



Tese de Doutorado

**CONTROLADORES DISCRETOS DE TENSÃO BASEADOS
NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO APLICADOS A
INVERSORES TRIFÁSICOS PWM**

Fernando Botterón

PPGEE

Santa Maria, RS, Brasil

2005

**CONTROLADORES DISCRETOS DE TENSÃO BASEADOS
NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO APLICADOS A
INVERSORES TRIFÁSICOS PWM**

por

Fernando Botterón

Tese de Doutorado submetida ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Área de Controle de Processos, da
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS) como requisito
parcial para a obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica.

PPGEE

Santa Maria, RS, Brasil.

2005

**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

**CONTROLADORES DISCRETOS DE TENSÃO BASEADOS NO
PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO APLICADOS A INVERSORES
TRIFÁSICOS PWM**

elaborada por
Fernando Botterón

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

COMISSÃO EXAMINADORA:

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

Paulo Fernando Seixas, Dr. (UFMG)

José Eduardo Baggio, Dr. (UNIFRA)

Hilton Abílio Gründling, Dr. (UFSM)

José Renes Pinheiro, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 9 de dezembro de 2005.

© 2005

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

Endereço: Patagonia, Nº. 50, Oberá, Misiones, 3360. Argentina.

Fone (0xx) 54.3755.427335; Endereço eletrônico: botteron@gmail.com

A mis Padres Leandro y Nelly, por el amor y la sabiduría y a mi hermana Mariana por el cariño y apoyo incondicional que siempre deposita en mí.

Para mi esposa Mónica, mi amor divino y eterno y para Ivanna, Camila y Sofia, mis tres hermosas hijas, que son parte de mi y estan siempre en mi corazón.

AGRADECIMENTOS

A realização e conclusão desse trabalho foram possíveis graças a colegas e amigos, que de uma forma u outra, colaboraram para o seu desenvolvimento, e para uma estada muito agradável neste país, durante todos esses anos. Portanto, quero agradecer com muita afeição, e em primeiro lugar, ao Professor Humberto Pinheiro pela boa amizade oferecida durante os 6 anos de convivência, como também pelo profissionalismo, seriedade e entusiasmo demonstrados como orientador no desenvolvimento deste trabalho.

Tenho muito que agradecer também aos demais Professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, Hilton Abílio Gründling, José Renes Pinheiro e Hélio Leães Hey, também excelentes profissionais desta universidade, pela freqüente colaboração e sugestões oferecidas durante a minha permanência neste grupo de pesquisa.

Aos estimados colegas e amigos, Zé Baggio, Stein, Emerson, Cassiano, Luciano, Helder, Mario, Jumar, Marquinho, Zanatta, Daniel, Orlando, Márcio, Vinicius, Alysso e Michels, pela excelente convivência dentro do grupo de trabalho. E muito especialmente aos meus prezados amigos, Robinson, Jéferson, Marcelo, Jean, Igor, Everton e Rogério, pela verdadeira e duradoura amizade, aos que levarei sempre no meu coração.

Aos amigos do NUPEDEE e da PPGEE, Luiz Fernando, Carmem y Cleonice, quem sempre colaboraram comigo desinteressadamente.

Muito especialmente também a “mis amigos del alma”, Jorge y Diana, Fernando y Teresa, Leo y Gaby, Oscar y Graciela, Robinson y Edinéia, Guto y Margarida; por essa amizade, que eu sei perdurará para sempre, pelo amparo nos momentos difíceis e pelos bons momentos compartilhados.

À minha esposa Mónica e as minhas 3 filhas, com muito pero muito amor, pelo apoio incondicional, a dedicação e compreensão nos momentos difíceis, e principalmente pelo amor a mim dedicado. Aos meus pais, Leandro y Nelly, pelo exemplo de vida, de responsabilidade, de sabedoria e amor depositados em mim.

Aos meus colegas e amigos do Departamento de Electrónica de la Facultad de Ingeniería de Oberá, em Misiones, Argentina, Victor Hugo Kurtz, Hector Anocibar, Sergio Garassino, Pedro Santander, Juan Carlos Kairiyama, Ricardo Korpis, Javier Kolodziej y Daniel Refosco, pelo apoio oferecido para obter os logros alcançados.

À CAPES, CNPq e à Universidad Nacional de Misiones, pelo apoio financeiro para poder assim realizar um trabalho de investigação de qualidade, e à Universidade Federal de Santa Maria e extensivamente ao GEPOC, pelo espaço e materiais cedidos para poder culminar, com sucesso, esta Tese de Doutorado.

A Deus, por me brindar saúde e felicidade nesta vida.

“No meio deste caos há harmonia; dentre estes sons discordantes há uma nota de concordância, e quem esteja preparado para ouvi-la perceberá o tom”.

(Swami Vivekananda, Filosofia Vedanta)

“En medio de este caos hay armonía; entre estos sonidos discordantes hay una nota de concordancia, y el que esté preparado para oírla percibirá el tono”.

(Swami Vivekananda, Filosofia Vedanta)

RESUMO

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

CONTROLADORES DISCRETOS DE TENSÃO BASEADOS NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO APLICADOS A INVERSORES TRIFÁSICOS PWM

AUTOR: M. ENG. FERNANDO BOTTERÓN

ORIENTADOR: PROF. HUMBERTO PINHEIRO, PH.D.

Santa Maria, 9 de dezembro de 2005.

A presente tese de doutorado contribui para a análise, projeto e implementação de controladores discretos baseados no Princípio do Modelo Interno, com o intuito de aprimorar o desempenho de inversores trifásicos PWM a três braços com transformador isolador usualmente utilizados no estágio de saída de UPS de dupla conversão de média potência. Inicialmente se realiza uma investigação sobre os aspectos relacionados à obtenção do modelo discreto de inversores trifásicos com modulação *space vector* e do filtro de saída. Essa investigação mostra o impacto de diferentes seqüências de comutação, instantes de amostragem e frequência de corte do filtro no conteúdo harmônico das variáveis amostradas usadas para realimentação. Isso é uma preocupação quando a frequência de comutação é baixa para limitar as perdas em UPS de média e alta potência. Nesse sentido essa tese propõe métodos de amostragem que possibilitam reduzir as harmônicas de baixa ordem nas variáveis de interesse o que adquire importância quando se realiza a realimentação dos estados da planta. Esses métodos permitem a obtenção de modelos médios lineares úteis para o projeto do controlador. Além disso, a saturação do transformador de isolamento é analisada em detalhe. A componente contínua oriunda da implementação digital e das não idealidades dos circuitos de medição, e amplificada por uma escolha inadequada do controlador, pode levar o transformador à saturação. Com o intuito de solucionar esse problema, e de acordo com a teoria do Princípio do Modelo Interno, são propostos modelos internos adequados à planta em questão bem como controladores discretos de tensão em eixos estacionários e síncronos, que não tem tendência a amplificar a componente contínua. Outro dos objetivos dessa tese é o aprimoramento da resposta transitória das tensões de saída da UPS na presença de degraus de carga linear e não linear. Isso é obtido considerando-se os métodos de amostragem mencionados acima, combinado com modelos internos com número de pólos e taxa de amostragem reduzidos. Demonstra-se que é possível aprimorar significativamente a resposta transitória das tensões de saída bem como satisfazer a exigente classificação da norma IEC62040-3 para UPS, sem degradar o desempenho de regime permanente. Além disso, essas estruturas de controle possuem suficiente margem de estabilidade, como provado em cada caso, e estas resultam em soluções simples e atrativas para serem implementadas em microcontroladores e DSP de aritmética de ponto fixo, com palavras de 8 e 16 bits e capacidade reduzida de memória. A viabilidade prática das propostas realizadas é verificada com resultados experimentais em regime permanente e transitório. Finalmente, apresenta-se uma análise comparativa das estruturas de controle propostas, sob o enfoque da norma IEC62040-3.

Palavras-chaves: Sistemas ininterruptos de energia elétrica, inversores PWM trifásicos, controle discreto, princípio do modelo interno, modelos discretos de conversores estáticos, sistemas amostrados com diferentes taxas de amostragem.

ABSTRACT

Ph.D. Dissertation
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

DISCRETE-TIME VOLTAGE CONTROLLERS BASED ON THE INTERNAL MODEL PRINCIPLE USED IN THREE-PHASE PWM INVERTERS

AUTHOR: FERNANDO BOTTERÓN, M. ENG.
RESEARCH SUPERVISOR: HUMBERTO PINHEIRO, PH.D.
December 09, 2005. Santa Maria – RS – Brazil.

This thesis contributes to the analysis, project and implementation of discrete-time controllers based on the Internal Model Principle, aiming to improve the performance of three-leg three-phase PWM inverters with insulating output transformer usually found in the output stage of medium power double-conversion UPS. Initially, an investigation about issues concerning to the discrete-time models of three-phase inverters with space vector modulation and the LC filter have been carried out. This investigation shows the impact of different switching sequences, sampling instants and filter cut-off frequency on the harmonic spectrum of sampled variables used for feedback. This is a concern when the switching frequency is low to limit the switching losses as in medium and high power UPS. In this way, this thesis proposes sampling methods that make possible to reduce the low order harmonics on the interest variables, which is relevant when state feedback is used. These methods allow to obtain discrete-time average linear models useful for the controller design. In addition, the saturation of the insulating transformer is addressed in details. The dc component arising from the digital implementation and from the circuit measures non idealities, and then amplified by an inadequate choice of the controller, may lead the transformer to saturate. In order to solve this problem, and in accordance with the Internal Model Principle, internal models adequate to the plant under consideration as well as discrete-time voltage controllers in stationary and synchronous frames which are not prone to amplify the dc component, are proposed. Another goal of this thesis is the improvement of the UPS output voltage transient response due to linear and non linear load steps. This is obtained considering the sampling methods before mentioned, combined with internal models with reduced number of poles and low sampling rate. It is demonstrated that it is possible to improve significantly the output voltage transient responses, as well as to satisfy the rigorous classification of the standard IEC62040-3 for UPS without degrading the steady state performance. In addition, these control structures have enough stability margins, as proved in each case, and they results in simple and attractive solutions to be implemented in 8 or 16 bits fixed-point arithmetic microcontrollers and DSP with reduced memory space. The feasibility of the proposed solutions is verified with experimental results demonstrating both transient and steady-state performances. Finally, a comparative analysis of the proposed control structures, over the light of the standard IEC62040-3, is presented.

Keywords: Uninterruptible power supplies, three-phase PWM inverters, discrete-time control, internal model principle, discrete-time models of static converters, multirate systems.

ÍNDICE

Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xxviii
Simbologia	xxix
Abreviaturas	xxxiv
Capítulo 1 - Introdução	1
1.1. Motivação da Tese	1
1.2. Colocação do Problema.....	4
1.3. Contribuições da Tese	27
1.4. Organização da Tese	29
Capítulo 2 - Modelo Discreto Não Linear de Grandes Sinais para Inversores Trifásicos com Modulação <i>Space Vector</i>	32
2.1. Modelo normalizado contínuo do filtro de saída e a carga	32
2.1.1 Modelo contínuo de espaço de estado em coordenadas estacionárias <i>abc</i>	32
2.1.2 Modelo contínuo de espaço de estado em coordenadas síncronas <i>dq</i>	34
2.2. Modelo de espaço de estado médio discreto do inversor trifásico com modulação <i>space vector</i>	36
2.3. Modelo de espaço de estado discreto não linear de grande sinal para inversores trifásicos com modulação <i>space vector</i>	37
2.4. Investigando o modelo discreto não linear de grandes sinais.	40
2.5. Impacto da estratégia de amostragem	49

2.6. Sumário	53
Capítulo 3 - Controlador Discreto de Tensão com base no Princípio do Modelo Interno em Eixos Estacionários $\alpha\beta$: Uma Abordagem de Entrada-Saída	55
3.1. Modelo do Inversor, Transformador, Filtro e Carga.....	57
3.1.1 Modelo em coordenadas estacionárias abc	57
3.1.2 Modelo em coordenadas estacionárias $\alpha\beta_0$	59
3.1.3 Resposta em frequência do transformador em eixos $\alpha\beta$	63
3.1.4 Modelo de tempo discreto em eixos estacionários $\alpha\beta$	64
3.2. Princípio do Modelo Interno	65
3.2.1 Rastreamento Assintótico Robusto e Rejeição de Distúrbios	65
3.3. Problema de cancelamento de pólo e zero entre a planta e o controlador	70
3.4. Diferentes formas de implementar o modelo interno $\phi(z)$	72
3.4.1 Gerador de Sinais Periódicos	72
3.4.2 Controlador <i>Plug-in</i> Repetitivo	74
3.4.3 Controlador <i>Plug-in</i> Repetitivo Modificado	78
3.5. Controlador de tensão proposto baseado no princípio do modelo interno, em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$	82
3.5.1 Análise de estabilidade.....	86
3.6. Resultados experimentais.....	90
3.7. Sumário	93
Capítulo 4 - Controlador Discreto de Tensão com Base no Princípio do Modelo Interno em eixos estacionários $\alpha\beta$: Uma Abordagem por Variáveis de Estado	95

4.1.	Descrição do Sistema	96
4.2.	Modelo do Inversor, Transformador, Filtro e Carga.....	98
4.2.1	Modelo em coordenadas estacionárias abc	98
4.2.2	Modelo em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$	100
4.3.	Controlador de tensão proposto em coordenadas $\alpha\beta$ utilizando o princípio do modelo interno: Uma abordagem por variáveis de Estado	105
4.3.1	Projeto dos vetores de ganho K_{re} e K_c	109
4.4.	Resultados Experimentais	114
4.5.	Sumário	121
Capítulo 5 - Controlador Discreto de Tensão com Base no Princípio do Modelo Interno em Eixos Síncronos dq		123
5.1.	Descrição do sistema.....	125
5.2.	Modelo do Inversor, Transformador, Filtro e Carga.....	125
5.2.1	Modelo de tempo contínuo em coordenadas síncronas dq	125
5.2.2	Modelo de tempo discreto em eixos síncronos dq	127
5.3.	Controlador discreto de tensão proposto baseado no modelo interno em eixos síncronos	131
5.4.	Resultados Experimentais:	144
5.4.1	Modelo Interno em eixos síncronos dq com realimentação dos estados da planta	144
5.4.2	Modelo Interno em eixos síncronos dq com compensador PD	150
5.5.	Sumário	152

Capítulo 6 - Análise Comparativa do Desempenho dos Controladores Propostos com Base na Norma IEC62040-3	155
6.1 Especificações de saída da UPS – IEC62040-3	156
6.1.1 Características dinâmicas e de regime permanente das tensões de saída.....	156
6.1.2 Determinação das características de desvio transitório das tensões de saída....	159
6.1.2.a Considerações gerais	160
6.1.2.b Forma de onda senoidal da tensão de saída.....	161
6.1.2.c Método de ensaio com carga linear resistiva – Degrau de carga (Modo de Operação Normal)	162
6.1.2.d Método de ensaio com carga não linear de referência. Degrau de carga. Potência > 4,0 kVA e até 100kVA. (Modo de Operação Normal).....	163
6.2 Regime Permanente.....	166
6.3 Desempenho dos controladores propostos	167
6.3.1 Controlador com Modelo Interno por variáveis de estado em eixos estacionários $\alpha\beta$	167
6.3.2 Controlador com Modelo Interno em eixos síncronos dq mais a realimentação dos estados da planta	170
6.3.3 Controlador com Modelo Interno em eixos síncronos dq mais a ação do compensador PD (abordagem entrada-saída).....	174
6.4 Comparativo de desempenho	176
Capítulo 7 - Conclusões Gerais	180
Referências	190
Apêndice A - Obtenção das Funções h_i do Modelo Não Linear de Grandes Sinais...	196

Apêndice B - Modelo Discreto no Espaço de Estado que Utiliza a Média de Duas Amostras	203
Apêndice C - Modulação <i>Space Vector</i> em Coordenadas <i>abc</i> de Linha.....	209
Apêndice D - Representação de Espaço de Estado Equivalente do Sistema Amostrado Operando com Duas Taxas de Amostragem	217

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Inversor PWM trifásico a 3 braços, transformador ΔY , filtro e carga	11
Figura 1.2 – Resultado Experimental. Tensões fase-neutro e corrente de carga da fase a . Retificador monofásico não controlado.	12
Figura 1.3 – Resultado Experimental. Tensões fase-neutro e corrente de carga da fase a . Retificador trifásico não controlado.....	12
Figura 1.4 – Resultado Experimental. Tensões fase-neutro e corrente de carga da fase a . Carga linear resistiva.	12
Figura 1.5 – Sistema de controle proposto para um inversor PWM trifásico [44].....	14
Figura 1.6 – Diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada em [46].	15
Figura 1.7 – Diagrama de blocos do controlador RMRAC proposto em [47].	16
Figura 1.8 – Diagrama de blocos do controlador proposto em [48].....	17
Figura 1.9 – Esquema de controle proposto em [49].....	18
Figura 1.10 – Esquema geral de controle das tensões de saída proposto em [51].....	18
Figura 1.11 – Controlador de tensão em três camadas proposto em [51].	19
Figura 1.12 – Diagrama de blocos do controlador proposto em [52].....	20
Figura 1.13 – Inversor PWM trifásico a 3 braços, transformador ΔY , filtro e carga.	23
Figura 2.1 – Inversor Trifásico, filtro e carga.....	33
Figura 2.2 – Representação em diagrama de blocos do modelo do inversor trifásico com modulação SV em coordenadas síncronas dq . ZOH : Amostrador-retentor de ordem zero - <i>zero-order hold</i> , SVM : Modulador space vector - <i>Space Vector Modulator</i> . T : Período de amostragem.	35
Figura 2.3 – Tensões PWM de saída típicas produzidas pelo inversor trifásico em coordenadas síncronas dq . $f_{sw} = 2,52\text{kHz}$	35
Figura 2.4 – Diagrama de blocos simplificado do inversor trifásico com modulação <i>space vector</i>	37
Figura 2.5 – Representação em diagrama de blocos, do inversor trifásico com modulação <i>space vector</i>	37
Figura 2.6 – Padrão de modulação <i>space vector</i> simétrico para o setor 1.....	38
Figura 2.7 – Tensões PWM em coordenadas síncronas dq para o setor 1. $f_{sw} = 10\text{kHz}$	39
Figura 2.8 – Seqüência de vetores de comutação 1.....	41

Figura 2.9 - Seqüência de vetores de comutação 2.....	41
Figura 2.10 – Instantes de amostragem e estratégia de atualização da lei de controle.....	42
Figura 2.11 – Funções h_i e parâmetros lineares H para $m_s = 168, f_s = 10\text{kHz}, L = 250\mu\text{H}, C = 60\mu\text{F}, f_c = 1.3\text{kHz}, u_d = 0.7071, u_q = 0$. Seqüência de comutação 1.....	44
Figura 2.12 – Funções não lineares h e parâmetros lineares H para $m_s = 42, f_s = 2.5\text{kHz}, L = 250\mu\text{H}$ e $C = 60\mu\text{F}, f_c = 1.3\text{kHz}, u_d = 0.7071, u_q = 0$. Seqüência de comutação 1.....	44
Figura 2.13 – Funções não lineares h e parâmetros lineares H para $m_f = 84, f_s = 5\text{kHz}, u_d = 0, u_q = 0.7071, L = 250\mu\text{H}$ e $C = 60\mu\text{F}$. Seqüência de comutação 1.....	45
Figura 2.14 – Funções não lineares h e parâmetros lineares H para $m_f = 84, f_s = 5\text{kHz}, u_d = 0.5, u_q = 0.5, L = 250\mu\text{H}$ e $C = 60\mu\text{F}$. Seqüência de comutação 1.....	45
Figura 2.15 – Comparativa das funções não lineares h para frequência de corte do filtro LC constante. (a), (b), (c) e (d) $L = 50\mu\text{H}, C = 500\mu\text{F}$, (e), (f), (g) e (h) $L = 500\mu\text{H}, C = 50\mu\text{F}$. Para ambos os casos, $m_s = 84, f_s = 5\text{kHz}, f_c = 1\text{kHz}, u_d = 0.7071, u_q = 0$. Seqüência de comutação 1.....	46
Figura 2.16 – Resultados de simulação. Tensão de linha v_{ab} , e corrente no indutor i_a . (a) e (b) mostram a respectiva tensão e corrente para a seqüência de comutação 1; (c) e (d) mostram as mesmas variáveis para a seqüência de comutação 2. $L = 250\mu\text{H}, C = 60\mu\text{F}, m_s = 42, f_s = 2.5\text{kHz}, f_c = 1.3\text{kHz}, u_d = 0.7071, u_q = 0$	47
Figura 2.17 – Resultados de simulação. (a) e (b) mostram a tensão v_{ab} de linha amostrada para a seqüência de comutação 1 e 2, respectivamente; (c) e (d) mostram o espectro harmônico das tensões de linha para ambos os casos. O asterisco (*) indica a amostra da variável em questão. $L = 250\mu\text{H}, C = 60\mu\text{F}, m_s = 42, f_s = 2.5\text{kHz}, f_c = 1.3\text{kHz}, u_d = 0.7071, u_q = 0$	47
Figura 2.18 – Resultados de simulação. (a) e (b) mostram as formas de onda da corrente de linha i_a para a seqüência de comutação 1 e 2, respectivamente; (c) e (d) mostram as tensões em eixos síncronos dq e as figuras (e) e (f) apresentam as correntes em eixos síncronos dq , para ambos os casos. $L = 250\mu\text{H}, C = 60\mu\text{F}, m_s = 42, f_s = 2.5\text{kHz}, f_c = 1.3\text{kHz}, u_d = 0.7071, u_q = 0$	48
Figura 2.19 – Instantes de amostragem e atualização da lei de controle. <i>Metodo A</i> . $f_s = 2.5\text{kHz}$ e $f_a = 5\text{kHz}$	49
Figura 2.20 – Resultados e simulação. (a) Tensão de linha v_{ab} , e (b) corrente no indutor i_a junto com as tensões PWM de fase produzidas pelo inversor.....	50
Figura 2.21 – Resultados e simulação. (a) Tensão de linha amostrada v_{ab} , (b) Espectro harmônico das tensões de saída amostradas.....	50

Figura 2.22 – Resultados de Simulação. (a) De cima para baixo: tensões em eixos síncronos v_d e v_q . (b) De forma similar: correntes em eixos síncronos i_d e i_q	50
Figura 2.23 – Instantes de amostragem e atualização da lei de controle. <i>Método B</i> . $f_s = 2.5\text{kHz}$ e $f_a = 5\text{kHz}$..	51
Figura 2.24 – Resultados de simulação. (a) Tensão de linha v_{ab} , (b) corrente no indutor i_a , (c) Tensão de linha amostrada v_{ab} , (d) Espectro harmônico de v_{ab} . Tensões (e) e correntes (f) em eixos síncronos dq	52
Figura 3.1 – Inversor trifásico a 3 fios, transformador ΔY , filtro e carga.	56
Figura 3.2 – Inversor PWM, transformador trifásico em conexão ΔY , filtro e carga.	57
Figura 3.3 – Resultado experimental. Tensões de saída em coordenadas estacionárias abc e $\alpha\beta$, antes e depois da aplicação de uma transição abrupta a zero da referência do eixo α	60
Figura 3.4 – Resultado experimental. Tensões de saída em coordenadas estacionárias abc e $\alpha\beta$, antes e depois da aplicação de uma transição abrupta a zero da referência do eixo α	61
Figura 3.5 – Circuitos equivalentes do inversor, transformador, filtro e carga em eixos estacionários $\alpha\beta 0$	62
Figura 3.6 – Resposta em frequência de magnitude e fase do sistema da Figura 3.5 (a).	64
Figura 3.7 – Diagrama de blocos de um sistema de controle SISO	66
Figura 3.8 – Diagrama de blocos da planta incluindo o precompensador $G_c(z)$ e o modelo interno $\phi(z)$	68
Figura 3.9 – Resultado Experimental. (a) Tensão de fase v_{an} no secundário do transformador. Ampliação da forma de onda da tensão no secundário do transformador quando regulada pelo controlador repetitivo a partir de t_1 . (b) Correntes de linha i_a , i_b e i_c no primário do transformador.....	71
Figura 3.10 – Resultado Experimental. Tensão de fase v_a no secundário do transformador e corrente de linha i_a , i_b e i_c no primário do transformador. Escala Vertical: 50 V/div para tensão 2 A/div para corrente. (a) Escala Horizontal: 200ms/div e (b) Escala Horizontal: 100ms/div.....	72
Figura 3.11 – Gerador de sinais periódicos discreto.....	73
Figura 3.12 – Mapa de pólos e zeros de (3.14) $N = 10$	74
Figura 3.13 – Mapa de pólos e zeros de (3.14) $N = 11$	74
Figura 3.14 – Sistema SISO precompensado com controlador <i>Plug-in</i> Repetitivo	75
Figura 3.15 – Resposta em frequência do filtro de fase nula $G_f(z)$	76
Figura 3.16 – Sistema realimentado equivalente para a análise da estabilidade.	77
Figura 3.17 – Diagrama de Nyquist para $k_r = 1.99$ e $k_r = 2.05$. $N = 2$	77
Figura 3.18 – Sistema precompensado com controlador <i>Plug-in</i> repetitivo modificado	79

Figura 3.19 – Mapa de pólos e zeros do controlador repetitivo modificado $Q(z, z^{-1}) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$.	80
Figura 3.20 – Resposta de magnitude e de fase para três filtros diferentes de 1° ordem. $Q_1(z, z^{-1}) = 0.05z + 0.9 + 0.05z^{-1}$ $Q_2(z, z^{-1}) = 0.125z + 0.75 + 0.125z^{-1}$ $Q_3(z, z^{-1}) = 0.25z + 0.5 + 0.25z^{-1}$	80
Figura 3.21 – Diagrama de blocos do controlador de tensão proposto.	82
Figura 3.22 – Mapa de pólos e zeros do controlador repetitivo [40].	84
Figura 3.23 – Mapa de pólos e zeros do controlador proposto.	84
Figura 3.24 – Gráfico de Nyquist de $G_c(z)G_p(z)$. $k_1 = 0,08$; $k_2 = -0,10$.	87
Figura 3.25 – Gráfico de Nyquist de $G(z) = G_p(z)G_{mi}(z)/(1 + G_p(z)G_c(z))$. $N = 168$, $k_{mi} = 1$, $d = 1$.	88
Figura 3.26 – Gráfico de Nyquist de $G(z) = G_p(z)G_{mi}(z)/(1 + G_p(z)G_c(z))$. $N = 42$, $k_{mi} = 1$, $d = 1$.	88
Figura 3.27 – Resultados de simulação. (a). Tensão v_α e sua referência. (b). Sinal de erro, $N = 168$, $k_r = 1.5$, $d = 1$.	89
Figura 3.28 – Resultados de simulação. (a). Tensão v_α e sua referência. (b). Sinal de erro, $N = 21$, $k_r = 1.5$, $d = 1$.	89
Figura 3.29 – Resultados experimentais. Tensão da fase a . Escala de tensão: 100 V/div. (a). Escala de tempo: 500 ms/div. $N = 168$, $k_r = 1.5$, $d = 1$. (b). Escala de tempo: 50 ms/div. $N = 21$, $k_r = 1.5$, $d = 1$.	90
Figura 3.30 – Resultado experimental. Tensões de fase e corrente de carga na fase a . Retificador monofásico não controlado. Escala Tensão: 50 V/div. Escala Corrente: 50 A/div. THD = 1,2 % . Fator de desequilíbrio = 0,95%. Fator de crista = 2,9.	92
Figura 3.31 – Resultado experimental. Tensões de fase e corrente de carga na fase a . Retificador trifásico não controlado. Escala Tensão: 50 V/div. Escala Corrente: 20 A/div. THD = 0,9 % .	92
Figura 3.32 – Resultado experimental. Tensões de fase e corrente de linha da fase a no lado primário do transformador. Controlador de tensão repetitivo convencional . Escala Tensão: 50 V/div. Escala Corrente: 2 A/div.	92
Figura 3.33 – Resultado experimental. Tensões de fase e corrente de linha da fase a no lado primário do transformador. Controlador de tensão com base no modelo interno proposto . Escala Tensão: 50 V/div. Escala Corrente: 2 A/div.	92
Figura 4.1 – Inversor trifásico com modulação <i>space vector</i> , transformador ΔY , filtro e carga.	97
Figura 4.2 – Circuito elétrico equivalente do inversor, transformador, filtro e carga.	98

Figura 4.3 – Circuitos equivalentes monofásicos do inversor, transformador, filtro e carga em eixos $\alpha\beta$. .	103
Figura 4.4 – Diagrama de blocos do sistema de controle utilizando a abordagem por variáveis de estado do princípio do modelo interno mais a realimentação dos estados da planta.....	107
Figura 4.5 – Conexão série de dois sistemas dinâmicos lineares e invariantes no tempo.....	107
Figura 4.6 – Mapa de pólos e zeros do modelo interno proposto. $N = 42$	111
Figura 4.7. Resultado de simulação. Tensão no eixo α e a sua referência. Degrau na referência de 25% para 100%. $N = 42$	113
Figura 4.8. Resultado de simulação. Tensão no eixo β e a sua referência. Degrau na referência de 25% para 100%. $N = 42$	113
Figura 4.9. Resultado de simulação. Sinais de erro nos eixos $\alpha\beta$. Degrau na referência de 25% para 100%. $N = 42$	113
Figura 4.10. Resultado de simulação. Tensão de saída da fase a . Degrau na referência de 25% para 100%. $N = 42$	113
Figura 4.11 – Carga não linear de referência monofásica e trifásica.	114
Figura 4.12. Resultado Experimental. Malha aberta . Retificador monofásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div. Fator de Desequilíbrio = 8,7%. THD = 8,6%	115
Figura 4.13. Resultado Experimental. Controlador Proposto . Retificador monofásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão:50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div. Fator de Desequilíbrio = 1,25%. THD = 1,45%	115
Figura 4.14 – Espectro harmônico das tensões de saída. Carga não linear monofásica desequilibrada. (a) Malha aberta. (b) Malha fechada com o controlador proposto.....	116
Figura 4.15. Resultado Experimental. Malha aberta . Retificador trifásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. THD = 9,76 %	117
Figura 4.16. Resultado Experimental. Controlador Proposto . Retificador trifásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. THD = 0,9 %	117
Figura 4.17 – Espectro harmônico das tensões de saída. Carga não linear trifásica. (a) Malha aberta. (b) Malha fechada com o controlador proposto.	117

Figura 4.18. Resultado Experimental. Carga linear resistiva desequilibrada. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. THD = 0,84 % . Fator de Desequilíbrio = 0,79%	118
Figura 4.19. Espectro harmônico das tensões de fase de saída com carga linear resistiva desequilibrada. THD = 0,84 % . Fator de Desequilíbrio = 0,79%	118
Figura 4.20. Resultado Experimental. Controlador Repetitivo Convencional [44]. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de linha no primário do transformador i_a . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 10 A/div.	119
Figura 4.21. Resultado Experimental. Controlador Proposto . Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de linha no primário do transformador i_a . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 10 A/div.	119
Figura 4.22. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga não linear de 66% a 100%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.	120
Figura 4.23. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga não linear de 100% a 66%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.	120
Figura 4.24. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga linear de 20% a 80%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.....	120
Figura 4.25. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga linear de 80% a 20%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.....	120
Figura 5.1 – Inversor trifásico com modulação <i>space vector</i> , transformador ΔY , filtro e carga.	124
Figura 5.2 – Diagrama de tempos. T_{pwm} : Período de comutação, T : Período de amostragem e de cálculo do PD, T_d : Tempo de cálculo da lei de controle. T_{mi} : Período de cálculo do modelo interno. $T_{mi} = 2T$ e $T_d = T$	128
Figura 5.3 – Respostas em freqüência de $g_1(z)$ e $g_2(z)$. $T = 198,41\mu s$	129
Figura 5.4 – Mapa de zeros da função transferência da planta $g_1(z)$. $T = 198,41\mu s$	130
Figura 5.5 – Sistema discreto realimentado SISO LIT.	131
Figura 5.6. Mapa de pólos. Modelo interno do controlador repetitivo convencional [39]. $T = 198,41\mu s$. $\frac{1}{\phi(z)} = \frac{1}{z^N - 1}$	132

Figura 5.7. Mapa de pólos. Modelo interno com pólos múltiplos ímpares de 60 Hz. $T = 198,41\mu\text{s}$.

$$\frac{1}{\phi(z)} = \frac{1}{z^{N/2} + 1} \dots\dots\dots 132$$

Figura 5.8. Mapa de pólos. Modelo interno com pólos múltiplos pares de 60 Hz. $T = 198,41\mu\text{s}$.

$$\frac{1}{\phi_{dq}(z)} = \frac{1}{z^{N/2} - 1} \dots\dots\dots 132$$

Figura 5.9. Mapa de pólos. Modelo interno com reduzido número de pólos. $T = 198,41\mu\text{s}$ 132

Figura 5.10 – Resultado experimental. Tensões de saída de fase, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de linha i_a no primário do transformador. Escala de tensão: 50 V/div. Escala de corrente: 10 A/div. $N = 84$. $T = 198,41\mu\text{s}$.

$\phi(z)$ está na Figura 5.6..... 133

Figura 5.11 – Resultado experimental. Tensões de fase de saída v_{an} , v_{bn} e v_{cn} . Escala de tensão: 50V/div. $N = 84$. $T = 198,41\mu\text{s}$ 134

Figura 5.12 – Modelo interno com número reduzido de pólos e erro de arredondamento nos coeficientes do polinômio $\phi(z)$. $T = 198,41\mu\text{s}$ 135

Figura 5.13 – Mapa de pólos do modelo interno discreto proposto em eixos síncronos. $T_1 = 60\text{Hz}$, $T =$

$$198,41\mu\text{s}. T_{im} = 2T. \frac{1}{\phi_{dq}(z_{mi})} = \frac{1}{z_{mi}^{N/2} - 1}, N = T_1/2T \dots\dots\dots 135$$

Figura 5.14 – Estrutura do controlador discreto de tensão proposto em eixos síncronos com duas taxas de amostragem. $z = e^{Ts}$ e $z_{im} = e^{T_{im}s}$ 136

Figura 5.15 – Sistema em malha fechada da conexão série do PD e a planta..... 138

Figura 5.16 – Raízes de $1 + G_c(z)G_p(z) = 0$. $T = 198,41\mu\text{s}$ 138

Figura 5.17 – Gráfico de Nyquist de $G_c(z)G_p(z)$. $k_1 = 0,12$, $k_2 = -0,1$. $T = 198,41\mu\text{s}$ 138

Figura 5.18 – Sistema em malha fechada equivalente com uma única taxa de amostragem T_{im} 139

Figura 5.19 – Gráfico de Nyquist de $G(z_{im}) = G_{im}(z_{im})G_{MF}(z_{im})$. $N = 42$, $k_{mi} = 1$, $d = 1$, $T_{im} = 396,82 \mu\text{s}$ 140

Figura 5.20 – Gráfico de Nyquist de $G(z) = G_{mi}(z)G_p(z)/(1 + G_p(z)G_c(z))$. $N = 42$, $k_{mi} = 1$, $d = 1$, $T = T_{mi} = 396,82 \mu\text{s}$ 140

Figura 5.21 – Estrutura do controlador discreto de tensão em eixos síncronos proposto com duas taxas de amostragem diferentes e realimentação dos estados da planta..... 141

Figura 5.22 – Sistema em malha fechada equivalente com uma única taxa de amostragem T_{mi} 143

Figura 5.23 – Gráfico de Nyquist de $G(z_{mi}) = G_{mi}(z_{mi})G_{MF}(z_{mi})$. $N = 42$, $k_{mi} = 0,1$, $d = 1$, $T_{mi} = 396,82 \mu s$.	143
Figura 5.24 - Resultado experimental. Tensões de fase de saída v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de linha i_a no primário do transformador. Escala de tensão: 50V/div. Escala de corrente: 10A/div. $N = 42$.	145
Figura 5.25. Resultado Experimental. Controlador proposto . Carga linear desequilibrada. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. THD = 0,7 % . Fator de Desequilíbrio = 0,79% .	145
Figura 5.26. Espectro das tensões de fase de saída. Carga linear desequilibrada. THD = 0,7 % .	146
Figura 5.27. Resultado Experimental. Malha aberta . Retificador monofásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div. THD = 8,6% . Fator de Desequilíbrio = 8,7% .	147
Figura 5.28. Resultado Experimental. Controlador Proposto . Retificador monofásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div. THD = 1,3 % . Fator de Desequilíbrio = 0,91% .	147
Figura 5.29 – Espectro harmônico das tensões de saída. Carga não linear monofásica desequilibrada. (a) Malha aberta. (b) Malha fechada com o controlador proposto.	147
Figura 5.30. Resultado Experimental. Malha aberta . Retificador trifásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. THD = 9,76% .	148
Figura 5.31. Resultado Experimental. Controlador Proposto . Retificador trifásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. THD = 0,76 % .	148
Figura 5.32 – Espectro harmônico das tensões de saída. Carga não linear trifásica. (a) Malha aberta. (b) Malha fechada com o controlador proposto.	149
Figura 5.33. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga não linear de 66% a 100%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.	150
Figura 5.34. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga não linear de 100% a 66%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.	150
Figura 5.35. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga linear de 20% a 80%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.	150

Figura 5.36. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga linear de 80% a 20%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.....	150
Figura 5.37. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga não linear de 66% a 100%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.	151
Figura 5.38. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga não linear de 100% a 66%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.	151
Figura 5.39. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga linear de 20% a 80%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.....	152
Figura 5.40. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga linear de 80% a 20%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.....	152
Figura 6.1 – Desempenho dinâmico de saída da UPS. Classificação 1.....	158
Figura 6.2 – Desempenho dinâmico de saída da UPS. Classificação 2.....	158
Figura 6.3 – Desempenho dinâmico de saída da UPS. Classificação 3.....	159
Figura 6.4 – Método de ensaio com carga linear resistiva. Degrau de carga.	162
Figura 6.5 – Carga não linear de referência. (Nota: O resistor R_s pode ser conectado tanto no lado CA bem como no lado CC da ponte retificadora).....	163
Figura 6.6 - Método de ensaio com carga não linear de referência. Degrau de carga.	165
Figura 6.7 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga linear de 20% a 80% da potência ativa nominal.....	167
Figura 6.8 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga linear de 80% a 20% da potência ativa nominal.....	168
Figura 6.9 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga não linear de referência: de 33% a 66% e de 66% a plena carga.	168
Figura 6.10 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga não linear de referência: de 100% a 66% e de 66% a 33%.	169
Figura 6.11 – Níveis das harmônicas das tensões de fase de saída da UPS com o controlador proposto no Capítulo 4 e da norma IEC62040-3. Carga não linear de referência entre fase e neutro.	170
Figura 6.12 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga linear de 20% a 80% da potência ativa nominal.....	171

Figura 6.13 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga linear de 80% a 20% da potência ativa nominal.	171
Figura 6.14 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga não linear de referência: de 33% a 66% e de 66% a plena carga.	172
Figura 6.15 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga não linear de referência: de 100% a 66% e de 66% a 33%.	172
Figura 6.16 – Níveis das harmônicas das tensões de fase de saída da UPS com o controlador proposto no Capítulo 5 (modelo interno mais realimentação de estados) e da norma IEC 62040-3. Carga não linear de referência entre fase e neutro.	173
Figura 6.17 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga linear de 20% a 80% da potência ativa nominal.	174
Figura 6.18 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga linear de 80% a 20% da potência ativa nominal.	174
Figura 6.19 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga não linear de referência: de 33% a 66% e de 66% a plena carga.	175
Figura 6.20 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga não linear de referência: de 100% a 66% e de 66% a 33%.	175
Figura 6.21 – Níveis das harmônicas das tensões de fase de saída da UPS com o controlador proposto no Capítulo 5 (modelo interno mais ação do PD) e da norma IEC 62040-3. Carga não linear de referência entre fase e neutro.	176

LISTA DE FIGURAS APÊNDICES

Figura A 1 – Padrão de modulação space vector no setor 1. Seqüência de vetores: $v^0, v^1, v^2, v^7, v^2, v^1, v^0$. $f_{sw} = 2,5\text{kHz}, f_1 = 60\text{Hz}$	198
Figura A 2 – Padrão de modulação space vector no setor 1 em eixos síncronos dq . $f_{sw} = 2,5\text{kHz}, f_1 = 60\text{Hz}$	199
Figura B 1 - Instantes de amostragem, ação de controle discreta aplicada na planta, e tensões PWM de fase. T_{pwm} : Período de comutação. T_a : Período de amostragem e discretização da planta. T : Período de atualização da lei de controle.	204
Figura B 2 – Resultado de simulação. Tensão de fase de saída amostrada e média.	208
Figura B 3 – Resultado de simulação. Corrente de linha do secundário amostrada e média.	208
Figura B 4 - Resultado de simulação. Corrente de fase do primário amostrada e média.	208
Figura C 1 – Inversor PWM trifásico de 3 braços a 3 fios.	209
Figura C 2 – Espaço das tensões de linha em coordenadas abc geradas pelo inversor	210
Figura C 3 – Espaço das tensões de linha em coordenadas abc geradas pelo inversor no plano formado por $u_{12} - u_{23}$	211
Figura C 4 – Espaço das tensões de linha em coordenadas abc com os seis setores definidos pelos vetores de comutação.	212
Figura C 5 – Resultados experimentais. De (a) a (f): Sinais de comando para as chaves S_1, S_3 e S_5 da Figura C 1 em cada setor da Figura C 4.	213
Figura C 6 – Espaço das tensões de linha do inversor em coordenadas $\alpha\beta$	216
Figura C 7 – Resultado experimental. Espaço das tensões de saída em coordenadas estacionárias abc . Estados de comutação do inversor e setores de localização do vetor de referência.	216

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Índices de confiabilidade da energia elétrica.....	2
Tabela 3.1 – Parâmetros do transformador trifásico e filtro. $V_p = 220V$, $V_s = 127V$, Relação de transformação $K_r = 1,732$	65
Tabela 3.2 – Parâmetros do protótipo experimental.....	91
Tabela 3.3 – Parâmetros do controlador proposto.....	91
Tabela 4.1 – Parâmetros do protótipo experimental da Figura 4.1. Potência 10kVA.....	114
Tabela 5.1 – Parâmetros do inversor trifásico PWM. Potência 10kVA.....	145
Tabela 5.2 – Parâmetros do controlador.....	151
Tabela 6.1 – Níveis de compatibilidade das harmônicas de tensão em redes de baixa de tensão (IEC61000-2-2).....	166
Tabela 6.2 – Dados comparativos dos controladores propostos em regime permanente.....	177
Tabela 6.3 – Dados comparativos dos controladores propostos em regime transitório. Controlador com modelo interno por variáveis de estado em eixos $\alpha\beta$	178
Tabela 6.4 – Dados comparativos dos controladores propostos em regime transitório. Controlador com modelo interno mais realimentação de estados em eixos síncronos dq	178
Tabela 6.5 – Dados comparativos dos controladores propostos em regime transitório. Controlador com modelo interno mais PD em eixos síncronos dq	178

Simbologia

$\lambda_{ap}, \lambda_{bp}, \lambda_{cp}$	Fluxos do lado primário do transformador em abc .
$\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}$	Fluxos do lado secundário do transformador em abc .
$\theta(t)$	Ângulo contínuo para realizar a transformação de eixos estacionários para eixos síncronos e vice-versa.
ω	Freqüência angular da fundamental da tensão de saída do inversor.
α_i	Coefficientes do filtro FIR passa baixa não causal.
α_m	Coefficientes do polinômio do modelo interno.
$v'_{an}, v'_{bn}, v'_{cn}$	Tensões de fase de saída ou sobre os capacitores do filtro, referidas ao primário.
A	Matriz de parâmetros da planta em eixos estacionários abc .
A_α	Matriz de parâmetros da planta no eixo α .
A_{dq}	Matriz de parâmetros da planta em eixos síncronos dq .
A_r	Matriz de estado da referência.
A_c	Matriz da equação de estado do controlador com modelo interno.
A_w	Matriz de estado do distúrbio.
B	Matriz de entrada da planta em eixos estacionários abc .
B_α	Matriz de entrada da planta no eixo α .
B_c	Matriz de entrada da equação de estado do controlador com modelo interno.
B_{dq}	Matriz de entrada da planta em eixos síncronos dq .
C	Matriz de saída da planta.
C	Capacitor do filtro LC de saída do inversor.
C'	Capacitor do filtro de saída referido ao primário.
C_c	Capacitor de filtro do retificador não controlado utilizado como carga não linear.
C_c	Matriz de saída do controlador com modelo interno por variáveis de estado
C_r	Matriz de saída da referência.
C_w	Matriz de saída do distúrbio.
d	Avanço de fase discreto do controlador por modelo interno.
$D(z)$	Denominador da função de transferência da planta discreta.

$D_c(z)$	Denominador da função de transferência do compensador discreto.
$D_r(z)$	Denominador da função de transferência do sinal de referência discreto.
$D_w(z)$	Denominador da função de transferência do sinal de distúrbio discreto.
$e(z)$	Sinal do erro no domínio de tempo discreto.
\mathbf{e}_{dq}	Sinal de erro no domínio de tempo discreto em eixos síncronos dq .
$e_w(z)$	Sinal de erro devido ao distúrbio $w(z)$ quando $r(z) = 0$.
\mathbf{F}	Matriz de distúrbios da planta em eixos estacionários abc .
\mathbf{F}_α	Matriz de distúrbio da planta no eixo α .
f_1	Frequência da componente fundamental da tensão de saída.
f_s ou f_a	Frequência de amostragem.
f_c	Frequência de corte do filtro LC de saída
f_{sw}	Frequência de comutação.
\mathbf{F}_{dq}	Matriz de distúrbios da planta em eixos síncronos dq .
\mathbf{G}	Matriz de parâmetros da planta discreta sem atraso de transporte.
$g_1(z)$ e $g_2(z)$	Funções de transferência amostradas da planta.
$G(z)$	Função de transferência de malha fechada no eixo α ou no eixo β , no domínio de tempo discreto.
$G_c(z)$ ou $g_c(z)$	Função de transferência do compensador no domínio de tempo discreto.
$G_f(z)$	Filtro de fase nula para cancelamento de pólos e zeros.
$G_{mi}(z_{mi})$	Função de transferência do controlador com o modelo interno numa taxa de amostragem menor.
\mathbf{G}_p	Matriz de parâmetros da planta discreta com atraso de transporte.
$G_p(s)$	Função de transferência da planta no eixo α ou no eixo β , no domínio de Laplace.
$G_p(z)$	Função de transferência da planta no eixo α ou no eixo β , no domínio de tempo discreto.
$\mathbf{G}_p(z)$	Matriz função de transferência amostrada da planta.
$G_r(z)$	Função de transferência do compensador proposto no eixo α ou no eixo β , no domínio de tempo discreto.
\mathbf{h}	Função vetor variante no tempo não linear do modelo discreto de grandes sinais.
h_i	Funções não lineares do modelo discreto de grandes sinais.
\mathbf{H}	Matriz de entrada da planta discreta sem atraso de transporte.
\mathbf{H}_p	Matriz de entrada da planta discreta com atraso de transporte.

$\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1$	Matrizes de entrada da planta discreta com atraso de transporte.
i_{ab}, i_{bc}, i_{ca}	Correntes de fase no primário do transformador.
i_a, i_b, i_c	Correntes de linha à entrada do transformador.
$i'_{as}, i'_{bs}, i'_{cs}$	Correntes de linha no secundário do transformador, referidas ao primário.
$i'_{oa}, i'_{ob}, i'_{oc}$	Correntes de carga, referidas ao primário do transformador.
I_{base}	Corrente base para normalização.
i_d, i_q	Correntes nos indutores em eixos síncronos dq .
i_{dp}, i_{qp}	Correntes de fase no primário do transformador em eixos síncronos.
i_{ds}, i_{qs}	Correntes de linha no secundário do transformador em eixos síncronos.
$i_{o\alpha}, i_{o\beta}, i_{o0}$	Correntes de carga em eixos $\alpha\beta 0$.
$i_{\alpha p}, i_{\beta p}, i_{0p}$	Correntes no primário do transformador em eixos $\alpha\beta 0$.
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{0s}$	Correntes no secundário do transformador em eixos $\alpha\beta 0$.
J	Função custo.
k_1, k_2	Ganhos do compensador proporcional-derivativo.
k	Índice que indica o incremento das amostras.
kT	Tempo discreto.
kT_{mi}	Tempo discreto do Modelo Interno.
k_{mi}	Ganho do controlador com modelo interno.
k_r	Ganho do controlador repetitivo.
\mathbf{K}_c	Matriz de ganhos do controlador com modelo interno.
$\mathbf{K}_{re}, \mathbf{K}_{sf}$	Matriz de ganhos de retroação de estados.
K_t	Relação de espiras do transformador.
L	Indutor de filtro na entrada do transformador.
L_o	Indutor do filtro LC de saída do inversor.
L_p	Indutância de dispersão por fase do primário do transformador.
L'_s	Indutância de dispersão do secundário do transformador, referida ao primário.
L'_d	Indutância de dispersão equivalente do transformador.
m_s	Índice de frequência de amostragem.
M	Indutância de magnetização do transformador.
\mathbf{M}_i^{-1}	Matriz de decomposição do setor i .
n	Ponto comum do condutor de neutro.
N	Número de amostras em um período da componente fundamental do

	controlador repetitivo ou ordem do polinômio do modelo interno.
$N(z)$	Numerador da função de transferência da planta discreta.
$N_c(z)$	Numerador da função de transferência do compensador discreto.
$N_{mi}(z)$	Numerador do controlador discreto com modelo interno
$N_{mi}(z_{mi})$	Numerador do controlador discreto com modelo interno numa taxa de amostragem menor.
$N_r(z)$	Numerador da função de transferência do sinal de referência discreto.
$N_w(z)$	Numerador da função de transferência do sinal de distúrbio discreto.
$r(z)$	Sinal de referência no domínio de tempo discreto.
$Q(z, z^{-1})$	Filtro FIR passa baixa de fase nula e ganho unitário.
\mathbf{Q}_{pc}	Matriz de performance da técnica do regulador linear quadrático discreto para os estados da planta.
R'_c	Resistência de carga referida ao primário do transformador.
R_p	Resistência dos enrolamentos por fase do primário do transformador.
R_{pc}	Matriz de performance da técnica do regulador linear quadrático discreto para a ação de controle.
R'_s	Resistência dos enrolamentos por fase do secundário do transformador, referida ao primário.
R_s	Resistor série, da carga não linear de referência da norma.
R_1	Resistor de carga, da carga não linear de referência da norma.
$S_1 \dots S_6$	Transistores do inversor trifásico PWM.
$t_1(kT), t_2(kT)$	Duração de tempo dos vetores de comutação num período de comutação.
T	Período de amostragem das variáveis de interesse.
T_d	Atraso de transporte da implementação digital.
T_{mi}	Período de amostragem do modelo interno.
T_{pwm}	Período de comutação.
$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$	Transformação do sistema de coordenadas abc para $\alpha\beta 0$.
$\mathbf{T}_{\alpha\beta}$	Transformação do sistema de coordenadas abc para $\alpha\beta$.
\mathbf{T}_{dq}	Transformação do sistema de coordenadas $\alpha\beta$ para dq .
\mathbf{T}_{fl}	Transformação de tensões de fase para tensões de linha.
$\mathbf{T}_{abc_ \alpha\beta 0}$	Transformação de coordenadas abc para $\alpha\beta 0$.
\mathbf{T}_n	Transformação linear para normalização da planta.
$u(z)$	Sinal de controle da planta no domínio de tempo discreto.

u_1, u_2, u_3	Tensões PWM de fase geradas pelo inversor.
u_{12}, u_{23}, u_{31}	Tensões PWM de linha geradas pelo inversor.
\mathbf{u}_{abc}	Vetor da ação de controle em eixos estacionários abc .
$u_c(z)$	Ação de controle discreta do pré-compensador.
u_{cd}, u_{cq}	Ações de controle discretas do pré-compensador em eixos síncronos dq .
\mathbf{u}_{dq}	Ação de controle aplicada à planta em eixos síncronos dq .
$u_r(z)$	Ação de controle discreta do controlador <i>Plug-in</i> Repetitivo.
u_{d_pwm}, u_{q_pwm}	Ações de controle PWM em eixos síncronos dq .
u_{dq_d}	Ação de controle atrasada em eixos síncronos dq .
u_{mid}, u_{miq}	Ações de controle do modelo interno em eixos síncronos dq .
u_α, u_β, u_0	Ações de controle geradas pelo inversor em eixos $\alpha\beta 0$.
$u_{\alpha d}, u_{\beta d}$	Ações de controle desacopladas geradas pelo inversor em eixos $\alpha\beta$.
$\mathbf{u}_{\alpha\beta 0}$	Vetor da ação de controle em eixos estacionários $\alpha\beta 0$.
V_{base}	Valor base de tensão para normalização.
v_d, v_q	Tensões de saída de fase amostradas em eixos síncronos dq .
V_{cc}	Tensão do barramento CC.
$v_{\alpha n}, v_{\beta n}, v_{0n}$	Tensões de fase de saída em eixos $\alpha\beta 0$.
$w(z)$	Sinal de distúrbio de carga no domínio de tempo discreto.
\mathbf{w}_{abc}	Vetor de distúrbio de carga em eixos estacionários abc .
\mathbf{w}_{dq}	Vetor de distúrbio em eixos síncronos dq .
$\mathbf{w}_{\alpha\beta 0}$	Vetor de distúrbio de carga em eixos estacionários $\alpha\beta 0$.
$\bar{\mathbf{x}}$	Vetor de estado da planta calculado com a média de duas amostras.
\mathbf{x}_{abc}	Vetor de estados da planta em eixos estacionários abc .
\mathbf{x}_c	Vetor de estado do controlador com modelo interno.
\mathbf{x}_{dq}	Vetor de estados em eixos síncronos dq .
$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}$	Vetor de estados da planta em eixos estacionários $\alpha\beta 0$.
\mathbf{x}_p	Vetor de estado da planta discreta.
$y(z)$	Sinal de saída da planta no domínio de tempo discreto.
\mathbf{y}_{dq}	Vetor de saída em eixos síncronos dq .
$y_r(z)$	Sinal de saída devido à referência $r(z)$ quando $w(z) = 0$.
$y_w(z)$	Sinal de saída devido ao distúrbio $w(z)$ quando $r(z) = 0$.
$\phi(z)$	Polinômio do Modelo Interno em eixos estacionários.
$\phi_{dq}(z)$	Polinômio do Modelo Interno em eixos síncronos.

Abreviaturas

CA	Corrente Alternada.
CC	Corrente Contínua.
d, q	Denominação dos eixos no sistema de coordenadas síncronas <i>dq</i> .
dB	Decibéis.
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> . (Processador Digital de Sinais).
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> – (Filtro de Resposta ao Impulso Finita)
Im(<i>z</i>)	Eixo imaginário no plano <i>z</i> .
minreal	Mínima Realização.
Re(<i>z</i>)	Eixo real no plano <i>z</i> .
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> . (Modulação Space Vector).
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> . (Distorção Harmônica Total).
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> . (Fonte Ininterrupta de Energia).
V	Volts.
ZOH	<i>Zero Order Hold</i> . (Retentor de Ordem Zero).
ΔY	Conexão Triângulo-Estrela dos enrolamentos primário e secundário do transformador, respectivamente.

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1. Motivação da Tese

A energia elétrica é um recurso essencial para a operação da grande maioria dos equipamentos, mas quando se trata da operação de cargas críticas a qualidade dessa energia elétrica é de importância primordial. Cabe salientar aqui que as cargas críticas são aqueles equipamentos cuja interrupção no seu funcionamento pode resultar em prejuízos para os usuários e/ou beneficiários dos serviços aos quais se destinam. Segundo um relatório técnico da empresa Fluke [1], a confiabilidade do fornecimento de energia elétrica aos usuários pode ser classificada através do número de noves (9's). As concessionárias fornecem energia elétrica com três a quatro 9's de confiabilidade, isto é: 99,9%, o que significa 9 horas de interrupção do serviço por ano, ou 99,99% o que resulta em só 59 minutos de interrupção do serviço por ano. Entretanto, cargas críticas tais como hospitais, aeroportos e bancos exigem um índice de confiabilidade acima dos cinco 9's, (99,999%). Além do mais, as operações bancárias e de comércio eletrônico que se realizam hoje em dia através da Internet exigem uma confiabilidade no fornecimento da energia elétrica de até nove 9's, (99,9999999%) o que equivale a 30 milissegundos de interrupção por ano. Esses casos estão resumidos na Tabela 1.1.

Tabela 1.1 – Índices de confiabilidade da energia elétrica

Os 9's da energia confiável			
Confiabilidade	Bom Para	Interrupção esperada por ano	
Três 9's	99,9%	Casas	 9 hs.
Quatro 9's	99,99%	Fábricas	 59 minutos
Cinco 9's	99,999%	Hospitais e Aeroportos	 5 minutos
Seis 9's	99,9999%	Bancos	 32 segundos
Nove 9's	99,9999999%	Comércio <i>on-line</i>	 30 milisegundos

Para atingir os cinco ou mais 9's, requeridos para cargas críticas, o projeto do sistema elétrico deve apresentar uma capacidade adequada de redundância e de reserva (*backup*), como, por exemplo, instalando sistemas de energia ininterruptos, (UPS – *Uninterruptible Power Supplies*), agregando unidades redundantes, geradores de reserva, etc. Ainda, deve ser considerado que, usualmente, o estágio de entrada das cargas críticas utiliza retificadores não controlados, os quais drenam correntes com elevado conteúdo harmônico que acabam distorcendo as tensões de saída da UPS. Portanto, levando em conta o acima mencionado e os índices apresentados na Tabela 1.1, as UPS utilizadas para o propósito de alimentar cargas críticas, não somente devem ser confiáveis, mas também devem fornecer uma energia com qualidade. Neste sentido, a UPS comumente denominada *on-line* ou de dupla conversão é a mais forte candidata para cumprir esses requisitos.

A norma IEC62040-3 [2], que aqui será utilizada como base para os ensaios das configurações de UPS propostas, mesmo que não indique o tipo de isolamento para a carga, exige que exista uma isolamento entre a entrada e a saída da UPS. Neste sentido, esse trabalho aborda questões relativas à utilização de transformadores conectados na saída do inversor, os quais oferecem uma isolamento galvânica entre a fonte de entrada e a carga. Assim, pretende-se encontrar soluções para a saturação desses transformadores, o que é um problema real na indústria de UPS.

Este trabalho leva em conta a presença do transformador e as dinâmicas associadas a ele, com o intuito de obter controladores adequados ao sistema e que apresentem, ao mesmo tempo, um desempenho em regime permanente e dinâmico satisfatório sob a ótica da norma, satisfazendo os requisitos de qualidade e confiabilidade citados anteriormente.

Um desafio adicional considerado nesse trabalho é o de operar com frequências de comutação do inversor PWM relativamente baixas, visando limitar as perdas em comutação, especialmente em UPS de potência elevada. Assim, apresenta-se nesta tese, uma análise dos efeitos da utilização de baixas frequências de comutação e reduzidas frequências de amostragem nos modelos discretos utilizados para o projeto do controlador. Neste sentido, propõem-se soluções no que diz respeito aos instantes de amostragem e à frequência de atualização da ação de controle aplicada à planta, as quais resultam em modelos de tempo discreto que oferecem soluções simples e adequadas à aplicação em questão.

Com as premissas supracitadas, esta Tese de Doutorado concentra seus esforços na obtenção de modelos discretos que levem em conta a frequência de comutação utilizada, os parâmetros do filtro de saída e os instantes onde se efetuam as amostragens das variáveis de interesse, e permitam a modelagem e o projeto de controladores discretos de elevado desempenho e adequados à planta. Controladores esses que são utilizados para o controle de inversores trifásicos PWM de média potência a 3 braços com transformador isolador de saída. Esses últimos são responsáveis pelo fornecimento de energia elétrica de qualidade em fontes ininterruptas de energia de dupla conversão, as quais devem satisfazer as exigências da norma IEC62040-3.

1.2. Colocação do Problema

No projeto de conversores PWM trifásicos para UPS destacam-se três etapas: (i) a escolha da estratégia de modulação, (ii) o projeto de filtros (iii) e o projeto de controladores para atender um desempenho dinâmico pré-definido.

Com relação à escolha da estratégia de modulação, diversos tipos de moduladores, diferentes em conceito e desempenho, têm sido desenvolvidos nas últimas décadas para conversores trifásicos alimentados em tensão. Dentre os diferentes tipos de modulação, a técnica de modulação *space vector* vem sendo utilizada de forma crescente, [3-7], principalmente pelo fato de que ela permite reduzir as perdas por comutação e/ou o conteúdo harmônico das tensões (ou correntes); possibilita obter maiores índices de modulação de amplitude se comparada com as técnicas convencionais [3],[4] e pode ser facilmente implementada em microprocessadores [5-7]. No que diz respeito ao projeto do filtro LC do inversor de tensão, este se constitui de duas etapas: a primeira consiste na determinação da frequência natural do filtro para satisfazer às especificações de THD máxima admissível nas tensões de saída, levando em consideração o tipo de modulação PWM; a segunda etapa consiste na obtenção da relação entre a capacitância e a indutância do filtro para a frequência natural obtida na etapa anterior contemplando os diferentes tipos de carga que serão conectadas à UPS. Dado que o projeto do filtro não é o escopo principal desse trabalho, na referência [8] é apresentada uma revisão bibliográfica detalhada bem como um procedimento de projeto que utiliza a modulação digital do tipo *space vector* e considera para o propósito tanto carga linear como não linear.

Escolhida a técnica de modulação e o projeto do filtro, o projeto do controlador para a operação em malha fechada do conversor pode ser abordado. Com relação à implementação do controlador, é importante salientar que as técnicas de controle discretas para conversores PWM trifásicos são preferidas às analógicas. Primeiro, devido às

vantagens já bem conhecidas dos controles discretos em termos de facilidade de implementação e flexibilidade de atualização; segundo, devido à disponibilidade de microcontroladores e DSP de baixo custo e alta performance com periféricos dedicados para controle de conversores estáticos.

O primeiro passo para o projeto do controlador é a obtenção do modelo que descreve o comportamento dinâmico do conversor estático e do filtro. Esse modelo pode ser determinado no domínio do tempo contínuo ou no domínio do tempo discreto.

Vários trabalhos na literatura tratam com modelos contínuos dinâmicos de conversores trifásicos PWM. Khai e Ngo em 1986 [9] apresentaram um modelo médio linear utilizando uma representação por espaço de estados. Esse modelo é caracterizado primeiro em coordenadas estacionárias (abc) e logo após em coordenadas síncronas, de tal forma a tornar as entradas e saídas constantes em regime permanente quando o sistema em abc é balanceado. Isto permite obter uma solução contínua de regime permanente para a equação de estado. Ainda, em [9], funções de transferência entrada-saída de pequenos sinais são obtidas, adicionando perturbações nas variáveis de estado em torno de um ponto de operação. Deve-se salientar que este modelo médio assume que as entradas da planta variam lentamente com relação à frequência de comutação, bem como que as ondulações sobre as variáveis de interesse são desprezíveis. Assim, esse modelo é restrito a uma faixa de frequências significativamente mais baixas que a frequência de comutação de operação do conversor.

