b), onde é mostrada a amplitude da impedância de saída para as principais harmônicas de saída ( $\omega = h2\pi60, h = 0, 1, \dots, 40$ ). A Figura 12(b) ilustra a comparação entre a utilização de uma lei de controle instantânea



(a) Resposta em frequência de  $Z_n(\omega)$  e  $Z_t(\omega)$



(b) Amplitude de  $Z_n(\omega)$  e  $Z_t(\omega)$  para as principais harmônicas da fundamental

Figura 12: Comparação de impedâncias de saída em regime permanente

sem e com ação repetitiva auxiliar, onde é possível se observar as vantagens obtidas com a adição desta última.

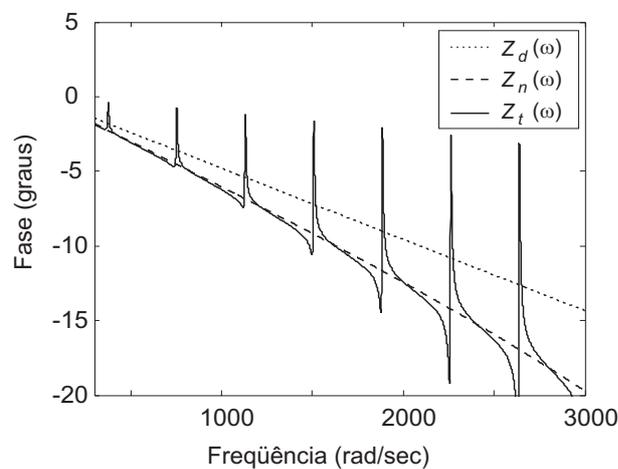


Figura 13: Impacto das leis de controle na fase entre a referência e a saída da planta

Por fim, destaca-se uma outra característica relevante da ação repetitiva auxiliar, que é a compensação do atraso de fase apresentado na planta. Este comportamento é necessário em aplicações onde não se pode ter defasagem entre o sinal de referência e a saída da planta. Em UPS classificadas pela norma (IEC 62040-3, 1999) como sendo do tipo VI, o máximo erro de fase é especificado pelo fabricante, pois é preciso se garantir o sincronismo entre a saída do inversor e a rede. A Figura 13 ilustra o erro de fase para os três casos anteriormente mostrados, onde se observa a redução do atraso de fase do sistema com a introdução da lei de controle de duas camadas.

# **3    *CONTROLADOR DE AÇÃO REPETITIVA AUXILIAR PARA SINAIS DE REFERÊNCIA DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL***

## **3.1    Introdução**

Neste Capítulo é proposta a modificação do controlador de ação repetitiva auxiliar para rastrear sinais de referência e distúrbios com período variável. O algoritmo proposto foi concebido a partir de uma simplificação do algoritmo de interpolação das amostras, apresentado anteriormente na literatura em Cao e Ledwich (2002). O algoritmo proposto também apresenta uma frequência de amostragem fixa, assim como o algoritmo descrito, e tem uma estrutura bem menos complexa. As simplificações são possíveis porque o algoritmo apresentado é projetado para operar somente com referências senoidais, com uma frequência-base fixa e com um pequeno e lento deslocamento em torno da mesma. Esta condição é típica para a aplicação em UPS do tipo VI, onde o inversor é sincronizado com a rede CA.

Os algoritmos de interpolação (CAO; LEDWICH, 2002) e de variação da frequência de amostragem (MATTAVELLI; MARAFAO, 2004) são também analisados para as condições de operação típicas de UPS do tipo VI. Para validar os algoritmos apresentados, são obtidos alguns resultados experimentais. Por fim, é realizada uma análise comparativa dos mesmos, apresentando as suas vantagens e desvantagens.

Este Capítulo é organizado como segue. Inicialmente, na Seção 3.2, é apresentada uma análise do problema da sincronização da referência em controladores repetitivos. A seguir, na Seção 3.3, são descritas as modificações propostas na literatura. Nesta mesma Seção é apresentado o algoritmo proposto neste trabalho. Os resultados experimentais e a análise comparativa dos controladores são apresentados na Seção 3.4. Por fim, na Seção

3.5 são sumarizados os resultados obtidos neste Capítulo.

## 3.2 Descrição do problema de sincronização da referência

O controlador de ação repetitiva auxiliar, na sua forma original, não é adequado para operar com referências e distúrbios de frequência variável. Para demonstrar esta afirmação, são mostrados alguns resultados experimentais obtidos em um inversor PWM com uma lei de controle PD-*feedforward* com ação repetitiva auxiliar, tal como a lei descrita no Capítulo 2. Os parâmetros do sistema são mostrados na Tabela 2<sup>(1)</sup>, cujo resultado obtido é apresentado na Figura 14, onde é traçado o erro entre a referência  $r$  e a tensão de saída  $v_s$ , para um inversor alimentando a carga não-linear padrão da norma IEC 62040-3. Neste resultado, foi realizada uma varredura de frequências de 58Hz a 62Hz, cuja frequência base do repetitivo é  $f_{base} = 1/(T_s N) = 60\text{Hz}$ , onde  $N = N_{base}$ , e a taxa de variação da frequência da referência foi de 1Hz/s, que é o valor máximo definido pela norma IEC 62040-3.

Tabela 2: Parâmetros da planta utilizada no Capítulo 3

Parâmetro	Valor
Potência nominal de saída	$P=1\text{kVA}$
Indutância do filtro de saída	$L=1\text{mH}$ (núcleo laminado)
Resistência intrínseca do indutor	$r_L=500\text{m}\Omega$
Capacitância do filtro de saída	$C=35\mu\text{F}$
Frequência de amostragem	$f_s=6\text{kHz}$
Tensão do barramento CC	$V_{cc}=250\text{V}$
Referência	$V_{ref}=110\text{V}_{\text{rms}}$ , $f_1 = 58\text{-}62\text{Hz}$ <sup>(1)</sup> $V_{ref}=110\text{V}_{\text{rms}}$ , $f_1 = 193\text{-}207\text{Hz}$ <sup>(2)</sup>
Carga não-linear: retificador não-controlado (Fig 1.b)	$R_1=28\Omega$ $R_s=0,5\Omega$ $C_L=4700\mu\text{F}$
Lei de controle de ação instantânea (PD- <i>feedforward</i> )	$k_1=0,168$ $k_2=0,014$
Lei de controle de ação repetitiva (filtro Q)	$Q(z^{-1})=0,99$ $c_r=0,1$ $d=2$ $N_{base}=100$ <sup>(1)</sup> ; $30$ <sup>(2)</sup>

Analisando-se os resultados obtidos na Figura 14, pode-se observar que o erro é pequeno quando  $f_1 = 60\text{Hz}$ , resultando em uma THD=2,8%. Contudo, nota-se que o erro aumenta significativamente quando  $f_1 \neq 60\text{Hz}$ . Em regime permanente, para  $f_1 = 59,5\text{Hz}$  obteve-se uma THD=7,7% e para  $f_1 = 60,5\text{Hz}$  obteve-se uma THD=8,3%.

A degradação do desempenho em regime permanente para  $f_1 \neq 60\text{Hz}$  pode ser expli-

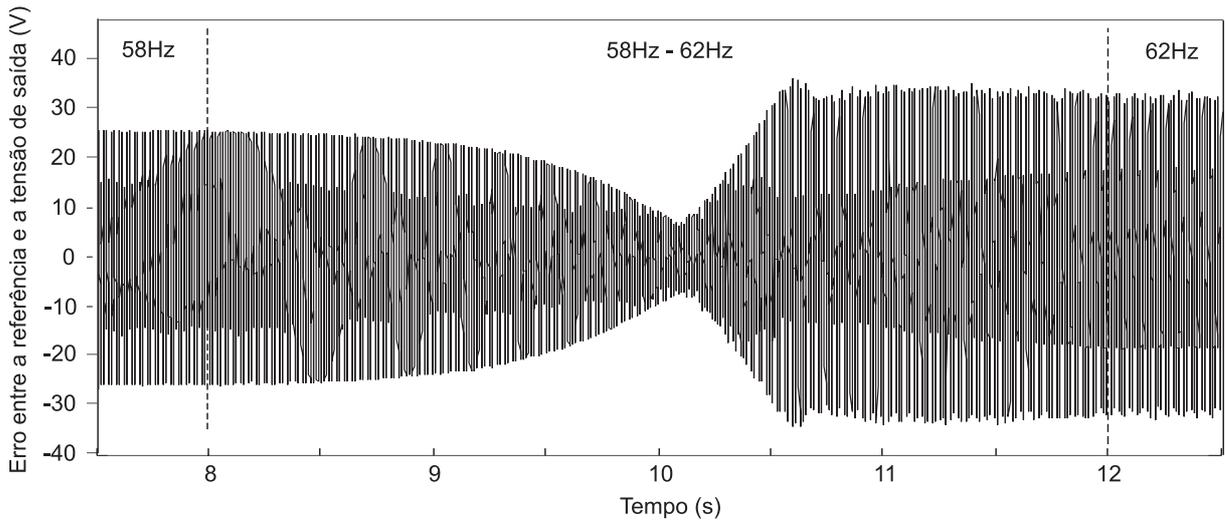


Figura 14: Resultado experimental do erro para a varredura de frequências entre 58Hz e 62Hz

cada através da análise do sincronismo das amostras, ciclo após ciclo. A Figura 15 ilustra o problema, onde se observa, no primeiro caso, que a fase da referência é sempre a mesma a cada 12 amostras. Já no segundo caso, se observa que a fase da referência não se repete, neste mesmo intervalo de tempo. Logo, neste caso, a amostragem não está sincronizada com a referência.

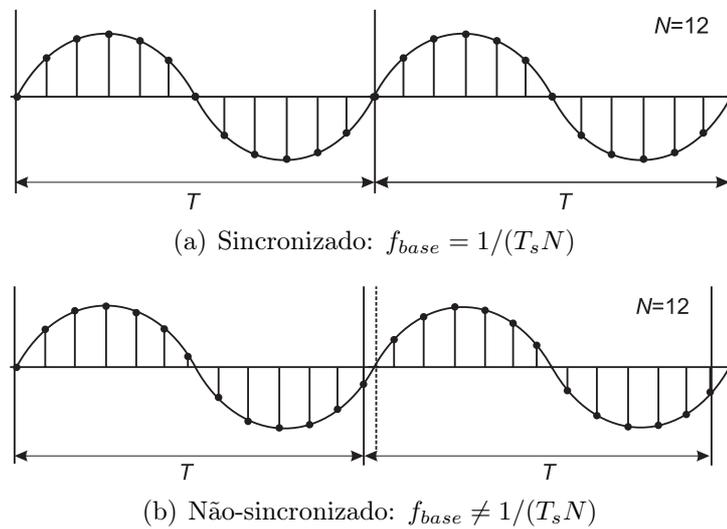


Figura 15: Ilustração do problema de sincronização da ação repetitiva

O impacto da não-sincronização da referência com o período  $N$ , no desempenho da ação repetitiva, pode ser explicado através da análise da impedância de saída, que indica a capacidade do sistema de rejeitar os distúrbios exógenos na saída. Para tanto, traçou-se na Figura 16 a impedância de saída em função da frequência, dada por (2.36), para o sistema descrito na Tabela 2. Nesta figura, observa-se que a ação repetitiva somente reduz a impedância de saída nas frequências muito próximas às harmônicas da sua frequência base

( $f_{base} = 1/(T_s N)$ ). Logo, caso a referência tenha seu período  $T_1$  alterado, as componentes espectrais não são mais atenuadas da forma que seriam caso ambas fossem sincronizadas.

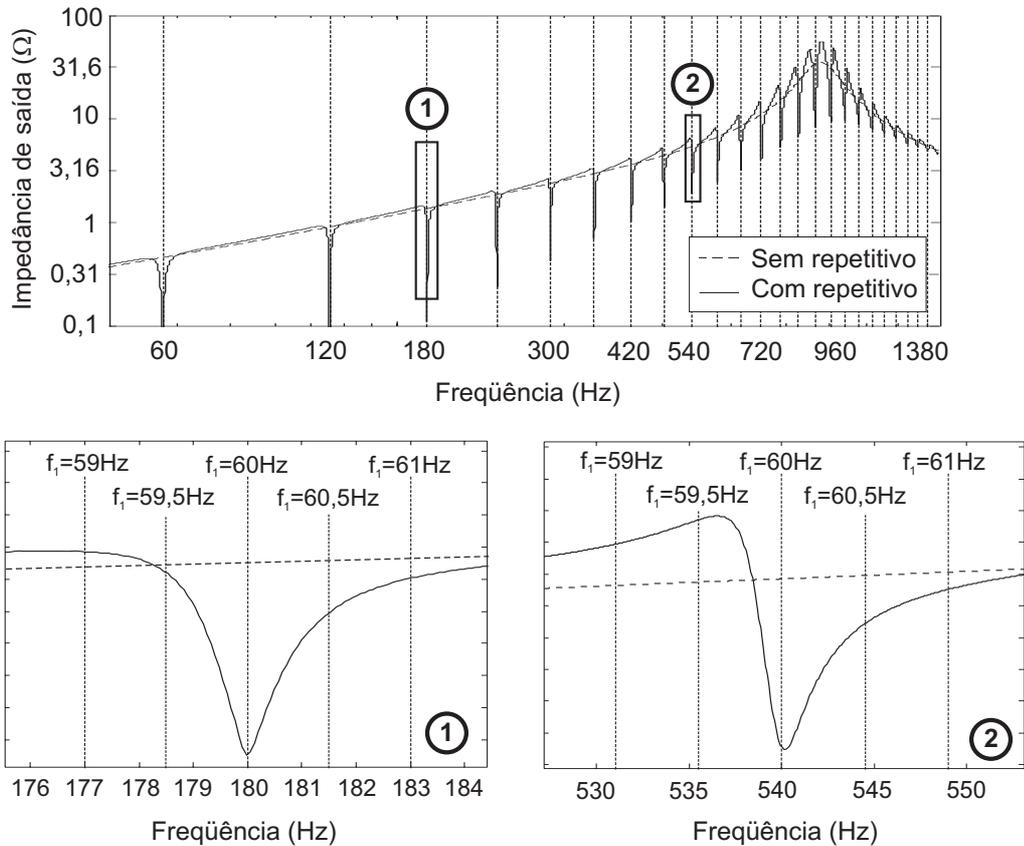


Figura 16: Impacto da variação da frequência da referência na impedância de saída da planta

Para ilustrar isto, é mostrado nas Figura 16 o impacto da variação da frequência da referência na impedância de saída. Primeiramente, caso  $f_1 = 60\text{Hz}$ , a 3ª e 9ª harmônicas do distúrbio possuem frequência de 180Hz e 540Hz, respectivamente. Nesta situação, a lei de controle repetitiva apresenta a menor impedância de saída. Contudo, caso  $f_1 = 60,5\text{Hz}$ , estes mesmos distúrbios passam a ter frequência de 181,5Hz e 544,5Hz, respectivamente. Como  $f_{rp}$  é constante, observa-se que a 3ª e 9ª harmônicas harmônicas não estão mais localizadas nas frequências com máxima atenuação. Conseqüentemente, a capacidade de rejeição aos distúrbios da ação de controle repetitiva é significativamente reduzida.

Portanto, para os casos em que a referência possui frequência variável, é necessário se ajustar a ação de controle repetitiva para se obter o sincronismo com a referência ( $f_1 = f_{base}$ ). Sem isso, esta ação de controle deixa de apresentar um desempenho satisfatório.

### 3.3 Leis de controle de ação repetitiva auxiliar modificadas

A ação de controle repetitiva auxiliar será sincronizada à referência se a seguinte igualdade for obtida:

$$f_1 = f_{base} = \frac{f_s}{N} \quad (3.1)$$

onde  $f_s = 1/T_s$ .

Logo, é preciso se determinar o período  $f_1$  da referência e alterar-se o valor de  $f_s$ ,  $N$  ou ambos, para garantir-se que a relação dada em (3.1) é satisfeita. Portanto, são necessárias duas novas estruturas, uma de identificação de  $f_1$  e outra de modificação dos parâmetros do controlador repetitivo.

Neste trabalho, assumiu-se as seguintes hipóteses para a referência  $r$ :

- (S1) A forma de onda de  $r$  é senoidal e possui uma frequência-base  $f_{1_{base}}$ ;
- (S2) A variação da frequência de  $r$  é suave, não apresentando saltos de fase;
- (S3) As componentes harmônicas de  $r$ , com exceção da fundamental, não possuem amplitudes significativas.
- (S4) A variação de  $f_1$  é conhecida ( $f_{1_{min}} < f_1 < f_{1_{max}}$ );
- (S5) A variação da frequência  $f_1$  não altera significativamente o valor de  $N$ , ou seja,  $\Delta T_1 \ll NT_s$ . A variação máxima de  $N$  é conhecida  $\pm \Delta N$ ;

Nas aplicações em UPS do tipo VI, é sempre necessário se utilizar um sistema de geração de referência a partir da rede, tal como a estrutura PLL (*Phase-Locked Loop*). Para os casos em que este sistema é adequadamente projetado, as hipóteses anteriormente descritas são totalmente satisfeitas.

#### 3.3.1 Identificador do período do sinal de referência

A partir das hipóteses assumidas para o sinal de referência  $r$ , uma forma simples e eficiente de efetuar a identificação de  $f_1$  é através da contagem do número de amostras a cada dois cruzamentos por zero. Esta identificação é realizada com base na seguinte equação:

$$f_1(n) = \frac{f_s(n-1)}{N_s(n-1)}, \quad (3.2)$$

onde  $n$  representa o ciclo atual e  $N_s$  é o número de amostras contadas a cada dois cruzamentos por zero. Caso a frequência de amostragem seja fixa,  $f_s$  é uma constante.

Contudo, se o sistema não for sincronizado, os cruzamentos por zero não ocorrem exatamente nos instantes de amostragem, como mostra a Figura 15. Logo, este método apresenta erros devido ao ruído de quantização, cujo valor aumenta quando  $N_s$  possui um valor pequeno.

Um método melhorado para identificação da frequência  $f_1$ , através de cruzamentos por zeros, é através da determinação de  $N_f$ , que é o valor fracional de  $N_s$ . O valor de  $f_1$  é calculado então por:

$$f_1(n) = \frac{f_s(n-1)}{N_f(n-1)}, \quad (3.3)$$

onde:

$$N_f(n-1) = \Delta_1(n) + \Delta_2(n-1) + N_s(n-1) - 1, \quad (3.4)$$

$$\Delta_1(n) = \frac{y_1}{y_1 - y_2} \quad \text{e} \quad (3.5)$$

$$\Delta_2(n) = 1 - \Delta_1. \quad (3.6)$$

Os valores de  $\Delta_1$  e  $\Delta_2$  são obtidos por interpolação das amostras imediatamente antes e após o cruzamento por zero. A Figura 17 mostra uma representação gráfica de como são obtidos estes valores.

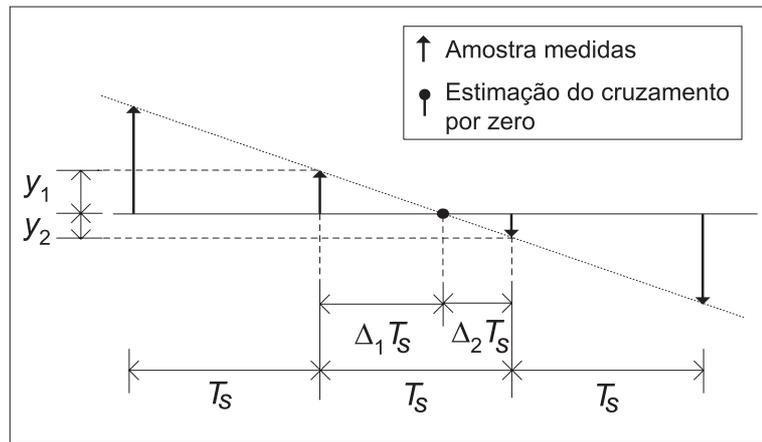


Figura 17: Interpolação utilizada para determinação fracional dos cruzamentos por zero

### 3.3.2 Algoritmos existentes

Os dois algoritmos apresentados na literatura, que podem ser adaptados para a aplicação em UPS, são descritos a seguir:

### 3.3.2.1 Algoritmo de ajuste da frequência de amostragem do controlador

A Figura 18 apresenta, em diagrama de blocos, o algoritmo proposto em Mattavelli e Marafao (2004). Um identificador do período da referência é utilizado para ajustar a frequência de amostragem  $f_s$  do sistema de controle, de tal forma a se garantir que o número de amostras em cada ciclo da referência seja igual a  $N$ . Logo, neste algoritmo, emprega-se o controlador repetitivo sem nenhuma modificação, alterando-se apenas o valor de  $f_s$ .

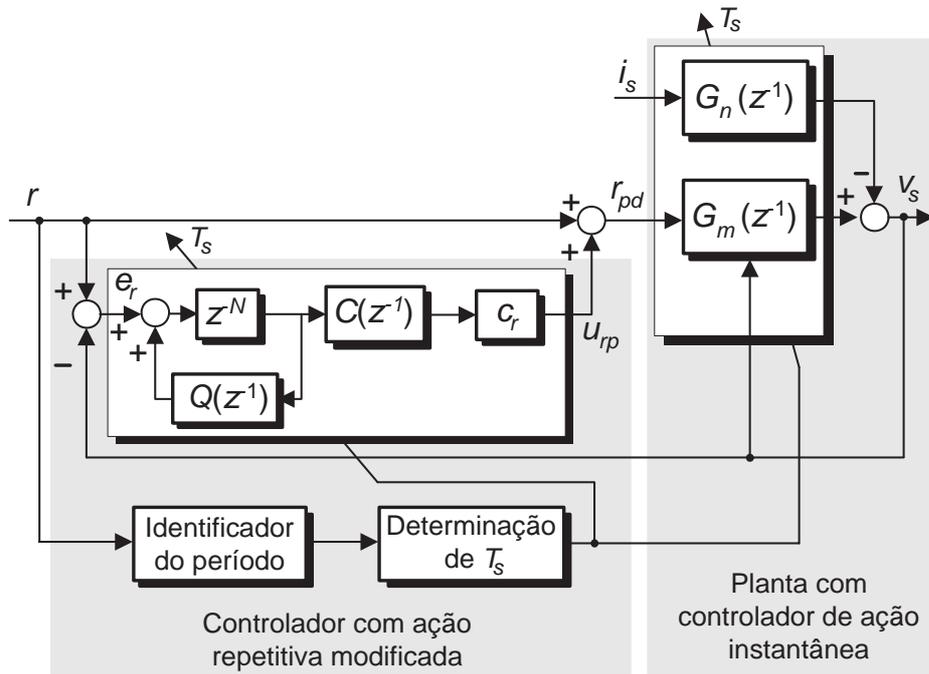


Figura 18: Representação em blocos do algoritmo de ajuste da frequência de amostragem do controlador

O valor de  $f_s$  é calculado e atualizado a cada dois cruzamentos por zero, através da seguinte equação:

$$f_s(n) = N f_1(n) \quad (3.7)$$

A frequência  $f_1$  pode ser obtida através de (3.2) ou (3.3). Contudo, como o desempenho da lei de controle é altamente dependente de  $f_1$ , há uma significativa melhoria no seu desempenho se for empregada a forma dada em (3.3).

### 3.3.2.2 Algoritmo de ajuste da frequência de amostragem do controlador repetitivo por interpolação

A Figura 19 apresenta, em diagrama de blocos, o algoritmo proposto em Cao e Ledwich (2002). Este algoritmo é também baseado no ajuste da frequência de amostragem para se garantir a condição definida em (3.1). Contudo, esta mudança da frequência de amostragem é realizada somente na ação repetitiva, empregando para ela uma frequência de amostragem específica  $f_{int}$ . Como o sistema de controle continua sendo amostrado com frequência  $f_s$  fixa, as amostras com frequência de amostragem  $f_{int}$  são estimadas a partir das primeiras. Estas amostras são estimadas, nos instantes requeridos pelo controlador de ação repetitiva, através de um algoritmo de interpolação, como mostrado na Figura 19.

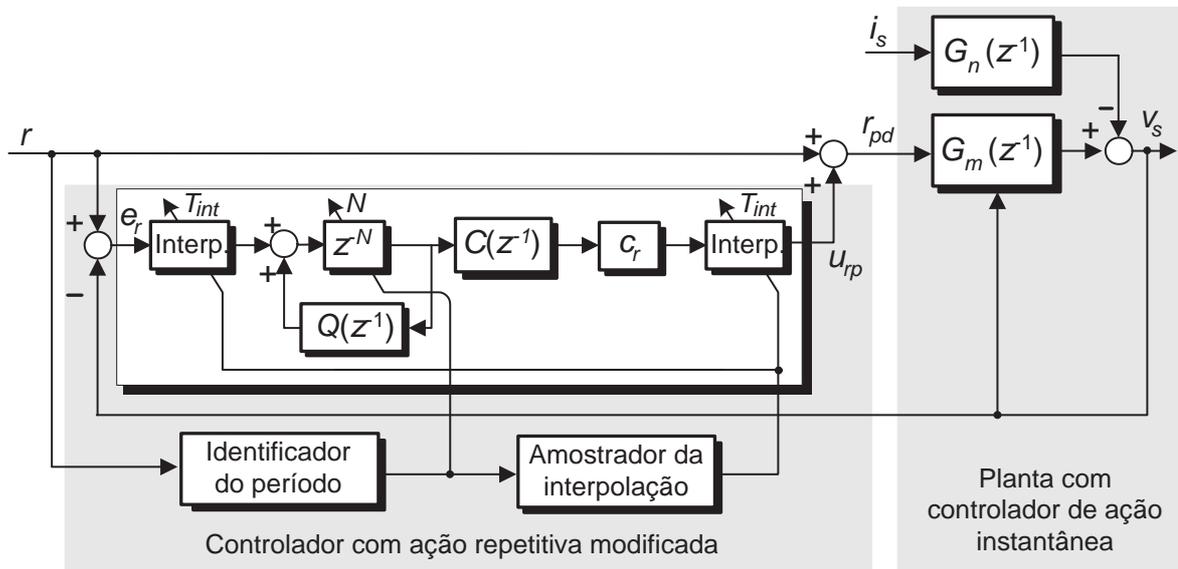


Figura 19: Representação em blocos do algoritmo de ajuste da frequência de amostragem do controlador repetitivo por interpolação

Para que este sistema funcione adequadamente, é necessário que se execute as seguintes etapas:

1. A interpolação do erro  $e_r$  para gerar amostras nos instantes requeridos pelo controlador de ação repetitiva;
2. O cálculo da compensação repetitiva  $u_{rp}$ , na sua forma convencional;
3. A interpolação da ação de controle  $u_{rp}$ , para que se obtenha seu valor nos instantes de amostragem definidos por  $f_s$ .

Inicialmente, para se tornar possível a interpolação entre duas amostras consecutivas, é preciso ajustar  $N$ , como mostra a Figura 19. O valor de  $N$  é definido como sendo o inteiro mais próximo a  $N_f$ , ou seja:

$$N(n) = arredonda(N_f(n-1)) \quad (3.8)$$

A frequência de amostragem  $f_{int}$ , da ação de controle repetitiva auxiliar, é então ajustada de forma que o seu período se sincronize com o período do sinal de referência. Este ajuste é feito de tal forma que, num período inteiro, existam  $N(n)$  amostras:

$$f_{int}(n) = N(n) f_1(n-1) \quad (3.9)$$

A partir de  $f_{int}$  se obtém os instantes de tempo em que devem ser calculadas as amostras estimadas. As amostras são obtidas através de uma interpolação linear, similar à mostrada na Figura 17. Este mesmo tipo de interpolação é aplicado, posteriormente, para a obtenção da ação de controle  $u_{rp}$ . Apesar destas interpolações parecerem resultar em um sistema não-causal, é possível se obter uma implementação causal, tendo em vista que o cálculo da ação repetitiva é feito com base na informação do ciclo anterior.

Por fim, caso  $N(n) \neq N(n-1)$ , há uma mudança no comprimento dos vetores de armazenamento circulares de  $u_{rp}$  e  $e_r$ . Se  $N(n) > N(n-1)$ , os vetores passam a ter  $\Delta N$  elementos adicionais, cujos valores iniciais são nulos. Caso contrário, se  $N(n) < N(n-1)$ , os vetores passam a ter  $\Delta N$  a menos, que são removidos do final dos respectivos vetores.

### 3.3.3 Algoritmo proposto

Neste trabalho, propõe-se uma modificação para adaptar os controladores de ação repetitiva para operação com frequência variável. O algoritmo proposto é similar ao controlador convencional e emprega uma frequência de amostragem  $f_s$  fixa. A Figura 20 mostra a representação em diagrama de blocos deste algoritmo.

Este algoritmo ajusta o valor de  $N$  a cada dois cruzamentos por zero do sinal de referência  $r$ , de tal forma a se obter a condição de sincronismo definida em (3.1). Contudo, ao invés de se empregar um arredondamento para obter o valor de  $N$ , é utilizada a função trunca:

$$N(n) = \frac{f_s}{f_1(n)} = truncamento(N_f(n-1)) = N_s(n-1) \quad (3.10)$$

Observa-se que o truncamento de  $N_f(n-1)$  corresponde ao valor de  $N_s(n-1)$ . Logo,

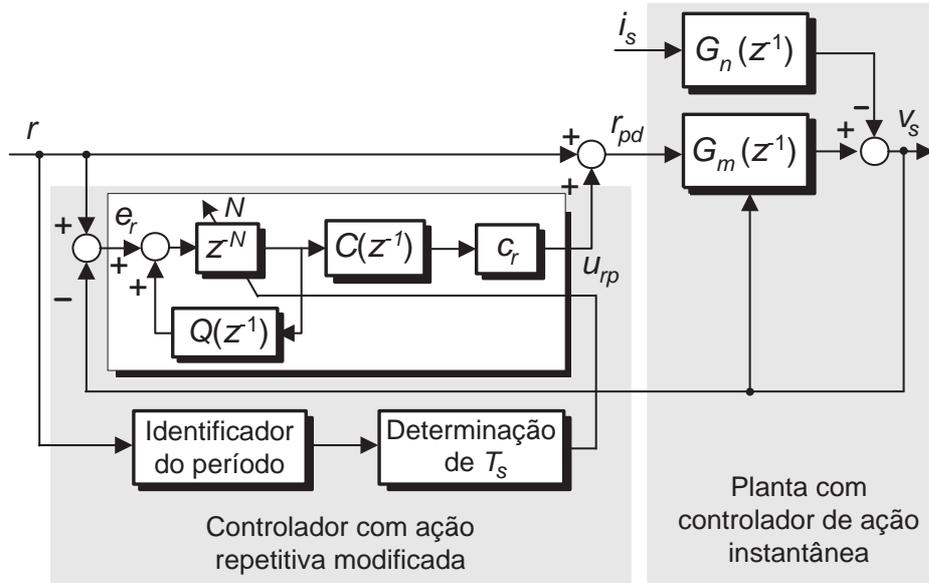


Figura 20: Representação em blocos do algoritmo proposto para operação com referência de frequência variável

não é preciso se efetuar a interpolação para obtenção do valor de  $N$ , o que reduz a quantidade de cálculos necessária.

Por fim, de forma idêntica ao algoritmo de interpolação, caso  $N(n) \neq N(n - 1)$ , há uma mudança no comprimento dos vetores de armazenamento circulares de  $u_{rp}$  e  $e_r$ . Se  $N(n) > N(n - 1)$ , os vetores passaram a ter  $\Delta N$  elementos adicionais, cujos valores iniciais são nulos. Caso contrário, se  $N(n) < N(n - 1)$ , os vetores passam a ter  $\Delta N$  a menos, que são removidos do final dos respectivos vetores.

### 3.4 Resultados

O desempenho dos três algoritmos apresentados é avaliado experimentalmente empregando-se o inversor com os parâmetros descritos na Tabela 2. Os testes foram realizados com a carga não-linear máxima estabelecida pela norma.

Os algoritmos foram testados em ensaios de comportamento transitório, ou seja, durante variações da referência, e em regime permanente. Para tanto, foram realizados dois ensaios, detalhados a seguir.

### 3.4.1 Ensaio A

Neste ensaio, empregou-se um sinal de referência de  $f_1 = 60\text{Hz} \pm 2\text{Hz}$  com taxa de variação de  $1\text{Hz/s}$ , tal como definido pela norma IEC 62040-3. As taxas de distorção harmônica, em regime permanente, para sinais de referência com frequência de 58Hz, 60Hz e 62Hz, são mostradas na Tabela 3. As Figuras 21 e 22 ilustram, respectivamente, as formas de onda e os espectros obtidos para  $f_1 = 59,5\text{Hz}$  e  $f_1 = 60,5\text{Hz}$ . Os resultados em regime transitório, para a varredura de frequência de 58Hz a 62Hz e vice-versa são mostrado na Figura 23(a) e Figura 23(b), respectivamente.

Tabela 3: Resultados experimentais em regime permanente para o Ensaio A

Algoritmo	58Hz			60Hz			62Hz		
	THD <sup>1</sup>	THD <sup>2</sup>	V <sub>s</sub> (1)	THD <sup>1</sup>	THD <sup>2</sup>	V <sub>s</sub> (1)	THD <sup>1</sup>	THD <sup>2</sup>	V <sub>s</sub> (1)
Convencional	8,52	7,89	100,7	3,50	1,82	109,6	9,22	8,71	108,6
Variação de T <sub>s</sub>	4,35	2,90	108,6	3,27	1,29	109,5	3,05	1,07	109,6
Interpolação	3,59	1,99	109,4	3,28	1,42	109,7	3,72	2,15	109,6
Proposto	3,26	1,25	108,9	3,37	1,51	109,6	3,36	1,40	109,6

<sup>1</sup>Todas as harmônicas

THD (%) e tensão (V)

<sup>2</sup>1<sup>a</sup>-40<sup>a</sup> harmônica

Analisando-se os resultados obtidos, observa-se que os três algoritmos apresentados possuem um desempenho em regime permanente sem significativas diferenças entre si. Como ressalva, se observa que o algoritmo de interpolação apresenta uma distorção um pouco maior da forma de onda em regime permanente. O desempenho transitório também é bastante similar, mas nota-se que o algoritmo proposto possui um nível de ruído maior que os demais.

Com o propósito de se demonstrar a necessidade de se empregar algoritmos de adaptação da ação repetitiva, incluiu-se, na Tabela 3, resultados obtidos para o algoritmo convencional. Observa-se, que a THD da tensão de saída aumenta significativamente quando a frequência  $f_1$  é diferente de 60Hz, além de haver uma redução de quase 10% na amplitude da componente fundamental.

### 3.4.2 Ensaio B

O objetivo deste ensaio é o de verificar o desempenho dos controladores de ação repetitiva apresentados em aplicações onde as frequências de amostragem são baixas. Para tanto, escolheu-se a frequência de  $f_s = 1800\text{Hz}$ , que resulta em  $N = 30$ . Contudo, para esta frequência, é preciso se reprojeter o filtro de saída e a banda passante do controlador de ação instantânea. Para evitar que os impactos destas mudanças distorçam

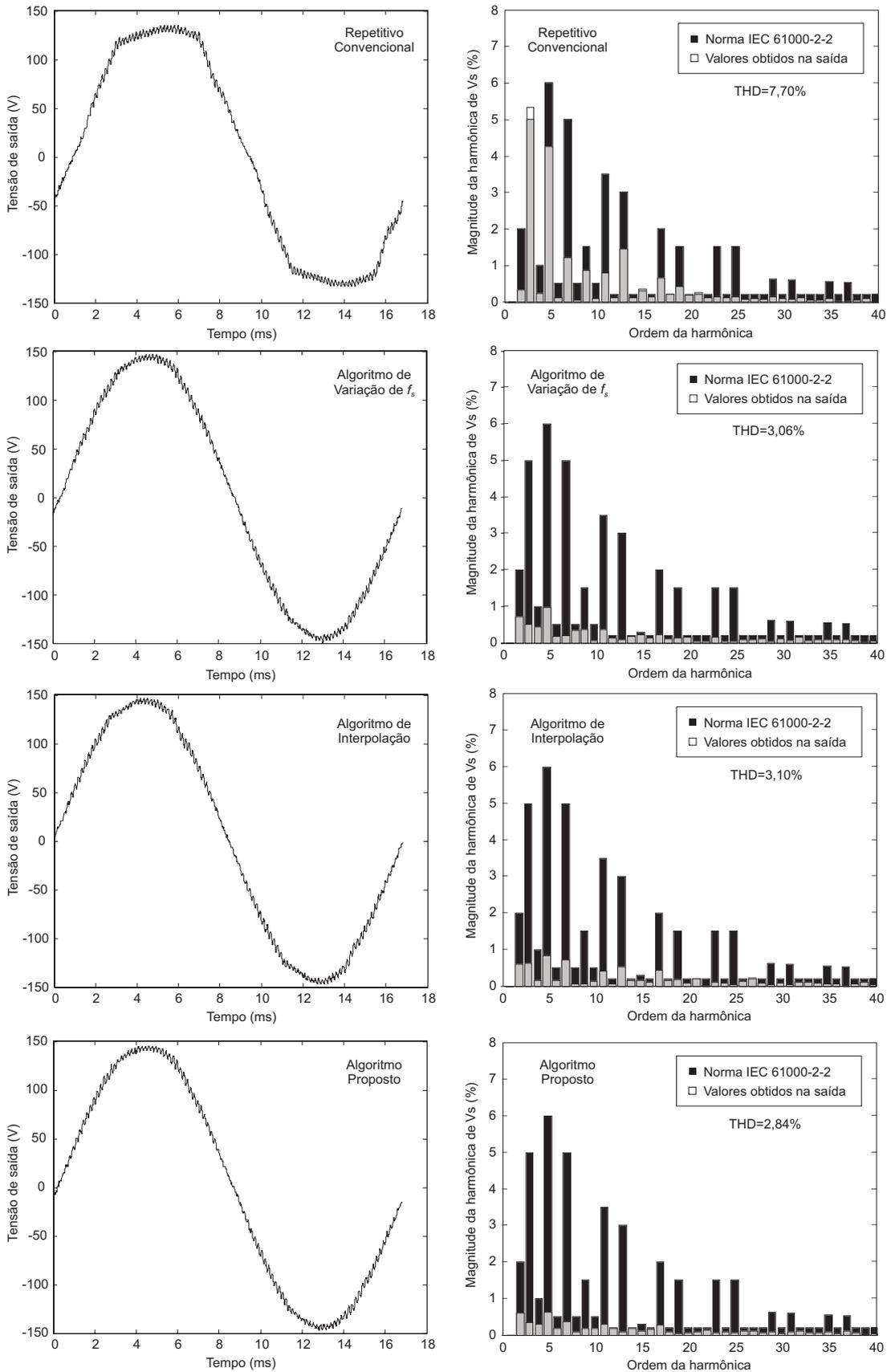


Figura 21: Formas de onda obtidas no Ensaio A para  $f_1 = 59,5\text{Hz}$

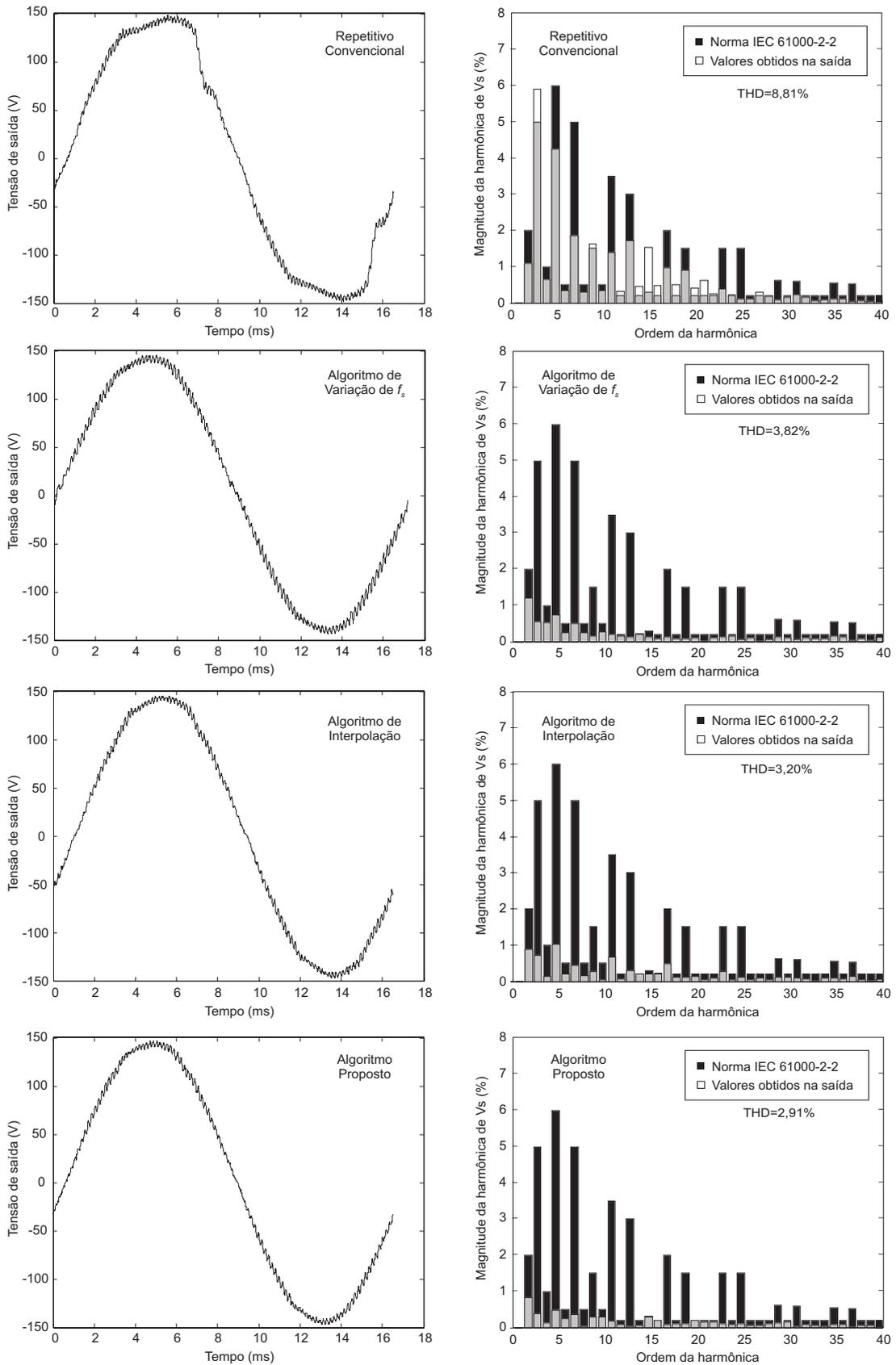


Figura 22: Formas de onda obtidas no Ensaio A para  $f_1 = 61,5\text{Hz}$

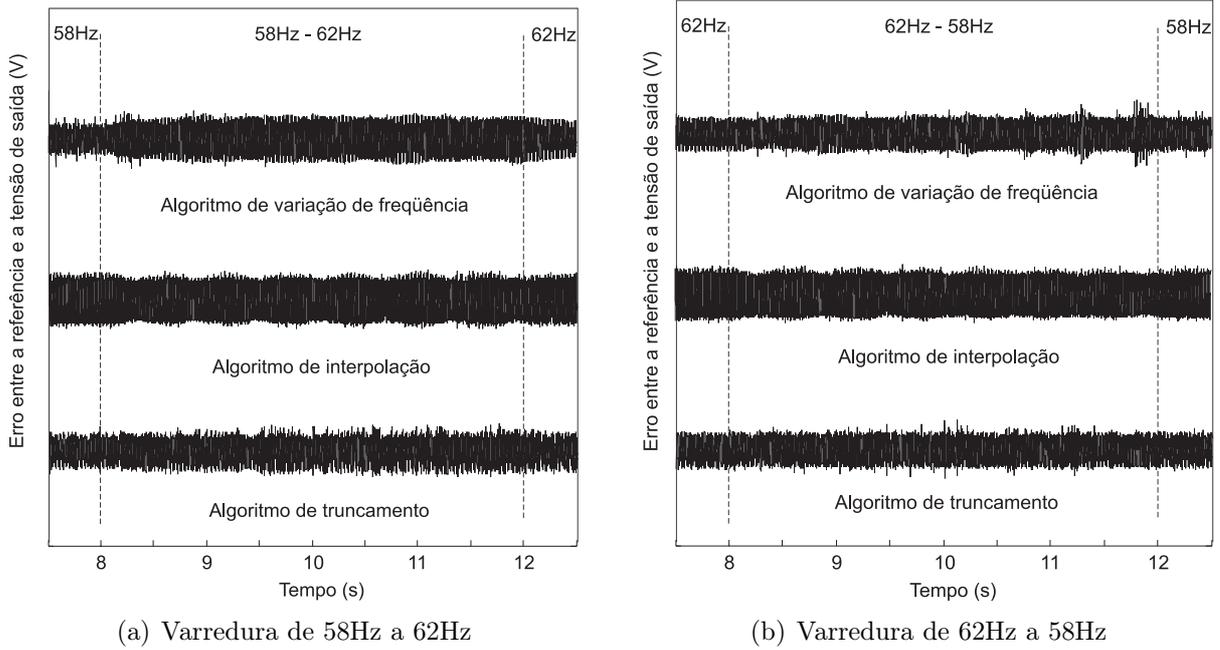


Figura 23: Resultados experimentais para o Ensaio A em regime transitório

a interpretação dos resultados, optou-se por emular, do ponto de vista do controlador repetitivo, a frequência de amostragem  $f_s = 1800\text{Hz}$  empregando-se  $f_s = 6000\text{Hz}$ . Esta característica é facilmente obtida através da escolha de uma referência equivalente, cujos valores são  $f_1 = 200\text{Hz} \pm 7\text{Hz}$  com taxa de variação de  $11,66\text{Hz/s}$ .

As taxas de distorção harmônica, em regime permanente, para sinais de referência com frequência de 193, 200Hz e 207Hz, são mostradas na Tabela 4. Já os resultados em regime transitório, para as varredura de frequência de 193Hz a 207Hz e vice-versa, são mostrados na Figura 24(a) e Figura 24(b), respectivamente.

Tabela 4: Resultados experimentais em regime permanente para o Ensaio B

Algoritmo	193Hz			200Hz			207Hz		
	THD <sup>1</sup>	THD <sup>2</sup>	$V_s(1)$	THD <sup>1</sup>	THD <sup>2</sup>	$V_s(1)$	THD <sup>1</sup>	THD <sup>2</sup>	$V_s(1)$
Variação de $T_s$	4,45	4,34	108,9	3,95	3,83	109,2	3,96	3,84	109,5
Interpolação	6,19	6,12	109,1	4,45	4,36	109,4	4,74	4,65	109,1
Proposto	4,27	4,17	110,2	4,16	4,06	110,1	4,13	4,03	110,0

<sup>1</sup>Todas as harmônicas

<sup>2</sup>1<sup>a</sup>-40<sup>a</sup> harmônica

THD (%) e tensão (V)

Analisando-se os resultados obtidos, observa-se que o algoritmo de interpolação possui uma THD média, em regime permanente, maior que os demais. O algoritmo proposto, por outro lado, apresenta um comportamento de ciclo-limite, onde o erro aumenta e diminui ciclicamente, como mostra a Figura 24. Este comportamento é o impacto causado pelo truncamento das amostras, que apesar de ser pouco significativo para  $f_s = 6000\text{Hz}$ , degrada significativamente o desempenho para frequências de amostragem mais baixas.

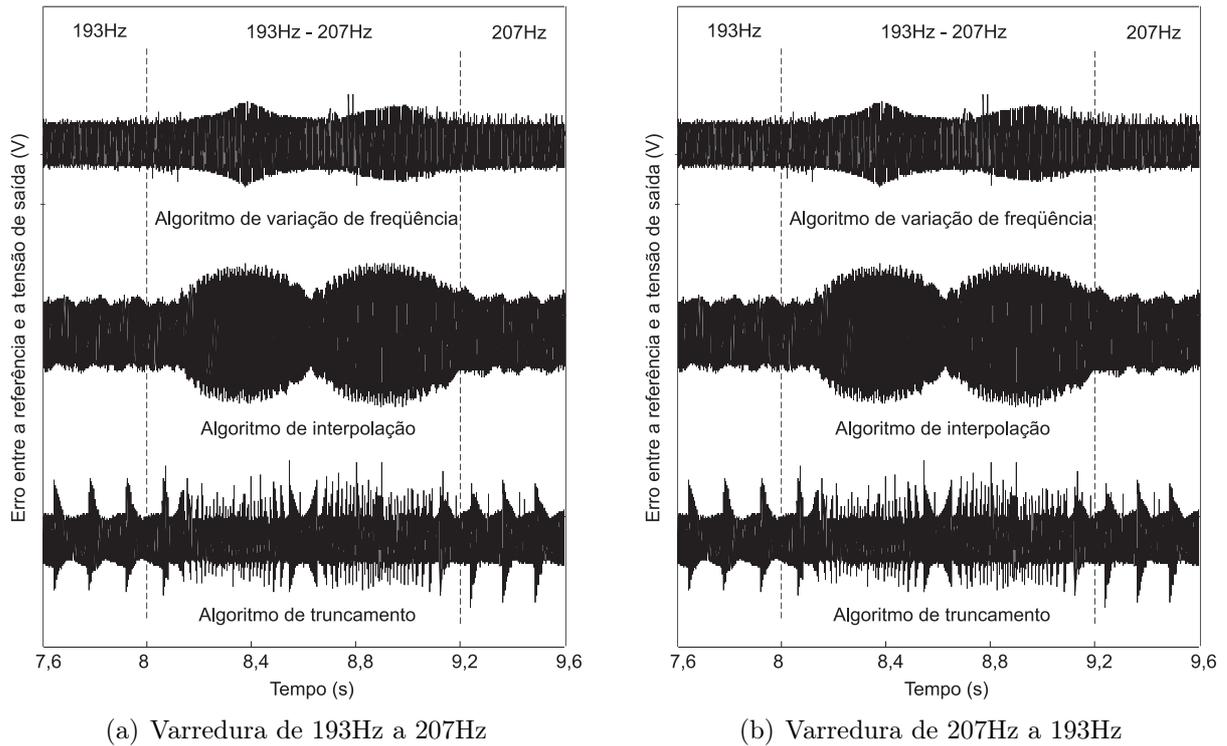


Figura 24: Resultados experimentais para o Ensaio B em regime transitório

Da mesma forma, quanto ao desempenho transitório, também se observa que o algoritmo baseado na variação da frequência de amostragem é o que apresenta melhores resultados.

### 3.4.3 Análise dos resultados obtidos

A seguir, são analisados os resultados obtidos com os três algoritmos propostos, sendo apresentadas as suas respectivas vantagens e desvantagens.

Com relação ao algoritmo de variação da frequência de amostragem  $f_s$ , apresentado na Seção 3.3.2.1, observa-se que a taxa de distorção harmônica é inversamente proporcional a  $f_1$ , com relação à  $f_{base}$ . Esta variação se dá pela mudança da frequência de comutação do inversor, que altera a posição espectral das harmônicas geradas pela mesma. Logo, o algoritmo tem uma significativa perda de desempenho quando  $f_1$  decresce, pois isto faz com que  $f_s$  diminua, aumentando a THD devido às harmônicas de comutação.

O algoritmo de ajuste da frequência de amostragem do controlador repetitivo por interpolação, por outro lado, não é tão eficiente na redução da THD devido aos distúrbios. Esta diferença se dá pela atenuação introduzida, na ação repetitiva, pelas interpolações utilizadas (CAO; LEDWICH, 2002). Como o interpolador tem uma característica de filtro passa-baixa com deslocamento de fase nulo, o ganho da ação repetitiva é reduzida na faixa das altas frequências, de forma idêntica a gerada pela ação repetitiva com um filtro

$Q(z, z^{-1})$  passa-baixa. Contudo, se a frequência de amostragem for elevada, a faixa de frequências da atenuação fica fora da faixa de frequência dos distúrbios, não provocando a redução da atenuação dos mesmos.

O algoritmo proposto neste trabalho, por sua vez, é somente adequado para geração de tensões senoidais nos casos em que  $f_s/f_1$  é grande. Estas restrições são necessárias porque o algoritmo apresenta um comportamento de ciclo-limite, ou seja, o erro varia ciclicamente. Esta característica, observada na Figura 24, é uma consequência de se variar periodicamente  $N$ . Por exemplo, para  $f_s = 6000\text{Hz}$  e  $f_1 = 60,5\text{Hz}$ , a cada seis ciclos, cinco possuem  $N = 99$  e um possui  $N = 100$ . Contudo, como mostrado na Figura 22, para  $f_s = 6000\text{Hz}$  o impacto da variação de  $N$  na tensão de saída é pouco significativo. E mais, o erro diminui consideravelmente com o aumento da frequência, sendo insignificante para  $f_s = 20000\text{Hz}$ , por exemplo.

### 3.5 Conclusão

Neste capítulo é proposta a modificação do controlador de ação repetitiva auxiliar para rastrear sinais de referência com período variável, aplicado a inversores de tensão PWM. Além do controlador proposto, são apresentadas duas modificações já existentes na literatura, mas que não haviam sido aplicadas a inversores de tensão para UPS.