Por outro lado, Rim e Cho em [10] propuseram circuitos equivalentes para os interruptores dos conversores estáticos, utilizando transformadores ideais variantes no tempo, onde a relação de transformação destes é igual à razão cíclica dos interruptores. Ainda, a transformação de circuitos para eixos síncronos dq é proposta para facilitar a análise de conversores trifásicos, e com o objetivo de eliminar a natureza variante no

tempo desses transformadores. Além disso, o conceito de “girador” (*gyrator*) é introduzido, o qual leva em conta o acoplamento resultante da transformação dq , entre o eixo direto e de quadratura. A partir desses circuitos equivalentes, é possível achar o ponto de operação de regime permanente bem como a função de transferência de entrada-saída de pequenos sinais. Posteriormente, um procedimento sistemático de modelagem de pequenos sinais para conversores trifásicos PWM foi apresentado por Silva *et al* em [11]. As funções de transferência, úteis para o projeto do controlador em tempo contínuo, são derivadas a partir dos modelos de pequenos sinais obtidos pela linearização dos modelos médios de grandes sinais num ponto de operação, novamente assumindo que as ondulações sobre as variáveis de interesse, devido à comutação, são desprezíveis. Além disso, nesse mesmo trabalho, os autores investigam o efeito da implementação digital do controle e a natureza discreta do sinal PWM, os quais foram levados em conta mediante um atraso de um período de amostragem nas correntes dos indutores. Entretanto, deve-se notar que esses modelos são de tempo contínuo, e que apenas descrevem a operação do conversor para o caso em que o sistema trifásico é balanceado. Num trabalho posterior, Silva e Boroyevich [12] apresentaram um modelo de pequenos sinais do modulador *space vector* para duas seqüências de comutação específicas, que podem ser utilizadas em conversores trifásicos PWM. Esse modelo revela que o modulador introduz não só um ganho, mas também atrasos e acoplamentos adicionais entre as entradas de controle do conversor, os quais resultam ser variantes no tempo. Por outro lado, Mao *et al* [13] propuseram um modelo de pequenos sinais de ordem reduzida para retificadores trifásicos PWM. Este utiliza uma estratégia de modulação PWM seis níveis (*six-step* PWM), detalhada por Holtz em [14]. Para isso, o conversor trifásico é modelado como um sistema de segunda ordem. Entretanto, a obtenção deste modelo de tempo contínuo depende da estratégia de modulação utilizada e resulta inadequado para o projeto de controladores discretos.

Para o projeto de controladores discretos, os modelos discretizados são preferíveis, pois os atrasos inerentes à implementação digital podem ser facilmente modelados e o controlador resultante está na forma adequada para a sua implementação. Modelos médios discretos de grandes sinais têm sido amplamente utilizados para o projeto de controladores de conversores trifásicos PWM, como em [15-20]. Esses modelos são obtidos pela aproximação do conversor trifásico PWM por um amostrador-retentor de ordem zero (ZOH) e pela subsequente solução da equação de estado – definida pelos estados do circuito – linear e invariante no tempo, ao longo de um período de discretização, [15, 17, 19, 20].

Tais modelos, da mesma forma que os modelos médios contínuos de grandes sinais, se caracterizam por não dependerem do ponto de operação do inversor, e por considerar que as ondulações sobre as variáveis de interesse são pequenas. Entretanto, seus limites de validade ainda não estão bem definidos, assim como os efeitos da estratégia de modulação, frequência de corte do filtro e instantes de amostragem (nas tensões e correntes usadas para realimentação), não foram abordados explicitamente na literatura. Além disso, um agravante adicional ocorre em aplicações de média e alta potência, pois a frequência de comutação é mantida baixa para limitar as perdas em comutação. Devido a isso, podem surgir harmônicos de baixa ordem nas variáveis de interesse amostradas, dependendo da estratégia de modulação utilizada e/ou do instante onde é feita a amostragem destas variáveis. Este fenômeno pode ocorrer, também, quando os filtros utilizados são leves, fazendo com que as ondulações sobre os sinais a serem controlados sejam significativas. Isso faz com que as considerações acima realizadas para modelos médios discretos de grandes sinais, deixem de ser válidas. Deve-se salientar que nenhum dos modelos anteriores descreve esses fenômenos. Por outro lado, no cálculo da lei de controle, a utilização direta dos sinais amostrados que contêm harmônicos pode degradar o

desempenho do sistema [4], [21], [22]. Portanto, os sistemas de controle requerem valores medidos livres dos harmônicos de alta frequência, bem como dos de baixa frequência inerentes ao inversor, oriundos das quedas sobre os semicondutores e tempos mortos. Algumas técnicas para evitar os harmônicos nas medidas das variáveis de interesse foram propostas na literatura. Uma delas, proposta por Blasko *et al* em [21] e Song *et al* em [22], é a técnica da amostragem instantânea, a qual sugere que é possível detectar a componente fundamental da corrente amostrando-a no ponto médio dos vetores nulos. Isto é possível quando se utiliza a técnica de modulação *space vector* com uma seqüência de comutação simétrica, ou nos picos da portadora triangular do método convencional por comparação, em [21]. Além disso, se a amostragem e atualização da lei de controle são realizadas duas vezes em um período de comutação, a amostra da corrente efetuada nos instantes antes mencionados pode ser considerada como o valor correspondente à componente fundamental.

Uma outra técnica é a utilização de um filtro passa baixa na medida das variáveis e a amostra do sinal após o filtro, proposta por Blasko *et al* em [21]. Essa técnica, além de requerer hardware adicional, introduz um atraso nas variáveis amostradas, resultando em um erro entre os valores verdadeiros e os amostrados após o filtro, o que leva a uma degradação do desempenho, limitando a resposta dinâmica do sistema. A dinâmica adicional introduzida pelo filtro pode ser compensada atrasando os instantes de amostragem, como mostrado em [22]. Porém, essa técnica aumenta a complexidade e pode introduzir ruído nas variáveis amostradas, por exemplo, se amostragens forem realizadas durante as comutações. Mesmo que importantes esforços foram realizados para eliminar os harmônicos nas medidas das variáveis, os aspectos abordados são restritos ao controle de inversores para acionamento de motores, onde a planta a ser controlada é de primeira

ordem. Também não são investigados os efeitos de se utilizar diferentes seqüências de comutação, nem as possíveis estratégias de amostragem das variáveis.

Portanto, com relação aos problemas apresentados até o momento, esta proposta de tese investiga os efeitos de diferentes seqüências de comutação, bem como de diferentes estratégias de amostragens e freqüências de corte do filtro para o controle de conversores PWM trifásicos, definindo também os limites de validade do modelo discreto médio linear de grandes sinais. Assim, é proposto um modelo não linear discreto de grandes sinais de conversores trifásicos alimentados em tensão com modulação *space vector*. Este modelo discreto é comparado com o modelo linear obtido pela aproximação do conversor PWM por um ZOH. O impacto da freqüência de comutação, da amostragem, da freqüência de corte do filtro, assim como da seqüência de comutação escolhida, é investigado em detalhes. Finalmente, a partir dessa investigação, e considerando-se as técnicas de amostragem de corrente das referências [21] e [22], propõem-se aqui dois métodos: o primeiro, no qual as variáveis de interesse são amostradas nos vetores nulos e a atualização da lei de controle é efetuada na mesma freqüência em que se realiza a amostragem; o segundo, no qual as variáveis de interesse também são amostradas nos vetores nulos, mas a ação de controle é calculada com a média das duas últimas amostras, e atualizada numa taxa igual à freqüência de comutação. A análise espectral das formas de ondas das tensões de saída demonstra que os métodos aqui propostos permitem reduzir os harmônicos de baixa freqüência devido à freqüência de comutação, instantes de amostragem, freqüência de corte do filtro e seqüências de comutação utilizadas. Estes métodos resultam em dois modelos discretos médios lineares, os quais levam em conta o atraso inerente da implementação digital, utilizados logo após para o projeto dos controladores propostos nesta tese.

Uma vez que o modelo discreto do inversor PWM trifásico e filtro de saída são definidos, a estrutura e o projeto do controlador discreto para o funcionamento em malha fechada do inversor devem ser obtidos, com o objetivo de atender às especificações, que devem finalmente fazer com que a UPS satisfaça o desempenho definido, a princípio segundo a norma IEC62040-3 [2]. Antes disso, é importante que seja definida a configuração do estágio de saída da UPS que será utilizado.

Considerando potências inferiores a 40kVA, as UPS de dupla conversão sem transformador na saída são fortes candidatas. Isso é devido, principalmente, ao grande volume e peso que representa o transformador, R. Kofler [23]. As UPS sem transformador podem oferecer uma adequada proteção para uma ampla gama de cargas críticas, em um conjunto compacto e de baixo custo. Entretanto, existem cargas críticas, tais como equipamentos de telecomunicações, estações de base das comunicações móveis, servidores de arquivos e equipamentos hospitalares de suporte à vida, para as quais essas UPS podem não oferecer adequada isolamento entre a carga e a rede, devido ao fato de serem susceptíveis às interferências provindas de transientes causados por diversos distúrbios oriundos da rede elétrica. Essas interferências, transferidas através da UPS à carga, reduzem a qualidade das tensões de saída. Assim, as UPS com transformador de saída provêm uma solução mais robusta e segura do que as UPS sem transformador, bem como uma maior isolamento galvânica à carga dos distúrbios que provêm da rede.

Devido às questões expostas anteriormente, dentre as configurações de inversores trifásicos utilizados em sistemas UPS de dupla conversão, uma boa candidata é a que utiliza transformador de saída, mostrada na Figura 1.1, já que essa configuração apresenta as seguintes características: (i) isolamento galvânica à carga; (ii) permite selecionar a tensão de saída de acordo às necessidades do usuário; (iii) fornece o condutor de neutro através da conexão delta-estrela (ΔY), o que permite conectar cargas trifásicas e monofásicas; (iv) o

indutor de filtro pode ser implementado através da indutância de dispersão do transformador, o que reduz o número de elementos passivos no sistema. Note-se que o transformador deve ser projetado para ter uma indutância de dispersão adequada a fim de limitar as ondulações de corrente a valores seguros para os semicondutores. Porém, dependendo do valor da indutância de dispersão, alternativamente poderão ser adicionados indutores no lado secundário do transformador com o intuito de limitar o estresse de corrente nos semicondutores sem comprometer o desempenho permanente e transitório da UPS na operação com cargas que drenam correntes com elevada di/dt .

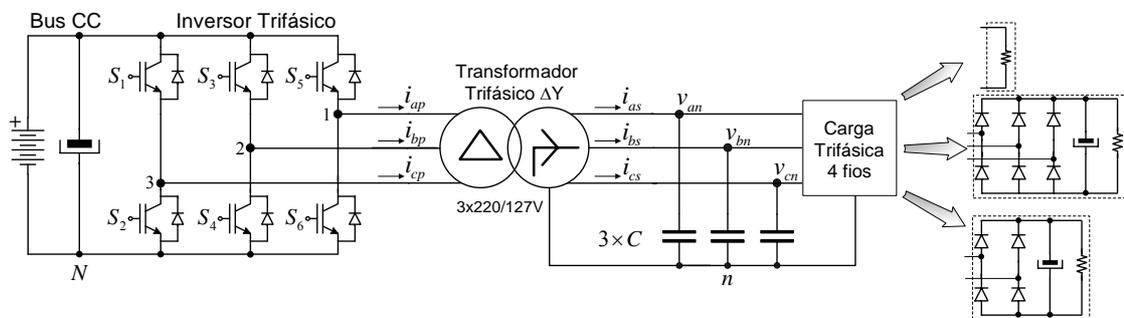


Figura 1.1 – Inversor PWM trifásico a 3 braços, transformador ΔY , filtro e carga.

A partir da configuração do estágio de saída escolhido para a UPS, mostrado na Figura 1.1, é importante destacar os diversos fatores que contribuem para aumentar a taxa de distorção harmônica das tensões de saída da UPS. Entre esses fatores, destacam-se: (i) as não linearidades inerentes do inversor PWM, como por exemplo, o tempo morto, as quedas nos semicondutores e o tempo de comutação dos mesmos; (ii) as ondulações da tensão do barramento CC; (iii) as quedas de tensão através do filtro e do transformador, provocadas pelas correntes altamente distorcidas e com elevado fator de crista que drenam os retificadores não controlados com filtro capacitivo, geralmente presente nas cargas críticas. Os resultados experimentais das figuras 1.2, 1.3 e 1.4 demonstram o grau de distorção das tensões de saída de fase, medidas no secundário do transformador, quando o inversor da Figura 1.1 opera respectivamente com carga não linear monofásica desequilibrada, não linear trifásica e linear monofásica desequilibrada.

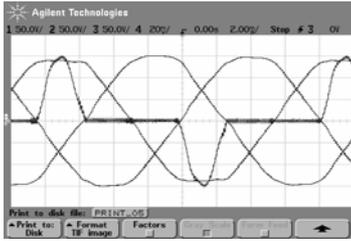


Figura 1.2 – Resultado Experimental. Tensões fase-neutro e corrente de carga da fase *a*. Retificador monofásico não controlado.

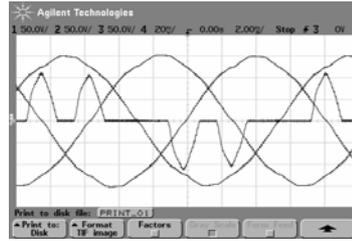


Figura 1.3 – Resultado Experimental. Tensões fase-neutro e corrente de carga da fase *a*. Retificador trifásico não controlado.

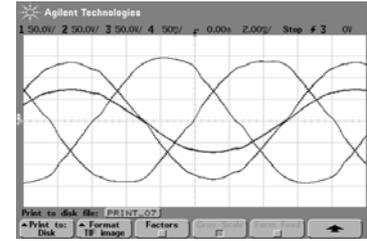


Figura 1.4 – Resultado Experimental. Tensões fase-neutro e corrente de carga da fase *a*. Carga linear resistiva.

Com relação à queda no transformador e filtros, observa-se que, para a obtenção de tensões de saída com alta qualidade, na configuração da Figura 1.1, se requer que as medidas destas tensões sejam realizadas no secundário do transformador, para que dessa forma seja possível compensar as quedas de tensão. Nesse sentido, é importante destacar que a norma IEC62040-3 especifica que o fator de distorção total de uma UPS com forma de onda das tensões de saída sinusoidais deve ser menor que 8%. As reduções na taxa de distorção harmônica (THD – *Total Harmonic Distortion*) das tensões de saída ao valor da norma ou menores, podem ser conseguidas pela redução da impedância de saída da UPS, nas frequências dos harmônicos gerados pelas correntes de carga. Esta redução pode ser obtida de várias formas, dentre elas se destacam: (i) a utilização de filtros passivos conectados na saída da UPS, método que apresenta a desvantagem de incrementar o tamanho e peso, bem como o estresse de corrente nos semicondutores; (ii) a adequada seleção e projeto do controlador, [30],[31],[34]. Destacamos aqui, que a segunda opção foi adotada na presente tese com o intuito de satisfazer os requerimentos de desempenho de regime permanente e transitório, propondo novos controladores discretos que permitam reduzir a impedância de saída na faixa de frequências de interesse e assim obter tensões de alta qualidade com um comportamento satisfatório.

Por outro lado, deve ser ressaltado que em sistemas que são controlados por microcontroladores e DSP, a quantização resultante da conversão A/D e dos moduladores

por largura de pulso digital, assim como o arredondamento resultante da aritmética de ponto fixo, podem gerar erros que resultam em componente de tensão contínua nas tensões de saída do inversor. Esses erros, somados às características não ideais dos circuitos de medida e amplificados por uma escolha inapropriada do controlador, podem levar ao transformador isolador de saída à saturação [32-34]. Com o intuito de tratar os assuntos anteriormente mencionados, diversas estruturas de controle discreto para UPS monofásicas e trifásicas foram propostas na literatura [15-17] e [24-31].

Com base no Princípio do Modelo Interno, proposto inicialmente por Francis e Wonham [35-37] e sua forma de implementação em tempo discreto, o já bem conhecido Controlador Repetitivo, proposto por Tomizuka [38-41], várias técnicas foram propostas com o intuito de obter tensões de saída com baixa THD em inversores PWM monofásicos e trifásicos [42-57].

O desempenho de reguladores proporcional-integral (PI) em eixos síncronos e estacionários é analisado e comparado no domínio de Laplace por Holmes *et al* em [42]. Esses autores também apresentam o “regulador ressonante” em eixos estacionários, o qual é uma forma de implementação do modelo interno proposto por Francis e Wonham [35].

Com relação às aplicações em UPS trifásicas, Enjeti *et al* [44] propõem uma estratégia de controle discreto que utiliza um controlador repetitivo, estendido à estrutura de um compensador PI, em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, para compensar distorções nas tensões de saída devido a cargas não lineares e cargas desequilibradas. O diagrama de blocos descritivo desse controlador é mostrado na Figura 1.5. Salienta-se, que um filtro digital passa baixa com resposta ao impulso finita (FIR) de ordem 30, é introduzido logo após a medida das variáveis de interesse.

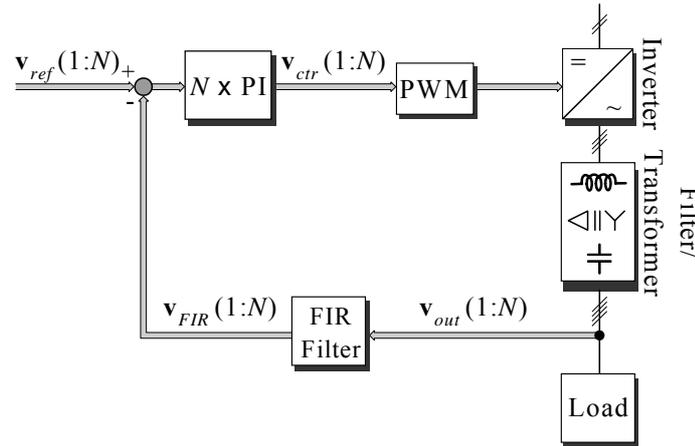


Figura 1.5 – Sistema de controle proposto para um inversor PWM trifásico [44].

Com esse filtro atenuam-se as componentes de alta frequência, fazendo com que o erro de tensão contenha somente as componentes de baixa frequência, tornando o sistema em malha fechada mais robusto. Para não introduzir um atraso de fase adicional na malha fechada, esse filtro é não causal com fase nula e ganho unitário. Deve ser destacado que, para o projeto dos parâmetros do controlador, o autor adota a técnica de Ziegler-Nichols, a qual resulta ser um procedimento simples e muito útil para a indústria. Por outro lado, mesmo que os autores considerem o uso do transformador isolador, fazendo parte do filtro de saída, essa estrutura do controlador também apresenta um problema de cancelamento de pólo e zero, isto é: o zero em $z = 1$ (no domínio discreto) da planta introduzido pelo transformador é cancelado com o pólo em $z = 1$ do controlador repetitivo, o que viola o princípio do modelo interno. Este problema pode levar, conseqüentemente, o transformador, conectado na saída do inversor, à saturação. Em [45], Zhou e Wang, utilizam o controlador repetitivo modificado, proposto por Tomizuka em [40], somado a um compensador OSAP (*One-sampling-ahead preview*), em eixos estacionários $\alpha\beta$, para reduzir distorções nas tensões de saída da UPS quando conectado um retificador trifásico não controlado. Porém, neste caso o transformador de saída não é considerado. Portanto, conectando-se um transformador na saída do inversor, ocorre inevitavelmente um cancelamento de pólo e zero devido à presença do controlador repetitivo na malha fechada. Em [46], Oshima e Kawakami propõem um controlador de tensão em

coordenadas síncronas dq de duas camadas, isto é: um regulador PI, utilizado para garantir erro de regime permanente nulo na frequência da fundamental e um controlador repetitivo, para compensar as harmônicas nas tensões de saída do inversor. A representação em diagrama de blocos da estratégia de controle é apresentada na Figura 1.6, onde os blocos representados por HPF são filtros passa alta, os quais permitem que o controlador repetitivo restrinja sua compensação aos harmônicos presentes nas tensões de saída.

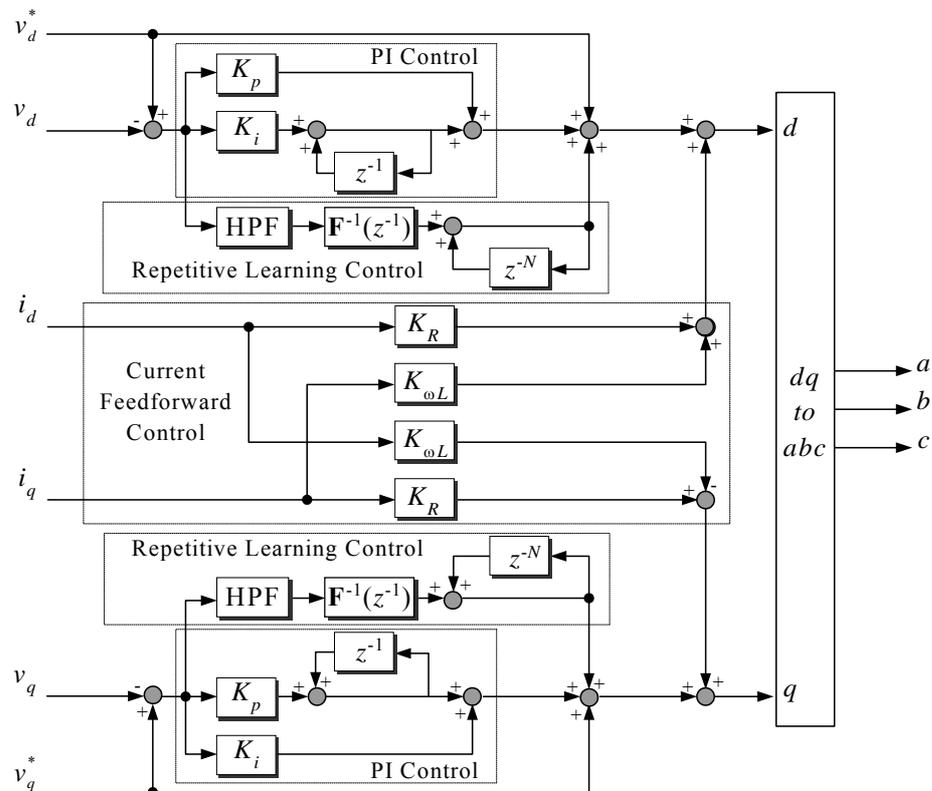


Figura 1.6 – Diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada em [46].

Porém, uma escolha inadequada da frequência de corte do filtro passa alta pode resultar em um cancelamento de pólo e zero amplificando a componente contínua residual oriunda da implementação digital, podendo levar à saturação o transformador conectado na saída do inversor. Além disso, o filtro passa alta com o controlador repetitivo, apresenta cancelamento de pólos e zeros, o que viola uma das hipóteses do Princípio do Modelo Interno, que é assumida para a operação estável com bom desempenho em regime permanente.

Por outro lado, em [47] Carati *et al* propõem um controlador adaptativo robusto por modelo de referência (RMRAC) em eixos síncronos, para inversores trifásicos PWM para aplicação em UPS. O diagrama de blocos do controlador é mostrado na Figura 1.7. Esse controlador garante principalmente uma boa robustez às dinâmicas não modeladas, resultando um sistema assintoticamente estável quando opera em malha fechada. A proposta apresenta bons resultados em regime permanente e um desempenho transitório satisfatório quando efetuadas mudanças nas referências das tensões em dq . Entretanto, a utilização de um transformador isolador na saída do inversor não foi considerada.

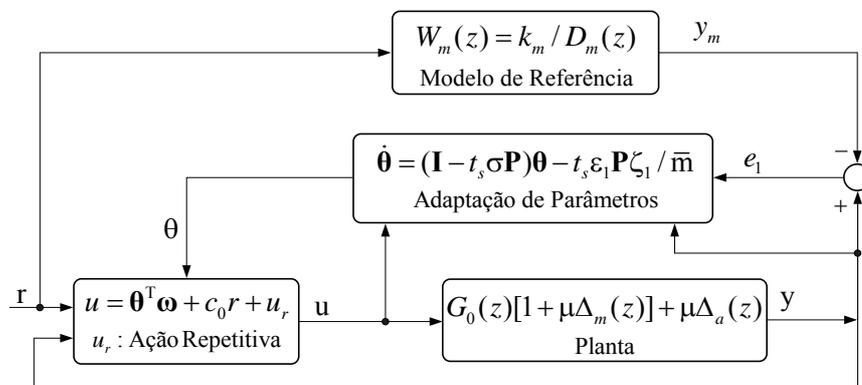


Figura 1.7 – Diagrama de blocos do controlador RMRAC proposto em [47].

Na referência [48], Kong *et al* propõem uma estrutura de controle para inversores trifásicos PWM em duas camadas em eixos síncronos dq , composta por um compensador PI para compensar o erro de regime permanente na frequência fundamental e uma ação repetitiva para rejeição de distúrbios com carga não linear. Esta estrutura é mostrada na Figura 1.8. Esta implementação considera um transformador trifásico em conexão $Y\Delta$ na saída do inversor, entretanto, o mesmo não é considerado no modelo nominal da planta. Ainda, o controlador repetitivo produz cancelamento de pólo e zero com a planta devido à presença do transformador. Além disso, mesmo com a utilização do controlador repetitivo, a THD das tensões de saída quando o inversor opera com carga não linear, ainda é elevada se comparada com os resultados obtidos nas propostas anteriores e com a presente proposta.

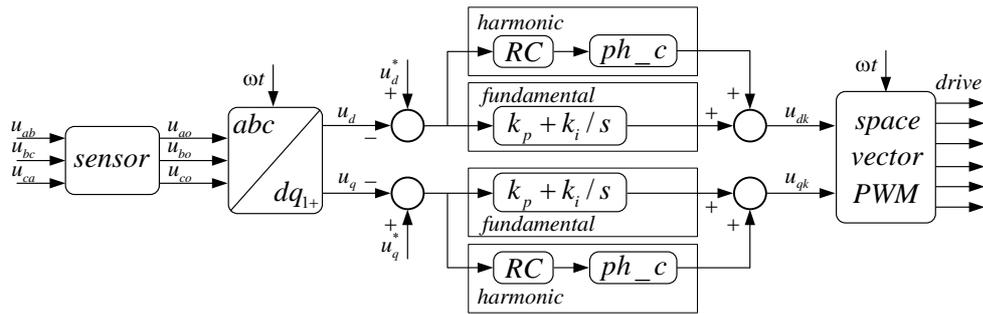


Figura 1.8 – Diagrama de blocos do controlador proposto em [48].

Outras soluções, também baseadas no Princípio do Modelo Interno, têm sido apresentadas em [49], [50], [51] e [52]. Rowand e Lucas em [49] e Jouanne *et al* em [50] propõem um método para detectar determinadas harmônicas das tensões trifásicas de saída através de um algoritmo que utiliza uma transformada discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform* – DFT), separando depois tais harmônicas em componentes de seqüência negativa e positiva. Logo após, os valores médios dessas harmônicas são compensados por reguladores PI em coordenadas estacionárias, para a harmônica que deseja ser compensada. A soma das saídas desses compensadores gera o sinal de correção da distorção harmônica que será aplicado na planta. Os autores implementam a estratégia para a 5^o e 7^o harmônica. A Figura 1.9 mostra o diagrama de blocos funcional do sistema de correção de harmônicos e compensação da fundamental das tensões de saída de um inversor PWM trifásico.

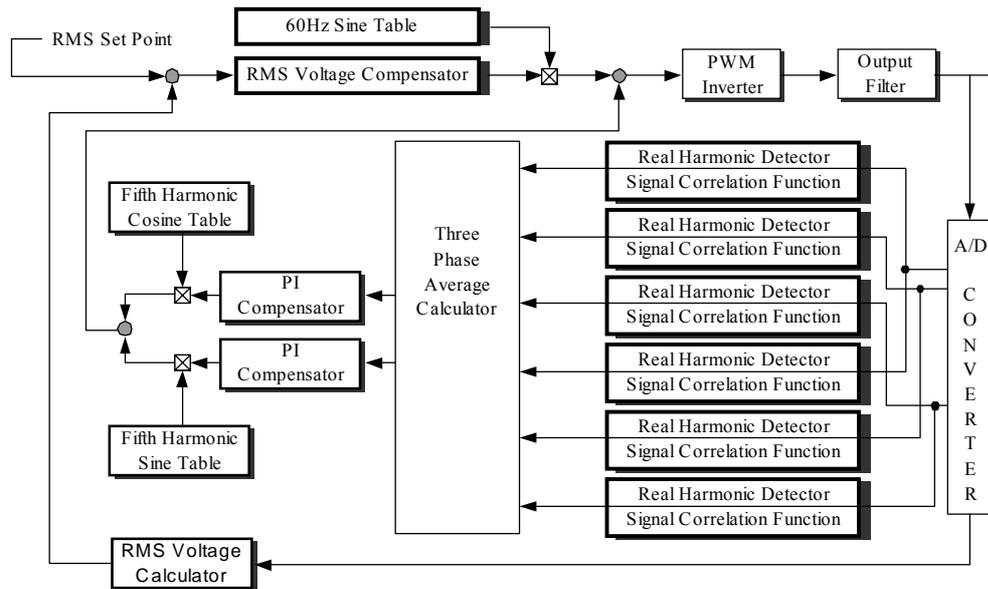


Figura 1.9 – Esquema de controle proposto em [49].

Em [51] um esquema de controle de três camadas é proposto por Mattavelli. Ele consiste de um compensador proporcional em eixos estacionários $\alpha\beta$, um controlador integral em eixos síncronos para compensar a componente fundamental e um compensador seletivo de harmônicos em coordenadas estacionárias baseado em um filtro FIR passa banda com ganho unitário e fase nula para as componentes harmônicas selecionadas. Isto se mostra na Figura 1.10.

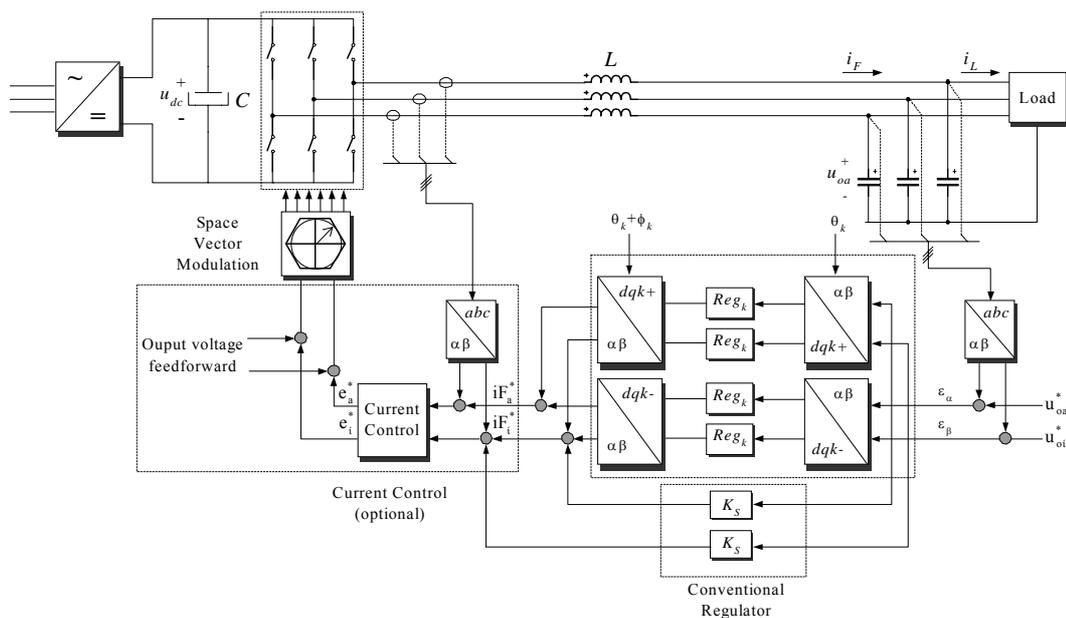


Figura 1.10 – Esquema geral de controle das tensões de saída proposto em [51].

O atraso introduzido pela planta e a malha interna de corrente é compensado pela introdução de um bloco de atraso com realimentação positiva na camada de controle de harmônicos, como apresentado na Figura 1.11.

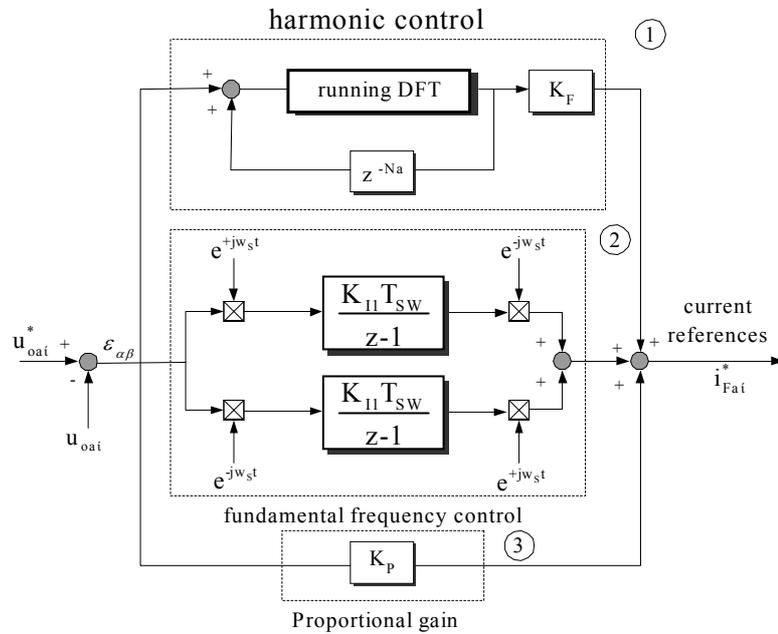


Figura 1.11 – Controlador de tensão em três camadas proposto em [51].

Em [52], Valderrama *et al* propõe um controlador robusto para UPS trifásica, fundamentado na teoria da passividade. O diagrama de blocos do controlador proposto é apresentado na Figura 1.12, onde R_1 e R_2 são os ganhos de realimentação dos erros de tensão, os quais incorporam o amortecimento adequado ao sistema em malha fechada. Este controlador garante estabilidade assintótica com bom desempenho em regime permanente para carga não linear desequilibrada.

Dado que as propostas apresentadas desde a [49] até a [52] estão baseadas na compensação seletiva de harmônicos, as mesmas podem ser soluções adequadas para reduzir a THD nas tensões de saída, mesmo operando com transformador isolador. Entretanto, a implementação desses controladores se torna complexa à medida que aumenta a ordem dos harmônicos a serem compensados.

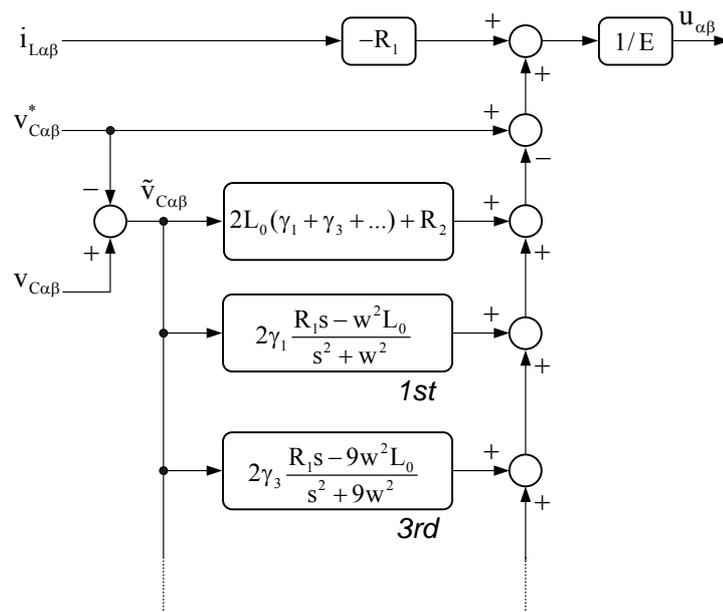


Figura 1.12 – Diagrama de blocos do controlador proposto em [52].

Além disso, dado que os coeficientes do controlador não são números inteiros, esses se tornam sensíveis aos erros de quantização e arredondamento e, como resultado, compromete-se a rejeição das harmônicas selecionadas.

Em [53], Botterón propõe uma ação repetitiva com taxa de amostragem e número de pólos reduzidos em eixos síncronos, o qual somente compensa as harmônicas ímpares em eixos estacionários. Este controlador permite obter tensões de saída da UPS com reduzida THD e ainda permite solucionar de forma simples a saturação do transformador. Por outro lado, Castelló *et al* [54-56] propõem um controlador repetitivo discreto para harmônicas ímpares, para rejeitar tal tipo de distúrbios em eixos estacionários. O modelo interno desse controlador repetitivo não possui o pólo em $z = 1$, portanto ele é adequado para operar com um transformador na saída do inversor. No entanto, os autores devem incluir no gerador de sinais periódicos, um filtro FIR passa baixa de fase nula – Tomizuka [41] – para reduzir o ganho nas altas frequências e, conseqüentemente, incrementar a robustez do sistema em malha fechada. Como resultado, esse filtro compromete o rastreamento da referência e a rejeição de distúrbios.

A partir da revisão bibliográfica realizada observa-se que, embora o transformador trifásico isolador, conectado na saída do inversor PWM, tenha sido considerado em alguns dos trabalhos antes descritos, seus efeitos no sistema em malha fechada, bem como as dinâmicas introduzidas, não têm sido, porém, avaliados em detalhe. Por outro lado, é importante enfatizar que poucos trabalhos exploram o comportamento transitório das UPS. Podem-se citar alguns casos de UPS monofásicas das referências [58-65]. Entretanto, essas abordagens utilizam controladores de resposta de tempo mínimo ou *deadbeat* as quais resultam em ganhos elevados, tornando-as pouco robustas às incertezas de modelagem.

Por outro lado, são poucos os artigos que exploram o comportamento transitório de controladores discretos que utilizam o Princípio do Modelo Interno. Nesse sentido, considerando-se a configuração da Figura 1.1, o presente trabalho apresenta um modelo nominal do inversor, do transformador, do filtro e da carga em eixos estacionários abc e $\alpha\beta 0$. O modelo dinâmico obtido nesta primeira instância mostra que as entradas da planta em eixos $\alpha\beta 0$ resultam acopladas, o que acaba acoplando as tensões de saída em $\alpha\beta$. Esse acoplamento e os seus efeitos são analisados e mostrados através de resultados experimentais. Assim, propõe-se uma transformação linear que desacopla as ações de controle em $\alpha\beta 0$. A partir desse modelo de espaço de estado desacoplado, é fácil de se obter a função de transferência de entrada-saída da planta para os eixos α e β , demonstrando-se a partir da análise em frequência que, tal como esperado, a presença do transformador introduz um zero em $s = 0$ (no domínio de tempo contínuo). Isto é, se aplicada uma devida tensão contínua nos terminais do lado primário do transformador, esta componente contínua não aparecerá no secundário. Ainda, dependendo do nível desta tensão e da resistência do ferro, o núcleo magnético pode entrar na região de saturação.

Por outro lado, com o intuito de realizar o projeto do controlador discreto que aqui se propõe, obtém-se então uma função de transferência discreta do inversor, do

transformador, do filtro e da carga. Essa apresenta um zero em $z = 1$ devido ao transformador. Também, o controlador repetitivo convencional – Tomizuka [39] – é implementado no sistema da Figura 1.1, demonstrando que, como descrito anteriormente, existe um cancelamento do pólo em $z = 1$ do controlador repetitivo com o zero em $z = 1$ da planta, resultando na saturação do transformador de saída. Com base no Princípio do Modelo Interno para sistemas discretos, propõe-se um controlador de tensão discreto em eixos estacionários $\alpha\beta$. Esse controlador evita o cancelamento do pólo do modelo interno com o zero introduzido pelo transformador e, portanto, não amplifica a componente contínua. Assim, o controlador proposto mais a ação de um compensador proporcional-derivativo (PD) conseguem rastreamento assintótico da referência e rejeitam distúrbios periódicos na saída da planta, apresentando erro nulo em regime permanente nas tensões de saída produzidas pela UPS. Isso resulta em tensões de saída com uma distorção harmônica total significativamente reduzida, tanto para carga não linear equilibrada e desequilibrada bem como para carga linear. Por outro lado, o controlador aqui proposto, apresenta um desempenho dinâmico pouco satisfatório nos degraus de carga e de referência. A partir da análise de estabilidade observou-se que, na medida em que a ordem (N) do polinômio do modelo interno é reduzida, é possível aumentar a margem de estabilidade e aprimorar o desempenho transitório. Isso trouxe uma melhora significativa no desempenho para degraus de referência, mas pouco satisfatória nos degraus de carga. Por outro lado, é importante salientar que o inversor da Figura 1.1 não tem a capacidade de controlar tensões de seqüência zero que resultam de correntes de seqüência zero produzidas por correntes desequilibradas. Ainda, se for necessário adicionar indutores no secundário para limitar as ondulações de corrente nos semicondutores, o valor da impedância equivalente de seqüência zero pode resultar importante fazendo com que as tensões de seqüência zero possam se tornar significativas com cargas desequilibradas, o que se traduz em maiores distorções nas tensões

de saída da UPS. Portanto, uma solução alternativa a tal problema é colocar os indutores de filtro no lado primário do transformador, dado que as correntes de seqüência zero, quando referidas ao primário do transformador, somente circulam na conexão delta. Assim, uma vez que a impedância de seqüência zero, desta conexão, é igual à impedância de dispersão do transformador [79]-[81], quanto menor for esta, menor resultará a tensão de seqüência zero. Nesse sentido, optou-se pela configuração com os indutores de filtro conectados no lado primário do transformador, como mostrado abaixo:

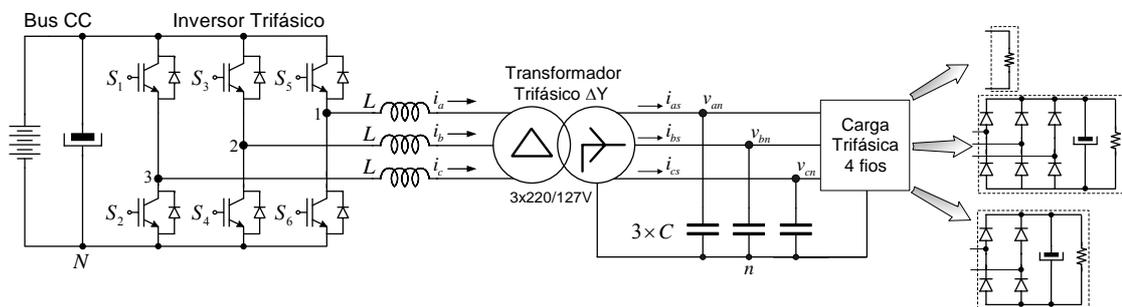


Figura 1.13 – Inversor PWM trifásico a 3 braços, transformador ΔY , filtro e carga.

O modelo dinâmico nominal no espaço de estado, em eixos estacionários abc e $\alpha\beta 0$ do inversor, transformador, filtro e carga da Figura 1.13 é obtido. Devido ao fato de o modelo resultante estar alimentado pelas tensões de linha produzidas pelo inversor, se fez necessário ainda desenvolver a modulação *space vector* no espaço das tensões de saída de linha deste inversor. Assim, e no sentido de aprimorar o desempenho em regime transitório, é proposto um controlador em eixos estacionários $\alpha\beta$, baseado na abordagem por variáveis de estado do princípio do modelo interno, mais a realimentação dos estados da planta. É importante salientar que este controlador também não amplifica as componentes contínuas oriundas da implementação digital que possam saturar o transformador. Isso se deve à utilização do modelo interno proposto na etapa anterior, o qual não apresenta cancelamento de pólo e zero em $z = 1$. Por outro lado, sendo que esta estratégia utiliza a abordagem por variáveis de estado, utilizou-se para o propósito de efetuar o projeto do controlador, o modelo médio proposto nesta tese, que utiliza a média

das duas últimas amostras para o cálculo da lei de controle. Esta estratégia de amostragem permite reduzir a ordem do polinômio do modelo interno, fazendo ainda com que a frequência de Nyquist deste seja menor que o primeiro grupo de harmônicas resultantes da modulação PWM, que é a região onde se encontram as dinâmicas não modeladas. Esta estratégia de controle apresentou um bom desempenho em regime permanente com reduzidas taxas de distorções harmônicas nas tensões de saída para carga linear e não linear equilibrada e desequilibrada. Além do mais, este controlador permitiu aprimorar o desempenho transitório com degraus de carga devido principalmente à realimentação dos estados da planta e à utilização da técnica do regulador quadrático linear discreto para realizar o projeto dos ganhos. Essa técnica permite aumentar os ganhos do controlador o suficiente para levar o erro rapidamente para zero mantendo o sistema assintoticamente estável. Entretanto, com esse controlador tem-se uma solução de compromisso entre desempenho transitório e desempenho em regime permanente. Isto é, com o incremento dos ganhos para melhorar a resposta dinâmica compromete-se o desempenho em regime permanente devido ao surgimento de oscilações de baixa frequência em torno ao valor nominal, o que não é uma operação desejada para a UPS.

Mesmo que a última proposta apresenta um desempenho transitório satisfatório, o tempo de acomodação das tensões de saída quando ocorre um degrau de carga linear e não linear é da ordem de 8 a 10 períodos da fundamental. Então, com o propósito de aprimorar ainda mais o desempenho dinâmico do sistema da Figura 1.13, sem afetar o desempenho em regime permanente, é proposto assim, um controlador discreto de tensão que utiliza um modelo interno em eixos síncronos dq com taxa de amostragem e número de pólos reduzidos. Essa proposta demonstra que a redução do número de pólos e da taxa de amostragem permite obter alguns benefícios, dentre eles: (i) melhora da resposta transitória; (ii) um incremento da margem de estabilidade do sistema em malha fechada;

(iii) uma solução atrativa para microcontroladores e DSP de aritmética de ponto fixo bem como uma redução do espaço em memória RAM necessário para armazenar o erro da tensão de saída; (iv) uma solução muito simples para o problema da saturação do transformador isolador. Note-se que, devido à planta e o controlador estarem modelados em eixos síncronos, o cancelamento do pólo do modelo interno com o zero da planta acontece na frequência da fundamental, neste caso em 60 Hz. Portanto, reduzindo a ordem do modelo interno em eixos síncronos se consegue eliminar o cancelamento de pólos e zeros, e como resultado este controlador não amplifica as componentes contínuas que possam saturar o transformador. Assim, o controlador com base no modelo interno proposto é calculado com uma taxa de amostragem reduzida. Como resultado, a frequência de Nyquist desse controlador é menor que o primeiro grupo de harmônicas geradas pela operação de comutação do inversor PWM, isto é, não existem pólos do modelo interno na região de incertezas do modelo da planta. Dessa forma não é necessário agregar um filtro FIR passa baixa na estrutura do modelo interno, não se comprometendo o rastreamento da referência nem a rejeição de distúrbios.

Com esse modelo interno proposto em eixos síncronos foram consideradas duas implementações: (i) o modelo interno mais a realimentação dos estados da planta, e (ii) o modelo interno mais a ação de um compensador PD. Em ambos os casos, a estrutura de controle discreto proposta está formada por uma malha rápida que opera na frequência de amostragem das variáveis de interesse e uma malha mais lenta na frequência de amostragem do modelo interno. A análise de estabilidade levando em conta as diferentes taxas de amostragem é apresentada, demonstrando o incremento da margem de estabilidade e, portanto, a vantagem de realizar a implementação do modelo interno com taxas de amostragem menor, se comparado com a implementação com uma única taxa de amostragem. Para validar as afirmações efetuadas acima, as estruturas de controle como o

modelo interno proposto, primeiro com a realimentação dos estados da planta e depois com o compensador PD, foram implementadas em um DSP de ponto fixo TMS320F241. Os resultados experimentais demonstram a boa qualidade das tensões de saída da UPS quando esta opera com carga linear desequilibrada e carga não linear equilibrada e desequilibrada. Além disso, o desempenho transitório das tensões de saída com degraus de carga linear e não linear resulta significativamente melhor quando se utiliza a realimentação dos estados da planta, se comparado ao desempenho das propostas anteriores em eixos estacionários. Nesse caso, o tempo de acomodação das tensões de saída é menor que 5 períodos da fundamental. Mas o desempenho transitório resulta ainda melhor com a implementação do modelo interno em eixos síncronos mais a ação do PD, com um tempo de acomodação menor que 3 períodos da fundamental.

Até aqui se apresentaram quatro propostas, todas com bons resultados no que diz respeito ao desempenho em regime permanente, e com uma melhoria significativa no desempenho transitório com degraus de carga linear e não linear. Portanto, a fim de realizar uma comparação justa, esses resultados podem ser analisados sob o enfoque da norma IEC62040-3, apresentada brevemente no início deste capítulo. Neste sentido, os controladores propostos foram ensaiados segundo as exigências dessa norma, obtendo-se em cada caso as curvas de classificação para UPS propostas na mesma, tanto para degraus de carga linear bem como não linear. A partir desses resultados, é possível concluir que a proposta do controlador discreto, baseado no modelo interno em eixos síncronos com taxa de amostragem e pólos reduzidos mais a ação do PD, resulta num melhor desempenho transitório que os restantes, satisfazendo a exigente classificação 1 da norma. Ressalta-se que os restantes controladores aqui propostos também satisfazem à classificação 1 desta norma. Porém, com a diferença de que esses controladores apresentam maior tempo de acomodação logo após o distúrbio de carga, e ainda os respectivos valores de subtensão e

sobretensão na entrada e retirada da carga são maiores do que os valores apresentados pelo controlador com modelo interno em eixos síncronos mais o PD. Portanto, pode-se afirmar que a UPS da Figura 1.13, operando com qualquer um dos controladores avaliados através da norma é apropriada para alimentar a maioria das cargas críticas.

Deseja-se ressaltar aqui que os modelos internos propostos nesta tese baseiam-se na estrutura do gerador de sinais periódicos [39]. Portanto, esses modelos internos resultam em controladores com esforço computacional reduzido e não apresentam erro de arredondamento em uma implementação de ponto fixo, dado que os coeficientes do polinômio são números inteiros.

1.3. Contribuições da Tese

As principais contribuições desta tese de doutorado são:

- i. A proposta de um modelo não linear discreto de grandes sinais de conversores trifásicos alimentados em tensão com modulação *space vector*. Esse modelo discreto é comparado com o modelo linear obtido pela aproximação do conversor PWM por um ZOH, visando definir os limites de validade deste último. Com esse modelo não linear proposto, o impacto da frequência de comutação, dos instantes de amostragem e da frequência de corte do filtro, assim como da sequência de comutação escolhida, são investigados em detalhe. Em função desta análise, são propostos dois métodos que permitem reduzir as harmônicas de baixa frequência nas variáveis de interesse, principalmente quando a frequência de comutação é baixa e os filtros LC são leves. Finalmente, desses métodos resultam dois modelos discretos lineares, que levam em conta o atraso de transporte inerente a uma dada implementação digital, e que são utilizados nos projetos dos controladores aqui propostos, que utilizam a realimentação dos estados da planta;

- ii. A obtenção de um modelo nominal por variáveis de estado em eixos estacionários abc e $\alpha\beta 0$ do inversor trifásico, do transformador ΔY , do filtro e da carga, que permite analisar as dinâmicas introduzidas pelo transformador. Devido ao acoplamento que apresenta esse modelo nas tensões de entrada da planta em $\alpha\beta 0$, é proposta uma transformação que desacopla tais tensões;
- iii. A demonstração, através de resultados experimentais que, devido ao zero em $z = 1$ apresentado pela função de transferência discreta do inversor, do transformador, do filtro e da carga em eixos estacionários, acontece um cancelamento deste zero com o pólo em $z = 1$ de controladores como o repetitivo convencional ou de um simples integrador. Esse cancelamento faz com que componentes contínuas residuais em uma implementação digital, possam levar o transformador à saturação. Em função disso, e de acordo com o Princípio do Modelo Interno [35], é proposto um controlador de tensão discreto em eixos estacionários $\alpha\beta$, o qual evita o cancelamento do pólo do modelo interno com o zero introduzido pelo transformador ΔY de saída, evitando que as componentes contínuas sejam amplificadas. Tal controlador possibilita rastreamento assintótico da referência e rejeição de distúrbios periódicos, o que dá como resultado tensões de saída com reduzida THD, mesmo operando com carga não linear desequilibrada;
- iv. A obtenção de um modelo por variáveis de estado nominal em eixos abc e $\alpha\beta 0$ da configuração do inversor trifásico PWM, com os indutores de filtro conectados no lado primário do transformador. Devido a que as tensões de entrada do modelo obtido são tensões de linha, derivou-se também a modulação *space vector* no espaço das tensões de linha do inversor;

- v. A proposta de um controlador discreto em eixos estacionários (para o controle da configuração do estágio inversor do ponto anterior), que utiliza a abordagem por variáveis de estado do princípio do modelo interno mais a realimentação dos estados da planta. Esse controlador utiliza o modelo interno apresentado na proposta (iii) e, portanto não produz cancelamento de pólo e zero, o que permite melhorar ainda o desempenho transitório das tensões de saída se comparado com o controlador proposto no ponto (iii);
- vi. A proposta de um controlador discreto em eixos síncronos dq , baseado num modelo interno com taxa de amostragem e número de pólos reduzidos, para a mesma configuração de inversor PWM da proposta (v). Com esse modelo interno são propostas duas estruturas: (i) com a realimentação dos estados e (ii) com um compensador PD. Em ambos os casos, a estrutura resultante possui duas malhas, ambas com taxas de amostragem diferentes. Esta estratégia permite melhorar significativamente o desempenho transitório de saída da UPS; possibilita o incremento da margem de estabilidade do sistema em malha fechada; e apresenta uma solução simples ao problema da saturação do transformador;
- vii. A comparação do desempenho em regime permanente e transitório dos controladores propostos sob o enfoque da norma internacional IEC62040-3.

1.4. Organização da Tese

O restante desta tese está organizado da seguinte forma:

O Capítulo 2 apresenta o modelo linear de inversores trifásicos PWM mais filtro LC com modulação *space vector* obtido a partir do ZOH e propõe-se na continuação o modelo não linear de grandes sinais. A partir desse modelo, os limites de validade do modelo linear são investigados em função da escolha da seqüência de comutação, instantes

de amostragem e frequência de corte do filtro. A partir dessa análise, dois métodos são propostos com base na escolha da estratégia de amostragem, da seqüência de comutação e dos parâmetros do filtro, métodos que resultam em respectivos modelos discretos, adequados para o projeto dos controladores discretos propostos na seqüência. No Capítulo 3, o modelo do inversor trifásico PWM a 3 braços, transformador, filtro e carga em eixos estacionários abc e $\alpha\beta 0$, é apresentado, e uma transformação para desacoplar as tensões de entrada ao transformador é proposta e verificada experimentalmente. O problema da saturação do transformador, quando utilizado o controlador repetitivo, é abordado e, nesse sentido, é proposto um controlador com base no Princípio do Modelo Interno para sistemas discretos que evita a saturação do transformador. O desempenho de regime permanente bem como em regime transitório deste controlador também é verificado experimentalmente. No Capítulo 4 propõe-se trabalhar com uma configuração diferente à do Capítulo 3, onde os indutores se encontram no lado primário do transformador. Obtém-se então o modelo nominal de espaço de estado em eixos estacionários abc e $\alpha\beta 0$, alimentado pelas tensões de linha produzidas pelo inversor. A seguir, propõe-se um controlador discreto em eixos estacionários $\alpha\beta$, o qual utiliza o mesmo modelo interno proposto no Capítulo 3, que evita a saturação do transformador. O projeto da matriz de ganhos para o modelo interno por variáveis de estado e da realimentação dos estados da planta é apresentado. Na seqüência, os resultados experimentais deste sistema operando em malha fechada são também apresentados, para verificar o desempenho em regime permanente e regime transitório. No Capítulo 5, utilizando o mesmo sistema do Capítulo 4, propõe-se um controlador em eixos síncronos dq , o qual se baseia num modelo interno com taxa de amostragem e número de pólos reduzidos. Esta redução no número de pólos permite solucionar de maneira simples o cancelamento de pólo e zero em eixos síncronos. O projeto e análise de estabilidade dessa nova proposta com diferentes taxas de

amostragem são apresentados, tanto para a implementação que utiliza a realimentação dos estados da planta, bem como para a que utiliza a ação do compensador PD. Finalmente, resultados experimentais relativos ao desempenho em regime permanente e transitório desses controladores, obtidos no protótipo de laboratório, são apresentados. A seguir, no Capítulo 6, realiza-se uma introdução sobre o conteúdo da norma IEC62040-3 utilizada para realizar os ensaios padronizados com degraus de carga linear e não linear. Logo após são apresentados os resultados dos ensaios experimentais sob o enfoque da norma para os controladores propostos nos Capítulos 4 e 5; e, finalmente, a comparação dos resultados para definir o controlador apropriado à UPS de dupla conversão, que permita alimentar a maioria das cargas críticas.

Capítulo 2

MODELO DISCRETO NÃO LINEAR DE GRANDES SINAIS PARA INVERSORES TRIFÁSICOS COM MODULAÇÃO *SPACE VECTOR*

Neste capítulo é proposto um modelo não linear discreto de grandes sinais de inversores trifásicos alimentados em tensão com modulação space vector. Esse modelo discreto é comparado com o modelo médio linear de grandes sinais obtido pela aproximação do inversor PWM por um ZOH. Assim, se define os limites de validade do modelo médio linear de grandes sinais, investigando-se em detalhe o impacto da frequência de comutação, da frequência de amostragem, frequência de corte do filtro e da sequência de comutação escolhida. Dessa investigação surgem dois métodos de amostragem os quais permitem reduzir o conteúdo harmônico nas variáveis de interesse. Esses métodos resultam em modelos lineares úteis para o projeto de controladores por realimentação dos estados da planta, e quando o inversor opera com frequências de comutação reduzida.

2.1. Modelo normalizado contínuo do filtro de saída e a carga

2.1.1 Modelo contínuo de espaço de estado em coordenadas estacionárias *abc*

Um típico inversor de tensão trifásico com filtro LC e carga, para aplicação em UPS, apresentam-se na Figura 2.1. O barramento CC geralmente tem baixa impedância e pode ser

considerado como uma fonte de tensão ideal. Por outro lado, o filtro LC de saída e a carga podem ser modelados pela seguinte equação de estado, onde a carga é considerada como sendo um distúrbio, isto é:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) + \mathbf{F} \mathbf{w}(t) \quad (2.1)$$

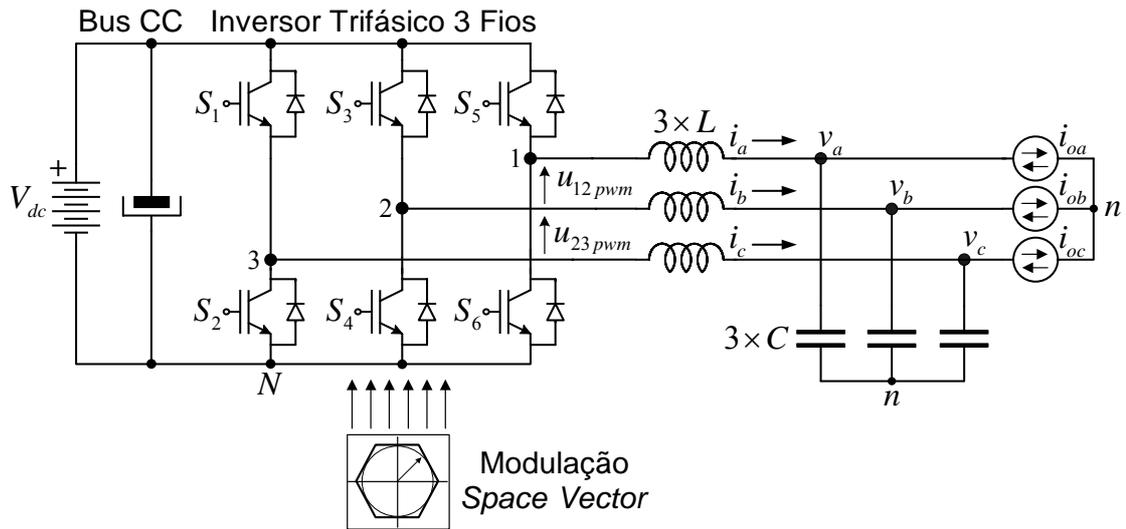


Figura 2.1 – Inversor Trifásico, filtro e carga.

As matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{F} em (2.1), estão dadas em (2.2) e os vetores \mathbf{x} , \mathbf{u} e \mathbf{w} são:

$$\mathbf{x} = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad v_a \quad v_b \quad v_c]^T, \quad \mathbf{u} = [u_{12pwm} \quad u_{23pwm}]^T, \quad \mathbf{w} = [i_{oa} \quad i_{ob} \quad i_{oc}]^T.$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{3L_o} & \frac{1}{3L_o} & \frac{1}{3L_o} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3L_o} & -\frac{2}{3L_o} & \frac{1}{3L_o} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{3L_o} & \frac{1}{3L_o} & -\frac{2}{3L_o} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3L_o} & \frac{1}{3L_o} \\ -\frac{1}{3L_o} & \frac{1}{3L_o} \\ \frac{1}{3L_o} & -\frac{2}{3L_o} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Com o intuito de reduzir a faixa dinâmica das variáveis para a implementação do controlador em um DSP de ponto fixo, é aplicada uma transformação linear à equação de estado (2.1) que normaliza as variáveis do circuito. Escolhendo os valores base, os estados que representam as tensões de fase e correntes de linha podem ser escritos como a seguir:

$v_n = v/V_{base}$ $i_n = i/I_{base}$. Agora, definindo-se uma transformação linear \mathbf{T}_n como sendo uma matriz diagonal, isto é, $diag\left[\frac{1}{I_{base}} \frac{1}{I_{base}} \frac{1}{I_{base}} \frac{1}{V_{base}} \frac{1}{V_{base}} \frac{1}{V_{base}}\right]$, os vetores normalizados de estados, entrada e distúrbio tornam-se: $\mathbf{x}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{x}(t)$, $\mathbf{u}(t) = V_{base} \mathbf{u}_n(t)$ e $\mathbf{w}(t) = I_{base} \mathbf{w}_n(t)$. Como resultado, a equação de estado (2.1) pode ser escrita em uma forma compacta como mostra a equação (2.3):

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{T}_n \mathbf{A} \mathbf{T}_n^{-1} \mathbf{x}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{B} V_{base} \mathbf{u}_n(t) + \mathbf{T}_n \mathbf{F} I_{base} \mathbf{w}_n(t) \quad (2.3)$$

2.1.2 Modelo contínuo de espaço de estado em coordenadas síncronas dq

Com o objetivo de trabalhar com grandezas contínuas e com isso transformar o problema de síntese de grandezas trifásicas equilibradas em um problema de regulação, [10], [69], representa-se a equação normalizada em coordenadas estacionárias abc (2.3) em coordenadas $\alpha\beta$ e finalmente em coordenadas dq , utilizando-se as transformações dadas em (2.4). Assim o modelo contínuo normalizado de espaço de estado do filtro LC e a carga em eixos síncronos dq é obtido e mostrado em (2.5).

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{dq}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\theta(t)) & \sin(\theta(t)) \\ -\sin(\theta(t)) & \cos(\theta(t)) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq}(t) = \mathbf{A}_{dq} \mathbf{x}_{dq}(t) + \mathbf{B}_{dq} \mathbf{u}_{dq}(t) + \mathbf{F}_{dq} \mathbf{w}_{dq}(t) \quad (2.5)$$

As matrizes \mathbf{A}_{dq} , \mathbf{B}_{dq} e \mathbf{F}_{dq} , são dadas na equação (2.6) e os vetores $\mathbf{x}_{dq} = [v_d \ v_q \ i_d \ i_q]^T$, $\mathbf{u}_{dq} = [u_{d\ pwm} \ u_{q\ pwm}]^T$, $\mathbf{w}_{dq} = [I_{od} \ I_{oq}]^T$. Note-se que a equação (2.5) é um modelo contínuo normalizado, onde $u_{d\ pwm}$ e $u_{q\ pwm}$ são as tensões produzidas pelo inversor representadas em coordenadas síncronas dq .

$$\mathbf{A}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & \frac{1}{C} & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L_o} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & -\frac{1}{L_o} & -\omega & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L_o} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

A Figura 2.2, mostra uma representação em diagrama de blocos de um inversor trifásico com modulação SV com ações de controle discretas geradas em coordenadas síncronas dq . Na Figura 2.3 apresenta-se as formas de onda típicas de u_{d_pwm} e u_{q_pwm} . É possível observar que essas tensões dependem das ações de controle discretas $u_d(kT)$ e $u_q(kT)$ assim como da técnica de modulação do inversor.

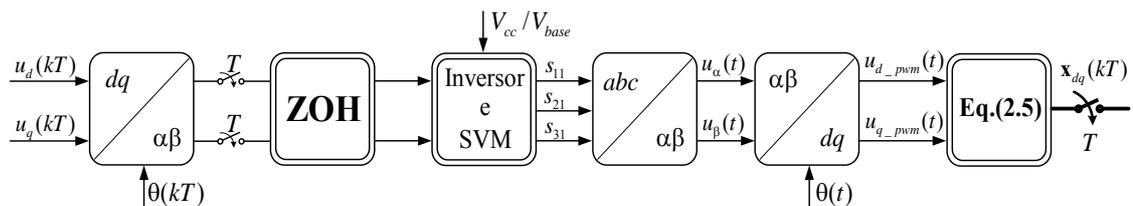


Figura 2.2 – Representação em diagrama de blocos do modelo do inversor trifásico com modulação SV em coordenadas síncronas dq . **ZOH**: Amostrador-retentor de ordem zero - *zero-order hold*, **SVM**: Modulador space vector - *Space Vector Modulator*. **T**: Período de amostragem.

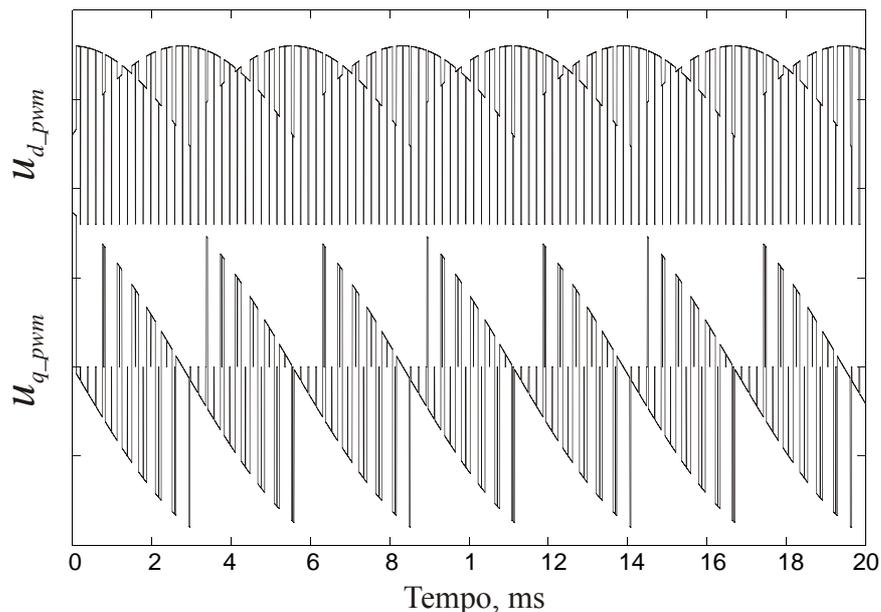


Figura 2.3 – Tensões PWM de saída típicas produzidas pelo inversor trifásico em coordenadas síncronas dq . $f_{sw} = 2,52\text{kHz}$.

Na próxima seção, deriva-se o modelo de espaço de estado médio discreto, o qual é freqüentemente utilizado para o projeto de controladores de tempo discreto para inversores trifásicos PWM.

2.2. Modelo de espaço de estado médio discreto do inversor trifásico com modulação *space vector*

Com o objetivo de se obter um modelo de espaço de estado médio discreto para o inversor trifásico com modulação *space vector*, representado na Figura 2.2, a equação (2.5) deve ser solucionada desde o início até o final de um período de amostragem T . Entretanto, as seguintes hipóteses são requeridas:

(i) a freqüência de amostragem é muito mais elevada do que a freqüência da fundamental;

(ii) a ondulação sobre as variáveis amostradas é desprezível, ou as mesmas são amostradas nos seus valores médios.

Com a hipótese (i), $\theta(kT)$ resulta aproximadamente constante em um período de amostragem, o que permite que a transformação discreta $dq-\alpha\beta$ e a transformação contínua $\alpha\beta-dq$ possam ser canceladas. A segunda hipótese é requerida desde que $u_{d\ pwm}$ e $u_{q\ pwm}$ são tensões pulsantes como mostrado na Figura 2.3. No caso contrário, o vetor amostrado $\mathbf{x}_{dq}(kT)$ pode resultar diferente do seu valor médio em um período de amostragem. Se as hipóteses realizadas são válidas, $u_{d\ pwm}$ e $u_{q\ pwm}$ podem ser representadas por seu valor médio em um período de amostragem. Como resultado da solução da (2.5), o modelo médio linear invariante no tempo discreto resulta,

$$\mathbf{x}_{dq}[(k+1)T] = e^{\mathbf{A}_{dq}T} \mathbf{x}_{dq}(kT) + \int_0^T e^{\mathbf{A}_{dq}(T-\tau)} d\tau \mathbf{B}_{dq} \mathbf{u}_{dq}(kT) \quad (2.7)$$

ou em uma forma compacta,

$$\mathbf{x}_{dq}(k+1) = \mathbf{G} \mathbf{x}_{dq}(k) + \mathbf{H} \mathbf{u}_{dq}(k) \quad (2.8)$$

onde, $\mathbf{G} = e^{\mathbf{A}_{dq}T}$ e $\mathbf{H} = \mathbf{A}_{dq}^{-1} \left[e^{\mathbf{A}_{dq}T} - \mathbf{I} \right] \mathbf{B}_{dq}$, se a inversa da matriz \mathbf{A}_{dq} existe.

Como resultado das simplificações realizadas acima, o diagrama da Figura 2.2 resulta no seguinte diagrama de blocos simplificado:

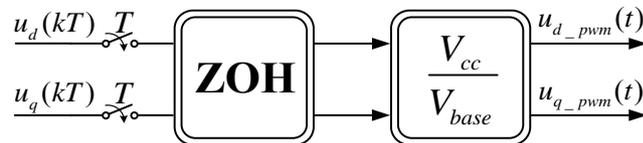


Figura 2.4 –Diagrama de blocos simplificado do inversor trifásico com modulação *space vector*.

Se as hipóteses realizadas no início desta seção são violadas, o modelo discreto não linear deve ser considerado para poder descrever a relação entre as variáveis de entrada e saída do inversor trifásico com modulação *space vector* em coordenadas síncronas *dq*. Na próxima seção esse modelo não linear é obtido e posteriormente a faixa de validade do modelo discreto médio do inversor com modulação SV, dada por (2.8) é investigada.

2.3. Modelo de espaço de estado discreto não linear de grande sinal para inversores trifásicos com modulação *space vector*

Esta seção desenvolve um modelo não linear de grande sinal discreto do inversor trifásico com modulação *space vector*. Considere-se a representação em diagrama de blocos do inversor trifásico com modulação *space vector* mostrado na Figura 2.5.

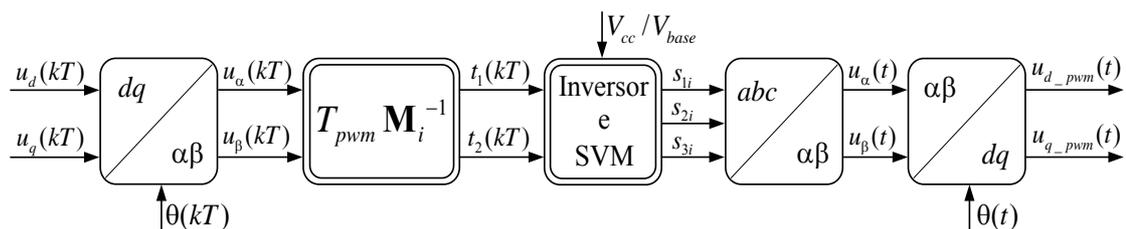


Figura 2.5 – Representação em diagrama de blocos, do inversor trifásico com modulação *space vector*.

Neste diagrama de blocos, a transformação discreta de coordenadas síncronas *dq* para coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, é definida da seguinte forma:

$$\begin{aligned} u_{\alpha}(kT) &= u_d(kT) \cos(\theta(kT)) - u_q(kT) \sin(\theta(kT)) \\ u_{\beta}(kT) &= u_d(kT) \sin(\theta(kT)) + u_q(kT) \cos(\theta(kT)) \end{aligned} \quad (2.9)$$

A partir das ações de controle $u_\alpha(kT)$ e $u_\beta(kT)$, os tempos de duração de cada vetor de comutação não nulo, podem ser determinados como:

$$\begin{bmatrix} t_1(kT) \\ t_2(kT) \end{bmatrix} = T_{pwm} \mathbf{M}_i^{-1} \begin{bmatrix} u_\alpha(kT) \\ u_\beta(kT) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

onde \mathbf{M}_i^{-1} , é a matriz de decomposição associada ao setor i , para $i = 1, \dots, 6$ [71]. Em uma forma compacta, a duração dos tempos de cada vetor de comutação, pode ser expressa como mostrada a seguir,

$$\begin{aligned} t_1(kT) &= T_{pwm} \langle \mathbf{m}_{11}, \mathbf{T}_{dq}(\theta(kT)) \mathbf{u}_{dq}(kT) \rangle \\ t_2(kT) &= T_{pwm} \langle \mathbf{m}_{21}, \mathbf{T}_{dq}(\theta(kT)) \mathbf{u}_{dq}(kT) \rangle \end{aligned} \quad (2.11)$$

onde \mathbf{m}_{11} e \mathbf{m}_{21} são as linhas da matriz \mathbf{M}_i^{-1} . As durações de tempo e a sua distribuição ao longo de um período de comutação são mostradas na Figura 2.6, onde é considerada uma seqüência de comutação simétrica ao longo do setor 1 do espaço das tensões de saída de fase do inversor trifásico da Figura 2.1.

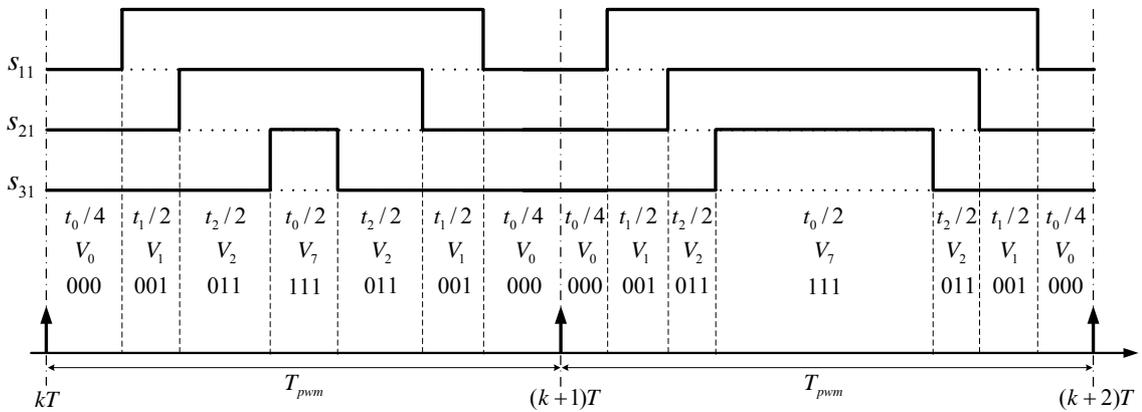


Figura 2.6 – Padrão de modulação *space vector* simétrico para o setor 1.

Considerando-se a seqüência simétrica da Figura 2.6, as tensões PWM de fase produzidas pelo inversor, podem ser expressas como,

$$\begin{aligned} s_{1i} &= g_{1i}(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT), t) \\ s_{2i} &= g_{2i}(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT), t) \\ s_{3i} &= g_{3i}(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT), t) \end{aligned} \quad (2.12)$$

onde, g_{1i} , g_{2i} e g_{3i} são funções escalares não lineares e variantes no tempo em coordenadas estacionárias abc . Conseqüentemente, as tensões de saída de tempo contínuo do inversor

com modulação *space vector*, em coordenadas $\alpha\beta$ e coordenadas síncronas dq , podem ser expressas como:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} s_{1i} & s_{2i} & s_{3i} \end{bmatrix}^T, \Rightarrow \begin{bmatrix} u_{dpwm}(t) \\ u_{qpwm}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq}(\theta(t)) \begin{bmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

De forma a se obter uma representação compacta, as tensões de saída do inversor em tempo contínuo em coordenadas síncronas dq , podem-se escrever na seguinte forma:

$$\mathbf{u}_{dq} = \begin{bmatrix} u_{dpwm}(t) \\ u_{qpwm}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{di}(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT), \theta(t), t) \\ g_{qi}(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT), \theta(t), t) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

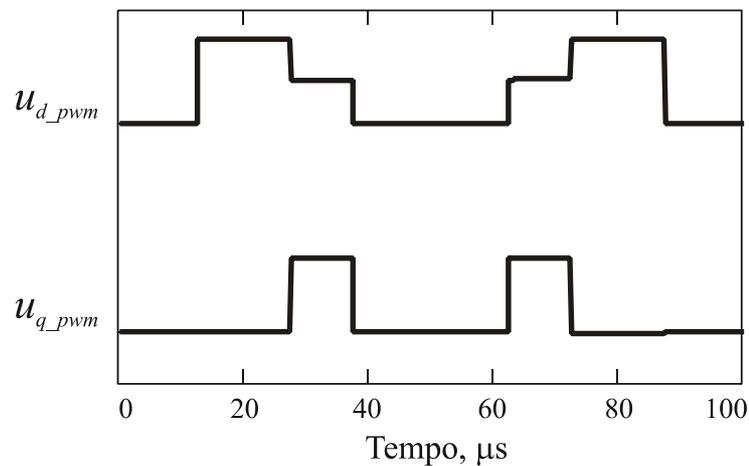


Figura 2.7 – Tensões PWM em coordenadas síncronas dq para o setor 1. $f_{sw} = 10\text{kHz}$.

A equação (2.14) pode ser usada para se obter o modelo de espaço de estado discreto não linear do inversor com modulação *space vector*. Isso é realizado solucionando a equação (2.5) desde o início até o final de um intervalo de amostragem, isto é,

$$\mathbf{x}_{dq}[(k+1)T] = e^{\mathbf{A}_{dq}T} \mathbf{x}_{dq}(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{\mathbf{A}_{dq}((k+1)T-\tau)} \mathbf{B}_{dq} \mathbf{u}_{dq}(\cdot, \tau) d\tau \quad (2.15)$$

onde, $\mathbf{u}_{dq}(\cdot, \tau)$ é dado por (2.14) e as formas de onda típicas destas entradas são mostradas na Figura 2.7. A equação (2.15) pode também ser expressa da seguinte forma,

$$\mathbf{x}_{dq}[(k+1)T] = \mathbf{G} \mathbf{x}_{dq}(kT) + \mathbf{h}(\bullet) \quad (2.16)$$

onde, $\mathbf{h}(\bullet)$ é uma função vetor variante no tempo, não linear, isto é,

$$\mathbf{h}(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT)) = \begin{bmatrix} h_1(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT)) \\ h_2(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT)) \\ h_3(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT)) \\ h_4(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT)) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Note-se que (2.16) revela que as não linearidades da equação discreta de espaço de estado do inversor trifásico com modulação SV se encontram na função que relaciona as entradas com os estados. É importante notar que $\mathbf{h}(\cdot)$ depende também de ω , T e do ângulo inicial θ_0 do sistema de coordenadas síncronas. Desde que essas quantidades são consideradas constantes, elas não aparecem de forma explícita em (2.17). O procedimento que foi utilizado para a obtenção dessas funções não lineares está descrito no Apêndice A. Com o objetivo de investigar o modelo discreto não linear de grandes sinais, a próxima seção mostra as não linearidades associadas à equação (2.17), e como essa função não linear depende da seqüência de comutação, dos instantes de amostragem e da relação entre a freqüência de comutação e a freqüência de corte do filtro.

2.4. Investigando o modelo discreto não linear de grandes sinais.

Com o intuito de poder entender o comportamento não linear da (2.16), a qual resulta de uma seqüência de comutação dada, estratégia de amostragem e freqüência de corte do filtro determinadas, a equação (2.17) pode ser solucionada em cada setor do espaço das tensões de saída do inversor trifásico ao longo de um período da fundamental. A solução da (2.17) tem sido obtida para duas relações de freqüência de amostragem m_s , ($m_s = f_s/f_1$), onde f_s é a freqüência de amostragem e f_1 é a freqüência da fundamental. As seqüências de comutação utilizadas nessa análise são definidas em [7] e apresentadas nas figuras 2.8 e 2.9. A seqüência de comutação 1 da Figura 2.8 é uma seqüência simétrica e caracteriza-se por começar e finalizar sempre num vetor nulo com seis comutações por período de comutação. Entretanto, a seqüência de comutação 2 começa e finaliza com

vetores não nulos. Por outro lado, essa seqüência tem a vantagem de que durante um setor de 60° um braço do inversor permanece sem comutar, o que resulta em duas comutações a menos (em um período T_{pwm}) do que a seqüência 1.

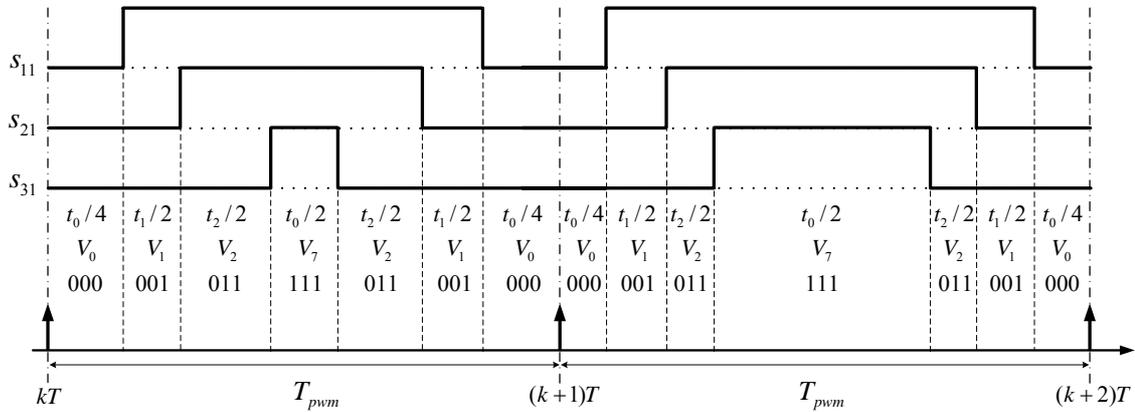


Figura 2.8 – Seqüência de vetores de comutação 1.

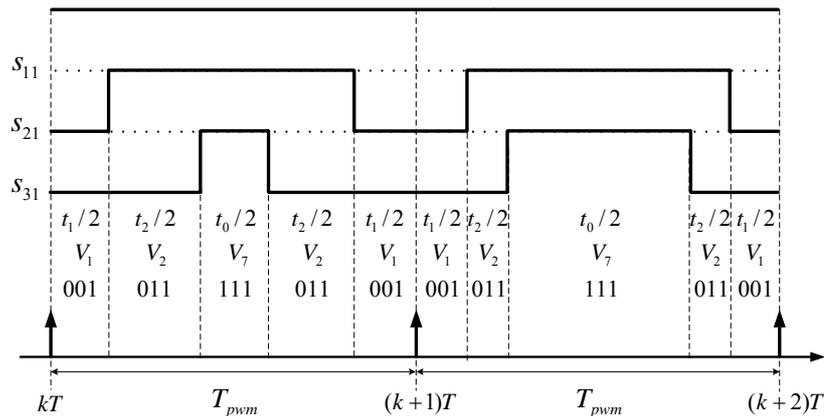


Figura 2.9 - Seqüência de vetores de comutação 2.

Por outro lado, os instantes de amostragem são indicados na Figura 2.10. Note-se que a freqüência de amostragem, a de comutação, e da atualização da lei de controle são iguais. Além disso, as tensões de controle discretas $u_d(kT)$ e $u_q(kT)$ são mantidas constantes, enquanto a freqüência de corte do filtro LC de saída, f_c , é de 1.3kHz, e a freqüência da fundamental é $f_1 = 60\text{Hz}$.

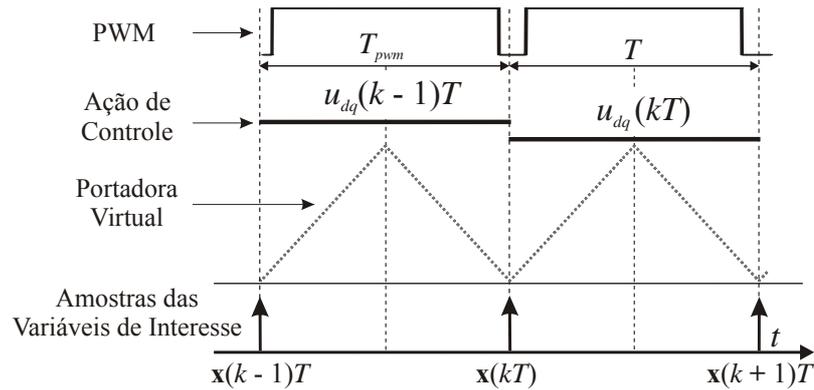
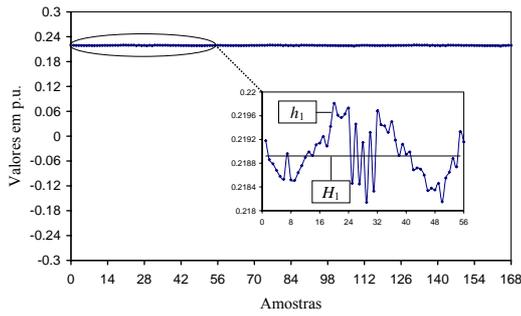


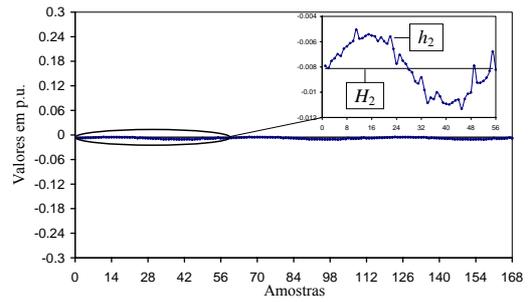
Figura 2.10 – Instantes de amostragem e estratégia de atualização da lei de controle.

As funções não lineares h_i , juntamente com os parâmetros lineares da matriz \mathbf{H} do modelo médio linear da equação 2.8, são apresentados na Figura 2.11 e Figura 2.12, para f_s igual a 10kHz e 2.5kHz, respectivamente. Comparando ambas as figuras, é possível concluir que quando a frequência de corte do filtro se aproxima da frequência de comutação, as amplitudes das componentes alternadas de $h_i(\cdot)$ aumentam. Dentre elas, a 3^o harmônica em eixos síncronos é a predominante. Como resultado, as 2^o e 4^o harmônicas aparecem em coordenadas estacionárias abc , mesmo com $u_d(kT)$ e $u_q(kT)$ constantes, como se mostra na Figura 2.17. Encontrou-se também que a amplitude relativa de $u_d(kT)$ e $u_q(kT)$ não afeta significativamente as amplitudes das funções $h_i(\cdot)$, como observado na Figura 2.13 e Figura 2.14. Além disso, da Figura 2.15, conclui-se que para as seqüências de comutação e instantes de amostragem considerados, a amplitude das componentes alternadas depende da frequência de corte do filtro, mas não dos parâmetros do filtro L e C . Isso ocorre porque, para as seqüências de comutação escolhidas e instantes de amostragem, as correntes nos indutores são amostradas perto do seu valor médio em um período de amostragem, como mostrado na Figura 2.16 (b) e (d). Mas, as tensões não são amostradas no seu valor médio, como observado na Figura 2.16 (a) e (c). Como resultado, componentes significativos de baixa frequência estão presentes em coordenadas estacionárias abc , como aparece nas tensões de linha amostradas, na Figura 2.17 (a) e (b), e no seu espectro harmônico na Figura 2.17 (c) e (d), respectivamente. Por outro lado, as tensões e correntes em coordenadas síncronas dq

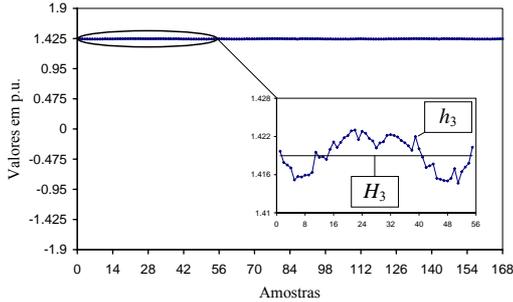
são apresentadas na Figura 2.18 (c)-(d), (e)-(f) para ambas as seqüências de comutação, respectivamente. Observa-se que aparecem oscilações na freqüência de 180 Hz, na Figura 2.18 (c) e (e), e na freqüência de 300 Hz na Figura 2.18 (d) e (f). É importante notar que essas oscilações que se mostram na Figura 2.18 dependem da seqüência de comutação. Além disso, a amostragem e a atualização da lei de controle são realizadas no começo do período de comutação, isto é, no vetor nulo, Figura 2.10. Contudo, resultados similares são obtidos amostrando as variáveis e atualizando a lei de controle no vetor zero restante, isto é, na metade do período de comutação na Figura 2.10. Esse resultado revela que a natureza não linear do modelo discreto do inversor com modulação *space vector* depende da escolha da seqüência de comutação e dos instantes de amostragem bem como da freqüência de corte do filtro, demonstrando a fonte destas oscilações e o comportamento não linear do vetor função $\mathbf{h}(\cdot)$.



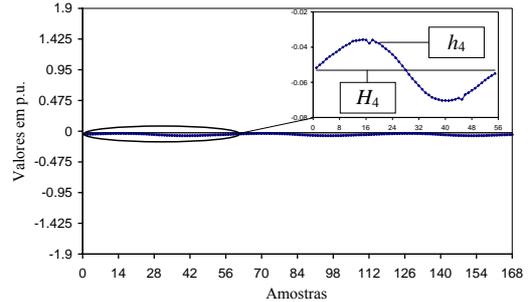
Função não linear discreta h_1 e parâmetro linear H_1



Função não linear discreta h_2 e parâmetro linear H_2

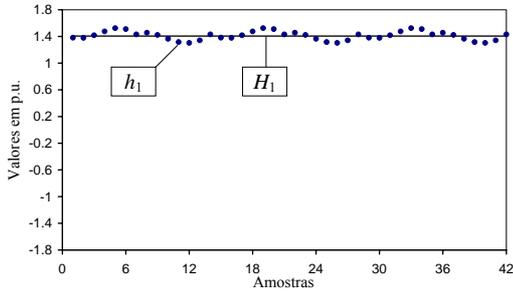


Função não linear discreta h_3 e parâmetro linear H_3

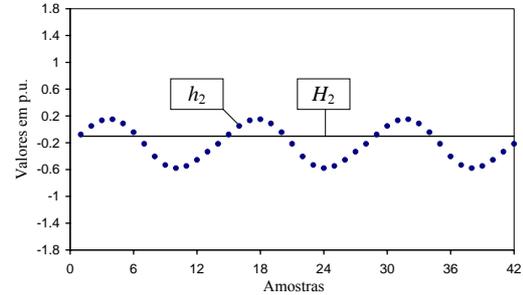


Função não linear discreta h_4 e parâmetro linear H_4

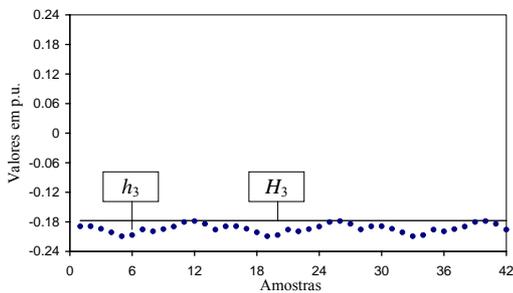
Figura 2.11 – Funções h_i e parâmetros lineares H para $m_s = 168, f_s = 10\text{kHz}, L = 250\mu\text{H}, C = 60\mu\text{F}, f_c = 1.3\text{kHz}, u_d = 0.7071, u_q = 0$. Seqüência de comutação 1.



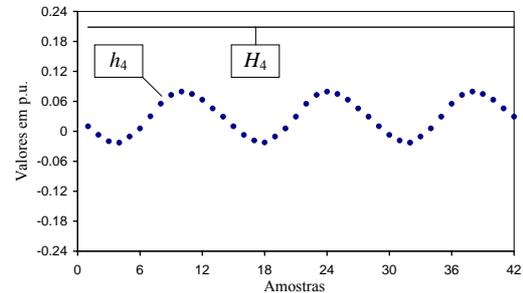
Função não linear discreta h_1 e parâmetro linear H_1



Função não linear discreta h_2 e parâmetro linear H_2

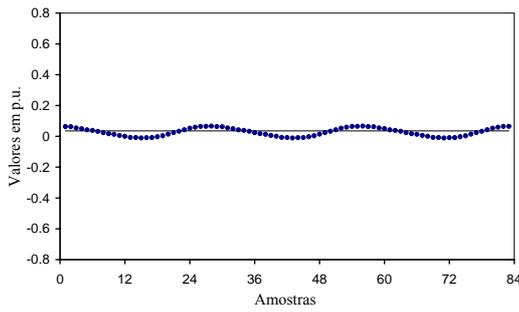


Função não linear discreta h_3 e parâmetro linear H_3

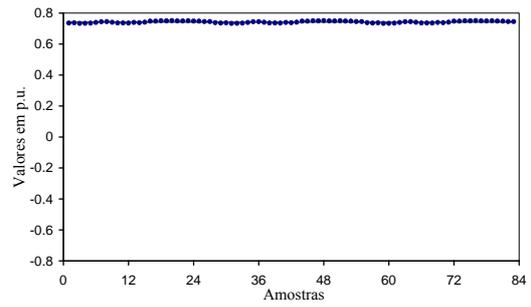


Função não linear discreta h_4 e parâmetro linear H_4

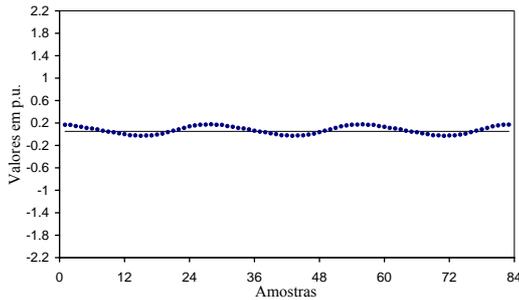
Figura 2.12 – Funções não lineares h e parâmetros lineares H para $m_s = 42, f_s = 2.5\text{kHz}, L = 250\mu\text{H} \text{ e } C = 60\mu\text{F}, f_c = 1.3\text{kHz}, u_d = 0.7071, u_q = 0$. Seqüência de comutação 1.



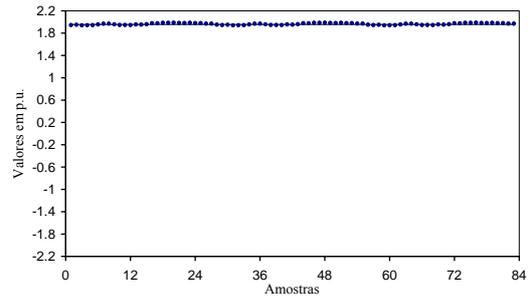
Função não linear discreta h_1 e parâmetro linear H_1



Função não linear discreta h_2 e parâmetro linear H_2

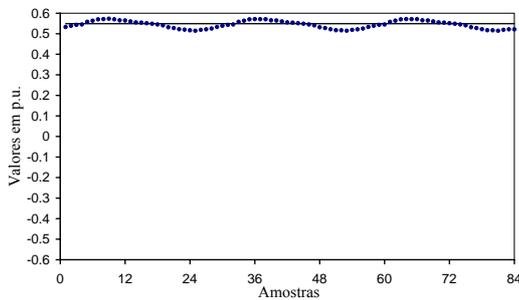


Função não linear discreta h_3 e parâmetro linear H_3

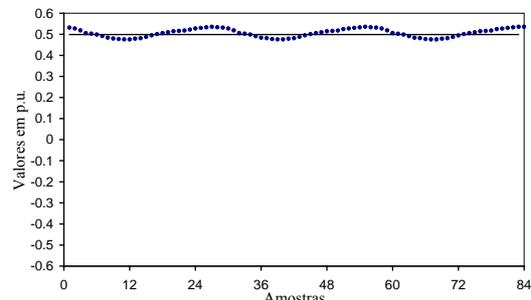


Função não linear discreta h_4 e parâmetro linear H_4

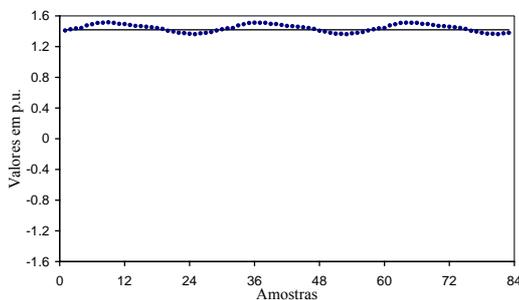
Figura 2.13 – Funções não lineares h e parâmetros lineares H para $m_f = 84, f_s = 5\text{kHz}$, $u_d = 0, u_q = 0.7071$. $L = 250\mu\text{H}$ e $C = 60\mu\text{F}$. Seqüência de comutação 1.



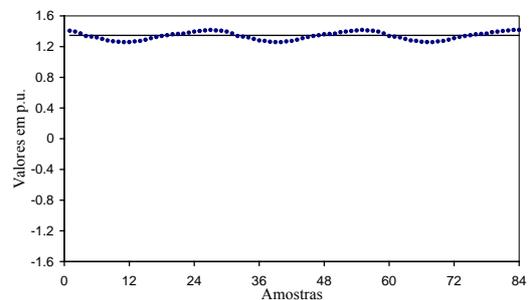
Função não linear discreta h_1 e parâmetro linear H_1



Função não linear discreta h_2 e parâmetro linear H_2



Função não linear discreta h_3 e parâmetro linear H_3



Função não linear discreta h_4 e parâmetro linear H_4

Figura 2.14 – Funções não lineares h e parâmetros lineares H para $m_f = 84, f_s = 5\text{kHz}$, $u_d = 0.5, u_q = 0.5$. $L = 250\mu\text{H}$ e $C = 60\mu\text{F}$. Seqüência de comutação 1.

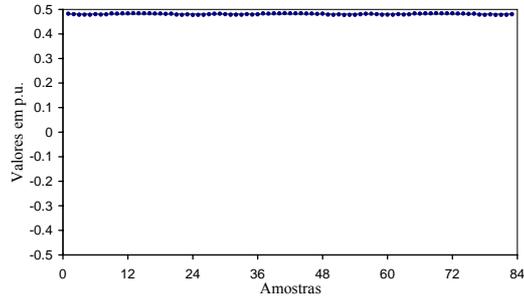
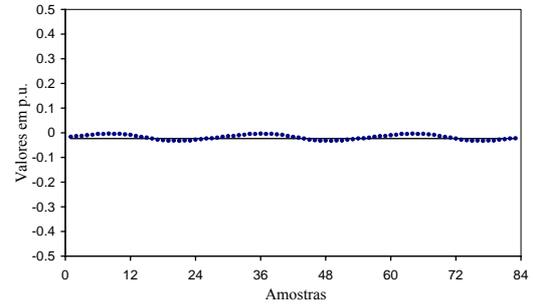
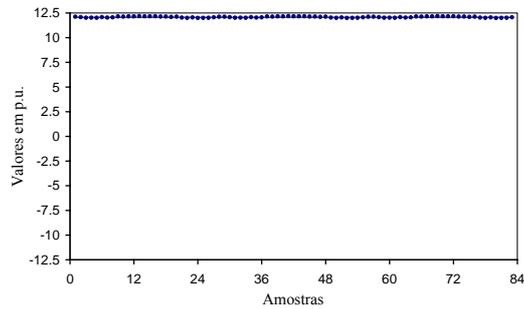
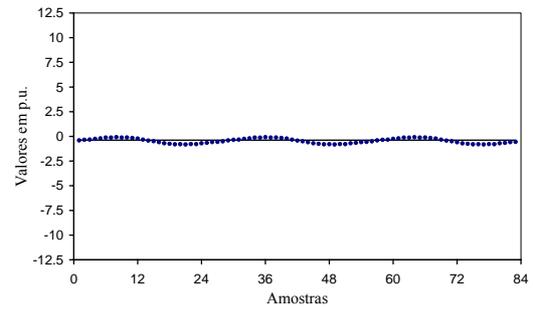
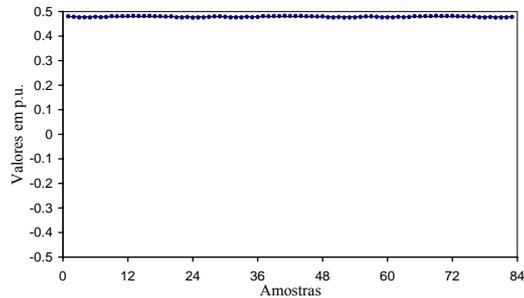
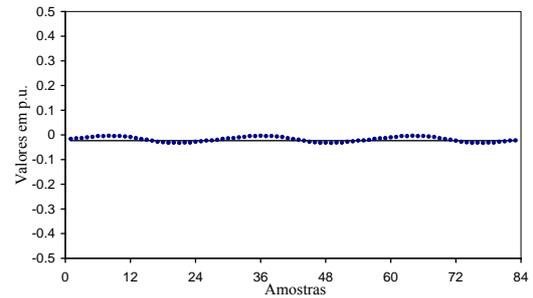
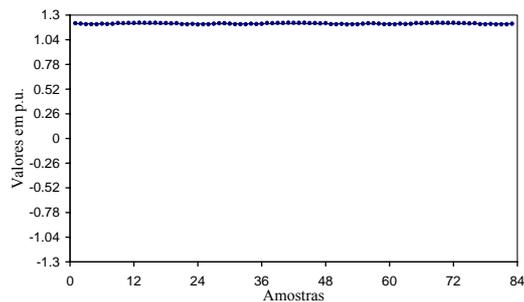
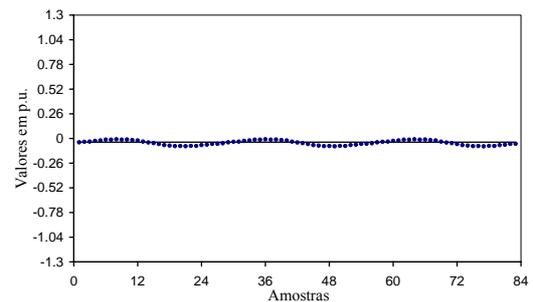
(a) – Função não linear discreta h_1 e parâmetro H_1 (b) – Função não linear discreta h_2 e parâmetro H_2 (c) – Função não linear discreta h_3 e parâmetro H_3 (d) – Função não linear discreta h_4 e parâmetro H_4 (e) – Função não linear discreta h_1 e parâmetro H_1 (f) – Função não linear discreta h_2 e parâmetro H_2 (g) – Função não linear discreta h_3 e parâmetro H_3 (h) – Função não linear discreta h_4 e parâmetro H_4

Figura 2.15 – Comparativa das funções não lineares h para frequência de corte do filtro LC constante. (a), (b), (c) e (d) $L = 50\mu\text{H}$, $C = 500\mu\text{F}$, (e), (f), (g) e (h) $L = 500\mu\text{H}$, $C = 50\mu\text{F}$. Para ambos os casos, $m_s = 84$, $f_s = 5\text{kHz}$, $f_c = 1\text{kHz}$, $u_d = 0.7071$, $u_q = 0$. Sequência de comutação 1.

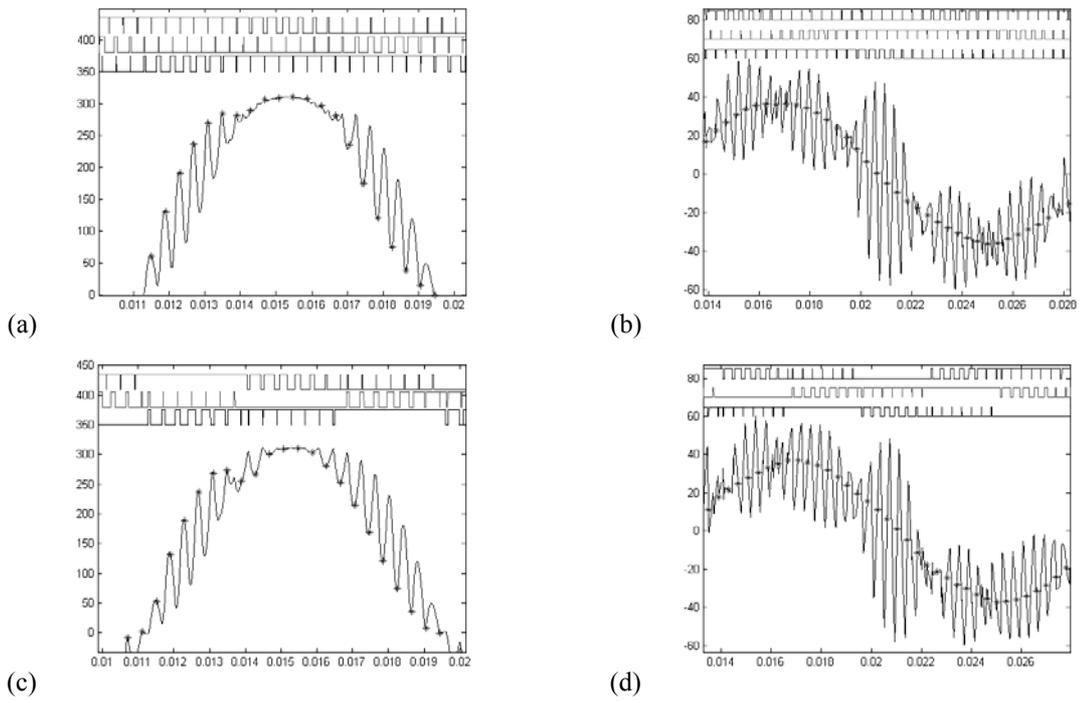


Figura 2.16 – Resultados de simulação. Tensão de linha v_{ab} , e corrente no indutor i_a . (a) e (b) mostram a respectiva tensão e corrente para a seqüência de comutação 1; (c) e (d) mostram as mesmas variáveis para a seqüência de comutação 2. $L = 250\mu\text{H}$, $C = 60\mu\text{F}$. $m_s = 42$, $f_s = 2.5\text{kHz}$, $f_c = 1.3\text{kHz}$. $u_d = 0.7071$, $u_q = 0$.

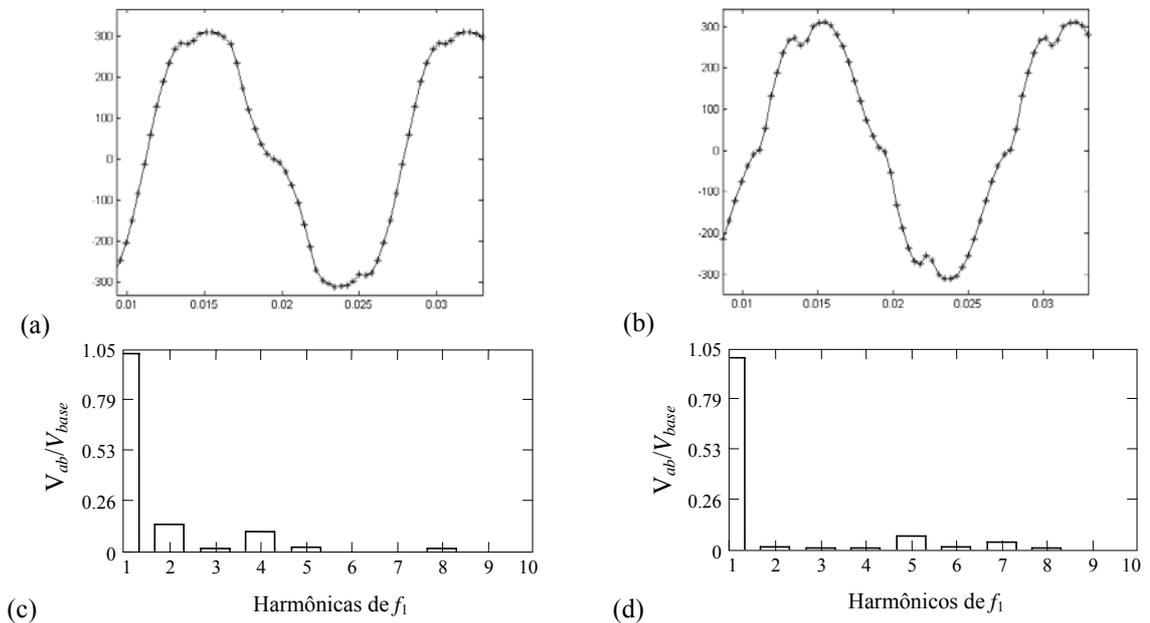


Figura 2.17 – Resultados de simulação. (a) e (b) mostram a tensão v_{ab} de linha amostrada para a seqüência de comutação 1 e 2, respectivamente; (c) e (d) mostram o espectro harmônico das tensões de linha para ambos os casos. O asterisco (*) indica a amostra da variável em questão. $L = 250\mu\text{H}$, $C = 60\mu\text{F}$. $m_s = 42$, $f_s = 2.5\text{kHz}$, $f_c = 1.3\text{kHz}$. $u_d = 0.7071$, $u_q = 0$.

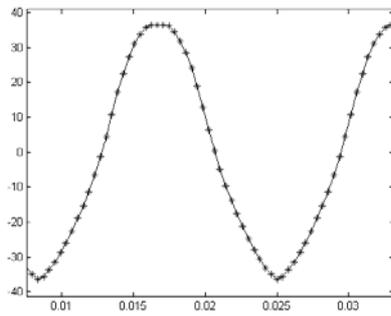
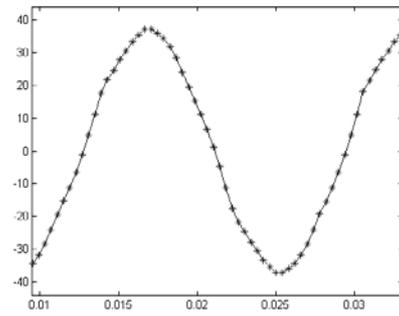
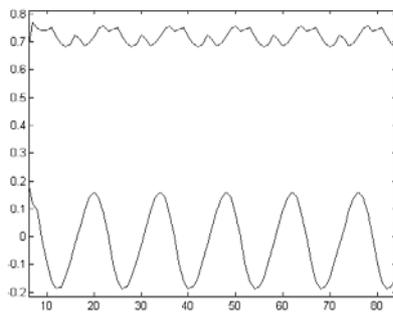
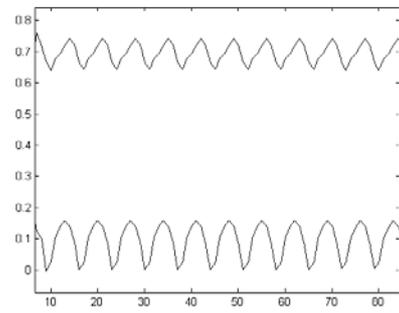
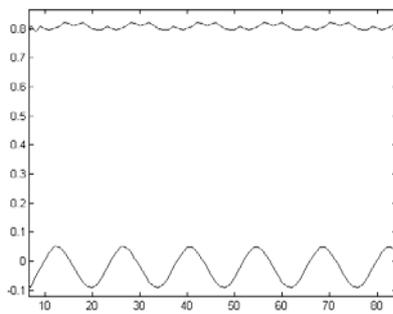
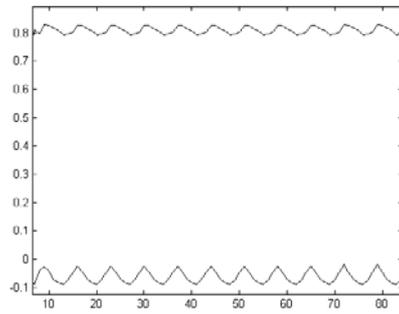
(a) – Corrente i_a amostrada(b) – Corrente i_a amostrada.(c) – Tensões em eixos síncronos dq .(d) – Tensões em eixos síncronos dq .(e) - Correntes em eixos síncronos dq .(f) - Correntes em eixos síncronos dq .

Figura 2.18 – Resultados de simulação. (a) e (b) mostram as formas de onda da corrente de linha i_a para a seqüência de comutação 1 e 2, respectivamente; (c) e (d) mostram as tensões em eixos síncronos dq e as figuras (e) e (f) apresentam as correntes em eixos síncronos dq , para ambos os casos. $L = 250\mu\text{H}$,

$$C = 60\mu\text{F}, m_s = 42, f_s = 2.5\text{kHz}, f_c = 1.3\text{kHz}, u_d = 0.7071, u_q = 0.$$

Visto então à indesejável presença de harmônicas de baixa ordem nas variáveis amostradas usadas para realimentação, devido à escolha dos instantes de amostragem, da seqüência de comutação e da relação entre a freqüência de comutação e a freqüência de corte do filtro, na próxima seção se propõem algumas soluções para reduzir as harmônicas nas variáveis de interesse.

2.5. Impacto da estratégia de amostragem

Nesta seção são consideradas duas possíveis soluções para reduzir as amplitudes dos harmônicos de baixa ordem nas variáveis amostradas. Sem perda de generalidade, considera-se que em todos os casos a análise realiza-se com os seguintes parâmetros: $L = 250\mu\text{H}$, $C = 60\mu\text{F}$, $f_c = 1.3\text{kHz}$, $f_s = 2.5\text{kHz}$, $u_d = 0.7071$ e $u_q = 0$.

Método A:

Neste método, a amostragem e a atualização da lei de controle são realizadas duas vezes em um período de comutação, como mostrado na Figura 2.19, isto é, a frequência de amostragem é $f_a = 5\text{kHz}$. Dessa forma consegue-se uma taxa de amostragem aceitável, mesmo com frequências de comutação baixas.

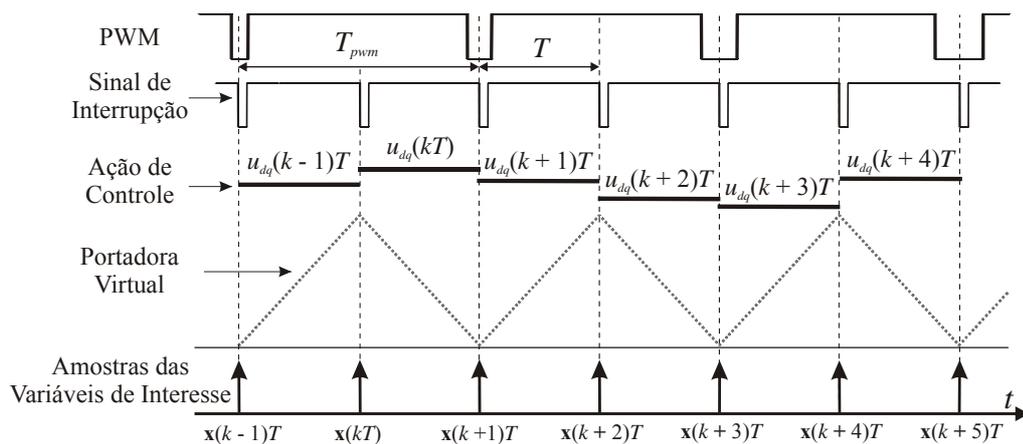


Figura 2.19 – Instantes de amostragem e atualização da lei de controle. *Método A*. $f_s = 2.5\text{kHz}$ e $f_a = 5\text{kHz}$.

A tensão de linha v_{ab} e a corrente no indutor i_a são mostradas na Figura 2.20 (a) e (b), respectivamente, nas quais também são mostradas as tensões PWM de fase produzidas pelo inversor. Observa-se que, no que dizem respeito às tensões de saída, as mesmas são amostradas nos picos das ondulações. Isso permite reduzir significativamente as harmônicas de baixa ordem nas variáveis amostradas que são utilizadas para o cálculo do controlador, como apresenta a Figura 2.21 (a) da tensão de saída amostrada v_{ab} , e demonstrado no espectro harmônico desta tensão na Figura 2.21 (b). No que diz respeito as

correntes nos indutores, o conteúdo harmônico da variável amostrada também se reduz com essa estratégia de amostragem, devido a que as correntes são amostradas próximas ao seu valor médio. Esse resultado pode-se apreciar na Figura 2.20(b). Isso permite obter correntes em eixos síncronos com reduzidas oscilações, como mostra a Figura 2.22(b).

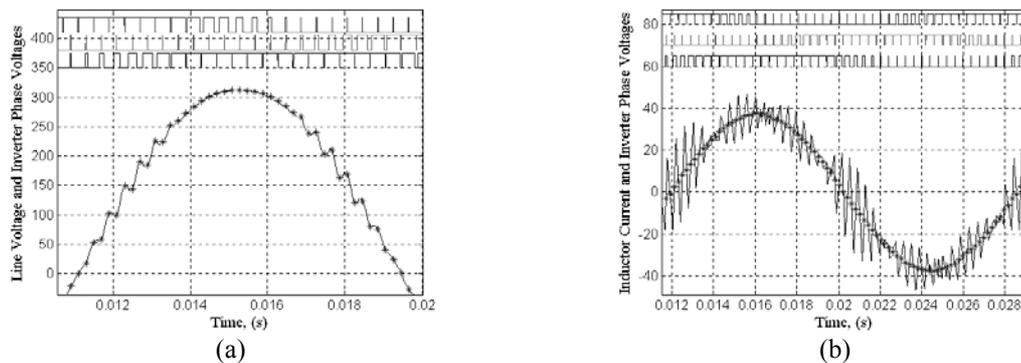


Figura 2.20 – Resultados e simulação. (a) Tensão de linha v_{ab} , e (b) corrente no indutor i_a junto com as tensões PWM de fase produzidas pelo inversor.

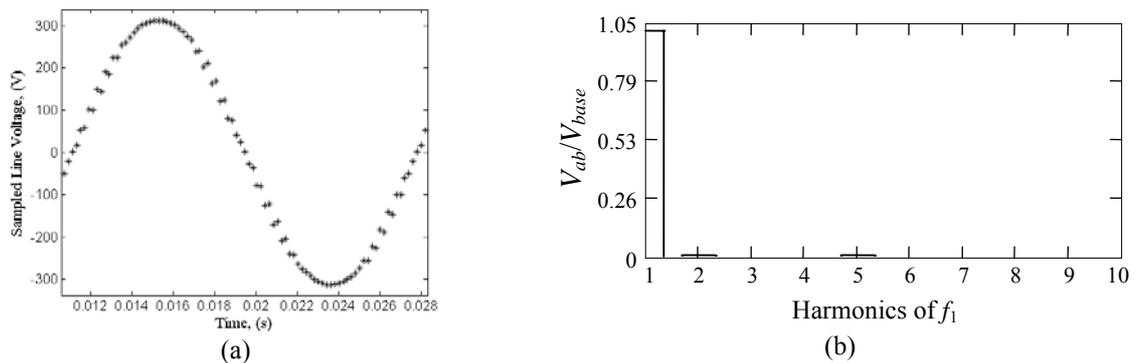


Figura 2.21 – Resultados e simulação. (a) Tensão de linha amostrada v_{ab} , (b) Espectro harmônico das tensões de saída amostradas.

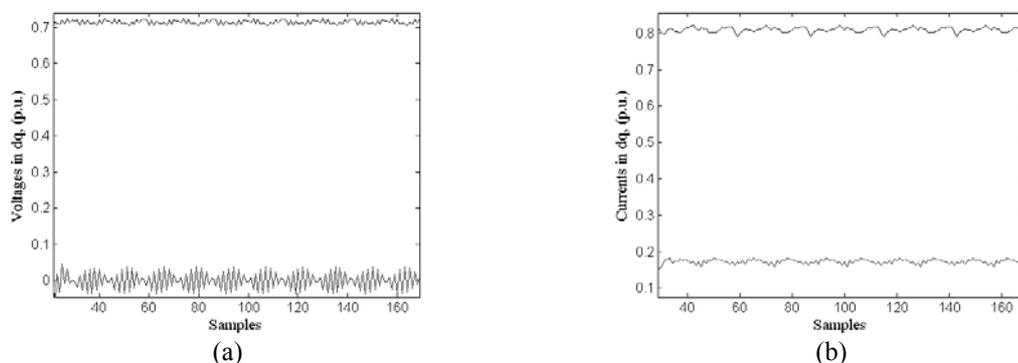


Figura 2.22 – Resultados de Simulação. (a) De cima para baixo: tensões em eixos síncronos v_d e v_q . (b) De forma similar: correntes em eixos síncronos i_d e i_q .

Por outro lado, a Figura 2.22(a) apresenta as tensões em eixos síncronos dq . Observa-se que as ondulações de baixa frequência ainda aparecem, mas as amplitudes são

reduzidas se comparadas com as resultantes do método de amostragem da Figura 2.10. Essas ondulações possuem uma frequência de 360Hz, isto é, 6° harmônica em dq , resultante da presença, embora pequena, da 5° e 7° harmônicas em eixos abc . Ainda, devido à estratégia de amostragem, aparecem oscilações de frequência elevada na metade da frequência de comutação as que podem ser filtradas digitalmente se for necessário.

Método B:

A partir dos resultados obtidos com o método anterior, surge então a proposta de outro método. Nesse método, a amostragem das variáveis de interesse é realizada duas vezes em um período de comutação, enquanto que a lei de controle é atualizada só uma vez por período de comutação, como mostrado na Figura 2.23. A média dos dois últimos valores amostrados se utiliza para realizar o cômputo da lei de controle.

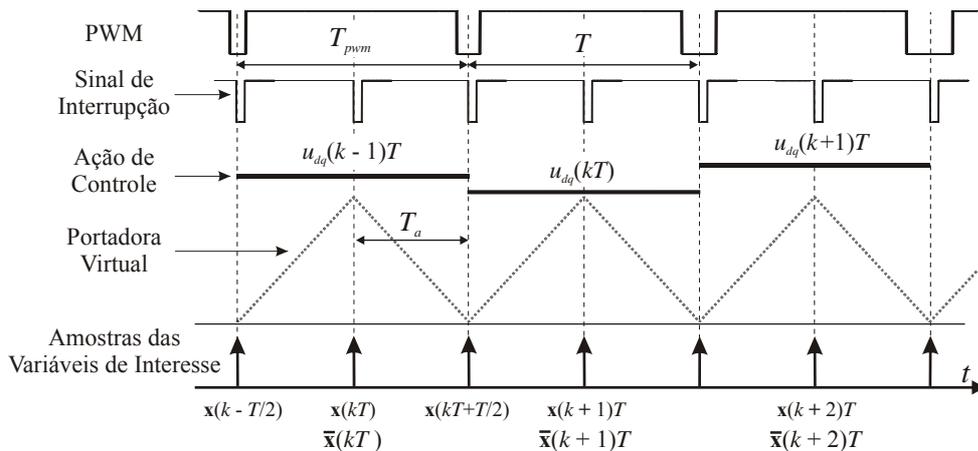


Figura 2.23 – Instantes de amostragem e atualização da lei de controle. *Método B*. $f_s = 2.5\text{kHz}$ e $f_a = 5\text{kHz}$.

A tensão de linha v_{ab} e a corrente no indutor i_a amostradas, resultantes deste método, são apresentadas na Figura 2.24 (a) e (b), respectivamente. Nessas figuras, o (*) representa a média das duas últimas amostras em um período de comutação. Na Figura 2.24 (c) e (d), mostram-se respectivamente a tensão de linha amostrada, utilizada para realimentação, e o espectro harmônico desta variável. É possível observar que, com essa proposta também se reduzem como esperado as harmônicas de baixa ordem. Além disso, nas variáveis associadas em eixos síncronos já não aparecem oscilações de

frequência elevada, como mostra a Figura 2.24 (e) e (f), para as tensões e correntes em dq . Isso contribui de forma significativa para melhorar o desempenho do sistema em malha fechada. Tem-se que ressaltar que as oscilações de baixa frequência, mesmo com amplitudes menores, ainda estão presentes nas variáveis em eixos síncronos, e as mesmas estão na frequência de 180Hz. Isto é, 3° harmônica em dq , resultante da presença, ainda que com valor reduzido, das 2° e 4° harmônicas em eixos abc .

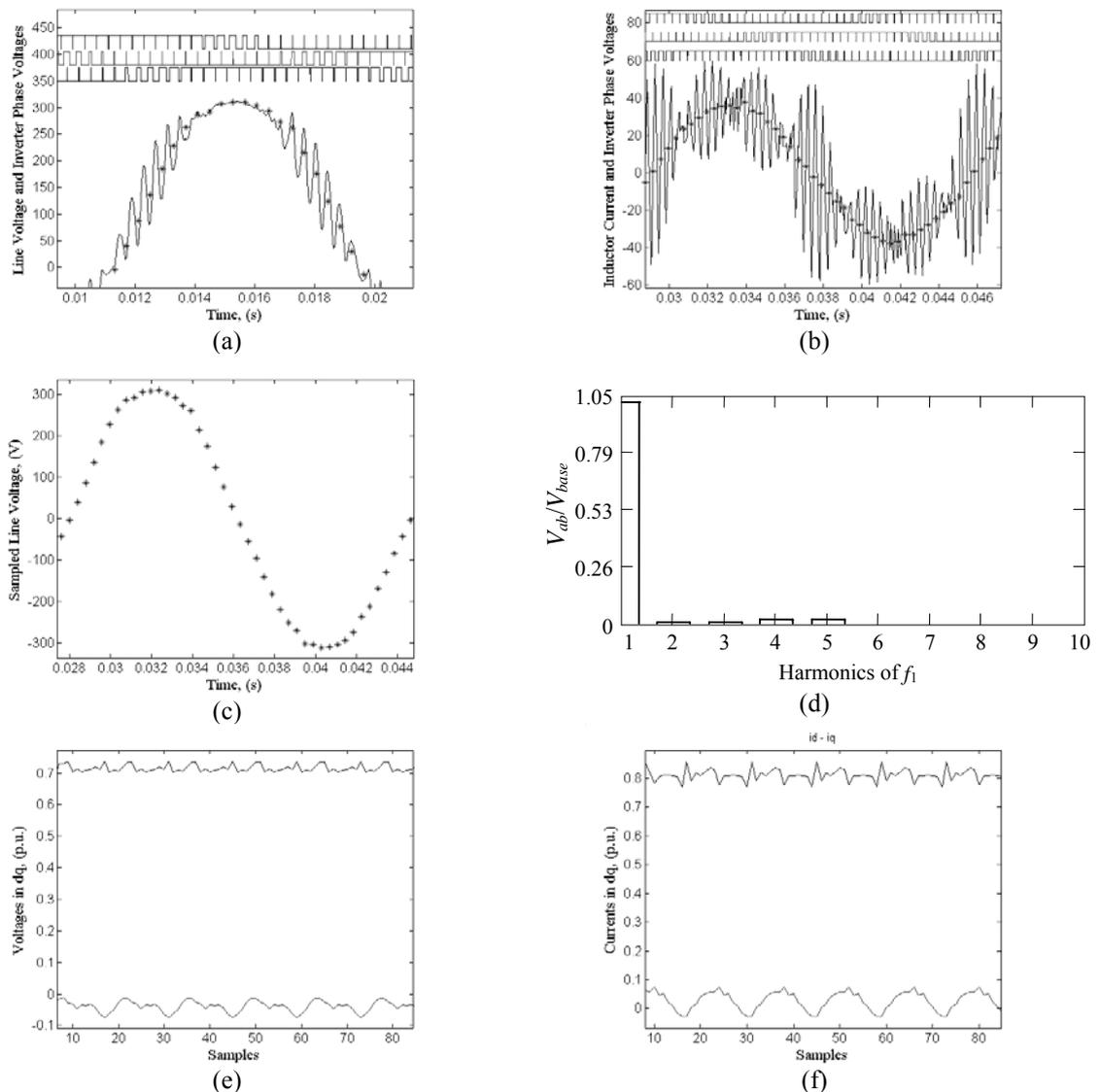


Figura 2.24 – Resultados de simulação. (a) Tensão de linha v_{ab} , (b) corrente no indutor i_a , (c) Tensão de linha amostrada v_{ab} , (d) Espectro harmônico de v_{ab} . Tensões (e) e correntes (f) em eixos síncronos dq .