Uma análise qualitativa dos algoritmos propostos é apresentada nas Tabelas 5, 6 e 7. Na Tabela 5 é mostrada uma análise comparativa de recursos demandados pelas três modificações propostas. Por outro lado, nas Tabelas 6 e 7 é apresentada uma análise comparativa de desempenho em regime permanente e transitório, respectivamente.

Tabela 5: Comparação das características dos algoritmos

Parâmetro	Convencional	Varição da frequência	Interpolação	Proposto
Frequência das harmônicas de comutação	Fixa	Variável	Fixa	Fixa
Frequência de amostragem	Fixa	Variável	Fixa	Fixa
Esforço computacional adicional <sup>1</sup>	–	Médio	Alto	Baixo
Demanda de memória adicional <sup>1</sup>	–	Baixa	Média	Baixa
Complexidade do código <sup>1</sup>	–	Média	Alta	Baixa

<sup>1</sup> Em relação ao algoritmo convencional

O algoritmo de alteração de  $f_s$  apresenta o melhor desempenho em regime permanente, mas tem a desvantagem de alterar o modelo dinâmico da planta ( $G_p(z^{-1})$ ). Caso a variação de  $f_1$  seja grande com relação à  $f_s$ , é provável que o controlador fique mal projetado e, até mesmo, instável. Além disso, para os casos em que o microcontrolador ou DSP implementa

Tabela 6: Análise qualitativa de desempenho em regime permanente

Parâmetro ( $f_1 \neq f_{base}$ )	Convencional	Variação da frequência	Interpolação	Proposto
$N$ pequeno <sup>1</sup> e referência sem harmônicas	Ruim	Bom	Médio	Ruim
$N$ pequeno <sup>1</sup> e referência com harmônicas	Ruim	Bom	Médio	Ruim
$N$ grande <sup>2</sup> e referência sem harmônicas	Ruim	Bom	Bom	Bom
$N$ grande <sup>2</sup> e referência com harmônicas	Ruim	Bom	Médio/Bom	Médio

<sup>1</sup>  $N$  pequeno:  $N < 30$

<sup>2</sup>  $N$  grande:  $N > 200$

Tabela 7: Análise qualitativa de desempenho em regime transitório

Parâmetro	Convencional	Variação da frequência	Interpolação	Proposto
Varição lenta de $f_1$ e $\Delta f_1/f_{base}$ pequeno <sup>1</sup>	Ruim	Bom	Bom	Bom
Varição rápida de $f_1$ e $\Delta f_1/f_{base}$ pequeno <sup>1</sup>	Ruim	Bom	Médio	Médio
Varição lenta de $f_1$ e $\Delta f_1/f_{base}$ grande <sup>2</sup>	Ruim	Ruim	Bom	Bom
Varição rápida de $f_1$ e $\Delta f_1/f_{base}$ grande <sup>2</sup>	Ruim	Ruim	Bom	Médio

<sup>1</sup>  $\Delta f_1/f_{base}$  pequeno:  $\Delta f_1/f_{base} < 0,05$

<sup>2</sup>  $\Delta f_1/f_{base}$  grande:  $\Delta f_1/f_{base} > 0,2$

outras malhas de controle, é preciso que exista um temporizador (*timers*) exclusivo para a determinação  $T_s$ . E mais, a variação de  $f_s$  provoca uma diminuição na resolução dos temporizadores (*timers*) empregados para geração do sinal PWM.

O algoritmo de interpolação tem como principais vantagens o seu comportamento transitório suave, além de ser aplicável em uma faixa de variações da frequência  $f_1$  sem as desvantagens que possui o algoritmo de variação de  $f_s$ . Este algoritmo também pode ser aplicado para a geração de harmônicos, que não é o caso da aplicação em UPS. Por outro lado, as suas desvantagens são a maior complexidade e o maior esforço computacional.

O algoritmo proposto apresenta como principal vantagens a sua simplicidade e seu reduzido esforço computacional. Este algoritmo emprega um identificador de frequência mais simples que os demais, pois não é necessário realizar interpolações. A operação de interpolação demanda um considerável tempo computacional em microprocessadores e DSP de baixo custo, porque necessita que se calcule uma divisão. Além disto, a implementação do algoritmo apenas inclui alguns testes e atualizações de índices, que são operações que demandam poucos cálculos. Evidentemente, as simplificações impostas a este controlador causam uma deterioração no desempenho com relação aos demais. Contudo, para frequências de amostragem de  $f_s = 20000\text{Hz}$  ou maiores, este impacto é insignificante. Portanto, nestes casos, as vantagens da sua simplicidade se sobrepõe às suas desvantagens.

Os resultados mostram que, para a aplicação em UPS, os três algoritmos possuem desempenho similar quando a frequência de amostragem é alta. Nestes casos, um dos grandes

problemas da implementação da lei de controle está relacionado ao esforço computacional necessário. Como o tempo para cálculo da lei de controle é reduzido, a simplicidade da lei de controle é um requisito de grande relevância. É neste tipo de situação que se aplica o algoritmo proposto, pois o mesmo é simples, o esforço computacional é reduzido, e realiza a contento a tarefa à qual se destina.

Por fim, verifica-se que cada uma das três técnicas descritas neste capítulo possui um nicho de aplicação, onde as suas características são mais vantajosas com relação às demais. Conclui-se, portanto, que a melhor opção, dentre os algoritmos apresentados, depende da aplicação em questão, mesmo em inversores de tensão para UPS.

# 4 *CONTROLADOR DE AÇÃO REPETITIVA AUXILIAR COM GANHO ADAPTATIVO*

## 4.1 *Introdução*

Neste capítulo é proposto um controlador de ação repetitiva auxiliar com ganho adaptativo. O objetivo desta modificação é impedir que a saída e a ação de controle da ação repetitiva diverjam, devido a inserção de uma carga que torne o sistema instável em malha fechada. Nestas situações, o controlador proposto faz o ajuste do ganho para que o mesmo apresente um ciclo limite. Embora o bom desempenho não seja mantido, prova-se matematicamente que o sistema em malha fechada é estável. Por fim, é também apresentada a utilização deste controlador como uma ferramenta de projeto, para a determinação do limite de estabilidade.

O capítulo está organizado da seguinte forma. Inicialmente, na Seção 4.2, é apresentado o problema de estabilidade existente quando o inversor é submetido a uma carga instável. Para corrigir este problema, é proposto na Seção 4.3, é descrita a lei de controle adaptativa proposta. Na Seção 4.3.1 é apresentada a análise da estabilidade do controlador adaptativo proposto, onde demonstra-se matematicamente que a entrada, a saída e a lei de controle mantêm-se limitadas. A Seção 4.3.2 apresenta considerações importantes para o projeto do controlador proposto. A Seção 4.4 apresenta alguns resultados experimentais obtidos com um protótipo de 1kVA, que demonstram a validade da lei de controle proposta. Finalizando, na Seção 4.5, são apresentadas as conclusões parciais obtidas neste Capítulo.

## 4.2 Descrição do problema de estabilidade da ação repetitiva

O controlador do estágio de saída das UPS pode tornar-se instável para algumas cargas inseridas na saída do inversor. É conhecido na literatura que os retificadores com correção de fator de potência (PFC) podem instabilizar os inversores. Além disto, também sabe-se que este problema tende a ser aumentando quando uma ação de controle repetitiva auxiliar é utilizada, pois esta lei de controle é normalmente projetada com uma reduzida margem de estabilidade.

Tabela 8: Parâmetros da planta empregados em simulação

Parâmetro	Valor
Potência nominal de saída	$P=1\text{kVA}$
Indutância do filtro de saída	$L=1\text{mH}$
Resistência intrínseca do indutor	$r_L=50\text{m}\Omega$
Capacitância do filtro de saída	$C=50\mu\text{F}$
Frequência de amostragem	$f_s=6\text{kHz}$
Tensão do barramento CC	$V_{cc}=250\text{V}$
Tensão de referência	$V_{ref}=110\text{V}_{\text{rms}}, f_1=60\text{Hz}$
Carga A	$R_1=24\Omega / 1000\Omega$ $L_1=250\mu\text{H} \quad C_1=10\mu\text{F}$
Carga B	$R_1=24\Omega / 1000\Omega$
Lei de controle de ação instantânea (PD- <i>feedforward</i> )	$k_1=-0,273$ $k_2=0,044$
Lei de controle de ação repetitiva (filtro Q)	$Q(z^{-1})=0,99$ $d=3$ $c_{r\text{max}}=0,1$

Para demonstrar esta afirmação, realizou-se a simulação do inversor, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 8, para a carga mostradas na Figura 25(b). Esta carga foi escolhida por ter um modelo dinâmico similar ao de um retificador PFC, sendo os indutores  $L_1$  e o capacitor  $C_1$  o filtro de EMI de entrada e o resistor  $R_1$  a resistência equivalente de conversor. É importante se destacar que considera-se, neste caso, que a banda passante do controlador da malha de corrente deste PFC é bem mais alta que a do inversor. Desta forma, é possível a sua aproximação por uma resistência para análise do inversor.

Duas simulações distintas foram realizadas para a Carga B, considerando-se uma condição de carga leve ( $R_1 = 1000\Omega$ ). Primeiramente, simulou-se o inversor sem incluir o controlador repetitivo auxiliar e, posteriormente, com a inclusão do mesmo. Os resultados obtidos para duas simulações distintas são mostrados na Figura 26. Analisando-os, observa-se que o controlador é estável se a ação repetitiva auxiliar não for utilizada.

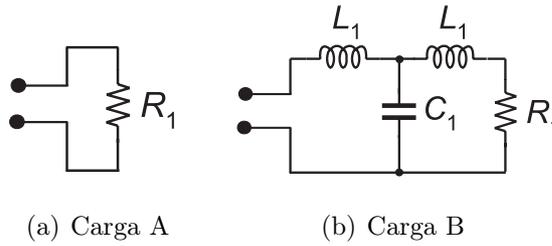


Figura 25: Cargas utilizadas para ilustrar o problema da estabilidade da ação repetitiva

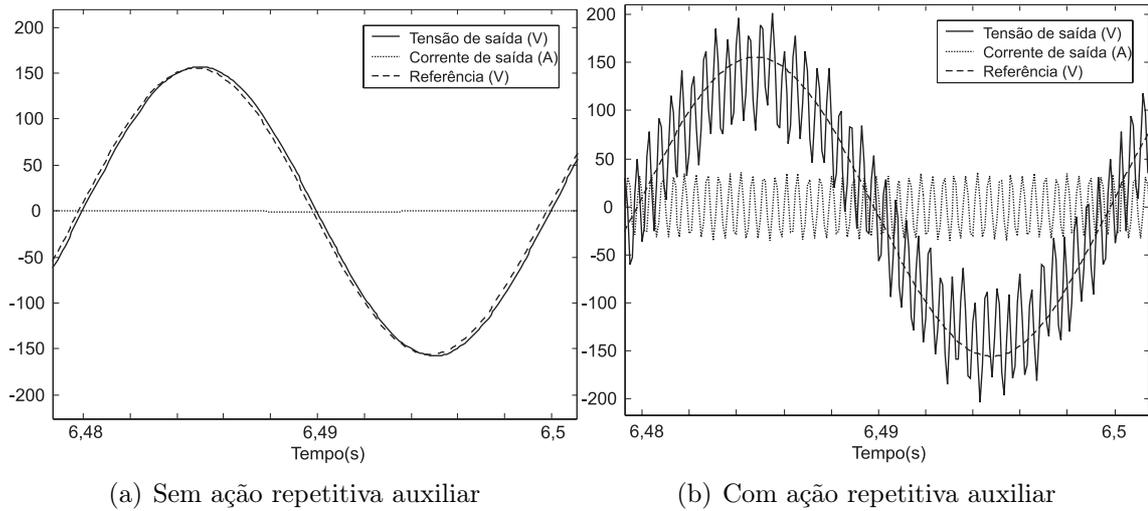


Figura 26: Resultado de simulação para ilustrar o problema da estabilidade da ação repetitiva

O problema de estabilidade ocorre pela violação da condição apresentada em (2.25). Embora o controlador repetitivo tenha sido adequadamente projetado para carga resistiva nominal e sem carga, como mostra a Figura 27(a), o projeto não previa a inclusão deste tipo de carga. Por este motivo, observa-se, na Figura 27(b), que houve violação da condição de estabilidade.

### 4.3 Lei de controle de ação repetitiva auxiliar com ganho adaptativo proposta

A lei de controle de ação repetitiva auxiliar com ganho adaptativo, proposta neste trabalho, tem o objetivo de manter a ação repetitiva BIBO estável, independente das variações paramétricas da planta. Este algoritmo de adaptação não é projetado para se obter melhorias de desempenho, e sim para atuar em situações atípicas, quando a planta torna-se instável, devido a inserção de uma carga tal como a mostrada na seção anterior. Nesta proposta, o ganho  $c_r$  é projetado para ser normalmente estável. Contudo, caso

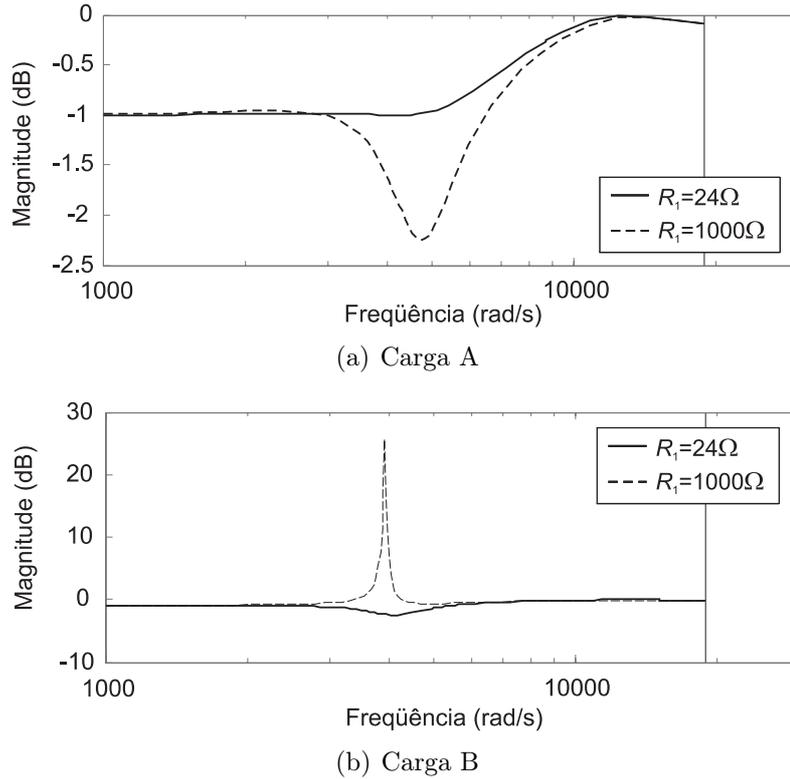
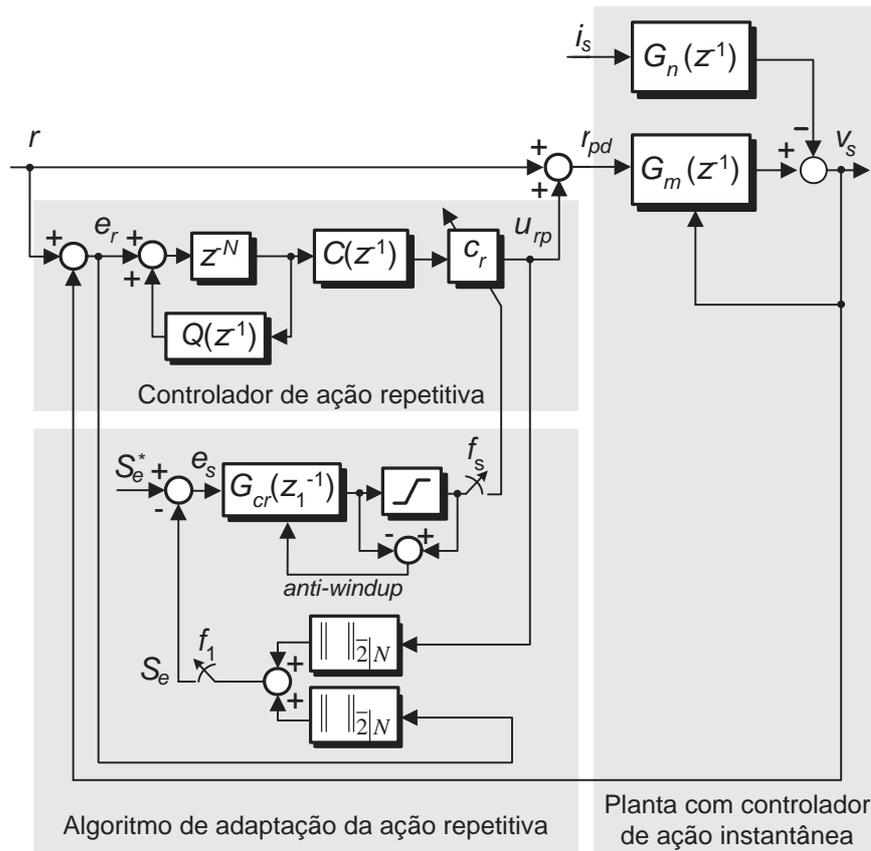


Figura 27: Condição de estabilidade  $H(e^{j\omega t})$  para diferentes cargas

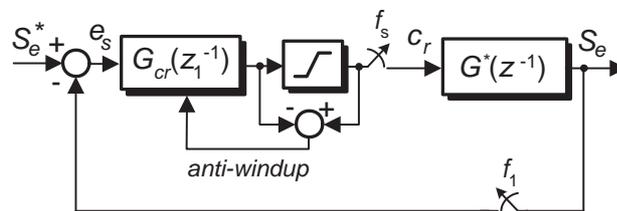
ocorra uma mudança da carga do inversor, o sistema pode se tornar instável, e a ação de controle repetitiva  $u_{rp}$  e/ou o erro  $e_r$  podem divergir. Para evitar este problema, neste caso, o ganho  $c_r$  é adaptado de tal forma que o mesmo possua um valor próximo do máximo ganho estável. Este comportamento é obtido, no algoritmo proposto, através do conceito dos controladores adaptativos com elevado ganho em série (SASTRY; BODSON, 1989), onde o ganho é ajustado a partir da soma das normas  $\ell_2$  de  $u_{rp}$  e  $e_r$ .

A estrutura proposta para o controlador é mostrada na Figura 28(a). As medidas empregadas para a adaptação do ganho são  $u_{rp}$  e  $e_r$ , cujos valores são utilizados no cálculo das suas respectivas normas  $\ell_2$ . Estas normas são calculadas uma vez a cada ciclo, imediatamente após os cruzamentos por zero, empregando-se apenas as amostras obtidas no ciclo considerado. Desta forma, não se necessita se armazenar todos os pontos de um ciclo, o que dispensa um *buffer* de dados para armazenar todos os pontos de um ciclo. Estas duas normas são somadas, de onde se obtém  $S_e$ , que possui o período de amostragem de um ciclo da referência. A soma das normas  $S_e$  é, então, comparado com uma referência  $S_e^*$ , gerando um sinal de erro. Este erro é alimentado no compensador  $G_{c_r}(z_1^{-1})^1$ , que por sua vez gera  $c_r$ . O valor obtido para  $c_r$  é então alimentado na planta, passando por uma estrutura de saturação. A Figura 28(b) apresenta o sistema de controle equivalente, onde

<sup>1</sup> $z_1$  é a transformada  $z$  para a frequência de amostragem  $f_1$



(a) Representação detalhada



(b) Representação simplificada

Figura 28: Lei de controle repetitiva auxiliar adaptativa proposta

é modelada uma planta equivalente  $G^*(z^{-1})$  entre o sinal  $c_r$  e o somatório das normas  $S_e$ .

A estrutura de saturação é fundamental para o funcionamento deste sistema de controle. O valor mínimo que  $c_r$  assume é zero, ou seja, neste caso, a ação de controle está desativada. Já o valor máximo que  $c_r$  assume é o ganho de projeto  $c_{r,max}$ . Esta última condição é a que força que o controlador de ação repetitiva tenha um ganho fixo para as condições normais de funcionamento, pois o compensador  $G_{cr}(z^{-1})$  tende a aumentar  $c_r$  e a função saturação impede que este aumento ultrapasse determinado limite. Contudo, é preciso que exista uma ação de compensação *anti-windup* para garantir, caso exista uma ação integral em  $G_{cr}(z^{-1})$ , que a integração seja interrompida quando o valor de  $c_r$  satura.

### 4.3.1 Análise de estabilidade

Para o sistema de controle mostrado na Figura 28, as seguintes hipóteses são feitas:

- (S1) A operação  $\|\cdot\|_{\bar{2}|N}$  representa o cálculo, em tempo real, da norma  $\ell_2$  normalizada de um sinal de tempo discreto  $f$ , para  $N$  amostras.
- (S2) A função de transferência  $G^*(z^{-1})$  é BIBO<sup>2</sup> estável para  $c_r \in [0; c_{r_{stb}}]$  e não estável para  $c_r \in (c_{r_{stb}}; c_{r_{max}}]$ .
- (S3) O valor de  $c_r$  é limitado por uma função saturação tal que  $c_r \in [0; c_{r_{max}}]$ .
- (S4)  $G_{c_r}(z_1^{-1})$  é Hurwitz e de fase mínima, e o sinal do ganho de  $G_{c_r}(z_1^{-1})$  é positivo.
- (S5) Para  $c_r \in (c_{r_{stb}}; c_{r_{max}}]$ , tem-se que  $S_e(\infty) \rightarrow \infty$ .
- (S6) Para  $c_r \in [0; c_{r_{max}}]$ , tem-se que  $S_e(\infty) \rightarrow \alpha$ , onde  $\alpha < S_e^*$  e  $\alpha = f(c_r)$ .
- (S7) Para qualquer  $n < \infty$ ,  $n \in \mathbb{N}^+$ , o valor de  $S_e[n] \in L_{\infty e}$  para  $c_r \in [0; c_{r_{max}}]$ .

A prova de estabilidade é obtida a partir de um teorema, que emprega dois lemas, descritos a seguir:

**Lema 4.** *Seja um sistema  $h$  cuja entrada é  $x$  e a saída é  $y$ . Este sistema é BIBO estável se:*

$$\|x\|_{\bar{2}} + \|y\|_{\bar{2}} < \infty, \quad (4.1)$$

onde  $\|\cdot\|_{\bar{2}}$  é a norma  $\ell_2$  normalizada pelo número de amostras. Para o vetor  $f$ , esta norma é dada por:

$$\|f\|_{\bar{2}} \triangleq \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |f[i]|^2}. \quad (4.2)$$

*Demonstração.* A condição para a estabilidade BIBO de um sistema  $h$  é que a sua saída seja limitada para qualquer entrada limitada. Considera-se que a resposta ao impulso é dada por:

$$y[n] = h[n] * x[n], \quad (4.3)$$

onde  $*$  denota a operação de convolução. Empregando-se a norma infinita e a desigualdade triangular, chega-se a:

$$|y[n]| \leq \|h\|_1 \|x\|_{\infty}. \quad (4.4)$$

---

<sup>2</sup>BIBO (*Bounded input bounded output*) representa os sistemas cuja saída é limitada se a entrada for limitada

Como resultado, a saída  $|y[n]|$  é limitada se  $\|h\|_1 \|x\|_\infty < \infty$ . Como, por definição,  $\|x\|_\infty < \infty$ , então  $|y[n]| < \infty$  se  $\|h\|_1 < \infty$ . Portanto, se  $\|x\|_{\bar{2}} + \|y\|_{\bar{2}} < \infty$ , então  $\|h\|_1 < \infty$ , dado que  $\|x\|_{\bar{2}} \leq \|x\|_\infty < \infty$  e que  $\|y\|_{\bar{2}} < \infty$  quando  $|y[n]| < \infty$ .  $\square$

**Lema 5.** *Seja um sinal  $f$  uma seqüência de  $M$  amostras, divididas em conjuntos de  $N$  amostras, onde  $M \geq N$  e  $M/N \in \mathbb{N}^+$ . Caso a norma  $\ell_2$  normalizada dada por:*

$$\|f\|_{\bar{2}|N} \triangleq \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |f[nN - i]|^2}, \quad n \in \mathbb{N}^+, \quad (4.5)$$

é limitada para cada conjunto de índice  $n$  com  $N$  amostras, então:

$$\|f\|_{\bar{2}} < \infty. \quad (4.6)$$

*Demonstração.* A norma  $\ell_2$  normalizada do sinal  $f$ , definida em (4.2), pode ser reescrita como segue:

$$\|f\|_{\bar{2}} = \sqrt{\frac{1}{M/N} \sum_{n=1}^{M/N} \|f_n\|_{\bar{2}|N}^2}. \quad (4.7)$$

A partir de (4.5)-(4.7) e sabendo-se que  $\|f\|_{\bar{2}} < \infty$  se  $|f[n]| < \infty$ , obtém-se que  $\|f\|_{\bar{2}} < \infty$  caso:

$$\|f_n\|_{\bar{2}|N} < \infty \quad \forall n \in \mathbb{N}^+ | n \leq M/N. \quad (4.8)$$

$\square$

**Teorema 1.** *Seja a lei de controle repetitiva modificada mostrada na Figura 28(a) e as hipóteses (S1) a (S7), então o sistema é BIBO estável e apresenta um ciclo limite se  $S_e[n] < \infty$ .*

*Demonstração.* O sistema da Figura 28(b) é derivado da Figura 28(a), onde considera-se  $e_r$  como a entrada e  $u_{rp}$  como a saída do sistema. Utilizando-se o Lema 4, a condição para a BIBO estabilidade do sistema é dada por:

$$\|e_r\|_{\bar{2}} + \|u_{rp}\|_{\bar{2}} < \infty. \quad (4.9)$$

Também considera-se que  $S_e[n]$  é dada por:

$$S_e[n] = \|e_{r_n}\|_{\bar{2}|N} + \|u_{rp_n}\|_{\bar{2}|N}. \quad (4.10)$$

A partir do Lema 5, se  $\|e_{r_n}\|_{\bar{2}|N} < \infty$  e  $\|u_{rp_n}\|_{\bar{2}|N} < \infty \forall n \in \mathbb{N}^+ | n \leq M/N$ , então

(4.9) é satisfeito, mesmo se  $M \rightarrow \infty$ .

Portanto, a partir das hipóteses **(S4)**-**(S7)**, é possível se estabelecer que:

1. Se  $S_e^* \geq S_e[n]$ , então, devido a **(S5)**,  $c_r$  aumenta e vai para o intervalo  $(c_{r_{stb}}; c_{r_{max}}]$ .  
Conseqüentemente,  $S_e[\infty] \rightarrow \infty$ .
2. Se  $S_e^* < S_e[n]$ , então, devido a **(S6)**,  $c_r$  diminui e vai para o intervalo  $[0; c_{r_{stb}}]$ .  
Conseqüentemente,  $S_e[\infty] \rightarrow \alpha$ , onde  $\alpha < S_e^*$ .
3. A partir da hipótese **(S7)**, tem-se que  $S_e[n] < \beta$  e conseqüentemente  $S_e[n+1] < \infty$ .

Através da utilização das hipóteses **(S2)**-**(S7)** e os resultados (1)-(3), conclui-se que o sistema em malha fechadas, mostrado na Figura 28(a), é BIBO estável e apresenta um ciclo limite sempre que  $S_e[n] < \infty$ .  $\square$

#### Observações:

1. O valor de  $S_e[n]$ , em regime permanente, oscila em torno de  $S_e^*$ , resultando em um ciclo limite. Conseqüentemente, o ganho  $c_r$  também apresenta um ciclo limite ao redor de  $c_{r_{stb}}$ . Esta ondulação é pequena se o compensador  $G_{c_r}(z_1^{-1})$  for adequadamente projetado.
2. A norma  $\ell_2$ , dada em (4.5), pode ser calculada da seguinte forma:

$$S_e[n] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \{(u_{rp}[nN-i])^2 + (e_r[nN-i])^2\}. \quad (4.11)$$

A condição dada em (4.9) é ainda obtida mesmo se a raiz quadrada não é calculada. É importante se mencionar que (4.11) é calculada apenas uma vez em cada período da referência  $r$ . Desta forma, estas equações podem ser implementadas na forma recursiva, o que não requer que se armazene todos os pontos do ciclo.

3. O cálculo de  $c_r$  e sua atualização deve ser feito, preferencialmente, no cruzamento por zero da referência (LONGMAN; WIRKANDER, 1998).

### 4.3.2 Considerações de projeto

O objetivo do sistema de controle adaptativo proposto é a obtenção do valor de  $c_r$ , quando o sistema é instável, tão próximo quanto possível de  $c_{r_{stb}}$ . A solução ordinária para

este problema é se empregar, no controlador  $G_{c_r}(z_1^{-1})$ , uma ação proporcional-integral (PI), onde a ação integral é incluída para minimizar os erros em regime permanente. Este compensador possui a seguinte função de transferência:

$$G_{c_r}(z_1^{-1}) = \frac{c_r(z_1^{-1})}{e_s(z_1^{-1})} = \frac{k_1 + k_2 z_1^{-1}}{1 - z_1^{-1}}, \quad (4.12)$$

onde  $k_1 = k_P + k_I$  e  $k_2 = -k_P$ , onde  $k_I$  é o ganho integral e  $k_P$  o ganho proporcional.

O projeto do compensador  $G_{c_r}(z_1^{-1})$  precisa considerar o comportamento de  $S_e[n]$  com relação à  $c_r$ . É amplamente conhecido que um sistema de controle com ação repetitiva instável pode divergir em poucos ciclos ou após milhares de ciclos (LONGMAN; WIRKANDER, 1998). Desta forma, para  $c_r > c_{r_{stb}}$ , o valor de  $S_e[n]$  pode aumentar lentamente ou rapidamente, dependendo do valor de  $c_r$  e de  $c_{r_{stb}}$ . Em geral, a divergência é lenta quando  $c_r \approx c_{r_{stb}}$  e rápida quando  $c_r \gg c_{r_{stb}}$ .

Pelos motivos apresentados, para se obter uma resposta com reduzida ondulação, é proposto o uso de um algoritmo do tipo *gain scheduling* para definição dos parâmetros do controlador. O sistema proposto determina os parâmetros  $k_1$  e  $k_2$  pela função  $g(S_e, c_r)$ :

$$g = \begin{cases} g_0, & (S_e[n] \leq l_0) \vee (c_r \leq c_0) \\ g_i, & [(l_{i-1} < S_e[n] \leq l_i) \wedge (c_r < c_i)] \vee [(S_e[n] \leq l_i) \wedge (c_{i-1} < c_r \leq c_i)] \\ g_{p-1}, & (l_{p-1} < S_e[n]) \vee (c_r > c_{p-1}) \end{cases} \quad (4.13)$$

onde  $1 \leq i < p - 1$ , sendo  $p$  o número de condições distintas. Para ilustrar o comportamento da função  $g$ , a mesma é apresentada na Figura 29 para  $p = 4$ .

Adicionalmente, para obter uma melhoria no desempenho, propõe-se o uso de múltiplas referências. Estas referências são comutadas entre si, sendo também determinadas pela função  $g(S_e, c_r)$ . A Figura 29 também ilustra as múltiplas referências, sendo uma para cada ganho ( $p = 4$ ).

## 4.4 Resultados

### 4.4.1 Resultados de simulação

O desempenho do algoritmo proposto é avaliado em simulação e experimentalmente. Primeiramente, é mostrado o resultado de simulação para o caso instável apresentado no início deste Capítulo, incluindo o controlador adaptativo proposto. Os parâmetros do algoritmo de adaptação de  $c_r$  são apresentados na Tabela 9.

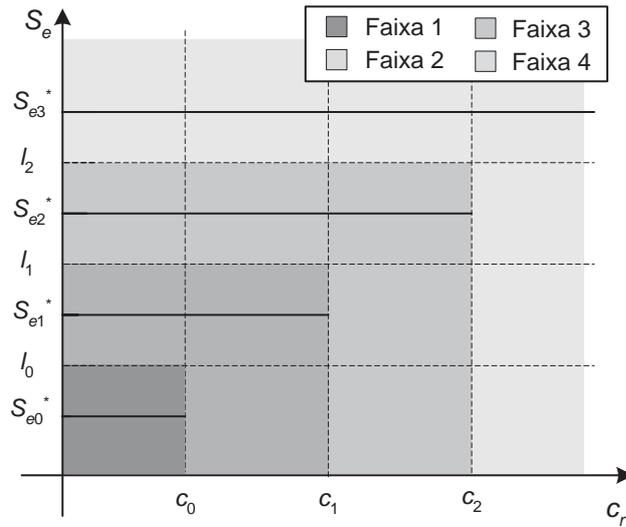


Figura 29: Representação das múltiplas referências e das diferentes regiões empregadas no algoritmo de *gain scheduling*

Tabela 9: Parâmetros do algoritmo de adaptação de  $c_r$

Parâmetro	Intervalos do algoritmo de <i>gain scheduling</i>			
	1	2	3	4
$S_e^*$ [V <sup>2</sup> ]	250	350	450	550
$I_{min}$ [V <sup>2</sup> ]	0	300	400	500
$I_{max}$ [V <sup>2</sup> ]	300	400	500	-
$c_{r\ min}$	0	0,2	0,3	0,4
$c_{r\ max}$	0,2	0,3	0,4	0,6
$k_1$	0,005	0,001	0,0005	0,001
$k_2$	-0,0025	-0,0005	-0,00025	-0,005

Para esta simulação, empregou-se os parâmetros da planta são apresentados na Tabela 8, para a carga mostradas na Figura 25(b), sendo  $R_1 = 1000\Omega$ . Os resultados são obtidos mostrados na Figura 30. Analisando-se as Figuras 30(a) e 30(b), observa-se que a tensão de saída não diverge mais, pois o ganho  $c_r$  foi reduzido pelo algoritmo de adaptação, como mostra a Figura 30(c). Observa-se, na Figura 30(d), que o algoritmo de adaptação atua como um regulador para o somatório das normas  $S_e$ . Por isso, o erro se mantém em um valor elevado, mas garante-se que não diverge.

#### 4.4.2 Resultados experimentais

O desempenho do algoritmo proposto é avaliado experimentalmente empregando-se o inversor descrito na Tabela 10. Uma lei de controle de ação instantânea, do tipo *PD-feedforward*, é empregada, cuja estrutura é descrita em detalhes no Apêndice B. Por outro

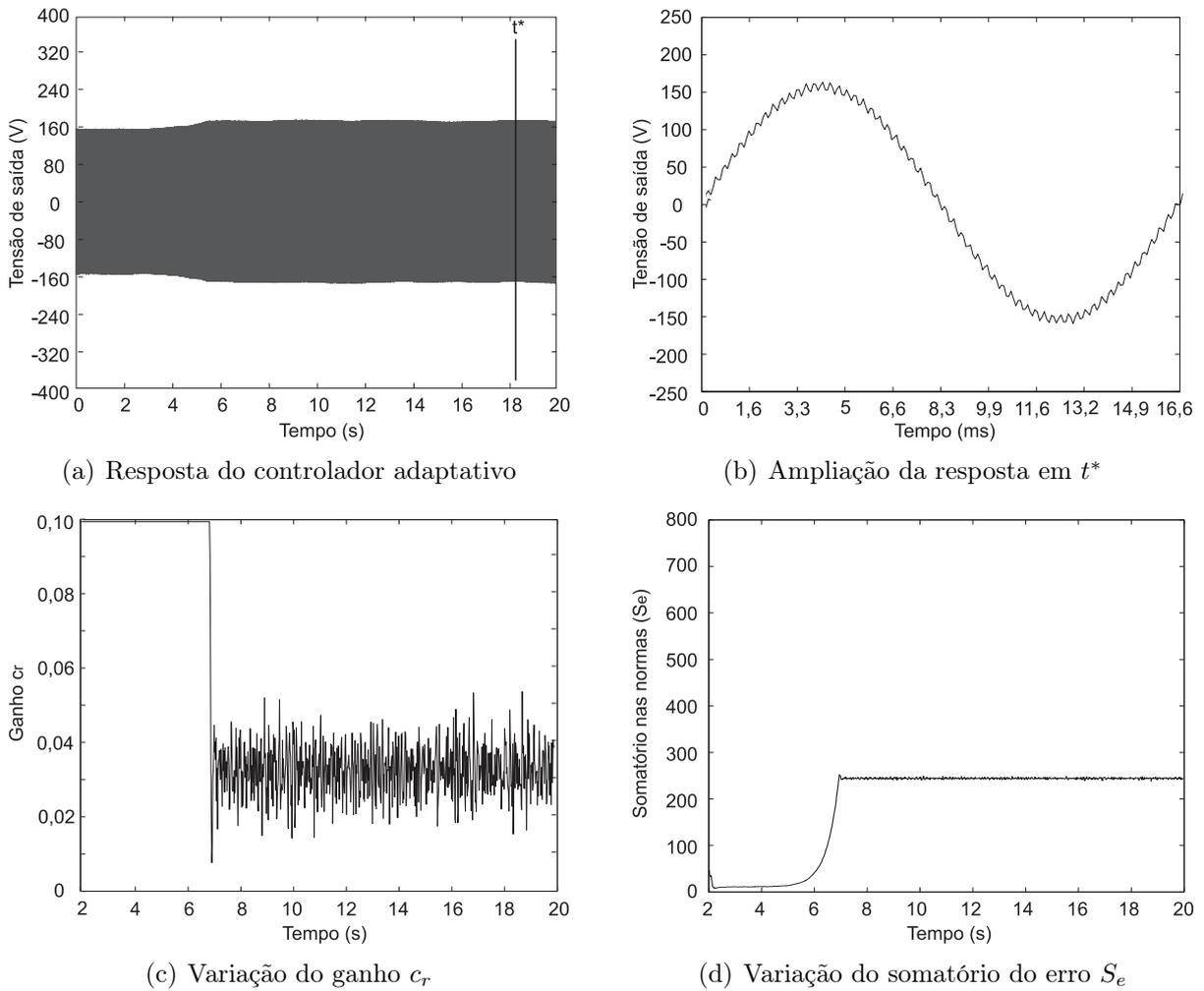


Figura 30: Resultados de simulação para solução do problema apresentado na Seção 4.2

lado, a lei de controle repetitiva auxiliar é projetada com um elevado ganho. Neste caso, projetou-se um ganho  $c_r$  que seja estável com carga resistiva nominal e instável sem carga. É importante se destacar que o ganho foi projetado somente com o objetivo de ilustrar o desempenho do algoritmo proposto, uma vez que nunca se projeta um inversor que seja instável sem carga.

Os parâmetros do algoritmo adaptativo proposto são apresentados na Tabela 9. O controlador tem seus parâmetros ajustados por um algoritmo de *gain scheduling*, que possui quatro referências diferentes, tal como apresentado na Figura 29. O projeto apresentado emprega (4.11) para o cálculo das normas  $\ell_2$ . Esta forma é utilizada por não necessitar que se calcule, duas vezes, a raiz quadrada. A supressão da raiz quadrada é relevante, pois esta é uma operação que demanda um considerável tempo computacional.

A seguir, são apresentados os resultados de dois ensaios em situações diferentes. Os dois ensaios foram realizados com e sem o algoritmo adaptativo proposto, pois assim é

Tabela 10: Parâmetros da planta empregada nos Ensaios A e B

Parâmetro	Valor
Potência nominal de saída	$P=1\text{kVA}$
Indutância do filtro de saída	$L=0,6\text{mH}$ (núcleo <i>cool mu</i> )
Resistência intrínseca do indutor	$r_L=50\text{m}\Omega$
Capacitância do filtro de saída	$C=35\mu\text{F}$
Frequência de amostragem	$f_s=6\text{kHz}$
Tensão do barramento CC	$V_{cc}=260\text{V}$
Tensão de referência	$V_{ref}=110\text{V}_{\text{rms}}$ , $f_1=60\text{Hz}$
Carga não-linear: retificador não-controlado	$R_1=24\Omega$ $R_s=0,5\Omega$ $C_L=4700\mu\text{F}$
Carga linear: resistiva	$R_L=12\Omega$
Lei de controle de ação instantânea (PD- <i>feedforward</i> )	$k_1=-0,273$ $k_2=0,044$
Lei de controle de ação repetitiva (filtro Q)	$Q(z^{-1})=0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$ $d=3$ $c_{r\text{max}}=0,6$

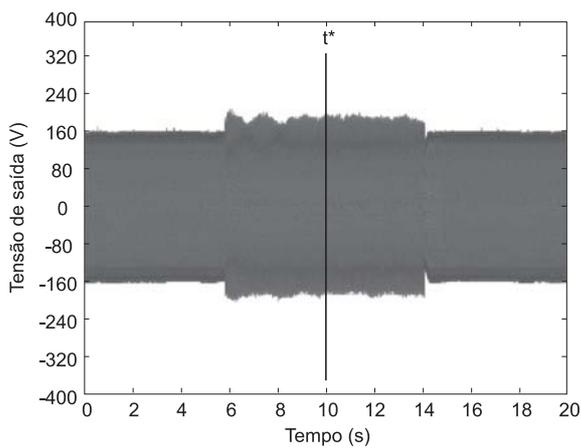
possível se avaliar o impacto da sua inclusão no sistema.

#### 4.4.2.1 Ensaio A

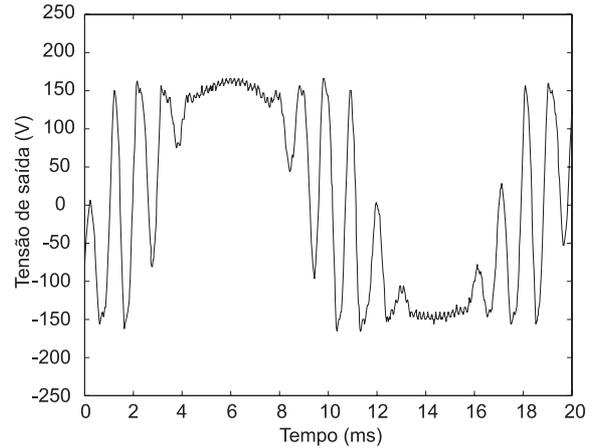
No primeiro ensaio, empregou-se duas cargas distintas: uma carga resistiva  $R_L$ , e uma carga não-linear, do tipo retificador não-controlado, cujos parâmetros estão descritos na Tabela 10. Estas cargas são estável e instável, respectivamente, para  $c_{r\text{max}} = 0,6$ .

Para avaliar o comportamento do algoritmo proposto, foram realizados dois ensaios, sendo um deles sem e outro com o controlador adaptativo proposto. Os resultados dos testes realizados para este ensaio estão mostrados na Figura 31. Nestes testes, inicialmente se conectou na saída do inversor uma carga resistiva. No instante 5,5s, trocou-se esta carga pelo retificador não-controlado, que permaneceu conectado até o instante 14s, quando se restaurou a condição inicial de carga. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 31(a,b) e Figura 31(c-f), sendo relativos ao testes sem e com o algoritmo proposto, respectivamente. Observa-se, no primeiro caso, que quando a carga não-linear é inserida na saída, ocorre uma súbita elevação da tensão de saída. O aumento na tensão ocorre porque a planta se torna instável, e somente não diverge devido à limitação imposta pelo sistema de modulação. Esta tensão retorna aos valores originais quando a carga é restaurada. Por outro lado, no teste realizado com o algoritmo proposto, se observa uma modificação na tensão de saída, mas esta não diverge, também retornando à sua condição inicial quando a carga original é reconectada.

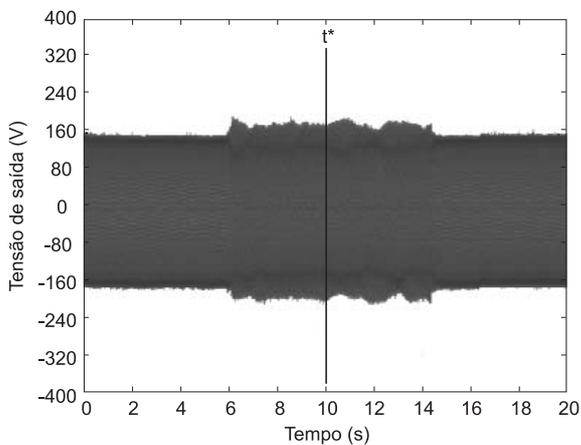
Uma ampliação das Figura 31(a) e Figura 31(c) nos instantes  $t^*$  são mostradas, res-



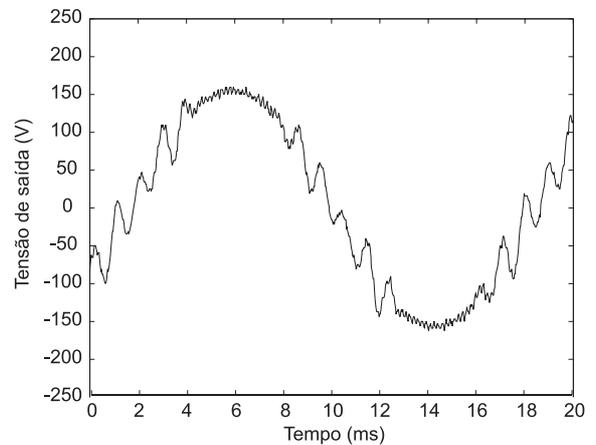
(a) Resposta do controlador convencional



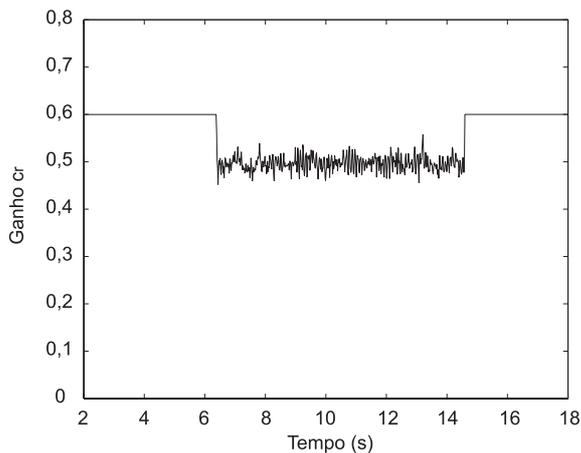
(b) Ampliação da resposta em  $t^*$



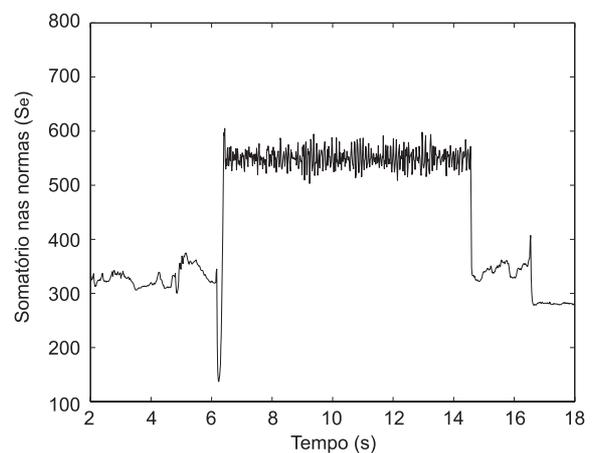
(c) Resposta do controlador adaptativo



(d) Ampliação da resposta em  $t^*$



(e)  $c_r$  para o caso adaptativo



(f)  $S_e$  para o caso adaptativo

Figura 31: Resultados experimentais para o Ensaio A

pectivamente, nas Figura 31(b) e Figura 31(d). Verifica-se, em ambos os casos, que as formas de onda estão significativamente distorcidas, mas a distorção é bem reduzida no teste com o algoritmo proposto. Observa-se que a inclusão do algoritmo de adaptação limita o erro máximo, mas não garante um bom desempenho.

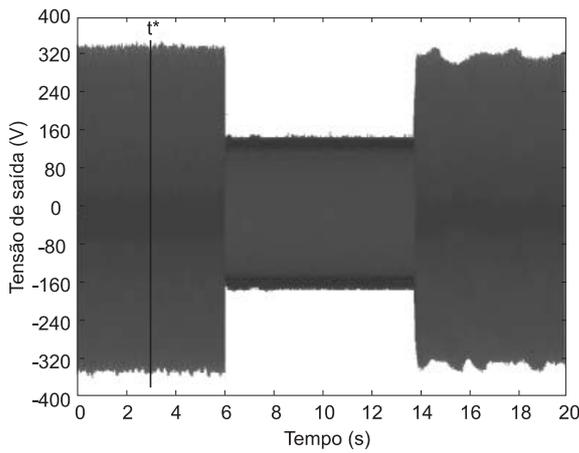
O comportamento do ganho  $c_r$ , em função do tempo, para o algoritmo adaptativo, é mostrado na Figura 31(e). Observa-se que o algoritmo de adaptação reduz o ganho para  $c_r \approx 0,5$ , de forma que  $S_e$ , mostrado na Figura 31(f), permaneça limitado. Logo, conclui-se que o máximo ganho de  $c_r$  no qual a planta ainda é estável, nesta condição de carga, é um valor próximo a 0,5.

#### 4.4.2.2 Ensaio B

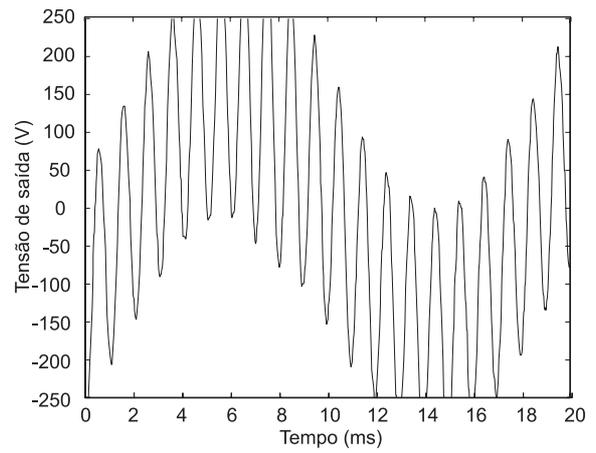
Neste segundo ensaio, também empregou-se duas condições de carga distintas: sem carga e carga resistiva  $R_L$ . Estas condições de carga são instável e estável, respectivamente, para  $c_{r_{max}} = 0,6$ . Assim como no caso anterior, este ensaio consistiu em dois testes, um sem e outro com o controlador adaptativo proposto.

Os resultados dos testes realizados estão mostrados na Figura 32. Nestes testes, inicialmente, não foi conectada nenhuma carga na saída do inversor. No instante 6s, conectou-se a carga resistiva, que permaneceu conectada até o instante 14s, quando se restaurou a condição inicial de carga. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 32(a,b) e Figura 32(c-f), relativos ao testes sem e com o algoritmo proposto, respectivamente. Os resultados mostram que o sistema é instável sem carga, o que pode ser observado pela amplitude, que somente é limitada porque existe uma função de saturação da ação de controle. Contudo, quando a carga resistiva é inserida, o sistema torna-se estável e a tensão de saída diminui. Mas, quando a carga resistiva é retirada, o sistema torna-se novamente instável. Por outro lado, no teste realizado com a inclusão do algoritmo adaptativo proposto, se observa que a tensão de saída permanece limitada, mesmo sem carga.

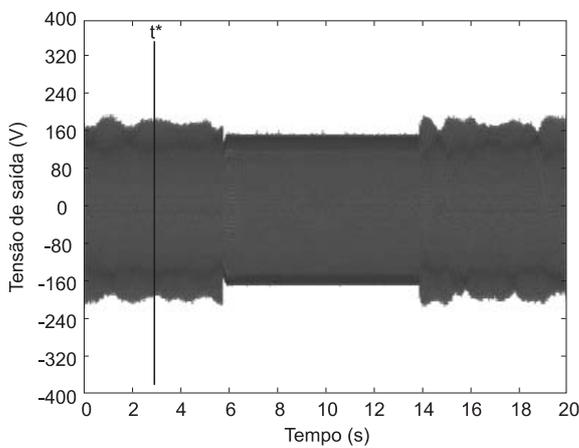
Assim como no ensaio A, foi efetuada uma ampliação das Figura 32(a) e Figura 32(c) nos instantes  $t^*$ , sendo estas ampliações mostradas, respectivamente, nas Figura 32(b) e Figura 32(d). Verifica-se, em ambos os casos, que as formas de onda estão significativamente distorcidas, mas a distorção é bem reduzida no teste com o algoritmo proposto, tal como evidenciado no ensaio A. Estes resultados confirmam que a inclusão do algoritmo de adaptação limita o erro máximo, mas não garante um bom desempenho. O comportamento do ganho  $c_r$ , em função do tempo, para o algoritmo adaptativo, é mostrado na Figura 32(e). Observa-se que o algoritmo de adaptação reduz o ganho para  $c_r \approx 0,4$ , sem carga, de forma que  $S_e$ , mostrado na Figura 32(f), permaneça limitado. Logo, conclui-se que o máximo ganho de  $c_r$  no qual a planta ainda é estável, nesta condição de carga, é um valor próximo a 0,4.