De ambos os métodos acima apresentados podem obter-se as seguintes conclusões:

o Método A requer um esforço computacional maior do que o Método B, dado que a

amostra adicional no Método B não incrementa o tempo de processamento da CPU. Se comparado com o método convencional da Figura 2.10, ambos os métodos reduzem significativamente o conteúdo harmônico de baixa ordem. Ainda, o espectro harmônico das tensões de linha amostradas do Método A, Figura 2.21, é significativamente melhor com relação aos outros dois métodos. Observa-se também que as ondulações de corrente sobre o indutor se reduzem no Método A, Figura 2.20 (b), se comparado com os outros dois. É importante salientar que, mesmo que as variáveis em eixos síncronos dq possuem oscilações de baixa frequência em ambos os métodos, essas oscilações se reduzem significativamente se comparadas às resultantes do método convencional da Figura 2.10, e, portanto, é possível aprimorar o desempenho em malha fechada do inversor trifásico PWM. Finalmente, observa-se que o método convencional descrito na Figura 2.10 requer um esforço computacional menor do que os outros dois métodos, sendo mais adequado para frequências de comutação elevadas, já que nestes casos as ondulações de tensão e corrente são pequenas, e o conteúdo harmônico de baixa ordem devido à estratégia de amostragem pode ser considerado desprezível.

2.6. Sumário

No presente capítulo, foi proposto um modelo discreto não linear de grandes sinais para conversores trifásicos alimentados em tensão com modulação *space vector* em eixos síncronos dq . Esse modelo considera as ondulações sobre as variáveis de interesse, as quais podem se tornar importantes em conversores de média e potência elevada, onde a frequência de comutação é baixa para limitar as perdas. Ainda, através de uma investigação realizada, se analisou o impacto na escolha da seqüência de comutação, dos instantes de amostragem e da frequência de corte do filtro. Observou-se que, à medida que a frequência de comutação aumenta com relação à frequência de corte do filtro, o modelo

médio obtido a partir do modelo não linear de grandes sinais variante no tempo, converge para o modelo médio obtido através de um ZOH. Entretanto, se as hipóteses realizadas para o modelo médio obtido através de um ZOH são violadas, o modelo discreto não linear proposto deve ser considerado para descrever a relação entre as entradas e saídas do inversor trifásico com modulação *space vector* em coordenadas síncronas dq . Pode-se concluir que para relações da frequência de comutação à frequência de corte do filtro menores que 4, ($\frac{f_s}{f_c} \leq 4$), o modelo não linear de grandes sinais deveria ser utilizado para o projeto do controlador. Na investigação do modelo, observou-se que a seleção apropriada dos instantes de amostragem e seqüência de comutação pode reduzir os harmônicos de baixa ordem nas variáveis amostradas quando as frequências de corte do filtro se aproximam da frequência de comutação. Isso pode acontecer em casos em que se necessita reduzir o indutor para atender a demanda de correntes com elevadas di/dt , solicitadas por retificadores não controlados. Essa investigação resultou na proposta de dois métodos que permitem reduzir o conteúdo harmônico nas variáveis de interesse. Isto é, escolhendo-se adequadamente os instantes de amostragem e a seqüência de comutação, mesmo com frequências de comutação baixas e frequência de corte do filtro passa baixa próxima à frequência de comutação, é possível utilizar o modelo médio discreto linear. Isso se deve a que esses métodos aqui propostos permitem reduzir significativamente as ondulações sobre as variáveis de interesse e possibilitam obter uma taxa de amostragem adequada dessas variáveis, mesmo com frequências de comutação reduzida, as quais são as hipóteses necessárias para a solução da equação de espaço de estado LIT.

Salienta-se mais uma vez que os métodos propostos neste capítulo são essencialmente úteis quando for necessário realizar a realimentação dos estados da planta e, principalmente, em sistemas de média e elevada potência.

Capítulo 3

CONTROLADOR DISCRETO DE TENSÃO COM BASE NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO EM EIXOS ESTACIONÁRIOS $\alpha\beta$: UMA ABORDAGEM DE ENTRADA-SAÍDA

O presente capítulo apresenta o modelo do inversor trifásico, transformador ΔY , filtro e carga com modulação space vector. Dado que esse modelo resulta acoplado quando transformado para eixos estacionários $\alpha\beta$, uma transformação de desacoplamento é proposta. O problema da saturação do transformador, devido às componentes contínuas geradas na implementação digital é abordado, propondo-se um controlador discreto com base no Princípio do Modelo Interno. Esse controlador não apresenta cancelamento de pólo e zero, e, portanto não amplifica as componentes contínuas, as quais saturam o transformador e degradam o desempenho global do sistema. Uma redução da ordem do polinômio do modelo interno proposto permite aprimorar a resposta transitória às mudanças de referência das tensões de saída. Além disso, com essa modificação do modelo interno obtém-se um incremento da margem de estabilidade do sistema em malha fechada. Resultados experimentais obtidos num protótipo de laboratório e utilizando-se um DSP de ponto fixo e 16 bits, TMS320F241, são apresentados a fim de validar o controlador aqui proposto.

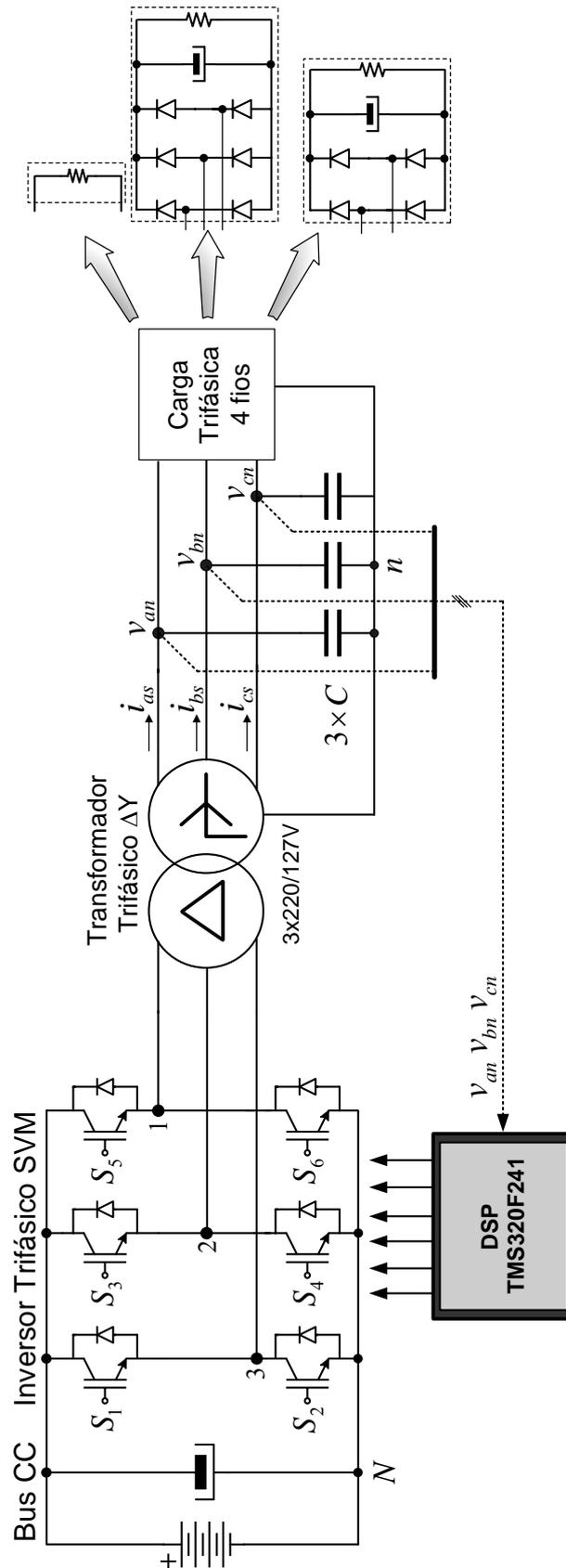


Figura 3.1 – Inversor trifásico a 3 fios, transformador ΔY, filtro e carga.

3.1. Modelo do Inversor, Transformador, Filtro e Carga.

O estágio de saída (inversor de tensão) da UPS trifásica de dupla conversão, abordado no presente trabalho, é apresentado na Figura 3.1. Esta configuração, formada de inversor, transformador, filtro e carga foram escolhidos porque ela possui algumas vantagens com relação à topologia convencional sem transformador, as quais já foram descritas no Capítulo 1 da Introdução.

3.1.1 Modelo em coordenadas estacionárias abc

Com o objetivo de escolher e projetar o controlador de tensão adequado para a operação em malha fechada do inversor trifásico com modulação SV, deve-se obter primeiro um modelo nominal que represente as dinâmicas do inversor trifásico, transformador, filtro e carga. Para tal fim, o circuito equivalente da Figura 3.2 pode ser utilizado.

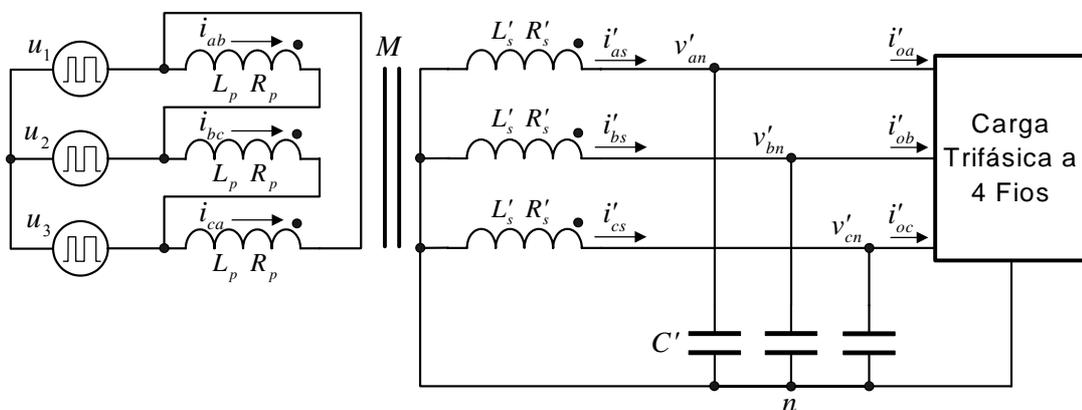


Figura 3.2 – Inversor PWM, transformador trifásico em conexão ΔY , filtro e carga.

Aplicando-se as leis de Kirchhoff das tensões ao circuito da Figura 3.2, podem ser obtidas as seguintes equações referidas ao lado primário do transformador:

$$\begin{aligned}
 u_{12} &= i_{ab} R_p + \dot{\lambda}_{ap} \\
 u_{23} &= i_{bc} R_p + \dot{\lambda}_{bp} \\
 u_{31} &= i_{ca} R_p + \dot{\lambda}_{cp}
 \end{aligned}
 \quad \text{onde} \quad
 \begin{cases}
 \lambda_{ap} = (L_p + M) i_{ab} - M i_{as} \\
 \lambda_{bp} = (L_p + M) i_{bc} - M i_{bs} \\
 \lambda_{cp} = (L_p + M) i_{ca} - M i_{cs}
 \end{cases}
 \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned}
v'_{an} &= -R'_s i'_{as} + \dot{\lambda}_{as} \\
v'_{bn} &= -R'_s i'_{bs} + \dot{\lambda}_{bs} \\
v'_{cn} &= -R'_s i'_{cs} + \dot{\lambda}_{cs}
\end{aligned}
\quad \text{onde} \quad
\begin{cases}
\lambda_{as} = (L'_s + M) i'_{as} - M i_{ab} \\
\lambda_{bs} = (L'_s + M) i'_{bs} - M i_{bc} \\
\lambda_{cs} = (L'_s + M) i'_{cs} - M i_{ca}
\end{cases}
\quad (3.2)$$

Na (3.2), λ representa os fluxos devido às indutâncias mútua e de dispersão e a letra “p” indica a derivada primeira com relação ao tempo. R_p e L_p são a resistência e a indutância de dispersão por fase, do enrolamento do primário, R'_s e L'_s são a resistência e a indutância de dispersão por fase, do enrolamento secundário, referidas ao primário e M é a indutância de acoplamento mútua entre os lados primário e secundário do transformador. Por outro lado, aplicando as leis de Kirchoff das correntes, as tensões de fase de saída estão relacionadas com as correntes de carga e as correntes nos capacitores, pelas seguintes equações:

$$\dot{v}'_{an} = \frac{1}{C'}(i'_{as} - i'_{oa}), \quad \dot{v}'_{bn} = \frac{1}{C'}(i'_{bs} - i'_{ob}), \quad \dot{v}'_{cn} = \frac{1}{C'}(i'_{cs} - i'_{oc}) \quad (3.3)$$

Note que as variáveis e parâmetros da planta do lado secundário do transformador, têm sido referidos para o lado primário através da relação de transformação.

Com as equações (3.1), (3.2) e (3.3), e escolhendo os estados do sistema como sendo, $\mathbf{x}_{abc} = [i'_{as} \ i'_{bs} \ i'_{cs} \ i_{ab} \ i_{bc} \ i_{ca} \ v'_{an} \ v'_{bn} \ v'_{cn}]^T$, e considerando que as tensões de linha do inversor sejam produzidas por um sistema de tensões de fase balanceado, $\mathbf{u}_{abc} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$, pode-se obter uma representação de estados da forma $\dot{\mathbf{x}}_{abc}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}_{abc}(t) + \mathbf{F} \mathbf{w}_{abc}(t)$ para o sistema da Figura 3.2, como segue:

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{x}}_{abc}(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{is1} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{ip1} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{vs1} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{is2} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{ip2} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{vs2} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} (1/C') & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{abc}(t) + \frac{1}{D} \begin{bmatrix} M & -M & 0 \\ 0 & M & -M \\ -M & 0 & M \\ L'_s + M & -(L'_s + M) & 0 \\ 0 & L'_s + M & -(L'_s + M) \\ -(L'_s + M) & 0 & L'_s + M \\ & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \end{bmatrix} \mathbf{u}_{abc}(t) + \\
&+ \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} (-1/C') \end{bmatrix} \mathbf{w}_{abc}(t)
\end{aligned} \quad (3.4)$$

Os coeficientes “ σ ” que aparecem na equação (3.4) são dados em (3.5), \mathbf{I} é a matriz identidade, e $\mathbf{w}_{abc} = [i'_{oa} \ i'_{ob} \ i'_{oc}]^T$ representa o vetor de distúrbio de carga.

$$\begin{aligned} \sigma_{is1} &= \frac{-R'_s(L_p + M)}{D}, \quad \sigma_{ip1} = \frac{-R_p M}{D}, \quad \sigma_{vs1} = \frac{-(L_p + M)}{D}, \quad \sigma_{is2} = \frac{-R'_s M}{D}, \\ \sigma_{ip2} &= \frac{-R_p(L'_s + M)}{D}, \quad \sigma_{vs2} = -\frac{M}{D}, \quad \text{e } D = L'_s L_p + M(L'_s + L_p). \end{aligned} \quad (3.5)$$

3.1.2 Modelo em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$

A seguir, representando a equação de espaço de estado (3.4) em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$ para obter um sistema desacoplado e transformar o problema de controle MIMO em um problema SISO, utilizando a transformação linear

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \text{ obtém-se o modelo de espaço de estado em (3.6).}$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{is1} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{ip1} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{vs1} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{is2} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{ip2} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{vs2} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} (1/C') & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \frac{1}{D} \begin{bmatrix} \frac{3}{2}M & -\frac{\sqrt{3}}{2}M & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}M & \frac{3}{2}M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}(L'_s + M) & -\frac{\sqrt{3}}{2}(L'_s + M) & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}(L'_s + M) & \frac{3}{2}(L'_s + M) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \end{bmatrix} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} (-1/C') \end{bmatrix} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

É possível observar que a matriz $\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}$ possui elementos que acoplam as variáveis dos eixos α e β . Esse acoplamento pode ser observado nas formas de onda experimentais mostradas na Figura 3.3, em eixos estacionários abc e $\alpha\beta$. Nesse ensaio, foi aplicada uma transição abrupta à zero na componente de referência de u_α . Observa-se que ambas as tensões v_α e v_β são afetadas.

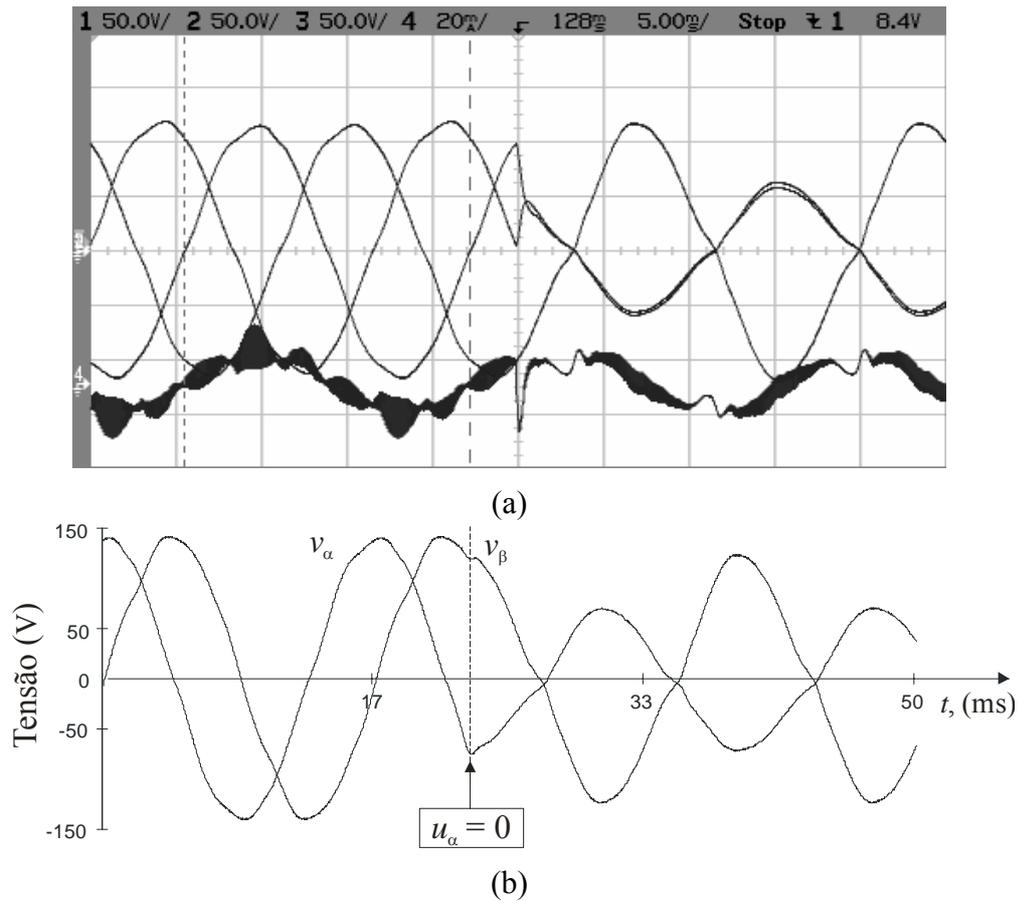


Figura 3.3 – Resultado experimental. Tensões de saída em coordenadas estacionárias abc e $\alpha\beta$, antes e depois da aplicação de uma transição abrupta a zero da referência do eixo α .

Na Figura 3.3 (a) apresentam-se as tensões de saída de fase v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e a corrente de linha no primário do transformador, enquanto (b) apresenta as tensões de saída v_{α} e v_{β} obtidas através da transformação das tensões da figura (a) para coordenadas $\alpha\beta$. Esse experimento realizou-se com o inversor, transformador e filtro, sem carga e um barramento de 200V.

Com o objetivo de eliminar o acoplamento presente nas tensões de saída em $\alpha\beta$ se propõe aqui a seguinte transformação sobre as variáveis de controle u_{α} e u_{β} :

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ -\frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha d} \\ u_{\beta d} \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Na equação (3.7), $u_{\alpha d}$ e $u_{\beta d}$ são as variáveis de controle desacopladas em eixos $\alpha\beta$. A transformação linear em (3.7) corresponde a uma rotação de 30° do sistema de coordenadas $\alpha\beta$, resultante dos 30° de defasagem entre as tensões de linha e de fase em um sistema trifásico. Como resultado, a equação de espaço de estado em eixos estacionários $\alpha\beta$ torna-se:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = & \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{is1} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{ip1} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{vs1} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{is2} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{ip2} & \mathbf{I}_{3 \times 3} \sigma_{vs2} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} (1/C') & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2} (M/D) & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} (L'_s + M)/D & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0 d}(t) + \\ & + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3} (-1/C') \end{bmatrix} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) \end{aligned} \quad (3.8)$$

A Figura 3.4 mostra o mesmo ensaio da Figura 3.3, mas utilizando-se a transformação de desacoplamento proposta. Observa-se que a tensão de saída v_α cai a zero junto com sua referência e a tensão v_β permanece praticamente sem alterações.

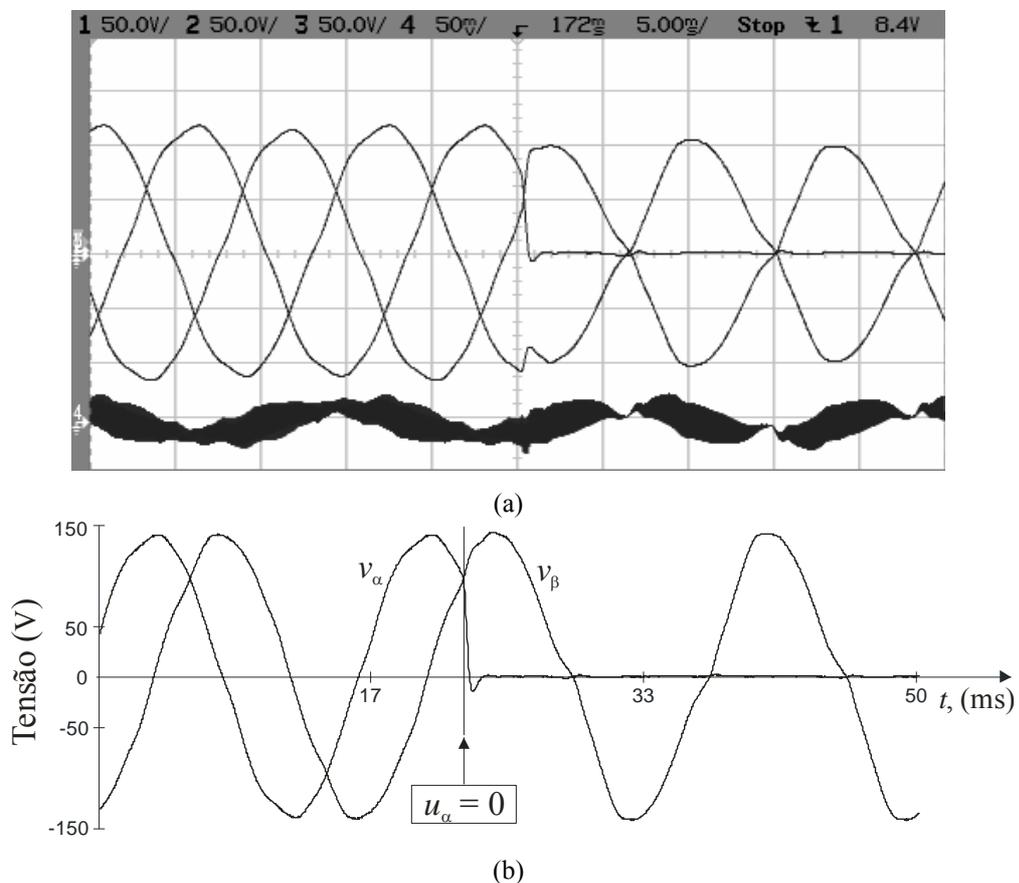


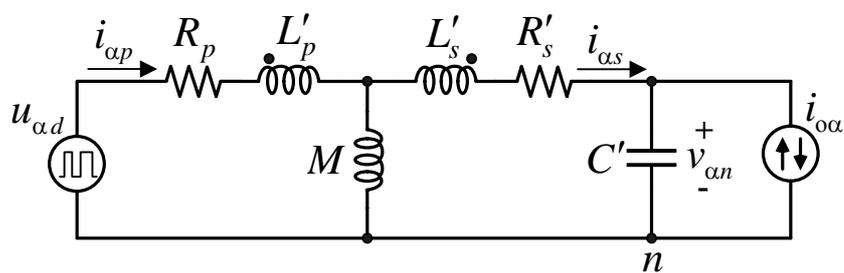
Figura 3.4 – Resultado experimental. Tensões de saída em coordenadas estacionárias abc e $\alpha\beta$, antes e depois da aplicação de uma transição abrupta a zero da referência do eixo α .

Na equação (3.8), os vetores de estado, entrada e distúrbio, são definidos na seguinte forma:

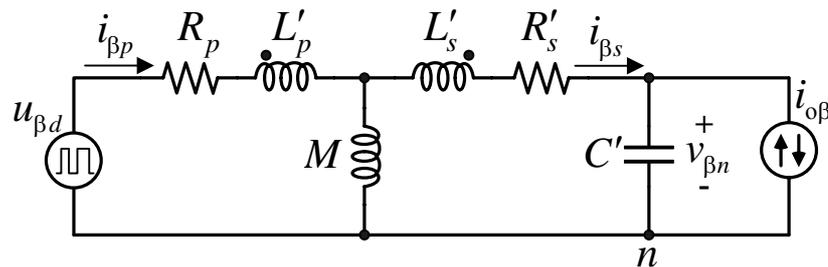
$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad i_{0s} \quad i_{\alpha p} \quad i_{\beta p} \quad i_{0p} \quad v_{\alpha n} \quad v_{\beta n} \quad v_{0n}]^T, \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0d} = [u_{\alpha d} \quad u_{\beta d} \quad u_{0d}]^T \text{ e} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{w}_{\alpha\beta 0} = [i_{o\alpha} \quad i_{o\beta} \quad i_{o0}]^T$$

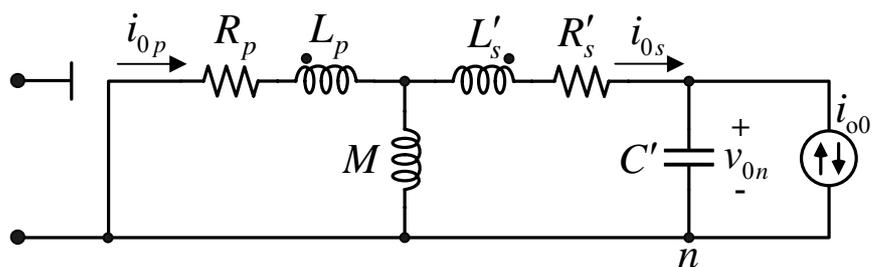
A partir da equação (3.8) é possível obter os circuitos elétricos equivalentes associados ao inversor, transformador, filtro e carga em $\alpha\beta 0$ como mostrado na Figura 3.5, (a), (b) e (c) respectivamente.



(a) - Circuito para o eixo α .



(b) - Circuito para o eixo β .



(c) - Circuito para o eixo 0.

Figura 3.5 – Circuitos equivalentes do inversor, transformador, filtro e carga em eixos estacionários $\alpha\beta 0$.

É importante notar que as tensões aplicadas pelo inversor trifásico não afetam o circuito de seqüência zero. Isto é, esse inversor não tem capacidade para controlar tensões de seqüência zero providas de cargas desequilibradas conectadas entre fase e neutro. Essa tensão de seqüência zero, quando referida ao lado primário do transformador, produz uma

corrente de seqüência zero que circula na conexão em triangulo, mas a corrente de seqüência zero não aparece nas correntes de linha à entrada do transformador, como representado no circuito de seqüência zero da Figura 3.5 (c). Conseqüentemente, minimizando a impedância de seqüência zero equivalente deste sistema é possível diminuir as distorções nas tensões de saída produzidas pelas tensões de seqüência zero.

3.1.3 Resposta em freqüência do transformador em eixos $\alpha\beta$

A fim de avaliar as dinâmicas do sistema com o transformador isolador na saída do inversor trifásico, é útil traçar a resposta em freqüência de magnitude e fase para uma ampla faixa de freqüência. Para o propósito, a função de transferência do inversor, transformador, filtro e carga do circuito da Figura 3.5(a) (ou b) no domínio da freqüência, é dada por:

$$G_p(s) = \frac{V_{\alpha\beta}(s)}{U_{\alpha\beta}(s)} = \frac{s}{a_0s^3 + a_1s^2 + a_2s + a_3}, \quad (3.10)$$

onde os coeficientes desta função de transferência são:

$$\begin{cases} a_0 = [R'_c C'(L'_s M + L_p M + L'_s L_p)] / M \\ a_1 = (L_p + L'_s) + [L'_s L_p + R'_c C'(L'_s R_p + R'_s L_p + R_p M + R'_s M)] / M \\ a_2 = R'_s + R'_c + R_p + (L'_s R_p + R'_s L_p + R'_c L_p + R'_s R_p R'_c C') / M \\ a_3 = R_p (R'_s + R'_c) / M \end{cases},$$

e R'_c é um resistor de carga considerado no lugar da fonte de corrente, referido ao primário do transformador. A Figura 3.6 apresenta a resposta em freqüência de $G_p(s)$, na qual se observa que nas freqüências baixas, o transformador se comporta apenas como um filtro passa altas, com um zero na origem do plano- s e um pólo sobre o eixo real negativo em $-R_{eq}/M$ com $R_{eq} = R_p (R'_s + R'_c) / (R_p + R'_s + R'_c)$. Como resultado, o transformador impossibilita a transferência de sinais CC para o secundário, devido a que a reatância apresentada pela indutância de magnetização M para a componente contínua é zero. Por

outro lado, nas altas frequências existe um par de pólos complexos que atenua a 40dB/década as componentes de alta frequência resultantes da modulação PWM.

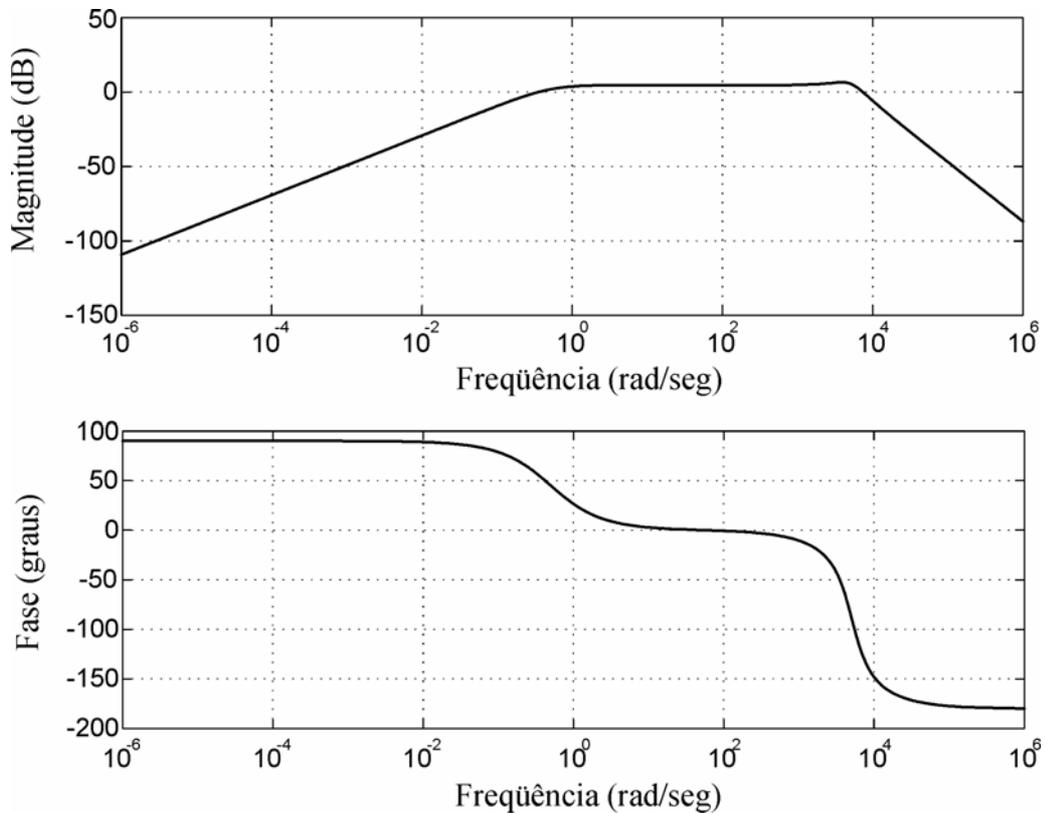


Figura 3.6 – Resposta em frequência de magnitude e fase do sistema da Figura 3.5 (a).

3.1.4 Modelo de tempo discreto em eixos estacionários $\alpha\beta$

Com o objetivo de obter um modelo de tempo discreto da planta em questão para o projeto do controlador, pode-se discretizar a equação (3.10) aplicando um amostrador retentor de ordem zero (ZOH), e logo após tomando a transformada \mathcal{Z} , resulta a seguinte função de transferência:

$$G_p(z) = \frac{(z-1)(z-a)}{z(z^3 - bz^2 - cz - d)}. \quad (3.11)$$

Seja um transformador e filtro com os parâmetros dados na Tabela 3.1, e considerando-se um resistor $R_c = 3\Omega$ e um período de discretização $T_s = 100\mu\text{s}$, os

coeficientes da função de transferência discreta da planta em (3.11) resultam: $a = 0,0234$; $b = 0,8844$; $c = 0,1075$; $d = 0.00726$.

Tabela 3.1 – Parâmetros do transformador trifásico e filtro. $V_p = 220\text{V}$, $V_s = 127\text{V}$,
Relação de transformação $K_t = 1,732$.

R_p	$0,1 \Omega$	L_p	$65 \mu\text{H}$
R'_s	$0,9 K_t^2 \Omega$	L'_s	$65 K_t^2 \mu\text{H}$
M	200 mH	C'	$60 / K_t^2 \mu\text{F}$

Na equação (3.11), foi introduzido um atraso adicional para considerar o tempo de processamento em uma implementação digital. A seguir, para poder propor um controlador de tensão apropriado para a planta descrita por (3.11), a próxima seção desenvolve o Princípio do Modelo Interno para sistemas de tempo discreto.

3.2. Princípio do Modelo Interno

3.2.1 Rastreamento Assintótico Robusto e Rejeição de Distúrbios

Considere o projeto de controle de um sistema SISO LIT no domínio de tempo discreto mostrado na Figura 3.7, para o qual a função de transferência da planta estritamente própria é dada por $G_p(z)$. O problema é projetar um compensador com uma função de transferência própria $G_c(z)$ de forma tal que o sistema realimentado resulte *assintoticamente estável* e satisfaça as seguintes especificações:

(i) *rastreamento assintótico*, ou seja, que a saída da planta $y(z)$ rastreie o sinal de referência $r(z)$, mesmo na presença de distúrbios e com variações paramétricas da planta, ou de outra forma, $\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = \lim_{k \rightarrow \infty} [r(k) - y(k)] = 0$,

(ii) *rejeição de distúrbio*, ou seja, que o efeito do distúrbio na saída da planta tenda para zero quando $k \rightarrow \infty$, isto é, $\lim_{k \rightarrow \infty} y_w(k) \rightarrow 0$, onde $y_w(k)$ é a saída do sistema em malha fechada devido à aplicação do distúrbio $w(k)$, com $r(k) \equiv 0$.

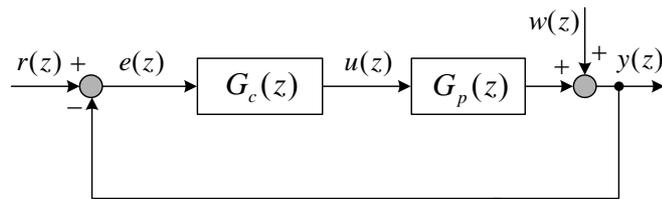


Figura 3.7 – Diagrama de blocos de um sistema de controle SISO

No sistema da Figura 3.7, as funções de transferência da planta e do compensador são definidas como $G_p(z) = N(z)/D(z)$ e $G_c(z) = N_c(z)/D_c(z)$ respectivamente, e assume-se que os polinômios $N(z)$ e $D(z)$ são coprimos, isto é, não possuem fatores comuns e, portanto, não existe cancelamento de pólos e zeros. Com relação aos sinais de referência e de distúrbio $r(t)$ e $w(t)$ assume-se que a transformada \mathcal{Z} destes sinais são dadas por $r(z) = N_r(z)/D_r(z)$ e $w(z) = N_w(z)/D_w(z)$, respectivamente, onde os polinômios $D_r(z)$ e $D_w(z)$ são conhecidos e os polinômios $N_r(z)$ e $N_w(z)$ são arbitrários, desde que $r(z)$ e $w(z)$ resultem próprios. Antes de enunciar o Teorema do Princípio do Modelo Interno para sistemas discretos, descreve-se o seguinte teorema para determinar a completa caracterização de sistemas SISO discretos.

Teorema 1: Considere dois sistemas discretos SISO S_1 e S_2 , os quais estão completamente caracterizados por suas funções de transferência amostradas racionais próprias $G_1(z)$ e $G_2(z)$.

1. A conexão paralela de S_1 e S_2 está completamente caracterizada por $G(z) = G_1(z) + G_2(z)$ se e somente se $G_1(z)$ e $G_2(z)$ não possuem nenhum pólo em comum.
2. A conexão série de S_1 e S_2 está completamente caracterizada por $G(z) = G_1(z)G_2(z)$ se e somente se não existe cancelamento de pólo e zero entre $G_1(z)$ e $G_2(z)$.

Prova:

1. Se G_1 e G_2 possuem como mínimo um pólo em comum, então $\delta G < \delta G_1 + \delta G_2$, onde δ é o grau da função de transferência. Seja $G_i = N_i / D_i$, para $i = 1, 2$; onde os polinômios N_i e D_i são coprimos. Então, $G = G_1 + G_2 = \frac{N_1 D_2 + N_2 D_1}{D_1 D_2}$.

Pode-se demonstrar agora por contradição, que se $G_1(z)$ e $G_2(z)$ não possuem nenhum pólo em comum, então $\delta G = \delta G_1 + \delta G_2$. Suponha que $\delta G < \delta G_1 + \delta G_2$; então existe pelo menos um fator comum entre $N_1 D_2 + N_2 D_1$ e $D_1 D_2$. Se existe um fator comum, digamos, entre $N_1 D_2 + N_2 D_1$ e D_1 , então a hipótese de que não existe nenhum fator comum entre D_1 e D_2 implica que existe um fator comum entre N_1 e D_1 . Isto contradiz a hipótese de que G_1 é irreduzível, isto é, N_i e D_i não são coprimos. Portanto, conclui-se que se G_1 e G_2 não possuem pólos em comum, então $G(z) = G_1(z) + G_2(z)$ caracteriza completamente a conexão em paralelo de S_1 e S_2 .

2. A prova desta parte é óbvia e se omite.

QED.

Teorema 2: Considere-se o sistema da Figura 3.8 onde a planta está completamente caracterizada por sua função de transferência $G_p(z) = N(z)/D(z)$ estritamente própria. Seja $\phi(z)$ o mínimo denominador comum dos pólos instáveis de $r(z)$ e $w(z)$. Se nenhuma raiz de $\phi(z)$ é um zero de $G_p(z)$, então existe um compensador com uma função de transferência própria, tal que o sistema realimentado é assintoticamente estável e satisfaz às especificações de rastreamento assintótico e rejeição de distúrbios, mesmo com variações paramétricas da planta.

Prova: Considerando que a conexão paralela de $G_c(z)$ com a função de transferência

$$G_{mi}(z) = N_{mi}(z)/\phi(z) \text{ está completamente caracterizada por } \hat{G}_c(z) = G_c(z) + \frac{N_{mi}(z)}{\phi(z)}$$

(Teorema 1), e se nenhuma raiz de $\phi(z)$ é um zero de $G_p(z)$, a conexão em série da planta com $\hat{G}_c(z)$ é controlável e observável, (Teorema 1). Conseqüentemente os polinômios $N(z)$ e $D(z)\phi(z)$ são coprimos. Portanto, existe um compensador $\hat{G}_c(z)$, tal que o sistema em malha fechada, mostrado na Figura 3.8, é *assintoticamente estável* ou *equivalentemente,*

$D_f(z) \triangleq D_c(z)D(z)\phi(z) + N_c(z)N(z)\phi(z) + N_{mi}(z)N(z)D_c(z)$ é um polinômio *Schur*: isto é, todas as raízes do polinômio se encontram dentro do círculo unitário. Pode-se afirmar então, que o sistema de malha fechada da Figura 3.8, com o compensador proposto, dado por $\hat{G}_c(z) = \frac{N_c(z)\phi(z) + N_{mi}D_c(z)}{D_c(z)\phi(z)}$, consegue *rastreamento assintótico da referência e rejeição de distúrbios*.

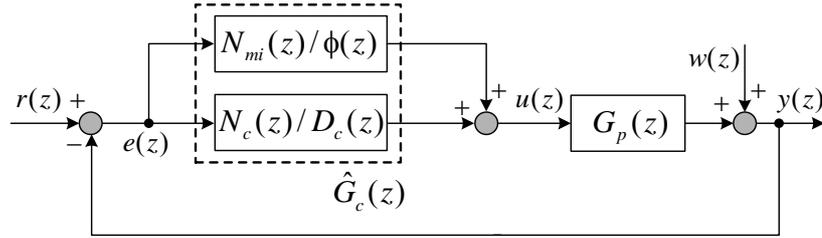


Figura 3.8 – Diagrama de blocos da planta incluindo o precompensador $G_c(z)$ e o modelo interno $\phi(z)$.

Considere-se em primeiro lugar o efeito do distúrbio sobre a saída da planta quando $r(k) \equiv 0$, isto é,

$$y_w(z) = -e_w(z) = \frac{D(z)D_c(z)N_w(z)}{D_c(z)D(z)\phi(z) + N_c(z)N(z)\phi(z) + N_{mi}(z)N(z)D_c(z)} \frac{\phi(z)}{D_w(z)} \quad (3.12)$$

Observando-se (3.12), se todas as raízes instáveis de $D_w(z)$ são canceladas por $\phi(z)$, então todos os pólos de $y_w(z)$ se encontram dentro do círculo unitário. Portanto, tem-se que $y_w(k) \rightarrow 0$ quando $k \rightarrow \infty$. Note-se que, embora $w(k)$ não vai para zero quando $k \rightarrow \infty$, o efeito deste na saída $y(k)$ se reduz quando $k \rightarrow \infty$.

Seja agora $y_r(k)$ a saída excitada exclusivamente por $r(k)$. Tem-se:

$$r(z) - y_r(z) = \frac{D(z)D_c(z)N_r(z)}{D_c(z)D(z)\phi(z) + N_c(z)N(z)\phi(z) + N_{mi}(z)N(z)D_c(z)} \frac{\phi(z)}{D_r(z)} \quad (3.13)$$

De forma similar, em (3.13), as raízes instáveis de $D_r(z)$ são canceladas por $\phi(z)$. Portanto, todos os pólos de $r(z) - y_r(z)$ se encontram dentro do círculo unitário, enquanto $r(k) - y_r(k) \rightarrow 0$ quando $k \rightarrow \infty$. Devido à linearidade, tem-se que $y(k) = y_w(k) + y_r(k)$ e $e(k) = r(k) - y(k) \rightarrow 0$ para $k \rightarrow \infty$.

Isto prova o teorema.

QED.

Por conseguinte, deste teorema deriva-se o procedimento de projeto que consiste de duas etapas:

a) A introdução de $1/\phi(z)$, (um modelo dos sinais de referência e do distúrbio) dentro da malha, e

b) a estabilização do sistema realimentado pela introdução do compensador $G_c(z)$.

A duplicação da dinâmica do distúrbio e da referência dentro da malha por $1/\phi(z)$ é usualmente chamado de “*Princípio do Modelo Interno*” [35], [74].

Discussões:

- Das equações (3.12) e (3.13) se observa que a rejeição de distúrbio e o rastreamento assintótico da referência são possíveis pelo cancelamento exato dos modos instáveis dos sinais de referência e do distúrbio. Isso se realiza através da duplicação daqueles modos mediante o modelo interno $\phi(z)$, o qual aparece como numerador das funções de transferência de “ $r(z)$ ” para “ $e(z)$ ” e de “ $w(z)$ ” para “ $y(z)$ ”. Em outras palavras, a introdução do modelo interno se traduz na determinação do polinômio requerido para cancelar os modos indesejáveis.
- Observa-se também que, mesmo que os parâmetros de $N(z)$, $D(z)$, $N_c(z)$ e $D_c(z)$ mudem, enquanto que o sistema em malha fechada se mantém BIBO[†] estável, e as raízes instáveis de $D_r(z)$ e $D_w(z)$ são canceladas por $\phi(z)$, o sistema conseguirá rastrear assintoticamente a referência e rejeitar os distúrbios. Entretanto, perturbações paramétricas são permitidas, desde que todas as raízes de $D_f(z)$ se encontrem dentro do círculo unitário. [Note-se que perturbações paramétricas de $\phi(z)$ não são permitidas].

[†] Um sistema SISO discreto é dito ser *BIBO* (*bounded-input bounded-output*) estável se cada seqüência de entrada limitada resulta em uma seqüência de saída limitada. Uma seqüência de entrada $u(k)$ é dita ser *limitada* se $u(k)$ não cresce para $+\infty$ ou para $-\infty$, ou existe uma constante u_m , tal que $|u(k)| \leq u_m < \infty$ para $k = 0, 1, 2, \dots$ [68].

- É importante enfatizar que a condição exposta no Teorema 2, segundo a qual nenhuma raiz de $\phi(z)$ deve ser um zero de $G_p(z)$, é *necessária* para o exato cancelamento dos modos instáveis da referência e do distúrbio. Se essa condição não for satisfeita, a raiz cancelada de $\phi(z)$ se torna um modo oculto, o qual não será compensado; portanto, o projeto não atenderá adequadamente os requerimentos de rastreamento assintótico e rejeição de distúrbio [37],[39].

Com base no princípio do modelo interno aqui desenvolvido, a próxima seção apresenta o impacto da parcela $(z - 1)$ do modelo da planta discreta (3.11) na escolha da estrutura de controle.

3.3. Problema de cancelamento de pólo e zero entre a planta e o controlador

Com base nos fundamentos do *Princípio do Modelo Interno* apresentado na seção anterior, nesta seção será abordado o problema de controle levando em conta as dinâmicas introduzidas pelo transformador trifásico ΔY , isto é, o impacto da parcela $(z - 1)$ do modelo discreto obtido em (3.11) na escolha da estrutura de controle.

Os controladores baseados na estrutura do repetitivo convencional [39]-[40], cujo mapa de pólos e zeros se mostra na Figura 3.22, quando aplicados à planta descrita por (3.11), como descrito no Capítulo 1, apresentam um cancelamento de pólo e zero em $z = 1$ em eixos estacionários. Isto faz com que as componentes contínuas residuais oriundas da implementação digital, possam ser amplificadas pelo controlador repetitivo, o que pode levar à saturação do transformador isolador. É importante lembrar que na configuração da Figura 3.1, a componente contínua não pode ser controlada, dado que a medida das tensões é efetuada a partir do secundário do transformador para compensar as quedas de tensão deste último.

Para ratificar as afirmações efetuadas acima, o controlador repetitivo convencional, [39] mais um compensador convencional para estabilizar a planta foi implementado no sistema da Figura 3.1, e os resultados experimentais são apresentados na Figura 3.9 e na Figura 3.10. Observa-se que as tensões de fase de saída v_{an} , v_{bn} e v_{cn} assumem os níveis desejados após a entrada do controlador repetitivo no instante de tempo t_1 , como mostrado na Figura 3.9. Entretanto, é possível notar na Figura 3.10, que as correntes de linha no lado primário do transformador começam a aumentar no sentido positivo ou negativo segundo for o sinal da componente contínua que atua na planta, assim que o controlador repetitivo é introduzido na malha de controle. Isto leva finalmente à saturação do transformador isolador de saída. Estas correntes aumentam até a atuação da proteção por sobrecarga do inversor.

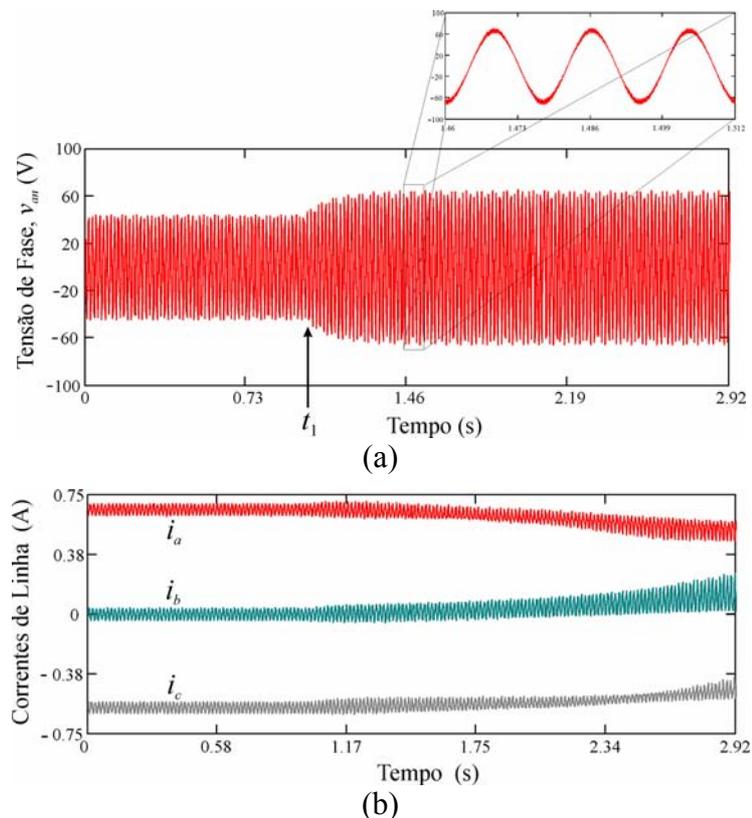


Figura 3.9 – Resultado Experimental. (a) Tensão de fase v_{an} no secundário do transformador. Ampliação da forma de onda da tensão no secundário do transformador quando regulada pelo controlador repetitivo a partir de t_1 . (b) Correntes de linha i_a , i_b e i_c no primário do transformador.

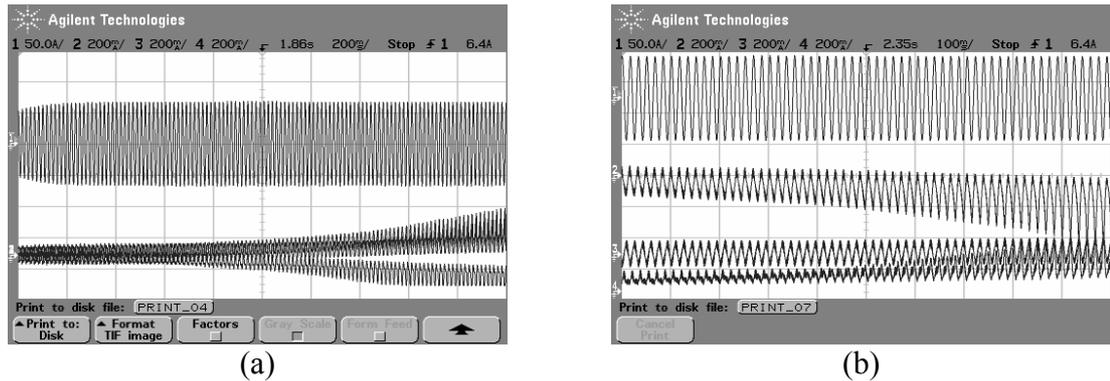


Figura 3.10 – Resultado Experimental. Tensão de fase v_a no secundário do transformador e corrente de linha i_a , i_b e i_c no primário do transformador. Escala Vertical: 50 V/div para tensão 2 A/div para corrente. (a) Escala Horizontal: 200ms/div e (b) Escala Horizontal: 100ms/div.

Com o objetivo de se obter uma solução para o problema do cancelamento de pólo e zero, um controlador em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ com um modelo interno adequado ao sistema apresentado na Figura 3.1, é proposto nesta tese. Para tal fim, nas seguintes subseções será realizada uma revisão dos principais trabalhos da literatura com relação às diferentes formas de implementar o modelo interno $\phi(z)$.

3.4. Diferentes formas de implementar o modelo interno $\phi(z)$

3.4.1 Gerador de Sinais Periódicos

Para o caso específico de controle do inversor trifásico para aplicações em UPS, apresenta-se o problema de rastreamento assintótico de sinais senoidais (em eixos estacionários abc ou $\alpha\beta$) os quais são os sinais desejados das tensões de saída. Por outro lado, grande parte das cargas conectadas na saída do inversor está formada por retificadores não controlados (trifásicos ou monofásicos), os quais drenam uma corrente com elevado conteúdo harmônico, que pode ser representada por um distúrbio $w(k)$, o qual é periódico na mesma frequência do sinal de referência. Assim, para conseguir o cancelamento exato dos modos instáveis dos sinais de referência e de distúrbio fazendo com que o erro convirja assintoticamente para zero, o modelo interno em questão pode ser

representado por um gerador de sinais periódicos. No domínio de tempo discreto, um sinal periódico de período $T = NT_s$ pode ser gerado por uma sucessão de atrasos com realimentação positiva [39], como mostra a Figura 3.11, onde o período T do sinal periódico é um número inteiro N de amostras do período de amostragem T_s . Para a aplicação em questão, T é o período fundamental da referência, considerado constante. O gerador periódico discreto é descrito pela equação (3.14), onde $e_0(z)$ representa a transformada z da primeira seqüência periódica de $e(z)$, $e_0(k) = \{e(0), e(1), \dots, e(N-1)\}$, e z^{-N} é definido em (3.14). Em resumo, o gerador de sinais periódicos, da Figura 3.11, possui N pólos ao longo do círculo unitário nas freqüências dos modos da referência que se deseja rastrear e dos distúrbios periódicos que desejam ser rejeitados; como mostram as figuras 3.12 e 3.13 para N par e N ímpar. Essa é a base da ação repetitiva discreta [39]-[40]. Alternativamente, segundo o Princípio do Modelo Interno, $\phi(z) = z^N - 1$. Note-se que a inclusão dos modos dos sinais de referência e distúrbios na malha de controle faz com que o ganho do controlador seja ∞ para as repetitivas freqüências [40].

Uma visão geral sobre o gerador de sinais periódicos, bem como a justificativa matemática da equação (3.14) para sistemas contínuos e discretos, é abordada em [66].

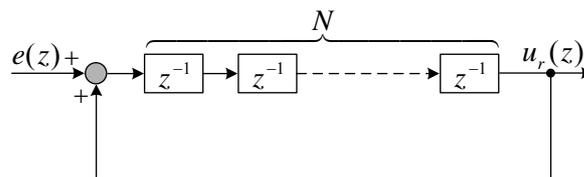


Figura 3.11 – Gerador de sinais periódicos discreto.

$$\begin{aligned}
 u_r(z) &= \frac{z^{-N}}{1 - z^{-N}} e_0(z) = \frac{1}{z^N - 1} e_0(z) \\
 e_0(z) &= e(0) + e(1)z^{-1} + \dots + e(N-1)z^{-(N-1)}
 \end{aligned}
 \quad \left\{ \begin{array}{l} z^{-N} = e^{-j2\pi i/N}, \quad i = 1, 2, \dots, M. \\ M = \frac{N}{2} \text{ para } N \text{ par, e} \\ M = \frac{N-1}{2} \text{ para } N \text{ ímpar.} \end{array} \right. \quad (3.14)$$

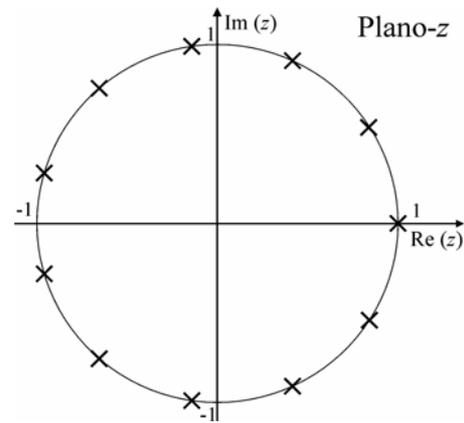
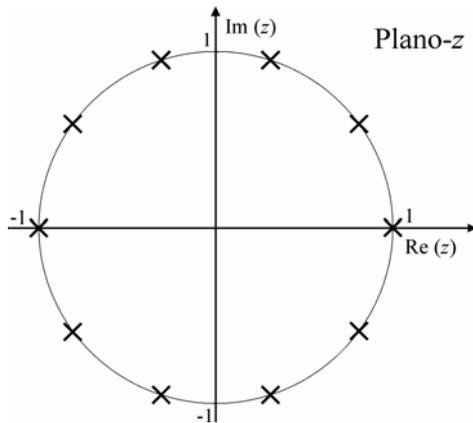


Figura 3.12 – Mapa de pólos e zeros de (3.14) $N = 10$ Figura 3.13 – Mapa de pólos e zeros de (3.14) $N = 11$

3.4.2 Controlador *Plug-in* Repetitivo

Nesta subseção será abordado o controlador *plug-in* repetitivo [39] que utiliza o gerador de sinais periódicos para obter rastreamento assintótico da referência e rejeição de distúrbios periódicos.

Considere-se a planta pré-compensada da Figura 3.7, cuja função de transferência de malha fechada é dada por:

$$G_s(z) = \frac{G_c(z)G_p(z)}{1 + G_c(z)G_p(z)}, \quad (3.15)$$

ou reescrita em uma forma compacta,

$$G_s(z) = \frac{z^{-d}N_s(z^{-1})}{D_s(z^{-1})}, \quad (3.16)$$

onde $G_s(z)$ é estável, isto é, todas as raízes de $D_s(z^{-1}) = 0$, se encontram dentro do círculo unitário, ou equivalentemente $D_s(z^{-1})$ é um polinômio *Schur*; enquanto “ d ” representa um número conhecido de atrasos da planta.

Segundo o Teorema 2, um modelo interno $\phi(z)$ com os modos da referência e do distúrbio deve ser incluído no laço de realimentação, para que o sistema da Figura 3.7 atenda as especificações de rastreamento assintótico e rejeição de distúrbios. Para o caso em questão, o controlador repetitivo pode ser agregado (*plug-in*) à planta previamente

estabilizada por um compensador convencional $G_c(z)$ [39]. A estrutura do controlador *plug-in* repetitivo é apresentada na Figura 3.14.

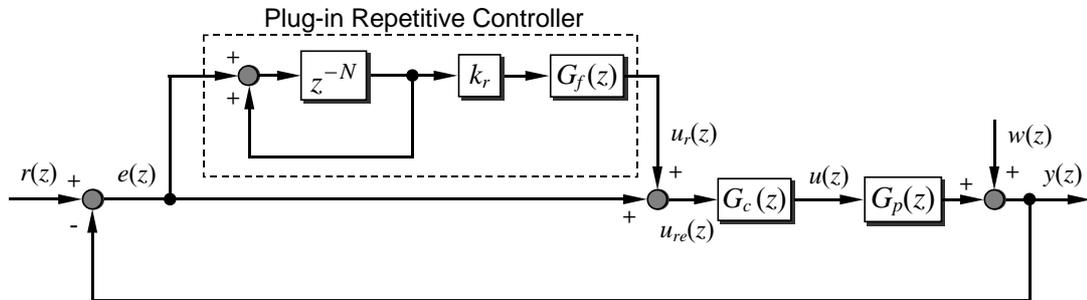


Figura 3.14 – Sistema SISO precompensado com controlador *Plug-in* Repetitivo

A função de transferência do controlador *plug-in* repetitivo da Figura 3.14, é

$$G_r(z) = \frac{k_r z^{-N_1}}{1 - z^{-N}} G_f(z) = \frac{k_r z^{N_2}}{z^N - 1} G_f(z) \quad N_1, N_2 > 0 \quad \text{e} \quad N_1 + N_2 = N \quad (3.17)$$

onde, k_r é o ganho do controlador repetitivo e $G_f(z)$, é um filtro de fase nula, que colocado entre o sistema e o gerador de sinais repetitivo, simplifica extremamente o projeto e a análise de estabilidade deste controlador [38],[39]. Basicamente, a introdução do filtro $G_f(z)$ permite um cancelamento de todos os pólos de malha fechada e zeros canceláveis de (3.16). Essas raízes permanecem como pólos ocultos de malha fechada, os quais representam modos estáveis e não aparecem na saída. De fato, $N_s(z^{-1})$ em (3.16), pode ser fatorado como $N_s(z^{-1}) = N_s^+(z^{-1})N_s^-(z^{-1})$, onde N_s^+ e N_s^- são as partes canceláveis e não canceláveis de N_s . A característica típica desse filtro é mostrada na Figura 3.15. Assim, $G_f(z)$ é definido como sendo,

$$G_f(z) = \frac{z^{-n_u} D_s(z^{-1}) N_s^-(z)}{N_s^+(z^{-1}) b}, \quad (3.18)$$

onde $N_s^-(z)$ é obtido substituindo cada z^{-1} em $N_s^-(z^{-1})$ por z , z^{-n_u} permite que o filtro possa ser implementado, sendo n_u a ordem de $N_s^-(z^{-1})$, isto é, o número de zeros não

canceláveis, e $b \geq \max_{\omega \in [0, \pi]} |N_s^-(e^{-j\omega})|^2$ é um escalar o qual define a rapidez da taxa de convergência do erro. Em [39] encontra-se uma descrição para a escolha de “ b ”.

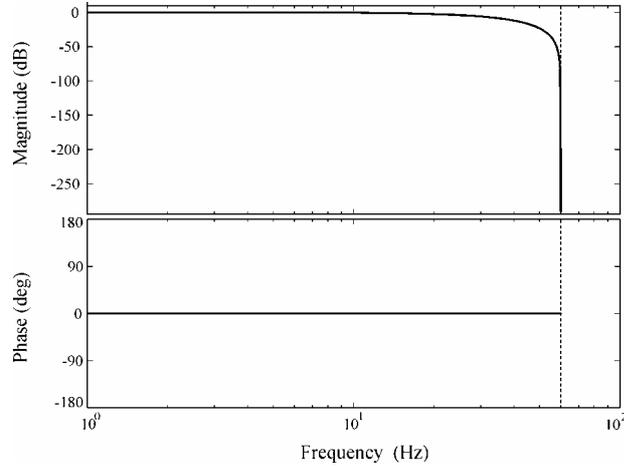


Figura 3.15 – Resposta em frequência do filtro de fase nula $G_f(z)$

Rastreamento assintótico. O erro $e(k)$ do sistema da Figura 3.14 converge assintoticamente para zero desde que a função de transferência do sistema pré-compensado $G_s(z)$, seja assintoticamente estável e $N_s(z^{-1})$ e $1 - z^{-N}$ sejam coprimos.