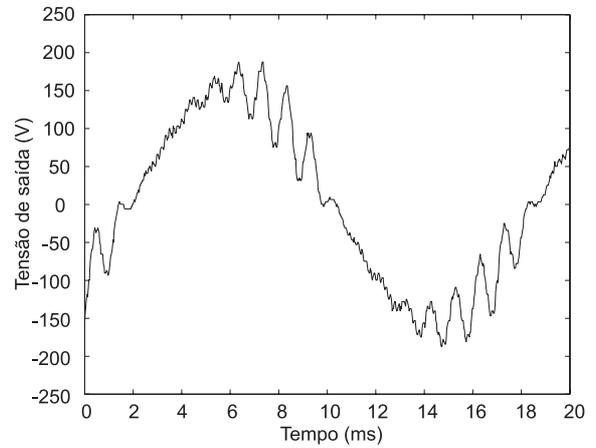
(a) Resposta do controlador convencional



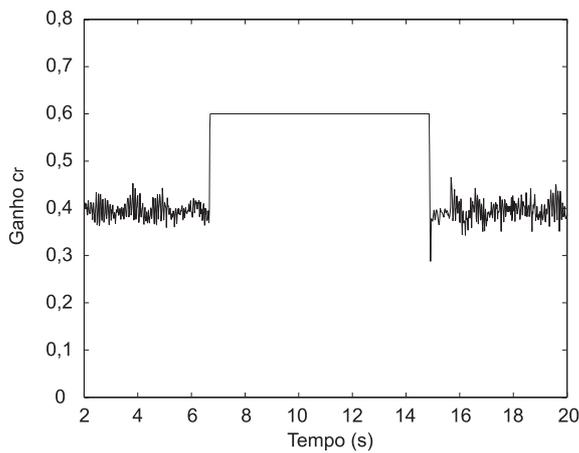
(b) Ampliação da resposta em  $t^*$



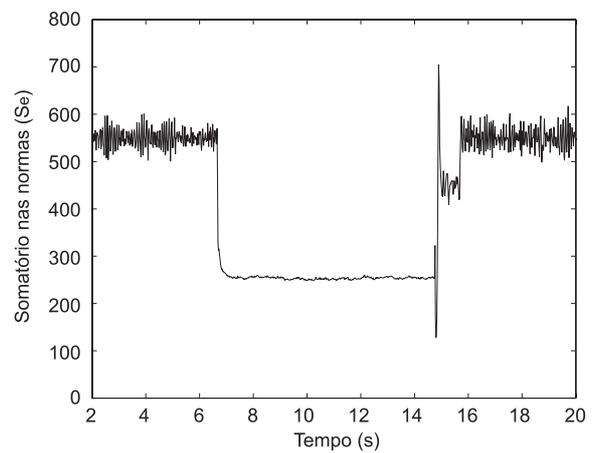
(c) Resposta do controlador adaptativo



(d) Ampliação da resposta em  $t^*$



(e)  $c_r$  para o caso adaptativo



(f)  $S_e$  para o caso adaptativo

Figura 32: Resultados experimentais para o Ensaio B

## 4.5 Conclusão

Neste capítulo é proposto um controlador de ação repetitiva auxiliar com ganho adaptativo. O objetivo desta modificação é impedir que a saída ou a ação de controle divirjam

quando a ação repetitiva torna-se instável, devido à inserção de uma carga cujo comportamento não foi modelado no projeto. Nestas situações, o controlador proposto faz o ajuste do ganho para que o mesmo apresente um ciclo limite em torno do valor máximo estável. O desempenho não é mantido, mas é provado matematicamente que o sistema em malha fechada é estável.

Analisando-se os resultados obtidos, se observa que o ganho  $c_r$  somente é adaptado pelo algoritmo proposto quando o sistema é instável, ou seja, quando  $c_{r_{max}} > c_{r_{stb}}$ . Logo, o algoritmo de adaptação pode ser empregado como um sistema de limitação, que atua para limitar a ação repetitiva quando algum dos pólos inseridos pela mesma se torna instável. Nesta situação, se verifica que o ganho apresenta um ciclo limite, em torno do máximo ganho estável  $c_{r_{stb}}$ , mas é provado que o controlador de ação repetitiva auxiliar mantém-se estável.

Adicionalmente, constata-se que o algoritmo de adaptação proposto pode ser empregado para a determinação do máximo ganho estável  $c_{r_{stb}}$  para uma carga de modelo dinâmico desconhecido. Este exemplo de situação não é incomum, mesmo para as aplicações em UPS. Logo, vislumbra-se que o algoritmo proposto pode ser empregado como uma ferramenta de auxílio ao projeto, para se determinar, na prática, o máximo ganho  $c_r$  estável para cada carga.

Por fim, é importante se ressaltar que o algoritmo é simples e requer pouco esforço computacional e pequena demanda de memória, o que torna possível a sua implementação em microcontroladores e DSP de baixo custo em tempo real. Portanto, conclui-se que esta técnica tem potencial para ser utilizada em sistemas eletrônicos industriais

# **5 METODOLOGIA DE PROJETO DE CONTROLADORES DE AÇÃO REPETITIVA AUXILIAR**

## **5.1 Introdução**

Neste capítulo é proposto um procedimento de projeto para controladores da ação repetitiva auxiliar, do tipo filtro Q, aplicado a inversores de tensão que alimentam cargas não-lineares cíclicas. Este procedimento tem o propósito de obter um sistema em malha fechada, estável, com um bom compromisso entre a taxa de convergência e a resposta em regime permanente. Um exemplo de aplicação desta metodologia é apresentado, para o qual são mostrados alguns resultados de simulações e experimentais. Por fim, é realizada uma discussão sobre os resultados obtidos.

Este capítulo está organizado da seguinte forma. Inicialmente, na Seção 5.2 é descrita, em detalhes, a metodologia de projeto proposta. Na Seção 5.3 é apresentado um exemplo de projeto empregando-se esta metodologia, cujos resultados são apresentados na Seção 5.4. Finalizando, na Seção 5.5 são apresentadas as conclusões parciais obtidas neste Capítulo.

## **5.2 Metodologia de projeto proposta**

O procedimento de projeto proposto neste trabalho, para os compensadores de ação repetitiva, é focado para as aplicações em inversores de tensão, considerando-se as características da aplicação. A Figura 33 mostra a planta considerada na metodologia de projeto apresentada.

O objetivo do projeto de compensador de ação repetitiva é a obtenção de um compensador com estrutura simples, estável para todas as condições de carga, e com um pequeno erro em regime permanente, para distúrbios periódicos na saída da planta. Além disto, o

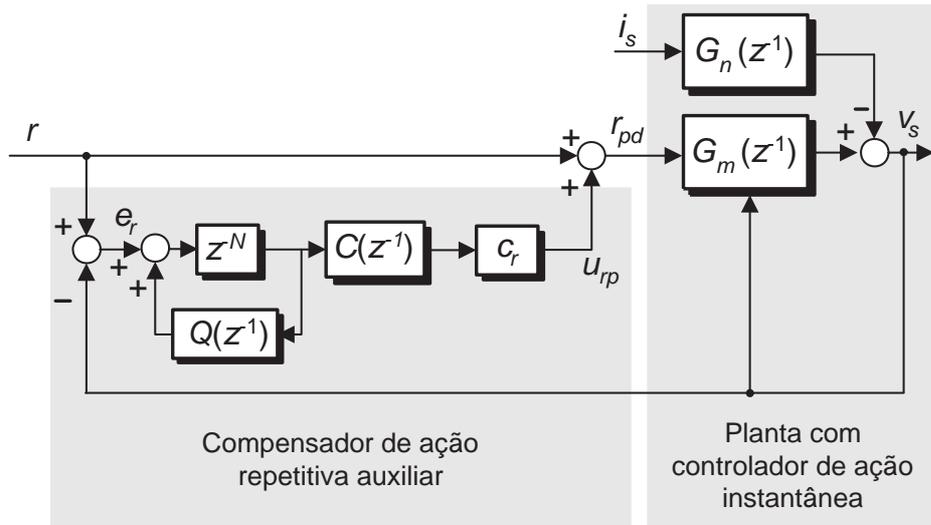


Figura 33: Lei de controle de ação repetitiva auxiliar utilizada na metodologia de projeto projeto deve ter um compromisso entre a atenuação em regime permanente e a taxa de convergência do erro para seu valor em regime.

Observa-se, conforme apresentado na Seção 2.4.2.2, que a capacidade de atenuação está relacionada a  $|A(e^{j\omega T_s})|$ , enquanto a taxa de convergência está relacionada a  $|T(e^{j\omega T_s})|$ . Contudo, em geral, observa-se que estes dois fatores são normalmente relacionados entre si em uma forma inversamente proporcional. Logo, quando se aumenta a capacidade de atenuação se diminui a taxa de convergência e vice-versa.

Portanto, é necessário se estabelecer um critério de projeto que pondere ambas as características acima citadas. Por isso, empregou-se a análise quantitativa destes dois fatores como critério de projeto, através da minimização de uma função custo  $J$ . Esta é uma função ponderada da capacidade de atenuação dos distúrbios e da taxa de convergência da lei de controle de ação repetitiva para a carga não-linear considerada. Os pesos associados a estes dois fatores são parâmetros de projeto, permitindo que o projetista obtenha um controlador adequado às suas necessidades.

No procedimento de projeto apresentado, considera-se o filtro  $Q(z^{-1})$  como sendo uma constante próxima a unidade ou um filtro passa-baixas com deslocamento de fase nulo. Para o filtro  $C(z^{-1})$ , o procedimento não é restrito a nenhuma estrutura específica, podendo este ter tanto uma resposta finita quanto infinita ao impulso, desde que seja estável. Entretanto, um especial destaque é dado às estruturas  $C(z^{-1}) = 1/G_m(z^{-1})$ , e  $C(z^{-1}) = z^d$ , sendo proposto para a última um procedimento para determinação do parâmetro  $d$ .

A obtenção dos parâmetros é efetuada através de um método heurístico, onde escolhe-

se, inicialmente, vários possíveis filtros  $Q(z^{-1})$  e  $C(z^{-1})$  e ganhos  $c_r$ . Para estas várias opções, se calcula, então, o índice de desempenho  $J$  em função da ponderação desejada para a capacidade de atenuação dos distúrbios e para a taxa de convergência para os valores em regime. Dentre os índices de desempenho  $J$  calculados, aquele que obtiver o menor valor é o que melhor pondera suas características com os parâmetros de projeto.

O procedimento de projeto é dividido em sete etapas, descritas a seguir:

### 5.2.1 Determinação do espectro de corrente da carga não-linear

A primeira etapa é a obtenção do espectro dos distúrbios associados à carga não-linear considerada no projeto. O espectro é obtido através da Transformada Rápida de Fourier (FFT) da corrente de carga, obtida através de simulação. Para tal simulação, considera-se que a mesma está em regime permanente, e que a carga está sendo alimentada por uma fonte ideal de tensão, ou seja, com impedância nula. O espectro deve ser obtido para harmônicas da 1ª até a 40ª ordem, para se adequar à definição da norma IEC 61040-3.

### 5.2.2 Determinação do modelo da planta

Na etapa seguinte, se realiza a determinação da estrutura e dos parâmetros do controlador de ação instantânea, caso este ainda não tenha sido projetado. Este controlador é projetado, normalmente, considerando-se a carga resistiva nominal. O sistema em malha fechada resultante deve ser estável e com ganho próximo à unidade, para a faixa de frequências inferior à frequência natural do filtro do inversor. Para a utilização desta lei de controle, juntamente com um controlador repetitivo auxiliar, deve-se, também, garantir um tempo de acomodação bem menor que um período do sinal de referência, para que o controlador repetitivo tenha um bom desempenho transitório.

Após a determinação do controlador de ação instantânea se obtém, então, as funções de transferência em malha fechada que serão utilizadas para o projeto do compensador de ação repetitiva. Para as demais etapas de projeto, é necessário que se determine  $G_m(z^{-1})$  e  $G_n(z^{-1})$  para as seguintes condições de carga:

- (i) Sem carga:  $G_{m0}(z^{-1})$  e  $G_n(z^{-1})$
- (ii) Carga resistiva:  $G_{m1}(z^{-1})$
- (iii) Carga resistiva-indutiva:  $G_{m2}(z^{-1})$

É importante se salientar que, nestes casos, primeiramente se determina os valores de  $G_p(z^{-1})$  e  $G_d(z^{-1})$  para estas cargas e posteriormente se obtém  $G_{m0}(z^{-1})$  e  $G_n(z^{-1})$ , respectivamente. Cabe também destacar que o controlador não é reprojetoado para cada caso, e sim avaliado nas diversas condições de carga.

A avaliação da robustez do controlador de ação repetitiva diante de variações paramétricas, causadas pela tolerância dos elementos, em muitos casos também é importante. Para tanto, define-se as variações mínimas e máximas para estes elementos:  $L = L_0 \pm \Delta L_0$  e  $C = C_0 \pm \Delta C_0$ . Sugere-se que sejam obtidos os modelos  $G_p(z^{-1})$  e  $G_d(z^{-1})$ , para todas as condições de carga, para as seguintes variações paramétricas de  $L$  e  $C$ :

(i)  $L = L_0 + \Delta L_0$  e  $C = C_0 + \Delta C_0$

(ii)  $L = L_0 + \Delta L_0$  e  $C = C_0 - \Delta C_0$

(iii)  $L = L_0 - \Delta L_0$  e  $C = C_0 + \Delta C_0$

(iv)  $L = L_0 - \Delta L_0$  e  $C = C_0 - \Delta C_0$

### 5.2.3 Escolha da estrutura do filtro $C(z^{-1})$

O passo seguinte é a determinação da estrutura do filtro  $C(z^{-1})$  a ser empregado no compensador de ação repetitiva. Não há restrições quanto ao tipo de estrutura deste controlador, podendo ser empregados tanto filtros de resposta finita ao impulso (FIR) quanto de resposta infinita ao impulso (IIR), desde que sejam estáveis. São analisadas, em detalhe, as duas estruturas apresentadas em (2.22) e (2.23).

É importante se destacar que, neste momento, mais de uma estrutura pode ser escolhida. A determinação do controlador se dá através da melhor escolha dentre várias possíveis opções.

#### 5.2.3.1 Filtro $C(z^{-1}) = 1/G_m(z^{-1})$

Caso se escolha esta estrutura para  $C(z^{-1})$ , deve-se determinar qual é o modelo para planta  $G_m(z^{-1})$  a ser empregado em (2.22). Como a planta apresenta significativas variações paramétricas com carga resistiva ou com carga não-linear, por exemplo, recomenda-se utilizar alguns modelos diferentes como candidatos.

### 5.2.3.2 Filtro $C(z^{-1}) = z^d$

Para esta estrutura de filtro  $C(z^{-1})$  deve-se determinar o valor de  $d$ . Como mostrado no item anterior, nesta etapa também são escolhidos os candidatos para uma futura escolha. As melhores opções possíveis para  $d$  são obtidas através do traçado da resposta da fase em função da frequência, que podem ser obtidas em um diagrama de Bode, de um conjunto de curvas  $z^d G_m(z^{-1})$  para  $d = 1, 2, 3, \dots$ . As curvas que apresentarem respostas com fase positiva mais próximas a zero são as que melhor compensam a fase da planta. Logo, estas são as estruturas que devem apresentar melhor desempenho.

Por fim, como a determinação do controlador se dá através da melhor escolha dentre várias possíveis soluções, recomenda-se que sejam utilizadas três ou quatro estruturas distintas para  $C(z^{-1})$  no restante do procedimento de projeto. Por exemplo,  $C(z^{-1}) = z^2$ ,  $C(z^{-1}) = z^3$  e  $C(z^{-1}) = z^4$ .

### 5.2.4 Escolha da estrutura do filtro $Q(z^{-1})$

O objetivo do projeto do filtro  $Q(z^{-1})$  é permitir que a condição dada em (2.25) seja satisfeita para maiores valores de  $c_r$ . Desta forma, é possível se projetar  $c_r$  para se obter uma maior taxa de convergência ou maior margem de estabilidade.

A estrutura do filtro  $Q(z^{-1})$  deve ser uma constante ou um filtro com deslocamento de fase nulo, de forma a não interferir no comportamento do gerador de sinais periódicos descrito na Seção 2.4.2. A estrutura mais simples para este filtro é  $Q(z^{-1}) = q_r$ , que possui resposta em frequência constante em toda a faixa. Entretanto, observando-se o comportamento de  $|H(e^{j\omega T_s})|$  para este tipo de planta, verifica-se que a violação das condições de estabilidade, em geral, ocorrem nas altas frequências. Por esse motivo, a utilização de um filtro  $Q(z^{-1})$ , com uma característica passa-baixa, permite um aumento do ganho  $c_r$  sem reduzir, consideravelmente, a atenuação das harmônicas na faixa de frequência de interesse. *A priori*, não se sabe qual é a estrutura que apresenta o melhor desempenho. Logo, é interessante se considerar, no mínimo, duas estruturas distintas durante o projeto. Desta forma, é possível se fazer uma análise adequada do efeito de ambos no desempenho do controlador de ação repetitiva auxiliar.

Caso se empregue uma constante no filtro  $Q$ , é recomendável que  $0,95 \leq q_r < 1$ , pois  $q_r < 0,95$  tende a reduzir muito a compensação das harmônicas de baixa ordem. A implementação deste filtro é a mais simples possível, mas é provável que o ganho tenha que ser pequeno para evitar que o sistema torne-se instável nas altas frequências.

A estrutura do filtro  $Q(z^{-1})$  do tipo passa-baixas, com deslocamento de fase nulo, em geral, possibilita o aumento do ganho. Esta estrutura reduz a compensação repetitiva nas altas frequências sem, contudo, reduzir a atenuação nas baixas frequências. A estrutura mais empregada, para este filtro, é a de segunda ordem, cuja função de transferência é dada por:

$$Q(z^{-1}) = \frac{\rho_1 z + \rho_0 + \rho_1 z^{-1}}{2\rho_1 + \rho_0}, \quad (5.1)$$

A resposta em frequência, deste filtro, é descrita por:

$$Q(e^{j\omega T_s}) = \rho_0 + 2\rho_1 \cos(\omega T_s). \quad (5.2)$$

Para assegurar que o filtro tenha uma característica passa-baixas, é necessário que  $\rho_0 > 2\rho_1$ , enquanto que para garantir um ganho unitário nas baixas frequências deve-se assegurar que  $\rho_0 + 2\rho_1 = 1$ . Logo, as seguintes condições devem ser atendidas:

- (i)  $0 < \rho_0 < 1$
- (ii)  $0 < \rho_1 < 1$
- (iii)  $\rho_0 > 2\rho_1$
- (iv)  $\rho_0 + 2\rho_1 = 1$

O projeto deste filtro pode ser feito tomando como base a equação de  $H(e^{j\omega T_s})$ , para a qual se define uma banda passante de interesse. Assim, pode-se projetar  $\rho_0$  e  $\rho_1$  tendo como parâmetros uma frequência  $f_Q$  e o respectivo ganho  $g_Q$ , que se deseja para  $Q(e^{j\omega T_s})$  nesta frequência, através das seguintes equações:

$$\rho_0 = \frac{g_Q - \cos(2\pi f_Q T_s)}{1 - \cos(2\pi f_Q T_s)} \quad \text{e} \quad \rho_1 = (1 - \rho_0)/2. \quad (5.3)$$

### 5.2.5 Determinação do valor máximo de $c_r$ para todas as possíveis combinações dos filtros candidatos a $C(z^{-1})$ e $Q(z-1)$

Nesta etapa, é realizado o cálculo do valor que  $c_r$  pode assumir sem violar as condições de estabilidade dadas em (2.25), ou seja,

$$|Q(e^{j\omega T_s}) - c_{r_{stb}} C(e^{j\omega T_s}) G_m(e^{j\omega T_s})| = 1. \quad (5.4)$$

Como definido anteriormente, para se fazer uma análise de robustez, deve-se determinar o ganho máximo  $c_r$  para todas as condições de carga obtidas na Etapa 1. E mais,

para cada condição de carga, deve-se avaliar o impacto da variação paramétrica de  $L$  e  $C$ . É importante salientar que esta análise se restringe às cargas consideradas na Etapa 1. Caso se utilize de outros tipos de carga, é preciso também se considerar estas na análise de estabilidade.

Logo, até esta etapa do projeto, somente foram definidas as estruturas candidatas aos filtros  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$ . Neste instante, portanto, é necessário se calcular o ganho  $c_{r_{stb}}$  através (5.4) para todas as condições de carga e variação paramétrica definidas na Etapa 1.

### 5.2.6 Geração de possíveis combinação de $C(z^{-1})$ , $Q(z^{-1})$ e do ganho $c_r$

Nesta etapa, são ampliadas cada uma das combinações entre  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$ , incluindo em cada uma das novas combinações geradas o ganho  $c_r$ , com diferentes valores. Os valores associados à  $c_r$  sempre devem respeitar o limite de  $c_{r_{stb}}$  imposto pela etapa anterior, para cada combinação de  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$ .

Os seguintes parâmetros de projeto são considerados na obtenção das combinações:

$c_{r_{min}}$  Valor mínimo que  $c_r$  pode assumir;

$\Delta c_r$  Variação entre dois valores consecutivos para o ganho  $c_r$ ;

$c_{r_{mg}}$  Margem entre  $c_{r_{stb}}$ , obtido na etapa anterior, e o maior valor atribuível a  $c_r$  pela metodologia proposta.

Um algoritmo foi desenvolvido para obtenção automática das combinações:

$  \begin{aligned}  & i = 1 \\  & aux = c_{r_{min}} \\  & \text{enquanto } (aux < c_{r_{stb}} - c_{r_{mg}}) \text{ então} \\  & \quad v_{c_r}(i) = aux \\  & \quad aux = aux + \Delta c_r \\  & \quad i = i + 1 \\  & \text{fim enquanto}  \end{aligned}  $	(5.5)
---	-------

onde  $c_{r_{stb}}$  é o valor obtido na Etapa 5 para o par  $\{C(z^{-1}), Q(z^{-1})\}$  considerado.

Por exemplo, se para uma dada combinação  $C(z^{-1}) = C_1(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1}) = Q_1(z^{-1})$ ,

em que  $c_{r_{stb}} = 0,26$ . Definindo-se que  $c_{r_{min}} = 0,05$ ,  $\Delta c_r = 0,05$  e  $c_{r_{mg}} = 0,03$ , obtém-se  $v_{c_r} = [0,05 \ 0,10 \ 0,15 \ 0,20]$ .

Logo, para esta combinação dos filtros  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$ , obteve-se um vetor  $v_{c_r}$  de ganhos a ser empregado nos testes. Para cada uma destas combinações geradas se associa um índice  $x = 1, 2, \dots, n_{comb}$ , que também inclui todas as outras possíveis combinações de  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$ .

### 5.2.7 Determinação da melhor combinação de $C(z^{-1})$ , $Q(z^{-1})$ e $c_r$ dentre os filtros candidatos

Nesta etapa, analisa-se a capacidade de rejeição das harmônicas e a taxa de convergência da ação repetitiva para cada uma das combinações obtidas na etapa anterior. Para tanto, inicialmente, se determina as seguintes funções, para as combinações de  $C(z^{-1})$ ,  $Q(z^{-1})$  e  $c_r$  associadas à cada índice  $x$ :

$$A_x(z^{-1}) = \frac{1 - Q_x(z^{-1})}{1 - H_x(z^{-1})} \quad \text{e} \quad (5.6)$$

$$K_x(z^{-1}) = H_x(z^{-1}). \quad (5.7)$$

Para obter uma informação mais representativa sobre a influência destas funções no desempenho dos controladores repetitivos, obtém-se o seus valores para as frequências das principais harmônicas dos distúrbios:

$$a(x, h) = |A_x(e^{jh\omega_1 T_s})| |G_n(e^{jh\omega_1 T_s})|, \quad h = 1, 2, 3, \dots, n_{harm} \quad (5.8)$$

$$t(x, h) = |K_x(e^{jh\omega_1 T_s})|, \quad h = 1, 2, 3, \dots, n_{harm} \quad (5.9)$$

onde  $\omega_1$  indica a frequência (rad/s) da componente fundamental dos distúrbios e  $h$  representa o índice de cada harmônica analisada em relação à fundamental.

Observa-se que a influência de  $a(x, h)$  e  $t(x, h)$ , na resposta total do sistema, depende da amplitude de cada harmônica de índice  $h$ . Por isso, a capacidade de atenuação e a taxa de convergência da ação repetitiva estão associados ao somatório do produto de  $a(x, h)$  e  $t(x, h)$  com as respectivas harmônicas de corrente  $I_s(h\omega_1)$ . Logo, a capacidade de atenuação e a taxa de convergência da ação repetitiva são dados, respectivamente, por:

$$g_a(x) = \sum_{h=2}^{n_{har}} a(x, h) |I_s(h\omega_1)| \quad \text{e} \quad (5.10)$$

$$g_t(x) = \sum_{h=2}^{n_{har}} t(x, k) |I_s(h\omega_1)|. \quad (5.11)$$

Obtidos os valores de  $g_a$  e  $g_t$  para cada combinação de parâmetros  $x$ , é necessário se definir qual das combinações apresenta o melhor desempenho, em função da ponderação entre a atenuação em regime permanente e da taxa de convergência considerados. Para se realizar esta escolha, definiu-se um índice de desempenho  $J(x)$  que pondera  $g_a$  e  $g_t$  com relação aos seus respectivos pesos  $w_a$  e  $w_t$ . Estes dois pesos são os parâmetros de projeto, cujo objetivo é se obter o compromisso desejado entre a atenuação e a convergência da ação repetitiva, respectivamente.

O índice de desempenho  $J(x)$  é então definido por:

$$J(x) = w_a \frac{g_a(x)}{\bar{g}_a} + w_t \frac{g_t(x)}{\bar{g}_t}, \quad (5.12)$$

onde  $\bar{g}_a$  e  $\bar{g}_t$  são os valores médios de  $g_a$  e  $g_t$ , empregados para normalização:

$$\bar{g}_a = \sum_{x=1}^{n_{comb}} g_a(x) \quad \text{e} \quad (5.13)$$

$$\bar{g}_t = \sum_{x=1}^{n_{comb}} g_t(x). \quad (5.14)$$

A partir dos cálculos efetuados, é possível se afirmar que a combinação de parâmetros  $x$  que minimiza  $J(x)$  é a que melhor pondera o seu desempenho com os parâmetros de projeto  $w_a$  e  $w_t$ .

## 5.3 Exemplo de projeto

Para ilustrar a metodologia de projeto proposta, é apresentado o roteiro de projeto de um controlador de ação repetitiva auxiliar para um inversor de tensão monofásico. Os parâmetros da planta são mostrados na Tabela 11, onde a carga é um retificador não-controlado com filtro capacitivo, como mostrada na Figura 5. O projeto, dividido em sete etapas, é apresentado, com detalhes, a seguir.

### 5.3.1 Determinação do espectro da corrente de carga

Nesta etapa, determina-se o espectro dos distúrbios exógenos na saída da planta que, neste caso, é a corrente de carga. Para se obter tal espectro, simula-se a carga não-linear,

Tabela 11: Parâmetros da planta utilizada no Capítulo 5

Parâmetro	Valor
Potência nominal de saída	$P=1\text{kVA}$
Indutância do filtro de saída	$L=1\text{mH}\pm 5\%$ (núcleo laminado)
Resistência intrínseca do indutor	$r_L=500\text{m}\Omega$
Capacitância do filtro de saída	$C=25\mu\text{F}\pm 5\%$
Frequência de amostragem	$f_s=6\text{kHz}$
Tensão do barramento CC	$V_{cc}=200\text{V}$
Tensão de referência	$V_{ref}=110\text{V}_{\text{rms}}, f_1=60\text{Hz}$
Carga não-linear: retificador não-controlador (Fig 1.b)	$R_1=28\Omega$ $R_s=0,5\Omega$ $C_L=4700\mu\text{F}$
Lei de controle de ação instantânea (PD- <i>feedforward</i> )	$k_1=-0,175$ $k_2=-0,011$
Lei de controle de ação repetitiva (filtro Q)	$N=100$

mostrada na Figura 5, sendo alimentada por uma fonte ideal de tensão, cujos parâmetros de amplitude e frequência são os especificados para o inversor. A simulação tem duração de 10 ciclos, para garantir que o retificador esteja em regime permanente. Armazena-se, então, os valores simulados para a corrente de saída no último ciclo. Para estes pontos, efetua-se o cálculo da FFT, obtendo-se, assim, o espectro da corrente de saída em regime permanente.

Para o inversor considerado, obteve-se as harmônicas mostradas na Tabela 12. Nesta tabela, mostra-se apenas a amplitude das harmônicas ímpares, porque as harmônicas pares possuem amplitudes insignificantes.

Tabela 12: Harmônicas de corrente geradas pela carga não-linear

Harmônica	Magnitude (A)	Harmônica	Magnitude(A)
3	7,01	23	0,24
5	6,03	25	0,18
7	4,35	27	0,03
9	2,46	29	0,09
11	0,85	31	0,13
13	0,24	33	0,07
15	0,59	35	0,02
17	0,49	37	0,07
19	0,16	39	0,07
21	0,13	41	0,03

### 5.3.2 Determinação do modelo da planta

Nesta etapa, determina-se o modelo da planta, incluindo o controlador de ação instantânea. A lei de controle empregada é a PD-*feedforward*, cuja estrutura e metodologia de projeto são apresentados no Apêndice B.

O projeto dos parâmetros  $k_1$  e  $k_2$  é realizado considerando-se a planta com carga resistiva nominal. Especificando-se para o projeto  $\omega = 1,1\omega_n$  e  $\zeta = 0,4$ , obtêm-se os seguintes parâmetros para o controlador:  $k_1 = -0,175$  e  $k_2 = -0,011$ .

Após definir-se a planta com o controlador de ação instantânea, se obtêm as funções de transferência do sistema, em malha fechada, para as condições de carga descritas na 5.2.2. Os modelos para a planta, sem carga, são dados por:

$$G_{m0}(z^{-1}) = \frac{0,50z^{-1} + 0,41z^{-2} - 0,093z^{-3} - 0,0053z^{-4}}{1 - 0,98z^{-3} + 0,90z^{-2} - 0,093z^{-1} - 0,0053z^{-4}} \quad e \quad (5.15)$$

$$G_n(z^{-1}) = \frac{-5,50z^{-3} - 5,45z^{-4}}{1 - 0,98z^{-3} + 0,90z^{-2} - 0,094z^{-1} - 0,005z^{-4}}, \quad (5.16)$$

Os modelos para a planta com carga resistiva nominal e indutivo-resistiva ( $f_p = 0,7$ ) são dados, respectivamente, por:

$$G_{m1}(z^{-1}) = \frac{0,42z^{-1} + 0,27z^{-2} - 0,066z^{-3} - 0,0037z^{-4}}{1 - 0,79z^{-3} + 0,50z^{-2} - 0,066z^{-1} - 0,0037z^{-4}}. \quad (5.17)$$

$$G_{m2}(z^{-1}) = \frac{0,462z^{-1} + 0,29z^{-2} - 0,071z^{-3} - 0,0039z^{-4}}{1 - 0,71z^{-3} + 0,47z^{-2} - 0,071z^{-1} - 0,004z^{-4}}. \quad (5.18)$$

A Figura 34 mostra a resposta em frequência da planta de  $G_{m0}$  e  $G_{m1}$ . Os modelos para variação paramétrica de  $\pm 5\%$  em  $L$  e  $C$ , tal como descritos na Etapa 2, são apresentados no Apêndice C.

### 5.3.3 Escolha da estrutura do filtro $C(z^{-1})$

A próxima etapa é a definição da estrutura do filtro  $C(z^{-1})$ . Neste projeto, opta-se por empregar a estrutura  $C(z^{-1}) = z^d$ , para exemplificar a sua determinação. Para esta estrutura, é necessário se determinar os valores candidatos a  $d$ , como apresentado na Seção 5.2.3.

Para tal tarefa, realiza-se o traçado da resposta em frequência de  $z^d G_m(z^{-1})$  para  $d = 1, 2, 3, 4$  e  $5$ , obtendo-se as curvas mostradas na Figura 35. Analisando-se os resultados obtidos, se observa que as respostas com fase positiva mais próximas a zero, nas

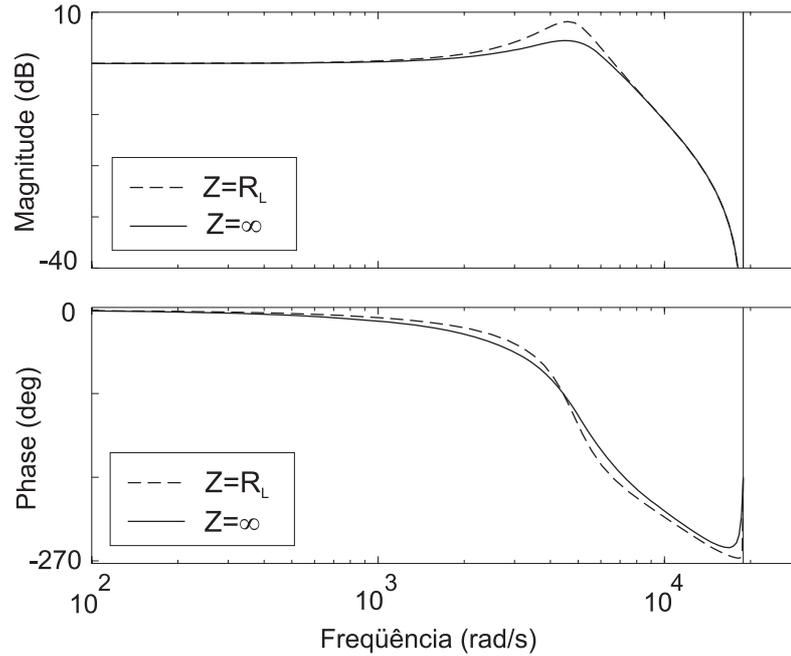


Figura 34: Resposta em frequência da planta com o controlador de ação instantânea

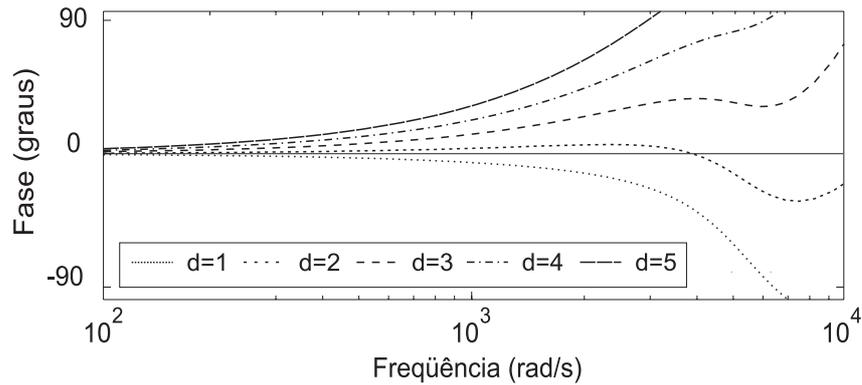


Figura 35: Resposta em frequência da fase de  $z^d G_{m0}(z^{-1})$

baixas frequências, ocorre para  $d = 1$ ,  $d = 2$  e  $d = 3$ .

### 5.3.4 Escolha da estrutura do filtro $Q(z^{-1})$

O próximo passo foi a determinação da estrutura do filtro  $Q(z^{-1})$ . Optou-se por analisar duas estruturas:  $Q(z^{-1}) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$  e  $Q(z^{-1}) = 0,99$ , para posteriormente decidir-se por uma ou outra.

### 5.3.5 Determinação do valor máximo de $c_r$ para todas as possíveis combinações dos filtros candidatos a $C(z^{-1})$ e $Q(z^{-1})$

Nesta etapa, são determinados os ganhos máximos que  $c_r$  pode assumir sem violar a hipótese dada em (2.25). Tal como apresentado, efetua-se esta determinação para todas as combinações das estruturas de  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$  anteriormente definidas. Os resultados obtidos estão mostrados na Tabela 13.

Tabela 13: Máximos valores estáveis de  $c_r$

$C(z^{-1})$	$Q(z^{-1})$	$c_{r\ stb}$
$z^1$	0,99	0,013
$z^1$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,182
$z^2$	0,99	0,229
$z^2$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,322
$z^3$	0,99	0,010
$z^3$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,124

### 5.3.6 Geração de possíveis combinação de $C(z^{-1})$ , $Q(z^{-1})$ e do ganho $c_r$

Nesta etapa são geradas várias combinações de parâmetros para o compensador de ação repetitiva, após serem conhecidos os valores máximos para  $c_r$ , para cada combinação de  $C(z^{-1})$  e  $Q(z^{-1})$ . Para obtenção das combinações, emprega-se os seguintes parâmetros:  $c_{r_{min}} = 0,1$ ,  $\Delta c_r = 0,1$  e  $c_{r_{mg}} = 0,02$ .

A partir dos ganhos mostrados na Tabela 13 e dos parâmetros acima apresentados, chega-se as combinações de parâmetros mostradas na Tabela 14.

Tabela 14: Combinações de parâmetros geradas

$x$	$C(z^{-1})$	$Q(z^{-1})$	$c_r$
1	$z^1$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,1
2	$z^2$	0,99	0,1
3	$z^2$	0,99	0,2
4	$z^2$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,1
5	$z^2$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,2
6	$z^2$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,3
7	$z^3$	$0,25z+0,5+0,25z^{-1}$	0,1

Tabela 15: Função custo para cada combinação de parâmetros

$x$	$g_a(x)$	$g_t(x)$	$J$		
			$w_a=0,5$ $w_t=0,5$	$w_a=0,1$ $w_t=0,9$	$w_a=0,9$ $w_t=0,1$
1	27,57	19,56	1,33	1,10	1,56
2	4,63	20,58	0,68	1,01	0,35
3	2,42	18,32	<b>0,56</b>	0,89	<b>0,23</b>
4	25,24	19,66	1,26	1,09	1,44
5	16,86	17,53	0,96	0,94	0,99
6	12,99	15,73	0,80	<b>0,83</b>	0,77
7	29,22	20,35	1,40	1,15	1,66

### 5.3.7 Determinação da melhor combinação de $C(z^{-1})$ , $Q(z^{-1})$ e de $c_r$ dentre os filtros candidatos

A última etapa inicia com a determinação de  $a(x, h)$  e  $t(x, h)$  para  $h = 1, 2, \dots, 40$ , empregando-se (5.8) e (5.9), respectivamente. A partir de  $a(x, h)$  e  $t(x, h)$  e dos valores das harmônicas dos distúrbios, mostrados na Tabela 12, calculou-se  $g_a(x)$  e  $g_t(x)$ , cujos valores obtidos estão mostrados na Tabela 15.

Por fim, calculou-se o índice de desempenho  $J(x)$  para as sete combinações de parâmetros geradas. Para exemplificar, foram calculados os índices de desempenho  $J(x)$  para três diferentes pares de pesos:  $w_a = w_t = 0,5$ ,  $w_a = 0,1$ ,  $w_t = 0,9$  e  $w_a = 0,9$ ,  $w_t = 0,1$ . O primeiro deles confere um peso igual à atenuação e à convergência, o segundo um peso muito grande para a taxa de convergência e o terceiro um peso muito grande para a atenuação das harmônicas. Os resultados, apresentados na Tabela 15, mostram que a melhor combinação de parâmetros, ou seja, que minimiza  $J(x)$ , depende do propósito da ação repetitiva. A Tabela 15 mostra que a combinação de parâmetros  $x = 3$  é a melhor, quando se deseja uma grande atenuação em regime permanente, enquanto que a combinação  $x = 6$  é a melhor quando se deseja uma rápida taxa de convergência.

## 5.4 Resultados

Para validar o procedimento de projeto, são apresentadas simulações da planta com os controladores de ação repetitiva descritos no exemplo anterior. Também são apresentadas comprovações experimentais, empregando-se um protótipo de 1kVA. Os valores dos componentes da planta são mostrados na Tabela 11. Os resultados de simulação, propositalmente, não empregam a modulação por largura de pulso, com o objetivo de destacar o

comportamento da ação repetitiva.

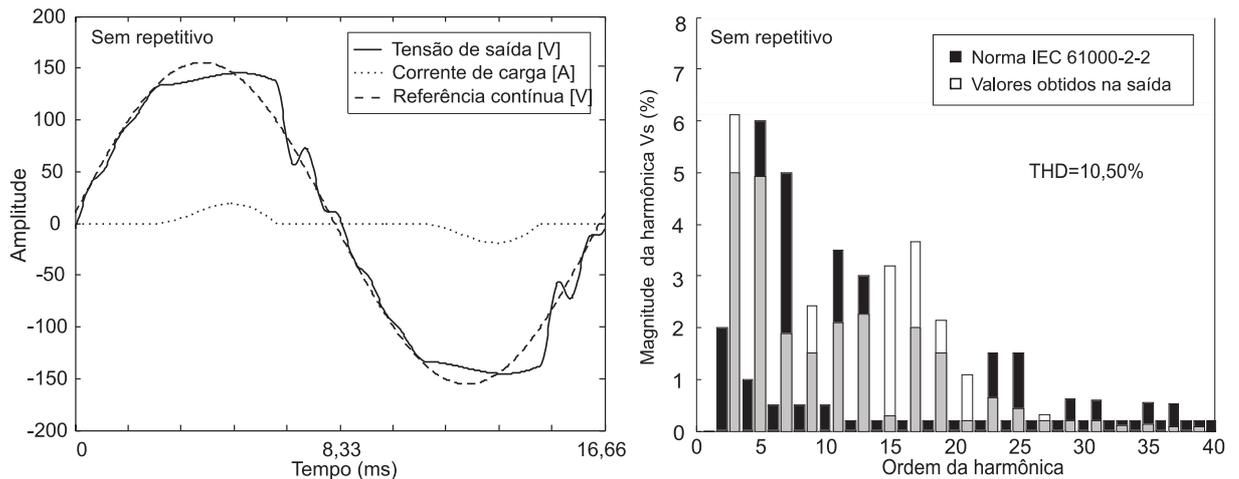
Na Figura 36(a) são mostrados os resultados de simulação do inversor sem ação repetitiva. Esta figura mostra a forma de onda da tensão  $v_s$  e o seu espectro em regime permanente. Observa-se que a THD ultrapassa o valor especificado ( $THD \leq 8\%$ ), além das harmônicas superarem, individualmente, as amplitudes máximas percentuais com relação à especificação da norma IEC 62040-3.

Inserindo-se uma ação repetitiva, se consegue uma redução da THD devido à carga não-linear. As Figuras 36(b-c) apresentam a tensão  $v_s$  e o seu espectro, em regime permanente, obtidas para a mesma lei de controle instantânea com a inserção do compensador de ação repetitiva. Estas figuras mostram os resultados de simulação obtidos para as combinações  $x = 3$  e  $x = 6$ , respectivamente. Conforme é previsto pelo procedimento de projeto, a combinação de parâmetros  $x = 3$  ( $Q(z^{-1}) = 0,99, C(z^{-1}) = z^2, c_r = 0,2$ ) é que mais atenua a THD em regime permanente, para esta carga não-linear. Também é possível se observar que a combinação  $x = 3$  atende às especificações de taxa de distorção harmônica total e das amplitudes individuais das harmônicas. Já a combinação  $x = 6$  não atende, individualmente, a especificação de amplitude para a 15<sup>a</sup> harmônica.

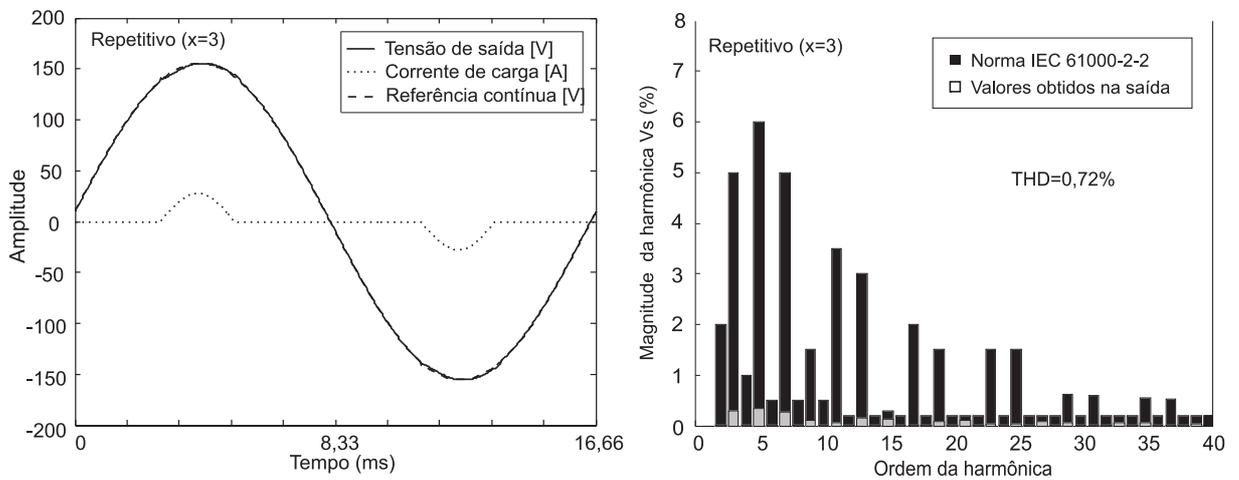
Os resultados experimentais, obtidos para os três casos analisados nas simulações, estão mostrados na Figura 37. Nesta figura, também são apresentadas as THD obtidas, em regime permanente, considerando-se as harmônicas de alta frequência e somente as harmônicas calculadas nas THD simuladas (da 2<sup>a</sup> a 40<sup>a</sup>). Analisando-se as formas de onda obtidas experimentalmente, observa-se que as mesmas apresentam comportamento similar às obtidas em simulação. Contudo, experimentalmente, se observa que a inserção da ondulação decorrente da modulação por largura de pulso. Experimentalmente, se constata que as componentes harmônicas de baixa frequência são maiores que as previstas em simulação e as de alta frequência são menores. Este comportamento é consequência dos diversos amortecimentos que existem na planta, principalmente devido ao indutor, e que não foram considerados na sua modelagem.

O erro na saída, obtido experimentalmente, para cada um destes casos, está mostrado na Figura 38. Pode-se observar que os parâmetros do controlador de ação repetitiva, que resultam em uma convergência mais rápida para esta carga não-linear, são os dados pela combinação de parâmetros  $x = 6$  ( $Q(z^{-1}) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}, C(z^{-1}) = z^2, c_r = 0,3$ ). Este resultado confirma a previsão da função custo  $J(x)$  na Tabela 15.

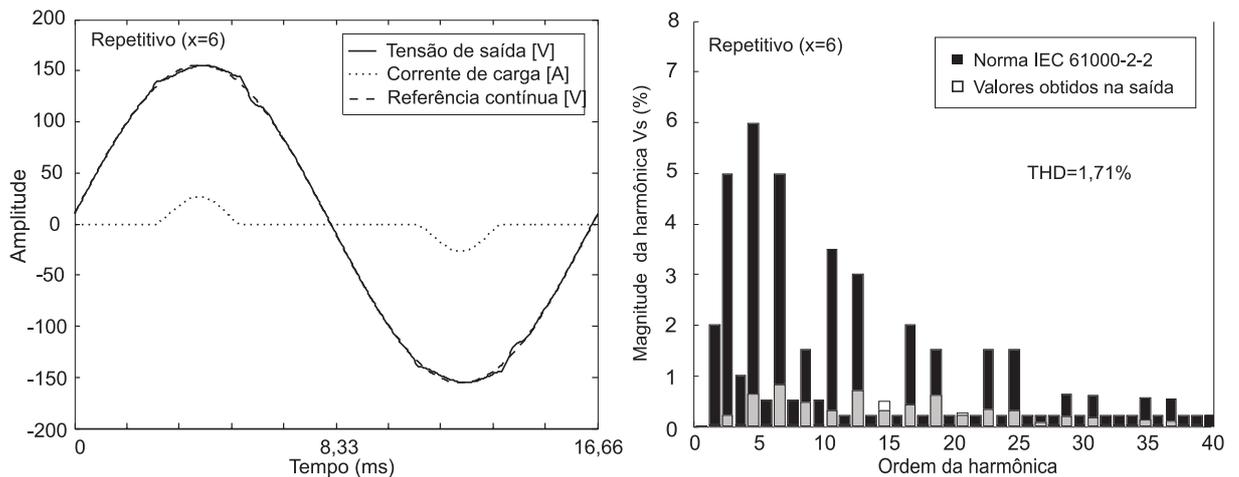
Adicionalmente, também são obtidos resultados experimentais para analisar a taxa de convergência da ação repetitiva. Para obtenção de tais resultados, verifica-se a taxa



(a) Sem repetitivo



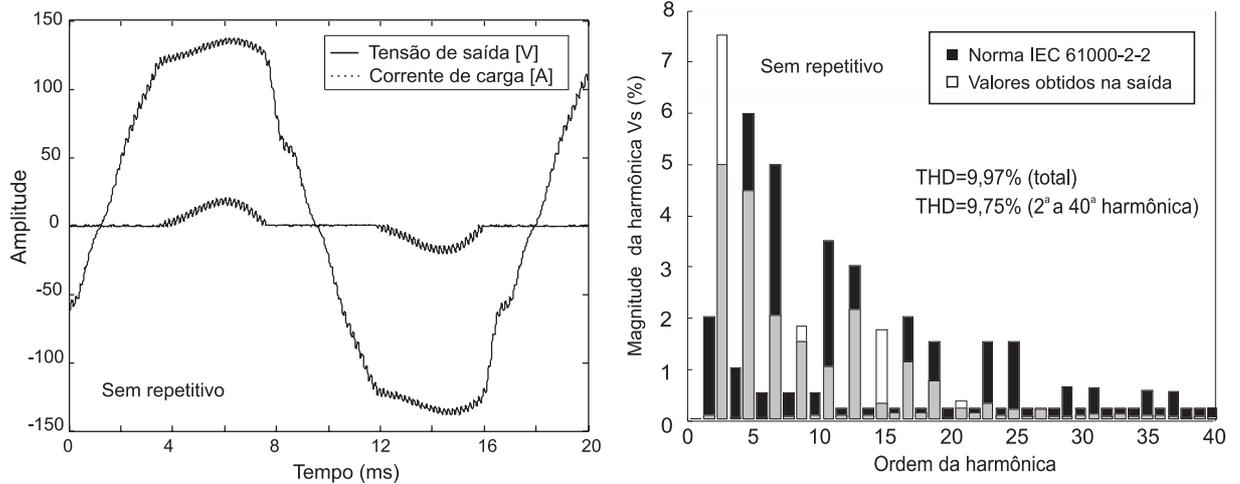
(b) Combinação de parâmetros  $x = 3$



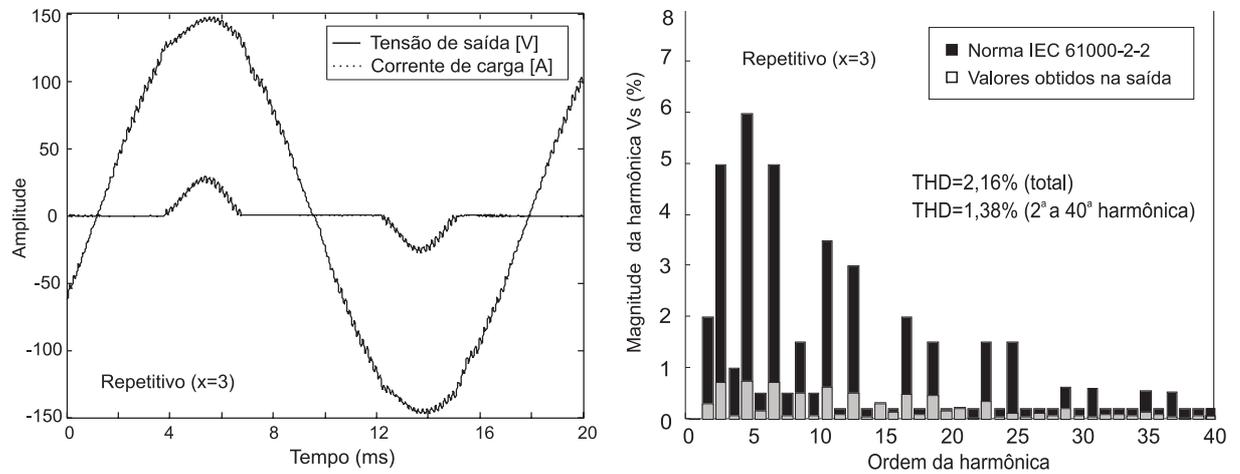
(c) Combinação de parâmetros  $x = 6$

Figura 36: Resultados de simulação para algumas combinações de parâmetros

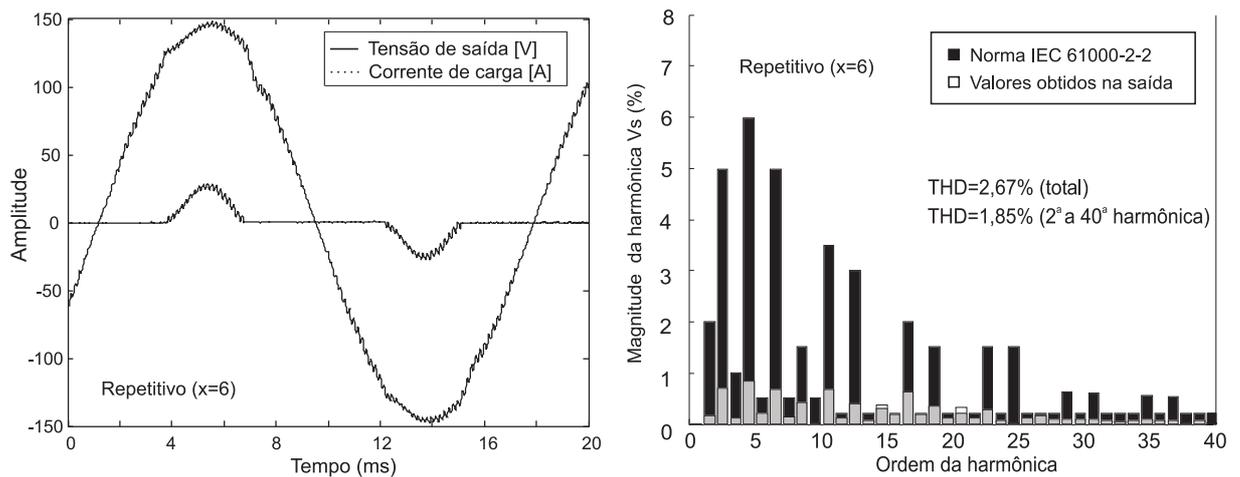
em que o erro converge para seu valor em regime, a partir do momento em que a compensação repetitiva é ativada. Estes resultados são obtidos para as diversas combinações de parâmetros apresentadas na Seção 5.3.



(a) Sem repetitivo



(b) Combinação de parâmetros  $x = 3$



(c) Combinação de parâmetros  $x = 6$

Figura 37: Resultados experimentais para algumas combinações de parâmetros

Os resultados obtidos em simulação e experimentalmente estão mostrados nas Figura 39 e 40, respectivamente. Nestas figuras, são traçadas as curvas da THD da tensão de saída, calculadas para cada ciclo do sinal de referência, para avaliar o seu comportamento

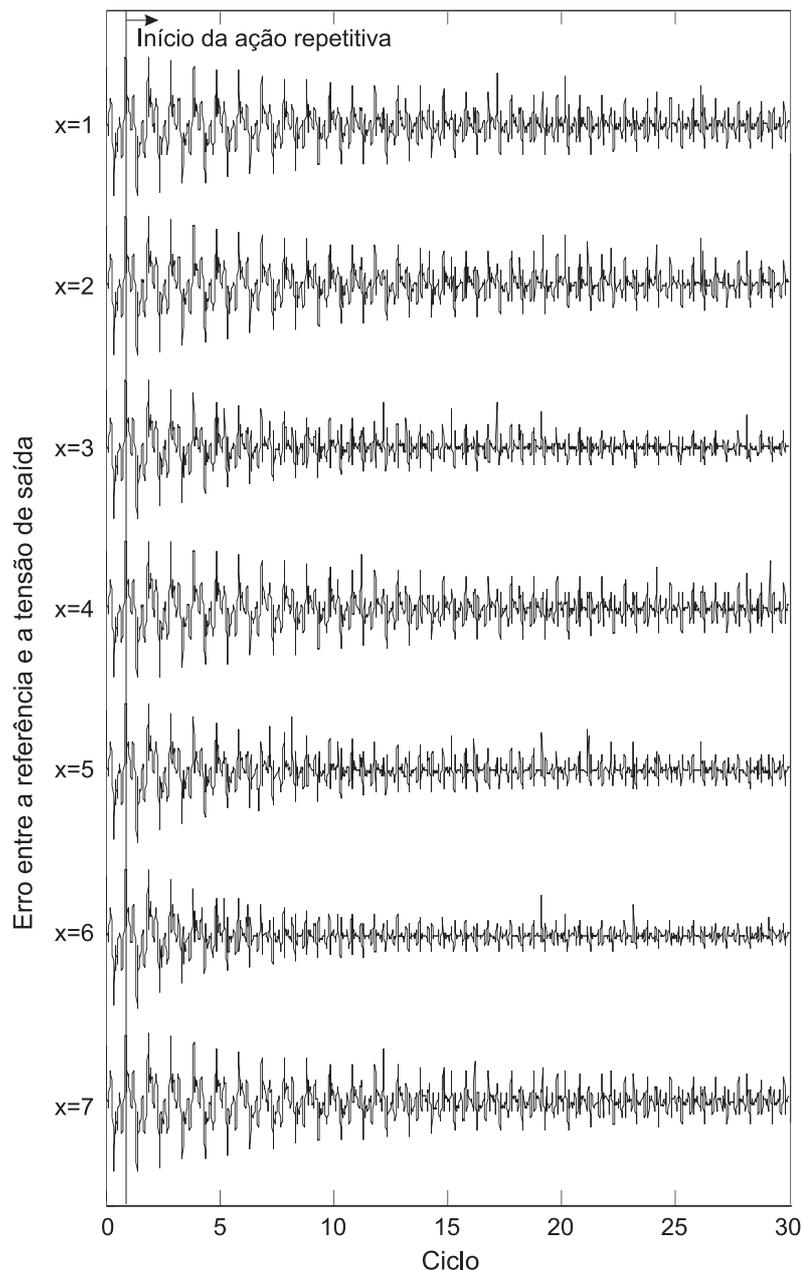


Figura 38: Comparação do erro da tensão de saída para todas as combinações de parâmetros definidas em projeto

nos diferentes casos. Observa-se que o desempenho obtido em simulação assemelha-se aos obtidos experimentalmente.

A análise de convergência é também apresentada para um evento não-periódico. Para este ensaio, é simulado um degrau súbito de carga linear no instante em que a referência está no seu valor máximo. Para avaliar o desempenho, são traçadas as curvas da THD da tensão de saída para cada ciclo do sinal de referência, que estão mostradas na Figura 41. Neste caso, os controladores de ação repetitiva não seguem a mesma lógica da Tabela 15. Observe que  $x = 6$ , na Figura 41, apresenta o pior desempenho e  $x = 1$  e  $x = 2$  os

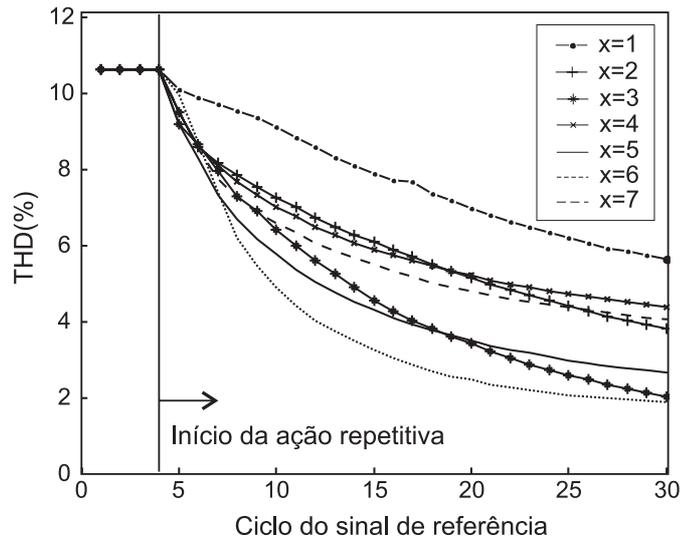


Figura 39: Resultado de simulação da taxa de convergência da THD de  $v_s$ , ciclo-a-ciclo, para todas as combinações de parâmetros definidas em projeto

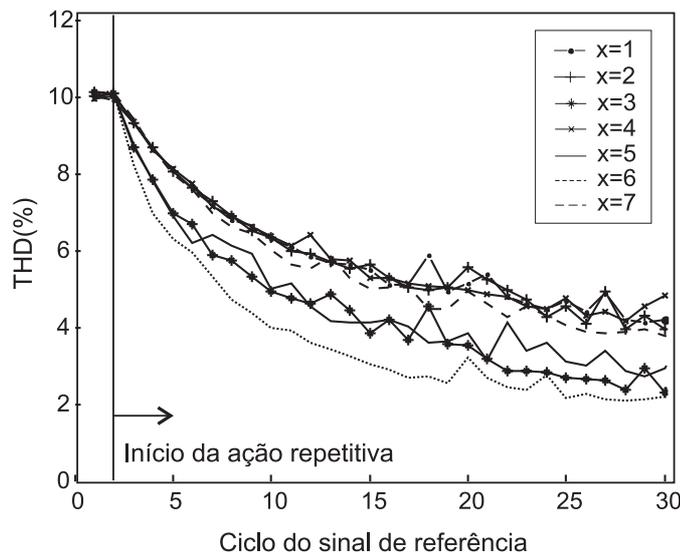


Figura 40: Resultado experimental da taxa de convergência da THD de  $v_s$ , ciclo-a-ciclo, para todas as combinações de parâmetros definidas em projeto

melhores desempenhos.

Contudo, este comportamento é previsível, uma vez que os controladores repetitivos de ação auxiliar com maiores ganhos  $c_r$  tendem a compensar, de forma mais rápida, os erros cíclicos. Contudo, estes compensadores tratam todos os distúrbios como sendo periódicos. Caso eles não o sejam, como nesta situação, há uma tendência deste erro ser maior por alguns ciclos. Este problema, entretanto, pode ser facilmente minimizado com a utilização de um simples algoritmo que identifique eventos aperiódicos e reinicie a ação repetitiva, como mostrado em Rech e Pinheiro (2004).

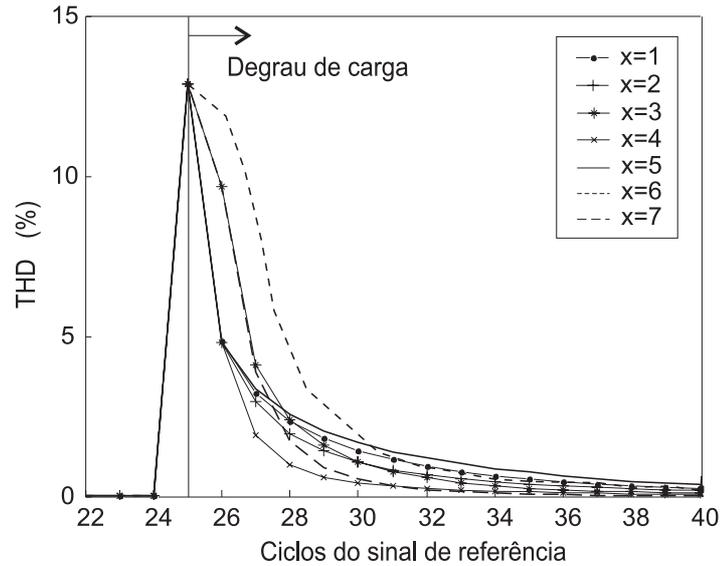


Figura 41: Resultado experimental da taxa de convergência da THD de  $v_s$ , ciclo-a-ciclo, para um evento aperiódico, para todas as combinações de parâmetros definidas em projeto

## 5.5 Conclusão

Neste capítulo, é apresentado um procedimento de projeto para compensadores de ação repetitiva direcionados a inversores de tensão monofásicos. O estudo é focado nos controladores de estrutura simples, que são os mais freqüentemente empregados nestas aplicações. Uma análise detalhada da metodologia proposta é apresentada, incluindo um exemplo de projeto, cujos resultados de simulação e experimentais validam o procedimento proposto. Ademais, deve-se salientar que o procedimento é baseado no espectro das correntes harmônicas drenadas por uma carga não-linear específica. Logo, é possível que o comportamento tenha significativas alterações no seu desempenho, se forem empregadas cargas não-lineares que drenem uma corrente com conteúdo harmônico diferente do empregado neste projeto.

Os resultados de simulações e experimentais comprovam o comportamento previsto pela metodologia de projeto proposta. Constata-se que a combinação de parâmetros que apresenta a maior atenuação em regime permanente é  $x = 3$ . Por outro lado, a combinação  $x = 6$  é a que apresenta a convergência mais rápida, tal como previsto pela metodologia de projeto.

Por fim, é importante se ressaltar que a metodologia apresentada pode ser implementada na forma de um algoritmo, o que é interessante para a implementação em ferramentas de auxílio ao projeto. E mais, a metodologia possibilita que o projetista pondere a importância dada para a capacidade de atenuação das harmônicas em regime permanente e

para a taxa de convergência do erro. Embora, na aplicação em inversores PWM, se tenha especial interesse pela capacidade de atenuação em regime permanente, esta característica é interessante caso se queira aplicar esta metodologia para outras aplicações, onde se requer uma rápida taxa de atenuação.

## 6 *METODOLOGIA DE PROJETO PARA DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA NATURAL DO FILTRO*

### 6.1 Introdução

Neste capítulo são propostas duas metodologias para determinação da frequência natural do filtro de saída, de segunda ordem, aplicados a inversores de tensão PWM monofásicos cuja modulação é obtida a partir de sinais amostrados. A primeira metodologia tem como especificação de projeto a taxa de distorção harmônica total máxima na saída, devido às harmônicas de alta frequência. Por outro lado, a segunda metodologia especifica para o projeto a amplitude máxima das harmônicas de alta frequência na saída.

Como apresentado na revisão bibliográfica, as harmônicas de alta frequência estão relacionadas, basicamente, à estratégia de modulação empregada, sendo praticamente independente dos distúrbios provocados por cargas não-lineares na saída da planta. Por isso, estas harmônicas podem ser analisadas desconsiderando-se tais cargas, sem incorrer em significativos erros.

A atenuação das harmônicas de alta frequência está associada à determinação da frequência natural do filtro  $LC$ , para uma dada estratégia de modulação. Portanto, para se efetuar o projeto, é preciso se analisar a influência das diferentes estratégias de modulação, geradas a partir de sinais amostrados, na frequência natural do filtro, que é proporcional ao produto  $LC$ .

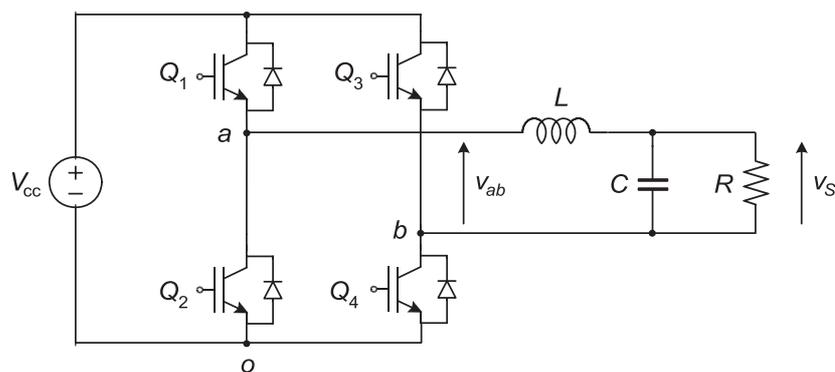
O restante do capítulo está organizado da seguinte forma. Inicialmente, na Seção 6.2, são definidas as características requeridas da estratégia de modulação dos sinais amostrados, para que a mesma seja adequada ao projeto. Na Seção 6.3.1 é apresentada a metodologia de projeto para a determinação da frequência natural do filtro, com base na

especificação da THD máxima na tensão de saída. Já na Seção 6.3.2, é apresentada a outra metodologia de projeto, agora com base na especificação das amplitudes máximas da tensão de saída. A seguir, na Seção 6.4, são apresentados os ensaios realizados para validação da metodologia de projeto proposta. Finalizando, na Seção 6.5, são apresentadas as conclusões parciais obtidas neste Capítulo.

## 6.2 Definição das estratégias de modulação

Primeiramente, para a apresentação das metodologias de projeto propostas, é preciso efetuar um conjunto de definições relacionadas às estratégias de modulação a serem consideradas. Neste trabalho, considera-se a estratégia de modulação do tipo *space vector*, onde os sinais de referência são gerados a partir de amostras regularmente espaçadas no tempo. Esta abordagem foi escolhida porque em Pinheiro *et. al* (PINHEIRO et al., 2002) é demonstrado que se forem assumidas determinadas hipóteses, é possível se analisar praticamente as estratégias de modulação PWM amostradas, de uma forma unificada, através da modulação *space vector*.

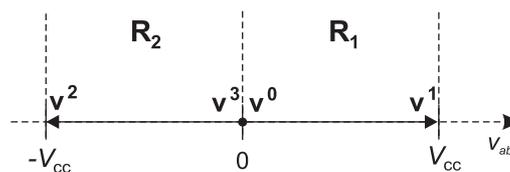
A Figura 42(a) mostra a estrutura do inversor monofásico do tipo ponte completa considerado neste estudo. As seguintes considerações sobre este inversor e a estratégia de modulação são assumidas:



(a) Topologia do inversor

Vetor	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>4</sub>
$v^0$	0	1	0	1
$v^1$	1	0	0	1
$v^2$	0	1	1	0
$v^3$	1	0	1	0

Interruptores: 0 - desligado  
1 - ligado



(b) Possíveis vetores de comutação

(c) Espaço das tensões de saída

Figura 42: Modulação *space vector* para o inversor ponte-completa monofásico

1. Os interruptores do conversor estático são ideais, os interruptores do mesmo braço comutam complementarmente e a tensão no barramento CC é constante. Desta forma, a tensão que alimenta o filtro de saída é determinada, exclusivamente, pelo estado de condução dos interruptores do inversor e pela tensão do barramento CC. A Figura 42(b) mostra todas as possíveis combinações de estados dos interruptores do inversor.
2. O espaço das tensões de saída do conversor estático é dividido em regiões, tal como mostrado na Figura 42(c), onde a seqüência de comutação é definida, *a priori*, para cada região. Para o conversor em questão, o espaço das tensões de saída é unidimensional, existindo duas regiões espaciais distintas  $\mathbf{R}_1$  e  $\mathbf{R}_2$ . A Figura 43 ilustra três seqüências distintas de comutação.
3. Os contadores utilizados para a geração dos sinais de comando dos interruptores são atualizados em uma freqüência fixa, que é considerada idêntica à freqüência de amostragem do sinal de referência, tal como ilustrado na Figura 44. A relação  $m_s = f_s/f_1$  é definida como a freqüência de amostragem normalizada ( $m_s \in \mathbb{N}^+$ ), onde  $f_s$  é a freqüência de amostragem e  $f_1$  é a freqüência do sinal modulado. Em aplicações tais como em UPS de baixa potência, o fator  $m_s$  pode não ser inteiro. Contudo, nestes casos,  $m_s$  é normalmente elevado e a aproximação para o inteiro mais próximo não resulta em significativos erros.
4. As componentes harmônicas de alta freqüência, com magnitude significativa, são localizadas nas bandas laterais das freqüências múltiplas e submúltiplas de  $m_s f_1$ , tal como mostrado na Figura 45. Assim, define-se estas harmônicas por:

$$h = a m_s + b, \quad b \ll a m_s \quad (6.1)$$

onde  $a = a_1, a_2, \dots$  são as posições espectrais relativas dos grupos de harmônicas de alta ordem em relação à freqüência de amostragem  $m_s$  do espectro de  $v_{ab}$ . Por exemplo, para ao inversor ponte completa com a seqüência de comutação  $S_1$ , verifica-se que  $a_1 = 1, a_2 = 2, \dots$ . Já para a seqüência  $S_2$ , os mesmos índices são dados por:  $a_1 = 2, a_2 = 4, \dots$ . Os índices  $b = b_1, b_2, \dots$  delimitam a largura das bandas laterais ao redor de  $a_1 m_s, a_2 m_s, \dots$ , respectivamente, onde as componentes harmônicas de  $v_{ab}$  tem amplitude significativa, por exemplo, maior que 0,1% de  $V_{ab}(1)$ . A Figura 45 ilustra estas aproximações.

A freqüência de amostragem normalizada ( $m_s$ ) é independente do número de comutações dos interruptores em um período de amostragem. Este é um conceito distinto

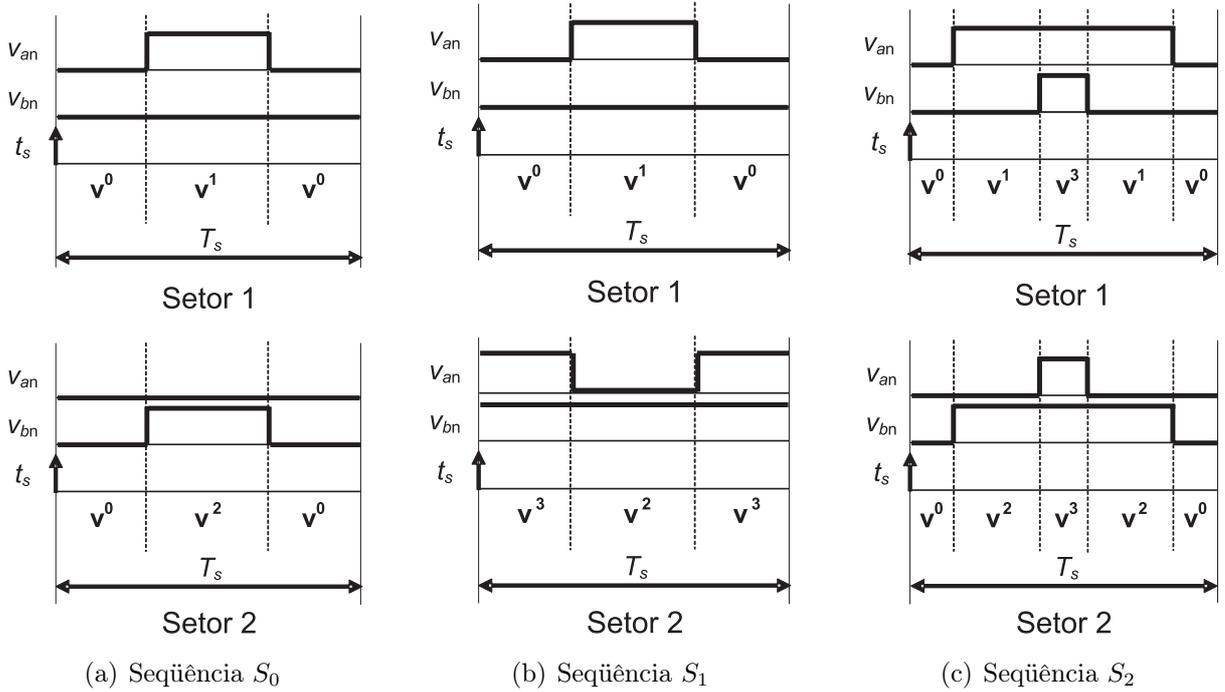


Figura 43: Representação das tensões sintetizadas pelo inversor para um intervalo entre amostras sucessivas

se comparado com a frequência de modulação normalizada ( $m_f$ ), que é frequentemente empregada em inversores com modulação PWM natural. Portanto, em inversores com modulação *space vector*, a frequência de comutação depende da frequência de amostragem normalizada  $m_s$  assim como da seqüência de comutação adotada para cada região do espaço das tensões de saída.

Para ilustrar esta afirmação, utiliza-se, como exemplo, três seqüências de comutação mais utilizadas em conversores estáticos do tipo ponte completa, com modulação em três níveis:

$$S_0 = (\mathbf{v}^0\mathbf{v}^1\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^0\mathbf{v}^2\mathbf{v}^0)$$

$$S_1 = (\mathbf{v}^0\mathbf{v}^1\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^3\mathbf{v}^2\mathbf{v}^3)$$

$$S_2 = (\mathbf{v}^0\mathbf{v}^1\mathbf{v}^3\mathbf{v}^1\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^0\mathbf{v}^2\mathbf{v}^3\mathbf{v}^2\mathbf{v}^0)$$

As três seqüências de vetores de  $S_0$ ,  $S_1$  e  $S_2$  representam a seqüência de comutação para as regiões  $\mathbf{R}_1$  e  $\mathbf{R}_2$  do espaço das tensões de saída do conversor estático. Empregando-se estas seqüências, mostradas na Figura 43(a-c), modulou-se um ciclo completo de uma referência senoidal. As tensões  $v_{ab}$  obtidas para os três casos são então analisadas no domínio da frequência. Observa-se, na Figura 45, que os espectros de  $S_0$  e  $S_1$  são idênticos, mas distintos de  $S_2$ , apesar de todos possuírem a mesma frequência de amostragem. O motivo para que as harmônicas geradas pela comutação de  $S_2$  possuam uma frequência

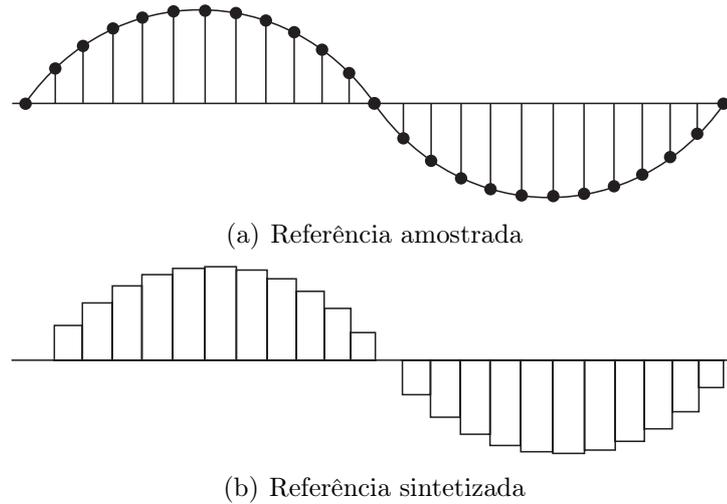


Figura 44: Representação ilustrativa da amostragem da tensão de referência para geração da modulação

duas vezes superiores às respectivas de  $S_0$  e  $S_1$ , é o fato de  $v_{ab}$ , naquele caso, estar modulado com o dobro da freqüência. A diferença no sinal modulado aparece porque  $S_0$  e  $S_1$  possuem duas comutações em cada intervalo de amostragem, enquanto  $S_2$  possui quatro comutações. Por esse motivo, caso se queria realizar uma escolha justa entre seqüências de comutação diferentes, as mesmas devem apresentar o mesmo número de comutações em um período de amostragem.

Neste trabalho, para facilitar a compreensão das metodologias de projeto apresentadas, são analisadas as seqüências de comutação  $S_0$  e  $S_1$ . Estas seqüências possuem duas comutações entre dois intervalos de amostragem consecutivos.

É importante se ressaltar que a seqüência de comutação  $S_2$ , mostrada anteriormente, pode ser adaptada para possuir apenas duas comutações num intervalo de amostragem. Esta adaptação é realizada pela divisão de um intervalo de amostragem em dois, como mostra a Figura 46. Assim, a seqüência de comutação passa a ser diferente entre duas amostras consecutivas, ou seja:

$$S_2^* = \begin{cases} (\mathbf{v}^0\mathbf{v}^1\mathbf{v}^3, \mathbf{v}^0\mathbf{v}^2\mathbf{v}^3), & \text{para amostras pares} \\ (\mathbf{v}^3\mathbf{v}^1\mathbf{v}^0, \mathbf{v}^3\mathbf{v}^2\mathbf{v}^0), & \text{para amostras ímpares} \end{cases}$$

As seqüências de comutação  $S_0$ ,  $S_1$  e  $S_2$  são consideradas com o pulso centrado em cada intervalo de amostragem. Desta forma, a tensão  $v_{ab}$ , é idêntica para ambos os casos. Cabe ressaltar que as comutações assimétricas não foram analisadas. Independentemente deste fato, é importante salientar que para altas freqüências de comutação, as diferenças espectrais entre comutações simétricas e assimétricas se tornam insignificantes.

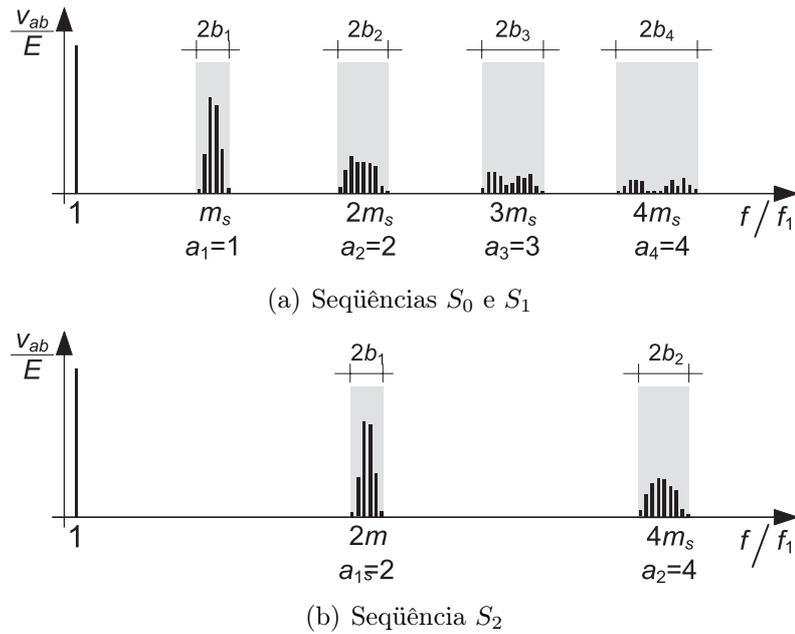


Figura 45: Espectro normalizado de  $v_{ab}$  ( $m = 0,8$ ,  $m_s = 64$ )

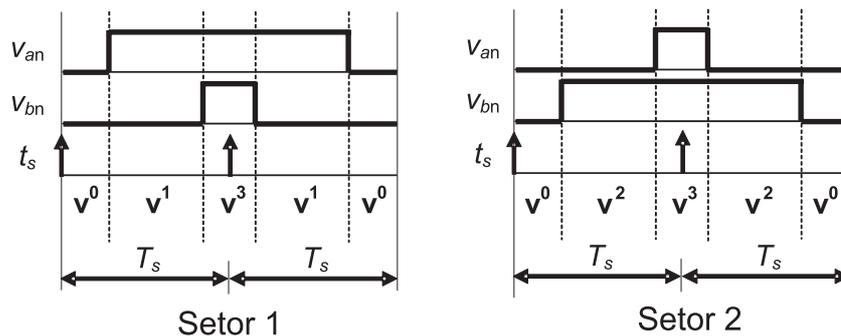


Figura 46: Modificação da seqüência  $S_2$  para resultar em apenas duas comutações por intervalo de amostragem

Uma forma analítica para determinação amplitude das principais harmônicas, para o PWM natural, é apresentada em Broeck e Miller (1995). Neste trabalho, é mostrado que estas harmônicas são praticamente independentes da razão entre as frequências de modulação e da referência modulada, desde que o valor desta razão seja elevado. Para o PWM amostrado, por outro lado, também pode-se obter, analiticamente, a amplitude das harmônicas, como descrito em Holmes (1998). Observe que a principal diferença entre os espectros gerados pelas duas modulações está na simetria das harmônicas com relação às frequências múltiplas de  $m_s$ . No PWM natural, a amplitude das harmônicas de frequências simétricas a  $m_s$  é idêntica. Já no PWM amostrado, as amplitudes destas harmônicas simétricas possuem valores similares, mas não idênticos. Em geral, neste caso, também aparecem um maior número de harmônicas laterais com amplitude significativa.

A explicação para a diferença está nas formas de onda sintetizadas, que são distintas nos dois casos. A Figura 44 mostra os sinais que são efetivamente sintetizados pelos dois métodos, enquanto a Figura 47 ilustra como esta diferença resulta em pulsos com larguras distintas. Contudo, como ilustrado na Figura 47, a medida que a frequência de amostragem aumenta, a diferença entre os pulsos reduz e o espectro do PWM amostrado converge para o espectro do PWM natural.

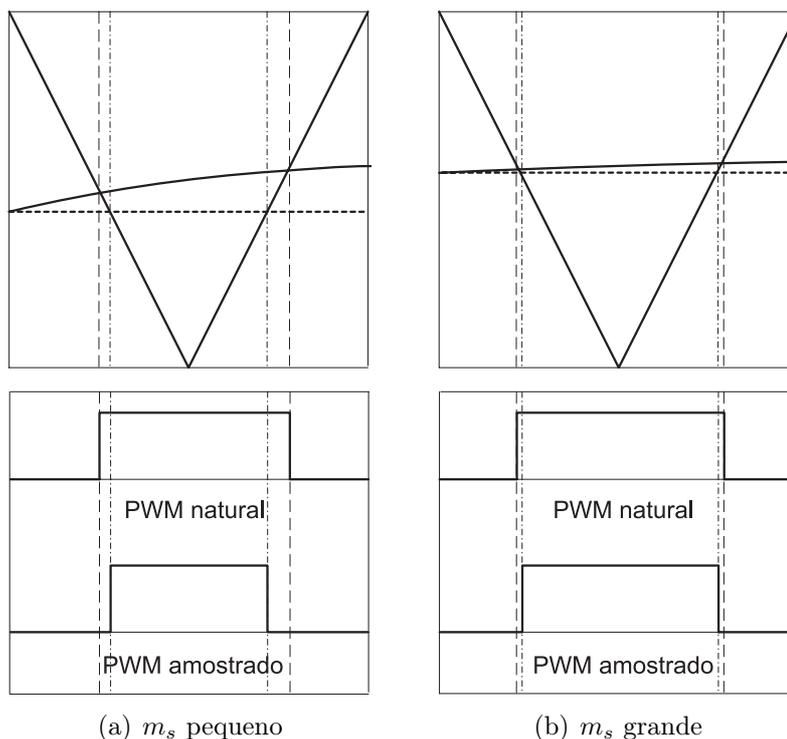


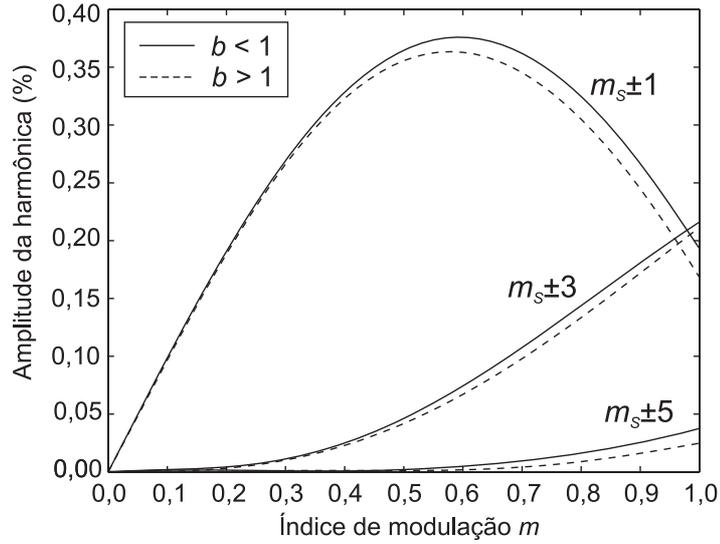
Figura 47: Diferença entre o sinal modulado gerado pelo PWM natural e pelo PWM amostrado

A amplitude das principais harmônicas, normalizadas com relação à tensão do barramento CC ( $nV_{ab}$ ), para as seqüências de comutação  $S_0$  e  $S_1$ , com  $m_s = 50$ , são mostradas na Figura 48. Neste estudo, as amplitudes das harmônicas são obtidas através de simulação, realizadas com um elevado número de pontos, para vários valores de  $m$ . Os resultados obtidos são interpolados através de *splines* para geração das funções contínuas.

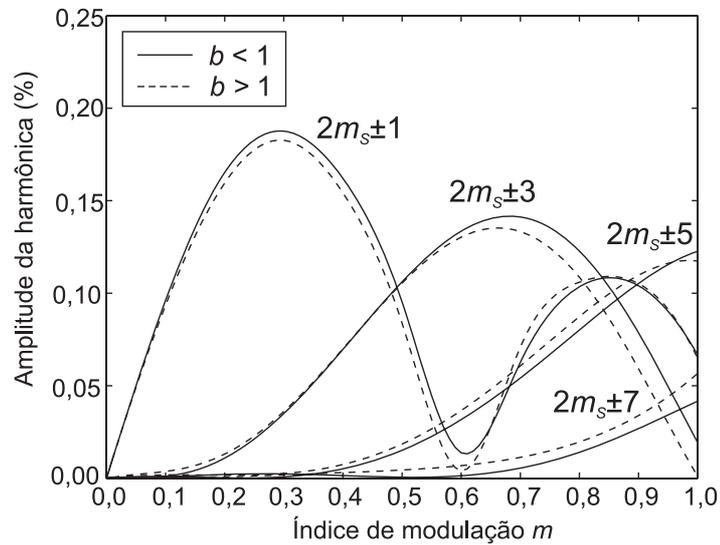
## 6.3 Metodologias de projeto propostas

### 6.3.1 Metodologia de projeto com base na THD máxima na saída

Nesta seção é apresentada a metodologia para a determinação da frequência natural do filtro, com base na especificação da taxa de distorção harmônica total máxima na



(a) Primeiro grupo de harmônicas ( $a = a_1$ )



(b) Segundo grupo de harmônicas ( $a = a_2$ )

Figura 48: Amplitude de  $nV_{ab}(m, a, b)$  para as seqüências  $S_0$  e  $S_1$  ( $m_s = 50$ )

saída, devido às harmônicas de alta frequência.

A metodologia de projeto assume as seguintes hipóteses:

(S1) A tensão sintetizada é uma senóide com frequência  $f_1$ , e possui um índice de modulação  $m$ , dado por:

$$m = \frac{|V_{ab}(1)|}{V_{cc}}. \quad (6.2)$$

(S2) É utilizada uma modulação por largura de pulso do tipo *space vector*, com frequência de amostragem normalizada  $m_s$ , que atende às hipóteses mostradas na Seção 6.2.

(S3) A tensão de saída é composta, predominantemente, pela componente fundamental e pelas harmônicas de alta frequência. É assumido que  $f_1$  é menor que a frequência de

ressonância  $f_r$  do filtro, enquanto que as harmônicas de alta freqüências são maiores que  $f_r$ .

(S4) A distância espectral entre  $f_r$  e  $f_1$  é suficiente para assegurar que as variações de carga não alteram, significativamente, o ganho do filtro na freqüência  $f_1$ . A mesma hipótese é assumida com relação às harmônicas de alta freqüência. Para um coeficiente de amortecimento  $0 < \zeta < 1$ , recomenda-se que a freqüência natural seja  $f_r \geq 10f_1$  e  $f_r \leq 0,2(a_1m_s - b_1)$ .

A partir destas considerações, a obtenção da freqüência de ressonância  $f_r$  máxima para o filtro é apresentada no lema a seguir:

**Lema 6.** *Seja um inversor de tensão com filtro de saída LC, de segunda ordem, onde se assume as hipóteses (S1)–(S4) acima descritas. A máxima freqüência de ressonância do filtro, necessária para se obter uma especificada taxa de distorção harmônica total, devido exclusivamente às harmônicas de alta freqüência, é dada por:*

$$f_r = f_1 m_s \sqrt{\frac{THD}{nDF_2(m)}}, \quad (6.3)$$

onde  $nDF_2(m)$  é o fator de distorção normalizado, definido por:

$$nDF_2(m) = \frac{1}{|V_{ab}(1)|} \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} \left( \frac{1}{a_i^4} \sum_{h=a_i m_s - b_i}^{a_i m_s + b_i} V_{ab}^2(h) \right)}. \quad (6.4)$$

*Demonstração.* Tomando-se como ponto inicial a definição para a THD para a tensão de saída, dada por:

$$THD \triangleq \frac{1}{V_s(1)} \sqrt{\left( \sum_{h=2}^{\infty} [V_s(h)]^2 \right)}, \quad (6.5)$$

onde  $V_s(1)$  e  $V_s(h)$  são o valor de pico da componente fundamental e das  $h$  harmônicas múltiplas a esta, respectivamente. A tensão  $V_s(h)$  pode ser expressa como uma função da tensão  $V_{ab}(h)$  gerada pelo conversor CC/CA, que é dada por:

$$|V_s(h)| = |G_p(s)|_{s=j\omega_1 h} |V_{ab}(h)| \quad h = 1, 2, \dots \quad (6.6)$$

Em (6.6),  $G_p(s)$  é a função de transferência entre a saída do inversor e a saída do filtro. Para o filtro LC de segunda ordem, assumindo-se que  $r_C = r_L = 0$ , esta função é dada por:

$$G_p(s) = \frac{1}{s^2/\omega_r^2 + 2\zeta s/\omega_r + 1}, \quad (6.7)$$

onde:

$$\zeta = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (6.8)$$

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (6.9)$$

O parâmetro  $\zeta$  representa o coeficiente de amortecimento da planta, enquanto  $\omega_r$  e  $f_r$  representam a freqüência natural não-amortecida (ou de ressonância) do filtro em rad/s e em Hz, respectivamente.

Assumindo-se que a função do filtro é atenuar as altas freqüências geradas pela modulação por largura de pulso, sem alterar a amplitude da componente fundamental do sinal de referência, pressupõe-se que a freqüência de ressonância do filtro está localizada entre estes dois grupos de freqüências. Assumindo-se que o espectro de  $v_{ab}$  não possui componentes harmônicas entre o sinal modulante de freqüência  $f_1$  e as harmônicas geradas pela modulação, tal como mostrado na Figura 45, é possível realizar a seguinte aproximação por assíntotas para (6.7):

$$|G_p(s)| \approx |G_p^*(s)| = \begin{cases} 1 & , s = j\omega_1 \\ (\frac{\omega_r}{s})^2 & , s \gg j\omega_r \end{cases}. \quad (6.10)$$

A Figura 49 mostra a resposta em freqüência de  $|G_p(s)|$  e de sua aproximação por assíntotas  $|G_p^*(s)|$  para diferentes coeficientes de amortecimento típicos ( $\zeta = 0$  e  $\zeta = 1$ ). Observa-se, nesta figura, que a aproximação por assíntotas apresenta um erro significativo para as freqüências próximas a  $\omega_r$ , e que este erro é dependente da carga. Por isso, é necessário investigar em que faixa de freqüências a aproximação por assíntotas apresenta erros pequenos. Para o filtro em questão, observa-se que o erro é inferior a 5% para  $\omega > 5\omega_r$  e menor que 1% para  $\omega < 0,1\omega_r$ , considerando-se  $0 \leq \zeta \leq 1$ , delimitando, assim, a faixa de freqüências em que a aproximação não é válida.

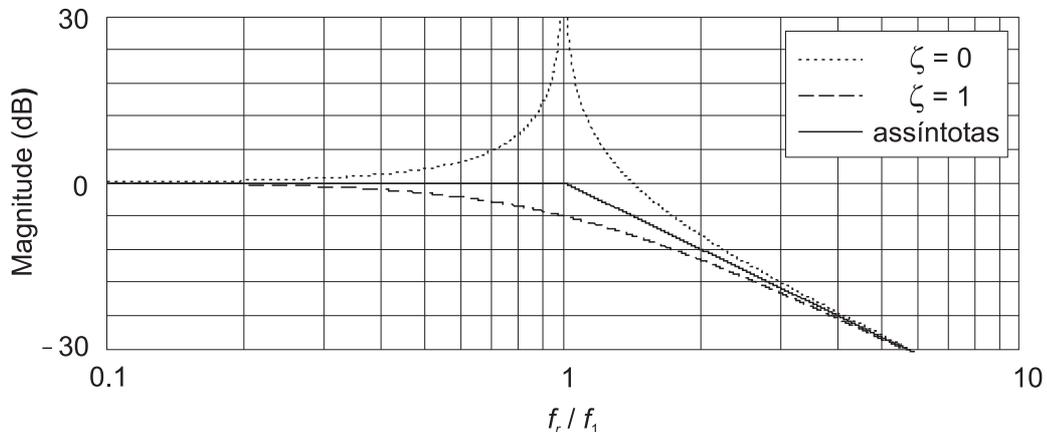


Figura 49: Resposta em freqüência normalizada de  $G_p(s)$

É importante se destacar que a resposta em malha fechada não tem um impacto no comportamento das harmônicas de modulação. Primeiramente, porque o modelo do inversor supõe que a banda passante do controlador tem frequência de corte bem inferior a estas harmônicas. Além disto, estas harmônicas são de uma natureza distinta à referência ou distúrbios, e não sendo diretamente afetadas pela lei de controle. O impacto da lei de controle no espectro é o ajuste do índice de modulação  $m$ , que é feito para compensação da atenuação ou amplificação da componente fundamental para as diferentes cargas.

Assim, assumindo que  $\omega_1 = 0,1\omega_r$  e que a modulação não gera harmônicas de baixa ordem na faixa entre  $0,1\omega_r \leq \omega \leq 5\omega_r$ , assegura-se que a aproximação por assíntotas, dada em (6.10), descreve adequadamente o espectro das harmônicas na saída do filtro. Considerando-se que só existem harmônicas múltiplas da frequência fundamental, pode-se escrever  $f$  como sendo:

$$f = \frac{\omega_1 h}{2\pi} = h f_1, \quad h \in \mathbb{N}^+. \quad (6.11)$$

Desta forma, o espectro da tensão de saída pode ser reescrito como sendo:

$$|V_s(h)| = \begin{cases} |V_{ab}(1)|, & h = 1 \\ \left(\frac{f_r}{f_1}\right)^2 \frac{1}{h^2} |V_{ab}(h)|, & \forall h \in \mathbb{N}^+ | h \gg \frac{f_r}{f_1} \end{cases}, \quad (6.12)$$

onde  $f_r/f_1 = \omega_r/\omega_1$ . Substituindo-se (6.12) na expressão da THD dada em (6.5), obtém-se:

$$THD = \frac{1}{|V_{ab}(1)|} \sqrt{\sum_{h=f_r/f_1}^{\infty} \left[ \left(\frac{f_r}{f_1}\right)^2 \frac{1}{h^2} |V_{ab}(h)| \right]^2}. \quad (6.13)$$

Sabendo-se que as componentes harmônicas de  $V_{ab}$ , com amplitude significativa, estão localizadas próximas às frequências múltiplas e submúltiplas da frequência de amostragem, tal como mostrado na Figura 45, pode-se reescrever a (6.13) da seguinte forma:

$$THD = \frac{1}{|V_{ab}(1)|} \left( \sum_{h=a_1 m_s - b_1}^{a_1 m_s + b_1} \left[ \left(\frac{f_r}{f_1}\right)^2 \frac{1}{h^2} |V_{ab}(h)| \right]^2 + \sum_{h=a_2 m_s - b_2}^{a_2 m_s + b_2} \left[ \left(\frac{f_r}{f_1}\right)^2 \frac{1}{h^2} |V_{ab}(h)| \right]^2 + \dots \right)^{1/2}, \quad (6.14)$$

Assumindo-se, a partir de (6.1), que  $a_1 m_s, a_2 m_s, \dots$  são muito maiores que  $b_1, b_2, \dots$ , onde  $(b_1 < 0,1a_1 m_s, b_2 < 0,1a_2 m_s, \dots)$  e aproximando-se que a amplitudes das harmônicas simétricas a  $m_s$  são idênticas, ou seja,  $(V_{ab}[a_1 m_s - b_1] = V_{ab}[a_1 m_s + b_1], \dots)$ ,

chega-se à seguinte aproximação:

$$\begin{aligned} a_1 m_s - b_1 &\approx a_1 m_s \approx a_1 m_s + b_1, \\ a_2 m_s - b_2 &\approx a_2 m_s \approx a_2 m_s + b_2, \\ &\vdots \end{aligned} \quad (6.15)$$

Assim, (6.14) pode ser simplificada como segue:

$$THD = \left( \frac{f_r}{f_1} \right)^2 \frac{1}{m_s^2} nDF_2(m), \quad (6.16)$$

onde  $nDF_2(m)$  é definido por (6.4). Reescrevendo (6.16), chega-se à equação empregada para a determinação da freqüência natural do filtro, dada em (6.3).

□

Observa-se que o fator  $nDF_2(m)$  é associado ao espectro normalizado dos sinais gerados pelo inversor. É importante se salientar que, uma vez calculado este fator para uma dada seqüência, o mesmo é válido para todos os projetos com o mesmo padrão para  $v_{ab}$ . Para as seqüências de comutação  $S_0$  e  $S_1$ , o fator  $nDF_2(m)$  é mostrado na Figura 50.

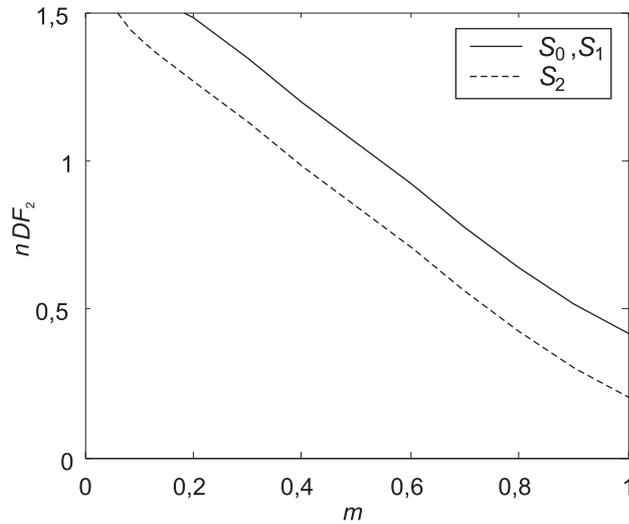


Figura 50: Índice  $nDF_2$  para a seqüências de comutação de pulso centrado apresentadas

### 6.3.2 Metodologia de projeto com base na amplitude máxima das harmônicas

Nesta seção, é apresentada a metodologia para a determinação da freqüência natural do filtro, com base na especificação da amplitude máxima para as harmônicas de alta freqüência na saída do mesmo. Esta metodologia assume as mesmas considerações

apresentadas na Seção 6.3.1, sendo descrita pelo seguinte lema:

**Lema 7.** *Seja um inversor de tensão com filtro de saída LC de segunda ordem, onde se assume as (S1)-(S4) apresentadas na Seção 6.3.1. A freqüência natural máxima  $f_r$  que garante que a harmônica de saída de freqüência  $h$  possui amplitude maior que  $\lambda V_{ab}(1)$  é dada por:*

$$f_r = f_1 h \sqrt{\frac{m\lambda}{nV_{ab}(m, a, b)}}, \quad (6.17)$$

onde  $nV_{ab}(m, a, b)$  é amplitude normalizada da harmônica, sendo  $a$  e  $b$  relacionados com  $h$  por:

$$h = am_s + b. \quad (6.18)$$

Considerando que as harmônicas geradas pela comutação que têm amplitude mais significativas e que são menos atenuadas pelo filtro são as seguintes:

$$\begin{aligned} a &= a_1 \\ b &= -b_1, -b_1 + 1, \dots, b_1 \end{aligned}, \quad (6.19)$$

obtem-se que o menor valor obtido em (6.17) para todas as combinações de  $h$  dadas em (6.18) e (6.19), é a freqüência de  $f_r$  que garante que nenhuma harmônica de saída possui amplitude maior que  $\lambda V_{ab}(1)$ .

*Demonstração.* Utilizando a análise mostrada no Lema 6, observa-se que o espectro das harmônicas geradas pela modulação em alta freqüência está associada à  $m_s$ , mas a amplitude das harmônicas é praticamente independente de  $m_s$ . Além disso, sabe-se que o filtro de segunda ordem provoca uma atenuação de 40dB/década nas altas freqüências. Assumindo que a resposta do filtro pode ser aproximada pela suas assíntotas, e que as harmônicas geradas pela modulação estão na forma dada em (6.12), pode-se escrever que a amplitude de uma dada harmônica é a seguinte:

$$A_s = A_e \left( \frac{f_r}{f_e} \right)^2, \quad (6.20)$$

onde  $A_e$  e  $A_s$  são a amplitude da harmônica na entrada e na saída do filtro, respectivamente, e  $f_r$  e  $f_e$  são as freqüências natural do filtro e da harmônica de entrada, respectivamente.

Reescrevendo-se  $A_s$  para que a mesmas seja de amplitude máxima relativa  $\lambda$  com relação à amplitude da fundamental, chega-se a:

$$A_s = \lambda m V_{cc}. \quad (6.21)$$

A amplitude de  $A_e$  é função não-linear da seqüência de comutação utilizada e de  $m$ . Esta função é definida como sendo um fator da modulação  $nV_{ab}(m, a, b)$  normalizado com relação a  $V_{cc}$ . Desta forma:

$$A_e = nV_{ab}(m, a, b) V_{cc}. \quad (6.22)$$

Assim, substituindo-se (6.21) e (6.22) em (6.20) e  $f_e = f_1 h$ , se obtém que:

$$f_r = f_e \sqrt{\frac{m\lambda}{nV_{ab}(m, a, b)}}. \quad (6.23)$$

□

## 6.4 Resultados

Nesta seção, são apresentados alguns resultados experimentais para validar as metodologias de projeto propostas. Para tanto, emprega-se a metodologia de projeto baseada na obtenção THD máxima na saída. Neste trabalho, não são apresentados resultados empregando a metodologia de projeto com base na amplitude máxima das harmônicas da saída. Contudo, os conceitos que envolvem esta metodologia são os mesmos da metodologia com base na THD máxima.