Estabilidade assintótica. O sistema da Figura 3.14 com o controle *plug-in* repetitivo definido pelas equações (3.17) e (3.18), é assintoticamente estável para $0 < k_r < 2$, se $N_s(z^{-1})$ e $1 - z^{-N}$ são coprimos.

A seguir verifica-se a margem de estabilidade do sistema com a introdução do controlador repetitivo para a faixa especificada de valores do ganho k_r .

A função de transferência do erro para a entrada, do sistema da Figura 3.14, é dada por,

$$\frac{e(z)}{r(z) - w(z)} = \frac{z^N - 1}{1 + G_c(z)G_p(z)} \cdot \frac{1}{[z^N - 1 + k_r z^{N_2} G_f(z)G_s(z)]}, \quad (3.19)$$

por outro lado, $G_f(z)G_s(z) = z^{-n_u} z^{-d} \frac{N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})}{b} = z^{-N_2} \frac{N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})}{b}$. Substituindo-

se a última expressão, em (3.19), e fatorando z^N no denominador tem-se,

$$\frac{e(z)}{r(z) - w(z)} = \frac{1 - z^{-N}}{1 + G_c(z)G_p(z)} \cdot \frac{1}{\left[1 - z^{-N} + z^{-N} k_r \frac{N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})}{b} \right]}. \quad (3.20)$$

Da equação (3.20) resulta a seguinte análise:

1) As raízes de $1 + G_c(z)G_p(z) = 0$ estão dentro do círculo unitário, dado que

$G_s(z)$ é assintoticamente estável;

2) O termo entre colchetes do segundo fator de (3.20) deve ser analisado para definir a estabilidade assintótica do sistema com o controlador repetitivo. Então, fatorando z^{-N} , o termo entre colchetes pode ser reescrito da seguinte forma:

$$z^{-N} \left[1 - k_r \frac{N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})}{b} \right] = 1 \quad (3.21)$$

A equação característica (3.21) pode ser considerada como provindo do sistema realimentado mostrado na Figura 3.16. Traçando-se então o diagrama de Nyquist da função de transferência de malha aberta do sistema da Figura 3.16, o número de contornos, em torno ao ponto $-1+j0$, é igual a zero para $0 < k_r < 2$. Portanto, a estabilidade assintótica do sistema da Figura 3.14 com o controlador *plug-in* repetitivo é garantida. Os diagramas de Nyquist para $k_r = 1.99$, (estável) e $k_r = 2.05$, (instável) são apresentados na Figura 3.17.

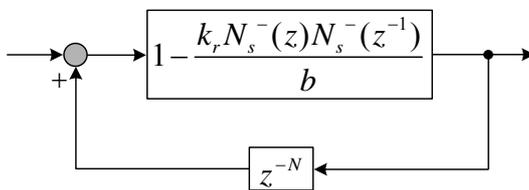


Figura 3.16 – Sistema realimentado equivalente para a análise da estabilidade.

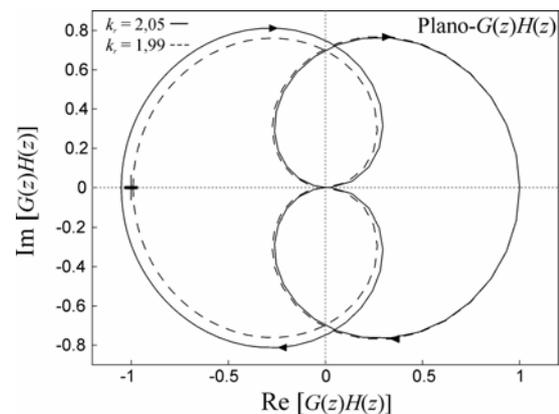


Figura 3.17 – Diagrama de Nyquist para $k_r = 1.99$ e $k_r = 2.05$. $N = 2$.

De outra forma, aplicando-se o teorema de pequenos ganhos [67] ao sistema realimentado da Figura 3.16, tem-se,

$$\|z^{-N}\| \left\| 1 - k_r \frac{N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})}{b} \right\| < 1, \text{ ou } \left\| 1 - k_r \frac{N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})}{b} \right\| < 1. \quad (3.22)$$

Desde que $\|z^{-N}\| = 1$ e $\|N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})/b\| \leq 1$, Figura 3.15, para todo $z = e^{j\omega}$, $\omega \in [0, \pi]$, tem-se que $\|1 - k_r\| < 1$, isto é, $0 < k_r < 2$; para que o sistema resulte assintoticamente estável.

3.4.3 Controlador *Plug-in* Repetitivo Modificado

Como se apresentou na Figura 3.12 e Figura 3.13 da seção anterior, os pólos de malha aberta do controlador repetitivo se encontram sobre o círculo unitário do plano- z isto é, no limite da estabilidade. Assim, a estabilidade do controlador repetitivo resulta sensível às dinâmicas não modeladas, fazendo com que o diagrama de Nyquist se aproxime do ponto $-1+j0$; comprometendo, portanto, a estabilidade de todo o sistema [41]. Com o propósito de aumentar a robustez, em [40] e [41] é proposto um esquema alternativo utilizando um filtro FIR passa baixas assintoticamente estável, $Q(z, z^{-1})$ com $|Q(e^{j\omega}, e^{-j\omega})| \leq 1$ e fase nula, para $\omega \in [0, \pi]$, o qual é introduzido no gerador de sinais periódico. Este filtro pode ser também um escalar $q \in (0, 1)$, o que simplifica a implementação [40]. Em geral, o filtro $Q(z, z^{-1})$ pode ser expresso pela equação (3.23) onde α_i são os coeficientes do filtro, a serem projetados.

$$Q(z, z^{-1}) = \frac{\sum_{i=0}^m \alpha_i z^i + \sum_{i=1}^m \alpha_i z^{-i}}{2 \sum_{i=1}^m \alpha_i + \alpha_0}, \quad \text{onde, } i = 0, 1, 2, \dots, m; m = 0, 1, 2, \dots, N/2 \quad (3.23)$$

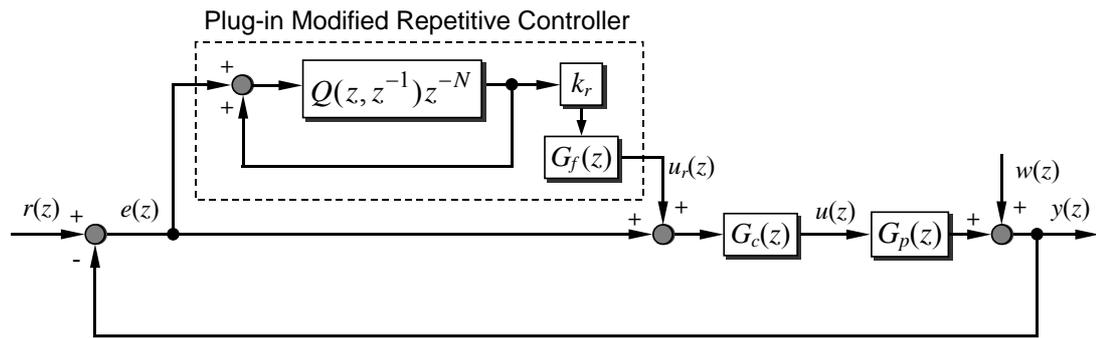


Figura 3.18 – Sistema precompensado com controlador *Plug-in* repetitivo modificado

Os pólos de malha aberta introduzidos pelo controlador repetitivo modificado, se encontram agora dentro do círculo unitário, exceto um em $z = 1$, Figura 3.19. Dessa forma, com a adição de $Q(z, z^{-1})$ o Princípio do Modelo Interno é violado, isto é, o sistema em malha fechada já não possui o modelo exato dos modos da referência e dos distúrbios. Principalmente, os distúrbios periódicos nas altas frequências não são perfeitamente cancelados por esse controlador, comprometendo o rastreamento nesta região. Entretanto, o sistema torna-se mais robusto à existência de incertezas de modelagem, as quais estão normalmente presentes nas altas frequências. De fato, o controlador *plug-in* repetitivo modificado é mais robusto às dinâmicas não modeladas na medida em que $|Q(e^{j\omega}, e^{-j\omega})| \rightarrow 0$. Deverá, portanto, existir uma solução de compromisso entre robustez e rastreamento assintótico para não degradar o desempenho em regime permanente. Em geral, um filtro $Q(z, z^{-1})$ de primeira ordem resulta suficiente para melhorar a robustez sem comprometer significativamente o desempenho em regime permanente, como por exemplo, $Q(z, z^{-1}) = 0.25z + 0.5 + 0.25z^{-1}$, proposto em [41]. O mapa de pólos e zeros para o controlador repetitivo modificado com esse filtro, é apresentado na Figura 3.19. Por outro lado, na Figura 3.20 apresenta-se as características de magnitude e fase para três diferentes filtros de primeira ordem. Note-se que, a diminuição da banda passante do filtro, se traduz em um aumento da robustez do sistema na região das altas frequências, em

contrapartida, o desempenho em regime permanente deteriora-se, dado que a banda passante do sistema global em malha fechada diminui.

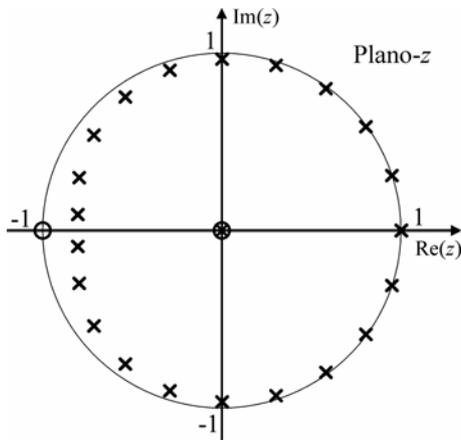


Figura 3.19 – Mapa de pólos e zeros do controlador repetitivo modificado
 $Q(z, z^{-1}) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$.

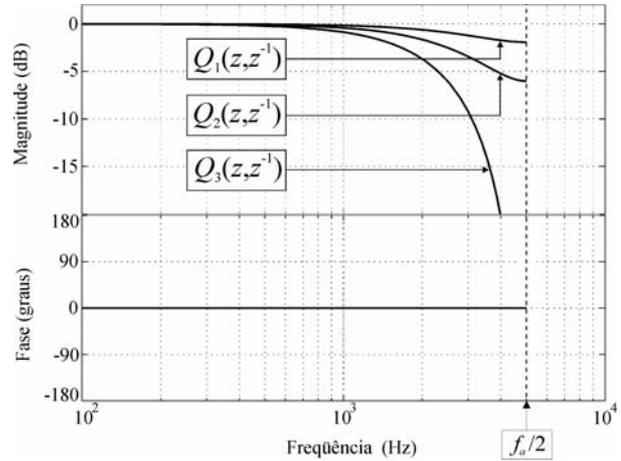


Figura 3.20 – Resposta de magnitude e de fase para três filtros diferentes de 1º ordem.

$$Q_1(z, z^{-1}) = 0,05z + 0,9 + 0,05z^{-1}$$

$$Q_2(z, z^{-1}) = 0,125z + 0,75 + 0,125z^{-1}$$

$$Q_3(z, z^{-1}) = 0,25z + 0,5 + 0,25z^{-1}$$

Com o filtro $Q(z, z^{-1})$, a função de transferência do controlador repetitivo modificado torna-se,

$$G_r(z) = \frac{k_r Q(z, z^{-1}) z^{-N}}{1 - Q(z, z^{-1}) z^{-N}} G_f(z), \quad (3.24)$$

e o modelo interno resulta: $\phi(z) = 1 - Q(z, z^{-1}) z^{-N}$.

Considerando-se a (3.24) e fazendo-se uma análise similar à realizada na subseção anterior, é possível definir a condição para estabilidade assintótica do sistema em malha fechada com o controlador repetitivo modificado.

A função de transferência do erro para o sistema da Figura 3.18 que inclui o filtro $Q(z, z^{-1})$ no gerador periódico, é dada por:

$$\frac{e(z)}{r(z) - w(z)} = \frac{z^N - Q(z, z^{-1})}{1 + G_c(z)G_p(z)} \cdot \frac{1}{z^N - Q(z, z^{-1}) + k_r Q(z, z^{-1}) z^{N_2} G_f(z) G_s(z)}, \quad (3.25)$$

substituindo-se $G_f(z)G_s(z) = z^{-N_2}N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})/b$ e fatorando z^N no denominador, a equação (3.25) resulta,

$$\frac{e(z)}{r(z)-w(z)} = \frac{1-Q(z, z^{-1})z^{-N}}{1+G_c(z)G_p(z)} \cdot \frac{1}{1-Q(z, z^{-1})z^{-N} + k_r Q(z, z^{-1})z^{-N} \frac{N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})}{b}}, \quad (3.26)$$

agrupando termos no denominador do segundo fator da equação (3.26) tem-se,

$$\frac{e(z)}{r(z)-w(z)} = \frac{1-Q(z, z^{-1})z^{-N}}{1+G_c(z)G_p(z)} \cdot \frac{1}{1-Q(z, z^{-1})z^{-N} [1 - k_r \frac{N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})}{b}]}. \quad (3.27)$$

Da equação (3.27) surge a seguinte análise:

- 1) Analisando-se o primeiro fator da (3.27) conclui-se que, as raízes de $1+G_c(z)G_p(z)=0$ estão dentro do círculo unitário, dado que $G_s(z)$ é assintoticamente estável; por outro lado a parcela $1-Q(z, z^{-1})z^{-N}$ é assintoticamente estável.
- 2) Portanto, o denominador do segundo fator da (3.27) deve garantir a estabilidade assintótica do sistema com o controlador *plug-in* repetitivo modificado. O denominador pode ser reescrito da seguinte forma:

$$Q(z, z^{-1})z^{-N} \left[1 - k_r \frac{N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})}{b} \right] = 1. \quad (3.28)$$

Comparando-se (3.28) com (3.21) é possível deduzir que a prova de estabilidade para o caso presente é uma extensão da prova para o caso do controlador *plug-in* repetitivo com $Q(z, z^{-1})=1$. Portanto, uma representação similar à da Figura 3.16 pode ser obtida para a equação (3.28). Aplicando-se o teorema de pequenos ganhos na (3.28) tem-se,

$$\|Q(z, z^{-1})\| \|z^{-N}\| \left\| 1 - k_r \frac{N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})}{b} \right\| < 1, \quad (3.29)$$

desde que $\|z^{-N}\| = 1$ e $|N_s^-(z)N_s^-(z^{-1})/b| \leq 1$, Figura 3.15, para todo $z = e^{j\omega}$, $\omega \in [0, \pi]$, tem-se que,

$$\|1 - k_r\| < \frac{1}{\|Q(z, z^{-1})\|}. \quad (3.30)$$

Portanto, o sistema resulta assintoticamente estável para $0 < k_r < 2$ e a desigualdade se mantém para qualquer escolha de $Q(z, z^{-1})$.

3.5. Controlador de tensão proposto baseado no princípio do modelo interno, em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$

Com base no Teorema 2 da seção 3.2, é proposto nessa seção, um modelo interno adequado à planta definida em (3.11), no qual nenhuma raiz de $\phi(z)$ é um zero da planta $G_p(z)$, de forma tal que o sistema atenda os requerimentos de rastreamento assintótico e rejeição de distúrbios em regime permanente. Considere-se então o problema de projeto de um sistema SISO, LIT, no domínio do tempo discreto, mostrado na Figura 3.21. Para o sistema que está sendo considerado, a função de transferência estritamente própria da planta, $G_p(z)$, é dada pela equação (3.11).

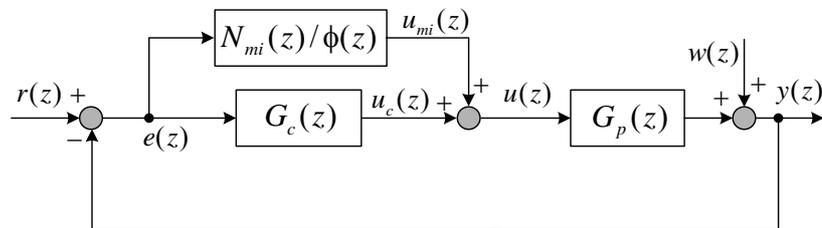


Figura 3.21 –Diagrama de blocos do controlador de tensão proposto.

A função de transferência própria do compensador $G_c(z)$, que estabiliza o sistema realimentado, é dada por um compensador convencional proporcional-derivativo (PD) preditivo, isto é,

$$G_c(z) = \frac{u_c(z)}{e(z)} = k_1 z^{-1} + k_2 z^{-2}. \quad (3.31)$$

É importante ressaltar aqui, que o compensador PD foi escolhido principalmente por duas razões: (i) pela estrutura simples e (ii) porque este compensador proporciona uma margem de ganho e fase significativos ao sistema em malha fechada [57]. Note-se que para implementar esse compensador somente se requer as medidas das tensões de fase de saída.

Finalmente, $G_{mi}(z) = N_{mi}(z)/\phi(z)$ é a função de transferência própria do controlador proposto a ser determinada, onde $1/\phi(z)$ é o modelo interno aqui proposto. Esse modelo interno obteve-se modificando o gerador de sinais periódicos $1/(z^N - 1)$ descrito em [39]. A utilização desse gerador de sinais periódicos resulta em um controlador de estrutura simples e reduzido esforço computacional. Além disso, essa realização é vantajosa desde que os coeficientes do polinômio são números inteiros, evitando-se, portanto os erros de arredondamento de uma implementação em ponto fixo. Assim, considerando-se o Teorema 2, no qual nenhuma raiz do modelo interno deve ser um zero da planta para conseguir o cancelamento exato dos modos instáveis da referência e dos distúrbios, o modelo interno proposto $1/\phi(z)$ que pode ser colocado na malha de controle, e adequado à planta em questão, é dado pela seguinte equação:

$$\frac{1}{\phi(z)} = \frac{1}{z^N - 1}, \text{ ou } \frac{1}{\phi(z)} = \frac{1}{z^{N-1} + z^{N-2} + z^{N-3} + \dots + z + 1}, \quad (3.32)$$

isto é, $\phi(z) = \sum_{i=0}^{N-1} z^i$. Para simplificar a análise e a representação, a seguir utiliza-se a função de “mínima realização” ou de “cancelamento de pólos e zeros”. Essa função realiza o cancelamento de pares de pólos e zeros quando se utiliza a representação por função de transferência. A função de transferência obtida possui ordem mínima e mantém as mesmas características que a do sistema original. Portanto, o modelo interno resulta:

$$\frac{1}{\phi(z)} = \min \text{real} \left(\frac{z-1}{z^N - 1} \right) = \frac{1}{z^{N-1} + z^{N-2} + z^{N-3} + \dots + z + 1}. \quad (3.33)$$

Na implementação digital em questão foi utilizado um filtro FIR $Q(z, z^{-1})$ para incrementar a robustez do sistema às incertezas de modelagem nas altas frequências. Para o caso, escolheu-se o filtro como sendo: $Q(z, z^{-1}) = 0.25z + 0.5 + 0.25z^{-1}$. Dessa forma, o modelo interno proposto resulta como mostrado abaixo:

$$\frac{1}{\phi(z)} = \min \operatorname{real} \left(\frac{z-1}{z^N - Q(z, z^{-1})} \right) = \frac{z}{z^N + z^{N-1} + z^{N-2} + \dots + z + 1 - 0,25z - 0,75}. \quad (3.34)$$

É possível observar no mapa de pólos e zeros da Figura 3.23, que o modelo interno proposto, não inclui o pólo em $z = 1$, se comparado com o modelo interno do controlador repetitivo convencional, que tem o mapa de pólos e zeros da Figura 3.22. Uma vez definido o polinômio $\phi(z)$ do modelo interno, só resta determinar o numerador $N_{mi}(z)$ da função de transferência $G_{mi}(z) = N_{mi}(z)/\phi(z)$ do controlador proposto.

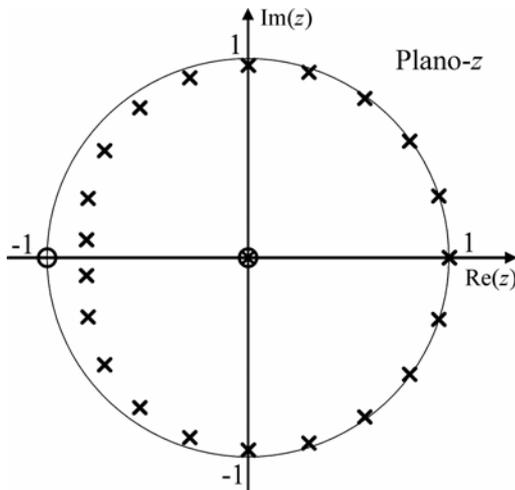


Figura 3.22 – Mapa de pólos e zeros do controlador repetitivo [40].

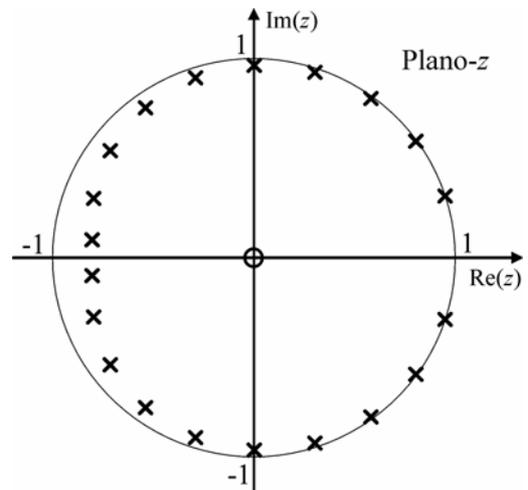


Figura 3.23 – Mapa de pólos e zeros do controlador proposto.

Fatorando o termo z^N no denominador da (3.34) e passando-o para o numerador, obtém-se a equação (3.35).

$$\frac{1}{\phi(z)} = \frac{z^{-N+1}}{1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-N} - 0,25z^{-N+1} - 0,75z^{-N}}, \quad (3.35)$$

Para não comprometer a simplicidade do controlador proposto baseado no modelo interno que está sendo considerado, e torná-lo causal, o numerador $N_{mi}(z)$ pode ser escolhido como mostrado na (3.36).

$$N_{mi}(z) = k_{mi} z^{-N+1+d}. \quad (3.36)$$

Na (3.36), os parâmetros de controle k_{mi} e d devem ser selecionados para garantir a estabilidade do sistema em malha fechada e satisfazer o desempenho desejado. Especificamente, o ganho do controlador k_{mi} determina a taxa de convergência do erro para zero, o parâmetro d , é utilizado para compensar a fase nas altas frequências, enquanto que N é o número de amostras em um período da referência da tensão de saída desejada. Dessa forma, a função de transferência $G_{mi}(z)$, resulta na seguinte forma:

$$G_{mi}(z) = \frac{u_{mi}(z)}{e(z)} = \frac{k_{mi} z^{-N+1+d}}{1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-N} - 0,25z^{-N+1} - 0,75z^{-N}}. \quad (3.37)$$

Finalmente, aplicando a transformada \mathcal{Z} inversa nas equações (3.31) e (3.37) obtém-se as respectivas equações diferença úteis para a implementação digital, isto é:

$$u_c(k) = k_1 e(k-1) + k_2 e(k-2), \quad (3.38)$$

e,

$$u_{mi}(k) = k_{mi} e(k-N+1+d) + 0,25 u_{mi}(k-N+1) + 0,75 u_{mi}(k-N) - \sum_{i=1}^N u_{mi}(k-i) \quad (3.39)$$

Assim, a lei de controle aplicada à planta, para ambos os eixos α e β , é dada por,

$$u(k) = u_{mi}(k) + u_c(k), \quad (3.40)$$

Os ganhos do compensador PD, k_1 e k_2 , são determinados pela alocação dos pólos dominantes do sistema em malha fechada, como descrito em [57], isto é, considerando a planta dada por (3.11) em malha fechada com o compensador PD, equação (3.31). Ainda, o ganho k_{mi} bem como o avanço de tempo discreto d , são projetados a partir da análise de estabilidade apresentada na seguinte subseção.

3.5.1 Análise de estabilidade

Para analisar a estabilidade do sistema em malha fechada da Figura 3.21 é útil a obtenção da função de transferência do erro $e(z)$ para $r(z) - w(z)$, deste sistema. A partir da Figura 3.21 podem ser obtidas as seguintes equações:

$$e(z) = r(z) - y(z) \quad (3.41) \quad y(z) = w(z) + u(z)G_p(z) \quad (3.42)$$

$$u(z) = u_{mi}(z) + u_c(z) = e(z)[G_{mi}(z) + G_c(z)] \quad (3.43)$$

Se substituído (3.43) em (3.42), e o resultado desta última na equação (3.41), obtém-se a seguinte equação do erro,

$$e(z) = \frac{r(z) - w(z)}{[1 + G_c(z)G_p(z) + G_{mi}(z)G_p(z)]}, \quad (3.44)$$

e finalmente, fatorando a parcela $1 + G_c(z)G_p(z)$, a função de transferência desejada resulta na seguinte forma:

$$\frac{e(z)}{r(z) - w(z)} = \frac{1}{1 + G_c(z)G_p(z)} \cdot \frac{1}{1 + \left[\frac{G_{mi}(z)G_p(z)}{1 + G_c(z)G_p(z)} \right]}. \quad (3.45)$$

Da equação (3.45), e para a estabilidade assintótica do sistema em malha fechada da Figura 3.21, requer-se, que:

(i) – O conjunto da planta mais o compensador convencional $G_c(z)$, em malha fechada, seja assintoticamente estável, isto é, as raízes do polinômio $1 + G_c(z)G_p(z) = 0$ devem-se encontrar dentro do círculo unitário no plano z . Se essa condição for satisfeita, o primeiro fator do lado direito da equação (3.45), garante a estabilidade do sistema em malha fechada sem o compensador $G_{mi}(z)$.

(ii) – Os zeros do termo entre colchetes, quando o sistema opera em malha fechada, devem-se encontrar dentro do círculo unitário. Para garantir (ii) podem ser usados os gráficos do critério de Nyquist da função de transferência $G(z) = G_p(z)G_{mi}(z)/(1 + G_p(z)G_c(z))$.

Para confirmar (i) traçou-se o diagrama de Nyquist da função de transferência de malha aberta $G_c(z)G_p(z)$, mostrado na Figura 3.24. Observa-se que a conexão série da planta com o compensador PD, com o conjunto de ganhos dados na Tabela 3.2, apresenta uma significativa margem de ganho de aproximadamente 44dB e uma margem de fase infinita. Portanto, o sistema considerado com o PD em malha fechada resulta assintoticamente estável.

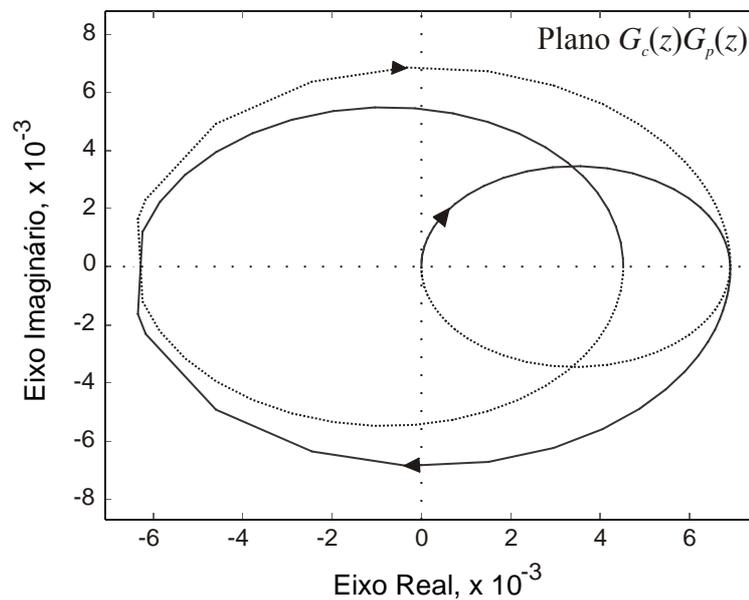


Figura 3.24 – Gráfico de Nyquist de $G_c(z)G_p(z)$. $k_1 = 0,08$; $k_2 = -0,10$.

Com relação ao ponto (ii) a Figura 3.25 apresenta o diagrama de Nyquist para $N = 168$ com $k_{mi} = 1$ e $d = 1$. Observa-se que mesmo com valores elevados de N , o sistema em malha fechada com o modelo interno proposto permanece estável, com uma escolha apropriada do ganho k_{mi} . Portanto, o segundo fator do lado direito da equação (3.45), garante a estabilidade assintótica do sistema em malha fechada com o compensador com o modelo interno proposto $G_{mi}(z)$. Com isso, o sistema em questão consegue rastreamento assintótico da referência e rejeição de distúrbios até a metade da frequência de amostragem, mesmo que incertezas de modelagem estejam presentes no sistema.

Por outro lado, a Figura 3.26 apresenta o diagrama de Nyquist de $G(z) = G_p(z)G_{mi}(z)/(1 + G_p(z)G_c(z))$ para $N = 42$, $k_{mi} = 1$ e $d = 1$. É importante notar, que em relação ao gráfico da Figura 3.25 a margem de fase aumenta na medida em que “ N ” diminui, mas a margem de ganho mantém-se praticamente constante. Como resultado, se deveria escolher N como sendo o menor valor que resulte num desempenho de regime permanente e transitório desejado.

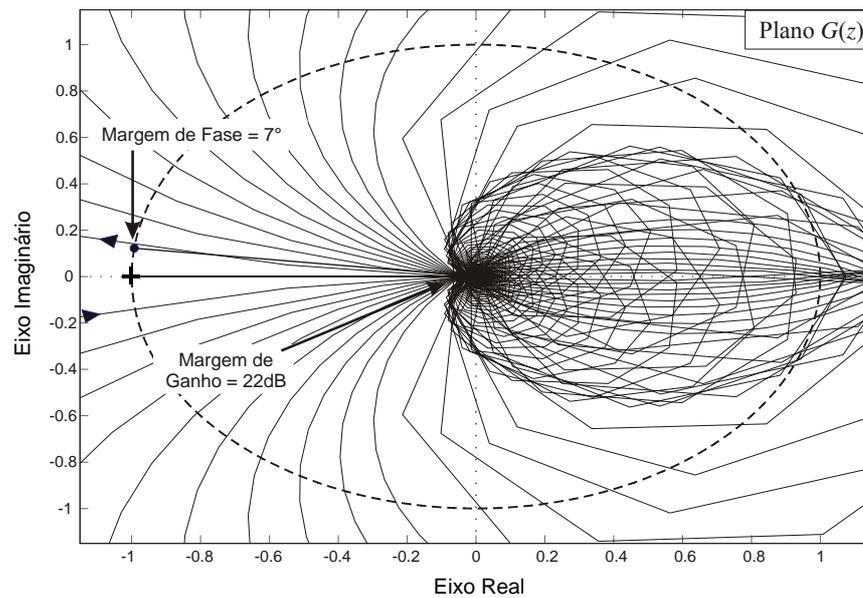


Figura 3.25 – Gráfico de Nyquist de $G(z) = G_p(z)G_{mi}(z)/(1 + G_p(z)G_c(z))$. $N = 168$, $k_{mi} = 1$, $d = 1$.

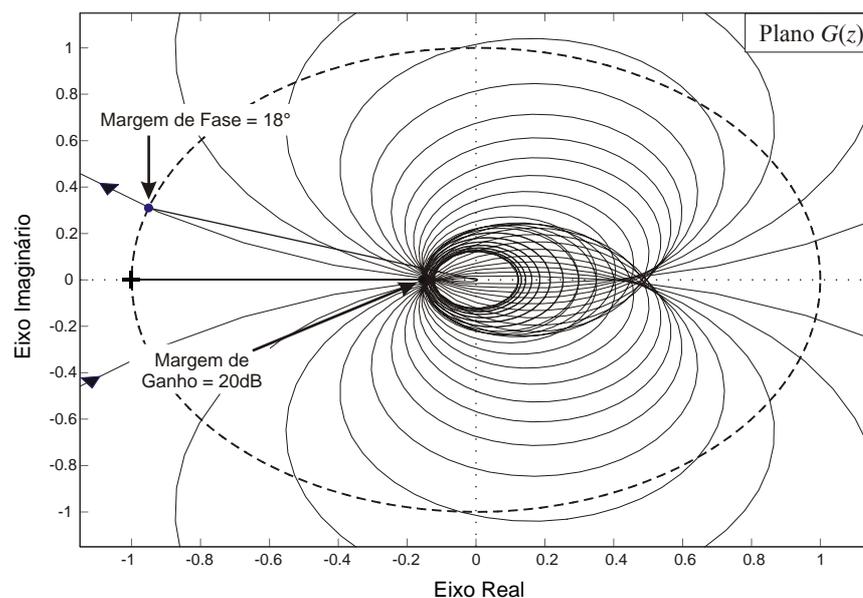


Figura 3.26 – Gráfico de Nyquist de $G(z) = G_p(z)G_{mi}(z)/(1 + G_p(z)G_c(z))$. $N = 42$, $k_{mi} = 1$, $d = 1$.

Para demonstrar a influência do valor de N no desempenho transitório, o sistema da Figura 3.1 foi simulado e ensaiado experimentalmente. A Figura 3.27 e a Figura 3.28 mostram respectivamente, a tensão do eixo α e a sua referência bem como o respectivo sinal de erro, para $N = 168$ e $N = 21$. Observa-se que o sistema com $N = 168$ apresenta um longo tempo de acomodação e uma sobre-elevação consideravelmente grande, se comparado com o caso de $N = 21$. Por outro lado, quando o sistema opera com N reduzido, o desempenho transitório é significativamente melhorado, e, além disso, este permite aumentar o ganho k_{mi} devido a que possui maior margem de estabilidade que o caso anterior.

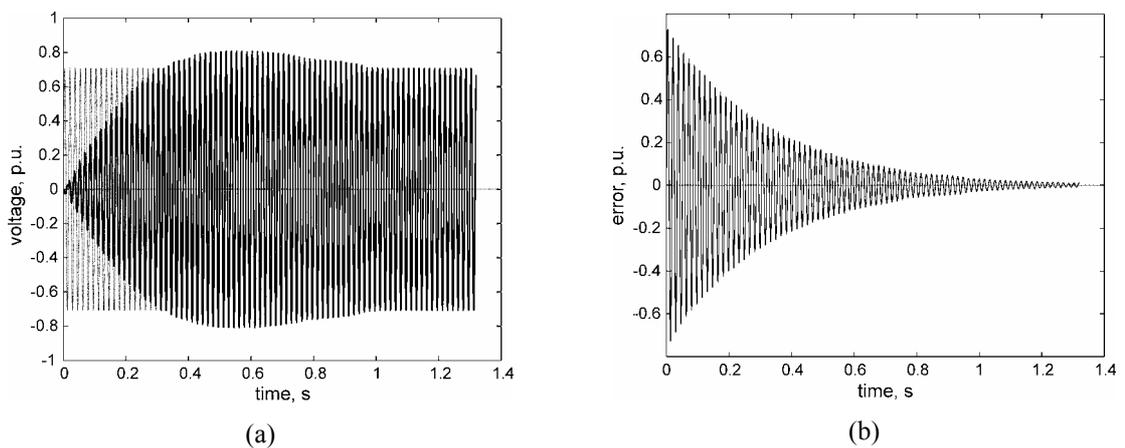


Figura 3.27 – Resultados de simulação. (a). Tensão v_α e sua referência. (b). Sinal de erro, $N = 168$, $k_r = 1.5$, $d = 1$.

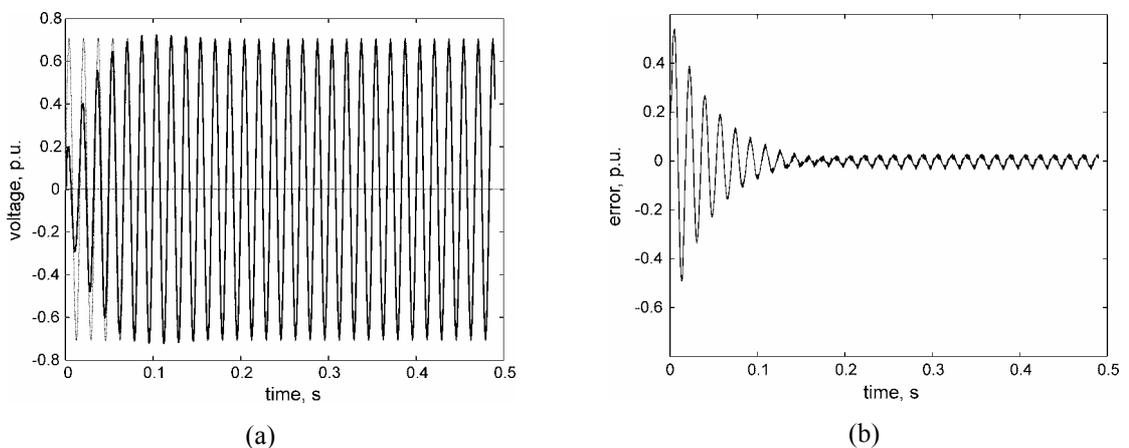


Figura 3.28 – Resultados de simulação. (a). Tensão v_α e sua referência. (b). Sinal de erro, $N = 21$, $k_r = 1.5$, $d = 1$.

As figuras 3.29 e 3.30 apresentam os resultados experimentais da tensão de saída da fase *a* do sistema da Figura 3.1, que validam os resultados de simulação mostrados acima com o controlador aqui proposto. Esses resultados foram obtidos efetuando uma mudança nas referências em $\alpha\beta$ de 25% para 100%.

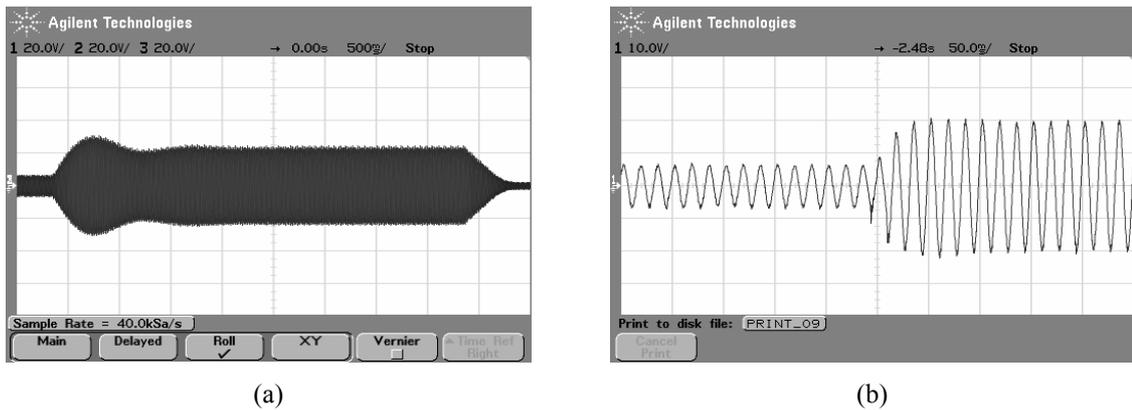


Figura 3.29 – Resultados experimentais. Tensão da fase *a*. Escala de tensão: 100 V/div. (a). Escala de tempo: 500 ms/div. $N = 168$, $k_r = 1.5$, $d = 1$. (b). Escala de tempo: 50 ms/div. $N = 21$, $k_r = 1.5$, $d = 1$.

3.6. Resultados experimentais

O sistema da Figura 3.1 foi testado experimentalmente a fim de verificar o desempenho do controlador de tensão discreto com base no modelo interno proposto. A implementação digital desse controlador junto com a modulação *space vector*, foi realizada utilizando-se um DSP TMS320F241. Com o objetivo de limitar as perdas por comutação nos semicondutores e no circuito magnético do transformador, adotou-se a estratégia de amostragem e atualização da lei de controle do *Método A*, apresentado no Capítulo 2. O ensaio de regime permanente foi realizado com a carga de referência não linear definida em [1]. Essa carga não linear é um retificador não controlado monofásico com filtro capacitivo de 4700 μ F. Esse retificador possui um resistor série na entrada de 0,5 Ω para obter um fator de crista da corrente de aproximadamente igual a 3, e um resistor de carga de 30 Ω projetado para a potência nominal de uma fase do inversor PWM trifásico, operando com um valor nominal de 110V. Além disso, essa carga não linear foi

conectada entre uma das fases e o neutro para verificar a capacidade desse inversor para operar com carga desequilibrada. O ensaio com carga não linear balanceada foi realizado com um retificador trifásico não controlado de seis pulsos, utilizando-se os mesmos resistores de entrada de $0,5\Omega$ e o mesmo capacitor de filtro de $4700\mu\text{F}$.

Os parâmetros do protótipo experimental estão dados na Tabela 3.2 e os parâmetros do controlador proposto na Tabela 3.3.

Tabela 3.2 – Parâmetros do protótipo experimental.

Tensão do barramento CC	450V
Frequência da componente fundamental (f_1)	60Hz
Frequência de amostragem (f_a)	10,080kHz
Frequência de comutação (f_s)	5,04kHz
Potência do inversor PWM trifásico	10kVA
Capacitor de filtro (C)	$60\mu\text{F}$

Tabela 3.3 – Parâmetros do controlador proposto.

Ganho do controlador discreto proposto	$k_{mi} = 2$ ($d = 1$)
Ganhos do compensador proporcional-derivativo	$k_1 = 0,08$
	$k_2 = -0,1$
Ordem do polinômio do modelo interno	$N = 168$

A Figura 3.30 mostra as tensões de fase de saída da UPS e a corrente de carga na fase a quando a carga é o retificador monofásico não controlado descrito acima. A Figura 3.31 apresenta as mesmas formas de onda que as da Figura 3.30 mas operando com o retificador trifásico não controlado. As tensões de fase resultantes demonstram uma muito baixa THD. Ainda, o fator de desequilíbrio [73], no caso da Figura 3.30 resulta abaixo de 1%, o que demonstra o bom desempenho desse inversor com transformador isolador para operar com carga não linear fortemente desequilibrada.

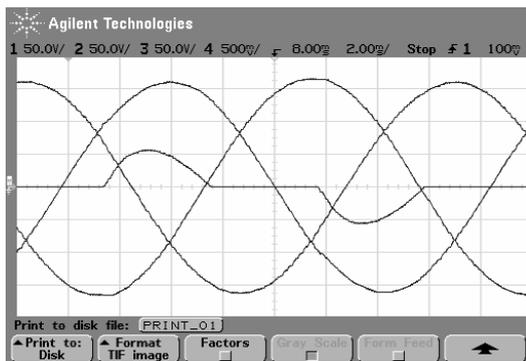


Figura 3.30 – Resultado experimental. Tensões de fase e corrente de carga na fase a . Retificador monofásico não controlado. Escala Tensão: 50 V/div. Escala Corrente: 50 A/div. **THD = 1,2 %**. Fator de desequilíbrio = 0,95%. Fator de crista = 2,9.

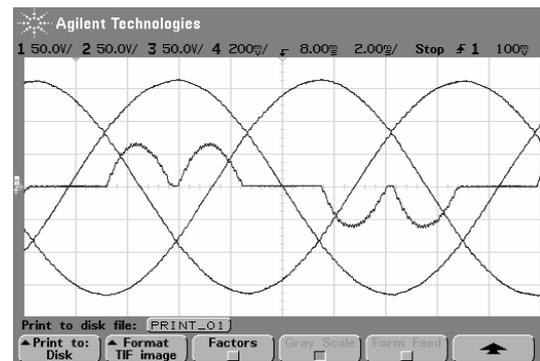


Figura 3.31 – Resultado experimental. Tensões de fase e corrente de carga na fase a . Retificador trifásico não controlado. Escala Tensão: 50 V/div. Escala Corrente: 20 A/div. **THD = 0,9 %**.

Para demonstrar que o controlador discreto com o modelo interno proposto não amplifica as componentes contínuas residuais, na Figura 3.32 e na Figura 3.33 apresentam-se as tensões de fase de saída e a corrente de linha da fase a no lado primário do transformador, quando o sistema da Figura 3.1 opera em malha fechada e a vazio. Na Figura 3.32 esse sistema opera com o controlador repetitivo convencional, mostrando que a corrente de entrada ao transformador aparece com uma componente contínua significativa, amplificada por este controlador devido ao cancelamento de pólo e zero, levando o transformador à saturação.

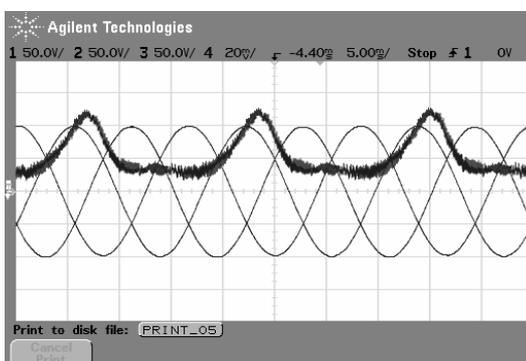


Figura 3.32 – Resultado experimental. Tensões de fase e corrente de linha da fase a no lado primário do transformador. **Controlador de tensão repetitivo convencional**. Escala Tensão: 50 V/div. Escala Corrente: 2 A/div.

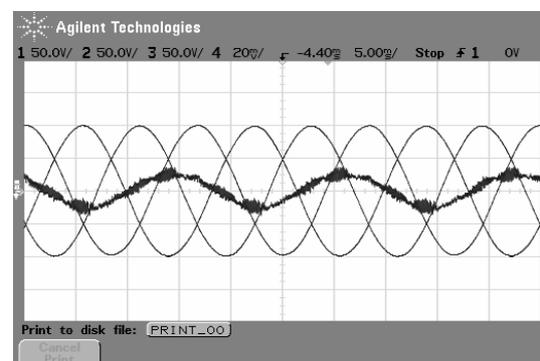


Figura 3.33 – Resultado experimental. Tensões de fase e corrente de linha da fase a no lado primário do transformador. **Controlador de tensão com base no modelo interno proposto**. Escala Tensão: 50 V/div. Escala Corrente: 2 A/div.

Por outro lado, na Figura 3.33 a UPS opera com o controlador com base no modelo interno proposto, demonstrando que este não amplifica as componentes contínuas residuais, evitando, portanto a saturação do transformador isolador conectado na saída do inversor.

3.7. Sumário

Nesse capítulo é proposto um controlador discreto de tensão em eixos estacionários $\alpha\beta$, baseado no princípio do modelo interno. Esse controlador foi aplicado em um inversor trifásico com três braços a três fios com modulação *space vector* e transformador isolador ΔY conectado na saída, para aplicações em UPS.

É obtido um modelo nominal de espaço de estado em coordenadas estacionárias abc e $\alpha\beta 0$ que inclui as dinâmicas do inversor, transformador, filtro e carga. Dado que as tensões de entrada ao transformador em eixos $\alpha\beta$ resultam acopladas, propõe-se uma transformação que desacopla as mesmas, a qual foi validada experimentalmente. Na seqüência, o modelo discreto de entrada-saída levando em conta o atraso da implementação digital é obtido para poder realizar a posteriori o projeto do controlador. Com base nesse modelo demonstrou-se o problema de cancelamento de pólo e zero utilizando um controlador repetitivo convencional, o que estabeleceu um critério para a escolha do controlador, através do Princípio do Modelo Interno para sistemas discretos, derivado neste capítulo. A seguir, foi proposto o modelo interno adequado à planta em questão com base no gerador de sinais periódicos, o qual resulta numa estrutura de implementação simples e não apresenta problemas de erro de arredondamento em processadores com aritmética de ponto fixo. Com o controlador proposto apresentou-se a análise de estabilidade do sistema em malha fechada, utilizando-se um compensador PD para estabilizar o sistema com o modelo interno. Esse compensador foi escolhido porque

somente necessita da medida das tensões de saída e confere uma elevada robustez ao sistema em malha fechada com uma ampla margem de estabilidade. A partir da análise da estabilidade da planta com o modelo interno e o PD concluiu-se que com a redução da ordem do polinômio do modelo interno, N , é possível incrementar significativamente a margem de fase do sistema, mantendo a margem de ganho praticamente constante.

Com o intuito de verificar o desempenho do controlador proposto foram obtidos resultados experimentais com o sistema da Figura 3.1 utilizando-se um DSP de 16 bits e ponto fixo, TMS320F241. Os resultados demonstram que o controlador com o modelo interno proposto não amplifica as componentes contínuas residuais da implementação digital, e como resultado o transformador de saída não satura. Além do mais, devido às medidas das tensões serem realizadas no secundário do transformador, as quedas devido à impedância de seqüência positiva e negativa deste último também são compensadas, o que resulta em tensões de fase com reduzida taxa de distorção harmônica, inclusive com correntes de carga não linear. Ainda, mesmo que as tensões de seqüência zero, produzidas pelos desequilíbrios de carga não possam ser devidamente compensadas por este inversor, o mesmo apresentou tensões de saída de alta qualidade com um fator de desequilíbrio reduzido operando com carga não linear fortemente desequilibrada. É importante salientar o bom desempenho do controlador proposto, mesmo com a utilização do filtro FIR passa baixa de primeira ordem, $Q(z, z^{-1})$; utilizado para incrementar a robustez do sistema às incertezas do modelo na freqüência de comutação do inversor.

Capítulo 4

CONTROLADOR DISCRETO DE TENSÃO COM BASE NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO EM EIXOS ESTACIONÁRIOS $\alpha\beta$: UMA ABORDAGEM POR VARIÁVEIS DE ESTADO

No presente capítulo propõe-se um controlador discreto em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, o qual se deriva a partir da abordagem por variáveis de estado do princípio do modelo interno. Com o intuito de não incrementar a impedância de seqüência zero mediante a introdução de indutores de filtro no lado secundário do transformador, nesse capítulo se propõe a inclusão desses indutores no lado primário do mesmo. A partir dessa configuração, deriva-se um novo modelo nominal do inversor, transformador, filtro e carga, para realizar o projeto do controlador discreto. Para esse propósito, utiliza-se a estratégia de amostragem do método B, proposto no Capítulo 2, que emprega a média de duas amostras em um período de comutação. Com o controlador aqui proposto é possível aprimorar significativamente o desempenho dinâmico da UPS, essencialmente nos transitórios de carga, linear e não linear. Ainda, as tensões de saída resultam com uma distorção harmônica total muito reduzida, mesmo quando a UPS opera com carga não linear, seja esta equilibrada ou desequilibrada. Adicionalmente, utilizando-se o modelo interno proposto no Capítulo 3 evita-se o cancelamento de pólo e zero, e conseqüentemente a amplificação e posterior saturação do transformador isolador. Para validar a análise e projeto do controlador proposto são apresentados resultados experimentais em regime permanente e transitório, em um inversor trifásico de 10 kVA

com modulação space vector, totalmente controlado por um DSP TMS320F241, de 16 bits e aritmética de ponto fixo.

4.1. Descrição do Sistema

Na Figura 4.1 apresenta-se o circuito de potência da UPS de dupla conversão que será utilizada para análise, projeto e verificação do controlador proposto. No modo de operação normal, a tensão do barramento CC é considerada constante, e obtida a partir de retificadores trifásicos controlados ou não controlados. Por outro lado, a conversão CC-CA é realizada por um inversor trifásico a três braços com modulação *space vector*. As harmônicas de frequências elevadas introduzidas pelo inversor são atenuadas pelo filtro LC, para o qual o transformador contribui com uma pequena parcela à indutância do filtro, através da indutância de dispersão. Note-se que os indutores de filtro estão localizados no lado primário do transformador. Isso permite reduzir distorções nas tensões de saída devido às correntes de seqüência zero produzidas por cargas desequilibradas. É importante lembrar que esse inversor não tem capacidade de controlar tensões de seqüência zero. Portanto, é necessário minimizar a impedância de seqüência zero do circuito de saída com o intuito de não incrementar a THD das tensões de saída da UPS quando a mesma opera com cargas monofásicas desequilibradas e não lineares.

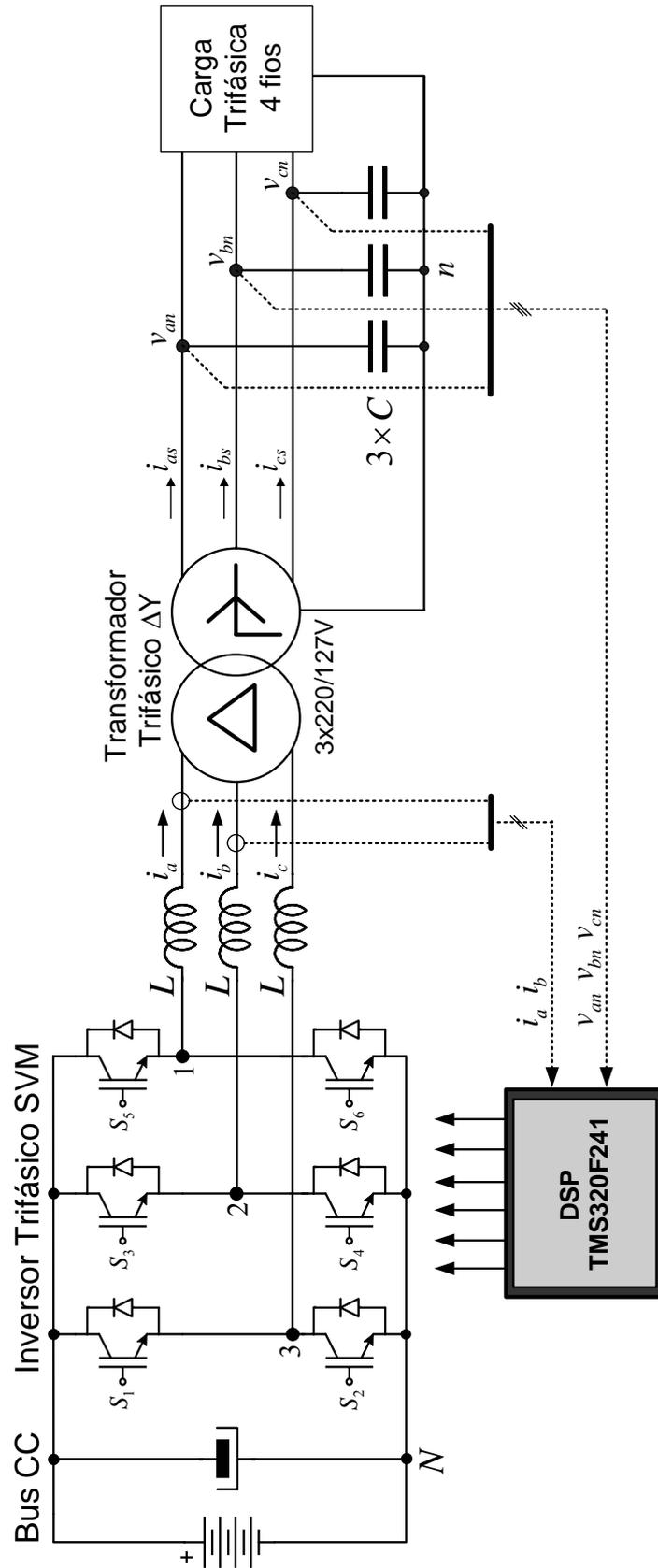


Figura 4.1 – Inversor trifásico com modulação *space vector*, transformador ΔY , filtro e carga.

4.2. Modelo do Inversor, Transformador, Filtro e Carga

4.2.1 Modelo em coordenadas estacionárias abc

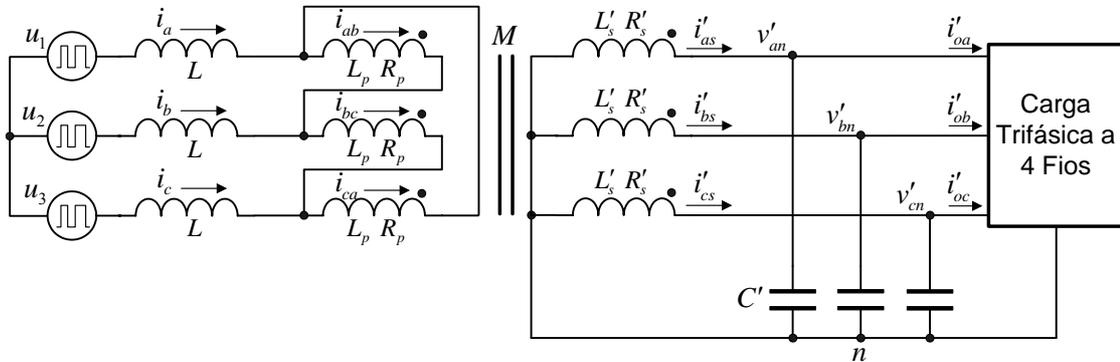


Figura 4.2 – Circuito elétrico equivalente do inversor, transformador, filtro e carga.

Com o propósito de gerar um modelo para o projeto do controlador esta seção apresenta o modelo em coordenadas estacionárias abc do inversor trifásico PWM, transformador, filtro e carga. A partir do circuito da Figura 4.2 pode-se obter as equações dinâmicas associadas ao inversor, transformador, filtro e carga, aplicando as leis de Kirchhoff. Para simplificar a modelagem do sistema, consideram-se as indutâncias de dispersão do primário e do secundário agrupadas no secundário do transformador e, as resistências nos enrolamentos consideram-se desprezíveis. Aplicando-se a lei de Kirchhoff das tensões podem-se obter as seguintes equações:

$$\begin{aligned} u_{12} &= L\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt}\right) + M\left(\frac{di_{ab}}{dt} - \frac{di'_{as}}{dt}\right) \\ u_{23} &= L\left(\frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt}\right) + M\left(\frac{di_{bc}}{dt} - \frac{di'_{bs}}{dt}\right), \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} u_{31} &= L\left(\frac{di_c}{dt} - \frac{di_a}{dt}\right) + M\left(\frac{di_{ca}}{dt} - \frac{di'_{cs}}{dt}\right) \\ -v'_{an} &= (M + L'_d)\frac{di'_{as}}{dt} - M\frac{di_{ab}}{dt} \\ -v'_{bn} &= (M + L'_d)\frac{di'_{bs}}{dt} - M\frac{di_{bc}}{dt} \\ -v'_{cn} &= (M + L'_d)\frac{di'_{cs}}{dt} - M\frac{di_{ca}}{dt} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Onde, L'_d na equação (4.2) é a indutância de dispersão total concentrada no secundário do transformador, referida ao primário. Por outro lado, aplicando-se a lei de Kirchhoff das correntes nos lados primário e secundário do transformador obtêm-se, respectivamente, as seguintes equações:

$$\begin{aligned} i_a &= i_{ab} - i_{ca} \\ i_b &= i_{bc} - i_{ab} \\ i_c &= i_{ca} - i_{bc} \end{aligned} \quad \text{ou} \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{v}'_{an} \\ \dot{v}'_{bn} \\ \dot{v}'_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{C'} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{as} \\ i'_{bs} \\ i'_{cs} \end{bmatrix} + \frac{1}{C'} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{oa} \\ i'_{ob} \\ i'_{oc} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Derivando com relação ao tempo as equações em (4.3) podem-se obter as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} &= [1 \quad -1 \quad 0] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [1 \quad -1 \quad 0] \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \\ \frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt} &= [0 \quad 1 \quad -1] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [0 \quad 1 \quad -1] \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \\ \frac{di_c}{dt} - \frac{di_a}{dt} &= [-1 \quad 0 \quad 1] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [-1 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.5)$$

As equações em (4.5) podem ser reescritas na seguinte forma:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} &= [2 \quad -1 \quad -1] \frac{d}{dt} [i_{ab} \quad i_{bc} \quad i_{ca}]^T \\ \frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt} &= [-1 \quad 2 \quad -1] \frac{d}{dt} [i_{ab} \quad i_{bc} \quad i_{ca}]^T \\ \frac{di_c}{dt} - \frac{di_a}{dt} &= [-1 \quad -1 \quad 2] \frac{d}{dt} [i_{ab} \quad i_{bc} \quad i_{ca}]^T \end{aligned} \quad (4.6)$$

Substituindo-se (4.6) em (4.1) e reescrevendo-as em forma matricial, tem-se,

$$\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2L+M & -L & -L \\ -L & 2L+M & -L \\ -L & -L & 2L+M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} - M \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{as} \\ i'_{bs} \\ i'_{cs} \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

Por outro lado, as equações em (4.2) podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{as} \\ i'_{bs} \\ i'_{cs} \end{bmatrix} = \frac{M}{M+L'_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} - \frac{1}{M+L'_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{an} \\ v'_{bn} \\ v'_{cn} \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

Substituindo-se (4.8) em (4.7), obtém-se a seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2L + \frac{ML'_d}{M+L'_d} & -L & -L \\ -L & 2L + \frac{ML'_d}{M+L'_d} & -L \\ -L & -L & 2L + \frac{ML'_d}{M+L'_d} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} + \frac{M}{M+L'_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_{an} \\ v'_{bn} \\ v'_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Obtiveram-se então até aqui três equações dinâmicas, a (4.4), (4.8) e (4.9), que permitem relacionar as tensões de entrada aplicadas pelo inversor com as tensões de saída e as correntes nos indutores de filtro, em coordenadas estacionárias abc . A partir dessas relações obtém-se a seguir o modelo de espaço de estados de tempo contínuo em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$, transformando desta forma o sistema de natureza MIMO em dois sistemas SISO.

4.2.2 Modelo em coordenadas estacionárias $\alpha\beta 0$

Com o intuito de se obter um modelo desacoplado para simplificar o projeto e a implementação do controlador proposto, as equações (4.4), (4.8) e (4.9) obtidas na subseção 4.2.1 são transformadas para eixos $\alpha\beta 0$, mediante a transformação linear utilizada na subseção 3.1.2. Dessa forma, obtêm-se as equações (4.10), (4.11) e (4.12).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{\alpha n} \\ v_{\beta n} \\ v_{0n} \end{bmatrix} = \frac{1}{C'} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \frac{1}{C'} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \\ i_{o0} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} = \frac{M}{M+L'_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \\ i_{0p} \end{bmatrix} - \frac{1}{M+L'_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha n} \\ v_{\beta n} \\ v_{0n} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3L + \frac{ML'_d}{M+L'_d} & 0 & 0 \\ 0 & 3L + \frac{ML'_d}{M+L'_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{ML'_d}{M+L'_d} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \\ i_{0p} \end{bmatrix} + \frac{M}{M+L'_d} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha n} \\ v_{\beta n} \\ v_{0n} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Para eliminar a dependência das correntes do secundário em relação às correntes do primário do transformador na equação (4.11), da equação (4.12) isolam-se as derivadas das correntes do primário, isto é,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \\ i_{0p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M+L'_d}{D} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M+L'_d}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{M+L'_d}{ML'_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{M}{D} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L'_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha n} \\ v_{\beta n} \\ v_{0n} \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

e logo após são substituídas na equação (4.11). Obtém-se assim a equação abaixo:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M}{D} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L'_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{3L+M}{D} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3L+M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L'_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha n} \\ v_{\beta n} \\ v_{0n} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

onde $D = 3LM + 3LL'_d + ML'_d$. A partir das equações (4.10), (4.13) e (4.14) é possível construir a equação de estados (4.15) em coordenadas $\alpha\beta 0$ escolhendo o vetor de estados como sendo: $\mathbf{x}(t) = [i_{\alpha p} \ i_{\beta p} \ i_{0p} \ i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{0s} \ v_{\alpha n} \ v_{\beta n} \ v_{0n}]^T$.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \\ i_{0p} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{0s} \\ v_{\alpha n} \\ v_{\beta n} \\ v_{0n} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{M}{D} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L'_d} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{3L+M}{D} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{3L+M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L'_d} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C'} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C'} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C'} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \\ i_{0p} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{0s} \\ v_{\alpha n} \\ v_{\beta n} \\ v_{0n} \end{bmatrix} + \\
&\begin{bmatrix} \frac{M+L'_d}{D} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M+L'_d}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{M+L'_d}{ML'_d} \\ \frac{M}{D} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L'_d} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C'} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C'} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \\ i_{o0} \end{bmatrix} \quad (4.15)
\end{aligned}$$

Na equação (4.15) tem-se que: $i_{\alpha p}, i_{\beta p}$ e i_{0p} são as correntes de fase no primário do transformador, $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ e i_{0s} são as correntes no secundário do transformador, $v_{\alpha n}, v_{\beta n}$ e v_{0n} são as tensões nos capacitores do filtro de saída. Ainda, u_α, u_β e u_0 são as tensões de linha aplicadas pelo inversor em $\alpha\beta 0$, e $i_{o\alpha}, i_{o\beta}$ e i_{o0} os distúrbios de carga. Da equação de estado (4.15) surgem três circuitos elétricos equivalentes, do sistema da Figura 4.2, em eixos $\alpha\beta 0$, os quais são apresentados na Figura 4.3.

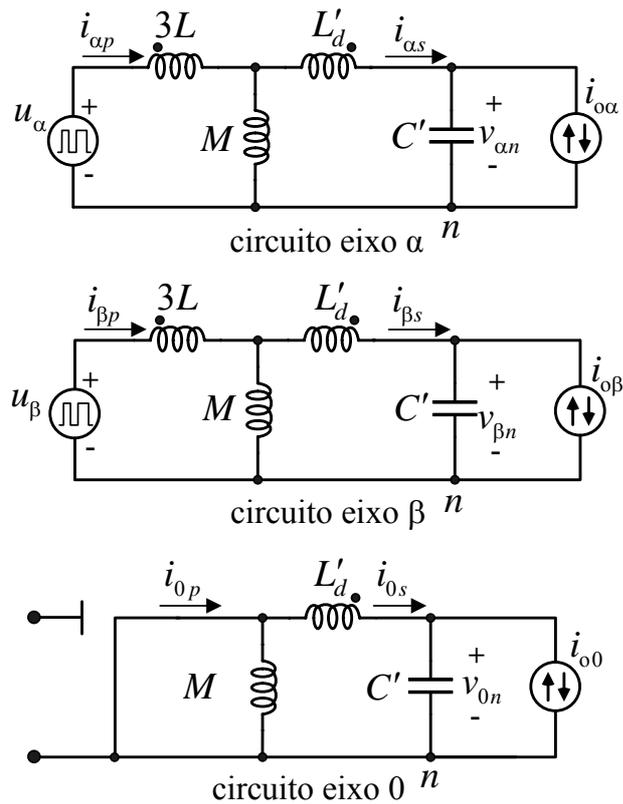


Figura 4.3 – Circuitos equivalentes monofásicos do inversor, transformador, filtro e carga em eixos $\alpha\beta 0$.

A partir de (4.15), a equação de estado para projeto do controlador por variáveis de estado para o eixo α por exemplo, resulta:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\alpha s} \\ v_{\alpha n} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_\alpha \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\alpha s} \\ v_{\alpha n} \end{bmatrix} + \mathbf{B}_\alpha u_\alpha + \mathbf{F}_\alpha i_{o\alpha} \quad (4.16)$$

onde,

$$\mathbf{A}_\alpha = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{M}{D} \\ 0 & 0 & -\frac{3L+M}{D} \\ 0 & \frac{1}{C'} & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_\alpha = \begin{bmatrix} \frac{M+L'_d}{D} \\ \frac{M}{D} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}_\alpha = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{C'} \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

É importante notar que na equação de estado (4.15), as variáveis de estado $i_{\alpha p}$ e $i_{\beta p}$ usadas para realimentação, são as correntes de fase em $\alpha\beta$ no primário do transformador. Entretanto, como mostra a Figura 4.1, somente dispõe-se das medidas das correntes nos

indutores de filtro L , i_a e i_b . Portanto, deve-se achar uma relação entre as correntes de fase e as correntes medidas de linha em $\alpha\beta 0$, a qual se deriva a partir da lei de Kirchhoff das correntes no lado primário do transformador, isto é:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

A seguir, a equação (4.18) é transformada para eixos estacionários $\alpha\beta 0$. Partindo das seguintes relações, $\mathbf{I}_{abcl} = [\mathbf{T}_{abc_ \alpha\beta 0}]^{-1} \mathbf{I}_{\alpha\beta 0l}$ e $\mathbf{I}_{abcf} = [\mathbf{T}_{abc_ \alpha\beta 0}]^{-1} \mathbf{I}_{\alpha\beta 0f}$, onde \mathbf{I}_{abcl} e \mathbf{I}_{abcf} são os vetores coluna das correntes de linha e de fase no primário do transformador, respectivamente, $\mathbf{I}_{\alpha\beta 0l}$ e $\mathbf{I}_{\alpha\beta 0f}$ são os vetores coluna das correntes de linha e de fase no primário do transformador em $\alpha\beta 0$, e $\mathbf{T}_{abc_ \alpha\beta 0}$ é a transformação de coordenadas abc para $\alpha\beta 0$, usada na subseção 3.1.2; e reescrevendo a (4.18) da seguinte forma: $\mathbf{I}_{abcl} = \mathbf{T}_{fl} \mathbf{I}_{abcf}$, é fácil deduzir que: $\mathbf{I}_{\alpha\beta 0l} = \mathbf{T}_{abc_ \alpha\beta 0} \mathbf{T}_{fl} [\mathbf{T}_{abc_ \alpha\beta 0}]^{-1} \mathbf{I}_{\alpha\beta 0f}$, ou seja:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \right]^{-1} \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \\ i_{0 p} \end{bmatrix}, \quad (4.19)$$

onde: i_α , i_β e i_0 são as correntes de linha em $\alpha\beta 0$ das correntes medidas i_a e i_b .

Solucionando a (4.19) resulta a (4.20):

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \\ i_{0 p} \end{bmatrix}. \quad (4.20)$$

Devido a que a conexão em triângulo do primário do transformador apresenta um caminho fechado para a corrente de seqüência zero, esta não aparece nas correntes medidas i_a e i_b dos indutores de filtro, portanto é possível obter as correntes em $\alpha\beta$ de fase a partir das correspondentes de linha desconsiderando a componente i_0 , isto é:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

Da equação de estado (4.15), pode-se observar que o inversor aplica na planta as tensões de linha em $\alpha\beta$. Portanto, para evitar realizar transformações adicionais dentro do DSP, pode-se utilizar a modulação *space vector* derivada a partir do espaço das tensões de linha do inversor em coordenadas $\alpha\beta$. A descrição da modulação é apresentada em detalhe no Apêndice C.

4.3. Controlador de tensão proposto em coordenadas $\alpha\beta$ utilizando o princípio do modelo interno: Uma abordagem por variáveis de Estado

Esta seção apresenta o projeto do controlador por variáveis de estado com base no princípio do modelo interno. Esse projeto visa atender os requerimentos de rastreamento assintótico da referência e rejeição de distúrbios de carga. Além disso, o modelo interno escolhido não produz cancelamento de pólo e zero, evitando-se a saturação do transformador.

Considere-se a planta descrita pelas equações discretas de estado abaixo

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_p[(k+1)T] &= \mathbf{G}_p \mathbf{x}_p(kT) + \mathbf{H}_p u(kT) \\ y(kT) &= \mathbf{C} \mathbf{x}_p(kT) \end{aligned} \quad (4.22)$$

onde \mathbf{G}_p e \mathbf{H}_p são as matrizes discretas da planta obtidas através de algum dos métodos de amostragem propostos no Capítulo 2, e utilizando-se as matrizes de tempo contínuo dadas em (4.17). A matriz de saída da planta discreta que inclui o atraso de transporte é dada por $\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 1 \ 0]$.

Dado que a planta em eixos estacionários $\alpha\beta$ é desacoplada, o projeto do controlador realiza-se sob a ótica de sistemas SISO. Na equação (4.22), \mathbf{G}_p , \mathbf{H}_p , e \mathbf{C} são matrizes constantes de dimensão $n \times n$, $n \times 1$ e $1 \times n$, respectivamente. Assume-se que o par $\{\mathbf{G}_p, \mathbf{H}_p\}$ é controlável e o par $\{\mathbf{G}_p, \mathbf{C}\}$ é observável. Assume-se também que o sinal de distúrbio $w(kT)$ pode ser representado por;

$$\mathbf{x}_w(k+1)T = \mathbf{A}_w \mathbf{x}_w(kT) \quad w(kT) = \mathbf{C}_w \mathbf{x}_w(kT), \quad (4.23)$$

com algum estado inicial desconhecido. O problema de controle resume-se a encontrar um controlador que faça com que a saída da planta rastreie assintoticamente o sinal de referência desejado $r(kT)$, gerado por;

$$\mathbf{x}_r(k+1)T = \mathbf{A}_r \mathbf{x}_r(kT) \quad r(kT) = \mathbf{C}_r \mathbf{x}_r(kT), \quad (4.24)$$

com algum estado inicial desconhecido, mesmo com a presença de distúrbios na saída da planta, descritos por (4.23). Sejam $\phi_w(z)$ e $\phi_r(z)$ os polinômios mínimos de \mathbf{A}_w e \mathbf{A}_r , respectivamente, e

$$\phi(z) = z^m + \alpha_1 z^{m-1} + \alpha_2 z^{m-2} + \dots + \alpha_m \quad (4.25)$$

o mínimo múltiplo comum das raízes instáveis de $\phi_w(z)$ e $\phi_r(z)$. Assim, todas as raízes de $\phi(z)$ se encontram fora do círculo unitário aberto. O modelo interno $\phi(z)$ pode ser realizado da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_c(k+1)T &= \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c(kT) + \mathbf{B}_c e(kT) \\ \mathbf{y}_c(kT) &= \mathbf{x}_c(kT) \end{aligned} \quad (4.26)$$

onde

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\alpha_m & -\alpha_{m-1} & -\alpha_{m-2} & \dots & -\alpha_1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

O erro $e(kT)$ na equação (4.26) define-se como sendo $e(kT) = r(kT) - y(kT)$. A estrutura de controle resultante é mostrada na figura abaixo:

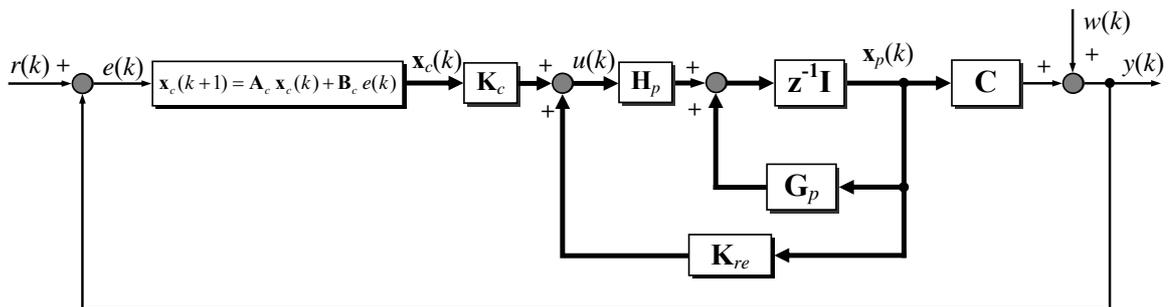


Figura 4.4 – Diagrama de blocos do sistema de controle utilizando a abordagem por variáveis de estado do princípio do modelo interno mais a realimentação dos estados da planta.

O sistema definido por (4.26) é de dimensão N , onde “ N ” é a ordem do polinômio $\phi(z)$ do modelo interno (ou também o número de pólos do modelo interno). Este modelo interno foi denominado como *servocompensador*, nas referências [75-77]. Note que a saída do servocompensador consiste de todos os N valores da variável de estado que se deseja controlar.

Considere-se agora a conexão em série da planta seguida do modelo interno anteriormente descrito, como mostra a Figura 4.4. A equação dinâmica, que descreve o sistema como um todo, pode ser obtida a partir da descrição matemática de sistemas compostos [74], como detalhado na continuação.

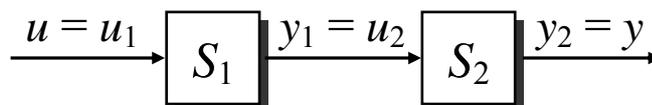


Figura 4.5 – Conexão série de dois sistemas dinâmicos lineares e invariantes no tempo.

Sejam os sistemas discretos S_1 e S_2 da Figura 4.5, lineares e invariantes no tempo.

Ambos os sistemas conectados em série são descritos pelas seguintes equações de estado:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_i(k+1) &= \mathbf{A}_i \mathbf{x}_i(k) + \mathbf{B}_i u_i(k) \\ y_i(k) &= \mathbf{C}_i \mathbf{x}_i(k) + \mathbf{D}_i u_i(k) \end{aligned}, \quad \text{para } i=1,2. \quad (4.28)$$

Os sistemas S_1 e S_2 resultam então representados da seguinte forma:

$$S_1 : \begin{cases} \mathbf{x}_1(k+1) = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1(k) + \mathbf{B}_1 u_1(k) \\ y_1(k) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}_1(k) + \mathbf{D}_1 u_1(k) \end{cases} \quad S_2 : \begin{cases} \mathbf{x}_2(k+1) = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}_2(k) + \mathbf{B}_2 u_2(k) \\ y_2(k) = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}_2(k) + \mathbf{D}_2 u_2(k) \end{cases}, \quad (4.29)$$

ainda, tem-se que: $u_1 = u$, $y_1 = u_2$ e $y = y_2$. Assim, utilizando-se as equações (4.29)

obtém-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1(k+1) &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1(k) + \mathbf{B}_1 u(k) \\ \mathbf{x}_2(k+1) &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x}_2(k) + \mathbf{B}_2 \mathbf{C}_1 \mathbf{x}_1(k) + \mathbf{B}_2 \mathbf{D}_1 u(k) \end{aligned}, \quad (4.30)$$

$$y(k) = y_2(k) = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}_2(k) + \mathbf{D}_2 \mathbf{C}_1 \mathbf{x}_1(k) + \mathbf{D}_2 \mathbf{D}_1 u(k)$$

ou, em forma matricial, obtém-se a união do espaço de estado de S_1 e S_2 :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(k+1) \\ \mathbf{x}_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_2 \mathbf{C}_1 & \mathbf{A}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(k) \\ \mathbf{x}_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \mathbf{D}_1 \end{bmatrix} u(k), \quad (4.31)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_2 \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(k) \\ \mathbf{x}_2(k) \end{bmatrix} + \mathbf{D}_2 \mathbf{D}_1 u(k).$$

Aplicando o procedimento anteriormente descrito ao sistema da Figura 4.4, pode-se escrever de forma equivalente que:

$$S_1 : \begin{cases} \mathbf{x}_c(k+1) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c(k) + \mathbf{B}_c u_c(k) \\ y_c(k) = \mathbf{x}_c(k) = u_2(k) \end{cases} \quad S_2 : \begin{cases} \mathbf{x}_p(k+1) = \mathbf{G}_p \mathbf{x}_p(k) + \mathbf{H}_p u_2(k) \\ y(k) = \mathbf{C} \mathbf{x}_p(k) + \mathbf{D} u_2(k) \end{cases}, \quad (4.32)$$

e ainda, $u_c = e$, $y_c = u_2 = u$ e $y_2 = y$. Além disto, a equação do erro é dada por:

$$e(k) = r(k) - y(k) = r(k) - \mathbf{C} \mathbf{x}_p(k) - \mathbf{D} u(k). \quad (4.33)$$

Substituindo-se a (4.33) no sistema S_1 da (4.32) e reorganizando as equações, obtém-se a equação de estado composta para o sistema da Figura 4.4, isto é:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(k+1) \\ \mathbf{x}_c(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_p & \mathbf{0} \\ -\mathbf{B}_c\mathbf{C} & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(k) \\ \mathbf{x}_c(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_p \\ -\mathbf{B}_c\mathbf{D} \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_c \end{bmatrix} r(k). \quad (4.34)$$

A conexão em série da planta com o modelo interno da Figura 4.4 é controlável e observável se e somente se, nenhum pólo de $\phi(z)$ é um zero da planta. De uma forma explícita pode-se dizer que (4.34) é controlável se e somente se,

$$\text{posto} \begin{bmatrix} \mathbf{G}_p & \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{H}_p \\ -\mathbf{B}_c\mathbf{C} & \mathbf{A}_c & \vdots & -\mathbf{B}_c\mathbf{D} \end{bmatrix} = n + N. \quad (4.35)$$

Se (4.34) for controlável, então os autovalores do sistema composto da Figura 4.4 podem ser arbitrariamente alocados por realimentação de estados, isto é,

$$u = -[\mathbf{K}_{re} \quad \mathbf{K}_c] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix}. \quad (4.36)$$

Por conseguinte, mediante um projeto adequado dos vetores de ganho \mathbf{K}_{re} e \mathbf{K}_c , o sistema realimentado da Figura 4.4 pode ser estabilizado e atender os requerimentos de rastreamento assintótico e de rejeição de distúrbios.

4.3.1 Projeto dos vetores de ganho \mathbf{K}_{re} e \mathbf{K}_c

Partindo do fato de que o controlador proposto realiza a realimentação de todas as variáveis de estado do sistema, é importante que as ondulações sobre estas variáveis seja pequena, principalmente em UPS de potência média e elevada na qual a frequência de comutação é baixa para limitar as perdas em comutação. Portanto, para o projeto das matrizes de ganhos do controlador proposto as matrizes \mathbf{G}_p e \mathbf{H}_p da planta, são obtidas a partir do modelo discreto proposto no *Método B* do Capítulo 2, o qual utiliza a média de duas amostras consecutivas para o cálculo da lei de controle e leva em conta o atraso da implementação digital. Portanto, o vetor de estados da planta de tempo discreto resulta em: $\mathbf{x}_p(kT) = [\bar{\mathbf{x}}(kT) \quad u_d(kT)]^T$, onde $\bar{\mathbf{x}}(kT)$ é o vetor de estado da planta discreta resultado da média de duas amostras consecutivas em um período de comutação, e $u_d(kT)$ é a ação de

controle atrasada que modela o atraso da implementação digital. Utilizando-se o esquema de amostragem do *Método B*, Figura 2.23, a frequência de amostragem do controlador é igual à frequência de comutação, isto é, a máxima frequência que o modelo interno pode compensar é muito menor do que a frequência de comutação, região onde se encontram as dinâmicas não modeladas. Dessa forma evita-se que o sistema se torne instável quando opera em malha fechada. Para satisfazer o requerimento de que nenhuma raiz do modelo interno $\phi(z)$ seja um zero da planta, o polinômio $\phi(z)$ foi escolhido na seguinte forma:

$$\phi(z) = 0.05 z^N + 0.95 z^{N-1} + z^{N-2} + z^{N-3} + \dots + 1 \quad (4.37)$$

Nesse polinômio utiliza-se um filtro FIR passa baixa de fase nula e ganho unitário, dado em (3.23), com o objetivo de incrementar a robustez nas altas frequências devido às dinâmicas não modeladas do sistema. Esse filtro, cuja resposta em frequência foi apresentada na Figura 3.20, tem a seguinte função transferência: $Q(z, z^{-1}) = 0.05 z + 0.9 + 0.05 z^{-1}$. A Figura 4.6 apresenta o mapa de pólos e zeros de malha aberta do modelo interno proposto, com uma ampliação na região das altas frequências a fim de visualizar o leve afastamento dos pólos do limite de estabilidade devido à presença do filtro $Q(z, z^{-1})$. Observa-se nesse mapa de pólos e zeros, que o mesmo não apresenta o pólo em $z = 1$, evitando-se o cancelamento de pólo e zero com a planta, e conseqüentemente a amplificação de componentes contínuas residuais que possam saturar o transformador isolador.

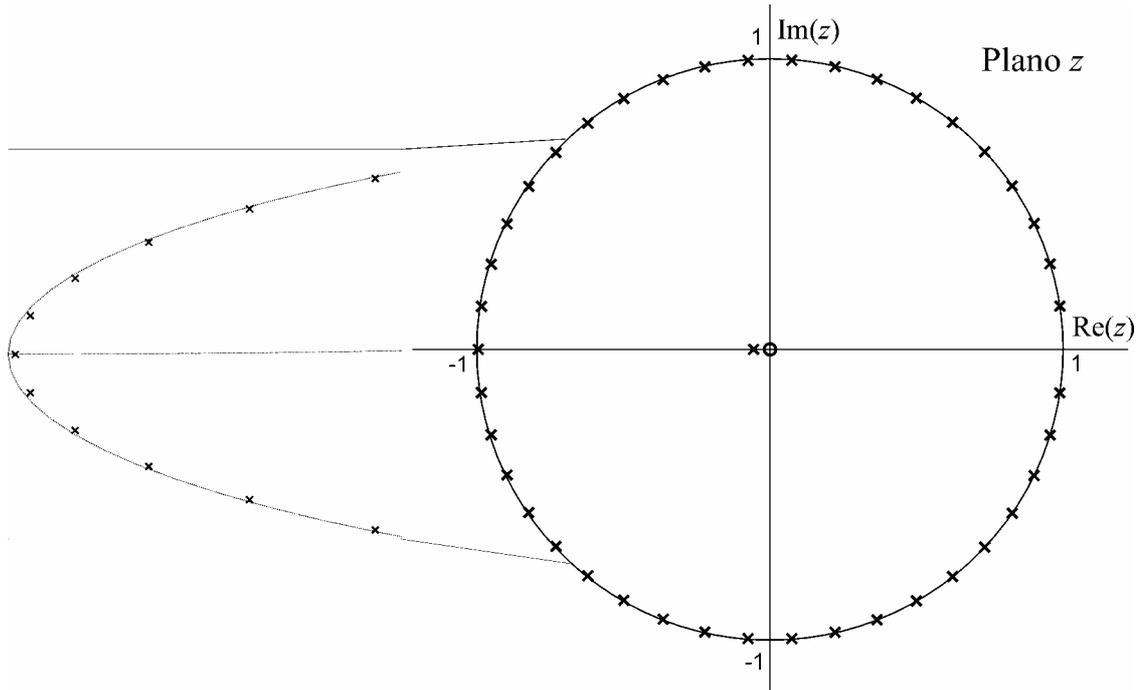


Figura 4.6 – Mapa de pólos e zeros do modelo interno proposto. $N = 42$.

Esse modelo interno permite compensar as harmônicas pares e ímpares a partir da fundamental, e até a vigésima primeira. Com o $\phi(z)$ apresentado na equação (4.37) as matrizes do controlador utilizadas no projeto resultam como mostradas a seguir.

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -0,05 & -0,95 & -1 & \cdots & -1 \end{bmatrix}_{[N \times N]} \quad \mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{[N \times 1]} \quad (4.38)$$

Para o presente caso, as matrizes de ganho \mathbf{K}_{re} e \mathbf{K}_c , são obtidas utilizando a abordagem do regulador linear quadrático discreto. O motivo principal da utilização dessa técnica de projeto, é que a mesma dá como resultado um sistema de controle assintoticamente estável, exceto em casos acadêmicos muito especiais [78]. Basicamente, as matrizes de ganho \mathbf{K}_{re} e \mathbf{K}_c são projetadas para minimizar uma função custo determinada, neste caso dada por (4.39):

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} [\mathbf{x}_p(k); \mathbf{x}_c(k)]^T (k) \mathbf{Q}_{pc} [\mathbf{x}_p(k); \mathbf{x}_c(k)] + u^T(k) R_{pc} u(k) \quad (4.39)$$

onde \mathbf{Q}_{pc} e R_{pc} são matrizes Hermitianas definidas positivas. O desempenho desejado do sistema em regime permanente e transitório consegue-se através da escolha adequada dos elementos das matrizes de performance \mathbf{Q}_{pc} e R_{pc} . Os fundamentos teóricos básicos desta técnica, bem como a metodologia de projeto das matrizes de ganhos para se obter o desempenho desejado, são apresentados em [71]. Os parâmetros necessários para o projeto das matrizes de ganhos são dados na Tabela 4.1.

Com esses parâmetros, e levando em conta que o modelo discreto utilizado para o projeto é normalizado com o objetivo de limitar a faixa dinâmica das variáveis para a implementação do controlador em ponto fixo, as matrizes \mathbf{Q}_{pc} e R_{pc} resultaram na seguinte forma:

$$\mathbf{Q}_{pc} = \text{diag}(3500 \quad 1 \quad 1000 \quad 1 \quad 200\mathbf{I}_{(N)}) \text{ and } R_{pc} = 1, \quad (4.40)$$

onde, $\mathbf{I}_{(N)}$ é a matriz identidade de dimensão N , resultando, portanto a matriz diagonal \mathbf{Q}_{pc} de dimensão $(N + n) = 46$; e a matriz R_{pc} é um escalar. Os valores base de tensão e de corrente, bem como os parâmetros da planta e frequência de amostragem das variáveis, utilizados para o projeto dos ganhos, são dados na Tabela 4.1. Os 4 primeiros elementos da matriz \mathbf{Q}_{pc} estão associados à energia das variáveis de estado da planta, isto é, corrente no primário do transformador, corrente no secundário do transformador, tensão sobre o capacitor de filtro e ação de controle atrasada. Os 42 elementos restantes estão associados à energia dos estados do controlador com o modelo interno. Por outro lado, R_{pc} é um escalar que está associado à energia da ação de controle $u_\alpha (u_\beta)$.

A seguir apresentam-se resultados de simulação para demonstrar o desempenho dinâmico do controlador proposto sob degraus de referência. As figuras 4.7 e 4.8 apresentam os transientes de tensão em $\alpha\beta$ quando a referência muda de 25% para 100%,

enquanto as figuras 4.9 e 4.10 mostram os sinais de erro em $\alpha\beta$ e a tensão de fase v_{an} de saída para a mesma variação da referência.

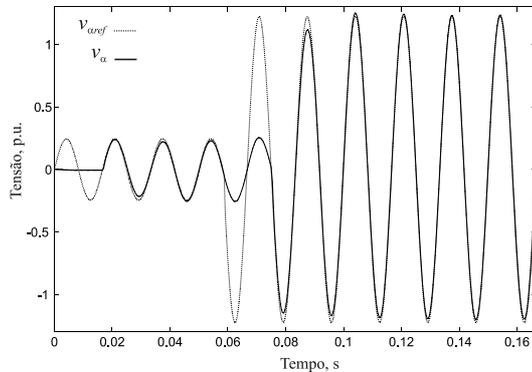


Figura 4.7. Resultado de simulação. Tensão no eixo α e a sua referência. Degrau na referência de 25% para 100%. $N = 42$.

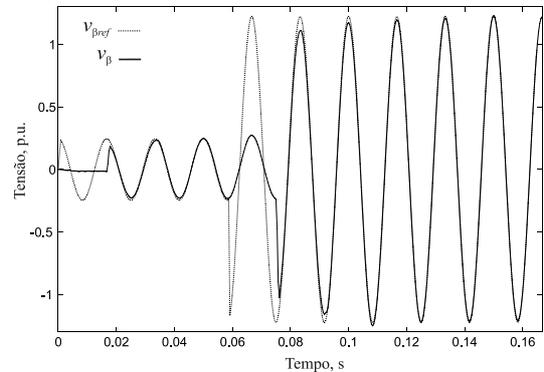


Figura 4.8. Resultado de simulação. Tensão no eixo β e a sua referência. Degrau na referência de 25% para 100%. $N = 42$.

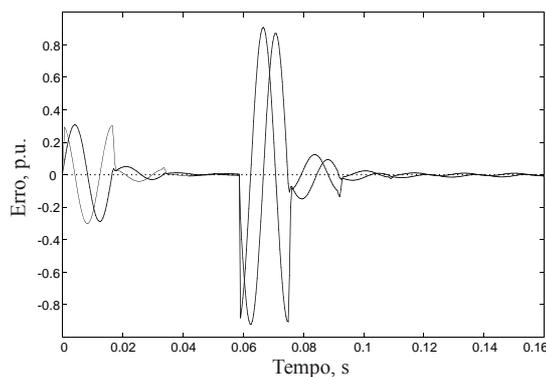


Figura 4.9. Resultado de simulação. Sinais de erro nos eixos $\alpha\beta$. Degrau na referência de 25% para 100%. $N = 42$.

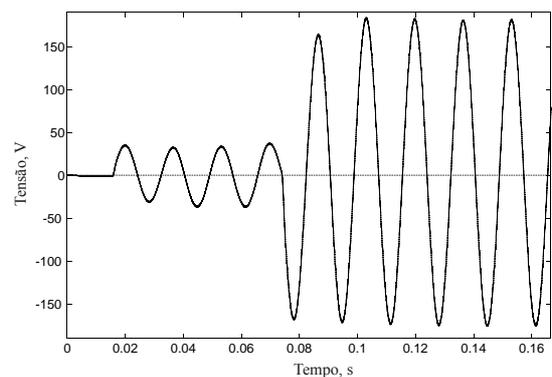


Figura 4.10. Resultado de simulação. Tensão de saída da fase a . Degrau na referência de 25% para 100%. $N = 42$.

Observa-se nos resultados de simulação anteriores a rápida resposta deste controlador discreto (aproximadamente um período da fundamental) às mudanças da referência de tensão, se comparado ao desempenho do controlador discreto proposto no Capítulo 3, o qual leva 5 períodos da fundamental para atingir o valor nominal.

4.4. Resultados Experimentais

O sistema da Figura 4.1 foi implementado experimentalmente no laboratório para verificar o desempenho do controlador digital de tensão proposto. O controlador foi implementado em um DSP de 16 bits e arquitetura de ponto fixo, TMS320F241 da *Texas Instruments*. Os parâmetros do protótipo são dados na Tabela 4.1, para uma potência de 10 kVA. Para os ensaios com carga não linear foram utilizados retificadores trifásicos e monofásicos a diodos projetados segundo a norma IEC62040-3. Essa carga, descrita no Capítulo 6, é mostrada na Figura 4.11. Nessa figura $R_s = 0,5\Omega$, $R_1 = 30\Omega$ e $C_c = 4700\mu\text{F}$.

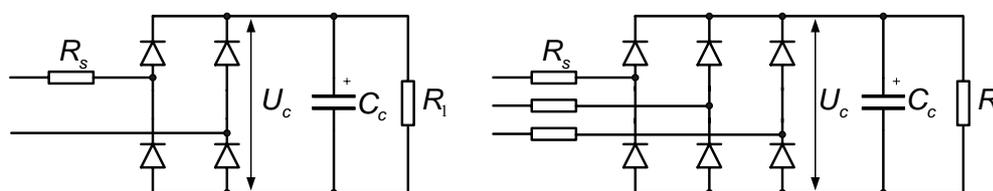


Figura 4.11 – Carga não linear de referência monofásica e trifásica.

Tabela 4.1 – Parâmetros do protótipo experimental da Figura 4.1. Potência 10kVA.

Frequência de comutação	2,52 kHz
Frequência de amostragem das variáveis de estado	5,04 kHz
Frequência de amostragem do controlador com modelo interno	2,52 kHz
Frequência da componente fundamental da tensão	60 Hz
Tensão do barramento CC	450 V
Valor base de tensão	450 V
Valor base de corrente	50 A
Indutância mútua (M)	200mH
Indutância de dispersão (L_d)	65 μ H
Indutor do filtro de saída (L)	500 μ H
Capacitor do filtro de saída (C)	135 μ F
Relação de transformação	1,732
Tensões nominais do transformador	3x220/127V
Ordem do polinômio do modelo interno (N)	42

Desempenho em Regime Permanente

A carga não linear nominal para uma fase da UPS foi conectada entre uma das fases e neutro para verificar a capacidade da UPS de operar com carga desequilibrada não linear. Esse caso apresenta-se na Figura 4.13 demonstrando que o fator de desequilíbrio resulta reduzido, com um valor em torno de 1%. Esse fator de desequilíbrio é calculado de acordo a IEEE Std. 100-1992 [73], e a expressão de cálculo é descrita abaixo:

$$FD\% = \frac{\max\left[|\max(v_{an}) - VM| \quad |\max(v_{bn}) - VM| \quad |\max(v_{cn}) - VM|\right]}{VM} \times 100, \quad (4.41)$$

onde, $VM = [\max(v_{an}) + \max(v_{bn}) + \max(v_{cn})]/3$, é a média dos valores máximos das três tensões de fase. Mesmo nessa severa condição de carga não linear desequilibrada, a distorção harmônica total é reduzida, se comparada com a THD das formas de onda das tensões da Figura 4.12, as quais foram obtidas com o mesmo inversor operando em malha aberta. A Figura 4.14 apresenta o espectro harmônico das tensões de saída para as duas condições de operação: (a) Malha aberta e (b) Malha fechada com o controlador proposto.

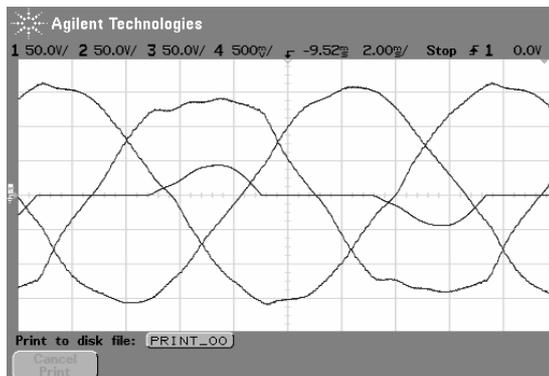


Figura 4.12. Resultado Experimental. **Malha aberta.** Retificador monofásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div. **Fator de Desequilíbrio = 8,7%.**
THD = 8,6%.

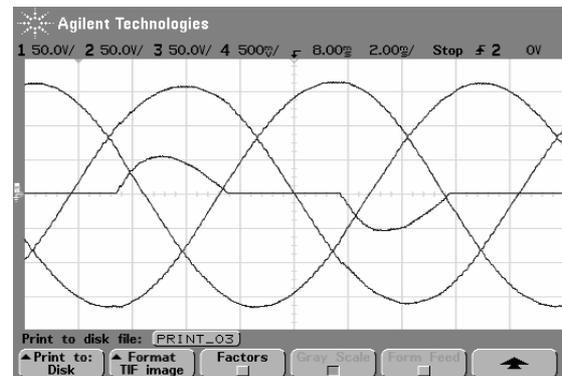


Figura 4.13. Resultado Experimental. **Controlador Proposto.** Retificador monofásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div. **Fator de Desequilíbrio = 1,25%.**
THD = 1,45%.

O grau de desequilíbrio pode ser avaliado observando o valor porcentual elevado da 3ª harmônica da tensão na Figura 4.14 (a), de 6,76%. Esta harmônica se reduz

significativamente a 0,19% na operação em malha fechada. Observa-se também a redução significativa dos harmônicos ímpares não múltiplos de 3 gerados pela carga não linear.

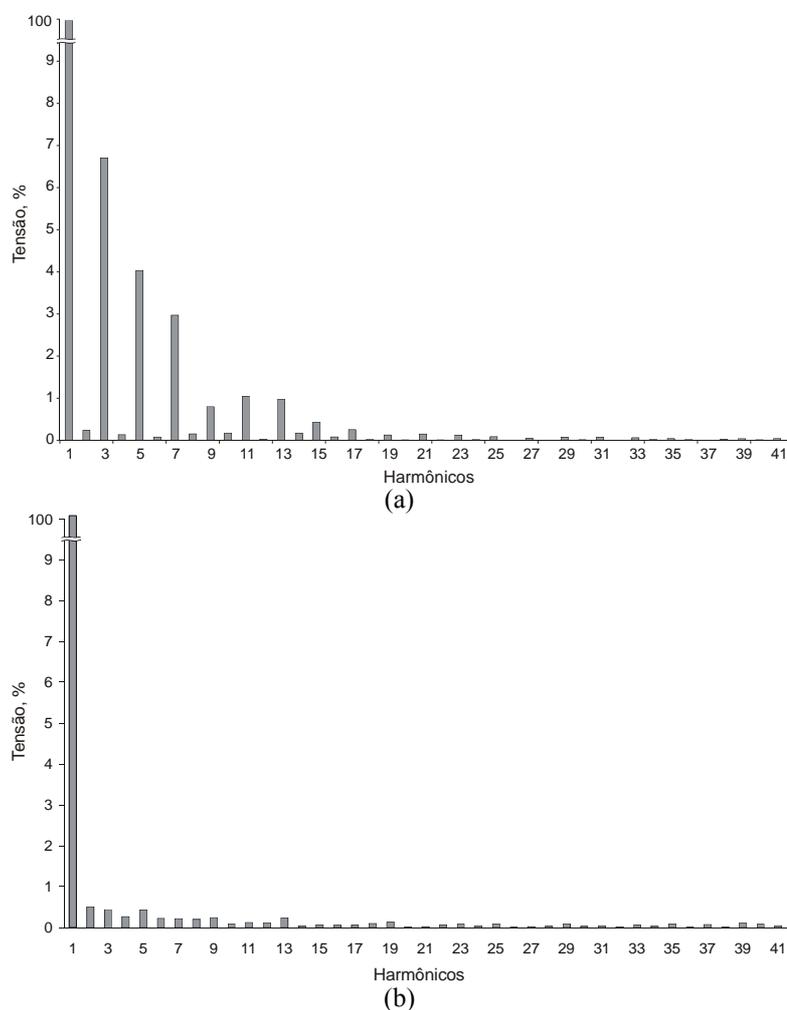


Figura 4.14 – Espectro harmônico das tensões de saída. Carga não linear monofásica desequilibrada. (a) Malha aberta. (b) Malha fechada com o controlador proposto.

Por outro lado, a Figura 4.16 mostra o desempenho com carga não linear trifásica equilibrada, na qual se observa que as tensões de saída apresentam uma THD reduzida, com valores abaixo de 1%, se comparada com as tensões de saída da Figura 4.15 para operação em malha aberta. A Figura 4.17 mostra o espectro harmônico das tensões de saída quando a UPS opera com carga não linear trifásica, (a) malha aberta e (b) malha fechada com o controlador proposto. Novamente a redução dos harmônicos das tensões é significativa, quando a UPS opera em malha fechada com o controlador proposto, principalmente nos harmônicos ímpares, drenados pelo retificador trifásico não controlado.

Ainda, aparece uma reduzida parcela de 3º harmônica, de 0,48%, devido principalmente às diferenças nas correntes drenadas pelo retificador trifásico.

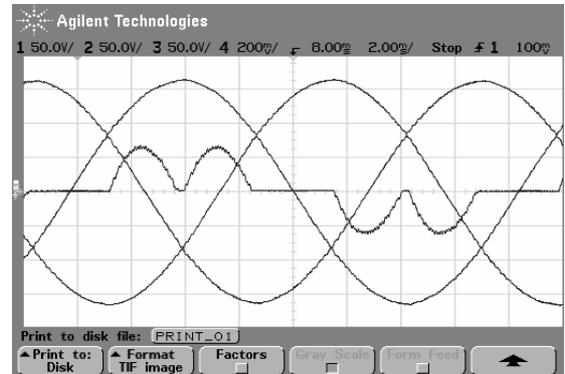
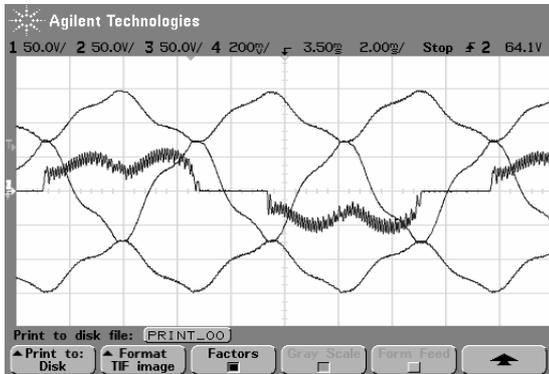


Figura 4.15. Resultado Experimental. **Malha aberta.** Retificador trifásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. **THD = 9,76 %.**

Figura 4.16. Resultado Experimental. **Controlador Proposto.** Retificador trifásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. **THD = 0,9 %.**

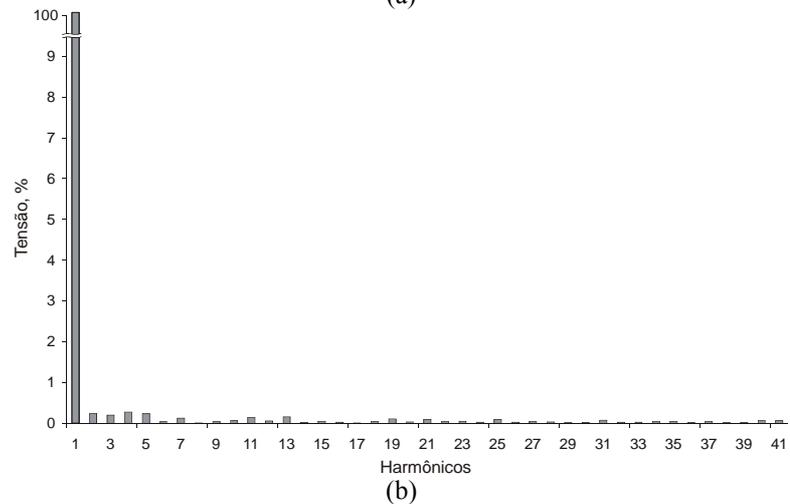
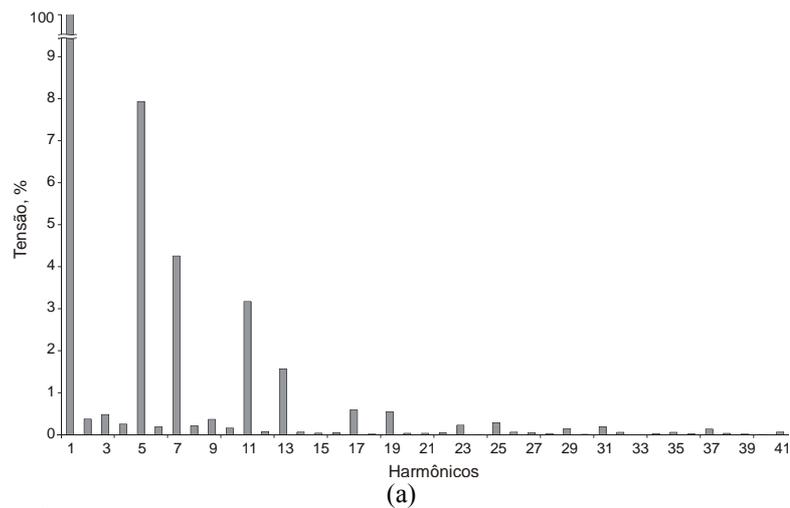


Figura 4.17 – Espectro harmônico das tensões de saída. Carga não linear trifásica. (a) Malha aberta. (b) Malha fechada com o controlador proposto.

Na Figura 4.18 apresenta-se as tensões de saída da UPS, e a corrente de carga da fase a , operando com carga linear resistiva. Nesse caso a carga nominal de uma fase foi conectada entre a fase a e o neutro, caracterizando-se desta forma a operação da UPS com 100% de desequilíbrio de carga linear. O espectro de harmônicas da tensão de saída da Figura 4.19 demonstra o reduzido conteúdo harmônico, o que resulta em uma THD muito baixa e um fator de desequilíbrio também reduzido de 0,8%.

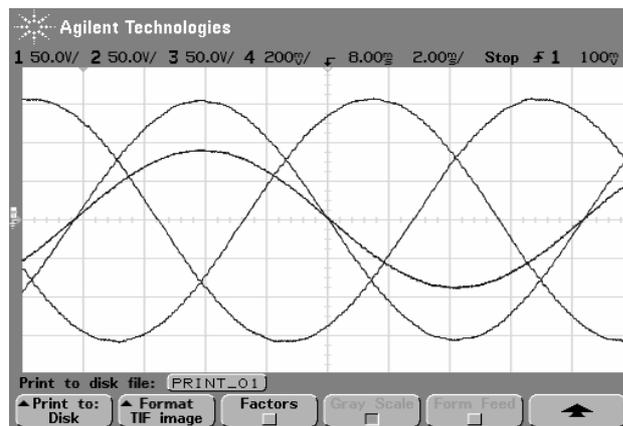


Figura 4.18. Resultado Experimental. Carga linear resistiva desequilibrada. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div.

THD = 0,84 %. Fator de Desequilíbrio = 0,79%.

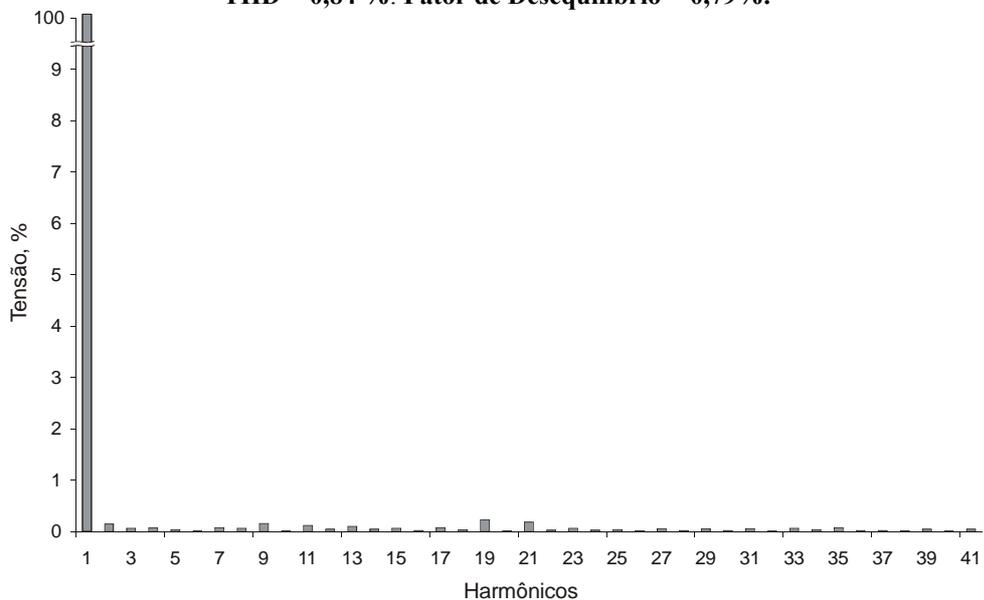


Figura 4.19. Espectro harmônico das tensões de fase de saída com carga linear resistiva desequilibrada.

THD = 0,84 %. Fator de Desequilíbrio = 0,79%.

Para demonstrar que o controlador proposto não produz cancelamento de pólo e zero com a planta, a Figura 4.20 mostra as tensões de fase de saída da UPS e a corrente de

entrada na fase a do lado primário do transformador, quando o sistema da Figura 4.1 opera em malha fechada com o controlador repetitivo convencional, revelando o problema do cancelamento. Entretanto, a Figura 4.21 demonstra que o controlador aqui proposto, com o mapa de pólos e zeros mostrado na Figura 4.6, não produz cancelamento de pólo e zero, e, portanto as componentes contínuas residuais não são amplificadas evitando-se a saturação do transformador isolador.

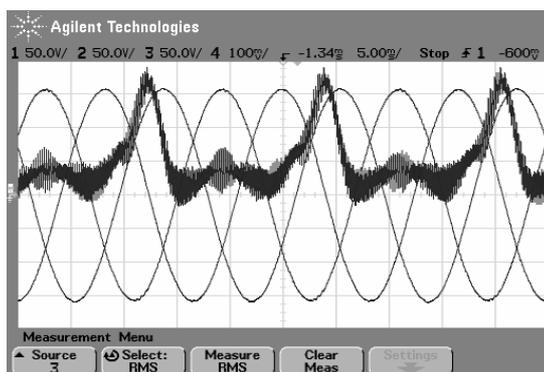


Figura 4.20. Resultado Experimental. **Controlador Repetitivo Convencional** [44]. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de linha no primário do transformador i_a . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 10 A/div.

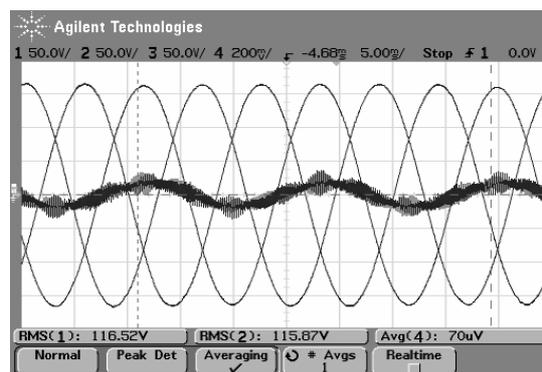


Figura 4.21. Resultado Experimental. **Controlador Proposto**. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de linha no primário do transformador i_a . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 10 A/div.

Desempenho em Regime Transitório

Para verificar o desempenho em regime transitório da UPS realizaram-se ensaios com degraus de carga linear e não linear, tanto na entrada como na retirada de carga. Esses ensaios foram realizados sob a ótica da norma IEC62040-3, os quais são descritos no Capítulo 6.

A Figura 4.22 mostra o degrau de entrada de carga não linear de 66% para 100% e a Figura 4.23 apresenta o degrau de retirada de carga de 100% para 66%. Observa-se nesses resultados que tanto na entrada como na retirada de carga o sistema leva aproximadamente 10 períodos da fundamental para retornar ao valor nominal de regulação. É importante notar que a queda na tensão de saída no momento em que se realiza o degrau

de carga, é o resultado de que o capacitor C_c da carga não linear encontra-se descarregado quando ele é conectado à saída da UPS.

Finalmente, na Figura 4.24 e na Figura 4.25 apresentam-se as formas de onda de tensão e corrente de carga resultantes do ensaio realizado para verificar o desempenho dinâmico da UPS com carga linear. A Figura 4.24 mostra o degrau de entrada de carga de 20% para 80% da potência ativa nominal, e a Figura 4.25, a retirada de carga de 80% para 20%.

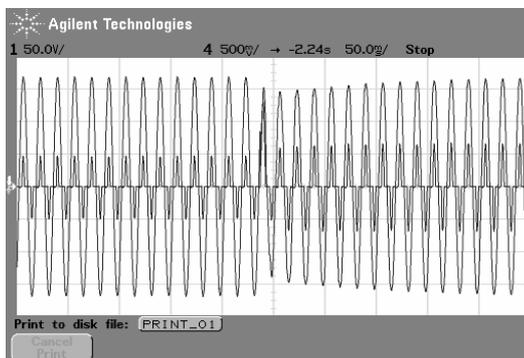


Figura 4.22. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{0a} . Degrau de carga não linear de 66% a 100%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

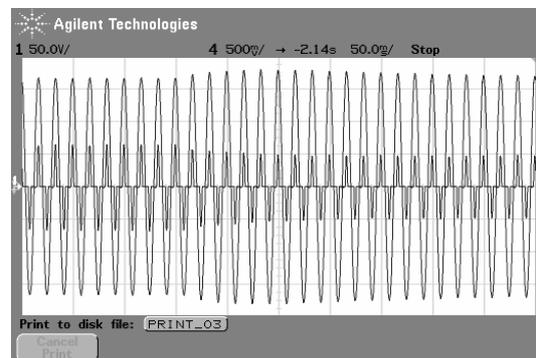


Figura 4.23. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{0a} . Degrau de carga não linear de 100% a 66%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

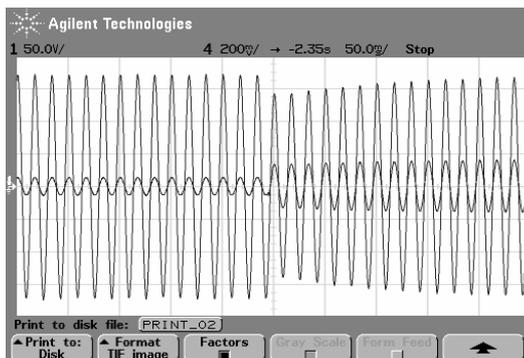


Figura 4.24. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{0a} . Degrau de carga linear de 20% a 80%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

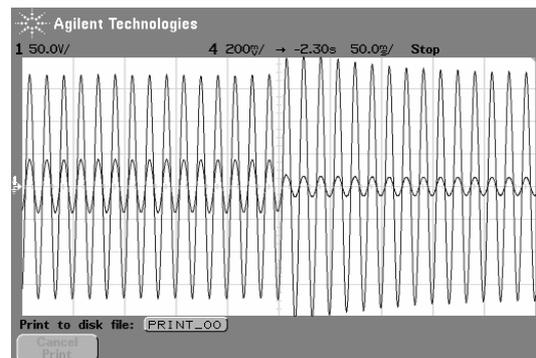


Figura 4.25. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{0a} . Degrau de carga linear de 80% a 20%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

4.5. Sumário

Neste capítulo propõe-se um controlador em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, que utiliza a abordagem por variáveis de estado do Princípio do Modelo Interno. Para efetuar o projeto desse controlador junto à realimentação dos estados da planta utilizou-se o modelo discreto linear a partir do *Método B* proposto no Capítulo 2, o qual utiliza a média de duas amostras consecutivas em um período de comutação. Esse modelo permite reduzir as harmônicas de frequência elevada nas variáveis de estado realimentadas. Isso é uma preocupação principalmente em potências médias e elevadas, casos estes em que a frequência de comutação é baixa para limitar as perdas nos semicondutores, e quando o indutor do filtro LC de saída é pequeno, seja para redução de tamanho e custo e/ou para aumentar a capacidade do inversor para compensar mudanças bruscas de corrente na carga.

Devido a que o modelo nominal do inversor, transformador, filtro e carga, desenvolvido neste capítulo é alimentado pelas tensões de linha geradas a partir do inversor trifásico PWM, é proposto também realizar a modulação *space vector* no espaço das tensões de linha do inversor em coordenadas $\alpha\beta$, evitando-se assim transformações adicionais a serem efetuadas no DSP.

O controlador aqui proposto utiliza um modelo interno adequado para inversores PWM com transformador isolador de saída. Isto é, esse modelo interno evita o cancelamento do pólo em $z = 1$ do modelo interno com o zero em $z = 1$ introduzido pelo transformador, não permitindo que a componente contínua residual seja amplificada pelo controlador, e sature o transformador de saída.

Ainda, o projeto das matrizes de ganho utilizando a técnica do regulador quadrático discreto permite um grau de liberdade adicional para poder definir o desempenho desejado do sistema. Além disso, o fato da frequência de amostragem do controlador ser igual à

freqüência de comutação evita que o modelo interno tente compensar os harmônicos das bandas laterais, centrados na freqüência de comutação do inversor PWM, o que pode levar o sistema à instabilidade. Portanto, a freqüência mais elevada das harmônicas que o modelo interno compensa é muito menor do que o primeiro grupo de harmônicas geradas pela modulação PWM.

O controlador aqui proposto apresenta resultados satisfatórios em regime transitório, e permite obter tensões de saída de alta qualidade com uma distorção harmônica muito baixa, tanto para carga linear bem como não linear equilibrada e desequilibrada. Salienta-se que no caso mais desfavorável, isto é, com 100% de desequilíbrio de carga não linear, a THD é muito baixa e o fator de desequilíbrio resulta em torno de 1%.

É importante salientar que a configuração da Figura 4.1 proposta neste capítulo, fornece um grau de liberdade adicional com relação à do Capítulo 3. Ou seja, o fato de colocar os indutores de filtro na entrada do transformador não incrementa a impedância de seqüência zero e, portanto, não se introduzem distorções adicionais nas tensões de saída, na operação da UPS com cargas desequilibradas. Ainda, essa disposição dos indutores permite a partir da medida da corrente nos mesmos efetuar uma proteção dos semicondutores por sobrecarga ou curto-circuito mediante uma malha interna de corrente como proposto em [71].

Capítulo 5

CONTROLADOR DISCRETO DE TENSÃO COM BASE NO PRINCÍPIO DO MODELO INTERNO EM EIXOS SÍNCRONOS dq

Este capítulo propõe um controlador discreto de tensão que utiliza um modelo interno em eixos síncronos. A proposta fundamenta-se na redução do número de pólos do modelo interno, e, na redução da taxa de amostragem desse controlador em relação à da planta, o que resulta num sistema de controle discreto com duas frequências de amostragem diferentes. Demonstra-se aqui que essa redução do número de pólos e da taxa de amostragem do modelo interno permite obter alguns benefícios, dentre eles: (i) uma solução muito simples para o problema da saturação do transformador isolador; (ii) uma redução do espaço em memória RAM necessário para armazenar o erro da tensão de saída bem como uma solução atrativa para microcontroladores e DSP de aritmética de ponto fixo; (iv) a melhora da resposta transitória para degraus de carga linear e não linear, e (v) um incremento da margem de estabilidade do sistema em malha fechada. Dois pré-compensadores são utilizados com este modelo interno em dq : uma realimentação dos estados da planta e um PD preditivo. Essas sucessivas abordagens aqui propostas permitem obter tensões com reduzida THD para carga linear e não linear equilibrada e desequilibrada, e principalmente, um excelente desempenho transitório se comparado à abordagem do Capítulo 4. Para confirmar as afirmações expostas acima são apresentados resultados experimentais utilizando-se o circuito da Figura 5.1.

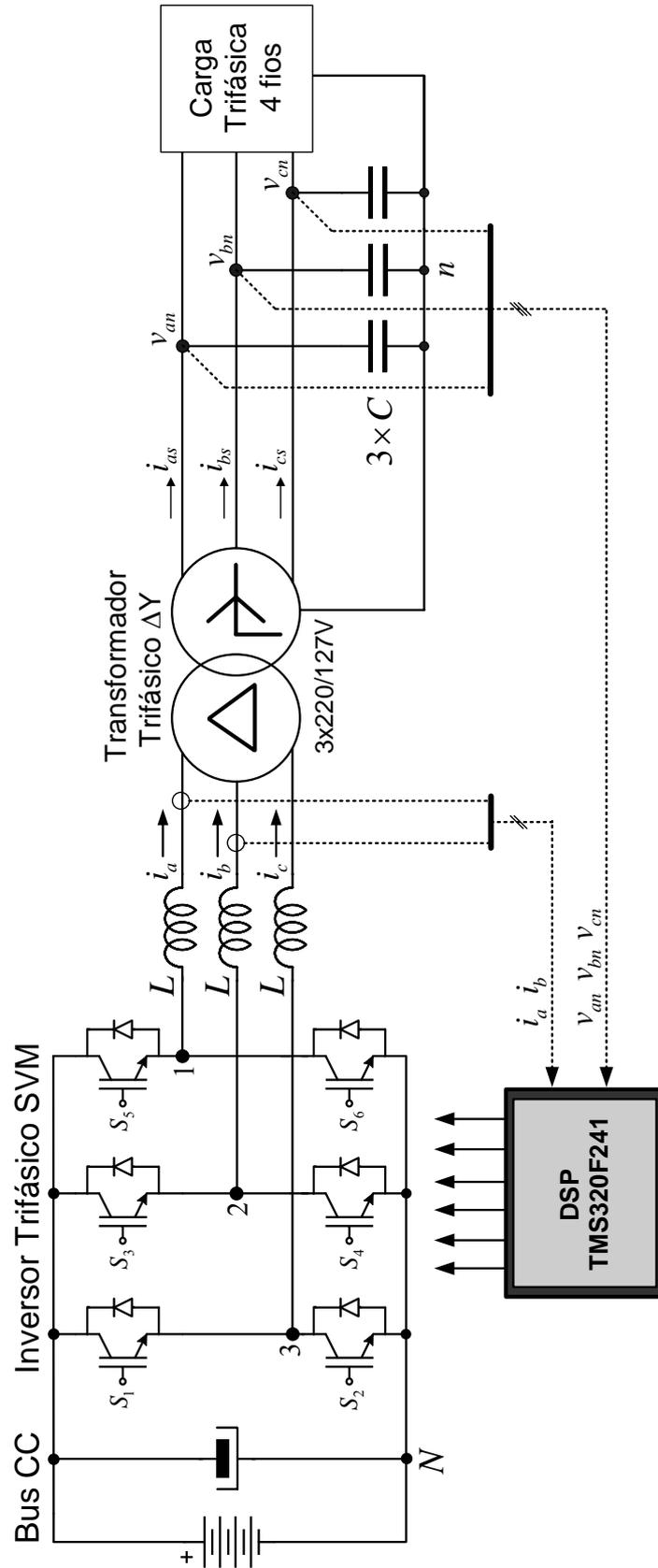


Figura 5.1 – Inversor trifásico com modulação *space vector*, transformador ΔY , filtro e carga.

5.1. Descrição do sistema

O circuito de potência da UPS de dupla conversão é o mesmo que foi utilizado para o controlador proposto no Capítulo 4. Para facilidade do leitor, o circuito é apresentado novamente na Figura 5.1.

5.2. Modelo do Inversor, Transformador, Filtro e Carga.

5.2.1 Modelo de tempo contínuo em coordenadas síncronas dq

Dado que a planta utilizada é a mesma do Capítulo 4, as equações dinâmicas do modelo de tempo contínuo em coordenadas abc são as obtidas na subseção 4.2.1. Para se obter o modelo em eixos síncronos dq as equações (4.4), (4.8) e (4.9) são transformadas primeiro para eixos estacionários $\alpha\beta 0$ e logo após para eixos síncronos dq utilizando-se as seguintes transformações:

$$\mathbf{T}_{abc-\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{\alpha\beta 0-dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Obtém-se assim a equação de espaço de estados em eixos síncronos abaixo:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq}(t) = \mathbf{A}_{dq} \mathbf{x}_{dq}(t) + \mathbf{B}_{dq} \mathbf{u}_{dq} + \mathbf{F}_{dq} \mathbf{w}_{dq}. \quad (5.2)$$

Na equação (5.2) as matrizes \mathbf{A}_{dq} , \mathbf{B}_{dq} , e \mathbf{F}_{dq} são dadas por:

$$\mathbf{A}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 & 0 & -M/D & 0 \\ \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & -M/D \\ 0 & 0 & 0 & -\omega & -(3L+M)/D & 0 \\ 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & -(3L+M)/D \\ 0 & 0 & 1/C' & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & 0 & 1/C' & \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$\mathbf{B}_{dq} = \begin{bmatrix} (M + L'_d)/D & 0 \\ 0 & (M + L'_d)/D \\ M/D & 0 \\ 0 & M/D \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1/C' & 0 \\ 0 & -1/C' \end{bmatrix}.$$

Sendo que o vetor de espaço de estados foi escolhido como sendo $\mathbf{x}_{dq}(t) = [i_{dp} \ i_{qp} \ i_{ds} \ i_{qs} \ v_d \ v_q]^T$ onde i_{dp} e i_{qp} são as correntes de fase no primário do transformador, i_{ds} e i_{qs} são as correntes de linha no secundário do transformador, e v_d e v_q são as tensões de saída entre fase e neutro; em eixos síncronos dq . Por outro lado, os vetores de entrada e de distúrbios em eixos síncronos são definidos como sendo: $\mathbf{u}_{dq}(t) = [u_d \ u_q]^T$ e $\mathbf{w}_{dq}(t) = [i_{od} \ i_{oq}]^T$. Em (5.3), $D = 3LM + 3LL'_d + ML'_d$ e ω é a frequência angular em rad/s das tensões de saída desejadas.

Note-se que i_{dp} e i_{qp} são as correntes de fase no primário do transformador, usadas para realimentação. Entretanto, as correntes medidas são as correntes nos indutores i_a e i_b . Portanto, para se obter as correntes de fase em eixos síncronos a partir das correntes de linha em coordenadas abc a seguinte transformação pode ser utilizada:

$$\begin{bmatrix} i_{dp} \\ i_{qp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{6} \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\omega t) & -\frac{\sqrt{6}}{6} \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\omega t) \\ -\frac{\sqrt{6}}{6} \sin(\omega t) + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\omega t) & \frac{\sqrt{6}}{6} \sin(\omega t) + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

Esta transformação é obtida transformando-se primeiramente as correntes medidas i_a e i_b para eixos estacionários $\alpha\beta$ utilizando-se $\mathbf{T}_{abc_ \alpha\beta 0}$ em (5.1) e considerando-se que i_c é linearmente dependente de i_a e i_b . Logo após, as correntes de fase no primário do transformador se obtêm a partir das correntes de linha i_α e i_β , obtidas no passo anterior, mediante a seguinte transformação:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{6} \\ \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

onde, $i_{\alpha p}$ e $i_{\beta p}$ são as correntes de fase no primário do transformador em eixos $\alpha\beta$. Finalmente, transformando $i_{\alpha p}$ e $i_{\beta p}$ para coordenadas síncronas dq , usando $T_{\alpha\beta_dq}$ em (5.1), obtêm-se as correntes de fase do transformador em dq , i_{dq} e i_{qp} em (5.4).