### 6.4.1 Exemplo de projeto

A seguir, é apresentado um exemplo de projeto com base nesta metodologia de projeto, para a qual se definiu os parâmetros mostrados na Tabela 16. A partir deste valores, obtém-se que  $m_s = 83$ . Adicionalmente, para a seqüência  $S_2$ , segundo a Figura 50, tem-se que  $nDF_2(1) = 0,225$ . Assim, empregando-se (6.3), calcula-se  $f_r = 1285\text{Hz}$ . Escolhendo-se um indutor de  $L = 250\mu\text{H}$ , obtém-se a capacitância  $C = 61,3\mu\text{F}$ , através da relação  $w_r = 1/\sqrt{LC}$ . Como não existe capacitor comercial com esta capacitância, escolheu-se o valor mais próximo, ou seja,  $C = 60\mu\text{F}$ .

Para validar o projeto, obteve-se resultados experimentais com o filtro projetado. A Figura 51(a-b) mostra as formas de onda obtidas para as tensões  $v_s$  e  $v_{ab}$ , sem carga. Observa-se, na Figura 51(a), que existe uma distorção na tensão de saída próximo aos cruzamentos por zero. Esta distorção é provocada pelas não-idealidades do inversor, que demanda um tempo morto entre as comutações dos interruptores complementares para evitar a danificação dos mesmos. Para tanto, é imposta uma limitação para a largura mínima dos pulsos, o que resulta na extinção das comutações quando o pulso é muito

Tabela 16: Parâmetros considerados no exemplo de projeto

Parâmetro	Valor
Potência nominal de saída	$P=1\text{kVA}$
THD máxima na tensão de saída <sup>(1)</sup>	1,5%
Frequência de amostragem	$f_s=4,98\text{kHz}$
Seqüência de comutação	$S_2$
Tensão do barramento CC	$V_{cc}=250\text{V}$
Sinal de referência	$m=1 \quad f_{ref} = 60\text{Hz}$

<sup>(1)</sup> Devido exclusivamente às componentes espectrais de alta frequência

estreito. A limitação para a largura mínima dos pulsos, neste exemplo, é observada na tensão  $v_{ab}$ , mostrada na Figura 51(b).

A distorção no cruzamento por zero resulta na introdução de componentes harmônicas de baixa frequência, como ilustrado na Figura 51(c). Como esta distorção não foi modelada na metodologia de projeto, sua influência não pode ser considerada. Assim, para analisar os resultados obtidos, considerou-se a THD obtida para componentes espectrais de ordem superior a 30. Neste cenário, obteve-se  $\text{THD}=1,54\%$ , que é muito próximo do valor especificado.

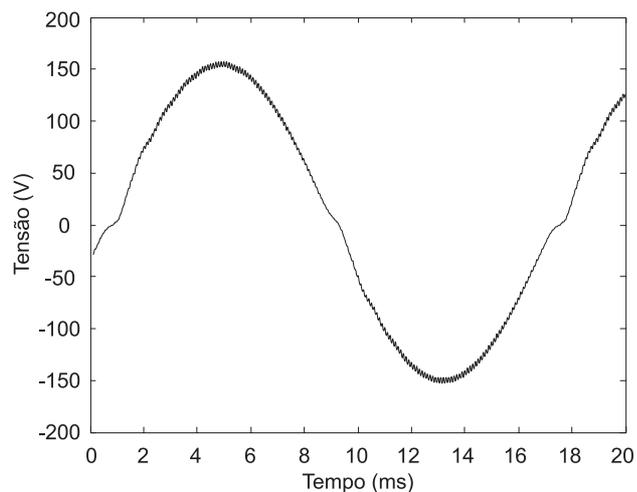
## 6.4.2 Ensaios adicionais

Adicionalmente, realizou-se alguns ensaios adicionais para validar a metodologia de projeto proposta. A planta, considerada nestes ensaios, é mostrada na Tabela 17. Nestes testes, considerou-se dois valores distintos para a indutância  $L$ , para a frequência de amostragem  $m_s$  e para o índice de modulação  $m$ . A partir destes ensaios, calculou-se a THD da tensão da saída, que é comparada com os valores obtidos analiticamente através da metodologia proposta. Os resultados estão mostrados na Tabela 18.

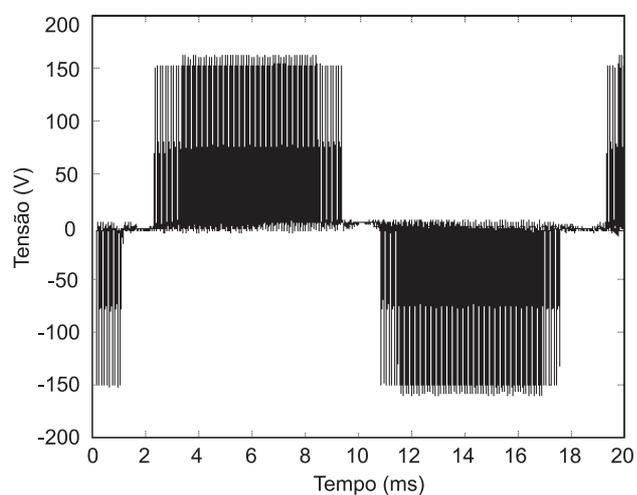
Tabela 17: Parâmetros das plantas utilizadas nos ensaios adicionais

Parâmetro	Valor
Potência nominal de saída	$P=1\text{kVA}$
Indutância do filtro de saída	$L=250\ \mu\text{H} / 500\ \mu\text{H}$ (núcleo laminado)
Seqüência de comutação	$S_0$
Capacitância do filtro de saída	$C=60\ \mu\text{F}$
Frequência de amostragem	$f_s=2,52\text{kHz} / 4,98\text{kHz}$
Tensão do barramento CC	$V_{cc}=250\text{V}$
Sinal de referência	$m=0,5 / 1 \quad f_1 = 60\text{Hz}$

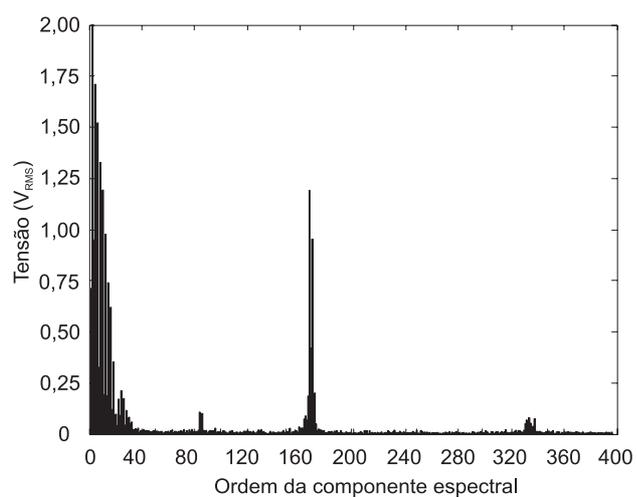
Analisando-se os resultados obtidos, observa-se que os maiores erros aparecem nos casos 3, 4, 7 e 8. Analisando-se os resultados, constata-se que os erros são grandes quando



(a) Tensão  $v_s$



(b) Tensão  $v_{ab}$



(c) Espectro de  $v_s$

Figura 51: Resultados experimentais obtidos para o exemplo de projeto

a relação  $f_s/f_r$  for bem menor que 5. Nestas situações ocorre a violação da hipótese (S4), sendo esta a causa dos erros. Nos casos 1 e 5, mesmo também havendo a violação desta hipótese, obtêm-se valores para a THD, calculados de forma analítica, com pequeno erro.

Tabela 18: Comparações entre a THD projetada e obtida experimentalmente

Ensaio	$m$	$L(\mu\text{H})$	$C(\mu\text{F})$	$f_r$ (kHz)	$f_s$ (kHz)	$f_s / f_r$	$THD_v$ (%) calculada	$THD_v$ (%) medida <sup>(1)</sup>	$THD_v$ (%) medida <sup>(2)</sup>	Erro(%)
1	1,0	250	60	1,30	4,98	3,83	2,86	2,93	3,00	4,8
2	1,0	500	60	0,91	4,98	5,47	1,43	1,41	1,48	3,5
3	1,0	250	60	1,30	2,52	1,93	11,17	14,85	14,74	32,9
4	1,0	500	60	0,91	2,52	2,76	5,58	6,23	4,28	23,3
5	0,5	250	60	1,30	4,98	3,83	7,35	7,54	6,69	8,9
6	0,5	500	60	0,91	4,98	5,47	3,68	3,63	3,61	1,9
7	0,5	250	60	1,30	2,52	1,93	28,72	37,8	28,26	31,6
8	0,5	500	60	0,91	2,52	2,76	14,36	15,85	12,07	15,9

<sup>(1)</sup> Sem carga    <sup>(2)</sup> Carga resistiva nominal

## 6.5 Conclusão

Neste capítulo são propostas duas metodologias para determinação da freqüência natural do filtro de saída monofásico, de segunda ordem, aplicados a inversores de tensão PWM com modulação amostrada. A primeira metodologia tem como especificação de projeto a taxa de distorção harmônica total máxima na saída, devido às harmônicas de alta freqüência. Já a segunda tem como especificação a amplitude máxima para as harmônicas de alta freqüência na saída.

Os resultados apresentados demonstram que a metodologia apresenta pequeno erro quando as hipóteses (S1)-(S4) são satisfeitas. Contudo, caso a freqüência de ressonância seja próxima das harmônicas originárias da comutação, os resultados não são confiáveis. Nestes casos, verifica-se uma grande disparidade entre as THD para a planta com carga nominal e sem carga.

A principal característica das metodologias apresentadas é a simplicidade. O projeto da freqüência natural dos filtros é simples e direto, como demonstra o exemplo de projeto apresentado e os resultados obtidos. Por fim, é importante se destacar que estas metodologias podem ser generalizadas para vários tipos de conversores e filtros, tal como apresentado em (MICHELS et al., 2006).

# 7 *METODOLOGIA DE PROJETO DO ESTÁGIO DE SAÍDA DE FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA*

## 7.1 Introdução

Neste Capítulo é apresentada uma metodologia de projeto para o estágio de saída de fontes ininterruptas de energia monofásicas empregando controladores de ação repetitiva auxiliar. A metodologia proposta integra o projeto do filtro ao da lei de controle, sendo focada para inversores de tensão modulados por largura de pulso. Esta integração no projeto é desejável, devido à forte interdependência entre ambos no desempenho transitório e em regime permanente das UPS.

A metodologia é aplicável às UPS de dupla conversão, tendo como base as especificações da norma IEC 62040-3 (1999), detalhada no Anexo A. Esta norma inclui um conjunto de requisitos quanto ao desempenho transitório e em regime permanente das UPS, tanto para cargas lineares quanto não-lineares. O propósito da metodologia é atender a estas especificações, projetando adequadamente o filtro de saída, a lei de controle e o barramento CC, sem incorrer em sobredimensionamentos dos componentes do sistema.

Este capítulo está organizado como segue. Inicialmente, na Seção 7.2, é apresentada a metodologia de projeto proposta, composta de 17 etapas, sendo algumas delas calculadas analiticamente e outras através de simulação. Um exemplo de projeto, incluindo resultados de simulação, é apresentado na Seção 7.3. Por fim, na Seção 7.4, são apresentadas as conclusões obtidas.

## 7.2 Metodologia de projeto proposta

A metodologia de projeto proposta é formada por 17 etapas distintas, cujo fluxograma de projeto está ilustrada na Figura 52. O procedimento de projeto é iterativo, sendo avaliando-se continuamente se as especificações são atendidas. Caso alguma delas não seja, é necessário que um ou mais dos parâmetros de projeto tenha seu valor modificado. Nestas situações, o procedimento de projeto deve recomeçar a partir do ponto em que este parâmetro influencia nos demais.

Inicialmente, obtêm-se os parâmetros que se necessita definir para a metodologia de projeto. Assume-se que as leis de controle da malha de tensão do retificador PFC, do controlador de ação instantânea e do controlador de ação repetitiva são previamente definidas, e existe uma metodologia de projeto para tais controladores.

As informações e especificações requeridas pela metodologia de projeto proposta são os seguintes:

1. Tensão  $V_s$  eficaz e frequência  $f_1$  do sinal de referência;
2. Potência de saída ativa  $P$ , fator de potência da carga resistiva-indutiva nominal ( $\cos(\phi)$ ) e valores dos resistores empregados nos ensaios em regime permanente e transitórios;
3. Tensão  $V_{cc}$  no barramento CC;
4. Frequência de amostragem da lei de controle  $f_s$  e frequência de comutação  $f_{sw}$ ;
5. Faixa de variações paramétricas para a indutância  $L$  e a capacitância  $C$ ;
6. Fator  $k_{sw}$  relacionado à estratégia de modulação;
7. Fator  $f_{sc}$  de sobrecarga máximo do retificador do PFC;
8. Fator  $\lambda$  associado à amplitude máxima das harmônicas de alta frequência no indutor;
9. Valores comerciais para os capacitores  $C$  e  $C_{cc}$  e para a corrente de limitação dos interruptores  $I_{Lim}$ ;
10. Parâmetros de projeto da lei de controle da malha de tensão do retificador PFC;
11. Parâmetros de projeto da lei de controle de ação instantânea;
12. Parâmetros de projeto da lei de controle de ação repetitiva auxiliar;

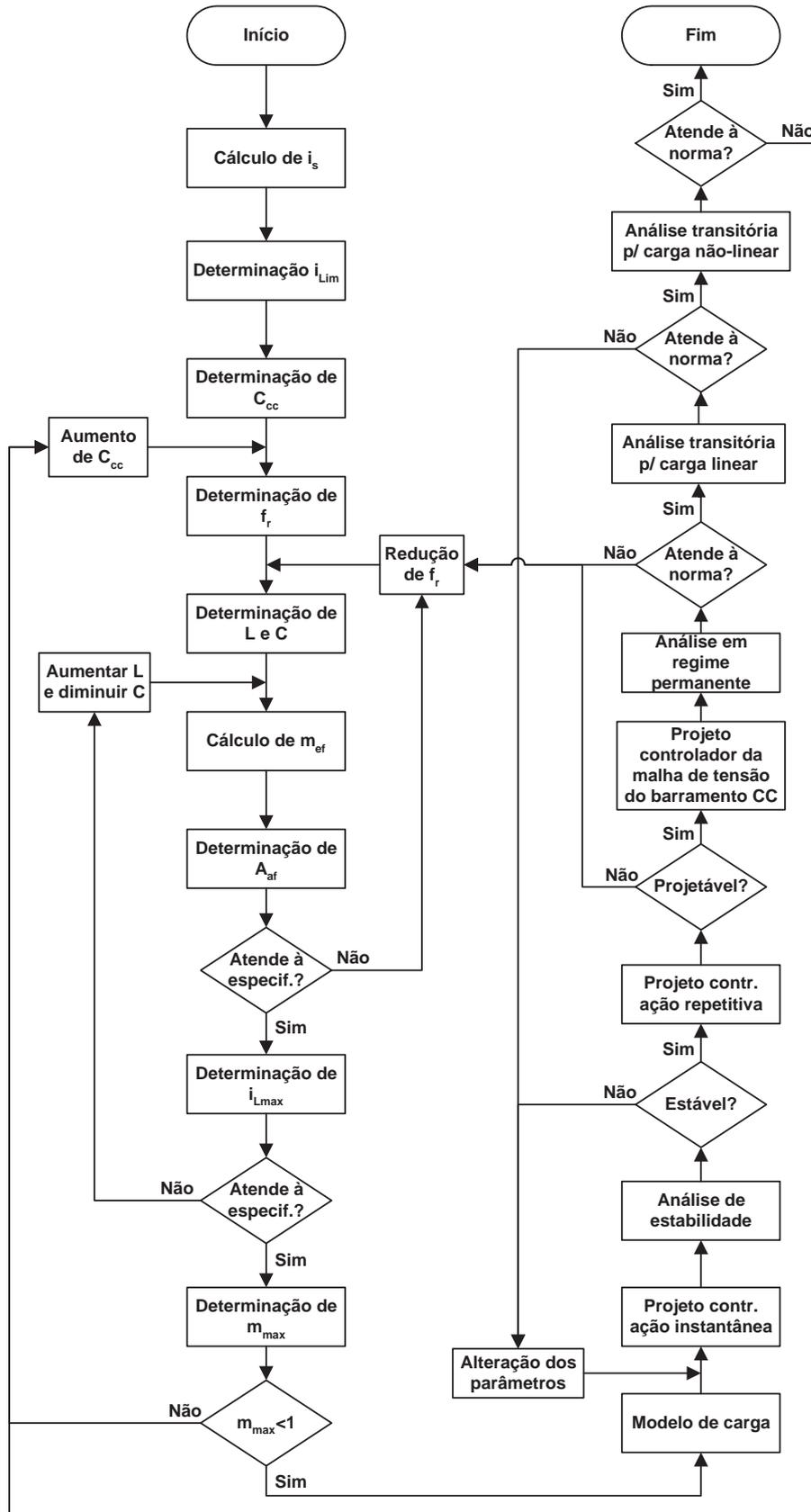


Figura 52: Fluxograma das etapas da metodologia de projeto proposta

Os parâmetros para o inversor de tensão, obtidos a partir da metodologia de projeto proposta, são os seguintes:

1. Capacitância  $C_{cc}$ ;
2. Capacitância  $C$ ;
3. Indutância  $L$ ;
4. Corrente de limitação dos interruptores  $I_{Lim}$ ;
5. Parâmetros do controlador da malha de tensão do retificador PFC;
6. Parâmetros do controlador de ação instantânea;
7. Parâmetros do controlador de ação repetitiva auxiliar;

A partir destes parâmetros, são efetuadas as etapas descritas a seguir.

### 7.2.1 Determinação da corrente para a carga não-linear

A determinação da forma de onda da corrente de carga  $i_s(t)$  é dependente da tensão de saída e dos parâmetros da carga considerada. Nesta metodologia, considera-se a carga mostrada na Figura 53, cujos parâmetros são calculados para a condição de máxima potência aparente, tal como descrito no Anexo A.

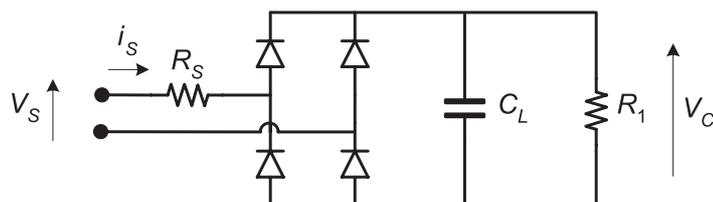


Figura 53: Carga não-linear empregada para os ensaios de desempenho do inversor

Assumindo-se a corrente de carga, devido à carga não-linear, como sendo um distúrbio exógeno, é possível se obter um modelo aproximado para a sua forma de onda. Para tanto, aproxima-se o seu comportamento por uma fonte de corrente drenando energia do inversor.

A forma de onda da corrente drenada pela carga não-linear é aproximada por uma função linear por partes, que possui um pulso retangular centrado em cada semi-ciclo da tensão de saída, como mostra a Figura 54(a). Por outro lado, se a forma de onda deste pulso for transformada para o formato senoidal, como mostra a Figura 54(b), obtém-se uma melhor aproximação. A determinação da equação da corrente é descrita no Lema 8.

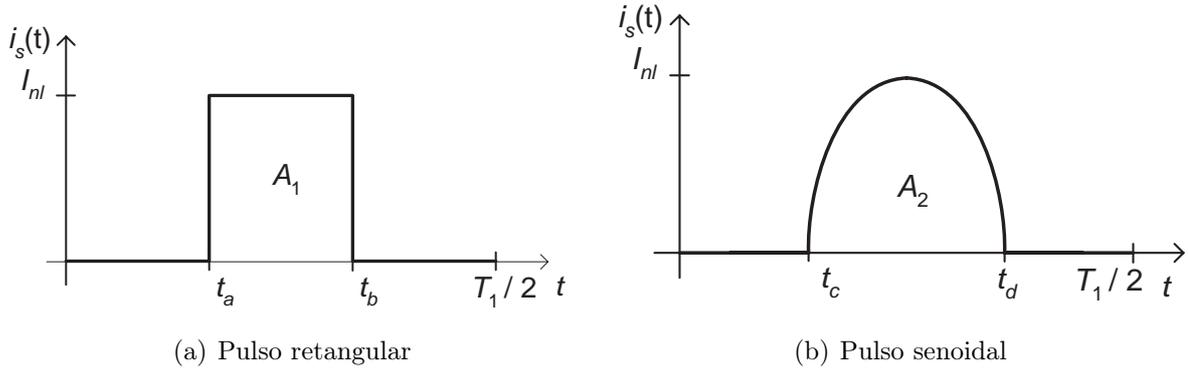


Figura 54: Aproximações para a forma de onda da corrente drenada pela carga não-linear

**Lema 8.** *Seja um retificador não-controlado, com filtro capacitivo, tal como mostrado na Figura 53, alimentado por uma fonte de tensão senoidal, ideal, sendo  $V_s$  a sua tensão RMS nominal. Considerando que esta carga possui a potência RMS nominal  $P$  e fator de crista  $f_c$ , a equação que descreve a forma de onda aproximada para a corrente de carga pode ser dada por:*

$$i_s(t) = \begin{cases} 0 & , 0 \leq t < t_c \\ I_{nl} \sin(\omega_2(t - t_c)) & , t_c \leq t < t_d \\ 0 & , t_d \leq t < T_1/2 \end{cases} \quad (7.1)$$

onde:

$$t_c = \frac{1}{2}(T_1 - \Delta t_{cd} + \Delta t_{ef}) \quad (7.2)$$

e

$$t_d = \frac{1}{2}(T_1 + \Delta t_{cd} + \Delta t_{ef}), \quad (7.3)$$

sendo  $I_{nl}$ ,  $\omega_2$ ,  $\Delta t_{cd}$  e  $\Delta t_{ef}$  calculados, respectivamente, por (7.4), (7.14), (7.17) e (7.24).

*Demonstração.* Inicialmente, obtém-se o valor da corrente considerando-se esta como sendo um pulso retangular centrado em cada semi-ciclo, tal como mostrado na Figura 54(a). A amplitude deste pulso é dada por:

$$I_{nl} = \frac{P}{V_s} f_c, \quad (7.4)$$

onde  $P$  é a potência RMS nominal,  $V_s$  é a tensão RMS nominal e  $f_c$  é o fator de crista considerado para a carga não-linear.

A largura do pulso é dada em função da energia consumida num ciclo. Este intervalo

de tempo pode ser obtido por:

$$\Delta t_{ab} = t_b - t_a = \frac{f_{pf} P}{I_{nl} V_{seq}} \frac{T_1}{2}, \quad (7.5)$$

onde  $f_{pf}$  é o fator que relaciona a potência carga não-linear com relação à potência nominal e  $T_1$  é o período da referência. Substituindo-se (7.4) em (7.5) e definido-se que:

$$V_{seq} = \sqrt{2} f_f V_s, \quad (7.6)$$

onde  $f_f$  é um fator de forma para compensar o fato de  $v_s(t)$  não ser constante durante toda o tempo de duração do ciclo, chega-se a:

$$\Delta t_{ab} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{f_{pf} T_1}{f_f f_c}. \quad (7.7)$$

A determinação de  $t_a$  e  $t_b$  pode ser obtida a partir da centralização do pulso no semi-ciclo da senóide, ou seja:

$$t_a = \frac{1}{2} (T_1 - \Delta t_{ab}) \quad (7.8)$$

e

$$t_b = \frac{1}{2} (T_1 + \Delta t_{ab}). \quad (7.9)$$

Assim, em cada semi-ciclo, chega-se à conclusão que a área do pulso retangular é dada por:

$$A_1 = I_{nl} \Delta t_{ab}. \quad (7.10)$$

A partir do pulso retangular, obtém-se os valores do pulso senoidal, tal como mostrado na Figura 54(b). Para tanto, considera-se que este pulso é um semi-ciclo completo de uma senóide com valor máximo  $I_{nl}$ . Assim, a área  $A_2$  é dada por:

$$A_2 = \int_{t_c}^{t_d} I_{nl} \sin(\omega_2 t) dt = \int_0^{\pi/2} I_{nl} \sin(\omega_2 \tau) d\tau = \frac{2I_{nl}}{\omega_2}, \quad (7.11)$$

onde  $\omega_2$  é a frequência angular desta senóide.

Para a determinação de  $\omega_2$ , supõe-se que  $A_2 = A_1$ , pois considera-se que a energia drenada pela carga não-linear é constante. Ou seja:

$$A_2 = \frac{2I_{nl}}{\omega_2} = I_{nl} \Delta t_{ab}. \quad (7.12)$$

Substituindo-se em (7.12) os valores de  $\Delta t_{ab}$  e  $I_{nl}$  por (7.7) e (7.4), respectivamente,

obtém-se como resultado:

$$\omega_2 = 4\sqrt{2} \frac{f_c f_f}{f_{fp} T_1}. \quad (7.13)$$

Assim, a corrente de saída, para o semi-ciclo positivo, pode ser descrita por:

$$i_s(t) = \begin{cases} 0 & , 0 \leq t < t_c \\ I_{nl} \text{sen}(\omega_2(t - t_c)) & , t_c \leq t < t_d \\ 0 & , t_d \leq t < T_1/2 \end{cases} \quad (7.14)$$

onde:

$$t_c = \frac{1}{2}(T_1 - \Delta t_{cd} + \Delta t_{ef}) \quad (7.15)$$

e

$$t_d = \frac{1}{2}(T_1 - \Delta t_{cd} + \Delta t_{ef}.) \quad (7.16)$$

Então intervalo de condução é dado por:

$$\Delta t_{cd} = t_d - t_c = \frac{\pi}{\omega_2}. \quad (7.17)$$

O intervalo  $\Delta t_{ef}$  é utilizado para efetuar o ajuste da posição do pulso de corrente com relação à tensão, já que o mesmo não é exatamente centrado. Esta determinação é feita pela aproximação da tensão no capacitor  $C_L$  do retificador por uma reta decrescente, que é recarregada somente no pico da senóide, como ilustra a Figura 55. O valor médio da tensão de saída do retificador, para uma fonte senoidal ideal, é definido pela norma IEC 62040-3 (1999) como sendo:

$$V_{C_L} = 1,22V_s. \quad (7.18)$$

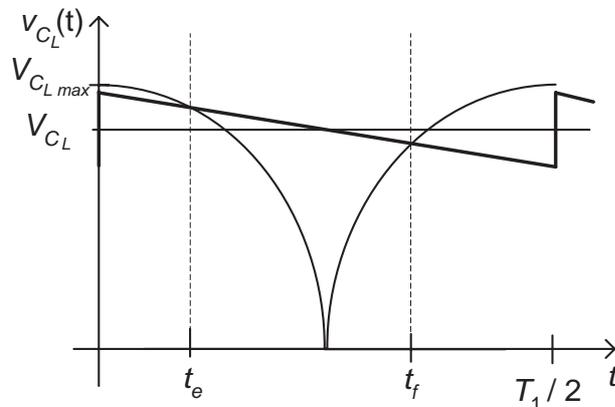


Figura 55: Ilustração da aproximação da tensão  $V_{C_L}$

A Figura 55 apresenta a referência deslocada em meio ciclo com relação à Figura 54.

Este deslocamento foi efetuado para simplificar a determinação de  $t_e$  e  $t_f$ , que são obtidos a partir da seguinte igualdade:

$$v_{CL}(t) = |v_s(t)|, \quad 0 \leq t < \frac{T_1}{2}, \quad (7.19)$$

onde:

$$v_s(t) = \sqrt{2}V_s \cos(\omega_1 t) \quad (7.20)$$

e

$$v_{CL}(t) = v_{CL\max} \left( 1 - \frac{2\Delta v_{CL} t}{T_1} \right). \quad (7.21)$$

Em (7.21),  $\Delta v_{CL}$  e  $v_{CL\max}$  são dados respectivamente por:

$$\Delta v_{CL} = 1 - \exp\left(\frac{-T_1}{2R_1 C}\right) \quad (7.22)$$

e

$$v_{CL\max} = V_{CL} \left( 1 + \frac{\Delta v_{CL}}{2} \right). \quad (7.23)$$

A equação (7.19) é transcendental, ou seja, não possui solução analítica. A sua resolução é feita em duas partes, sendo que o resultado obtido para  $t < T_1/2$  corresponde a  $t_e$ , e o obtido para  $t > T_1/2$  é correspondente a  $t_f$ .

Obtidos os instantes  $t_e$  e  $t_f$ , chega-se ao valor do deslocamento do pulso com relação ao pico da senóide, que é dado por:

$$\Delta t_{ef} = t_e - \left( \frac{T_1}{2} - t_f \right). \quad (7.24)$$

□

## 7.2.2 Determinação da corrente de limitação dos interruptores

A partir do valor da carga não-linear, calcula-se a corrente mínima de limitação dos interruptores. O valor da corrente de limitação deve ser adequadamente projetado, pois caso um valor muito pequeno seja utilizado, não se obtém as especificações para degrau de carga não-linear. Por outro lado, valores muito elevados, resultam em sobredimensionamento dos interruptores e do indutor do filtro, resultando na elevação dos custos do inversor. Para o tipo de carga não-linear considerado, define-se de forma empírica que:

$$i_{Lim\min} = 2I_{nl}, \quad (7.25)$$

onde  $I_{nl}$  é o pico da corrente no indutor, obtido no passo anterior através de (7.4).

A partir deste valor, com base nas especificações dos interruptores disponíveis e que são adequados à aplicação, escolhe-se um interruptor cuja corrente de limitação  $i_{Lim} > i_{Lim_{min}}$ .

### 7.2.3 Determinação do capacitor do barramento CC

Nesta etapa é inicialmente obtida, de forma analítica, uma estimativa para o valor da capacitância do barramento CC. Este valor é obtido com base no desempenho transitório, onde se deve assegurar que a tensão no capacitor não seja excessivamente reduzida. O valor obtido, apresentado no Lema 9, é uma estimativa da capacitância necessária no barramento CC. A partir deste Lema, determina-se a capacitância escolhendo-se o valor comercial mais próximo.

**Lema 9.** *Seja uma UPS de dupla conversão, cujo barramento CC é alimentado por um retificador com correção do fator de potência e a saída alimenta o inversor de tensão PWM do estágio de saída. Um valor aproximado para a capacitância mínima necessária para o barramento CC, para que a UPS consiga atender aos requisitos transitórios de degrau de carga não-linear descrito pela norma IEC 62040-3 (1999), é dado por:*

$$C_{cc} = \frac{E_{pfc1} + E_{pfc2} - E_{CL} - E_{R_1} - E_{R_s}}{V_s^2 - \frac{V_{cc}^2}{2}}, \quad (7.26)$$

onde:

$$E_{pfc1} = \frac{\pi P f_{carga} f_{pf}}{2\omega_1}, \quad (7.27)$$

$$E_{pfc2} = \frac{\pi P f_{pf}}{\omega_1}, \quad (7.28)$$

$$E_{R_1} = \frac{0,372 T_1 V_s^2}{R_1}, \quad (7.29)$$

$$E_{CL} = 0,75 C_L V_s^2 \quad (7.30)$$

e

$$E_{R_s} = 0,305 R_s C_L V_s I_{Lim}^2. \quad (7.31)$$

Nestas equações,  $V_{cc}$  é a tensão nominal do barramento CC,  $V_s$  é a tensão RMS de saída do inversor e  $I_{Lim}$  é a limitação imposta à corrente no PFC. A potência total da carga não-linear é dada por  $P f_{pf}$ , enquanto que a proporção da potência do retificador inicialmente conectado na saída, com relação à potência total da carga não-linear, é dada por  $f_{carga}$ , como descrita no Anexo A. Por outro lado, os elementos  $R_s$ ,  $C_L$  e  $R_1$  são relativos ao retificador inserido no momento do degrau de carga.

*Demonstração.* A determinação de  $C_{cc}$  é obtida a partir do balanço de energia durante o degrau de carga não-linear. No momento em que esta carga é inserida, tal como descrito no Anexo A, o inversor alimenta uma carga não-linear com pequena potência. Então, no pior caso, uma outra carga não-linear é inserida no momento em que a tensão de saída está no seu valor máximo, sendo que o seu capacitor está inicialmente descarregado.

Logo, para se atingir a classificação 1 (vide Anexo A) é requerido que a tensão no barramento CC não se reduza muito. Caso contrário, o capacitor inicialmente conectado não mantém a tensão necessária para atender a norma. Assim, identificou-se que se a tensão do barramento CC mantiver com valor superior ao pico da referência, após  $3T_1/4$ , é possível se obter uma ação de controle suficiente para manter a carga do capacitor inicialmente conectado.

Para a determinação do capacitor do barramento CC, assume-se que:

1. O afundamento da tensão no capacitor  $C_{cc}$  tem duração de  $3T_1/4s$ ;
2. O capacitor  $C_{cc}$  possui, inicialmente, a tensão  $V_{cc}$  e, após  $3T_1/4s$ , a tensão  $V_s$ ;
3. O capacitor  $C_L$  é carregado até  $V_{C_L} = 1,22V_s$  após  $3T_1/4s$ ;
4. A corrente máxima no indutor é  $I_{Lim}$ , sendo limitada pela proteção contra sobrecorrentes dos interruptores;
5. O resistor  $R_s$  dissipa energia, neste intervalo, de forma proporcional a  $I_{Lim}$ ;
6. O resistor  $R_1$  dissipa energia, neste intervalo, de forma proporcional a  $v_{C_L}(t)$ ;
7. O retificador com PFC alimenta o barramento CC, no período  $T_1/4$  após o degrau de carga, com a corrente  $I_{in1}$ . No período  $T_1/2$  subsequente, a lei de controle da malha de tensão compensa o afundamento da tensão no barramento CC de forma súbita, fazendo com que a corrente de entrada seja limitada ao seu valor máximo, definido pelo valor  $I_{in_{max}}$ .

A partir destas suposições, chega-se à seguinte equação para o balanço de energia no barramento CC, para  $3T_1/4s$  após o degrau de carga:

$$E_{cc_f} = E_{cc_i} + E_{pfc1} + E_{pfc2} - E_{C_L} - E_{R_1} - E_{R_s}, \quad (7.32)$$

onde  $E_{cc_i}$  e  $E_{cc_f}$  são as energias inicial e final no capacitor  $C_{cc}$ ,  $E_{pfc1}$  e  $E_{pfc2}$  são as quantidades de energia carregadas pelo retificador no intervalo considerado,  $E_{R_1}$  e  $E_{R_s}$

são as energias dissipadas nos respectivos resistores e  $E_{CL}$  é a energia carregada, ao final do intervalo, no capacitor da carga não-linear inserida após o degrau.

Os valores de cada uma destas quantidades de energia é apresentado a seguir. O retificador do PFC, conforme assumido anteriormente, apresenta a forma de onda da corrente de entrada ilustrada na Figura 56. Observe que as áreas indicadas na figura são proporcionais à energia que alimenta o capacitor  $C_{cc}$  nos respectivos intervalos de tempo.

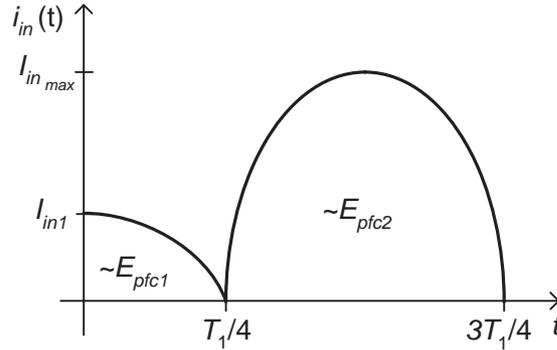


Figura 56: Ilustração da corrente  $i_{in}(t)$  após o degrau de carga não-linear.

Supondo que a tensão  $V_{cc}$  se mantém constante, a energia entregue pelo PFC é dada por:

$$E_{pfc1} = \int_0^{T_1/4} V_{cc} i_{in}(t) dt \quad (7.33)$$

e

$$E_{pfc2} = \int_{T_1/4}^{3T_1/4} V_{cc} i_{in}(t) dt. \quad (7.34)$$

Sabendo-se que, no primeiro caso,  $i_{in}(t) = I_{in1} \cos(\omega_1 t)$ , onde  $I_{in1}$  é dada pela energia consumida pela carga inicialmente conectada, ou seja:

$$I_{in1} = \frac{\pi P f_{pf} f_{carga}}{2 V_{cc}}, \quad (7.35)$$

onde  $f_{carga}$  é a proporção entre a potência nominal da carga não-linear ( $P f_{pf}$ ) e a potência consumida pela carga inicialmente conectada. A partir da integração de (7.33), obtém-se (7.27).

No segundo caso,  $i_{in}(t) = I_{Lim} \sin(\omega_1 t)$ , que resulta em:

$$I_{Lim} = \frac{\pi P f_{sc}}{2 V_{cc}}, \quad (7.36)$$

onde  $f_{sc}$  é o fator de sobrecarga, ou seja, o limite para o qual a corrente de entrada  $i_{in}$  pode

ultrapassar seu valor máximo, para a potência nominal  $P$ . Assim, a partir da integração de (7.34), obtém-se (7.28).

A energia no capacitor  $C_L$  é obtida diretamente a partir de:

$$E_{C_L} = \frac{1}{2} C_L V_{C_L}^2, \quad (7.37)$$

onde  $V_{C_L}$  é a tensão do capacitor após o mesmo estar carregado. Pela norma IEC 62040-3 (1999), tem-se que  $V_{C_L} = 1,22V_s$ , que substituído em (7.37), resulta em (7.30).

A energia dissipada no resistor  $R_1$  depende diretamente da tensão  $V_{C_L}$ . A Figura 57 ilustra a carga do capacitor  $V_{C_L}$ , que ocorre, de forma linear, em um intervalo de tempo  $t_q$ . Para facilitar a análise, supõe-se que  $t_q = 3T_1/4$ .

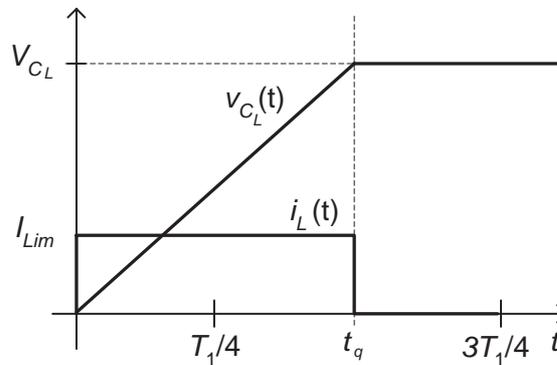


Figura 57: Ilustração da tensão  $v_{C_L}(t)$  e da corrente  $i_L(t)$  após o degrau de carga não-linear.

A energia dissipada no resistor  $R_1$  é, então, dada por:

$$E_{R_1} = \int_0^{3T_1/4} \frac{v_{C_L}(t)}{R_1} dt. \quad (7.38)$$

Assumindo que a carga do capacitor é efetuada de forma linear, obtém-se que a tensão  $v_{C_L}(t)$ , neste intervalo, é dada pela seguinte expressão:

$$v_{C_L}(t) = \frac{1,22V_s}{\frac{3T_1}{4}} t. \quad (7.39)$$

A obtenção de (7.29) é, então, realizada através da substituição de  $v_{C_L}(t)$  por (7.39) em (7.38).

A energia dissipada no resistor  $R_s$  depende diretamente da corrente  $i_L$ , como ilustra a Figura 57. Assumindo que o tempo de carga é  $t_q$ , como mostra a Figura 57, chega-se à

seguinte expressão para a energia dissipada em  $R_s$ :

$$E_{R_s} = \int_0^{t_q} R_s i_L^2(t) dt. \quad (7.40)$$

Durante o degrau de carga, a corrente em  $i_L$  é limitada pelos interruptores do conversor CC/CA, o que resulta na corrente aproximada de  $I_{Lim}$ . Considerando-se que esta corrente é constante, se determina o tempo de carga de  $V_{CL}$ :

$$t_q = \frac{1,22V_s C_L}{I_{Lim}}. \quad (7.41)$$

Assim, a determinação de  $E_{R_s}$  é obtida substituindo-se  $i_L$  e (7.41) em (7.40). Contudo, a corrente  $i_L$  não possui um valor constante em todo o tempo, além da limitação reduzir a amplitude da corrente  $I_{Lim}$ . Por este motivo, aproxima-se  $i_L(t) = I_{Lim}/2$  em (7.40), obtendo-se (7.31).

Por fim, em (7.32) se identifica os termos  $E_{CC_i}$  e  $E_{CC_f}$ , que correspondem à energia inicial e final no capacitor  $C_{cc}$ , respectivamente. Dado que  $v_{cc} = V_{cc}$  em  $E_{CC_i}$  e  $v_{cc} = \sqrt{2}V_s$  em  $E_{CC_f}$ , obtém-se:

$$E_{CC_i} = \frac{1}{2} C_{cc} V_{cc}^2 \quad (7.42)$$

e

$$E_{CC_f} = \frac{1}{2} C_{cc} (\sqrt{2}V_s)^2. \quad (7.43)$$

Substituindo-se (7.33), (7.34), (7.37), (7.38), (7.40), (7.42) e (7.43) em (7.32), chega-se a (7.26).

□

É importante ressaltar que a formulação apresentada contém várias aproximações, podendo apresentar, por isso, significativos erros. Contudo, o seu propósito é servir como uma estimativa para o valor da capacitância necessária para sustentar a tensão durante o degrau de carga não linear. Assim, valores menores e maiores devem ser utilizados, em simulações, para verificar se os requisitos quanto ao desempenho transitório são atendidos.

No decorrer das etapas, caso o inversor não atenda às especificações, é necessário utilizar um valor de capacitância maior. Uma outra solução é a elevação da tensão do barramento CC, mas nesta metodologia se estabelece que a mesma é previamente determinada.

## 7.2.4 Determinação da frequência natural do filtro

A determinação da frequência natural do filtro é obtida com base na limitação da amplitude das harmônicas de alta frequência. O procedimento para a determinação desta frequência é apresentado, em detalhes, na Seção 6.3.2.

A amplitude máxima das harmônicas de alta frequência não são definidas pela norma IEC 62040-3 (1999). Contudo, a norma IEC 62040-2 (1999) estabelece limites para as emissões eletromagnéticas de alta frequência, que estão relacionadas à amplitude de tais harmônicas. Nesta metodologia, não é analisado o impacto destas harmônicas nos requisitos de EMI, mas caso seja necessário, estes requisitos podem ser incluídos nesta etapa.

## 7.2.5 Determinação de L e C pela ondulação de alta frequência no indutor do filtro

Nesta etapa, é efetuada a determinação dos valores de  $L$  e  $C$ , com base na frequência natural do filtro  $f_r$  e na amplitude máxima da ondulação de alta frequência no indutor  $i_L$ . Para tanto, define-se que o projeto do indutor  $L$  é obtido para que a ondulação de alta frequência tenha amplitude  $f_L I_{nl}$ , onde  $I_{nl}$  é a corrente máxima devido à carga não-linear, obtida a partir de (7.4) e  $f_L$  é o fator relativo da amplitude da ondulação da alta frequência com relação a  $I_{nl}$ .

A partir do Lema 10, considerando-se que  $m > 0,5$  e  $i_{L_{af}} = I_{nl} f_L$ , obtém-se que  $L$  é dado por:

$$L = \frac{V_{cc} k_{sw}}{8 f_s I_{nl} f_L}, \quad (7.44)$$

onde  $k_{sw}$  é um fator relacionado à estratégia de modulação utilizada.

O valor de  $C$  é obtido a partir de  $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ , resultando em:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L}. \quad (7.45)$$

Caso os valores já tenham sido calculados, mas não atendam a alguma das etapas de projeto a seguir, deve-se aumentar o valor de  $C$  mantendo-se  $L$  constante.

**Lema 10.** *Seja um inversor de tensão, modulado por largura de pulso, com um filtro LC (vide Figura 4) projetado para obter uma tensão de saída com reduzido nível de distorção. A máxima amplitude da ondulação da corrente no indutor, devido exclusivamente à modulação em alta frequência, ocorre quando  $|m(t)| = 0,5$ , onde  $m(t)$  é o índice de modulação ( $-1 \leq m(t) \leq 1$ ).*

A envoltória da ondulação de alta-freqüência é dada por:

$$i_{L_{af}}(t) = \frac{V_{cc}k_{sw}}{2Lf_s}m(t)[1 - m(t)] \quad 0 \leq t < \frac{T_1}{2}, \quad (7.46)$$

onde  $m(t)$  é o índice de modulação no tempo ( $v_{ab}(t) = m(t)V_{cc}$ ) e  $k_{sw}$  é um fator associado à seqüência de comutação, que modula o inversor em três níveis. Considerando-se que  $m(t) = m \sin(\omega_1 t)$ , a ondulação no indutor é dada por:

$$i_{L_{af}}(t) = \frac{V_{cc}k_{sw}}{2Lf_s} (m \sin(\omega_1 t) - m^2 \sin^2(\omega_1 t)), \quad 0 \leq t < \frac{T_1}{2}. \quad (7.47)$$

*Demonstração.* Inicialmente, considera-se um período de amostragem  $T_s$  cujo índice de modulação no intervalo considerado é  $\bar{m}$ . Para a determinação da ondulação de corrente, assume-se que o capacitor do filtro de saída é um curto-circuito para as altas freqüências, o que resulta na tensão  $v_{ab}$  aplicada totalmente no indutor  $L$ . Assim, tendo como base uma seqüência de comutação assimétrica, com uma comutação por intervalo de amostragem, chega-se nas seguintes expressões para as tensões aplicadas no indutor  $L$ , em um intervalo de amostragem:

$$V_L = \begin{cases} (1 - \bar{m})V_{cc} & , \text{ conduzindo} \\ -\bar{m}V_{cc} & , \text{ não conduzindo} \end{cases}$$

Os tempos de condução, em função de  $\bar{m}$ , são dados por:

$$\begin{cases} t_{on} = \bar{m}/f_s & , \text{ conduzindo} \\ t_{off} = -(1 - \bar{m})/f_s & , \text{ não conduzindo} \end{cases}$$

Supondo-se que a freqüência de comutação é muito maior que a da referência, pode-se afirmar que a ondulação da corrente, no intervalo em que o interruptor está conduzindo e não conduzindo, respectivamente, são dadas por:

$$i_{L_{on}}(\bar{m}) = \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} v_L(t) dt = \frac{V_{cc} \bar{m}(1 - \bar{m})}{L f_s} \quad (7.48)$$

$$i_{L_{off}}(\bar{m}) = \frac{1}{L} \int_0^{t_{off}} v_L(t) dt = -\frac{V_{cc} \bar{m}(1 - \bar{m})}{L f_s} \quad (7.49)$$

Os valores obtidos em (7.48) e (7.49) são idênticos, pois a tensão média sobre o indutor deve ser nula.

A ondulação máxima é dada por:

$$\frac{di_{L_{on}}(\bar{m})}{d\bar{m}} = -2\bar{m} + 1 = 0, \quad (7.50)$$

que resulta em  $\bar{m} = 0,5$ .

Sabendo-se que o inversor varia continuamente o valor de  $\bar{m}$ , durante a geração da senóide, infere-se que o valor instantâneo da ondulação depende do valor de  $m$ . Conclui-se, analisando-se (7.48) e (7.49), que para  $m > 0,5$ , o valor da ondulação máxima ocorre em  $\bar{m} = 0,5$ . Por outro lado, para  $m < 0,5$ , o valor da ondulação máxima resulta em  $\bar{m} = m$ .

A análise efetuada, com relação ao máximo valor de  $m(t)$ , é independente da seqüência de comutação utilizada, pois o valor da tensão no indutor e o tempo de condução total em um período de amostragem depende somente de  $\bar{m}$ . Uma seqüência com mais de duas comutações num ciclo resulta em menor ondulação total da corrente, mas o valor máximo desta ondulação é definido de forma idêntica à acima descrita. Por este motivo, adicionou-se o fator  $k_{sw}$ , que é associado à estratégia de modulação empregada. Para as seqüências  $S_0$  e  $S_1$ , apresentadas no capítulo anterior,  $k_{sw} = 1$ .

Por fim, o valor da ondulação da corrente, calculado em (7.48), é o valor máximo da ondulação. Esta ondulação possui valor médio nulo, com relação a corrente de baixa freqüência. Logo, para obtenção da envoltória da ondulação, é necessário se dividir o valor obtido em (7.48) por dois, chegando-se a forma apresentada em (7.46).

□

### 7.2.6 Determinação do índice de modulação efetivo

Conforme discutido no Capítulo 6, o filtro LC pode não apresentar ganho unitário para a componente fundamental da referência. Para evitar que a tensão de saída apresente um valor RMS diferente do especificado, uma lei de controle de ação instantânea é incluída para assegurar a regulação desta tensão. Logo, caso ocorra uma atenuação ou amplificação na freqüência fundamental, a lei de controle efetua a compensação do valor de  $m$ .

Esta amplificação/atenuação está associada ao distanciamento espectral entre  $f_r$  e  $f_1$ , assim como é relacionado com o coeficiente de amortecimento  $\zeta$  da planta. Desta forma, dependendo destes parâmetros, pode ocorrer uma significativa alteração do valor de  $m$ . Por isso, avalia-se este índice para a carga resistiva nominal e sem carga, que são as condições extremas de atenuação e amplificação, respectivamente. A forma de se calcular este índice é apresentada no Lema 11.

**Lema 11.** *Seja um inversor de tensão modulado por largura de pulso com filtro LC (vide Figura 4), cujo filtro é projetado para obter uma tensão de saída com reduzido nível de*

distorção. A amplitude do índice de modulação efetivo para gerar a tensão  $V_s$  eficaz na saída é dada por:

$$m_{ef}(R_{carga}) = \frac{\sqrt{2}V_s}{V_{cc}} \sqrt{(1 - LC\omega_1^2)^2 + \left(\frac{L}{R_{carga}}\omega_1\right)^2} \quad (7.51)$$

onde  $R_{carga}$  é a resistência da carga, que deve ser avaliado para a condição de carga nominal ( $R_{carga} = R_L$ ) e para a condição sem carga ( $R_{carga} = \infty$ ).

*Demonstração.* Seja a função de transferência do filtro, incluindo a carga, descrita por:

$$\frac{V_s(s)}{V_{ab}(s)} = \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R_{carga}}s + 1} \quad (7.52)$$

Reescrevendo-se esta equação, e substituindo-se  $s = j\omega_1$ , tem-se que:

$$v_{ab}(j\omega_1) = v_s \left( LC(j\omega_1 f_1)^2 + \frac{L}{R}j\omega_1 f_1 + 1 \right) \quad (7.53)$$

onde  $V_s$  é o valor que se deseja obter na saída. Como se deseja obter o valor normalizado do índice de modulação, substitui-se  $v_s$  pelo valor de pico  $v_s = \sqrt{2}V_s$  e divide-se os dois lados por  $V_{cc}$ . Obtendo-se o valor absoluto de (7.53), chega-se à (7.51), onde:

$$m_{ef} = |v_{ab_p}(j\omega_1)|/V_{cc}. \quad (7.54)$$

□

### 7.2.7 Determinação da amplitude das harmônicas de alta frequência

Nesta etapa, é feita a verificação da amplitude das principais harmônicas com base nos índices de modulação efetivos para carga nominal e sem carga. Esta verificação é obtida a partir de:

$$A_{af} = |G_p(j\omega_1 h)| nV_{ab}(m_{ef}, a, b) \quad (7.55)$$

onde  $G_p(s)$ , sem carga, é dado por (2.3) e com carga resistiva nominal por (2.5), sendo  $m_{ef}$  o obtido, na etapa anterior, para a respectiva condição de carga. Os valores de  $h = am_s + b$  e  $nV_{ab}(m_{ef}, a, b)$  são obtidos, de forma idêntica, aos apresentados na Seção 6.3.2. Estes valores foram anteriormente empregados na Etapa 4 desta metodologia.

A análise dos resultados é realizada através da comparação dos valores de  $A_{af}$ , obtidos em (7.55), com o parâmetro de projeto  $\lambda$ . Caso  $A_{af} > \lambda$ , para alguma das harmônicas, é

preciso se reprojeta o filtro. É recomendável se diminuir a frequência natural do filtro e retornar à Etapa 5.

### 7.2.8 Cálculo da máxima corrente no indutor em regime permanente

Nesta etapa, é determinado o valor de pico para a corrente no indutor. Esta determinação é importante para o correto dimensionamento do indutor, tendo por objetivo se garantir a capacidade de compensação transitória. Caso o indutor seja muito pequeno, a capacidade de atuação durante os transitórios é significativamente comprometida. Este comportamento ocorre porque os limites de corrente imposto pelos interruptores são referentes a valores de pico, e não valores médios. Adicionalmente, esta determinação é importante para o correto dimensionamento do indutor, evitando-se, assim, que o mesmo sature.

O valor máximo para  $i_L$  deve assegurar a seguinte condição empírica:

$$i_{L_{\max}} < \frac{3}{4} i_{Lim}, \quad (7.56)$$

onde  $i_{Lim}$  é a corrente de limitação definida na Etapa 2. Caso esta condição não seja obtida, deve-se aumentar o valor de  $L$  e diminuir o de  $C$ , mantendo-se o produto  $LC$  constante. Após esta alteração no filtro, é necessário retornar-se à Etapa 6.

A determinação da amplitude máxima da corrente no indutor depende da carga. O cálculo de  $i_{L_{\max}}$  é realizado para duas condições de distintas: para carga resistiva nominal e para carga não-linear. As duas condições necessitam ser calculadas porque o pico gerado por uma carga resistiva nominal pode ser maior que o gerado por uma carga não-linear, dependendo do valor escolhido para  $L$ . É importante se ressaltar que caso sejam empregados ambos os tipos de carga, a determina-se a amplitude máxima pelo maior valor entre os dois casos.