5.2.2 Modelo de tempo discreto em eixos síncronos dq

Para obter o modelo de espaço de estado discreto em eixos síncronos necessário para realizar o projeto do controlador discreto que utiliza a realimentação dos estados da planta, a equação de estados de tempo contínuo em eixos síncronos (5.2), é solucionada ao longo de um período de amostragem T . Ainda, considerando-se o atraso de transporte devido à implementação digital, como proposto em [71], o modelo discreto em questão resulta na seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}[(k+1)T] \\ \mathbf{u}_{dq_d}[(k+1)T] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dq}(kT) \\ \mathbf{u}_{dq_d}(kT) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{dq}(kT), \quad (5.6)$$

A equação (5.6) pode ser reescrita de uma forma compacta, ou seja:

$$\mathbf{x}_p[(k+1)T] = \mathbf{G}_{dq} \mathbf{x}_p(kT) + \mathbf{H}_{dq} \mathbf{u}_{dq}(kT), \quad (5.7)$$

onde $\mathbf{x}_p(t) = [i_{dp} \quad i_{qp} \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad v_d \quad v_q \quad u_{d_d} \quad u_{q_d}]^T$. Na equação (5.6), a variável de estado adicional $\mathbf{u}_{dq_d}(kT)$ representa a ação de controle aplicada no período de amostragem anterior que modela o atraso existente na implementação em tempo real. Por outro lado, as matrizes discretas \mathbf{G} , \mathbf{H}_0 e \mathbf{H}_1 , são dadas em (5.8) onde T_d representa o atraso de tempo relacionado a uma dada implementação digital.

$$\mathbf{G} = e^{\mathbf{A}_{dq}T}, \quad \mathbf{H}_0 = e^{\mathbf{A}_{dq}(T-T_d)} \mathbf{A}_{dq}^{-1} (e^{\mathbf{A}_{dq}T_d} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_{dq}, \quad \mathbf{H}_1 = \mathbf{A}_{dq}^{-1} [e^{\mathbf{A}_{dq}(T-T_d)} - \mathbf{I}] \mathbf{B}_{dq} \quad (5.8)$$

Note-se que para a obtenção da equação (5.6) a amostragem das variáveis de interesse bem como a atualização da ação de controle é realizada como mostra o diagrama de tempos da Figura 5.2.

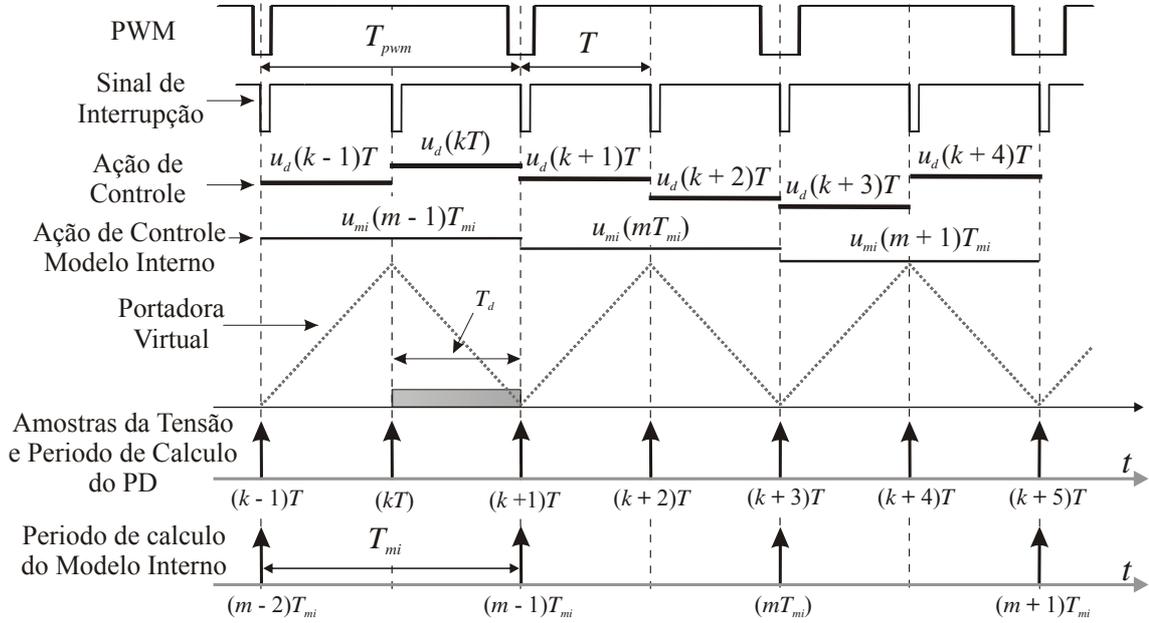


Figura 5.2 – Diagrama de tempos. T_{pwm} : Período de comutação, T : Período de amostragem e de cálculo do PD, T_d : Tempo de cálculo da lei de controle. T_{mi} : Período de cálculo do modelo interno. $T_{mi} = 2T$ e $T_d = T$.

Visto que uma das propostas deste capítulo visa utilizar um compensador PD para estabilizar a planta com o modelo interno, resulta mais útil neste caso realizar uma abordagem de entrada-saída. Para isso, é útil obter a descrição de entrada-saída da planta, a qual pode ser derivada da (5.6) aplicando a transformada \mathcal{Z} . Dado que a planta discreta representada por (5.6) é um sistema MIMO, obtém-se, portanto a matriz função de transferência amostrada do sistema, isto é:

$$\mathbf{G}_p(z) = \mathbf{C}_{dq} (z\mathbf{I} - \mathbf{G}_{dq})^{-1} \mathbf{H}_{dq} + \mathbf{D}_{dq} \quad (5.9)$$

onde,

$$\mathbf{G}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{H}_0 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_{dq} = [\mathbf{0}_{2 \times 4} \quad \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad \mathbf{0}_{2 \times 2}]; \quad \mathbf{D}_{dq} = [\mathbf{0}_{2 \times 2}] \quad (5.10)$$

Neste caso, a matriz função de transferência amostrada resultante pode ser escrita como mostrada abaixo:

$$\mathbf{G}_p(z) = \begin{bmatrix} g_1(z) & g_2(z) \\ -g_2(z) & g_1(z) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

onde, as funções de transferência amostradas $g_1(z)$ e $g_2(z)$ são dadas pelas seguintes funções racionais próprias:

$$g_1(z) = \frac{b_0 z^4 + b_1 z^3 + b_2 z^2 + b_3 z + b_4}{z^5 - a_1 z^4 + a_2 z^3 - a_3 z^2 + a_4 z}, \quad g_2(z) = \frac{-c_0 z^4 - c_1 z^3 - c_2 z^2 + c_3 z + c_4}{z^5 - a_1 z^4 + a_2 z^3 - a_3 z^2 + a_4 z} \quad (5.12)$$

Note-se que a equação (5.11) mostra que o sistema apresenta um acoplamento dado pelas funções de transferência $g_2(z)$ e $-g_2(z)$. Com o intuito de simplificar o projeto do controlador é útil trabalhar com dois sistemas SISO. Portanto, demonstra-se aqui que a influência dos termos da diagonal secundária da matriz função de transferência (5.11) pode ser desprezada, o que indica que o sistema é fracamente acoplado. Observa-se na Figura 5.3 que ao longo de uma ampla faixa de frequência a função de transferência $g_2(z)$ atenua significativamente a saída v_q quando se aplica um sinal na entrada u_d , ou vice-versa.

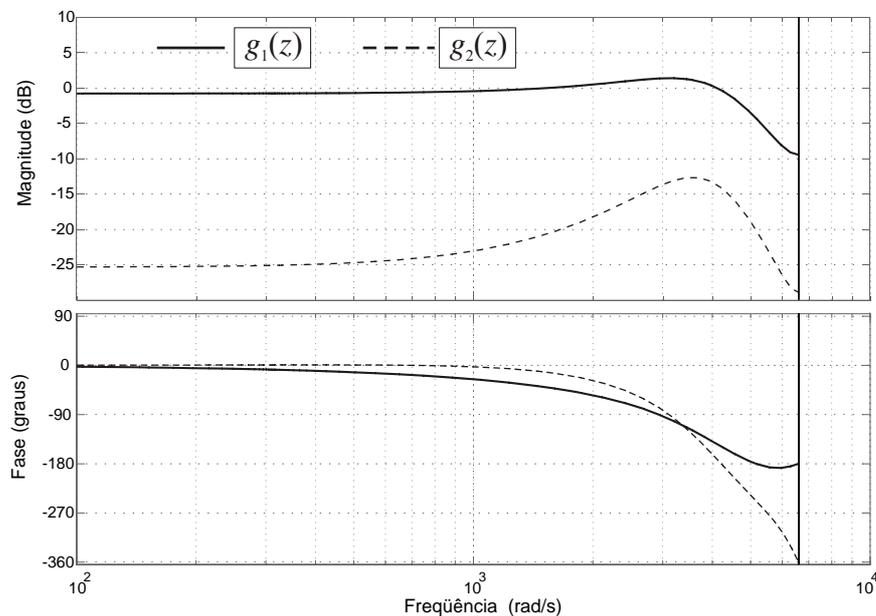


Figura 5.3 – Respostas em frequência de $g_1(z)$ e $g_2(z)$. $T = 198,41\mu\text{s}$.

Por conseguinte, o sistema em questão pode ser abordado como um problema de controle SISO sem afetar significativamente o desempenho em malha fechada. Assim sendo, a função de transferência da planta resultam $G_p(z) = g_1(z)$ para ambos os eixos “d”

ou “q”. Os coeficientes reais das funções de transferência em (5.12) são dados em (5.13). Esses foram obtidos com os valores base dados na Tabela 5.1, um período de amostragem $T = 198,41\mu\text{s}$ e considerando uma resistência de carga em cada fase de 10Ω , o que equivale à metade da potência nominal por fase.

$$\begin{aligned} b_0 &= 0,2276; & b_1 &= 0,7325; & b_2 &= 0,08777; & b_3 &= 0,2166; & b_4 &= 0,03064 \\ c_0 &= 0,01096; & c_1 &= 0,111; & c_2 &= 0,008563; & c_3 &= 0,03678; & c_4 &= 0,001553 \\ a_1 &= 0,2007; & a_2 &= 0,5854; & a_3 &= 0,06041; & a_4 &= 0,09056 \end{aligned} \quad (5.13)$$

Com o propósito de determinar um controlador de tensão discreto apropriado para a planta descrita por $g_1(z)$, sob os fundamentos do princípio do modelo interno, é importante mostrar o impacto que têm os zeros da planta na escolha da estrutura do controlador.

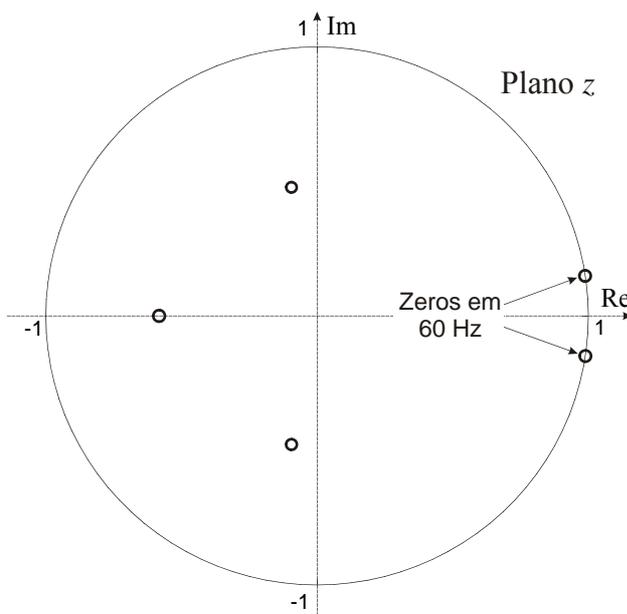


Figura 5.4 – Mapa de zeros da função transferência da planta $g_1(z)$. $T = 198,41\mu\text{s}$.

A Figura 5.4 mostra os zeros de $g_1(z)$ em eixos síncronos. Observa-se que a planta apresenta um par de zeros na frequência da componente fundamental, neste caso 60Hz, associados com o transformador isolador. Esses zeros indicam que o transformador não transfere a componente contínua para a saída. Isso significa que uma inadequada seleção do controlador discreto pode produzir um cancelamento de pólo e zero, fazendo com que qualquer componente contínua residual resultante da implementação digital seja

amplificada e por sua vez possa levar o transformador à saturação, como demonstrado no Capítulo 3. Para evitar esse problema, um controlador de tensão discreto em eixos síncronos com base no princípio do modelo interno, e adequado para o sistema da Figura 5.1 é proposto na próxima seção.

5.3. Controlador discreto de tensão proposto baseado num modelo interno em eixos síncronos

Esta seção desenvolve o controlador de tensão discreto proposto em eixos síncronos que utiliza o princípio do modelo interno. Considere o problema de projeto de um controlador para o sistema SISO linear e invariante no tempo mostrado na Figura 5.5 no qual a função de transferência estritamente própria da planta é dada por $g_1(z)$. O problema é projetar um controlador com uma função de transferência própria $g_c(z)$ de forma que o sistema realimentado resulte assintoticamente estável e atenda às especificações de erro de rastreamento nulo mesmo com sinais de distúrbio presentes na saída da planta.

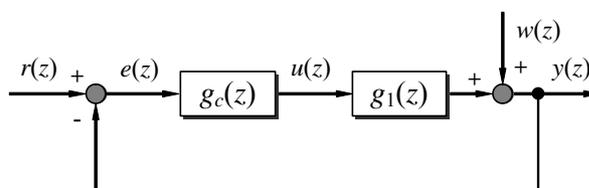


Figura 5.5 – Sistema discreto realimentado SISO LIT.

O procedimento de projeto desenvolvido sob a teoria do princípio do modelo interno para sistemas discretos apresentado no Capítulo 3 pode ser aplicado para o caso em questão. Esse procedimento é resumido aqui para facilidade do leitor e o mesmo consta de dois passos: (i) introdução de um modelo dos sinais de distúrbio e da referência, $1/\phi(z)$, dentro da malha fechada, onde $\phi(z)$ é o denominador mínimo comum dos pólos instáveis de $r(z)$ e $w(z)$, e (ii) estabilização do sistema realimentado utilizando um compensador convencional. É importante salientar que nenhuma raiz do modelo interno $\phi(z)$ deve ser um

zero da função de transferência da planta para conseguir o exato cancelamento dos modos instáveis da referência e dos distúrbios.

Modelo Interno Proposto

Com o propósito de definir um modelo interno adequado à planta $g_1(z)$ apresentam-se a seguir 5 (cinco) candidatas a modelos internos:

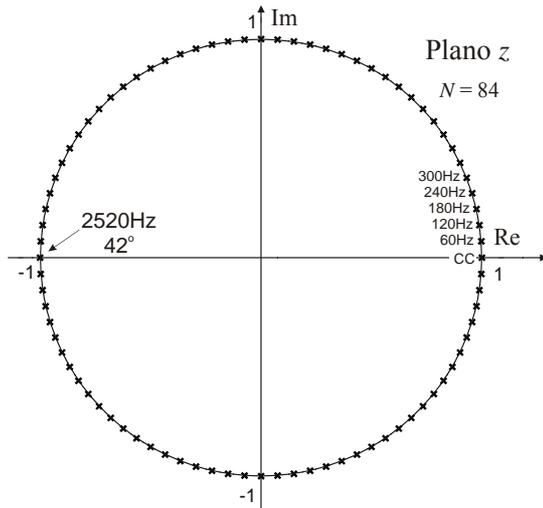


Figura 5.6. Mapa de pólos. Modelo interno do controlador repetitivo convencional [39].

$$T = 198,41\mu s. \quad \frac{1}{\phi(z)} = \frac{1}{z^N - 1}$$

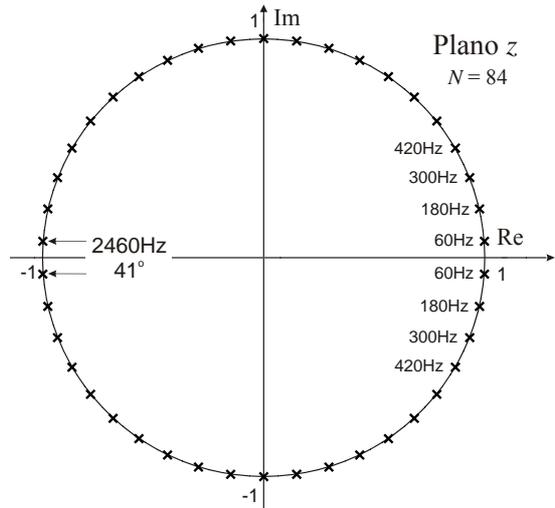


Figura 5.7. Mapa de pólos. Modelo interno com pólos múltiplos ímpares de 60 Hz. $T = 198,41\mu s$.

$$\frac{1}{\phi(z)} = \frac{1}{z^{N/2} + 1}$$

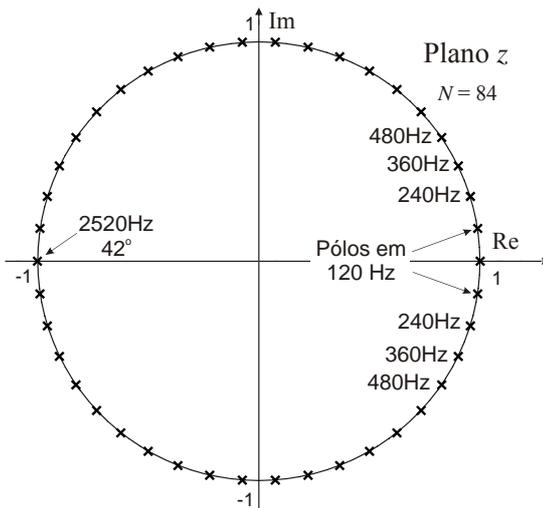


Figura 5.8. Mapa de pólos. Modelo interno com pólos múltiplos pares de 60 Hz. $T = 198,41\mu s$.

$$\frac{1}{\phi_{dq}(z)} = \frac{1}{z^{N/2} - 1}$$

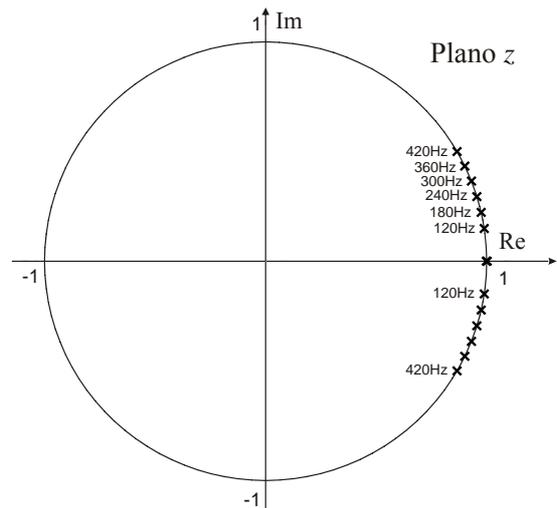


Figura 5.9. Mapa de pólos. Modelo interno com reduzido número de pólos. $T = 198,41\mu s$.

A Figura 5.6 mostra o mapa de pólos do modelo interno discreto o qual é freqüentemente usado em controladores repetitivos convencionais [39]. Quando esse modelo interno é implementado em coordenadas estacionárias, o pólo em $z = 1$ é cancelado com o zero da planta na mesma posição. Por outro lado, se esse modelo interno for implementado em coordenadas síncronas o cancelamento de pólo e zero ocorre na freqüência de 60Hz. Portanto, esse modelo interno é inapropriado para esta aplicação como se demonstra no resultado experimental da Figura 5.10. É possível observar que as tensões de saída de fase têm os níveis desejados com uma THD reduzida, entretanto as correntes no lado primário do transformador possuem um valor CC significativo o qual aumenta constantemente, até que o inversor PWM é desligado como resultado dos valores elevados das correntes.

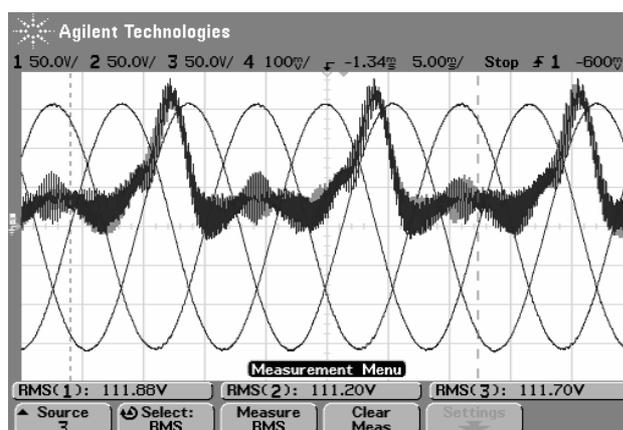


Figura 5.10 – Resultado experimental. Tensões de saída de fase, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de linha i_a no primário do transformador. Escala de tensão: 50 V/div. Escala de corrente: 10 A/div. $N = 84$. $T = 198,41\mu s$. $\phi(z)$ está na Figura 5.6.

A Figura 5.7 apresenta um modelo interno discreto com pólos nas freqüências ímpares múltiplos de 60Hz, enquanto a Figura 5.8 apresenta um modelo interno com pólos nas freqüências pares múltiplos de 60Hz. Quando o modelo interno da Figura 5.8 é implementado em coordenadas síncronas, não existe cancelamento de pólo e zero com a planta. De forma similar, o cancelamento de pólo e zero não é uma preocupação para o modelo interno da Figura 5.7 em coordenadas estacionárias. Por outro lado, quando o

inversor opera em frequências de comutação baixas é desejado manter a frequência de amostragem tão elevada como for possível para melhorar o desempenho de malha fechada. Habitualmente, $T_{pwm} = 2T$. Nesse caso, os ganhos elevados dos pólos do modelo interno, próximos à frequência de Nyquist podem levar o sistema à instabilidade, como demonstra o resultado experimental da Figura 5.11, na qual se observam oscilações na frequência de comutação sobrepostas à fundamental, as quais se incrementam até que o sistema se torna instável.

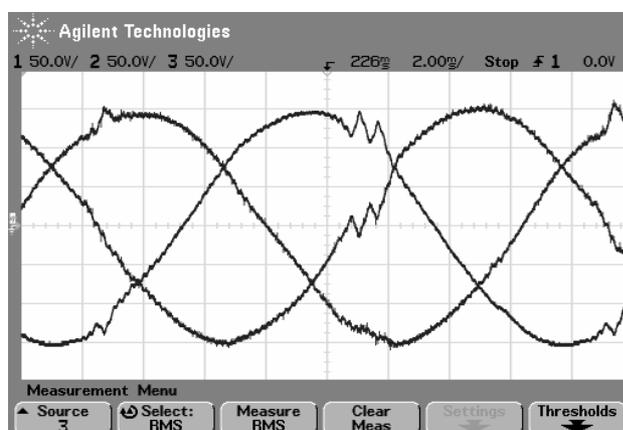


Figura 5.11 – Resultado experimental. Tensões de fase de saída v_{an} , v_{bn} e v_{cn} . Escala de tensão: 50V/div.
 $N = 84$. $T = 198,41\mu s$.

Com o intuito de superar essa limitação pode-se incluir no modelo interno o filtro FIR passa baixa de fase nula apresentado no Capítulo 3 para melhorar a robustez nas altas frequências. Entretanto, esse filtro aumenta o erro de rastreamento e compromete a rejeição de distúrbios. Por outro lado, a Figura 5.9 apresenta um modelo interno com reduzido número de pólos. Nesse caso, o modelo interno foi escolhido para compensar a fundamental e as suas harmônicas da 2ª até a 7ª. Note que é possível, se desejado, incluir mais pólos neste modelo interno. Observa-se que esse modelo interno resulta adequado para o sistema da Figura 5.1, dado que ele não cancela os zeros de $g_1(z)$. Entretanto, os pólos desse modelo interno, são sensíveis aos erros de arredondamento dos coeficientes do polinômio $\phi(z)$, o que é uma preocupação numa implementação com aritmética de ponto

fixo. Como resultado, a localização dos pólos do modelo interno pode ser modificada significativamente, como ilustra a Figura 5.12.

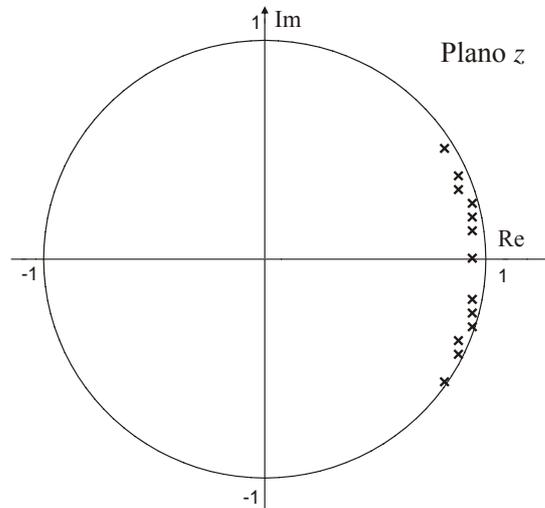


Figura 5.12 – Modelo interno com número reduzido de pólos e erro de arredondamento nos coeficientes do polinômio $\phi(z)$. $T = 198,41\mu s$.

Com base nos diferentes modelos internos apresentados anteriormente, e tendo considerados os mesmos inadequados para o sistema da Figura 5.1, propõe-se aqui um modelo interno discreto apropriado à planta $g_1(z)$. O mapa de pólos do modelo interno proposto em eixos síncronos é mostrado na Figura 5.13.

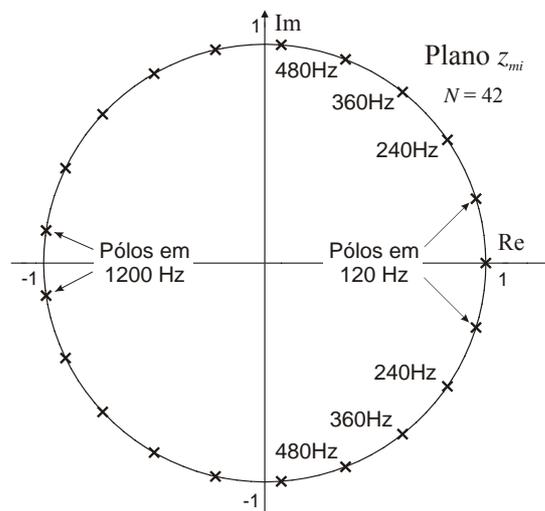


Figura 5.13 – Mapa de pólos do modelo interno discreto proposto em eixos síncronos. $T_1 = 60\text{Hz}$,

$$T = 198,41\mu s. T_{im} = 2T. \frac{1}{\phi_{dq}(z_{mi})} = \frac{1}{z_{mi}^{N/2} - 1}, N = T_1/2T.$$

Esse modelo interno possui a metade dos pólos do modelo interno mostrado na Figura 5.8, e nenhum pólo de $\phi_{dq}(z_{mi})$ é um zero da planta. Ainda, o controlador com base

no modelo interno que está se propondo é calculado com uma taxa de amostragem reduzida. Como resultado, a frequência de Nyquist desse controlador é menor que o primeiro grupo de harmônicas geradas pela operação de comutação do inversor PWM, isto é, não existem pólos do modelo interno na região de incertezas do modelo da planta. É importante salientar, que esse modelo interno proposto resulta em um controlador com esforço computacional reduzido e não apresenta erro de arredondamento em uma implementação de ponto fixo, dado que os coeficientes do polinômio são números reais inteiros. Esse modelo interno proposto permite compensar em eixos síncronos, a componente contínua e as harmônicas pares múltiplas da fundamental, a partir da segunda até a vigésima, ou seja, a componente fundamental e as harmônicas ímpares múltiplas da fundamental até a vigésima primeira, em eixos estacionários.

Em função do anteriormente exposto, propõe-se aqui uma estrutura de controle discreto com uma malha de atuação rápida (com período de amostragem T) para manter uma taxa de amostragem das variáveis satisfatória, e uma malha mais lenta, do controlador baseado no modelo interno, com uma taxa de amostragem menor T_{mi} . O sistema de malha fechada resultante, apresenta-se na Figura 5.14.

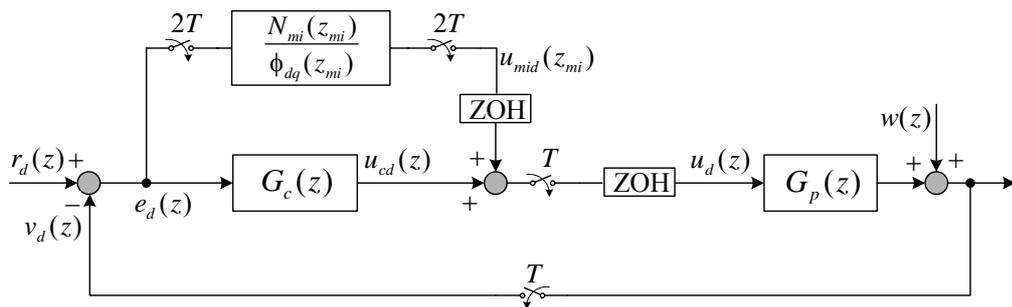


Figura 5.14 – Estrutura do controlador discreto de tensão proposto em eixos síncronos com duas taxas de amostragem. $z = e^{Ts}$ e $z_{mi} = e^{T_{mi}s}$.

A seguir, e de acordo com o procedimento de projeto apresentado no início desta seção, o controlador com base no modelo interno proposto, o qual opera com um período de amostragem $T_{im} = 2T$, pode ser incluído na malha fechada. Para completar o projeto

desse controlador deve-se escolher o numerador $N_{mi}(z)$ da função de transferência $G_{mi}(z)$ mostrado na Figura 5.14. Para não comprometer a simplicidade do controlador que está sendo considerado, o numerador foi escolhido da seguinte forma: $N_{mi}(z_{mi}) = k_{mi} z_{mi}^d$. Dessa forma, a função de transferência discreta desse controlador, resulta:

$$G_{mi}(z_{mi}) = \frac{N_{mi}(z_{mi})}{\phi_{dq}(z_{mi})}, \text{ onde: } \phi_{dq}(z_{mi}) = z_{mi}^{N/2} - 1 \quad (5.14)$$

Nesta função de transferência o ganho do controlador k_{mi} determina o tempo de convergência do erro de tensão para zero e o parâmetro “ d ” é o avanço de tempo discreto utilizado para compensar a fase do sistema em malha fechada nas altas frequências [57]. Esses parâmetros devem ser escolhidos para garantir a estabilidade e o desempenho desejado do sistema em malha fechada.

O próximo passo é realizar o projeto do compensador $G_c(z)$ o qual estabiliza o sistema em malha fechada com a planta $G_p(z) = g_1(z)$. Para o propósito foram escolhidos dois compensadores diferentes: um compensador PD preditivo, apresentado anteriormente no Capítulo 3, e uma realimentação dos estados da planta. A seguir, se realizará a análise de estabilidade, primeiro utilizando-se o compensador PD preditivo e depois a realimentação dos estados.

Análise de Estabilidade:

A) Modelo interno em eixos síncronos com compensador PD preditivo.

A função de transferência própria do compensador PD preditivo é dada por:

$$G_c(z) = k_1 z^{-1} + k_2 z^{-2}. \quad (5.15)$$

Esse compensador foi escolhido principalmente por sua estrutura simples a qual somente requer as medidas das tensões de saída. Adicionalmente, ele proporciona uma margem de ganho e de fase significativa ao sistema em malha fechada. Os ganhos k_1 e k_2 são determinados pela alocação dos pólos dominantes do sistema em malha fechada [57]. É

importante salientar neste projeto, que a conexão série de $G_c(z)$ com $G_p(z)$ está completamente caracterizada pela função de transferência própria $G_c(z)G_p(z)$ dado que não existe cancelamento de pólo e zero entre $G_c(z)$ e $G_p(z)$ como estabelecido no Teorema 2 do Capítulo 3. Visto que o sistema em malha fechada opera com duas taxas de amostragem diferentes, a análise de estabilidade pode ser realizada em duas etapas:

Etapa 1: A estabilidade em malha fechada da conexão série da planta com o compensador PD deve ser garantida. Esse laço de controle opera com um período de amostragem T o que resulta na estrutura de controle mostrada na Figura 5.15.

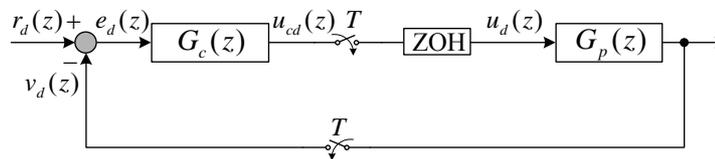


Figura 5.15 – Sistema em malha fechada da conexão série do PD e a planta.

Para garantir a estabilidade assintótica do sistema da Figura 5.15, as raízes do polinômio $1 + G_c(z)G_p(z) = 0$ devem estar dentro do círculo unitário, como mostra a Figura 5.16. Ainda, para demonstrar que o sistema da Figura 5.15 é estável, traçou-se o gráfico de Nyquist da função de transferência de malha aberta $G_c(z)G_p(z)$, apresentado na Figura 5.17.

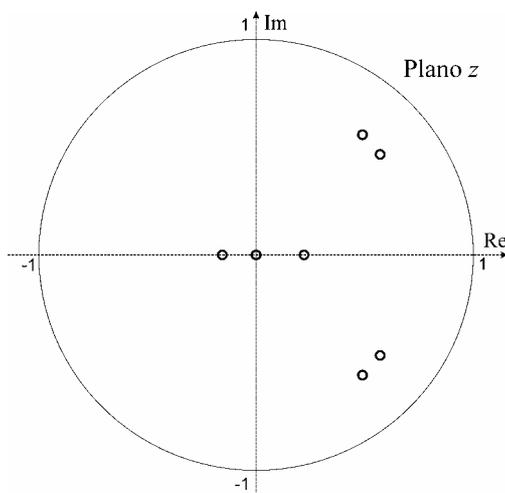


Figura 5.16 – Raízes de $1 + G_c(z)G_p(z) = 0$.
 $T = 198,41\mu s$.

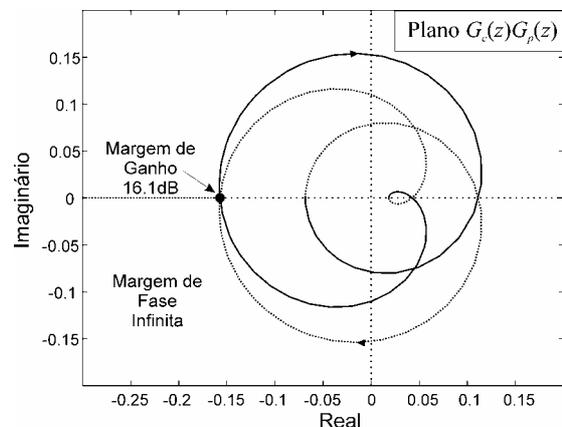


Figura 5.17 – Gráfico de Nyquist de $G_c(z)G_p(z)$.
 $k_1 = 0,12, k_2 = -0,1. T = 198,41\mu s$.

Observa-se, que essa conexão série de $G_p(z)$ com $G_c(z)$ tem uma significativa margem de ganho, neste caso de 16 dB, e uma margem de fase infinita. Portanto, o sistema em malha fechada em questão é assintoticamente estável.

Etapa 2: A estabilidade de todo o sistema discreto em malha fechada incluindo o controlador com base no modelo interno deve ser garantida. Para estender o critério de estabilidade utilizado no passo anterior ao sistema de controle com diferentes taxas de amostragem da Figura 5.14, transforma-se o mesmo para um sistema equivalente com uma única taxa de amostragem T_{im} . Assim, o sistema amostrado equivalente torna-se a estrutura da Figura 5.18. A função de transferência amostrada da planta equivalente em uma taxa de amostragem menor $G_{MF}(z_{mi})$ pode ser obtida a partir da representação de espaço de estados da planta mais o PD com uma taxa de amostragem menor, como descrito no Apêndice D.

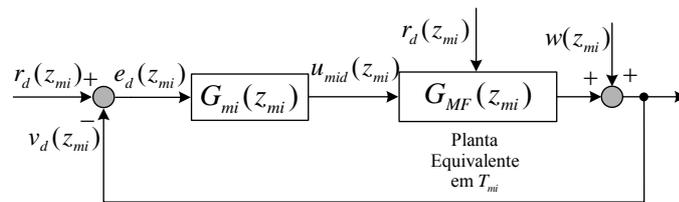


Figura 5.18 – Sistema em malha fechada equivalente com uma única taxa de amostragem T_{im} .

A função de transferência $G_{MF}(z_{mi})$ é mostrada abaixo:

$$G_{MF}(z_{im}) = \frac{n_0 z_{im}^6 - n_1 z_{im}^5 - n_2 z_{im}^4 + n_3 z_{im}^3 - n_4 z_{im}^2 + n_5 z_{im}}{z_{im}^7 - d_1 z_{im}^6 - d_2 z_{im}^5 + d_3 z_{im}^4 + d_4 z_{im}^3 - d_5 z_{im}^2 + d_6 z_{im} - d_7}. \quad (5.16)$$

Os coeficientes reais dessa função de transferência, obtidos com um período de amostragem $T_{mi} = 396,83\mu s$, são dados a seguir:

$$\begin{aligned} n_0 = 1,01; \quad n_1 = 0,274; \quad n_2 = 0,0366; \quad n_3 = 0,013; \quad n_4 = 0,0010; \quad n_5 = 2,99 \times 10^{-5} \\ d_1 = 0,12; \quad d_2 = 0,103; \quad d_3 = 0,012; \quad d_4 = 0,0037; \quad d_5 = 0,00079; \quad d_6 = 5,23 \times 10^{-5}; \quad d_7 = 1,36 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

Observando-se o sistema da Figura 5.18, a estabilidade da conexão série de $G_{mi}(z_{mi})$ com $G_{MF}(z_{mi})$ pode-se provar utilizando o critério de Nyquist da função de

transferência de malha aberta $G_{im}(z_{im})G_{MF}(z_{im})$. A Figura 5.19 mostra o gráfico de Nyquist para $N = 42$, $k_{mi} = 1$ e $d = 1$.

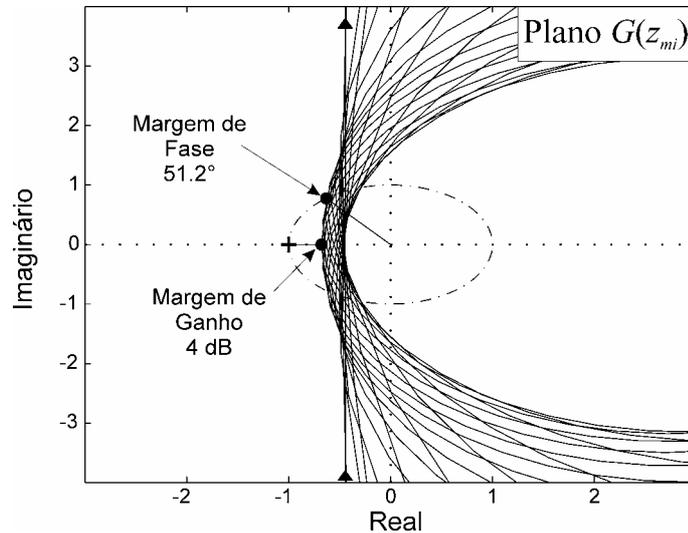


Figura 5.19 – Gráfico de Nyquist de $G(z_{im}) = G_{im}(z_{im})G_{MF}(z_{im})$. $N = 42$, $k_{mi} = 1$, $d = 1$, $T_{im} = 396,82 \mu s$.

Observa-se que o sistema equivalente em questão com o controlador com base no modelo interno resulta estável, com uma significativa margem de ganho e de fase.

Para demonstrar o benefício de implementar um controlador discreto com base no modelo interno com uma taxa de amostragem menor do que a taxa de amostragem da planta, traçou-se o gráfico de Nyquist, do sistema da Figura 5.14 operando com uma única taxa de amostragem, neste caso, $T = T_{mi}$. O mesmo apresenta-se na Figura 5.20.

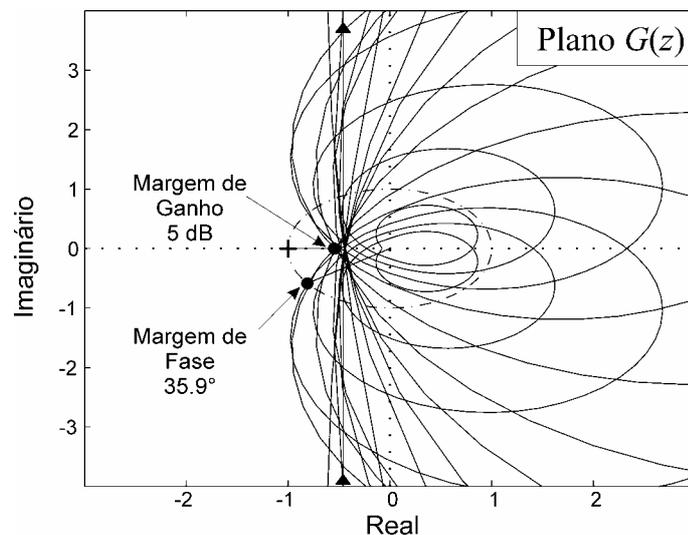


Figura 5.20 – Gráfico de Nyquist de $G(z) = G_{mi}(z)G_p(z)/(1+G_p(z)G_c(z))$. $N = 42$, $k_{mi} = 1$, $d = 1$, $T = T_{mi} = 396,82 \mu s$.

Observa-se que a margem de ganho mantém-se praticamente constante se comparado com a margem de ganho da Figura 5.19, por outro lado, a margem de fase decresce significativamente quando o sistema opera com uma única taxa de amostragem para o modelo interno. Portanto, a margem de estabilidade resulta maior para o sistema com duas taxas de amostragem, o que salienta os méritos do controlador proposto.

B) Modelo interno em eixos síncronos com compensador por realimentação dos estados da planta

Lembrando que a planta resultante em eixos síncronos é fracamente acoplada, pode-se tratar o problema de projeto com realimentação dos estados como dois sistemas SISO independentes. Portanto, utilizando-se a realimentação dos estados como compensador para estabilizar a planta, a estrutura de controle do sistema em malha fechada resulta como mostra a figura abaixo:

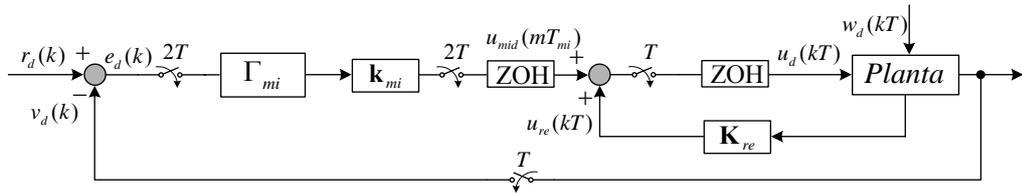


Figura 5.21 – Estrutura do controlador discreto de tensão em eixos síncronos proposto com duas taxas de amostragem diferentes e realimentação dos estados da planta.

Na Figura 5.21 a equação de estado da planta discreta em eixos síncronos é dada por (5.6) e a equação de estado do controlador discreto proposto com base no modelo interno, designada por Γ_{mi} , é dada por:

$$\mathbf{x}_{mi}(m+1)T_{mi} = \mathbf{A}_{mi} \mathbf{x}_{mi}(mT_{mi}) + \mathbf{B}_{mi} e_d(mT_{mi}) \tag{5.17}$$

onde as matrizes \mathbf{A}_{mi} e \mathbf{B}_{mi} são dadas abaixo:

$$\mathbf{A}_{mi} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -1 & -1 & -1 & \dots & -1 \end{bmatrix}_{\left[\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}\right]} \quad \mathbf{B}_{mi} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{\left[\frac{N}{2} \times 1\right]} \quad \text{com } N = 42. \tag{5.18}$$

Ainda, tem-se que:

$$u_d(kT) = \mathbf{K}_{re_d} \mathbf{x}_p(kT) + \mathbf{k}_{mi} \mathbf{x}_{mi_d}(mT_{mi}) \text{ e } e_d(mT_{mi}) = r_d(kT) - \mathbf{C}_d \mathbf{x}_p(kT) \quad (5.19)$$

com $\mathbf{C}_d = [\mathbf{0}_{1 \times 4} \quad 1 \quad \mathbf{0}_{1 \times 3}]$, é $\mathbf{k}_{mi} = [k_{mi} \cdots k_{mi}]_{(1 \times \frac{N}{2})}$.

Para efetuar o projeto da matriz de ganhos \mathbf{K}_{re} utilizou-se a abordagem do regulador linear quadrático discreto de regime permanente, a qual proporciona para a maioria dos casos práticos, uma solução de regime permanente assintoticamente estável [78]. Com essa técnica os ganhos de realimentação são projetados com o intuito de minimizar uma determinada função custo ou função de energia, dada pela seguinte equação,

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} [\mathbf{x}_{dq}(k)^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_{dq}(k) + u_{dq}(k)^T \mathbf{R} u_{dq}(k)]. \quad (5.20)$$

Escolhendo-se adequadamente as matrizes de performance \mathbf{Q} e \mathbf{R} , o sistema em malha fechada resulta assintoticamente estável. Entretanto, o desempenho do sistema depende da seleção dos elementos das matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} , elementos esses que estão relacionados à energia dos estados e das ações de controle respectivamente [71].

As matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} definidas positivas assumem-se diagonais e seus elementos são escolhidos no sentido de estabilizar o sistema em malha fechada e obter uma resposta amortecida e sem oscilações. A escolha dessas matrizes resultou na seguinte configuração:

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} &= \text{diag} [1 \times 10^3 \quad 1 \times 10^3 \quad 1 \times 10^3 \quad 1 \times 10^3 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1] \\ \mathbf{R} &= \text{diag} [5 \times 10^3 \quad 5 \times 10^3]. \end{aligned} \quad (5.21)$$

Em função da escolha das matrizes de desempenho \mathbf{Q} e \mathbf{R} , o ganho do controlador com base no modelo interno $k_{mi} = 0,1$.

Com o intuito de verificar a estabilidade do sistema discreto da Figura 5.21, é necessário transformar o mesmo num sistema equivalente com uma única taxa de amostragem, como mostra a Figura 5.22. Nesse caso, a função de transferência amostrada equivalente obtém-se a partir da representação no espaço de estados da planta e a

realimentação de estados na freqüência de amostragem do modelo interno, como mostrado no Apêndice D.

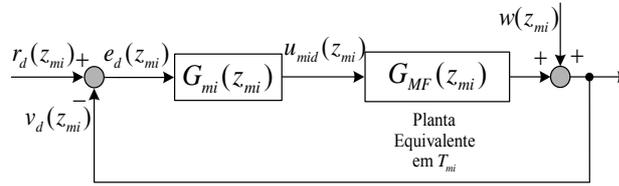


Figura 5.22 – Sistema em malha fechada equivalente com uma única taxa de amostragem T_{mi} .

Essa função de transferência é dada pela função racional abaixo:

$$G_{MF}(z_{mi}) = \frac{n_0 z_{mi}^7 - n_1 z_{mi}^6 - n_2 z_{mi}^5 + n_3 z_{mi}^4 - n_4 z_{mi}^3 + n_5 z_{mi}^2 - n_6 z_{mi}}{z_{mi}^8 - d_1 z_{mi}^7 + d_2 z_{mi}^6 - d_3 z_{mi}^5 + d_4 z_{mi}^4 - d_5 z_{mi}^3 + d_6 z_{mi}^2 - d_7 z_{mi}}. \quad (5.22)$$

Os coeficientes reais dessa função de transferência, obtidos com um período de amostragem $T_{mi} = 396,83\mu\text{s}$, são dados a seguir:

$$n_0 = 0,6601; n_1 = 1,462; n_2 = 1,382; n_3 = 0,5629; n_4 = 0,1303; n_5 = 0,01491; n_6 = 5,635 \times 10^{-4}$$

$$d_1 = 2,236; d_2 = 2,079; d_3 = 0,7723; d_4 = 0,1311; d_5 = 0,01164; d_6 = 4,16 \times 10^{-4}; d_7 = 4,457 \times 10^{-19}$$

Novamente, a estabilidade da conexão série de $G_{mi}(z_{mi})$ com $G_{MF}(z_{mi})$ da Figura 5.22 pode-se provar utilizando o critério de Nyquist da função de transferência de malha aberta $G_{mi}(z_{mi})G_{MF}(z_{mi})$. A Figura 5.23 mostra o gráfico de Nyquist para $N = 42$, $k_{mi} = 0,1$ e $d = 1$.

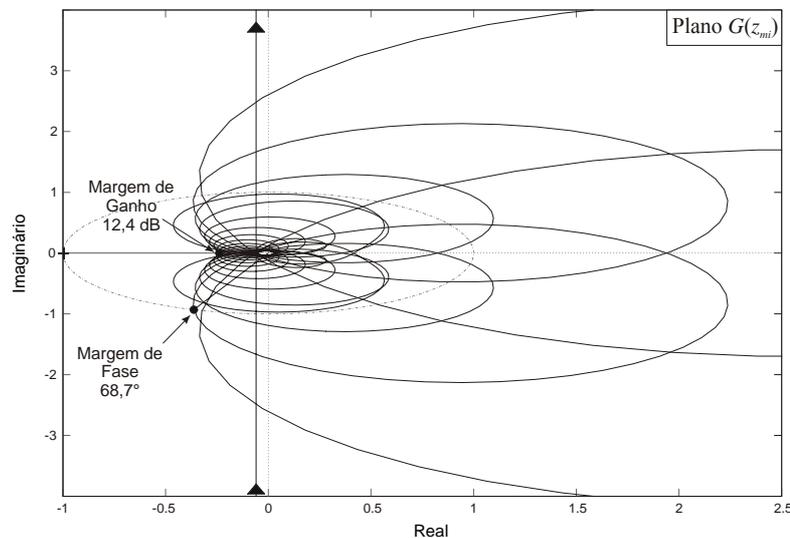


Figura 5.23 – Gráfico de Nyquist de $G(z_{mi}) = G_{mi}(z_{mi})G_{MF}(z_{mi})$. $N = 42$, $k_{mi} = 0,1$, $d = 1$, $T_{mi} = 396,82 \mu\text{s}$.

Observa-se que o sistema equivalente em questão com o controlador com base no modelo interno mais a realimentação dos estados, resulta estável com uma elevada margem de ganho e de fase.

Com relação à implementação digital, aplicando-se a transformada \mathcal{Z} inversa às equações (5.14) e (5.15) obtém-se as respectivas equações diferença recursivas do controlador proposto com base no modelo interno e do PD preditivo, dadas a seguir:

$$u_{mid}(mT_{mi}) = k_{mi} e_d[mT_{mi} - (N/2) + d] + u_{mid}[mT_{mi} - (N/2)] \quad (5.23)$$

$$u_{cd}(kT) = k_1 e_d(k-1) + k_2 e_d(k-2) \quad (5.24)$$

Da Figura 5.14 observa-se que a lei de controle resultante aplicada à planta é dada por:

$$u_d(kT) = u_{cd}(kT) + u_{mid}(mT_{mi}) \quad (5.25)$$

Note que as equações (5.23), (5.24) e (5.25) estão escritas, neste caso, para o eixo “d”, no entanto as mesmas equações podem ser escritas para o eixo “q”. Para o caso onde se utiliza a realimentação dos estados, a equação da ação de controle resultante aplicada na planta é dada pela equação (5.19).

5.4. Resultados Experimentais:

5.4.1 Modelo Interno em eixos síncronos dq com realimentação dos estados da planta

O sistema da Figura 5.1 foi implementado experimentalmente no laboratório para verificar o desempenho do controlador discreto de tensão proposto, em primeiro lugar utilizando-se o controlador com base no modelo interno em eixos síncronos mais a realimentação dos estados da planta. O controlador foi implementado em um DSP de 16 bits e arquitetura de ponto fixo, TMS320F241 da *Texas Instruments*. Os parâmetros do protótipo são dados na Tabela 5.1 para uma potência de 10kVA. Para os ensaios com carga não linear foram utilizadas as mesmas cargas descritas na seção 4.4.

Tabela 5.1 – Parâmetros do inversor trifásico PWM. Potência 10kVA.

Frequência de comutação ($1/T_{pwm}$)	2,52kHz
Frequência de amostragem das variáveis de interesse ($1/T$)	5,04kHz
Frequência de amostragem do modelo interno ($1/T_{mi}$)	2,52kHz
Frequência da componente fundamental da tensão (f_1)	60Hz
Indutância mútua (M)	200mH
Indutância de dispersão (L_d)	65 μ H
Indutância do filtro de saída (L)	500 μ H
Capacitância do filtro de saída (C)	135 μ F
Relação de transformação	1,732
Tensões nominais de saída	3x220/127V
Tensão base (V_{base})	311V
Corrente base (I_{base})	50A

Desempenho em Regime Permanente

Com o propósito de verificar que o controlador discreto proposto com base no modelo interno em eixos síncronos não produz cancelamento de pólo e zero, a Figura 5.24 apresenta as tensões de fase de saída e a corrente de entrada do lado primário do transformador. Observa-se que a corrente aparece sem componente contínua, como esperado. Isto é, as componentes contínuas residuais não são amplificadas por esse controlador, e conseqüentemente o transformador não satura.

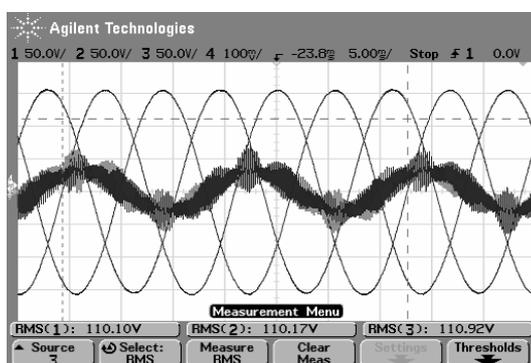


Figura 5.24 - Resultado experimental. Tensões de fase de saída v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de linha i_a no primário do transformador. Escala de tensão: 50V/div. Escala de corrente: 10A/div. $N = 42$.

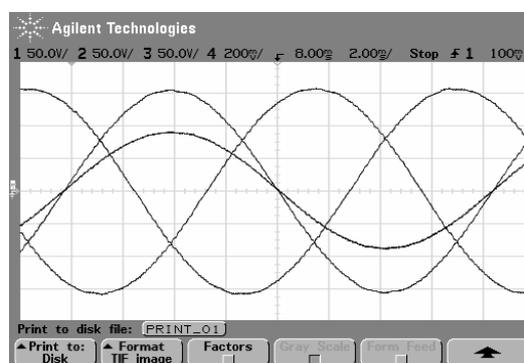


Figura 5.25. Resultado Experimental. **Controlador proposto**. Carga linear desequilibrada. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. **THD = 0,7 %**. **Fator de Desequilíbrio = 0,79%**.

O desempenho em regime permanente do controlador proposto foi verificado em primeiro lugar com carga linear puramente resistiva. Nesse caso a carga nominal de uma fase foi conectada entre a fase a e o neutro, caracterizando-se desta forma a operação da UPS com 100% de desequilíbrio de carga linear. Na Figura 5.25 observa-se que as tensões de fase de saída da UPS apresentam reduzida THD e ainda um baixo fator de desequilíbrio de 0,6%. O espectro das tensões de saída da Figura 5.26 mostra o reduzido conteúdo harmônico o que resulta numa THD muito baixa e num fator de desequilíbrio reduzido.

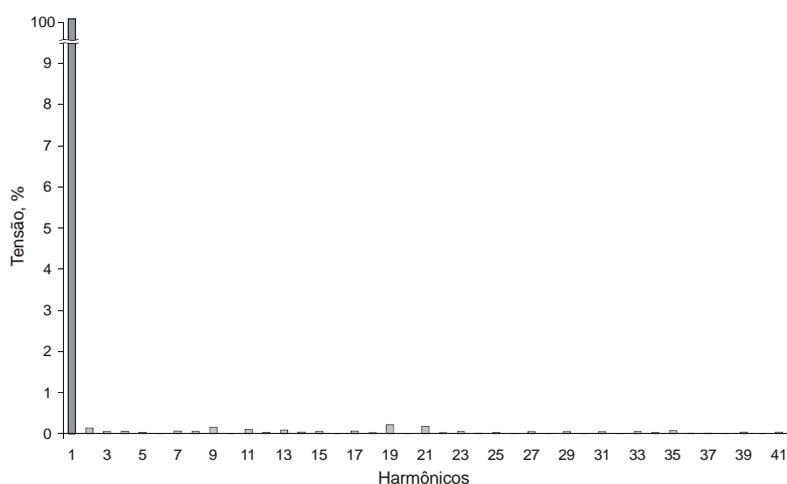


Figura 5.26. Espectro das tensões de fase de saída. Carga linear desequilibrada. **THD = 0,7 %**.

Em segundo lugar, o desempenho desse controlador foi verificado com carga não linear nominal para uma fase da UPS, conectada entre uma das fases e neutro para verificar a capacidade da UPS de operar com carga desequilibrada não linear. Esse caso apresenta-se na Figura 5.28 com um fator de desequilíbrio reduzido, em torno de 1 %. Mesmo nessa severa condição de carga não linear desequilibrada, a distorção harmônica total é reduzida, se comparada com a THD das formas de onda das tensões da Figura 5.27, as quais foram obtidas com o inversor operando em malha aberta.

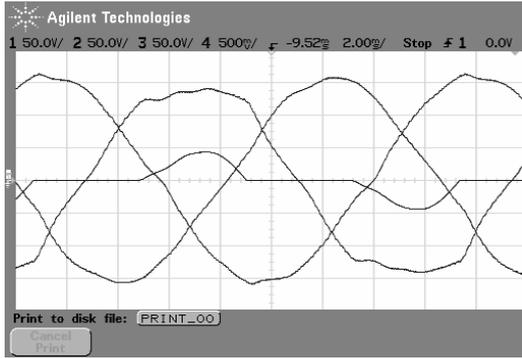


Figura 5.27. Resultado Experimental. **Malha aberta.** Retificador monofásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div. **THD = 8,6%.** **Fator de Desequilíbrio = 8,7%.**

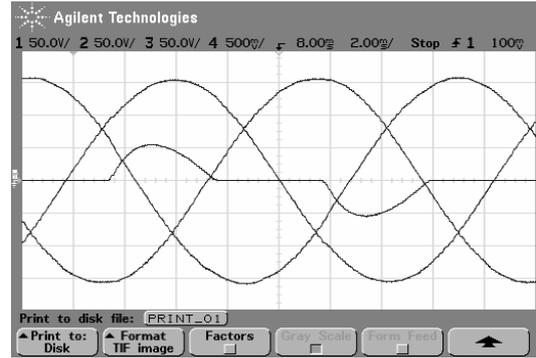


Figura 5.28. Resultado Experimental. **Controlador Proposto.** Retificador monofásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div. **THD = 1,3 %.** **Fator de Desequilíbrio = 0,91%.**

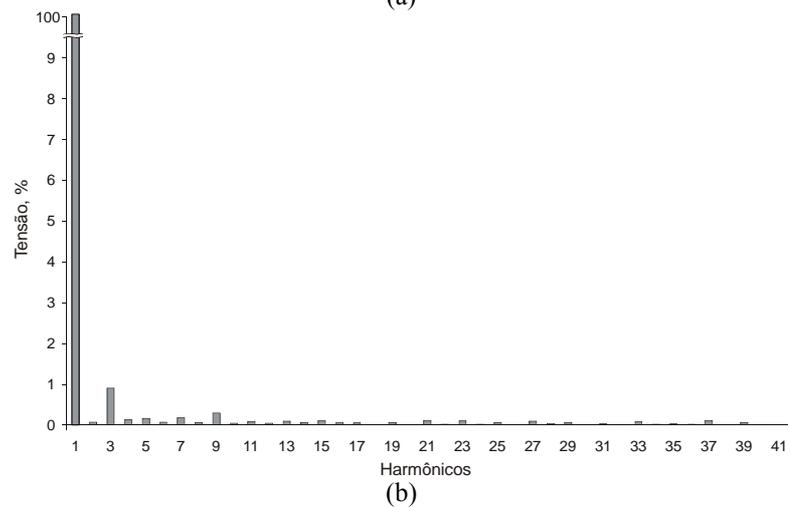
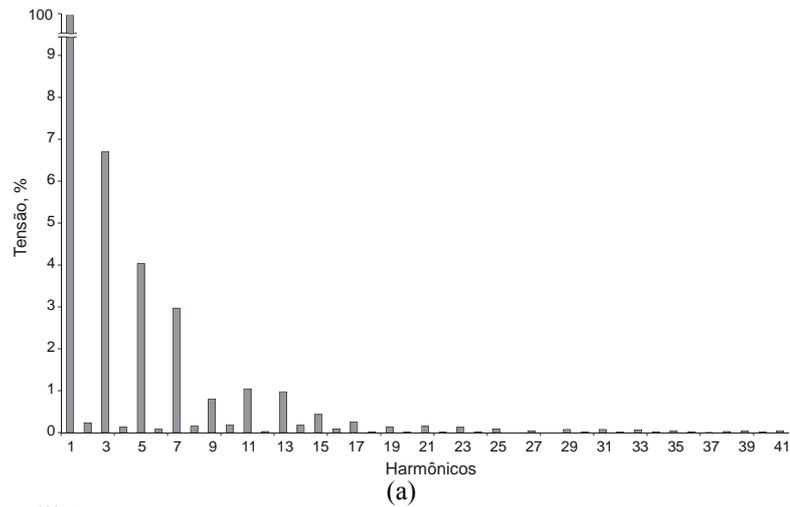


Figura 5.29 – Espectro harmônico das tensões de saída. Carga não linear monofásica desequilibrada. (a) Malha aberta. (b) Malha fechada com o controlador proposto.

A Figura 5.29 apresenta o espectro harmônico das tensões de saída para as duas condições de operação: (a) Malha aberta e (b) Malha fechada com o controlador proposto. É possível observar a redução significativa das harmônicas ímpares geradas pela carga não linear, e principalmente a 3^o harmônica associada ao desequilíbrio de carga.

Por outro lado, a Figura 5.31 mostra o desempenho com carga não linear trifásica equilibrada, na qual se observa que as tensões de saída apresentam uma THD reduzida, com valores abaixo de 1%, se comparada com as tensões de saída da Figura 5.30 para a operação em malha aberta. A Figura 5.32 mostra o espectro harmônico das tensões de saída quando a UPS opera com carga não linear trifásica, (a) malha aberta e (b) malha fechada com o controlador proposto. Novamente a redução dos valores de tensão nos harmônicos é significativa quando a operação da UPS com o controlador proposto, principalmente nos harmônicos ímpares, drenados pelo retificador trifásico não controlado.