A corrente circulante no filtro de saída do inversor depende da carga. Contudo, existe uma parcela desta corrente que independe da carga, sendo dependente exclusivamente pelos elementos reativos do filtro. Caso seja escolhido um valor pequeno para  $L$  e grande para  $C$ , o valor da corrente reativa no filtro pode se tornar inadequado. Embora não se tenha incluído nenhuma restrição nesta metodologia, relacionada à corrente reativa, a mesma pode ser facilmente inserida. Neste cenário, caso a corrente reativa seja maior que um valor máximo previamente definido, novos valores para  $L$  e  $C$  deveriam ser escolhidos.

A formulação matemática para determinação destas correntes são apresentados a seguir.

### 7.2.8.1 Corrente reativa no filtro

**Lema 12.** *Seja um inversor de tensão, modulado por largura de pulso, com um filtro LC de saída (vide Figura 4). Assumindo-se que as resistências intrínsecas são desprezíveis, e que a tensão que alimenta o filtro é dada por  $v_{ab}(t) = mV_{cc} \text{sen}(\omega_1 t)$ , então a corrente reativa é dada por:*

$$i_{reat}(t) = I_{reat} \cos(\omega_1 t), \quad (7.57)$$

onde:

$$I_{reat} = mV_{cc} \frac{\omega_1 C}{1 - LC\omega_1^2}. \quad (7.58)$$

*Demonstração.* A amplitude da corrente, em regime permanente, é obtida através da análise fasorial de circuitos CA, dada por:

$$I_{reat} = \frac{mV_{cc}}{|Z_{reat}|}. \quad (7.59)$$

Assumindo que o filtro é composto, exclusivamente, pelo indutor  $L$  e pelo capacitor  $C$ , se obtém que:

$$Z_{reat} = X_L + X_C = j\omega_1 L + \frac{1}{j\omega_1 C}, \quad (7.60)$$

que resulta em:

$$Z_{reat} = \frac{1 - LC\omega_1^2}{j\omega_1 C}. \quad (7.61)$$

Assim, dividindo-se  $v_{ab}(t) = mV_{cc} \text{sen}(\omega_1 t)$  por (7.61), resulta em (7.57).  $\square$

### 7.2.8.2 Corrente máxima com carga resistiva nominal

**Lema 13.** *Seja um inversor de tensão, modulado por largura de pulso com filtro LC de segunda ordem (vide Figura 4), cujo filtro é projetado para obter uma tensão de saída com reduzido nível de distorção. A forma de onda da corrente no indutor, em um semi-ciclo, é dada por:*

$$i_{L\max}(t) = (x_1 + x_2 m) \sin(\omega_1 t) + x_3 \cos(\omega_1 t) - x_2 m^2 \sin^2(\omega_1 t), \quad (7.62)$$

onde:

$$x_1 = |I_{L\text{nom}}| \cos(\phi_{\text{nom}}), \quad (7.63)$$

$$x_2 = \frac{k_{sw} V_{cc}}{2L f_s}, \quad (7.64)$$

$$x_3 = |I_{L_{nom}}| \operatorname{sen}(\phi_{nom}), \quad (7.65)$$

$$\phi_{nom} = \arctan\left(\frac{\operatorname{Re}(I_{L_{nom}})}{\operatorname{Im}(I_{L_{nom}})}\right) \quad (7.66)$$

e

$$I_{L_{nom}} = mV_{dc} \left( \frac{1 + j\omega_1 R_L C}{R_L - LC R_L \omega_1^2 + j\omega_1 L} \right). \quad (7.67)$$

Por outro lado, a máxima amplitude da ondulação da corrente no indutor, para carga resistiva nominal, é obtida por:

$$(x_1 + x_2 m) \cos(\theta) - x_3 \sin(\theta) - x_2 m^2 \sin(2\theta) = 0, \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{4}, \quad (7.68)$$

onde  $\theta = \omega_1 t$ .

*Demonstração.* O valor da envoltória da corrente no indutor, para carga linear, é dado por:

$$i_{L_{max}}(t) = i_{L_{nom}}(t) + i_{L_{af}}(t), \quad (7.69)$$

onde  $i_{L_{nom}}$  e  $i_{L_{af}}$  são as funções que descrevem a corrente circulante pelo indutor, com carga resistiva nominal, e o envelope da corrente de alta frequência, respectivamente.

A corrente  $i_{L_{nom}}$ , em regime permanente, é calculada através da representação fasorial. A impedância de entrada do inversor é dada por:

$$Z_{nom} = X_L + X_C // R_L = j\omega_1 L + \frac{1}{j\omega_1 C} // R_L, \quad (7.70)$$

que resulta em:

$$Z_{nom} = \frac{R_L - LC R_L \omega_1^2 + j\omega_1 L}{1 + j\omega_1 R_L C}. \quad (7.71)$$

A partir desta impedância, calcula-se a amplitude da corrente  $i_{L_{nom}}$  dividindo-se a tensão  $V_{ab}$  por (7.71), obtendo-se o resultado em (7.67). Convertendo a representação fasorial de (7.67) para a representação temporal, chega-se a:

$$i_{L_{nom}}(t) = |I_{L_{nom}}| \sin(\omega_1 t + \phi_{nom}), \quad (7.72)$$

onde o ângulo é dado por (7.66). Esta equação pode ser reescrita da seguinte forma:

$$i_{L_{nom}}(t) = x_1 \sin(\omega t) + x_3 \cos(\omega t), \quad (7.73)$$

sendo  $x_1$  e  $x_3$  apresentados, respectivamente, em (7.63) e (7.65).

O valor de  $x_2$  é obtido a partir de (7.47). Substituindo-se (7.47) e (7.73) em (7.69), chega-se a (7.62), que reescrita para  $\theta = \omega_1 t$  resulta em:

$$i_{L_{nom}}(\theta) = (x_1 + x_2 m) \sin(\theta) + x_3 \cos(\theta) - x_2 m^2 \sin^2(\theta). \quad (7.74)$$

Para obter o valor máximo de  $i_{L_{nom}}$ , calcula-se:

$$\frac{di_{L_{nom}}(\theta)}{d\theta} = 0, \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}. \quad (7.75)$$

Por fim, substituindo-se (7.74) em (7.75), chega-se a (7.68).  $\square$

A título de exemplo, são apresentados os resultados obtidos em duas simulações distintas, sendo os mesmos comparados com os calculados através de (7.62). Os parâmetros da planta são os seguintes:  $C = 150\mu F$ ,  $R_1 = 12\Omega$ ,  $V_{cc} = 200V$ ,  $V_{ref} = 110V_{RMS}$ ,  $f_1 = 50Hz$  e  $f_s = 6000Hz$ . Os resultados obtidos estão mostrados na Figura 58(a), para  $L=0,2mH$ , e Figura 58(b), para  $L=1mH$ . Constata-se que a solução matemática possui uma boa aproximação com a envoltória dos resultados de simulação.

### 7.2.8.3 Corrente máxima com carga não-linear

**Lema 14.** *Seja um inversor de tensão modulado por largura de pulso com filtro LC (vide Figura 4), cujo filtro é projetado para obter uma tensão de saída com reduzido nível de distorção. A máxima amplitude da ondulação da corrente no indutor, considerando-se a carga não-linear nominal definida pela norma IEC 62040-3 (1999), pode ser aproximada por:*

$$i_{L_{max}}(t) = \begin{cases} i_{reat}(t) + i_s(t) + i_{L_{max}}(t), & t_c \leq t < t_d \\ i_{reat}(t) + i_{L_{max}}(t), & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (7.76)$$

onde as correntes são obtidas em (7.46), (7.1) e (7.57).

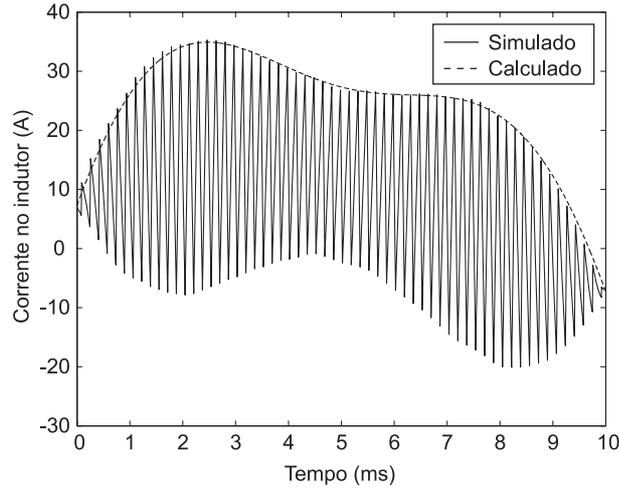
O valor máximo para a corrente no indutor é obtido quando:

$$i_{L_{max}} = \max(i_{L1_{max}}(t_g), i_{L2_{max}}(t_h)), \quad (7.77)$$

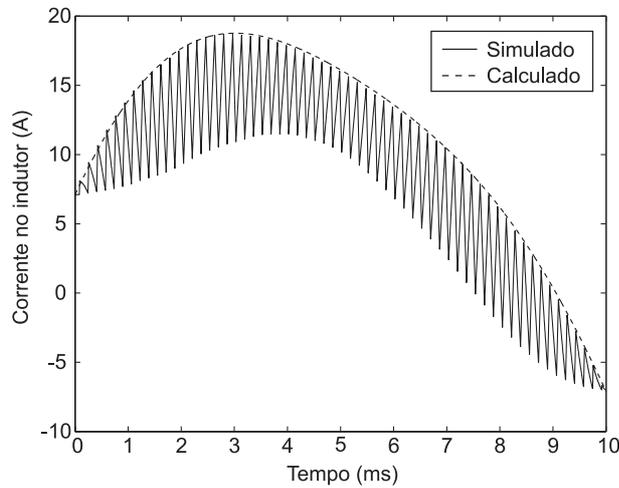
onde  $t_g$  e  $t_h$  são os instantes em que ocorrem os máximos locais das seguintes funções lineares por partes, respectivamente:

$$i_{L1_{max}}(t) = \begin{cases} -|I_{reat}| \omega_1 \sin(\omega_1 t) + x_2 m \omega_1 \cos(\omega_1 t) \\ -x_2 m^2 \sin(2\omega_1 t) + I_{nl} \cos(\omega_2(t - t_c)) = 0, \end{cases}, \quad t_c \leq t < t_d \quad (7.78)$$

$$i_{L2_{max}}(t) = -|I_{reat}| \omega_1 \sin(\omega_1 t) + x_2 m \omega_1 \cos(\omega_1 t) - x_2 m^2 \sin(2\omega_1 t) = 0. \quad (7.79)$$



(a)  $L=0,2\text{mH}$



(b)  $L=1\text{mH}$

Figura 58: Comparação entre a solução analítica para envelope da corrente na carga resistiva e o resultado de simulação

*Demonstração.* A corrente no indutor, para carga não-linear, é a soma da corrente reativa (7.57), da corrente drenada pela carga não-linear (7.1) e da corrente de alta-freqüência (7.46), gerada pela modulação. Assim, obtém-se (7.76) de forma direta.

Para obter o instante do valor máximo de  $i_L$ , calcula-se:

$$\frac{di_{L_{\max}}(t)}{dt} = 0, \quad 0 \leq t \leq \frac{T_1}{4}. \quad (7.80)$$

Como a função é linear por partes, como mostrado em (7.76), resulta que (7.80) é formada por duas funções, dadas em (7.78) e (7.79). Para estas duas funções, pode existir um máximo local. Assim, determina-se o máximo local de (7.78) para  $t \leq t_c$ , e de (7.79) para  $t > t_c$ . O maior valor dentre os obtidos é o máximo valor da corrente no indutor no ciclo.  $\square$

A título de exemplo, é apresentado o resultado obtido em uma simulação comparado com os valores calculados através de (7.76). Os parâmetros empregados na planta são os seguintes:  $C = 100\mu F$ ,  $L = 0,2mH$ ,  $R_1 = 12\Omega$ ,  $V_{cc} = 200V$ ,  $f_s = 6000Hz$ ,  $f_1 = 50Hz$  e  $V_{ref} = 110V_{RMS}$ . O retificador não-linear, empregado como carga, possui os seguintes parâmetros:  $C_L = 4700\mu F$ ,  $R_s = 0,5\Omega$  e  $R_1 = 28\Omega$ . Os resultados obtidos estão mostrados na Figura 59. Constata-se que a solução analítica possui uma boa aproximação com a envoltória dos resultados de simulação, validando, assim, a mesma.

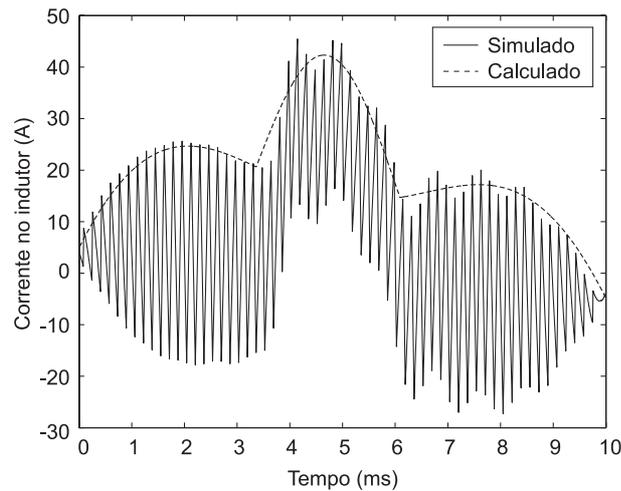


Figura 59: Comparação entre a solução analítica para o envelope da corrente na carga não-linear e o resultado de simulação

### 7.2.9 Análise do índice de modulação máximo em regime permanente

O índice de modulação máximo, em regime permanente, é aquele que é empregado efetivamente na pior condição de carga não-linear. Este índice é obtido considerando-se a ondulação máxima no barramento CC, provocada pela carga não-linear, e a ação de controle máxima, demandada pela ação de controle instantânea e repetitiva, para obtenção de uma tensão de saída sem distorção.

O índice de modulação máximo, em regime permanente, é dado por:

$$m_{max} = \frac{1}{V_{cc}} \left( \frac{\Delta V_{cc_{max}}}{2} + V_{ab_{max}} \right), \quad (7.81)$$

onde  $\Delta V_{cc_{max}}$  e  $V_{ab_{max}}$  são obtidos conforme descritos nos Lema 15 e Lema 16, respectivamente.

Caso  $m_{max} < 1$ , constata-se que a lei de controle não satura, para a pior situação em regime permanente. Caso contrário, é necessário se aumentar o capacitor  $C_{cc}$  e retornar

à Etapa 3.

### 7.2.9.1 Determinação da ondulação de tensão no barramento CC em regime permanente

**Lema 15.** *Seja um retificador com correção do fator de potência alimentando um inversor de tensão (vide Figura 4). Assume-se também que o inversor alimenta uma carga não-linear, definida pela norma IEC 62040-3 (1999), com fator de crista  $f_c$  e potência aparente nominal, sendo a frequência da tensão de saída a mesma da tensão de alimentação. As amplitudes máxima e mínima da ondulação de tensão no barramento CC, em regime permanente, são aproximados por:*

$$\Delta V_{cc_{\max}} = \frac{I_{cc} \Delta t_{ab}}{C_{cc}} \quad (7.82)$$

e

$$\Delta V_{cc_{\min}} = \frac{(I_{cc} - I_{in}) \Delta t_{ab}}{C_{cc}}, \quad (7.83)$$

onde:

$$I_{cc} = \frac{P f_c m}{V_s}, \quad (7.84)$$

$$I_{in} = \frac{\pi P f_{pf}}{2 V_{cc}} \quad (7.85)$$

e

$$\Delta t_{ab} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{f_{pf} T_1}{f_f f_c}. \quad (7.86)$$

*Demonstração.* O comportamento dinâmico do barramento CC pode ser aproximado pelo circuito mostrado na Figura 60. Deste circuito, chega-se à seguinte equação para a tensão no barramento CC, para cada semi-ciclo da referência:

$$v_{cc}(t) = \frac{1}{C_{cc}} \int_0^{T_1/2} (i_{in}(t) - i_{cc}(t)) dt + V_{cc}(0), \quad (7.87)$$

onde  $V_{cc}(0)$  é a tensão no início do ciclo.

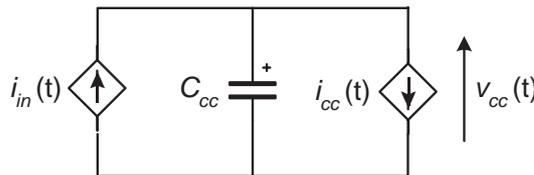


Figura 60: Representação do circuito do barramento CC

A corrente drenada do barramento CC, pelo conversor, pode ser aproximada pelo

módulo da corrente no indutor multiplicada pelo índice de modulação  $m(t)$ . O índice  $m(t)$  é a aproximação do comportamento do conversor CC/CA, inserido entre a carga e a corrente do indutor.

Desconsiderando-se, na corrente do indutor, as componentes reativa e de alta frequência, que não alteram de forma significativa a tensão no barramento CC, aproxima-se esta corrente pela drenada pela carga não-linear. Aproximando-se, neste caso, a carga por um pulso retangular, como ilustrado na Figura 61, chega-se à seguinte equação para a corrente de saída do barramento CC:

$$i_{cc}(t) = \begin{cases} I_{cc}, & t_a \leq t < t_b \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (7.88)$$

onde:

$$I_{cc} = m(t)I_{nl} = \frac{mP f_c}{V_s}, \quad (7.89)$$

$$t_a = \frac{T_1}{4} - \frac{\Delta t_{ab}}{2} \quad (7.90)$$

e

$$t_b = \frac{T_1}{4} + \frac{\Delta t_{ab}}{2}, \quad (7.91)$$

cuja duração é dada por (7.86).

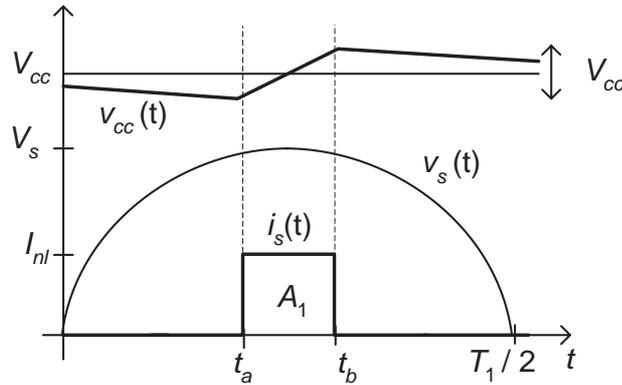


Figura 61: Aproximações consideradas para a determinação da  $\Delta v_{cc}$

A aproximação para  $m(t) = m$ , mostrada em (7.89), é válida assumindo que o intervalo de tempo  $\Delta t_{ab}$  tem duração curta com relação a  $T_1$ , e que o mesmo ocorre no pico da senóide.

A corrente de entrada  $I_{in}$  é obtida pelo balanço de energia no capacitor do barramento CC. Desta forma, a energia que é inserida no capacitor, em um ciclo, é igual a energia

entregue à carga. Logo:

$$\int_0^{T_1/2} v_{cc}(t) i_{in}(t) dt = \int_0^{T_1/2} v_{cc}(t) i_{cc}(t) dt. \quad (7.92)$$

Considerando-se que o barramento CC é alimentado por um conversor com correção de fator de potência unitário, se obtém que:

$$i_{in}(t) = I_{in} \sin(\omega_1 t). \quad (7.93)$$

O valor de  $I_{in}$  é obtido substituindo-se (7.88) e (7.93) em (7.92) e efetuando-se a integração, resultando em (7.85). Neste caso, é efetuada a aproximação  $v_{cc}(t) = V_{cc}$ , considerando-se que a tensão no barramento CC apresenta variação de pequena amplitude.

Assumindo-se que a descarga do barramento CC ocorre quando a corrente de carga drena a sua energia, pode-se assumir que a variação de tensão no barramento CC é dada por:

$$\Delta V_{cc} = \frac{1}{C_{cc}} \int_{t_a}^{t_b} (i_{in}(t) - i_{cc}(t)) dt. \quad (7.94)$$

Como  $i_{cc}(t)$  é constante neste intervalo de tempo, pois está se considerando a sua forma de onda como sendo um pulso retangular, e que  $i_{in}(t)$  é aproximadamente constante neste intervalo, pois  $T_1/2 \gg \Delta t_{ab}$ , pode-se aproximar (7.94) por:

$$\Delta v_{cc} = \frac{(\bar{I}_{in} - I_{cc}) \Delta t_{ab}}{C_{cc}}, \quad (7.95)$$

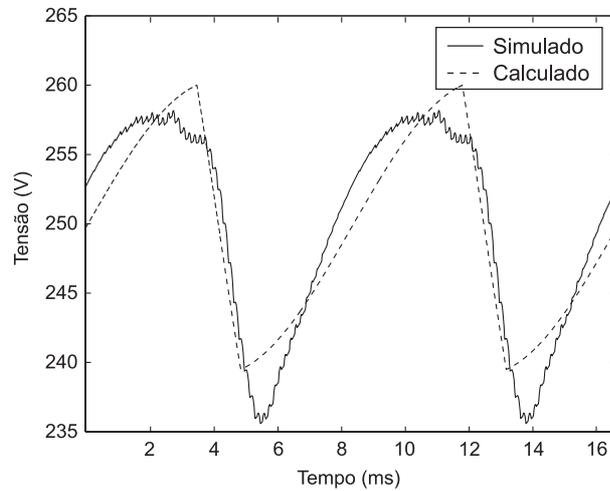
onde a corrente  $\bar{I}_{in}$  depende do sincronismo entre a corrente de alimentação do barramento CC e a tensão gerada na saída pelo inversor.

Os valores máximos e mínimos para (7.95) são obtidos para  $\bar{I}_{in}$  mínimo e máximo, respectivamente. O valor mínimo de (7.95) é obtido quando o pulso da corrente de carga ocorre sincronizado com o pico da senóide da corrente do PFC, ou seja, quando  $\bar{I}_{in} \simeq I_{in}$ . Já o valor máximo ocorre quando houver uma defasagem de  $90^\circ$  entre a corrente de entrada do PFC, ou seja, quando  $\bar{I}_{in} \simeq 0$ . Substituindo-se estes valores de  $\bar{I}_{in}$  em (7.95), chega-se a (7.82) e (7.83).  $\square$

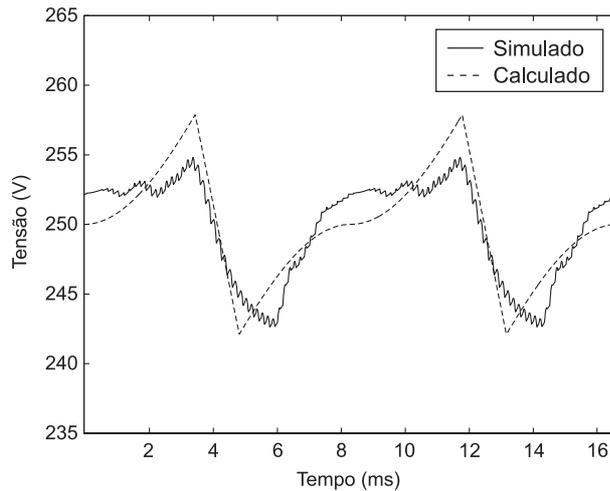
Para exemplificar as expressões obtidas, são apresentados alguns resultados comparativos, entre os valores calculados analiticamente e os obtidos através da simulação de todo o conversor. Os parâmetros da planta são os seguintes:  $C = 50\mu F$ ,  $L = 1mH$ ,

$C_{cc} = 1100\mu F$ ,  $V_{cc} = 250V$ ,  $V_{ref} = 110V_{RMS}$ ,  $f_1 = 60Hz$  e  $f_s = 6000Hz$ . O retificador não-linear, empregado como carga, possui os seguintes parâmetros:  $C_L = 4700\mu F$ ,  $R_s = 0,5\Omega$  e  $R_1 = 28\Omega$ . Para a determinação da equação, assume-se que  $P = 1000W$ ,  $f_c = 3$ ,  $f_{pf} = 0,7$  e  $f_f = 0,94$ .

Os resultados obtidos estão mostrados na Figura 62, onde os valores calculados são apresentados através do cálculo temporal de (7.87) para (7.88) e (7.93). Os valores calculados através de (7.82) e 7.83) são, respectivamente,  $\Delta V_{cc_{max}} = 21,2V$  e  $\Delta V_{cc_{min}} = 15,7V$ . Em simulação, obteve-se  $\Delta V_{cc_{max}} = 21V$  e  $\Delta V_{cc_{min}} = 11V$ . Constata-se que a equação matemática possui uma boa aproximação, o que é suficiente para se ter uma boa estimativa da máxima ondulação da tensão do barramento.



(a)  $\Delta V_{cc_{max}}$



(b)  $\Delta V_{cc_{min}}$

Figura 62: Comparação entre os resultados simulados e calculados analiticamente para a ondulação de  $v_{cc}$

### 7.2.9.2 Determinação da máxima ação de controle

**Lema 16.** *Seja um inversor de tensão (vide Figura 4), que alimenta a carga não-linear nominal, definida pela norma IEC 62040-3 (1999), com fator de crista  $f_c$ . A ação de controle necessária para a plena compensação do distúrbio, empregando a ação repetitiva, é determinada por:*

$$v_{ab}(t) = \begin{cases} x_4 \text{sen}(w_1 t), & t < t_c \\ x_4 \text{sen}(w_1 t) + x_5 \cos(w_2 t) + x_6 \text{sen}(w_2 t), & t_c \leq t \leq \frac{T_1}{4} \end{cases} \quad (7.96)$$

onde:

$$x_4 = \sqrt{2}V_s - LI_{reat}\omega_1, \quad (7.97)$$

$$x_5 = L\omega_2 I_{nl} \cos(\omega_2 t_c) \quad (7.98)$$

e

$$x_6 = L\omega_2 I_{nl} \text{sen}(\omega_2 t_c), \quad (7.99)$$

O valor máximo da ação de controle é obtido para  $v_{ab}(t)$  no instante de tempo dado por:

$$\omega_1 x_4 \cos(w_1 t) - \omega_2 x_5 \text{sen}(w_2 t) + \omega_2 x_6 \cos(w_2 t) = 0, \quad t_c \leq t < \frac{T_1}{4}. \quad (7.100)$$

*Demonstração.* Para que a ação de controle de ação repetitiva auxiliar possa efetuar sua compensação, a tensão de saída deve se manter senoidal. Para tanto, toda a corrente drenada durante o distúrbio deve ser fornecida pelo indutor, evitando que a tensão do capacitor seja alterada. Assim, chega-se que:

$$v_{ab}(t) = v_L(t) + v_s(t), \quad (7.101)$$

onde  $v_s(t)$  é a tensão que se deseja obter na saída e  $v_L(t)$  é a tensão necessária para compensação do distúrbio no indutor. Obtém-se, então:

$$v_s(t) = \sqrt{2}V_s \text{sen}(\omega_1 t) \quad (7.102)$$

e

$$v_L(t) = L \frac{d}{dt} i_s(t) + L \frac{d}{dt} i_{reat}(t). \quad (7.103)$$

Substituindo-se (7.1) e (7.57) em (7.102), determina-se (7.96).

O valor máximo de (7.96) é determinado por:

$$\frac{d}{dt}v_{ab}(t) = 0, \quad t_c \leq t < \frac{T_1}{4}, \quad (7.104)$$

de onde se obtém (7.100).  $\square$

Para exemplificar as expressões obtidas, são apresentados alguns resultados comparativos, entre os valores calculados analiticamente e os obtidos através da simulação de todo o conversor. Os parâmetros da planta são os seguintes:  $C = 50\mu F$ ,  $L = 1,25mH$ ,  $V_{cc} = 200V$ ,  $V_{ref} = 110V_{RMS}$ ,  $f_1 = 60Hz$  e  $f_s = 6000Hz$ . O retificador não-linear, empregado como carga, possui os seguintes parâmetros:  $C_L = 4700\mu F$ ,  $R_s = 0,5\Omega$  e  $R_l = 28\Omega$ .

O resultado obtido em simulação, para estes parâmetros, é de  $V_{ab_{max}} = 187V$ , enquanto que analiticamente se obteve  $V_{ab_{max}} = 186V$ . Constatase, assim, que os resultados obtidos analiticamente resultam em uma boa aproximação.

### 7.2.10 Determinação do modelo da planta para todas as condições de carga

Nesta etapa, obtém-se os modelos dinâmicos da planta em tempo discreto, para as seguintes condições de carga:

- (i) Sem carga:  $G_p(z^{-1})$  e  $G_d(z^{-1})$ , a partir de (2.3) e (2.4)
- (ii) Carga resistiva:  $G_q(z^{-1})$ , a partir de (2.5) para  $G_Z(s) = R_L$
- (iii) Carga resistiva-indutiva:  $G_q(z^{-1})$ , a partir de (2.5) para  $G_Z(s) = sL_L + R_L$

É necessário também se obter os modelos da planta considerando-se as variações paramétricas dos elementos do filtro. Para tanto, define-se as variações mínimas e máximas para estes elementos:  $L = L_0 \pm \Delta L_0$  e  $C = C_0 \pm \Delta C_0$ . Sugere-se que sejam obtidos os modelos  $G_p(z^{-1})$  e  $G_d(z^{-1})$ , para todas as condições de carga, para as seguintes variações paramétricas de  $L$  e  $C$ :

- (i)  $L = L_0 + \Delta L_0$  e  $C = C_0 + \Delta C_0$
- (ii)  $L = L_0 + \Delta L_0$  e  $C = C_0 - \Delta C_0$
- (iii)  $L = L_0 - \Delta L_0$  e  $C = C_0 + \Delta C_0$
- (iv)  $L = L_0 - \Delta L_0$  e  $C = C_0 - \Delta C_0$

### 7.2.11 Projeto do controlador de ação instantânea

Após a determinação dos modelos dinâmicos da planta, é necessário se obter os parâmetros da lei de controle de ação instantânea. Este controlador deve ser projetado para efetuar a regulação da tensão de saída e compensação instantânea dos distúrbios aperiódicos, além de garantir a estabilidade do sistema.

O procedimento de projeto depende da estrutura de controle escolhida. Em geral, emprega-se, para o projeto, o modelo da planta com carga resistiva nominal.

### 7.2.12 Análise da estabilidade do controlador de ação instantânea para todas as condições de carga e variações paramétricas

Nesta etapa, avalia-se a estabilidade do controlador de ação instantânea para as diversas condições de carga distintas. Para tanto, primeiramente, se determina os modelos em malha fechada  $G_m(z^{-1})$  para todos os modelos de planta obtidos na Etapa 10, empregando o controlador com os parâmetros definidos na Etapa 11. Posteriormente, analisa-se a estabilidade de cada uma destas funções de transferência. Caso algum destes modelos seja instável, é imprescindível se reprojeter o controlador, retornando-se à Etapa 11. Por outro lado, caso o controlador não possa ser reprojeterado, é necessário se definir um outro valor para a frequência natural do filtro, retornando-se à Etapa 5.

### 7.2.13 Projeto do controlador de ação repetitiva auxiliar considerando todas as condições de carga e variações paramétricas

O projeto do controlador de ação repetitiva auxiliar é executado nesta etapa, empregando-se a metodologia de projeto apresentada no Capítulo 5. O procedimento de projeto deve considerar, como anteriormente apresentado, todas as condições de carga e de variações paramétricas descritas na Etapa 10. É importante se salientar que a obtenção de um controlador de ação repetitiva, é, teoricamente, sempre possível. Contudo, dependendo das restrições impostas ao projeto, é possível que, em alguns casos, não exista solução. Nestas situações, deve-se redefinir ou o projeto do controlador de ação instantânea ou mesmo o filtro, retornando-se à Etapa 11 e Etapa 5, respectivamente.

### 7.2.14 Projeto do controlador da malha de tensão do retificador PFC

O projeto do controlador de tensão é efetuado com base no valor da capacitância do barramento CC e na corrente drenada pela carga não-linear durante transitórios. É recomendável se utilizar um controlador com ação integral, pois este resulta em erro CC nulo em regime permanente. Neste controlador, sugere-se que se inclua uma ação *anti-windup*, pois durante os degraus de carga não-linear, é muito provável que ocorra saturação da lei de controle.

### 7.2.15 Obtenção da THD e análise da amplitude individual das harmônicas de baixa frequência

A partir da definição dos elementos do filtro e do projeto dos controladores de ação instantânea e repetitiva, é possível se avaliar o comportamento dinâmico do inversor em malha fechada. Para tanto, é efetuada uma simulação do inversor, para carga não-linear nominal, até a saída entrar em regime permanente. Nesta situação, obtém-se os pontos de um ou mais ciclos da tensão de saída e se realiza uma análise espectral, através de uma FFT. Os resultados obtidos são confrontados com os especificados pela norma IEC 62040-3 (1999). Para os casos em que a amplitude individual de uma ou mais harmônicas não atendam à norma, é necessário se reprojeter o filtro de saída. Nestas situações, deve-se diminuir o valor de  $f_r$  e retornar à Etapa 5.

A análise das harmônicas deve ser também efetuada para o sinal de referência com frequências distintas de  $f_{base}$ . Caso a frequência-base seja 60Hz, sugere-se que se teste o comportamento, em regime permanente, para as frequências de 59,5Hz e 60,5Hz. Igualmente, caso a amplitude individual das harmônicas não atenda à norma, o inversor deve ser reprojeterado. Portanto, é imprescindível se empregar um dos algoritmos para ajuste do sincronismo da ação repetitiva auxiliar mostrados no Capítulo 3.

Adicionalmente, além da análise individual das harmônicas, é necessário se calcular a THD da tensão de saída, considerando-se as harmônicas de ordem 1 a 40. Para os casos em que a THD seja superior a 8%, os requisitos de regime permanente não são atingidos e deve-se proceder de forma análoga à anteriormente descrita.

### 7.2.16 Análise do comportamento transitório para degrau de carga linear

O desempenho transitório, para cargas lineares, é testado para degraus de cargas resistivas, cujos valores são descritos pela norma IEC 62040-3 (1999). A descrição completa do ensaio é apresentada no Anexo A.

Nesta etapa, é realizado, em simulação, o mesmo ensaio descrito no Anexo A. Os valores obtidos para a tensão de saída, para os instantes imediatamente após os degraus de carga, são filtrados e traçados na curva mostrada na Figura 69(a). Caso os valores obtidos estejam contidos no espaço entre as curvas, a norma é atendida. Caso contrário, é necessário se reprojeter o controlador de ação transitória, retornando-se à Etapa 11.

### 7.2.17 Análise do comportamento transitório para degrau de carga não-linear

A última etapa consiste na verificação do desempenho do inversor diante de um degrau de carga não-linear. Este é o ensaio mais exigente, em termos de desempenho, da norma IEC 62040-3 (1999).

Nesta etapa, é realizado, em simulação, o mesmo ensaio descrito no Anexo A. Os valores obtidos para a tensão de saída, para os instantes imediatamente após os degraus de carga, são filtrados e traçados na curva mostrada na Figura 69(a). Nos casos em que os valores obtidos estejam contidos no espaço entre as curvas, a norma é atendida. Caso contrário, é provável que a tensão no barramento CC esteja afundando demais, não garantindo uma quantidade de energia suficiente para manter a amplitude da tensão de saída. Portanto, nestas situações, é necessário se aumentar o valor de  $C_{cc}$  e retornar-se à Etapa 4.

É importante se ressaltar que é possível que este problema seja causado pela restrição da corrente  $i_{Lim}$ . Embora seja pouco provável, esta situação é resultado da utilização de uma corrente com elevada ondulação no indutor. Logo, caso o aumento do valor de  $C_{cc}$  não resolva o problema, sugere-se que o valor de  $i_{Lim}$  seja aumentado, na Etapa 2, ou se reduza a ondulação máxima da corrente através do aumento do valor de  $L$  e da diminuição do valor de  $C$  na Etapa 5.

### 7.3 Exemplo de projeto

Nesta Seção é apresentado um exemplo de projeto de inversor de tensão PWM, aplicado ao estágio de saída de uma UPS de dupla conversão, empregando a metodologia proposta. Os parâmetros-base da planta considerada no exemplo estão mostrados na Tabela 19. O projeto do inversor e das leis de controle é feito com base nos parâmetros dados na Tabela 20. Já a metodologia de projeto emprega os parâmetros dados na Tabela 21.

Tabela 19: Parâmetros-base da planta empregada no projeto

Parâmetro	Valor
Potência nominal de saída	$P=1\text{kVA}$
Frequência de amostragem	$f_s = 6\text{kHz}$
Frequência de comutação	$f_{sw} = 6\text{kHz}$
Estratégia de comutação	$k_{sw} = 1$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 200\text{V}$
Tensão de referência	$V_{ref} = 110\text{V}_{\text{rms}}, f_1 = 60\text{Hz} \pm 2\%$
Varição paramétrica em C	$\pm 5\%$
Varição paramétrica em L	$\pm 5\%$
Resistência intrínseca de C	$0,0\Omega$
Resistência intrínseca de L	$0,1\Omega$
Fator de sobrecarga do retificador PFC (em transitórios)	$f_{sc} = 3$
Carga resistiva nominal	$R_L = 12\Omega$
Carga resistivo-indutiva nominal	$\cos(\phi) = 0,7$ $R_L = 8,5\Omega \quad L_L = 23\text{mH}$
Carga não-linear nominal: retificador não-controlador	$f_{pf} = 0,7 \quad f_c = 3 \quad f_f = 0,95$ $R_L = 28\Omega \quad R_s = 0,5\Omega$ $C_L = 4700\mu\text{F}$
Carga resistiva (20%)	$R_L = 60,5\Omega$
Carga resistiva (80%)	$R_L = 15,5\Omega$
Carga não-linear (25%): retificador não-controlador	$R_L = 150\Omega \quad R_s = 2,5\Omega$ $C_L = 1100\mu\text{F} \quad f_{ct} = 0,25$
Carga não-linear: (75%) retificador não-controlador	$R_L = 50\Omega \quad R_s = 0,85\Omega$ $C_L = 3300\mu\text{F}$

A seguir, serão apresentadas cada uma das etapas de projeto.

**Etapla 1 – Determinação da corrente para a carga não-linear:** Inicialmente, é efetuado o cálculo da equação da corrente para a carga não-linear. Obteve-se os seguintes valores:  $I_{nl} = 27,27\text{A}$ ,  $\omega_2 = 1381,89\text{rad/s}$ ,  $t_c = 2,85\text{ms}$  e  $t_d = 5,13\text{ms}$ .

**Etapla 2 – Determinação da corrente de limitação nos interruptores:** O valor mínimo, definido por (7.25), é  $54,54\text{A}$ . Contudo, escolheu-se o valor de  $63\text{A}$ , que é um valor comercial típico para uma família de interruptores da Semikron.

Tabela 20: Parâmetros de projeto do filtro de saída e das leis de controle

Parâmetro	Valor
Amplitude das harmônicas de alta frequência na saída (pu)	$\lambda=0,01$
Ondulação máxima de alta frequência no indutor	$f_L=0,25I_{nl}$
Lei de controle do retificador PFC	PI com <i>anti-windup</i> $k_p=0,2 \quad k_I=20$
Lei de controle de ação instantânea	PD- <i>feedforward</i> $\zeta_n=0,4 \quad \omega_n=1,1$
Lei de controle repetitiva auxiliar	Filtro Q: constante e passa-baixas $C(z^{-1})=z^d$
Valores de $d$	1 a 4
Filtro Q	$Q(z^{-1})=0,99$ $Q(z^{-1})=0,25z+0,5+0,25z^{-1}$
Ganho $c_r$	$c_{r \min}=0,05 \quad c_{r \max}=0,25$ $\Delta c_r=0,05 \quad c_{r \text{mg}}=0,03$
Fatores de atenuação e convergência	$w_a=0,9$ $w_i=0,1$

Tabela 21: Parâmetros de projeto empregados pela metodologia proposta

Parâmetro	Valor
Ciclos simulados para análise em regime permanente	80
Ciclos simulados para análise transitória	100
Ciclo em que é efetuado o primeiro degrau de carga	10
Ciclo em que é efetuado o segundo degrau de carga	80
Fase da referência no instante do degrau de carga	90°
Número de pontos simulados por intervalo de amostragem	4

**Etapa 3 – Determinação do capacitor do barramento CC:** Empre-gando-se a formulação analítica apresentada, estimou-se o valor para a capacitância do barramento CC. Obteve-se  $C_{cc} = 1508\mu\text{F}$ , adotando-se  $C_{cc} = 1500\mu\text{F}$ , que é um valor comercial de capacitores eletrolíticos para a tensão de 250V.

**Etapa 4 – Determinação da frequência natural do filtro LC:** Consi-derando-se a estratégia de modulação apresentada, obteve-se  $f_r = 921\text{Hz}$ .

**Etapa 5 – Determinação de L e C pela ondulação de alta frequência no indutor do filtro:** A partir da limitação da máxima corrente de alta frequência no indu-tor, definida em projeto por  $k_{sw}I_{nl} = 6,81\text{A}$ , obteve-se em (7.44) o valor  $L_{\min} = 611\mu\text{H}$ . Escolhendo-se  $L = L_{\min}$ , e utilizando-se (2.22), obteve-se o seguinte valor para o capacitor,

$C = 49\mu\text{F}$ . Para adequar a capacitância aos valores comerciais disponíveis, escolheu-se  $C = 50\mu\text{F}$ . Mantendo-se  $f_r$  constante, obtém-se  $L_{\min} = 600\mu\text{H}$ . Observe que este valor resulta em corrente de ondulação um pouco maior que a inicialmente especificada. Contudo, estes pequenos ajustes não interferem significativamente nos valores, resultando em uma corrente de alta frequência de 7,1A.

**Etapa 6 – Determinação do índice de modulação efetivo:** Nesta etapa são calculados os índices de modulação efetivos, quando o inversor está sem carga e com carga resistiva nominal. Obteve-se, para ambos os casos,  $m = 0,775$ .

**Etapa 7 – Determinação da amplitude das harmônicas de alta frequência:** A partir do índice de modulação efetivo e do modelo do inversor, determinou-se a amplitude de cada harmônica de alta frequência através de (7.55). Observou-se que nenhuma destas harmônica ultrapassou o valor estipulado de 1%. Neste caso, a taxa de distorção harmônica total, devido às harmônicas de alta frequência, é de THD=1,51%, que atende às especificações.

**Etapa 8 – Cálculo da máxima corrente no indutor em regime permanente:** Nesta etapa, determinou-se o valor de pico da corrente de  $i_L$ , obtendo-se  $I_{L_{\max}} = 32,31\text{A}$ , sendo  $I_{L_{\max}} < 0,75I_{Lim}$ . Logo, atendeu-se à condição dada em (7.56). Adicionalmente, calculou-se também o valor da corrente reativa no filtro, que é de  $I_{reat} = 2,93\text{A}$ .

**Etapa 9 – Análise do índice de modulação máximo em regime permanente:** O índice de modulação máximo requerido do inversor, em regime permanente, para carga não-linear nominal, é de  $m_{\max} = 0,874$ . Sendo este valor menor que um, atende-se à condição estabelecida.

**Etapa 10 – Determinação dos modelos para a planta para todas as condições de carga:** Nesta etapa, são obtidos os modelos para a planta. Empregando-se os valores de  $L$  e  $C$  definidos na Etapa 5, obteve-se os modelos sem carga, para carga resistiva nominal e carga resistivo-indutiva. Os modelos incluindo as variações paramétricas em  $L$  e  $C$  também foram determinados.

**Etapa 11 – Projeto do controlador de ação instantânea:** Nesta etapa, calculou-se os parâmetros da lei de controle PD-*feedforward*, empregada no controlador de ação instantânea. Para os parâmetros considerados, obteve-se  $k_1 = -0,312$  e  $k_2 = 0,001$ .

**Etapa 12 – Análise de estabilidade dos controladores de ação instantânea:** Empregando-se os modelos obtidos na Etapa 10, calculou-se os modelos em malha fechada empregado a estrutura PD-*feedforward*, cujos parâmetros são os obtidos na Etapa 11. Para

todas os modelos obtidos, o controlador é estável.

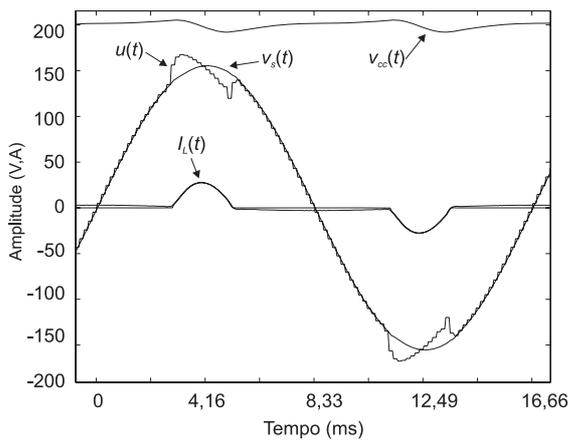
**Etapa 13 – Projeto do controlador de ação repetitiva:** Nesta etapa é efetuado o projeto do controlador de ação repetitiva, tal como apresentado no Capítulo 5. Para os parâmetros de projeto, obteve-se:  $d = 2$ ,  $c_r = 0,250$  e o filtro  $Q(z^{-1}) = 0,99$ .

**Etapa 14 – Projeto do controlador da malha de tensão do retificador PFC:** Neste exemplo, projetou-se o controlador da malha de tensão através do método da banda passante, resultando em  $k_P = 0,2$  e  $k_I = 20$ .

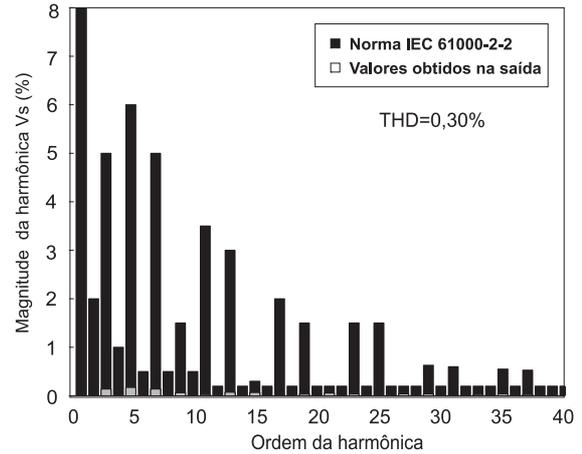
**Etapa 15 – Obtenção da THD e análise da amplitude individual das harmônicas em regime permanente:** A partir do projeto do inversor e das leis de controle, é efetuada a análise do comportamento da tensão de saída em regime permanente. Para tanto, considerou-se a carga não-linear nominal e três frequências distintas para o sinal de referência:  $f_1 = 60\text{Hz}$ ,  $f_1 = 59,5\text{Hz}$  e  $f_1 = 60,5\text{Hz}$ . Os resultados obtidos para estes três casos é mostrado na Figura 63. Analisando-se a figura, observa-se, nos três casos, que a taxa da distorção harmônica é bastante reduzida e não ocorreu violação das amplitudes máximas das harmônicas estabelecidas pela norma IEC 62040-3 (1999). Logo, as condições de regime permanente foram atendidas.

**Etapa 16 – Análise do comportamento transitório para degrau de carga linear:** Nesta etapa é efetuada a análise do desempenho transitório do inversor para um degrau de carga resistiva nominal. Os resultados são apresentados na Figura 64. Na Figura 64(a) é mostrado o comportamento durante um degrau de 20% para 100% da carga resistiva nominal. Aplicando-se a filtragem de janela móvel de um quarto de ciclo, chega-se ao erro mostrado na Figura 64(b). De forma análoga, na Figura 64(c) é mostrado o comportamento durante um degrau de 100% para 20% da carga resistiva nominal, cujo erro filtrado é traçado na Figura 64(d). A Figura 64(e) ilustra o intervalo de tempo contendo os dois degraus de carga. Constata-se que não ocorreu violação das curvas limites, para ambos os ensaios. Logo, o inversor projetado atende aos requisitos de degrau de carga linear.

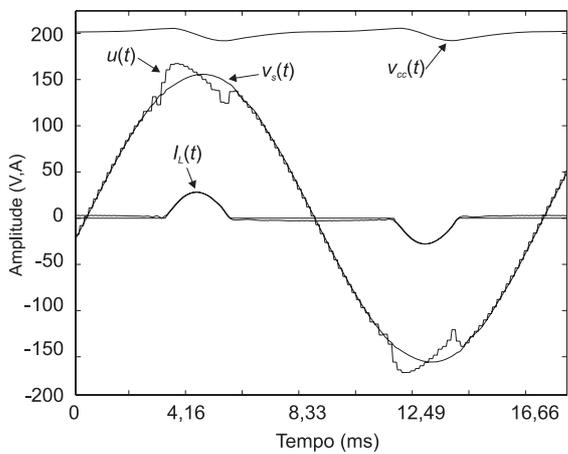
**Etapa 17 – Análise do comportamento transitório para degrau de carga não-linear:** Por fim, na última etapa é efetuada a análise do desempenho transitório do inversor para um degrau de carga não-linear. Os resultados são apresentados na Figura 65. Na Figura 65(a) é mostrado o comportamento durante um degrau de 25% para 100% da carga resistiva não-linear. Analisando-se a tensão de saída do retificador de 25%, chega-se ao erro mostrado na Figura 65(b). De forma análoga, na Figura 65(c) é mostrado o comportamento da tensão neste mesmo retificador durante um degrau de 100% para 25%



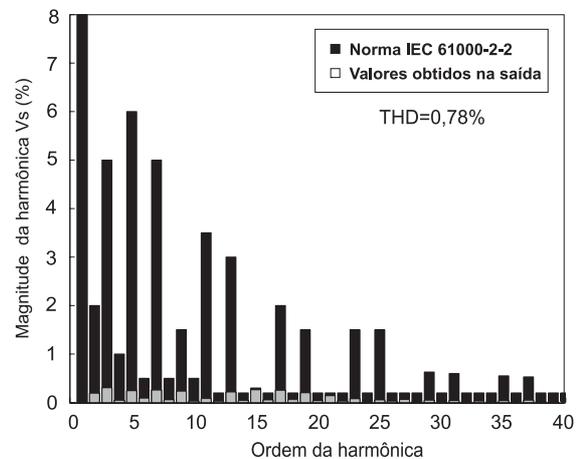
(a) Formas de onda para  $f_1 = 60\text{Hz}$



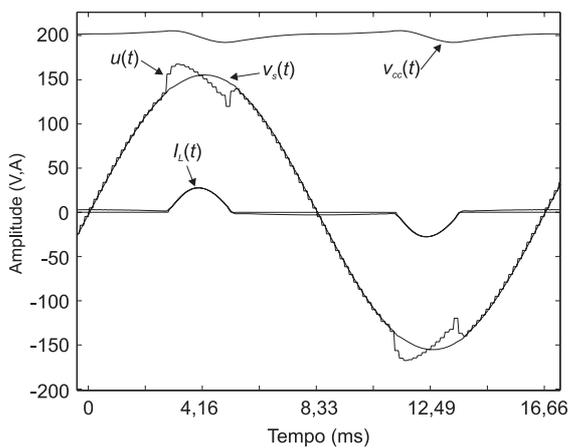
(b) Espectro de  $v_s(t)$  para  $f_1 = 60\text{Hz}$



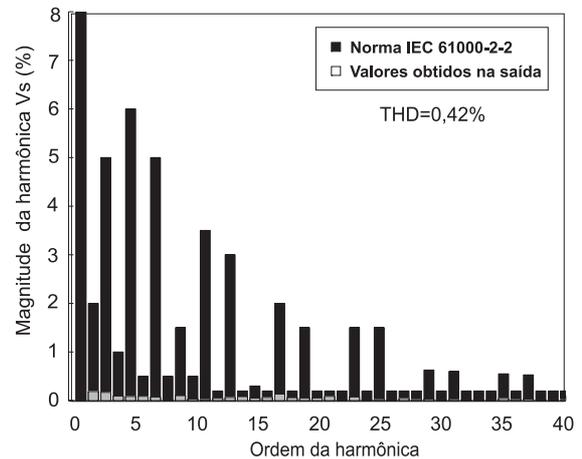
(c) Formas de onda para  $f_1 = 59,5\text{Hz}$



(d) Espectro de  $v_s(t)$  para  $f_1 = 59,5\text{Hz}$

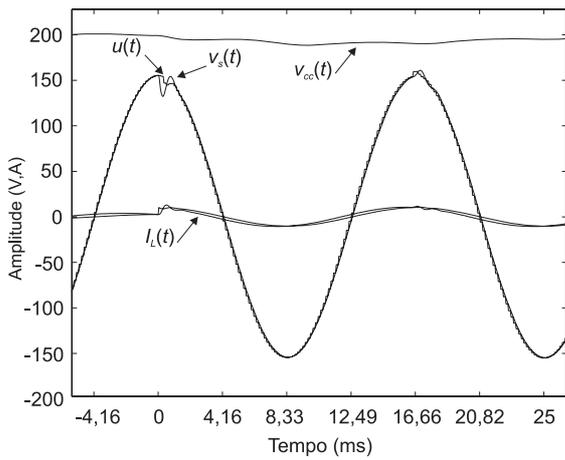


(e) Formas de onda para  $f_1 = 60,5\text{Hz}$

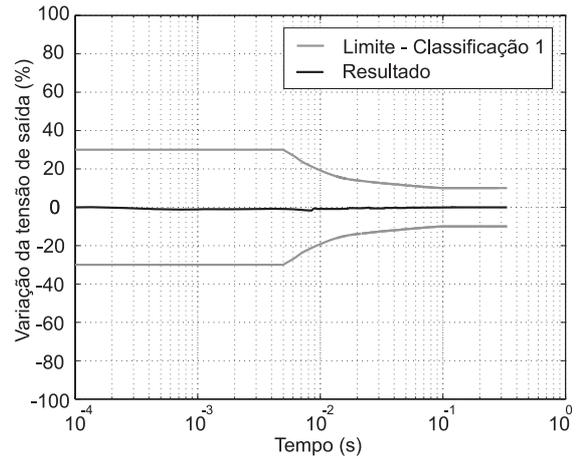


(f) Espectro de  $v_s(t)$  para  $f_1 = 60,5\text{Hz}$

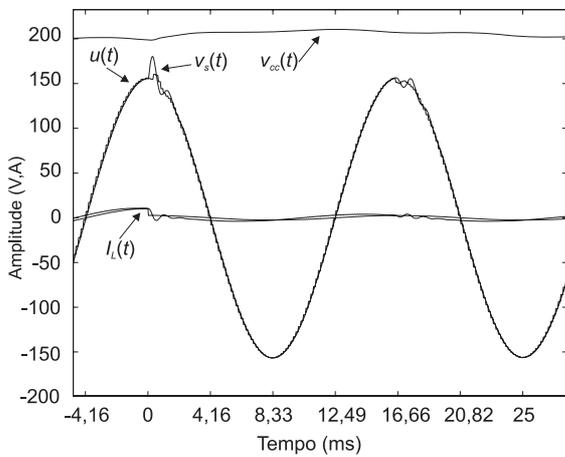
Figura 63: Resultados de simulação para carga não-linear nominal em regime permanente da carga não-linear nominal. O erro apresentado, neste caso, é traçado na Figura 65(d). A Figura 65(e) ilustra o intervalo de tempo contendo os dois degraus de carga.



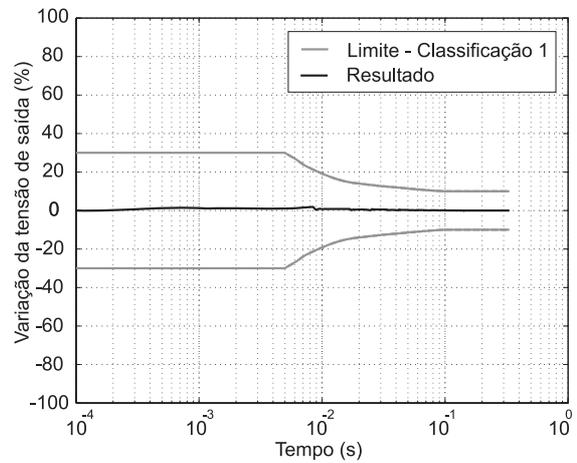
(a) Degrau de carga de 20% para 100%



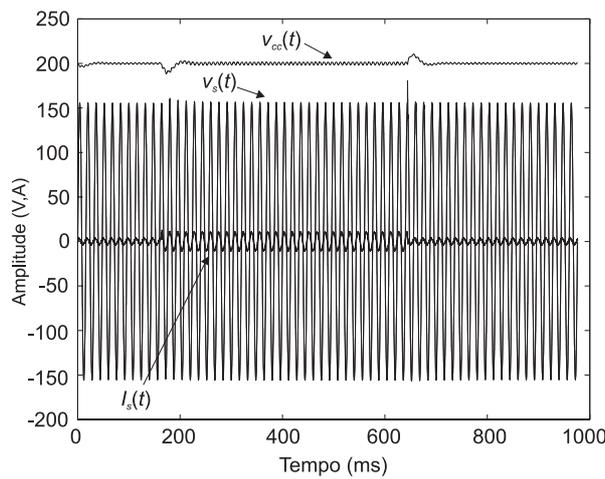
(b) Degrau de carga de 20% para 100%



(c) Degrau de carga de 100% para 20%



(d) Degrau de carga de 100% para 20%

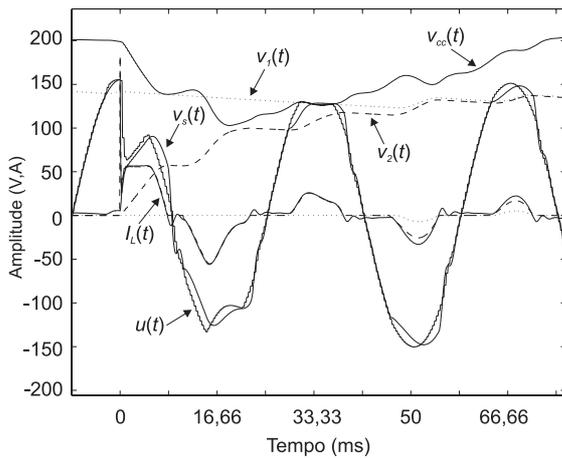


(e) Simulação completa

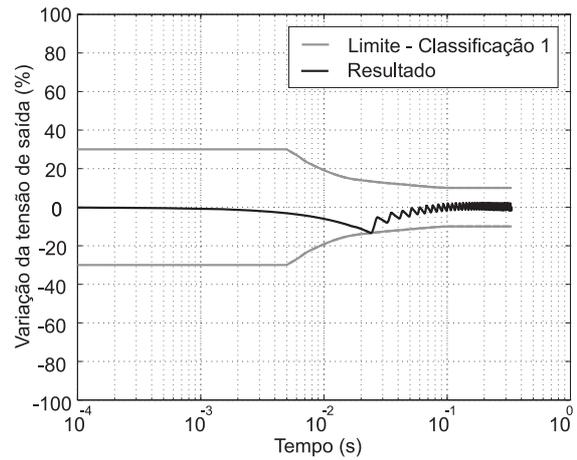
Figura 64: Resultados de simulação para degrau de carga linear

## 7.4 Conclusão

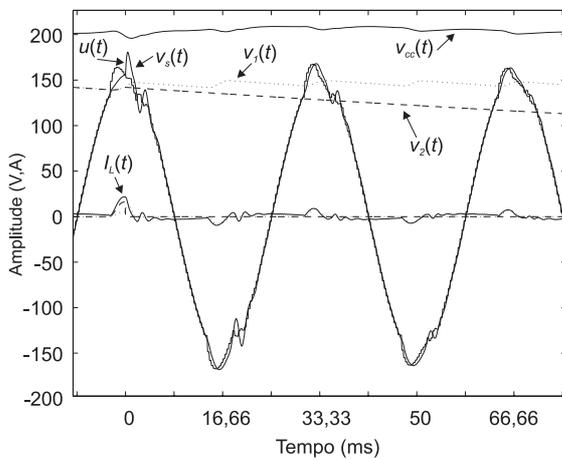
Neste capítulo é apresentada uma metodologia de projeto de inversores de tensão, modulados por largura de pulso, aplicada ao estágio de saída de UPS de dupla conversão.



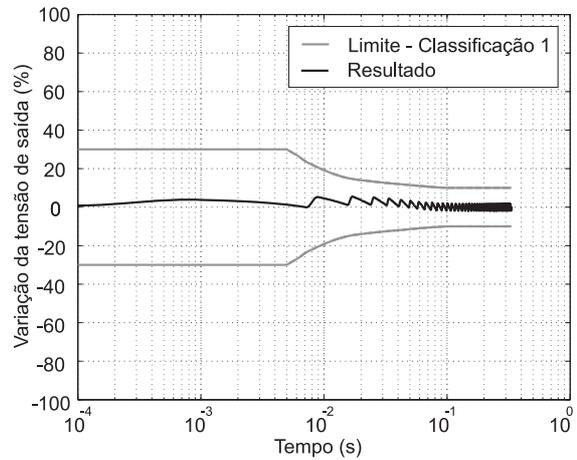
(a) Degrau de carga de 25% para 100%



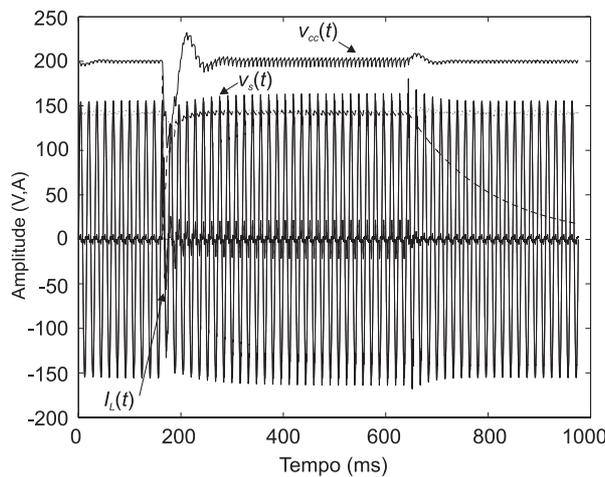
(b) Degrau de carga de 25% para 100%



(c) Degrau de carga de 100% para 25%



(d) Degrau de carga de 100% para 25%



(e) Simulação completa

Figura 65: Resultados de simulação para degrau de carga não-linear

A metodologia tem o objetivo projetar o filtro de saída, as leis de controle do inversor e dimensionar o capacitor do barramento CC, para que se atenda à norma IEC 62040-3 (1999).

O procedimento proposto inter-relaciona o projeto dos diversos elementos que influenciam no desempenho do inversor. A integração destes diversos elementos, durante o projeto, propicia uma maior avaliação e a obtenção dos diversos elementos do projeto, pois os parâmetros do filtro têm um impacto no desempenho das leis de controle e vice-versa. Adicionalmente, esta metodologia trata também do projeto do barramento CC, devido à sua influência no comportamento transitório.

A metodologia de projeto é formada por dezessete etapas. Algumas das etapas são baseadas em equações analíticas, enquanto outras têm como base as simulações computacionais. As equações analíticas são apresentadas em detalhes, incluindo as suas deduções. As etapas de simulação, por outro lado, são empregadas para analisar o desempenho do inversor projetado, diante das diversas condições de carga.

Os resultados de simulação para o exemplo de projeto demonstram que obteve-se um inversor que atende aos requisitos da norma IEC 62040-3 (1999). Destaca-se a análise transitória, onde observa-se que não há violação das curvas limites nos degraus de carga linear e não-linear. Analisando-se estes resultados, constata-se que o afundamento da tensão no barramento CC, na entrada da carga não-linear, é o evento crítico para o estágio de saída de UPS.

Observa-se que o menor capacitor para o barramento CC, que atende às normas transitórias, provoca um significativo afundamento da tensão neste barramento. Devido a este afundamento, observa-se que a ação de controle torna-se subatuada nestes intervalos de tempo. Logo, neste cenário, não é interessante empregar-se uma lei de controle com elevado desempenho transitório, pois a mesma não atua adequadamente nos momentos em que a mesma é mais demandada.

Os resultados obtidos demonstram que a metodologia permite uma otimização do projeto do filtro de saída e do barramento CC. A vantagem principal introduzida pela metodologia proposta é a possibilidade de se reduzir o tamanho, peso, volume e custo dos elementos reativos e dos interruptores do inversor.

Por fim, é importante se ressaltar que a metodologia proposta é implementável na forma de um algoritmo iterativo, o que torna fácil a obtenção dos parâmetros de projeto. Por fim, é apresentado, passo-a-passo, um exemplo de projeto, cujos resultados de simulação demonstram a validade da metodologia proposta.

## 8 CONCLUSÃO

### 8.1 Conclusões gerais

A presente tese de doutorado concentrou esforços na consolidação dos benefícios introduzidos pela utilização de uma ação de controle repetitiva auxiliar no desempenho de inversores de tensão modulados por largura de pulso. O trabalho foi focado na aplicação destes inversores em UPS de dupla conversão empregando um sistema de transferência, tendo como base os requisitos de desempenho mais exigentes da norma IEC 62040-3 (1999). Esta planta foi utilizado por requisitar as características vantajosas introduzidas pela utilização da ação repetitiva auxiliar.

As características vantajosas apresentadas pelos controladores de ação repetitiva auxiliar são bem conhecidas, tanto pela academia quanto pelos fabricantes deste tipo de equipamentos. Contudo, ainda existiam algumas questões relevantes, relacionados a aplicação deste tipo de controlador para esta aplicação, que não haviam sido totalmente resolvidas ou esclarecidas. Portanto, o objetivo principal desta tese foi apresentar soluções para alguns dos problemas existentes, cuja solução ainda não havia sido apresentada na literatura, além de propor metodologias para auxiliar no projeto deste tipo de ação de controle para inversores modulados por largura de pulso.

Para tanto, esta tese foi dividida em duas partes que abordam assuntos distintos, mas complementares. A primeira parte compreendeu na proposição de algoritmos para solucionar algumas das características desvantajosas dos controladores de ação repetitiva, tal como a reduzida margem de estabilidade e o desempenho ruim para referências de frequência variável. Na segunda parte, por outro lado, foram abordadas as questões relacionadas ao projeto destes controladores. Nesta etapa, além de uma metodologia para projeto dos controladores de ação repetitiva, de forma individualizada, foi proposta uma metodologia que integra o projeto destes ao estágio de saída de uma UPS de dupla conversão. Cabe também ressaltar que a complementaridade entre ambas as partes fica caracterizada na utilização dos algoritmos propostos, na primeira parte, na metodologia

integrada de projeto proposta na segunda parte.

Inicialmente, no Capítulo 2, foram abordadas as questões associadas aos modelos dinâmicos empregados no restante do trabalho. As principais características dos inversores de tensão foram apresentadas, incluindo os modelos dinâmicos para as várias condições de carga. A estrutura de controle de duas camadas empregada nesta tese foi descrita, tendo sido utilizado um controlador de ação instantânea em conjunto com uma ação de controle repetitiva auxiliar. Neste Capítulo, tem destaque especial a análise da impedância de saída, em função da frequência, para os diferentes tipos de controladores. Esta análise demonstra que a capacidade de rejeição aos distúrbios, na saída da planta, está associada aos parâmetros do filtro e às leis de controle. E mais, constata-se que ação repetitiva auxiliar reduz, de forma muito significativa, a impedância de saída, em regime permanente, para as frequências múltiplas do período deste controlador. Logo, conclui-se que a utilização de uma lei de controle de ação repetitiva auxiliar, adequadamente projetada, apresenta um impacto positivo bastante significativo no desempenho do inversor de tensão.

A característica mais restritiva até então existente, para a utilização dos controladores de ação repetitiva auxiliar em inversores de tensão, era a sua inadequação à operação com distúrbios e sinais de referência de frequência variável. Esta característica inviabilizava que esta lei de controle fosse diretamente empregada em UPS de dupla conversão do tipo VI, definidas pela norma IEC 62040-3 (1999), pois é necessário que exista a sincronização da tensão de saída com a tensão da rede. Este problema apresentava uma solução já conhecida, através da variação da frequência de amostragem. Contudo, esta solução não havia sido analisada na literatura, para a aplicação em questão, mostrando o seu impacto no desempenho do inversor. E mais, esta solução resolvia um problema adicionando outro, que é a variação da frequência de amostragem, pois as UPS normalmente utilizam apenas um microcontrolador (ou DSP) para o seu controle. Assim, nestes casos, ou era necessário se empregar um contador adicional para a geração da base de tempo diferente para o controle do inversor, ou era exigido que todas as leis de controle também operasse com frequência de amostragem variável. Encontrou-se na literatura, em (CAO; LEDWICH, 2002), uma solução empregando uma frequência de amostragem fixa, sendo esta focada para aplicações em robótica. Esta solução apresentava um maior formalismo matemático que a primeira, resultando em uma solução mais ampla para o problema. Contudo, para obter-se um desempenho similar à anterior, esta lei de controle se valia de uma complexidade bem maior. Por estes motivos, foi proposto o algoritmo apresentado, com a premissa de que fosse aliada a simplicidade do algoritmo da variação de frequência

e a capacidade de operar com uma frequência de amostragem fixa. O desempenho do algoritmo proposto, conforme poderia-se supor, ficaria aquém em comparação aos demais. Entretanto, considerando-se o cenário das aplicação em UPS de baixa potência, onde a referência é senoidal, com uma variação de frequência pequena, contínua e lenta, e onde o número de amostras por ciclo da referência é elevado, observou-se que é possível se obter um desempenho equivalente. Por fim, a partir da análise efetuada, constatou-se que cada um dos três algoritmos possui um nicho de aplicação, onde as suas características são mais vantajosas com relação às demais. Conclui-se, portanto, que a melhor opção, dentre os algoritmos apresentados, depende da aplicação em questão, mesmo em inversores de tensão para UPS.

No Capítulo 4, foi apresentada uma solução para outro problema existente nos controladores de ação repetitiva auxiliar, que é a sua reduzida margem de estabilidade. Neste caso, o problema é decorrente do fato de seu desempenho ser, normalmente, inversamente proporcional à sua margem de estabilidade. Esta característica é crítica para a aplicação em questão, pois não se conhece todas as cargas que são ligados na saída do inversor. Logo, alguma destas cargas pode tornar instável a ação repetitiva auxiliar. Por este problema impor restrições à utilização deste tipo de controlador, foi proposto um algoritmo de adaptação da ação repetitiva. A solução apresentada valeu-se da adaptação do ganho  $c_r$  para garantir a estabilidade em qualquer condição de carga. Desta forma, caso a planta se tornasse instável, o ganho era reduzido até convergir para uma região de atração próxima ao seu máximo valor estável. O desempenho, neste caso, ficou comprometido, mas evitou-se a instabilidade. Caso a planta se tornasse novamente estável, o algoritmo de adaptação atuava sobre o ganho para que o mesmo retornasse novamente ao seu valor original. Logo, este algoritmo de adaptação pode ser empregado como um sistema de limitação, que atua para limitar a ação repetitiva quando algum dos pólos inseridos pela mesma se torna instável. Nesta situação, se verificou que o ganho  $c_r$  apresenta um comportamento do tipo ciclo-limite, em torno do máximo ganho estável  $c_{r_{stb}}$ , mas foi provado que o controlador repetitivo auxiliar mantém-se estável. Adicionalmente, constatou-se que o algoritmo de adaptação proposto pode ser empregado como uma ferramenta de projeto para a determinação do máximo ganho estável  $c_{r_{stb}}$ , para uma carga de modelo dinâmico desconhecido.

Nos capítulos até então apresentados, discutiu-se e apresentou-se soluções para alguns dos problemas existentes nos controladores de ação repetitiva auxiliar aplicados à UPS. Entretanto, uma das causas que mais restringia a sua aplicação industrial era inexistência de uma metodologia sistematizada de projeto para estes controladores, com foco

na aplicação em questão. As metodologias de projeto de controladores repetitivos, até então apresentadas, não eram adequadas porque não consideram muitas características deste tipo de sistema: (i) nos inversores PWM, o modelo da planta muda em função da carga na saída; (ii) as cargas não-lineares possuem um comportamento que depende da forma de onda da tensão de saída, ou seja, os distúrbios são função da planta incluindo o controlador; e (iii) o objetivo prioritário não é se diminuir o erro de rastreamento, e sim se reduzir a amplitude individual das harmônicas aos níveis aceitáveis pelas normas. Neste sentido, foi proposta, no Capítulo 5, uma metodologia de projeto com base nas premissas supracitadas. Analisando-se as características destes controladores, constatou-se que, por vezes, não é possível se obter um controlador com elevada capacidade de atenuação das harmônicas em regime permanente e rápida taxa de convergência do erro para seu valor em regime. Por este motivo, propôs-se a utilização de um fator de ponderação para ambas as características, que possibilite que se defina, durante o projeto, qual dos fatores é primordial. Embora, na aplicação em inversores PWM para UPS, tenha-se um especial interesse pela capacidade de atenuação em regime permanente, esta característica da metodologia é interessante caso se queira utilizá-la para outras aplicações, onde se requer uma rápida taxa de atenuação. Os resultados obtidos demonstram que a metodologia é fácil de ser aplicada e eficiente computacionalmente. E mais, a metodologia proposta é implementável na forma de um algoritmo, o que é relevante para que a mesma possa ser mais facilmente empregada pelo setor industrial.

Após ser apresentada uma solução para as principais questões relacionadas ao funcionamento e projeto dos controladores repetitivos, nos Capítulos restantes desta tese foram abordadas as questões relativas ao projeto do inversor de tensão para aplicação em UPS. Primeiramente, foram propostas duas metodologias para determinação da frequência natural do filtro, de segunda ordem, aplicadas a inversores de tensão PWM com modulação amostrada. A primeira metodologia proposta tem como especificação de projeto a taxa de distorção harmônica total máxima na saída, devido às harmônicas de alta frequência. Já a segunda metodologia tem como especificação a amplitude máxima para as harmônicas de alta frequência na saída. Apesar destas duas metodologias serem apenas aplicadas em uma das etapas de projeto, elas são apresentadas em um capítulo específico, pois é aplicável para as mais variadas aplicações. Estas metodologias de projeto para a determinação da frequência natural do filtro, para a modulação PWM natural, já eram consolidadas na literatura. Contudo, ainda não havia sido apresentada a sua extensão para o caso amostrado, onde algumas considerações adicionais devem ser tomadas. Para tanto, se analisou o problema sob o enfoque da modulação *space vector*, que pode

ser estendida ao demais tipos de modulação PWM amostrada. Os resultados obtidos demonstram que a principal característica das metodologias propostas é a simplicidade. A obtenção do projeto dos filtros é simples e direta, como demonstrado no exemplo de projeto apresentado. E mais, esta metodologia pode ser generalizada para vários tipos de conversores e filtros, tal como apresentado em (MICHELS et al., 2006). Nesta tese, contudo, esta generalização não é apresentada, uma vez que o escopo do trabalho é a aplicação ao projeto de UPS monofásicas.

Por fim, no Capítulo 7 foi apresentada uma metodologia de projeto de inversores de tensão modulados por largura de pulso, aplicada ao estágio de saída de UPS de dupla conversão. A metodologia tem o objetivo de realizar o projeto do filtro de saída, das leis de controle do inversor e o dimensionamento do capacitor do barramento CC, para que se atenda à norma IEC 62040-3. Este procedimento integra o projeto dos elementos do conversor com o projeto das leis de controle associadas ao mesmo. Esta integração é necessária devido às inter-relações existentes entre os parâmetros do filtro de saída e da lei de controle, uma vez que o melhor filtro, em termos de desempenho do sistema de controle, não resulta no melhor filtro com relação ao dimensionamento e custo dos elementos do conversor estático. Logo, é necessário se primar pelo desempenho, para que seja possível atender à norma especificada, mas também pelo compromisso deste com o dimensionamento do inversor.

A metodologia de projeto proposta é composta por dezessete etapas. As nove etapas iniciais têm por objetivo determinar os elementos do conversor estático. Estas etapas, em sua maioria, foram descritas através de equações analíticas, sendo uma destas etapas descrita pelo procedimento apresentado no Capítulo 6. A seguir, foram propostas cinco etapas onde é efetuado o projeto dos parâmetros dos controladores, cujas metodologias foram descritas na forma de um algoritmo. Dentre estas etapas, foi incluída a metodologia de projeto dos controladores de ação repetitiva apresentada no Capítulo 5. Nas três últimas etapas foram efetuados os testes, a partir de simulações, para verificar se o projeto atende às especificações consideradas. Por fim, cabe ressaltar que este procedimento não considerou outras características importantes no projeto do conversor, que permitem otimizar o dimensionamento dos interruptores, dissipadores, e elementos reativos. Contudo, o procedimento de projeto proposto não deixa de ser válido, podendo ser empregado para a obtenção de um conjunto-solução de todos os parâmetros do filtro, do barramento CC e das leis de controle que atendem às especificações da norma. A partir deste conjunto, então, é possível se obter os parâmetros que melhor otimizem o projeto do conversor.

Os resultados obtidos neste trabalho demonstraram que a introdução da ação repeti-

tiva é responsável por uma significativa melhoria no desempenho do inversor, com carga não-linear, em regime permanente. Portanto, a sua utilização possibilita uma maior flexibilização no projeto do filtro de saída, conseguindo-se, assim, uma maior otimização do projeto. E mais, os resultados também demonstraram que o dimensionamento do barramento CC tem um significativo impacto no desempenho do inversor, para a aplicação considerada, embora o seu dimensionamento não seja normalmente considerado no projeto do inversor. Observou-se, também, que a tensão no barramento CC afunda significativamente nos degraus de carga não-linear, que associada à limitação normalmente imposta às correntes nos interruptores, torna a ação de controle subatuada nestes eventos.

Portanto, para os casos em que o capacitor do barramento CC não é superdimensionado, conclui-se que o afundamento da tensão no mesmo, provocado por um degrau de carga não-linear, limita a atuação das leis de controle nestes instantes. Por este motivo, a utilização, em UPS de dupla conversão, de leis de controle para melhoria do desempenho transitório, não resulta em significativas contribuições para se atender à norma IEC 62040-3 (1999). Por outro lado, as leis de controle de ação repetitiva contribuem efetivamente para a obtenção dos requisitos de desempenho de regime permanente estabelecidos pela mesma norma. Logo, justifica-se a importância dada a estes controladores, para esta aplicação, com relação aos demais.

## 8.2 Sugestões para futuros trabalhos

Como sugestões para trabalhos futuros, que possibilitem o prosseguimento do que aqui se apresenta, pode-se citar:

- A ampliação da metodologia integrada de projeto proposta através da inclusão dos outros elementos que compõe a UPS, tais como o retificador, o conversor para carga/descarga do banco de baterias e os interruptores de desvio (*bypass*).
- A extensão da metodologia de projeto proposta para a integração da análise das perdas nos interruptores, capacitores e indutor. A metodologia pode ser estendida para possibilitar o dimensionamento do indutor, do dissipador, e dos outros elementos relevantes no projeto do conversor.
- A extensão da metodologia integrada de projeto, para a inclusão de uma malha interna de limitação de corrente, com base na medida da corrente no indutor.

- 
- A inclusão, na metodologia de projeto apresentada, da possibilidade de se analisar a operação de inversores em paralelo.
  - A proposição de modificações, no controlador de ação repetitiva com ganho adaptativo, para obtenção de melhoria no seu desempenho.
  - O desenvolvimento de uma lei de controle não-linear, baseada nos controladores por estrutura variável, a ser utilizada de forma integrada à lei de controle de ação repetitiva auxiliar, com foco na aplicação em fontes CA de potência.

## REFERÊNCIAS

- ABDEL-RAHIM, N. D.; QUAICOE, J. E. Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source ups inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 11, n. 4, p. 532–541, jul. 1996.
- ABNT EB-2175. *Conversor a Semicondutores - Sistemas de Alimentação de Potência Ininterrupta*. Associação Brasileira de Normas Técnicas. Rio de Janeiro, RJ, 1991.
- AMANUMA, K.; FUWA, M.; SAKAKI, Y. High accurate ripple reducing method based on the repetitive control. In: IEEE PESC, 1994. *Conference Record of Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 1994. p. 571–576.
- ANG, Y. A. et al. Design oriented analysis of fourth-order lclc converters with capacitive output filter. *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, Londres, Reino Unido, v. 152, n. 2, p. 310–322, mar. 2005.
- ANUNCIADA, V.; BORGES, B. Power factor correction in single phase ac-dc conversion: control circuits for performance optimization. In: IEEE PESC, 2004. *Proceedings of the IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 2004. p. 3775–3779.
- BEKIAROV, S. B.; EMADI, A. Uninterruptible power supplies: Classification, operation, dynamics, and control. In: IEEE APEC, 2002. *Proceedings of the 7th Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Piscataway, EUA, 2002. p. 597–604.
- BEN-BRAHIM, L.; BENAMMAR, M.; ALHAMADI, M. A. A new iterative learning control method for pwm inverter current regulation. In: IEEE PEDS, 2003. *Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. Piscataway, EUA, 2003. p. 1460–1465.
- BLAABJERG, F. et al. An extended model of power losses in hard-switched igbt-inverters. In: IEEE IAS, 1996. *Conference Record of the 31th annual IEEE Industry Applications Conference*. Piscataway, EUA, 1996. p. 1454–1463.
- BOBOTSOV, A. A.; LYAMIN, A. V. The problem of the adaptive compensation of a periodical input disturbance. In: IEEE COC, 1997. *Proceedings of the Control of Oscillations and Chaos Conference*. Piscataway, EUA, 1997. p. 354–355.
- BOGLIETTI, A. et al. Influence of modulation techniques on iron losses with single phase dc/ac converters. *IEEE Transactions on Magnetics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 32, n. 5, p. 4884 – 4886, set. 1996.
- BOOST, M. A.; ZIOGAS, P. D. State-of-the-art carrier pwm techniques: A critical evaluation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 24, n. 2, p. 271–280, mar./abr. 1988.

- BOOST, M. A.; ZIOGAS, P. D. Toward a zero-output impedance ups system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 25, n. 3, p. 408–418, maio/jun. 1989.
- BOTTERÓN, F. et al. Digital voltage and current controllers for three-phase pwm inverter for ups applications. In: IEEE IAS, 2001. *Conference Record of the 37th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*. Piscataway, EUA, 2001. p. 2667–2674.
- BOTTERÓN, F. et al. A new discrete-time voltage controller based on the internal model principle for three-phase voltage source pwm inverters with delta-wye output transformer. In: IEEE PESC, 2004. *Conference Record of IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 2004. p. 2508–2514.
- BOWES, S. R. Advanced regular-sampled pwm control techniques for drives and static power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 42, n. 4, p. 367–373, ago. 1995.
- BOWES, S. R.; LAI, Y. S. The relationship between space-vector modulation and regular-sampled pwm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 44, n. 5, p. 670–679, fev. 1997.
- BROBERG, H. L.; MOLYET, R. G. Reduction of repetitive errors in tracking periodic signals: Theory and application of repetitive control. In: IEEE CCA, 1992. *First IEEE Conference on Control Applications*. Piscataway, EUA, 1992. p. 1116–1121.
- BROBERG, H. L.; MOLYET, R. G. A new approach to phase cancellation in repetitive control. In: IEEE IAS, 1994. *Conference Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. Piscataway, EUA, 1994. p. 1766–1770.
- BROECK, H. van der; MILLER, M. Harmonics in dc to ac converters of single phase uninterruptible power supplies. In: IEEE INTELEC, 1995. *Proceedings of the 17th Annual International Telecommunications Energy Conference*. Piscataway, EUA, 1995. p. 653–658.
- BROECK, H. W. van der; SKUDELNY, H. C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 24, n. 1, p. 142–150, fev. 1988.
- BUSO, S.; FASOLO, S.; MATTAVELLI, P. Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 37, n. 6, p. 1846–1854, nov./dez. 2001.
- CAO, Z.; LEDWICH, G. F. Adaptive repetitive control to track variable periodic signals with fixed sampling rate. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 7, n. 3, p. 378–384, 2002.
- CARATI, E. G.; GRÜNDLING, H. A.; PINHEIRO, J. R. Analysis and implementation of a modified robust model reference adaptive control with repetitive controller for ups applications. In: IEEE IECON, 1998. *IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*. Piscataway, EUA, 1998. p. 391–395.

- CARATI, E. G. et al. Robust model reference adaptive control with adaptive repetitive control for ups and ac power sources. In: SOBRAEP COBEP, 2001. *Anais do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*. Florianópolis, SC, 2001. p. 346–351.
- CARATI, E. G. et al. Robust model reference adaptive control with adaptive repetitive control for real-time applications. *Wseas Transactions On Systems*, The World Scientific and Engineering Academy and Society, Paris, França, v. 1, n. 1, p. 43–51, jan. 2003.
- CHANG, W. S.; SUH, I. H. Analysis and design of digital dual-repetitive controllers. In: IEEE CDC, 1996. *Proceedings of the 35th IEEE Decision and Control Conference*. Piscataway, EUA, 1996. p. 2495–2500.
- CHANG, W. S.; SUH, I. H.; KIM, T. W. Analysis and design of two types of digital repetitive control systems. *Automatica*, International Federation of Automatic Control, Oxford, Reino Unido, v. 31, n. 5, p. 741–746, maio 1995.
- CHANG, W. S.; SUH, I. H.; OH, J.-H. Synthesis and analysis of digital multiple repetitive control systems. In: IFAC ACC, 1996. *Proceedings of the 1998 American Control Conference*. Dayton, EUA, 1998. p. 2687–2691.
- CHEN, C. Characterization of power electronics emi emission. In: IEEE EMC, 2003. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Piscataway, EUA, 2003. p. 553–557.
- CHEW, K.-K.; TOMIZUKA, M. Steady-state and stochastic performance of a modified discrete-time prototype repetitive controller. *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, American Society of Mechanical Engineers, Nova Iorque, EUA, v. 112, p. 35–41, mar. 1990.
- COBRECES, S. et al. Contributions to the dc-bus voltage controller of back-to-back voltage source converters. In: IEEE IES, 2005. *Proceedings of the 32nd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*. Piscataway, EUA, 2005. p. 2475–2480.
- COSNER, C.; ANWAR, G.; TOMIZUKA, M. Plug-in repetitive control for industrial robotic manipulators. In: IEEE ICRA, 1990. *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Piscataway, EUA, 1990. p. 1970–1975.
- COSTA-CASTELLÓ, R.; GRINO, R. Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 19, n. 4, p. 1060–1068, mar. 2004.
- DAHONO, P. A.; PURWADI, A.; QAMARUZZAMAN. An lc filter design method for single-phase pwm inverters. In: IEEE PEDS, 1995. *Proceedings of 1995 International Conference Power Electronics and Drive Systems*. Piscataway, EUA, 1995. p. 571–576.
- DAMASCENO, D.; SCHUCH, L.; PINHEIRO, J. R. Design procedure to minimize boost pfc volume concerning the trade-offs among switching frequency, input current ripple and soft-switching. In: IEEE PESC, 2005. *Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 2005. p. 2333–2338.

- DEWAN, S. B.; ZIOGAS, P. D. Optimum filter design for a single-phase solid-state ups system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, IA-15, n. 6, p. 664–669, nov./dez. 1979.
- DI GERLANDO, A.; PERINI, R. Evaluation of the effects of the voltage harmonics on the extra iron losses in the inverter fed electromagnetic devices. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 14, n. 1, p. 57–65, mar. 1999.
- DÖTSCH, R. G. M.; SMAKMAN, H. T.; HOF, P. M. J. van den. Adaptive repetitive control of a compact disk mechanism. In: IEEE CDC, 1995. *Proceedings of the 24th Conference on Decision and Control*. Piscataway, EUA, 1995. p. 1720–1725.
- ENJETI, P. N.; ZIOGAS, P. D.; LINDSAY, J. F. Programmed pwm techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 26, n. 2, p. 302–316, mar./abr. 1990.
- FENG, Y.-T.; TSAI, G.-L.; TZOUM, Y.-Y. Digital control of a single-stage single-switch flyback pfc ac/dc converter with fast dynamic response. In: IEEE PESC, 2001. *Proceedings of the IEEE 32th Annual Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 2001. p. 1251–1256.
- Fluke Electronics. *Predictive Power Analysis/Maintenance Technical Note*. [www.fluke.com/library](http://www.fluke.com/library), 2003.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied Mathematics and Optimization*, Springer-Verlag, Nova Iorque, EUA, v. 2, n. 1, p. 170–194, jan. 1975.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. 1st. ed. Reading, EUA: Addison-Wesley, 1991. ISBN 0130323934.
- GARIMELLA, S. S.; SRINIVASAN, K. Transient response of repetitive control systems. In: IFAC ACC, 1994. *Proceedings of the American Control Conference*. Dayton, EUA, 1994. p. 2909–2913.
- GOKHALE, K. P.; KAWAMURA, A.; HOFT, R. G. Dead beat microprocessor control of pwm inverter for sinusoidal output waveform synthesis. *IEEE Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, IA-23, n. 5, p. 901–910, out. 1987.
- GRÜNDLING, H. A.; CARATI, E. G.; PINHEIRO, J. R. A robust model reference adaptive controller for ups applications. In: IEEE IECON, 1997. *IEEE 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*. New Orleans, EUA, 1997. p. 901–905.
- GU, B.; NAM, K. Theoretical minimum dc-link capacitance in pwm converter-inverter systems. *IEE Proceedings Electric Power Applications*, The Institute of Electrical Engineers, Londres, Reino Unido, v. 152, n. 1, p. 81–88, jan. 2005.

- HANEYOSHI, T.; KAWAMURA, A.; HOFT, R. G. Waveform compensation of pwm inverter with cyclic fluctuating loads. *IEEE Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 24, n. 4, p. 582–589, jul. 1988.
- HARA, S. et al. Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals. *IEEE Transactions on Automatic Control*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 33, n. 7, p. 659–668, jul. 1988.
- HILLERSTROM, G.; STERNBY, J. Repetitive control using low order models. In: IFAC ACC, 1994. *Proceedings of the American Control Conference*. Dayton, EUA, 1994. p. 1873–1878.
- HOLMES, D. G. A general analytical method for determining the theoretical harmonic components of carrier based pwm strategies. In: IEEE IAS, 1998. *Conference Records of the 33th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. Piscataway, EUA, 1998. p. 1207–1214.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. 1st. ed. New Jersey, EUA: John Wiley and Sons - IEEE Press, 2003. ISBN 0471208140.
- HOLTZ, J. Pulse-width modulation - a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 39, n. 6, p. 410–419, dez. 1992.
- IEC 61000-2-2. *Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 2-2 : Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems*. International Electrotechnical Commission. Geneva, Suíça, 2001.
- IEC 62040-1-1. *Uninterruptible Power Systems (UPS) - Part 1-1: General and safety requirements for UPS used in operator access áreas*. International Electrotechnical Commission. Geneva, Suíça, 1999.
- IEC 62040-1-2. *Uninterruptible Power Systems (UPS) - Part 1-2: General and safety requirements for UPS used in restricted access locations*. International Electrotechnical Commission. Geneva, Suíça, 1999.
- IEC 62040-2. *Uninterruptible Power Systems (UPS) - Part 2: Electromagnetic compatibility (EMC) requirements*. International Electrotechnical Commission. Geneva, Suíça, 1999.
- IEC 62040-3. *Uninterruptible Power Systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*. International Electrotechnical Commission. Geneva, Suíça, 1999.
- IEEE 446-1995. *IEEE 446-1995: Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications (Orange Book)*. The Institute of Electrical and Electronics Engineers. Piscataway, EUA, 1995.

- INOUE, R.; NAKANO, M.; IWAI, I. High accuracy control of a proton synchrotron magnet power supply. In: IFAC, 1983. *Proceedings of the 8th IFAC World Congress*. Laxenburg, Áustria, 1983. p. 216–221.
- INOUE, T. Practical repetitive control system design. In: IEEE CDC, 1990. *Proceedings of the 29th IEEE Conference on Decision and Control*. Piscataway, EUA, 1990. p. 1673–1678.
- JIAN, L.; YONG, K.; JIAN, C. Dsp-based fuzzy-tuning repetitive control of an inverter. In: IEEE PEDS, 2001. *Proceedings of 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. Piscataway, EUA, 2001. p. 384–389.
- JUNG, S.; TZOU, Y. Discrete sliding-mode control of a pwm inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve. *IEEE Transactions on Power Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 11, n. 4, p. 567–577, jul. 1996.
- JUNG, S.-L.; HUANG, H.-S.; TZOU, Y.-Y. A three-phase pwm ac-dc converter with low switching frequency and high power factor using dsp-based repetitive control technique. In: IEEE PESC, 1996. *Conference Records 29th Annual IEEE of Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 1998. p. 517–523.
- KAI, Z. et al. Deadbeat control of pwm inveter with repetitive disturbance prediction. In: IEEE APEC, 1999. *Conference Proceedings of 1999 Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Piscataway, EUA, 1999. p. 1026–1031.
- KAI, Z. et al. Study on an inverter with pole assignment and repetitive control for ups applications. In: IEEE PEMC, 2000. *Proceedings of the 3rd International Power Electronics and Motion Control Conference*. Piscataway, EUA, 2000. p. 650–653.
- KARVE, S. Three of a kind. *IEE Review*, Londres, Reino Unido, n. 2, p. 27–31, mar. 2000.
- KAWAMURA, A.; HANEYOSHI, T.; HOFT, R. G. Deadbeat controlled pwm inverter with parameters estimation using only voltage sensor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 3, n. 2, p. 118–125, abr. 1988.
- KEMPF, C.; MESSNER, W.; TOMIZUKA, M. Comparison of four discrete-time repetitive control algorithm. *IEEE Control Systems Magazine*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 13, n. 6, p. 48–54, dez. 1993.
- KIM, B.-S.; LI, J.; TSAO, T.-C. Two-parameter robust repetitive control with application to a novel dual-stage actuator for noncircular machining. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 9, n. 4, p. 644–652, dez. 2004.
- KIM, B.-S.; TSAO, T.-C. Robust repetitive controller design with improved performance. In: IFAC ACC, 2001. *Proceedings of the American Control Conference*. Dayton, EUA, 2001. p. 2027–2032.

- KIM, J.; CHOI, J.; HONG, H. Output lc filter design of voltage source inverter considering the performance of controller. In: IEEE POWERCON, 2000. *Proceedings of the International Conference on Power System Technology*. Piscataway, EUA, 2000. p. 1659–1664.
- KOLA, J. W.; WOLBANK, T. M.; SCHRODL, M. Analytical calculation of the rms current stress on the dc link capacitor of voltage dc link pwm converter systems. In: IEE IEMDC, 2005. *Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives*. Londres, Reino Unido, 1999. p. 81–89.
- KÖROGLU, H.; MORGÜL, O. Time-varying repetitive control for better transient response and stochastic behaviour. *Electronics Letters*, The Institute of Electrical Engineers, Londres, Reino Unido, v. 37, n. 17, p. 1101–1102, ago. 2001.
- KUKRER, O.; KOMURCUGIL, H.; BAYINDIR, N. S. Control strategy for single-phase ups inverters. *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Londres, Reino Unido, v. 150, n. 6, p. 743–746, nov. 2003.
- KUSKO, A.; GALLER, D.; MEDORA, N. Output impedance of pwm ups inverter - feedback vs. filters. In: IEEE IAS, 1990. *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. Piscataway, EUA, 1990. p. 1044–1048.
- LEDWICH, G. F.; BOLTON, A. Repetitive and periodic controller design. *IEE Proceedings D - Control Theory and Applications*, The Institute of Electrical Engineers, Londres, Reino Unido, v. 140, n. 1, p. 19–24, jan. 1993.
- LEE, T.-S.; CHIANG, S.-J.; CHANG, J.-M.  $H_{\infty}$  loop-shaping controller designs for the single-phase ups inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 16, n. 4, p. 473–481, jul. 2001.
- LI, J.; TSAO, T.-C. A two parameters robust repetitive control design using structured singular values. In: IEEE CDC, 1998. *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control*. Piscataway, EUA, 1998. p. 1230–1235.
- LIN, B.-R.; LU, H.-H. Single-phase power-factor-correction ac/dc converters with three pwm control schemes. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 36, n. 1, p. 189–200, jan. 2000.
- LIN, X. et al. Waveform compensation of pwm inverter in ups. In: IEEE PEDS, 2001. *Proceedings of the 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. Piscataway, EUA, 1988. p. 292–295.
- LONGMAN, R. W.; WIRKANDER, S.-L. Automated tuning concepts for iterative learning and repetitive control laws. In: IEEE CDC, 1998. *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control Conference*. Piscataway, EUA, 1998. p. 192–198.
- LUO, Z.-H.; MAHAWAN, B. Repetitive control of tracking systems with time-varying periodic references. In: IEEE CDC, 2001. *Proceedings of the 30th Conference on Decision and Control*. Piscataway, EUA, 2001. p. 1248–1249.

- MALESANI, L. et al. Ac/dc/ac pwm converter with reduced energy storage in the dc link. *IEEE Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 31, n. 2, p. 287–292, mar. 1995.
- MANAYATHARA, T. J. et al. Rejection of unknown periodic load disturbances in continuous steel casting process using learning repetitive control approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 4, n. 3, p. 259–265, maio 1996.
- MANSOOR, A. et al. Effect of supply voltage harmonics on the input current of single-phase diode bridge rectifier loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 10, n. 3, p. 1416–1422, jul. 1995.
- MARISCOTTI, A. Analysis of the dc-link current spectrum in voltage source inverters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 49, n. 4, p. 484–491, abr. 2002.
- MATTAVELLI, P. An improved deadbeat control for ups using disturbance observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 52, n. 1, p. 206–212, fev. 2005.
- MATTAVELLI, P.; MARAFAO, F. P. Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 51, n. 5, p. 1018–1024, out. 2004.
- MESSNER, W. C.; KEMPF, C. J. Zero placement for designing discrete-time repetitive controllers. *Control Engineering Practice*, International Federation of Automatic Control, Oxford, Reino Unido, v. 4, n. 4, p. 563–569, abr. 1996.
- MICHELS, L. et al. Generalised design methodology of second-order filters for voltage-source inverters with space-vector modulation. *IEE Proceedings Electric Power Applications*, v. 153, n. 2, p. 219–226, 2006.
- MICHELS, L. et al. Metodologia generalizada de projeto de filtros de saída de segunda ordem para inversores de tensão com modulação pwm digital. In: SBA CBA, 2004. *Anais do XV Congresso Brasileiro de Automática*. Gramado, RS, 2004.
- MICHELS, L. et al. Metodologia de projeto de filtros de segunda ordem para inversores de tensão com modulação pwm digital. *Controle & Automação*, v. 16, n. 2, p. 221–242, 2005.
- MICHELS, L. et al. Simple filter design procedure for voltage fed space vector modulated converters. In: SOBRAEP COBEP, 2003. *Anais do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*. Fortaleza, CE, 2003.
- MICHELS, L.; GRÜNDLING, H. A. Procedimento de projeto de controladores repetitivos aplicados em inversores para fontes ininterruptas de energia. In: SBA CBA, 2004. *Anais do XV Congresso Brasileiro de Automática*. Gramado, RS, 2004.

- MICHELS, L.; GRÜNDLING, H. A. Procedimento de projeto de controladores repetitivos para o estágio de saída de fontes ininterruptas de energia. *Eletrônica de Potência*, v. 10, n. 1, p. 39–50, 2005.
- MICHELS, L.; GRÜNDLING, H. A. Algorithm to determine the stability boundary of the plug-in repetitive action in pwm inverters. In: IEEE, 2006. *Anais da VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais*. Recife, PE, 2006.
- MICHELS, L.; GRÜNDLING, H. A. Algorithm to determine the stability boundary of the plug-in repetitive action in pwm inverters (submetido). *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2006.
- MICHELS, L.; PINHEIRO, H.; GRÜNDLING, H. A. Design of plug-in repetitive controllers for single-phase pwm inverters. In: IEEE IAS, 2004. *Conference Records of the 39th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*. Piscataway, EUA, 2004. p. 163–170.
- MICHELS, L.; PINHEIRO, H.; GRÜNDLING, H. A. In: SBA CBA, 2006. *Anais do XVI Congresso Brasileiro de Automática*. Salvador, BA, 2006.
- MICHELS, L.; PINHEIRO, H.; GRÜNDLING, H. A. Conception and analysis of plug-in repetitive compensators designed to track variable periodic references in pwm inverter applications. In: IEEE, 2006. *Anais da VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais*. Recife, PE, 2006.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converts, Applications and Design*. 2nd. ed. Nova Iorque, EUA: John Wiley Sons Inc., 1994. ISBN 0471584088.
- NISHIDA, Y.; HANEYOSHI, T. Predictive instantaneous value controlled pwm inverter for ups. In: IEEE PESC, 1992. *Conference Records of 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 1992. p. 776–783.
- OSHIMA, H.; KAWAKAMI, K. Large capacity 3-phase ups with igt pwm inverter. In: IEEE PESC, 2000. *IEEE Power Electronics Specialists Conference Records*. Piscataway, EUA, 1991. p. 117–122.
- PANDE, M.; JOOS, G.; JIN, H. Output voltage integral control technique for compensating nonideal dc buses in voltage source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 12, n. 2, p. 302–310, mar. 1997.
- PE 1-1992. *Uninterruptible Power Systems*. National Electric Manufacturers Association. Washington D.C., EUA, 1992.
- PEI, X. et al. Analysis and design of the dsp-based fully digital-controlled ups. In: IEEE PEDS, 2001. *Proceedings of the 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. Piscataway, EUA, 2001. p. 296–300.
- Philips Semiconductors. *Application Notes: Switched Mode Power Supplies*. Eindhoven, Holanda, 1994.

- PINHEIRO, H. et al. A digital controller for single-phase ups inverters to reduce the output dc component. In: IEEE PESC, 2004. *Conference Record of IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 2004. p. 1311–1314.
- PINHEIRO, H. et al. Space vector modulation for voltage-source inverters: A unified approach. In: IEEE PESC, 2002. *Proceedings of the 28th Annual IEEE Conference on Industrial Electronics Society*. Piscataway, EUA, 2002. p. 23–29.
- POTTS, C. A user's guide for ups system protection. In: IEEE IAS, 1989. *Conference Record of the 1989 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. Piscataway, EUA, 1989. p. 1909–1916.
- RECH, C. *Análise e implementação de técnicas de controle digital aplicadas a fontes ininterruptas de energia*. 153 f. Dissertação de Mestrado — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, 2001, Santa Maria, RS, 2001.
- RECH, C.; GRÜNDLING, H. A.; PINHEIRO, J. R. A modified discrete control law for ups applications. In: IEEE PESC, 2000. *IEEE Power Electronics Specialists Conference Records*. Piscataway, EUA, 2000. p. 1476–1481.
- RECH, C. et al. Analysis and design of a repetitive predictive-pid controller for pwm inverters. In: IEEE APEC, 2001. *Conference Records of the 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 2001. p. 986–991.
- RECH, C. et al. Improved modified osap controller for voltage source pwm inverters. In: SOBRAEP, 2001. *Proceedings of VI Brazilian Power Electronics Conference*. Florianópolis, SC, 2001. p. 329–334.
- RECH, C. et al. Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost pwm inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 18, n. 1, p. 401–410, jan. 2003.
- RECH, C. et al. A modified discrete control law for ups applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 18, n. 5, p. 1138–1145, set. 2003.
- RECH, C.; PINHEIRO, J. R. New repetitive control system of pwm inverters with improved dynamic performance under non-periodic disturbances. In: IEEE PESC, 2004. *Conference Records of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 2004. p. 54–60.
- REDL, R. Power electronics and electromagnetic compatibility. In: IEEE PESC, 1996. *Conference Record of the 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 1996. p. 15–21.
- RENKEN, F. The dc-link capacitor current in pulsed single-phase h-bridge inverters. In: IEEE EPE, 2005. *Proceedings of the 11th European Conference on Power Electronics and Applications*. Piscataway, EUA, 2005. p. 1–10.
- ROH, C. L.; CHUNG, M. J. Design of repetitive control system for an uncertain plant. *Electronics Letters*, The Institute of Electrical Engineers, Londres, Reino Unido, v. 31, n. 22, p. 1959–1960, out. 1995.

- ROOVER, D. de; BOSGRA, O. H. An internal-model-based framework for the analysis and design of repetitive and learning controllers. In: IEEE CDC, 1997. *Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control*. Piscataway, EUA, 1997. p. 3765–3770.
- RYAN, M. J.; LORENZ, R. D.; DONCKER, R. W. de. Modeling of multileg sine-wave inverters: A geometric approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 46, n. 6, p. 1183–1191, dez. 1999.
- RYU, B. et al. Design and analysis of output filter for 3-phase ups inverter. In: IEEE PCC, 2002. *Proceedings of the 2002 Power Conversion Conference*. Piscataway, EUA, 2002. p. 941–946.
- SASTRY, S.; BODSON, M. *Adaptive Control: Stability, Convergence, and Robustness*. 1st. ed. Englewood Cliffs, EUA: Prentice-Hall Inc., 1989. ISBN 0-13-004326-5.
- SCHUCH, L. et al. Analysis and design of a high-performance bi-directional pwm converter for dc bus and battery bank interface. In: COBEP, 2001. *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*. [S.l.], 2001.
- SHABAANI, K.; JALILI-KHARAAJOO, M. Application of adaptive lqr with repetitive control for ups systems. In: IEEE CCA, 2003. *Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications*. Piscataway, EUA, 2003. p. 1124–1129.
- SIAMI, S.; JOUBERT, C.; GLAIZE, C. High frequency model for power electronics capacitors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 16, n. 2, p. 157–166, mar. 2001.
- SMITH, C.; TOMIZUKA, M. Shock rejection for repetitive control using a disturbance observer. In: IEEE CDC, 1996. *Proceedings of the 35th IEEE Conference on Decision and Control*. Piscataway, EUA, 1996. p. 2503–2504.
- SMITH, C.; TOMIZUKA, M. A cost effective repetitive controller and its design. In: IFAC ACC, 2000. *Proceedings of the American Control Conference*. Dayton, EUA, 2000. p. 1169–1174.
- SRINIVASAN, K.; SHAW, F.-R. Analysis and design of repetitive control systems using the regeneration spectrum. *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, American Society of Mechanical Engineers, Nova Iorque, EUA, v. 113, p. 216–222, 1991.
- SUYAMA, K.; NOBUYAMA, E.; KITAMORI, T. A design method for repetitive control systems with multiple periodic signal generators based upon the bezout equation. In: IEEE CDC, 1990. *Proceedings of the 29th IEEE Conference on Decision and Control*. Piscataway, EUA, 1990. p. 1691–1696.
- TAKESHITA, T.; TOYODA, Y.; MATSUI, N. Harmonic suppression and dc voltage control of single-phase pfc converter. In: IEEE PESC, 2000. *Proceedings of the IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 2000. p. 571–576.
- TOMIZUKA, M. Zero phase error tracking algorithm for digital control. *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, American Society of Mechanical Engineers, Nova Iorque, EUA, v. 109, p. 65–68, mar. 1987.

- TOMIZUKA, M.; TSAO, T.-C.; CHEW, K.-K. Analysis and synthesis of discrete-time repetitive controllers. *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, American Society of Mechanical Engineers, Nova Iorque, EUA, v. 111, p. 353–358, set. 1989.
- TSAI, M.-C.; YAO, W.-S. Design of a plug-in type repetitive controller for periodic inputs. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 10, n. 4, p. 547–555, jul. 2002.
- TZOU, Y.-Y.; JUNG, S.-L.; YEH, H.-C. Adaptive repetitive control of pwm inverters for very low thd ac-voltage regulation with unknown loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 14, n. 5, p. 973–981, set./out. 1999.
- TZOU, Y.-Y. et al. High-performance programmable ac power source with low harmonic distortion using dsp-based repetitive control technique. *IEEE Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 12, n. 4, p. 715–725, jul. 1997.
- UCHIYAMA, M. Formulation of high-speed motion pattern of a mechanical arm by trial (em japonês). *Transactions of the Society for Instrumentation and Control Engineers*, Society for Instrumentation and Control Engineers, Tóquio, Japão, v. 14, p. 706–712, jul. 1978.
- VISWANATHANA, K.; ORUGANTI, R.; SRINIVASAN, D. Design and evaluation of tri-state boost converter. In: IEEE PESC, 2004. *Conference Record of the IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 2004. p. 4662–4669.
- VUKOSAVIČ, S. et al. Reduction of the output impedance of pwm inverters for uninterruptible power supplies. In: IEEE PESC, 1990. *Proceedings of the 21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Piscataway, EUA, 1990. p. 757–762.
- WANG, F. Sine-triangle vs. space vector modulation for three-level pwm voltage source inverters. In: IEEE IAS, 2000. *Conference Records of the 37th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*. Piscataway, EUA, 2002. p. 2482–2488.
- WILLIAMS, B. W. *Power electronics: devices, drivers, applications and passive components*. 2nd. ed. Nova Iorque, EUA: McGraw-Hill, 1992. ISBN 0070704392.
- YAMADA, K.; HOSHI, H.; OKUYAMA, T. A control design method or repetitive control systems using free parameters. In: IEEE AMC, 2000. *Proceedings of 6th International Workshop on Advanced Motion Control*. Piscataway, EUA, 2000. p. 199–204.
- YAMADA, M.; FUNAHASHI, S. I. Y.; MATSUSHITA, M. Extended discrete-time prototype repetitive controllers and its application. In: IEEE CDC, 1996. *Proceedings of the 35th IEEE Conference on Decision and Control*. Piscataway, EUA, 1996. p. 3606–3611.
- YAMADA, M.; RIADH, Z.; FUNAHASHI, Y. Design of discrete-time repetitive control system for pole placement and application. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 4, n. 2, p. 110–118, jun. 1999.

- YAMADA, M.; RIADH, Z.; FUNAHASHI, Y. Design of robust repetitive control system for multiple periods. In: IEEE CDC, 2000. *Proceedings of the 39th IEEE Conference Decision and Control*. Piscataway, EUA, 2000. p. 3739–3744.
- YE, Z. Z.; JOVANOVIĆ, M. M.; IRVING, B. T. Digital implementation of a unity-power-factor constant-frequency dc boost converter. In: IEEE APEC, 2005. *Proceedings of the Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Piscataway, EUA, 2005. p. 818–824.
- ZEIER, R.; YAMADA, M.; FUNAHASHI, Y. Discrete-time prototype repetitive controllers considering pole-assignment and its application. In: IEEE SICE, 1998. *Proceedings of the 37th SICE Annual Conference*. Piscataway, EUA, 1998. p. 985–990.
- ZHANG, K. et al. Direct repetitive control of spwm inverter for ups purpose. *IEEE Transactions on Industry Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 18, n. 3, p. 784–792, maio 2003.
- ZHOU, K. et al. Odd-harmonic repetitive controlled cvcf pwm inverter with phase lead compensation. In: IEEE IAS, 2004. *Conference Record of the 39th IEEE Industry Applications Annual Meeting*. Piscataway, EUA, 2004. p. 177–182.
- ZHOU, K.; WANG, D. Digital repetitive learning controller for three-phase cvcf pwm inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 48, n. 4, p. 820–830, ago. 2001.
- ZHOU, K.; WANG, D. Unified robust zero-error tracking control of cvcf pwm converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 49, n. 4, p. 492–501, abr. 2002.
- ZHOU, K.; WANG, D.; LOW, K.-S. Periodic errors elimination in cvcf pwm dc/ac converters systems: Repetitive control approach. *IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 147, n. 6, p. 694–700, nov. 2000.
- ZHOU, K.; YE, Y.; WANG, D. Concerning odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, The Institute of Electrical and Electronic Engineers, Piscataway, EUA, v. 20, n. 2, p. 511–513, mar. 2004.

## APÊNDICE A - CONTROLE DA TENSÃO NO BARRAMENTO CC

O circuito do barramento CC das UPS de dupla conversão, incluindo o inversor ponte-completa e um retificador é mostrado na Figura 66. A estrutura do retificador apresentado é genérica, assumindo-se que o mesmo opere como corretor do fator de potência de entrada, tal como um *boost*, meia-ponte ou ponte-completa, entre outros. Considerando-se que o retificador e o inversor possuem o comportamento de fontes de corrente, obtém-se o seguinte modelo dinâmico para o barramento CC (COBRECES et al., 2005):

$$V_{cc}(s) = \frac{1}{sC_{cc}} [I_{in}(s) - I_{cc}(s)] = G_{cc}(s) [I_{in}(s) - I_{cc}(s)], \quad (\text{A.1})$$

onde  $C_{cc}$  é o capacitância do barramento,  $I_{in}(s)$  e  $I_{cc}(s)$  são as transformadas de Laplace da corrente que alimenta o barramento e da corrente de carga, respectivamente. Em tempo discreto,  $G_{cc}(s)$  é dada por:

$$G_{cc}(z^{-1}) = \frac{T_s}{C_{cc}} \left( \frac{1}{z-1} \right), \quad (\text{A.2})$$

onde  $T_s$  é o período de amostragem.

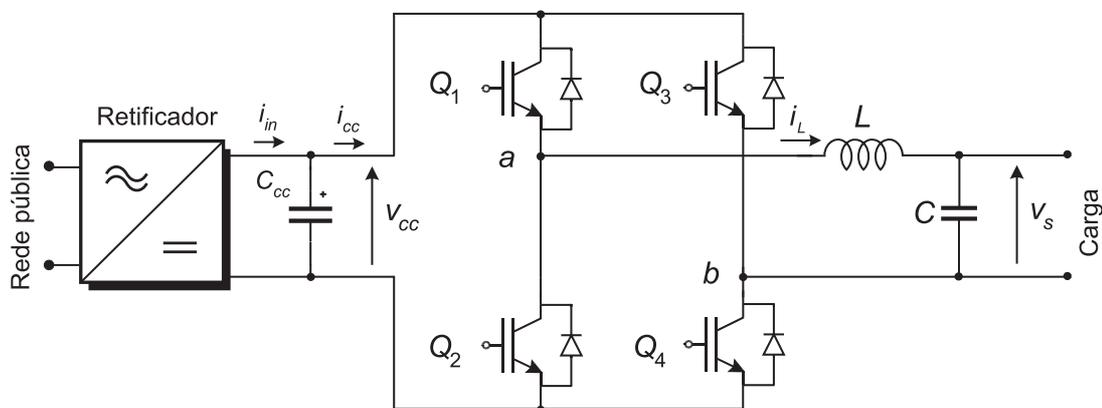


Figura 66: Circuito da UPS de dupla conversão incluindo o inversor, o barramento CC e o retificador

A corrente  $i_{cc}(t)$  é drenada pelo conversor CC/CA modulado por largura de pulso que alimenta o inversor. O modelo para esta corrente, desconsiderando-se as harmônicas de alta frequência geradas pela modulação, é dada por:

$$i_{cc}(t) = |m(t)| i_L^*(t), \quad (\text{A.3})$$

onde  $m(t)$  é função do índice de modulação no tempo e:

$$i_L^*(t) = \begin{cases} |i_L(t)| & , \text{ caso } v_s(t)i_L(t) > 1 \\ -|i_L(t)| & , \text{ caso contrário.} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

A corrente de alimentação do barramento CC, neste modelo, é gerada a partir de um conversor CA/CC com correção de fator de potência (PFC). Este circuito, mostrado na Figura 67, tem um modelo dinâmico descrito por  $G_{pfc}(z^{-1})$ . Por outro lado, é utilizada uma lei de controle para regulação da tensão no capacitor  $C_{cc}$ , sendo descrita através do compensador  $G_v(z^{-1})$ . É importante se ressaltar que se a frequência de comutação for elevada e os elementos reativos do PFC tiverem valores significativamente pequenos com relação a  $C_{cc}$ , pode-se aproximar  $G_{pfc}(z^{-1}) = 1$  (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1994).

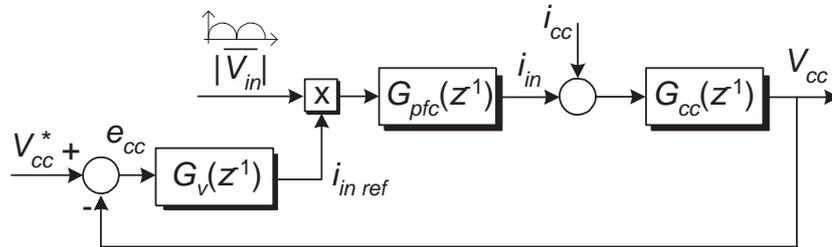


Figura 67: Estrutura da lei de controle do PFC para controle da tensão do barramento CC

A estrutura da lei de controle, empregada na malha de tensão, está mostrada na Figura 68. Esta lei de controle é do tipo PI preditivo, com ação *anti-windup*, para evitar a sobrecarga da ação integral quando a saída saturar (FENG; TSAI; TZOUM, 2001). A saturação é uma limitação mínima e máxima da ação de controle, definida em projeto, como sendo 0 e  $i_{in_{max}}$ , respectivamente.

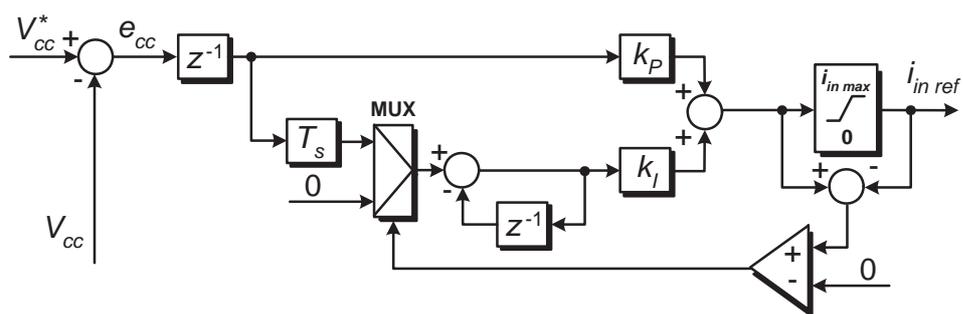


Figura 68: Controlador PI com ação *anti-windup* empregado na malha de tensão do PFC

## APÊNDICE B - DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO

O protótipo empregado para a obtenção dos resultados experimentais consiste em um inversor de tensão PWM monofásico controlado digitalmente. Um computador pessoal IBM/PC, empregando um processador Intel<sup>1</sup> Pentium II de 266 MHz, é empregado como plataforma para desenvolvimento e gerenciamento do sistema de controle. O software de gerenciamento do processo é implementado na linguagem de programação C++, por apresentar recursos avançados para controle de interfaces de hardware e facilidade de interação com o usuário. Ademais, a utilização da plataforma PC permite que a lei de controle seja implementada em aritmética de ponto-flutuante. Neste caso, as variáveis são de 32 bits, sendo armazenadas e processadas no formato IEEE 752 de precisão simples.

O sistema inversor empregado foi desenvolvido pela Semikron<sup>2</sup>, na forma de um módulo integrado. Este módulo apresenta, como interruptores, transistores do tipo IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) cujo modelo é SKM 75 GAL 123D, além de um barramento CC com capacitores de  $4700\mu F/450V$  e de um retificador trifásico não-controlado. O módulo inversor inclui o circuito de isolamento e acionamento (*drivers*) dos interruptores, que também realizam a proteção do inversor contra curto-circuito e sobre-aquecimento. Embora o módulo possua um retificador trifásico não-controlado para a carga do barramento CC, o mesmo não foi utilizado nos ensaios. Empregou-se uma fonte CC, desenvolvida pela Tectrol<sup>3</sup>, modelo TCA-300-15BR1A, pois esta apresenta melhor regulação e possui limitação de corrente.

O filtro LC de saída utilizado no trabalho emprega diferentes indutores. Núcleos de aço silício laminado e de *Cool Mu*, da marca Magnetics<sup>4</sup>, são empregados para a obtenção dos diversos resultados. Já os capacitores CA de saída utilizados são de polipropileno

---

<sup>1</sup>Intel Inc.

<sup>2</sup>Semikron Semicondutores Ltda.

<sup>3</sup>Tectrol Equipamentos Elétricos e Eletrônicos Ltda.

<sup>4</sup>Magnetics, Division of Spang & Co.

metalizado, da marca Epcos<sup>5</sup>, modelo B32360, suportando tensões CA de até 250V.

O sistema de instrumentação do sistema de controle emprega um transdutor de tensão de efeito Hall de 0V a 500V, da marca LEM<sup>6</sup>, modelo LV 20-P. O sinal medido é condicionado analogicamente, para adequar o sinal CA de  $-250\text{V}$  a  $250\text{V}$  para 0V a 5V, que são, respectivamente, os valores mínimos e máximos adquiridos pelo conversor A/D. A aquisição dos dados é feita através da placa multifunção para controle de processos PMCP16-200<sup>7</sup>, que possui dois conversores A/D de 12 bits. Esta mesma placa é a responsável pela geração do sinal de comando PWM, sendo esta tarefa efetuada através de temporizadores programáveis digitalmente (*timers*) de 16 bits.

As cargas lineares e não-lineares foram dimensionadas de acordo com a norma IEC 62040-3 (1999) (vide Anexo A). Para as cargas lineares, utilizou-se  $R_s = 12\Omega$ . Por outro lado, para as cargas não-lineares, empregou-se  $R_s = 0,5\Omega$ ,  $R_1 = 24\Omega$  e  $C_L = 4700\mu F$ .

A aquisição dos resultados obtidos foi realizada através de um osciloscópio Agilent<sup>8</sup> 54624A, de quatro canais, com recurso de captura de pontos. As medidas foram obtidas através de ponteiros de tensão Agilent 10074C, para tensões de pico de até 500V, com fator de redução da tensão de 10:1, e através de ponteiros de corrente HP 1146A, que mede correntes de até 100A com uma faixa de frequências de CC a 100kHz.

---

<sup>5</sup>Epcos do Brasil Ltda.

<sup>6</sup>LEM Holding SA

<sup>7</sup>GEPOC/UFMS

<sup>8</sup>Agilent Technologies, Inc.

## **APÊNDICE C - MODELOS PARA O PROJETO DO CONTROLADOR REPETITIVO**

### **C.1 $L = 1mH$ e $C = 25\mu F$**

Modelo sem carga:

$$G_{m0}(z^{-1}) = \frac{0,50z^{-1} + 0,41z^{-2} - 0,093z^{-3} - 0,0053z^{-4}}{1 - 0,98z^{-1} + 0,90z^{-2} - 0,093z^{-3} - 0,0053z^{-4}}, \quad (C.1)$$

$$G_n(z^{-1}) = \frac{-5,50z^{-1} + 5,45z^{-2}}{1 - 0,98z^{-1} + 0,90z^{-2} - 0,094z^{-3} - 0,005z^{-4}}. \quad (C.2)$$

Modelo com carga resistiva nominal:

$$G_{m1}(z^{-1}) = \frac{0,42z^{-1} + 0,27z^{-2} - 0,066z^{-3} - 0,0037z^{-4}}{1 - 0,79z^{-1} + 0,50z^{-2} - 0,066z^{-3} - 0,0037z^{-4}}. \quad (C.3)$$

Modelo com carga indutivo-resistiva ( $f_p = 0,7$ ):

$$G_{m2}(z^{-1}) = \frac{0,50z^{-1} - 0,06z^{-2} - 0,48z^{-3} + 0,082z^{-4} + 0,0052z^{-5}}{1 - 1,88z^{-1} + 1,78z^{-2} - 0,935z^{-3} - 0,082z^{-4} - 0,005z^{-5}}. \quad (C.4)$$

### **C.2 $L = 1mH + 5\%$ e $C = 25\mu F + 5\%$**

Modelo sem carga:

$$G_{m0}(z^{-1}) = \frac{0,46z^{-1} + 0,38z^{-2} - 0,085z^{-3} - 0,005z^{-4}}{1 - 1,07z^{-1} + 0,90z^{-2} - 0,085z^{-3} - 0,0050z^{-4}}, \quad (C.5)$$

$$G_n(z^{-1}) = \frac{-5,34z^{-1} + 5,25z^{-2}}{1 - 1,07z^{-1} + 0,90z^{-2} - 0,085z^{-3} - 0,0050z^{-4}}. \quad (C.6)$$

Modelo com carga resistiva nominal:

$$G_{m1}(z^{-1}) = \frac{0,39z^{-1} + 0,26z^{-2} - 0,061z^{-3} - 0,0036z^{-4}}{1 - 0,86z^{-1} + 0,51z^{-2} - 0,061z^{-3} - 0,0035z^{-4}}. \quad (C.7)$$

Modelo com carga indutivo-resistiva ( $f_p = 0,7$ ):

$$G_{m2}(z^{-1}) = \frac{0,46z^{-1} - 0,055z^{-2} - 0,44z^{-3} + 0,075z^{-4} + 0,0047z^{-5}}{1 - 1,96z^{-1} + 1,87z^{-2} - 0,935z^{-3} - 0,075z^{-4} - 0,0047z^{-5}}. \quad (C.8)$$

### C.3 $L = 1mH + 5\%$ e $C = 25\mu F - 5\%$

Modelo sem carga:

$$G_{m0}(z^{-1}) = \frac{0,50z^{-1} + 0,41z^{-2} - 0,093z^{-3} - 0,0055z^{-4}}{1 - 0,98z^{-1} + 0,90z^{-2} - 0,093z^{-3} - 0,00550z^{-4}}, \quad (C.9)$$

$$G_n(z^{-1}) = \frac{-5,79z^{-1} + 5,69z^{-2}}{1 - 0,98z^{-1} + 0,90z^{-2} - 0,093z^{-3} - 0,00550z^{-4}}. \quad (C.10)$$

Modelo com carga resistiva nominal:

$$G_{m1}(z^{-1}) = \frac{0,42z^{-1} + 0,26z^{-2} - 0,065z^{-3} - 0,0038z^{-4}}{1 - 0,78z^{-1} + 0,47z^{-2} - 0,064z^{-3} - 0,0037z^{-4}}. \quad (C.11)$$

Modelo com carga indutivo-resistiva ( $f_p = 0,7$ ):

$$G_{m2}(z^{-1}) = \frac{0,50z^{-1} - 0,060z^{-2} - 0,48z^{-3} + 0,082z^{-4} + 0,0052z^{-5}}{1 - 1,88z^{-1} + 1,78z^{-2} - 0,936z^{-3} - 0,082z^{-4} - 0,0051z^{-5}}. \quad (C.12)$$

### C.4 $L = 1mH - 5\%$ e $C = 25\mu F + 5\%$

Modelo sem carga:

$$G_{m0}(z^{-1}) = \frac{0,50z^{-1} + 0,41z^{-2} - 0,093z^{-3} - 0,0055z^{-4}}{1 - 0,98z^{-1} + 0,90z^{-2} - 0,093z^{-3} - 0,00550z^{-4}}, \quad (C.13)$$

$$G_n(z^{-1}) = \frac{-5,24z^{-1} + 5,14z^{-2}}{1 - 0,98z^{-1} + 0,90z^{-2} - 0,093z^{-3} - 0,00550z^{-4}}. \quad (C.14)$$

Modelo com carga resistiva nominal:

$$G_{m1}(z^{-1}) = \frac{0,42z^{-1} + 0,28z^{-2} - 0,067z^{-3} - 0,0039z^{-4}}{1 - 0,79z^{-1} + 0,51z^{-2} - 0,067z^{-3} - 0,0039z^{-4}}. \quad (C.15)$$

Modelo com carga indutivo-resistiva ( $f_p = 0,7$ ):

$$G_{m2}(z^{-1}) = \frac{0,50z^{-1} - 0,061z^{-2} - 0,48z^{-3} + 0,082z^{-4} + 0,0052z^{-5}}{1 - 1,88z^{-1} + 1,78z^{-2} - 0,934z^{-3} - 0,082z^{-4} - 0,0051z^{-5}}. \quad (\text{C.16})$$

### C.5 $L = 1mH - 5\%$ e $C = 25\mu F - 5\%$

Modelo sem carga:

$$G_{m0}(z^{-1}) = \frac{0,55z^{-1} + 0,45z^{-2} - 0,102z^{-3} - 0,0060z^{-4}}{1 - 0,88z^{-1} + 0,87z^{-2} - 0,102z^{-3} - 0,0060z^{-4}}, \quad (\text{C.17})$$

$$G_n(z^{-1}) = \frac{-5,67z^{-1} + 5,56z^{-2}}{1 - 0,88z^{-1} + 0,87z^{-2} - 0,102z^{-3} - 0,0060z^{-4}}, \quad (\text{C.18})$$

Modelo com carga resistiva nominal:

$$G_{m1}(z^{-1}) = \frac{0,46z^{-1} + 0,29z^{-2} - 0,070z^{-3} - 0,0041z^{-4}}{1 - 0,70z^{-1} + 0,47z^{-2} - 0,070z^{-3} - 0,0041z^{-4}}. \quad (\text{C.19})$$

Modelo com carga indutivo-resistiva ( $f_p = 0,7$ ):

$$G_{m2}(z^{-1}) = \frac{0,55z^{-1} - 0,066z^{-2} - 0,52z^{-3} + 0,089z^{-4} + 0,0056z^{-5}}{1 - 1,78z^{-1} + 1,68z^{-2} - 0,935z^{-3} - 0,089z^{-4} - 0,0056z^{-5}}. \quad (\text{C.20})$$

## ***ANEXO A – RESUMO DA NORMA IEC 62040***

As normas IEC 62040 são normas internacionais que definem as características e especificações de UPS. Estas normas abordam os seguintes assuntos:

**IEC 62040-1-1.** Uninterruptible power systems (UPS) Part 1-1: General and safety requirements for UPS used in operator access areas (IEC 62040-1-1, 1999).

**IEC 62040-1-2.** Uninterruptible power systems (UPS) - Part 1-2: General and safety requirements for UPS used in restricted access locations (IEC 62040-1-2, 1999).

**IEC 62040-2.** Uninterruptible power systems (UPS) - Part 2: Electromagnetic compatibility (EMC) requirements (IEC 62040-2, 1999).

**IEC 62040-3.** Uninterruptible power systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirements (IEC 62040-3, 1999).

A seguir são sumarizados os conteúdos destas normas relativos ao comportamento exigido para a tensão de saída das UPS.

### **A.1 Classificação das UPS quanto ao comportamento operacional da tensão de saída**

A norma IEC 62040-3 apresenta uma classificação padrão para as UPS baseadas no desempenho estático e dinâmico. Esta norma especifica determinados códigos relacionados à qualidade da energia entregue à carga, à forma de onda das tensões de saída e ao desempenho dinâmico sob transitórios, com carga linear e não-linear. O objetivo de classificar as UPS pelo desempenho é o de prover uma base comum sobre a qual os dados dos fabricantes e fornecedores possam ser comparados. Estas classificações têm como

base o desempenho da UPS alimentando cargas de referência (*dummy loads*), que emulam aplicações típicas na prática. Embora os ensaios propostos pela norma não testem todas as possíveis condições práticas, os mesmos foram concebidos para emular situações críticas de operação. Logo, se a UPS apresentar um desempenho satisfatório nestas situações, é muito provável que também consiga atender às especificações menos exigentes.

A classificação das UPS, com base no comportamento operacional das tensões de saída, é definida através de uma codificação apropriada. Esta codificação possui três campos:

$$AAA - BC - DEF \quad (A.1)$$

O campo *AAA* em (A.1) é o código alfabético que se refere à dependência da tensão de saída com relação à fonte de alimentação empregada na entrada da UPS. São três as possibilidades:

**VFI.** *Voltage and Frequency Independent:* A saída da UPS é independente das variações de frequência e tensão da fonte de entrada. Assume-se que a fonte de alimentação de entrada se encontra dentro dos limites da norma IEC 61000-2-2 com relação aos níveis individuais de componentes harmônicas e taxa de distorção harmônica total.

**VFD.** *Voltage and Frequency Dependent:* A saída da UPS é dependente de variações de frequência e tensão da fonte de entrada.

**VI.** *Voltage Independent:* A saída da UPS é dependente das variações de frequência da fonte de entrada, mas as variações de tensão de entrada estão condicionadas por dispositivos de regulação eletrônicos ou passivos, dentro dos limites normais de operação.

Os campos *BC* em (A.1) contém os códigos alfabéticos que se referem à forma de onda da tensão de saída da UPS. O caracter *B* se refere ao modo normal ou modo desvio (*bypass*), enquanto o caracter *C* ao modo armazenamento (*backup*). São três as possibilidades:

**S.** Forma de onda senoidal com fator de distorção harmônica  $D < 0,08$ , definido pela norma IEC 61000-2-2 (2001), para as cargas de referência, tanto linear quanto não-linear.

**X.** Forma de onda da tensão de saída senoidal para carga linear, com o fator de distorção idêntico ao mostrado no item acima. Para carga não-linear, o fator de distorção har-

mônica  $D$  excede o valor 0,08 se a UPS for carregada além dos limites estabelecidos pelo fabricante.

- Y.** Forma de onda da tensão de saída não-senoidal: quadrada, quase-quadrada, trapezoidal, entre outras. O fator de distorção harmônica  $D$  excede os limites da norma IEC 61000-2-2 (2001).

Os campos  $DEF$  em (A.1) contém os códigos numéricos relacionados ao desempenho transitório das tensões de saída sob as diferentes condições de ensaio, definidas na norma, para ambos os modos de operação. O campo  $D$  indica o desempenho na mudança de modo de operação (de modo normal para modo *backup*). O campo  $E$  indica o desempenho após um degrau de carga linear, tanto em modo normal quanto em modo *backup*. O campo  $F$  indica o desempenho após um degrau de carga não-linear, tanto em modo normal quanto em modo *backup*. As classificações existentes são três e indicam os seguintes comportamentos:

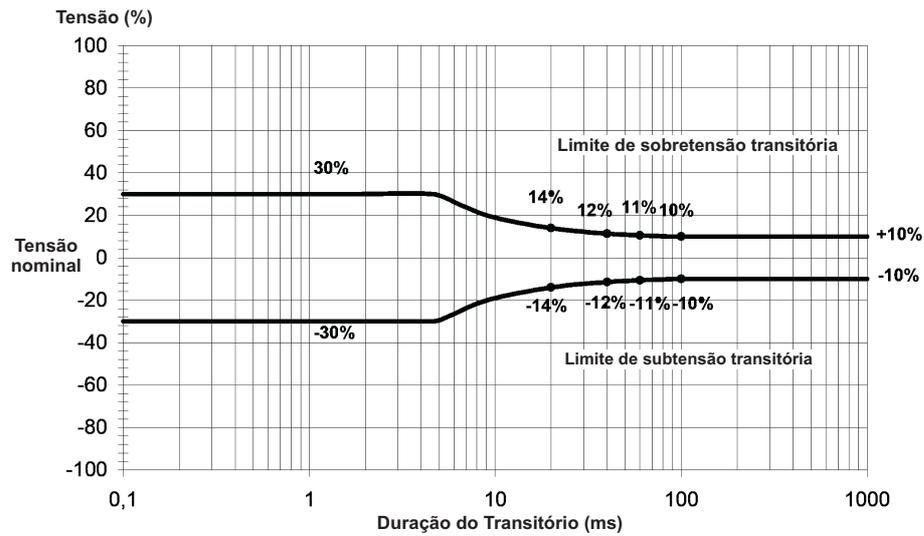
1. O desempenho transitório não excede os limites dado pela Figura 69(a).
2. O desempenho transitório não excede os limites dado pela Figura 69(b).
3. O desempenho transitório não excede os limites dado pela Figura 69(c).

Os detalhes relativos aos ensaios realizados para se obter estas classificações são apresentados na seção que descreve as especificações relativas ao comportamento dinâmico.

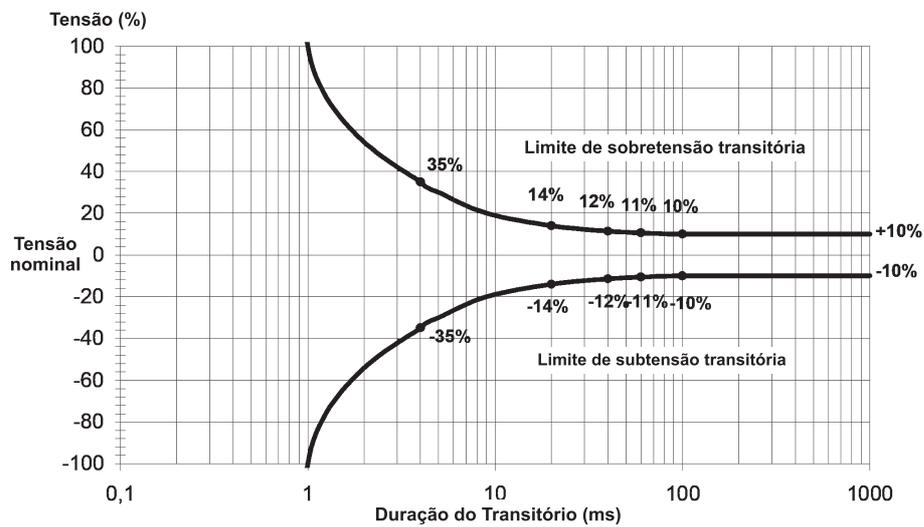
## A.2 Especificações relativas à compatibilidade eletromagnética

A compatibilidade eletromagnética (EMC) é a capacidade que um equipamento eletrônico deve apresentar de respeitar os limites de emissão de ruídos e de não ser suscetível a influência dos mesmos. A EMC se refere tanto a ruídos de baixa quanto de alta frequência, sendo, por isso, bastante abrangente.

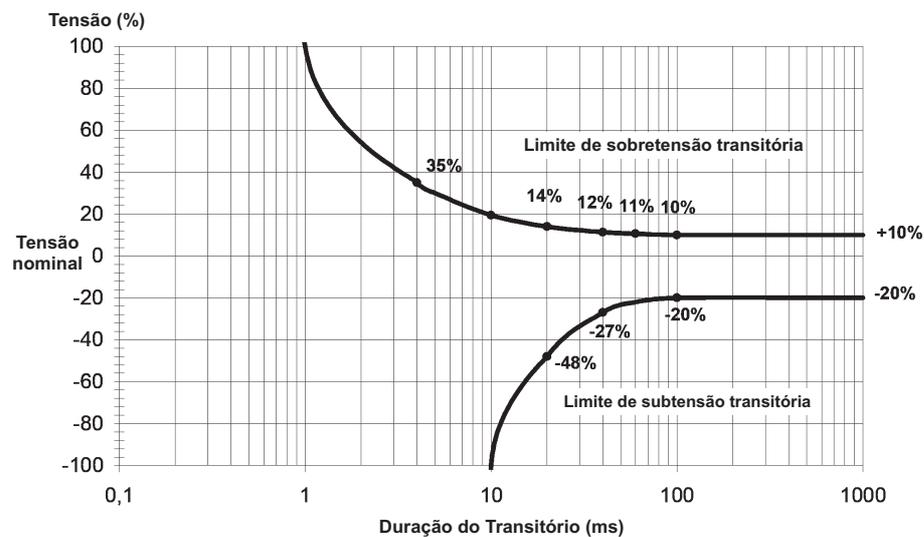
As especificações relacionadas a EMC, para inversores de UPS, estão relacionadas às interferências introduzidas pelo inversor na tensão de saída CA. Com relação às harmônicas de baixa frequência, a norma especifica que a tensão de saída deve atender às especificações dadas para o fornecimento de energia público em baixa tensão, dado pela



(a) Classificação 1



(b) Classificação 2



(c) Classificação 3

Figura 69: Limites para o comportamento transitório da tensão de saída após degraus de carga

Tabela 22: Níveis de compatibilidade para harmônicas de tensão individuais em redes de baixa tensão segundo a norma IEC 61000-2-2

Harmônicas ímpares não múltiplas de 3		Harmônicas ímpares múltiplas de 3		Harmônicas pares	
Ordem da harmônica	Magnitude da harmônica	Ordem da harmônica	Magnitude da harmônica	Ordem da harmônica	Magnitude da harmônica
n	%	n	%	n	%
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	> 21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
> 25	0,2 + 0,5.25/n				

IEC 61000-2-2 (IEC 61000-2-2, 2001). Esta norma especifica um limite para o fator de distorção total ( $D < 0,08$ ), que é praticamente idêntica à taxa de distorção harmônica total. Adicionalmente, as harmônicas individuais de saída não podem exceder, percentualmente, os valores dados na Tabela 22. Esta norma especifica o fator de distorção para harmônicas até a 40ª ordem, por ser aplicável à sistemas de distribuição de energia.

Os requisitos relacionados à emissão de harmônicas de alta frequência podem ser classificados com relação as forma de propagação: conduzida e irradiada. A emissão conduzida pode ser classificada como sendo do tipo diferencial ou de modo comum, sendo a primeira associada às variações de corrente nos circuitos e a segunda relacionadas às variações de tensão entre um determinado ponto do circuito e a terra.

Com relação à interferência conduzida, a norma IEC 62040-2 apresenta especificações para o estágio de saída associadas à emissão de interferência conduzida de modo comum. Estas especificações são somente aplicáveis a UPS cujos cabos de saída podem exceder 10m de comprimento. Segundo a norma, os níveis de emissão eletromagnética são determinados através de medidas da tensão de saída com relação à terra (modo comum), sendo os níveis máximos aceitáveis de emissão, os mostrados pela Tabela 23. Adicionalmente, com relação às emissões eletromagnéticas irradiadas, também existem requisitos com relação aos campos elétricos e magnéticos gerados.

Tabela 23: Níveis máximos de emissão de interferência eletromagnética segundo a norma IEC 62040-2

Corrente de saída da UPS [A]	Faixa de freqüências [MHz]	Limite de emissão [dB( $\mu$ V)]	
		Quase-pico	Médio
0 - 25 Classe A	0,15 - 0,50	83	80
	0,50 - 5	77	80
	5 - 30	77	80
0 - 25 Classe B	0,15 - 0,50	80 - 70 <sup>1)</sup>	70 - 60 <sup>1)</sup>
	0,50 - 5	70	60
	5 - 30	74	64
25 - 100	0,15 - 0,50	114	104
	0,50 - 5	100	90
	5 - 30	104 - 84 <sup>1)</sup>	94 - 74 <sup>1)</sup>
100 - 400	0,15 - 0,50	144	134
	0,50 - 5	139	129
	5 - 30	129	119
400 -	0,15 - 0,50	-	-
	0,50 - 5	-	-
	5 - 30	-	-

<sup>1)</sup> O limite decresce linearmente com o logaritmo da freqüência.

### A.3 Especificações relativas às características estáticas

As características estáticas são aquelas que se referem à operação em regime permanente, ou seja, sem a ocorrência de eventos aperiódicos antes e durante o intervalo de tempo considerado. Para fazer essa análise, a norma IEC 62040-3 considera um conjunto de de 10 e 12 ciclos sucessivos quando o inversor está sintetizando 50 e 60Hz, respectivamente. Os demais requisitos estáticos descritos na norma são os seguintes:

**Tolerância da tensão eficaz de saída:** A tensão eficaz de saída (RMS) deve estar dentro da faixa de tolerância especificada pelo fabricante, para as diferentes condições de carga: sem carga, carga resistiva nominal e carga não-linear padrão. Segundo a norma, é necessário que a saída do inversor seja conectada à carga linear nominal e sem carga.

**Característica de saída senoidal:** Para aferir esta característica, deve-se garantir que o fator de distorção harmônica  $D < 0,08$ , tanto para cargas resistivas como para a carga não-linear de referência (descrita na Seção A.5). Além disso, deve-se atender, individualmente, as especificações dadas na Tabela 22 para cada harmônica.

**Operação em curto-circuito:** O inversor deve possuir um limitador ou proteção para o caso de um curto-circuito na sua saída. Para ambos os casos, o inversor deve entrar em modo de limitação ou atuar a proteção, respectivamente, sem danificar o inversor.

**Tensão média de saída:** O inversor deve apresentar, no máximo, um nível médio ou CC menor que 0,1% da tensão RMS nominal, para uma aquisição realizadas durante 10s.

**Sincronização:** O inversor deve operar, adequadamente, com variações da frequência do sinal de referência de  $\pm 2\%$ , para uma taxa de variação máxima de 1 Hz/s.

## A.4 Especificações relativas às características dinâmicas

Os requisitos dinâmicos são aqueles referentes ao comportamento dinâmico da tensão de saída do inversor logo após a ocorrência de um evento aperiódico na saída, tal como uma mudança súbita de carga.

Para classificar os inversores quanto ao seu comportamento dinâmico, a IEC 62040-3 criou três as classificações distintas, mostradas na Seção A.1. Estas classificações definem os limites para as subtensões e sobretensões transitórias mínimas e máximas, respectivamente, que são toleráveis após mudanças súbitas de carga. O limite para as subtensões e sobretensões são apresentados na Figura 69. Observe que as variações percentuais são dadas com relação ao valor RMS nominal da tensão de saída.

Os ensaios para obter a classificação do desempenho dinâmico especificado pela norma IEC 62040-3, para UPS monofásicas com capacidade de carga inferior a 4kVA, são descritos a seguir.

### A.4.1 Resposta para degrau de carga linear

Os ensaios para degraus de carga linear são realizados com cargas puramente resistivas. Para a realização dos ensaios, são utilizadas duas resistências que drenam, respectivamente, 20% e 80% da potência nominal RMS de saída. Uma representação da montagem utilizada pra o ensaio é mostrada na Figura 70. A partir desta montagem, são realizados as seguintes mudanças de carga, cujos valores são porcentagens da potência nominal de saída: de 0% para 20%, de 20% para 100%, de 100% para 20% e de 20% para 0%. Os

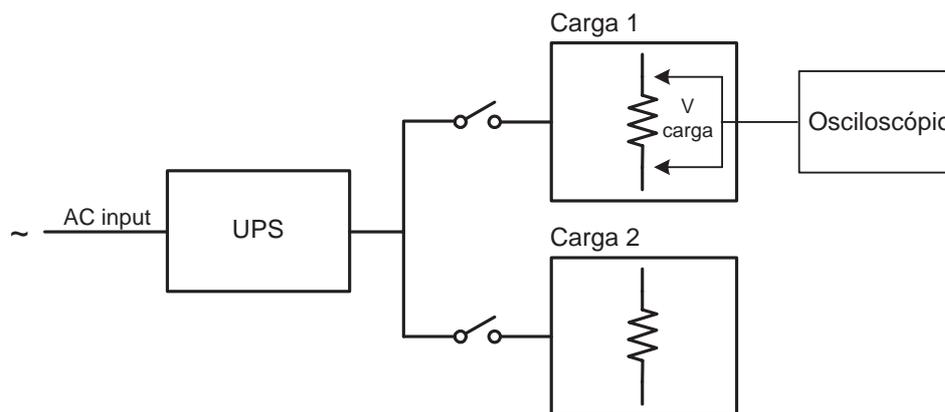


Figura 70: Sistema utilizado para os ensaios de degrau de carga resistivo

degraus de carga são realizados quando a saída está em regime permanente e no instante de tempo em que o sinal de referência está em seu valor de pico, pois estes são os instantes críticos para ocorrerem as mudanças de carga.

A análise do desempenho transitório é efetuada através do armazenamento dos valores da tensão de saída após o degrau de carga. Os valores armazenados são então processados por um filtro passa-baixas do tipo média móvel, cuja janela tem largura de 1/4 de ciclo. Os valores resultantes da filtragem são então traçados nas curvas utilizadas para determinação da classificação quanto ao desempenho dinâmico da UPS, mostradas na Figura 69. Se todos os valores obtidos estiverem contidos no intervalo entre as curvas, a norma é atendida. É importante salientar que isto é válido para todas os ensaios de mudança de carga anteriormente descritos.

#### A.4.2 Resposta para degrau de carga não-linear

Os degraus de carga não-linear são realizados para cargas do tipo retificador não-controlado com filtro capacitivo, tais como os mostrados na Figura 71. As mudanças de carga estipuladas pela norma IEC 62040-3 são proporcionais à potência aparente de saída, sendo testados os seguintes degraus de carga: de 25% para 100% e de 100% para 25%. O dimensionamento destas cargas está descrito na Seção A.5. Os degraus de carga são realizados quando a saída está em regime permanente e no instante de tempo em que o sinal de referência está em seu valor máximo. A representação da montagem utilizada para o ensaio é mostrada na Figura 72.

O ensaio para a análise do desempenho para o degrau de carga não-linear de 25% para 100% é efetuado ligando-se a UPS com o retificador que consome 25% da potência aparente  $S$ . Após o sistema entrar em regime, realiza-se a medida de  $V_{CL}$ , como mostra a Figura 72.

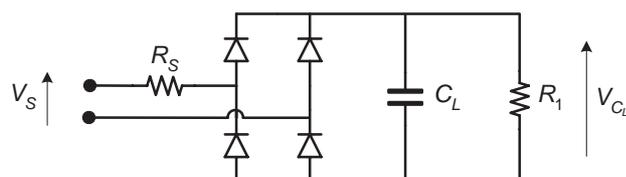


Figura 71: Carga não-linear empregada para o ensaio de desempenho do inversor

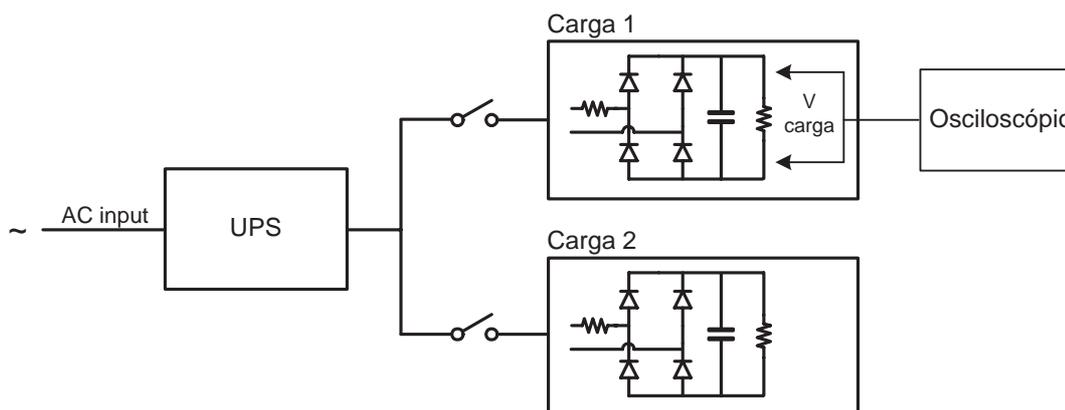


Figura 72: Sistema utilizado para os ensaios de degrau de carga não-linear

Os valores medidos nos instantes imediatamente após a inserção do retificador de 75% da potência aparente são armazenados e posteriormente analisados. É importante ressaltar que o retificador inserido na saída está com o capacitor  $C_L$  inicialmente descarregado.

Os valores adquiridos são então traçados nas curvas utilizadas para determinação da classificação quanto ao desempenho dinâmico da UPS, mostradas na Figura 69. A respectiva classificação é atendida caso todos os pontos obtidos estiverem contidos no intervalo entre as duas curvas-limite.

Para a análise do degrau de carga não-linear de 100% para 25% é efetuado um ensaio similar ao anteriormente descrito. Inicialmente, liga-se os dois retificadores na saída da UPS até a tensão nos capacitores de saída dos mesmos entrarem em regime permanente. Após isso, retira-se o retificador com 75% da potência aparente e armazena-se os valores medidos no retificador de 25%, cujos valores são analisados de forma idêntica à anteriormente descrita.

## A.5 Carga não-linear de referência

As cargas não-lineares de referência, que são empregadas nos ensaios da norma IEC 62040-3, possuem a estrutura mostradas na Figura 71. O dimensionamento dos elementos

passivos das cargas não-lineares padrão é também definido por norma. A norma assume que a carga não-linear consome uma potência aparente  $S = f_{pf}P$ , onde  $P$  da potência nominal da UPS (em VA), onde  $f_{pf} = 0,7$ , e que a corrente de entrada possui um fator de crista  $f_c = 3$ . Adicionalmente, assume-se que o retificador não-controlado dissipa 66% da potência aparente no resistor  $R_1$  e 4% em  $R_S$  e que a ondulação na tensão de saída é de  $\Delta V_{C_L} < 5\%$ .

A norma define equações empíricas para determinação dos elementos dos retificadores utilizados nos ensaios. Inicialmente, determina-se a tensão de saída do retificador, considerando-se a distorção da tensão, a queda nos fios e ondulação da tensão retificada:

$$V_{C_L} = 1,22V_s \quad (\text{A.2})$$

Também determina-se a potência aparente drenada pela carga não-linear, dada por:

$$S = 0,7f_{carga}f_{pf}P, \quad (\text{A.3})$$

onde  $f_{carga}$  representa a proporção entre a potência drenada pela carga não-linear com relação à potência não-linear nominal. Por exemplo, para a carga com 25% da potência de saída,  $f_{carga} = 0,25$ .

A partir de  $V_{C_L}$  e  $S$  se determina os parâmetros dos retificadores através das seguintes equações:

$$R_S = \frac{0,04V_s^2}{S} \quad (\text{A.4})$$

$$R_1 = \frac{V_{C_L}^2}{0,66S} \quad (\text{A.5})$$

$$C_L = \frac{7,5}{R_1f_1} \quad (\text{A.6})$$

Notas:

1. Para os casos em que a UPS opera com mais de uma frequência  $f_1$ , deve-se utilizar a menor para os cálculos.
2. As quedas de tensão nos diodos da ponte são desprezadas.
3. As tolerâncias nos valores dos componentes são:  $R_1, R_S = \pm 10\%$  e  $C_L = 0\%$  a  $25\%$ .

## ANEXO B – PROJETO DO CONTROLADOR PD-FEEDFORWARD

A metodologia de projeto utilizada para projetar a lei de controle proporcional-derivativa com alimentação à frente (PD-*feedforward*) está apresentada no Lema 17. Esta metodologia, apresentada em Rech et al. (2001a), projeta o controlador com base em um modelo de referência desejado para o sistema de controle em malha fechada.

**Lema 17.** *Seja a função de transferência do sistema de controle PD-*feedforward*, em malha fechada, em domínio discreto:*

$$G_m(z^{-1}) = \frac{G_p(z^{-1}) [G_c(z^{-1}) + G_{ff}(z^{-1})]}{1 + G_h(z^{-1}) G_c(z^{-1}) G_p(z^{-1})}. \quad (\text{B.1})$$

*Assume-se que o modelo discreto da planta é dado por:*

$$G_p(z^{-1}) = \frac{\beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2}}{1 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2}}, \quad (\text{B.2})$$

*e que o compensador possui a seguinte estrutura:*

$$G_c(z^{-1}) = k_1 z^{-1} + k_2 z^{-2}, \quad (\text{B.3})$$

$$G_{ff}(z^{-1}) = 1, \quad (\text{B.4})$$

$$G_h(z^{-1}) = 1. \quad (\text{B.5})$$

*Seja também o polinômio característico de segunda ordem de tempo contínuo com pólos complexos:*

$$P_c(s) = s^2 + 2\zeta_n \omega_n s + \omega_n^2. \quad (\text{B.6})$$

*Assumindo-se que  $k_1$  e  $k_2$  sejam parâmetros ajustáveis, então é possível se obter um polinômio característico para  $G_m(z^{-1})$  que possua duas raízes com comportamento dinâmico equivalente a  $P_c(s)$ . Além disso, para um conjunto de valores  $\{\zeta_n, \omega_n\}$ , o polinômio característico de  $G_m(z^{-1})$  possui um comportamento dinâmico similar à  $P_c(s)$ .*

*Demonstração.* Transformando (B.1)-(B.5) para a forma não-causal, obtém-se, respectivamente, a seguinte formulação:

$$G_m(z) = \frac{G_p(z) [G_c(z) + G_{ff}(z)]}{1 + G_h(z) G_c(z) G_p(z)}, \quad (\text{B.7})$$

$$G_p(z) = \frac{\beta_1 z + \beta_2}{z^2 + \alpha_1 z + \alpha_2}, \quad (\text{B.8})$$

$$G_c(z) = k_1 z + k_2, \quad (\text{B.9})$$

$$G_{ff}(z) = 1, \quad (\text{B.10})$$

$$G_h(z) = 1. \quad (\text{B.11})$$

Reescrevendo-se o polinômio característico  $P_c(s)$ , dado por (B.6), se obtém que:

$$P_c(s) = (s - p_c)(s - p'_c), \quad (\text{B.12})$$

onde:

$$p_c = -\zeta_n \omega_n + j\omega_n \sqrt{1 - \zeta_n^2} \quad \text{e} \quad p'_c = -\zeta_n \omega_n - j\omega_n \sqrt{1 - \zeta_n^2}. \quad (\text{B.13})$$

Discretizando-se estes pólos contínuos de (B.13), se obtém os pólos dominantes análogos em tempo discreto:

$$p_d = e^{p_c T_s} \quad \text{e} \quad p'_d = e^{p'_c T_s}. \quad (\text{B.14})$$

Assim, o polinômio característico discreto  $P(z)$  é dado por:

$$P_d(z) = (z - p_d)(z - p'_d). \quad (\text{B.15})$$

O polinômio característico de  $G_m(z)$ , utilizando as funções de transferências de  $G_p(z)$ ,  $G_{ff}(z)$ ,  $G_c(z)$  e  $G_h(z)$ , é dado por:

$$P_d^*(z) = z^4 + \alpha_1 z^3 + (\alpha_2 + \beta_1 k_1) z^2 + (\beta_1 k_2 + \beta_2 k_1) z + \beta_2 k_2. \quad (\text{B.16})$$

Tendo como objetivo fazer com que  $P_d(z)$  e  $P_d^*(z)$  possuam duas raízes complexas conjugadas idênticas, se reescreve (B.16) da seguinte forma:

$$P_d^*(z) = (z - p_1)(z - p_2)(z - p_e)(z - p'_e). \quad (\text{B.17})$$

onde  $p_1$  e  $p_2$  são os outros dois pólos de  $P_d^*(z)$ . Logo, a determinação dos valores dos coeficientes  $k_1$  e  $k_2$  que torna  $p_d = p_e$  e  $p'_d = p'_e$  é obtida se igualando a equação característica de (B.16) à (B.17). Assim, chega-se a um sistema linear de cujas variáveis independentes são os parâmetros do controlador  $k_1$  e  $k_2$  e os pólos adicionais do sistema

em malha fechada  $p_1$  e  $p_2$ . Este sistema algébrico de quatro equações com quatro variáveis independentes possui uma única solução.

Os valores assumidos para os pólos  $p_1$  e  $p_2$  dependem dos valores de  $\{\zeta_n, \omega_n\}$ . Para determinados valores de  $\{\zeta_n, \omega_n\}$ , os valores de  $p_1$  e  $p_2$  são reais e de módulo muito maior que o módulo de  $p_d$ . Desta forma, seus efeitos no comportamento dinâmico do sistema são pouco significativos. Nestes casos, o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada  $G(z)$  é similar ao de  $P_c(s)$ .  $\square$

Observa-se que a obtenção de um conjunto de pólos estáveis para o sistema em malha fechada depende da dinâmica que é definida. Em geral, é possível se obter uma equação característica discreta estável, em malha fechada, se a  $\omega_n$  possuir uma banda passante similar à resposta dinâmica da planta  $\omega_p$ , em malha aberta.