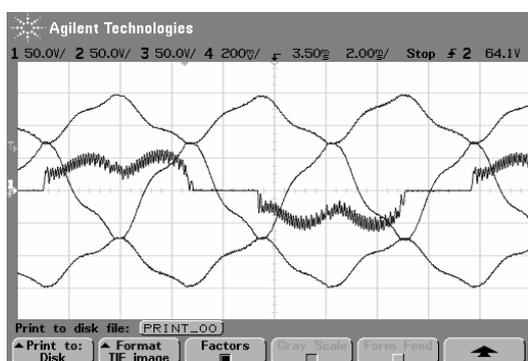


Figura 5.30. Resultado Experimental. **Malha aberta.** Retificador trifásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. **THD = 9,76%.**

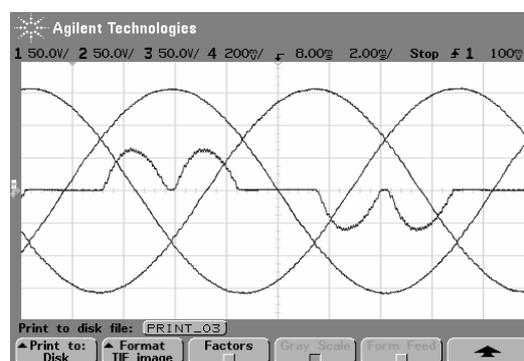


Figura 5.31. Resultado Experimental. **Controlador Proposto.** Retificador trifásico não controlado. Tensões fase-neutro, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , e corrente de carga i_{oa} . Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 20 A/div. **THD = 0,76 %.**

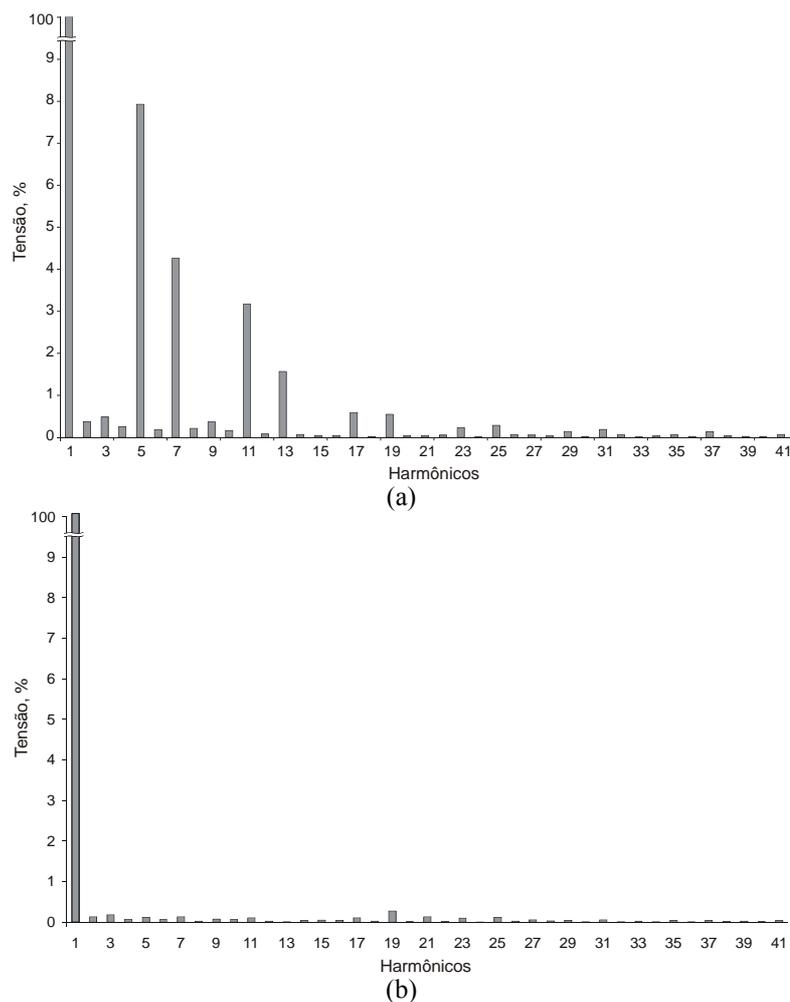


Figura 5.32 – Espectro harmônico das tensões de saída. Carga não linear trifásica. (a) Malha aberta. (b) Malha fechada com o controlador proposto.

Desempenho em Regime Transitório

Para verificar o desempenho em regime transitório da UPS realizaram-se ensaios com degraus de carga linear e não linear, tanto na entrada como na retirada de carga. Esses ensaios foram realizados sob a ótica da norma IEC62040-3, os quais são descritos no Capítulo 6. A Figura 5.33 mostra o degrau de entrada de carga não linear de 66% para 100% e a Figura 5.34 apresenta o degrau de retirada de carga de 100% para 66%. Observa-se nesses resultados que tanto na entrada bem como na retirada de carga o sistema leva em torno de 5 períodos de rede para retornar ao valor nominal de regulação. Finalmente, na Figura 5.35 e na Figura 5.36 apresentam-se as formas de onda de tensão e corrente de carga resultantes do ensaio realizado para verificar o desempenho dinâmico da UPS com

carga linear. A Figura 5.35 mostra o degrau de entrada de carga de 20% para 80% da potência ativa nominal, e a Figura 5.36, a retirada de carga de 80% para 20%. Nesses resultados, o sistema leva também em torno de 5 períodos da fundamental para que as tensões de saída atinjam o valor de regulação. Tanto no caso de carga não linear bem como o de carga linear, o controlador aqui proposto melhora significativamente o desempenho transitório em relação ao proposto no Capítulo 4.

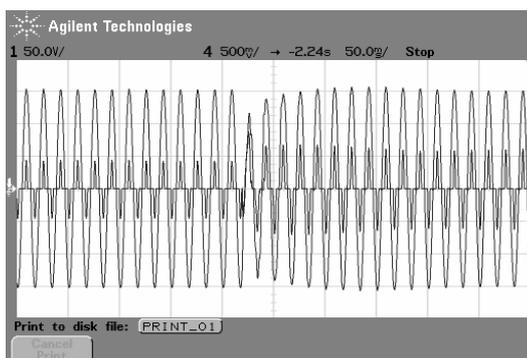


Figura 5.33. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga não linear de 66% a 100%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

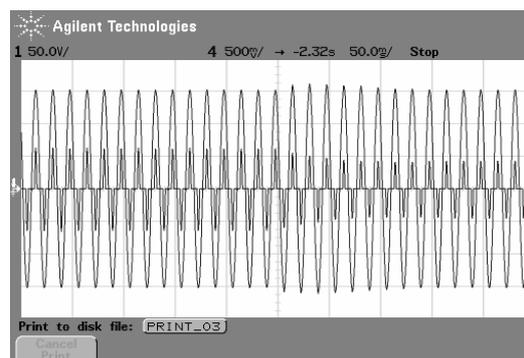


Figura 5.34. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga não linear de 100% a 66%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

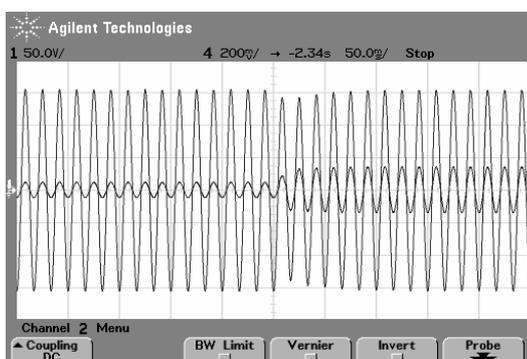


Figura 5.35. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga linear de 20% a 80%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

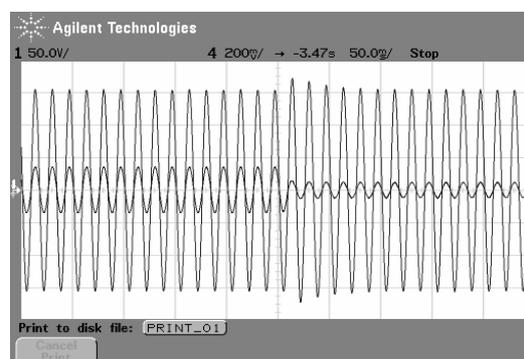


Figura 5.36. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga linear de 80% a 20%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

5.4.2 Modelo Interno em eixos síncronos dq com compensador PD

Com o intuito de verificar o desempenho do controlador discreto com base no modelo interno aqui proposto mais a ação do compensador PD preditivo, foi utilizado o mesmo protótipo da Figura 5.1 com os parâmetros dados na Tabela 5.2. Esse controlador

apresenta desempenho de regime permanente praticamente igual à proposta anterior que utiliza a realimentação dos estados da planta, portanto para o propósito os resultados experimentais apresentados na seção 5.4.1 são válidos para esta proposta. Entretanto, o desempenho transitório (com entrada e retirada de carga linear e não linear) apresenta uma melhoria em relação à proposta que utiliza a realimentação dos estados da planta.

Tabela 5.2 – Parâmetros do controlador.

Número de pólos do modelo interno proposto	21
Ganho do controlador com base no modelo interno (k_{mi})	0,2
Avanço de tempo discreto (d)	1
Ganhos do controlador PD preditivo	$k_1 = 0,12$ $k_2 = -0,10$

A Figura 5.37 mostra o degrau de entrada de carga não linear de 66% para 100% e a Figura 5.38 apresenta o degrau de retirada de carga de 100% para 66%. Observa-se nesses resultados que tanto na entrada bem como na retirada de carga o sistema leva menos de 2 (dois) períodos da fundamental para retornar ao valor nominal de regulação.

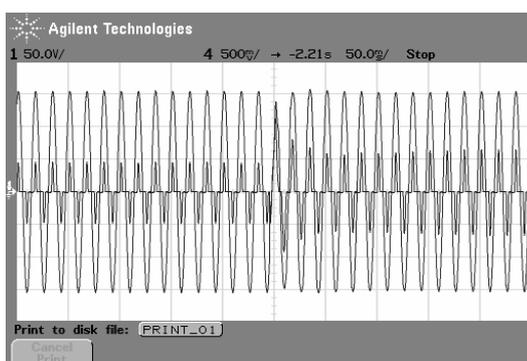


Figura 5.37. Resultado Experimental. Tensão fase-neutra, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga não linear de 66% a 100%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

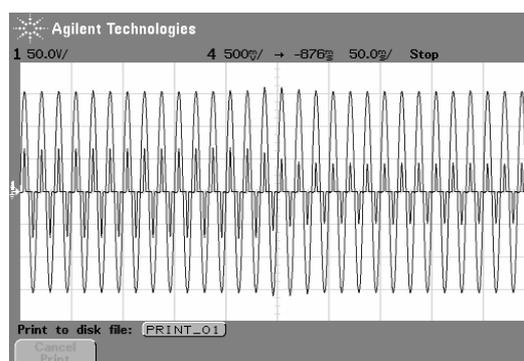


Figura 5.38. Resultado Experimental. Tensão fase-neutra, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga não linear de 100% a 66%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

Finalmente, a Figura 5.39 e a Figura 5.40 apresentam as formas de onda de tensão e corrente de carga, do ensaio realizado para verificar o desempenho dinâmico da UPS com carga linear.

A Figura 5.39 mostra o degrau de entrada de carga de 20% para 80% da potência ativa nominal, e a Figura 5.40, a retirada de carga de 80% para 20%.

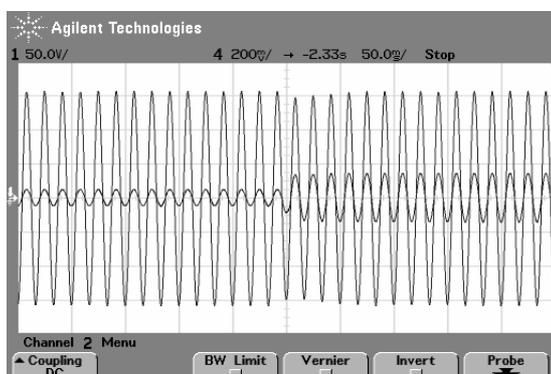


Figura 5.39. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga linear de 20% a 80%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

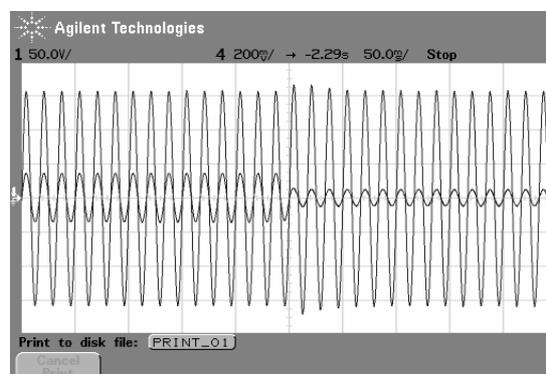


Figura 5.40. Resultado Experimental. Tensão fase-neutro, v_{an} e corrente de carga i_{oa} . Degrau de carga linear de 80% a 20%. Escala de Tensão: 50 V/div. Escala de Corrente: 50 A/div.

Nesses resultados com degrau de carga linear, o sistema leva pouco mais de 2 (dois) períodos da fundamental para que as tensões de saída atinjam o valor desejado. Tanto no caso de carga não linear bem como o de carga linear, o controlador em questão melhora ainda mais o desempenho transitório em relação à proposta anterior de se utilizar o modelo interno em conjunto com a realimentação dos estados da planta, e logicamente resulta muito melhor à proposta do Capítulo 4.

5.5. Sumário

No presente capítulo propõe-se um controlador discreto com base no princípio do modelo interno em eixos síncronos, adequado para o controle do inversor trifásico a 3 braços com transformador ΔY para UPS. A estrutura de controle discreto proposta resulta em um sistema com a planta mais o pré-compensador operando em uma frequência de amostragem e o controlador com base no modelo interno em uma frequência de amostragem igual à metade da anterior. Neste capítulo demonstra-se que modificando a ordem do polinômio do modelo interno em eixos síncronos, se garante que as componentes contínuas residuais (em eixos estacionários) não são amplificadas, evitando-se desta forma

a saturação do transformador isolador. Além disso, não se necessita incluir o filtro FIR passa baixa de fase nula no laço do modelo interno para aumentar a robustez às incertezas não modeladas, devido a que a máxima frequência que o mesmo pode compensar é metade do que a frequência de comutação do inversor PWM, região esta onde geralmente encontram-se as incertezas de modelagem. A modificação da ordem do modelo interno bem como a operação em uma frequência de amostragem menor, além de solucionar o problema da saturação do transformador, também melhora o desempenho transitório tanto para carga linear bem como não linear e incrementa a margem de estabilidade do sistema em malha fechada. O controlador com base no modelo interno proposto em eixos síncronos é utilizado junto a dois pré-compensadores diferentes: um deles utiliza a realimentação dos estados da planta, abordagem que permite através do projeto dos ganhos de realimentação, uma melhora significativa do desempenho transitório se comparado ao desempenho do controlador proposto no Capítulo 4; e o outro utiliza um PD preditivo. Essa última configuração apresentou uma melhor resposta aos transitórios de entrada e saída de carga se comparada com a implementação com realimentação dos estados. Ambas as realizações mostraram uma boa rejeição dos distúrbios em regime permanente, o que se traduz em tensões de saída de alta qualidade com uma distorção harmônica total muito baixa, inclusive em condições de severo desequilíbrio de carga.

Com relação à implementação digital, o controlador discreto proposto é uma solução atrativa para DSP de ponto fixo devido ao fato dos coeficientes do polinômio do modelo interno serem números inteiros e, portanto, não introduzirem erros de arredondamento. Além disso, para o caso de DSP e microcontroladores com reduzida memória RAM, a implementação do controlador discreto proposto com reduzido número de pólos economiza espaço em memória, requerido para armazenar o erro de tensão em um *buffer* circular. Portanto, enfatiza-se que a “simplicidade” é a principal vantagem do

controlador discreto de tensão resultante que se propôs neste capítulo, se comparado com os controladores dos capítulos anteriores.

Os resultados experimentais apresentados comprovam as afirmações realizadas na introdução deste capítulo os quais demonstram bom desempenho em regime transitório na entrada e saída de carga, linear e não linear. Ainda em regime permanente as tensões de saída apresentam reduzida THD para as cargas críticas, incluindo aquelas com um severo regime de desequilíbrio de carga linear e não linear.

Capítulo 6

ANÁLISE COMPARATIVA DO DESEMPENHO DOS CONTROLADORES PROPOSTOS COM BASE NA NORMA IEC62040-3

Esse capítulo apresenta uma análise comparativa do desempenho do inversor trifásico com os controladores de tensão propostos nos capítulos 4 e 5. O objetivo dessa comparação é o de salientar as vantagens que oferecem os controladores anteriormente propostos no que diz respeito ao desempenho em regime permanente e regime transitório, bem como os aspectos relacionados à implementação dos mesmos.

A comparação do desempenho destes controladores realiza-se sob a ótica da primeira edição da norma internacional IEC62040-3 que estabelece os procedimentos de ensaio bem como os métodos para especificar o desempenho de UPS.

Com o intuito de facilitar a compreensão dos resultados aqui apresentados, realiza-se primeiro uma breve descrição do conteúdo da norma com relação aos ensaios que devem ser efetuados para a obtenção das características dinâmicas de saída da UPS para carga linear e não linear. Logo após apresentam-se os resultados experimentais com base na classificação da norma, para os tipos de carga que a norma estabelece, na mesma ordem em que os controladores de tensão foram propostos neste trabalho. Ainda, apresenta-se para cada controlador e para ambos os tipos de carga o conteúdo harmônico

total até a harmônica de interesse, em relação aos valores exigidos pela norma para operação em regime permanente. Finalmente são apresentadas as conclusões deste capítulo e apresenta-se o controlador com desempenho adequado para o estágio inversor da UPS trifásica proposto nessa tese.

6.1 Especificações de saída da UPS – IEC62040-3

6.1.1 Características dinâmicas e de regime permanente das tensões de saída

Esta norma apresenta uma classificação de UPS a partir do desempenho, utilizando 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 de UPS possam ser comparados. É importante lembrar que devido à diversidade dos tipos de carga, os dados dos fabricantes de UPS são obtidos com base nas cargas padrões (*dummy loads*) que a indústria utiliza, as quais simulam as aplicações de carga típicas esperadas na prática. Portanto, o desempenho real em uma aplicação dada pode estar sujeito a variações sob condições transitórias porque os valores nominais das cargas reais, seqüência das cargas, e correntes de partida podem ser diferentes dos testes padrões.

Esta norma define então uma codificação para classificar as UPS com base no comportamento operacional das tensões de saída da UPS:

Os três primeiros códigos estão relacionados à dependência da saída da UPS com a fonte de alimentação de entrada;

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 IEC61000-2-2 com relação aos níveis individuais dos harmônicos e a distorção harmônica total;

VFD: *Voltage and Frequency Dependent*, a saída da UPS depende das 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 da tensão de entrada estão condicionadas aos dispositivos de regulação eletrônicos ou passivos, dentro dos limites normais de operação.

Os dois códigos seguintes estão relacionados à forma de onda das tensões de saída da UPS em ambos os modos de operação, normal ou *backup*. O primeiro caractere indica modo de operação normal e o segundo o modo *backup*.

S S: Forma de onda da tensão de saída senoidal com um fator de distorção harmônica $D < 0,08$ (segundo a norma IEC61000-2-2) tanto para carga linear bem como para a carga não linear de referência;

X X: Forma de onda da tensão de saída senoidal com a qualidade indicada para o fator **S** em condições de carga linear. Sob condições de carga não linear o fator de distorção harmônica D pode resultar maior que 0,08 se a UPS for carregada além dos limites estabelecidos pelo fabricante;

Y Y: Forma de onda da tensão de saída é não senoidal, isto é, quadrada, quase-quadrada, trapezoidal, etc., com um fator de distorção harmônica que excede os limites da norma IEC61000-2-2.

Os três últimos códigos **1**, **2** ou **3** estão relacionados ao desempenho transitório das tensões de saída sob diferentes condições de carga para ambos os modos de operação. O primeiro caractere indica o desempenho na mudança de modo de operação, o segundo caractere indica o desempenho com degrau de carga linear em modo normal e modo *backup* (pior caso) e o terceiro caractere indica o desempenho com degrau de carga não

linear em ambos os modos de operação. Os três códigos recentemente descritos estão relacionados às curvas de tolerância dinâmica, que definem o desvio dinâmico máximo permitido para as tensões de saída da UPS para os degraus de carga especificados pela norma. Assim, uma UPS conforme a norma IEC62040-3 deve possuir características de desempenho dinâmico de saída que não excedam os limites das figuras 6.1, 6.2 ou 6.3 sob a aplicação de degraus de carga crescente ou decrescente com carga linear e não linear, segundo as condições dos testes que serão explicados mais adiante.

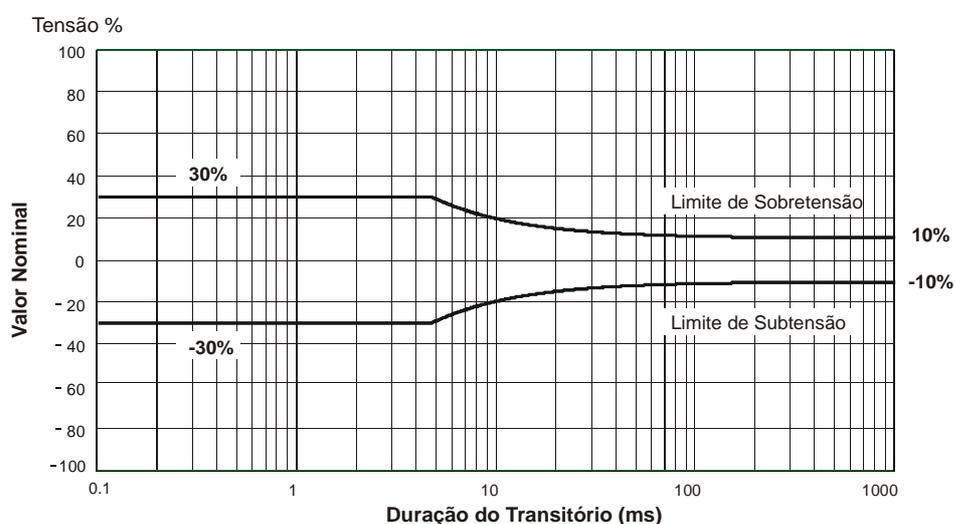


Figura 6.1 – Desempenho dinâmico de saída da UPS. Classificação 1.

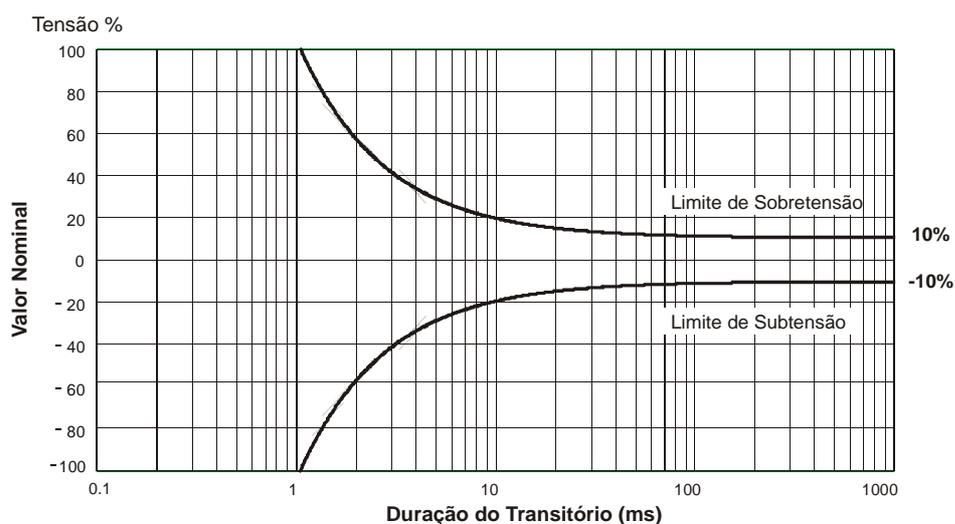


Figura 6.2 – Desempenho dinâmico de saída da UPS. Classificação 2.

As UPS que satisfazem os requerimentos de desempenho dinâmico das classificações 1 e 2 são apropriadas para alimentar a maioria das cargas críticas.

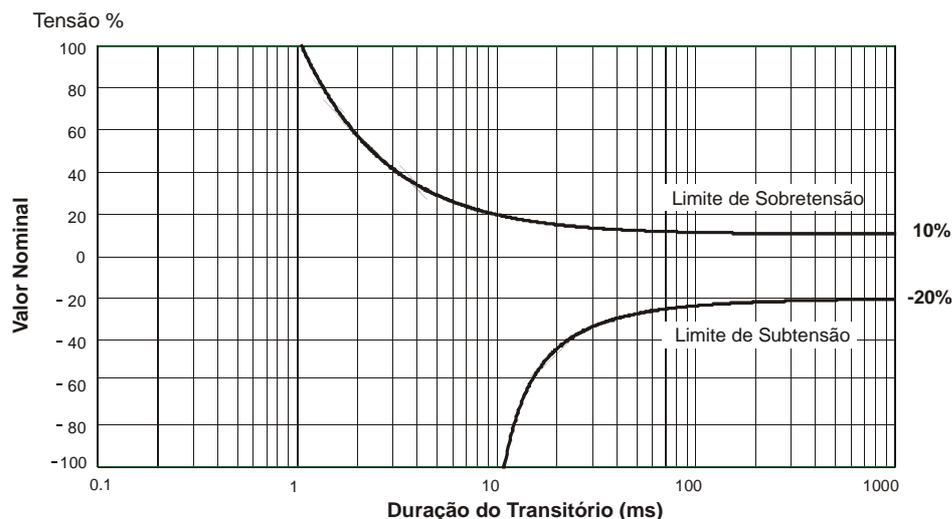


Figura 6.3 – Desempenho dinâmico de saída da UPS. Classificação 3.

Nota: A figura 6.3 é adequada somente para cargas capazes de resistir uma ampla tolerância de tensão e um período de tensão zero de até 10ms de duração (por exemplo, fontes de potência comutadas – *switched-mode power supplies*).

6.1.2 Determinação das características de desvio transitório das tensões de saída

O desvio transitório das tensões de saída da UPS é caracterizado pelos limites de subtensão ou de sobretensão definidos nas figuras 6.1, 6.2 e 6.3, e este desvio é medido como um simples evento transitório começando no instante de:

- a) troca de modo de operação (e.g. normal/backup);
- b) aplicação de um degrau de carga, e vice-versa, até que a forma de onda da tensão de saída retorne às condições de regime permanente.

O objetivo destes ensaios é determinar a área de perda volts-tempo a partir dos valores de regime permanente ou seus efeitos durante o período transitório resultante de uma troca de modo ou um degrau de carga. Durante este período, as tensões de saída da UPS sofrerão sucessivas oscilações, até que as condições de regime permanente sejam atingidas novamente. Sendo que não existem curvas padronizadas de tolerâncias de tensão em função do tempo aplicável a todos os equipamentos, as curvas das figuras 6.1, 6.2 e 6.3

foram determinadas a partir de experiências práticas das indústrias de UPS quando estas operam com cargas lineares e não lineares. A susceptibilidade das cargas a estes transientes depende do tipo de carga, e o propósito das medições é o de caracterizar o tipo de carga que a UPS pode suportar adequadamente.

6.1.2.a Considerações gerais

Os testes dinâmicos devem levar em conta as diferenças nas formas de onda das tensões de saída, os efeitos das cargas lineares e não lineares e a topologia da UPS.

Formas de onda de saída da UPS

As UPS contempladas por esta norma possuem formas de onda que abrangem desde a senoidal pura até a onda quadrada. As UPS projetadas para suportar tanto carga linear como não linear possuem geralmente uma forma de onda da tensão de saída senoidal. Por outro lado, as UPS projetadas para suportar somente as cargas não lineares dos retificadores com capacitor podem ter qualquer forma de onda que seja capaz de suportar os requerimentos de energia solicitados pelo capacitor do retificador.

Cargas lineares e não lineares

As cargas lineares, as quais freqüentemente contêm componentes magnéticos, são mais sensíveis a incrementos ou decrementos na área tensão-tempo sob oscilações de meio ciclo em meio ciclo. Para estas cargas, o critério de medição é observar o desvio do valor eficaz do seu valor nominal. Este tipo de carga normalmente tolera desvios transitórios simples que não excedam os 200% da tensão nominal eficaz se o tempo de duração é menor que 1ms e estes desvios não necessitam ser considerados.

A carga não linear drena corrente somente quando a tensão da fonte excede a tensão do capacitor da carga e, portanto é mais afetada pela perda do pico de tensão. Este tipo de carga é muito tolerante aos diferentes tipos de forma de onda dado que o requerimento de

área volt-tempo é somente o necessário para renovar a perda de energia no capacitor. Na prática geral, a perda de até meio período não tem um efeito prejudicial, sendo que a função do capacitor é armazenar e fornecer energia à carga durante este intervalo. Portanto, as considerações de desempenho dinâmico para este tipo de carga se limitam a garantir a manutenção da tensão do capacitor da carga dentro dos limites estabelecidos durante os testes transitórios.

Topologia da UPS

A topologia do circuito da UPS tem um efeito no desempenho dinâmico durante a troca de modo de operação. As UPS projetadas para uso com cargas lineares são geralmente as do tipo de operação contínua, ou as do tipo *line-interactive*, comutadas eletronicamente entre as fontes sem nenhuma descontinuidade na corrente de carga, freqüentemente chamadas *no-break*.

As UPS projetadas somente para cargas não lineares, principalmente UPS monofásicas de pequena potência, tem que considerar somente o requerimento de energia do capacitor da carga e freqüentemente incorporar um dispositivo de comutação entre as fontes.

6.1.2.b Forma de onda senoidal da tensão de saída

Quando a forma de onda da tensão de saída é senoidal, como no presente trabalho, a observação da forma de onda na saída da UPS em um osciloscópio pode prover suficiente precisão nas medições para determinar em tempo real os desvios transitórios de meio ciclo em meio ciclo, melhorados se for necessário por cálculos matemáticos adicionais.

6.1.2.c Método de ensaio com carga linear resistiva – Degrau de carga (Modo de Operação Normal)

Utilizando o circuito de ensaio da Figura 6.4, devem-se aplicar os degraus de carga da seguinte forma: Com a UPS operando em modo normal a vazio e tensão de entrada e frequência nominais, aplicar uma carga resistiva igual a 100% da potência ativa de saída, composta de duas parcelas, uma, igual a 20% e outra, de 80%. No ponto de aplicação da carga quando a forma de onda da tensão de saída está no seu valor de pico, observa-se a forma de onda da tensão de saída em um instrumento apropriado com armazenamento, para possibilitar o calculo de qualquer desvio no desempenho dinâmico. Logo, reduzir a carga para 20% da potencia ativa nominal desligando a parcela de 80% da carga nominal. Repetir as medições realizadas anteriormente no instante de desconexão e calcular o valor do desvio sobre meio ciclo. Este desvio deverá permanecer dentro das tolerâncias das classificações 1, 2 ou 3 desta norma.

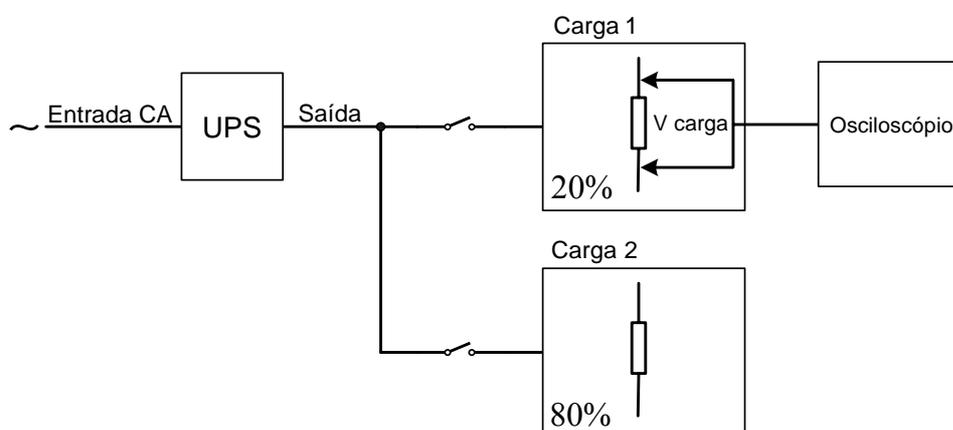


Figura 6.4 – Método de ensaio com carga linear resistiva. Degrau de carga.

6.1.2.d Método de ensaio com carga não linear de referência.
Degrau de carga. Potência > 4,0 kVA e até 100kVA. (Modo de
Operação Normal)

O degrau de carga não linear é definido como a aplicação do circuito de teste da
Figura 6.5 para dissipar em cada degrau de carga, um percentual determinado da potência
ativa nominal de saída da UPS.

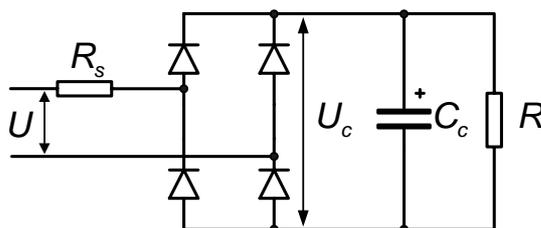


Figura 6.5 – Carga não linear de referência. (Nota: O resistor R_s pode ser conectado tanto no lado CA bem como no lado CC da ponte retificadora).

Método de cálculo dos elementos passivos da carga não linear de referência

Da Figura 6.5 tem-se:

U : Tensão eficaz nominal de saída da UPS;

U_c : Tensão retificada;

R_1 : Resistor de carga, projetado para dissipar uma potência ativa igual a 66% da
potência aparente total;

R_s : Resistor série de linha, projetado para dissipar uma potência ativa igual a 4% da
potência aparente total;

A norma considera uma ondulação da tensão CC de 5% pico a pico sobre a tensão
 U_c do capacitor, o que corresponde a uma constante de tempo de $R_1 C = 7,5/f_1$, onde f_1 é a
frequência da componente fundamental da tensão de saída em hertz.

A partir do pico da tensão, e considerando-se a distorção da tensão, as quedas nos
fios e ondulação da tensão retificada, o valor médio da tensão retificada U_c pode ser
calculado da seguinte forma:

$$U_c = \sqrt{2} \times 0,92 \times 0,96 \times 0,975 \times U = 1,22 \times U, \quad (6.1)$$

e os valores dos resistores R_s , R_1 e o capacitor C em Faradays, serão calculados pelas seguintes expressões:

$$R_s = \frac{0,04 \times U^2}{S}, \quad R_1 = \frac{U_c^2}{0,66 \times S} \quad \text{e} \quad C = \frac{7,5}{R_1 \times f_1}, \quad (6.2)$$

onde S é a potência aparente através da carga não linear de referência. Para o caso de UPS que podem operar com 50Hz ou 60Hz, deve ser usada para o cálculo a frequência de 50Hz. O valor da capacitância que será usada não deverá ser menor que a do valor calculado.

Nota 1: As quedas de tensão nos diodos da ponte são desprezadas.

Nota 2: As tolerâncias nos valores dos componentes calculados são: R_1 e R_s : $\pm 10\%$, e C : de 0 a 25%.

Conexão das cargas de referência não linear à UPS

Para UPS trifásicas de potência nominal de até 100kVA, três cargas iguais de referência não linear deverão ser conectadas entre fase e neutro ou entre fase e fase, dependendo de se a UPS possui condutor de neutro ou não. Ainda, o circuito de carga da Figura 6.5 primeiro deve ser desenergizado antes de ser conectado, de forma que a tensão sobre o capacitor C_c comece a partir de zero, quando conectado a saída da UPS. Quando se sabe que a carga real instalada possui limitação de corrente para a partida inicial, é permitido modificar o circuito de ensaio para poder simular as condições reais na determinação das características de desempenho dinâmico de saída da UPS.

Para o caso presente, o circuito da Figura 6.6 foi utilizado para a obtenção das características de desempenho dinâmico de saída da UPS.

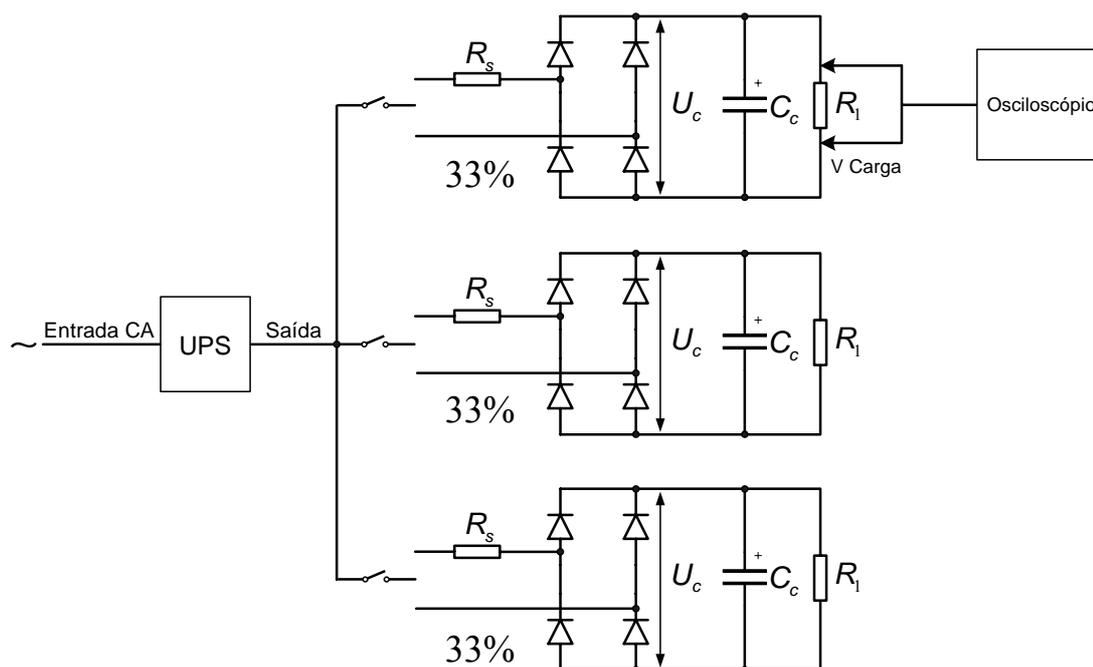


Figura 6.6 - Método de ensaio com carga não linear de referência. Degrau de carga.

Com a UPS operando em modo normal, deve-se aplicar uma carga não linear de referência de 33% da potência aparente nominal. Em condições de regime permanente deve-se aplicar, no valor de pico da forma de onda da tensão de saída, uma carga não linear de referência adicional de 33% da potência aparente nominal. No instante de aplicação da carga adicional, se mede o desvio transitório da tensão CC de saída. Com 66% da carga, deve-se aplicar no pico da forma de onda da tensão de saída os 33% restantes da carga não linear e registrar os desvios transitórios da tensão CC.

A seguir, em regime permanente, se desligam 33% da carga não linear. No instante da desconexão repete-se a medição dos desvios transitórios da tensão. Efetua-se novamente o ensaio anterior desligando os próximos 33% da carga não linear para assim retornar aos 33% de carga original, e registra-se o desvio transitório da tensão CC. As mudanças na tensão do capacitor devem permanecer dentro das tolerâncias das classificações 1 e 2 desta norma, (figuras 6.1 e 6.2 respectivamente).

6.2 Regime Permanente

Em regime permanente, a forma de onda das tensões de saída da UPS devem ser sinusoidais, tanto no modo de operação normal bem como no modo *backup*, mantendo um fator de distorção $D \leq 0,08$ com níveis de tensão das harmônicas, dentro dos limites da Tabela 6.1, até a 40ª harmônica.

O desequilíbrio das tensões de saída da UPS trifásica deverá ser registrado sob condições de carga simétrica e condições de carga desequilibrada. Para a condição de carga desequilibrada, duas fases deverão ser carregadas com uma carga linear do valor nominal da corrente. A carga pode ser conectada entre duas fases ou entre fase e neutro, se existir o condutor de neutro. A fase restante deve ficar sem carga, a menos que seja especificado de forma diferente pelo fabricante. O desequilíbrio de tensão deverá ser dado tanto em termos da razão de desequilíbrio de tensão ou em termos do fator de desequilíbrio (5.12 de IEC60146-2).

Tabela 6.1 – Níveis de compatibilidade das harmônicas de tensão em redes de baixa de tensão (IEC61000-2-2)

Harmônicas ímpares não múltiplas de 3		Harmônicas ímpares múltiplas de 3		Harmônicas pares	
Ordem da Harmônica	Tensão da Harmônica	Ordem da Harmônica	Tensão da Harmônica	Ordem da Harmônica	Tensão 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	$0,2+0,5 \times 25/n$				

6.3 Desempenho dos controladores propostos

6.3.1 Controlador com Modelo Interno por variáveis de estado em eixos estacionários $\alpha\beta$

Regime Transitório

A seguir são apresentadas as curvas de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS do controlador com modelo interno por variáveis de estado em eixos estacionários, proposto no Capítulo 4. Os ensaios foram realizados sob a descrição das subseções 6.1.2.c e 6.1.2.d, de forma a obter os desvios dinâmicos das tensões para carga linear e não linear.

As figuras 6.7 e 6.8 apresentam os desvios dinâmicos do valor eficaz das tensões de saída da UPS quando aplicados e retirados, respectivamente, os degraus de carga linear descritos em 6.1.2.c.

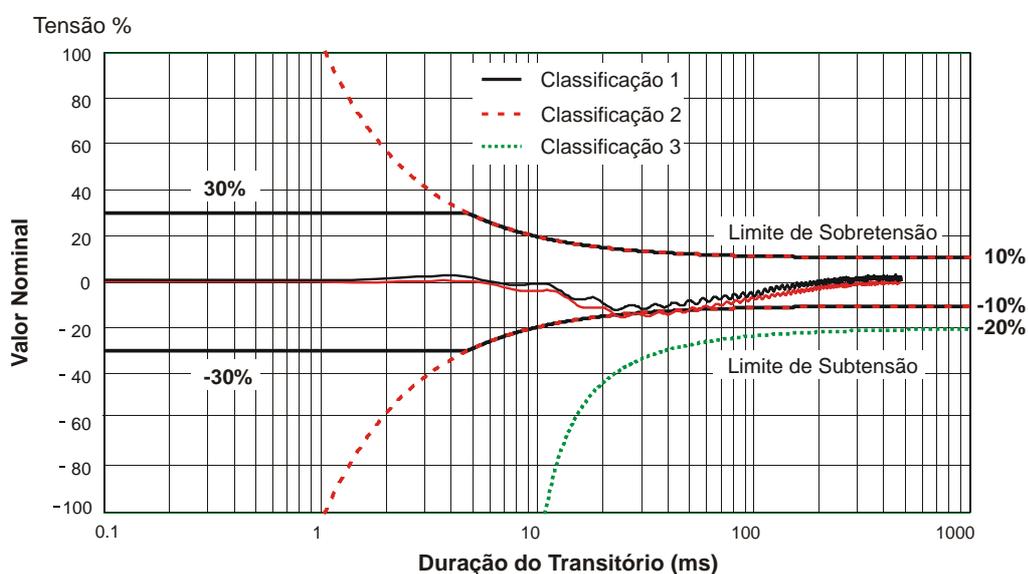


Figura 6.7 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga linear de 20% a 80% da potência ativa nominal.

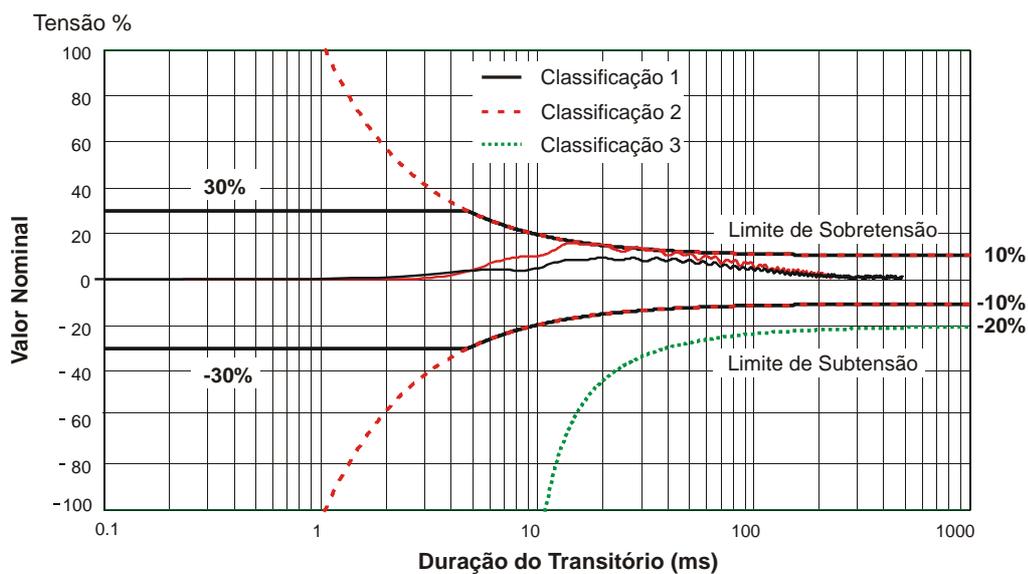


Figura 6.8 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga linear de 80% a 20% da potência ativa nominal.

É possível observar nos ensaios da Figura 6.7 e da Figura 6.8, quando se aplica e retira respectivamente a carga linear, que os desvios do valor eficaz das tensões de saída da UPS satisfazem a classificação 1 da norma.

Nas figuras 6.9 e 6.10 apresentam-se as características de comportamento dinâmico durante a aplicação e retirada da carga não linear de referência, respectivamente.

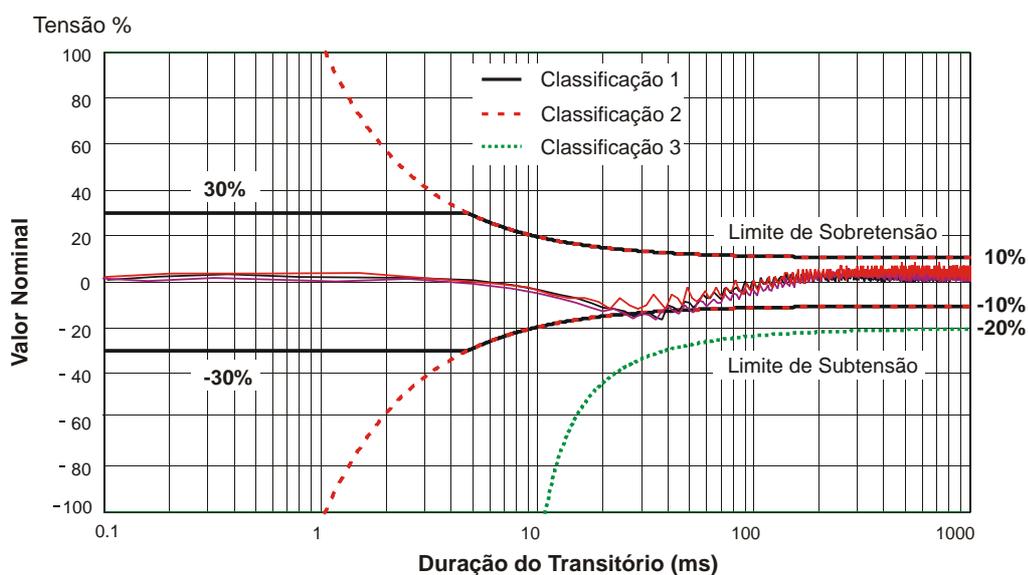


Figura 6.9 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga não linear de referência: de 33% a 66% e de 66% a plena carga.

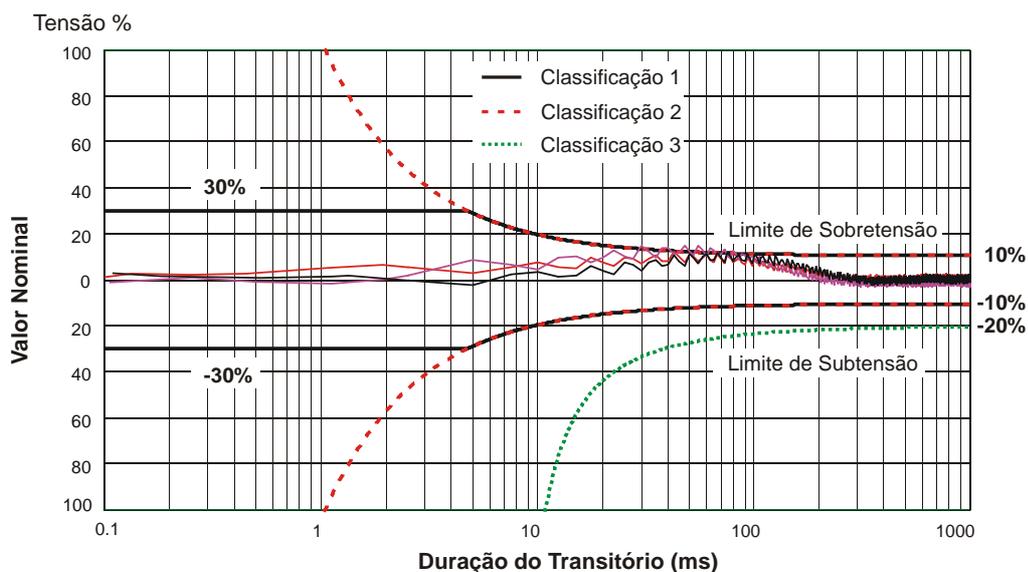


Figura 6.10 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga não linear de referência: de 100% a 66% e de 66% a 33%.

A Figura 6.9 mostra o desvio dinâmico da tensão no capacitor C_c da carga não linear de referência em cada fase, quando são efetuados os degraus de carga descritos em 6.1.2.d. Por outro lado, a Figura 6.10 mostra o desvio da tensão CC quando retirada a carga não linear de referência. Estes ensaios demonstram que o controlador proposto no Capítulo 4 satisfaz os limites de tensão em condições dinâmicas, sem exceder os limites de subtensão e de sobretensão da classificação 1. Portanto, a configuração da Figura 4.1 com o controlador com modelo interno por variáveis de estado em eixos estacionários em questão, é adequada para alimentar a maioria das cargas críticas.

Regime Permanente

A seguir apresentam-se graficamente os níveis percentuais de tensão das harmônicas das tensões de fase de saída da UPS operando em regime permanente. Estes dados, obtidos dos ensaios em regime permanente, apresentados no Capítulo 4, são comparados com os níveis das harmônicas exigidos pela norma e dados na Tabela 6.1. Para o propósito será apresentada aqui, como também para os controladores restantes, a comparação com uma carga não linear de referência conectada entre fase e neutro, a qual contempla todas as harmônicas de interesse da norma apresentadas na

Tabela 6.1. Ainda, a operação da UPS com carga não linear desequilibrada representa o pior caso. O gráfico comparativo é apresentado na Figura 6.11, na qual se observa que nenhuma das harmônicas pares e ímpares supera os níveis exigidos pela norma. Além do mais, como foi verificado nos resultados experimentais em regime permanente do Capítulo 4, o valor da THD das tensões de saída é bem menor do especificado na norma.

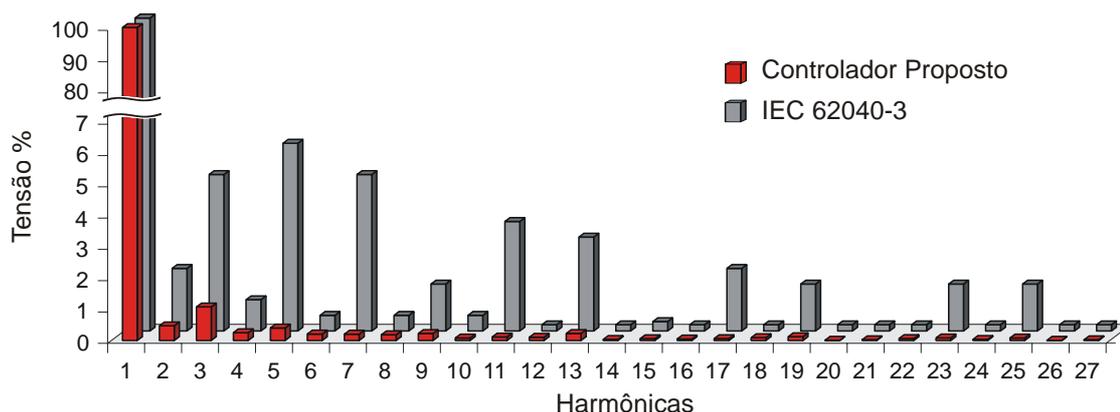


Figura 6.11 – Níveis das harmônicas das tensões de fase de saída da UPS com o controlador proposto no Capítulo 4 e da norma IEC62040-3. Carga não linear de referência entre fase e neutro.

6.3.2 Controlador com Modelo Interno em eixos síncronos dq mais a realimentação dos estados da planta

Regime Transitório

De maneira similar à seção anterior, aqui serão apresentadas as características dinâmicas das tensões de saída para o controlador com modelo interno em eixos síncronos dq mais a realimentação dos estados da planta, proposto no Capítulo 5.

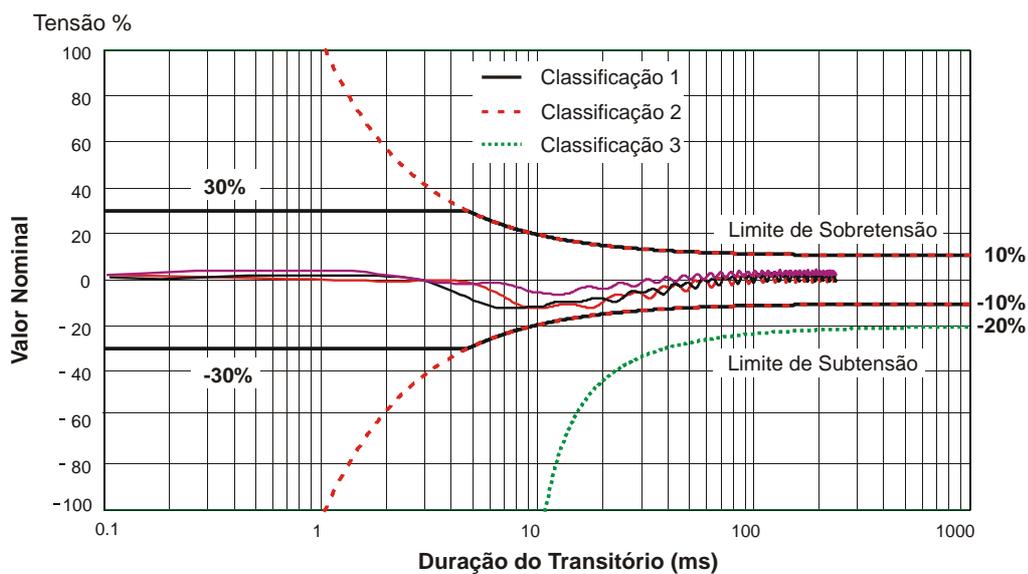


Figura 6.12 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga linear de 20% a 80% da potência ativa nominal.

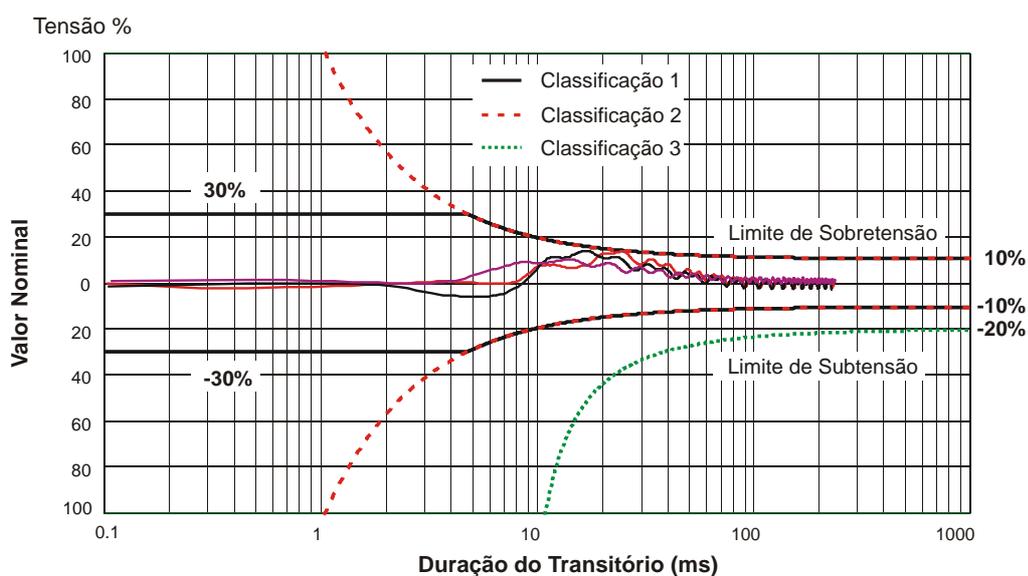


Figura 6.13 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga linear de 80% a 20% da potência ativa nominal.

As figuras 6.12 e 6.13 apresentam os desvios dinâmicos do valor eficaz das tensões de saída da UPS quando aplicados e retirados, respectivamente, os degraus de carga linear descritos em 6.1.2.c. Observa-se que em ambos os casos, a UPS satisfaz os requerimentos da classificação 1 da norma.

A seguir, nas figuras 6.14 e 6.15 apresentam-se as características de comportamento dinâmico com carga não linear de referência.

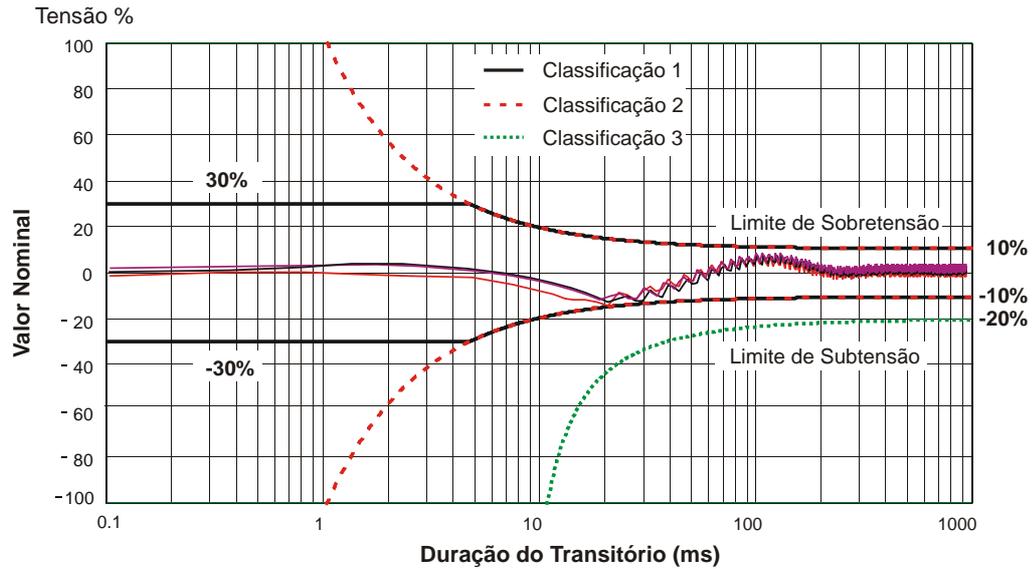


Figura 6.14 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga não linear de referência: de 33% a 66% e de 66% a plena carga.

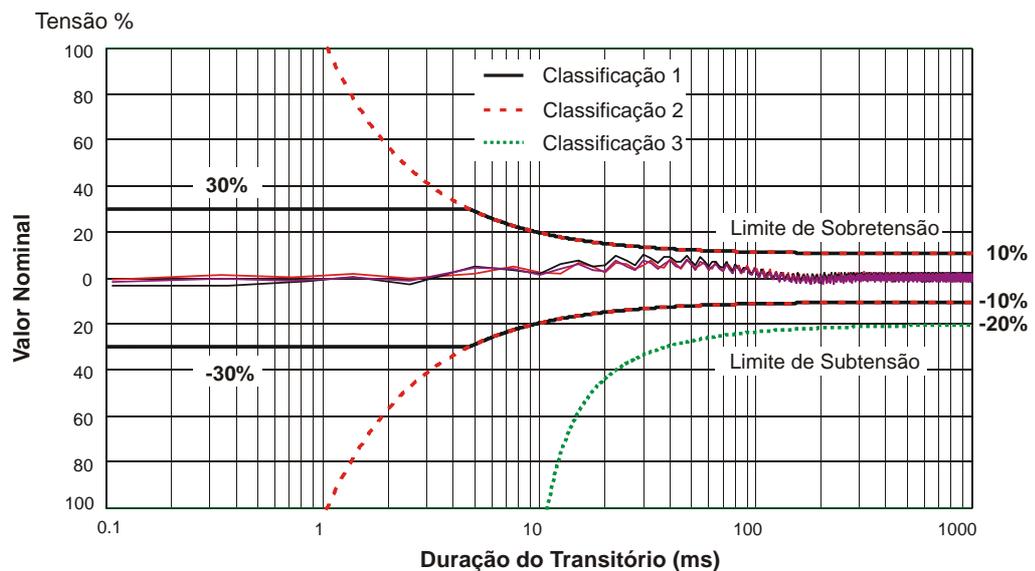


Figura 6.15 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga não linear de referência: de 100% a 66% e de 66% a 33%.

A Figura 6.14 mostra os desvios das tensões sobre o capacitor das cargas em cada fase, quando se aplicam os degraus de carga, enquanto que a Figura 6.15 apresenta estes desvios quando efetuada a retirada da carga não linear. É possível observar em ambos os casos que este controlador em eixos síncronos dq atende também de maneira adequada os requerimentos da classificação 1 da norma para carga não linear, o que habilita esta UPS para operar com a maioria das cargas críticas.

Regime Permanente

A seguir apresentam-se graficamente a comparação dos níveis percentuais de tensão das harmônicas das tensões de fase de saída da UPS operando em regime permanente e dos exigidos pela norma, também para o caso de uma carga não linear de referência conectada entre fase e neutro.

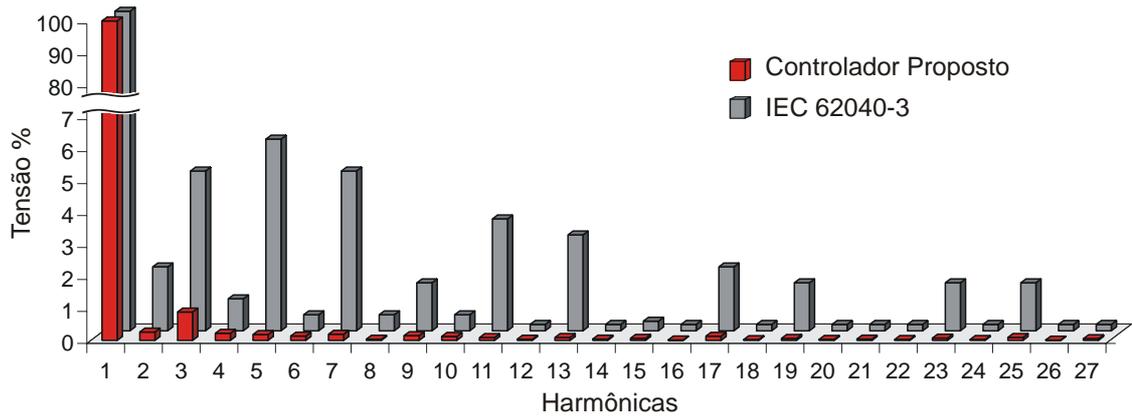


Figura 6.16 – Níveis das harmônicas das tensões de fase de saída da UPS com o controlador proposto no Capítulo 5 (modelo interno mais realimentação de estados) e da norma IEC 62040-3. Carga não linear de referência entre fase e neutro.

6.3.3 Controlador com Modelo Interno em eixos síncronos dq mais a ação do compensador PD (abordagem entrada-saída)

Regime Transitório

As figuras 6.17 e 6.18 apresentam os resultados experimentais dos desvios transitórios dos valores eficazes das tensões de saída da UPS quando aplicados e retirados os degraus de carga linear, respectivamente:

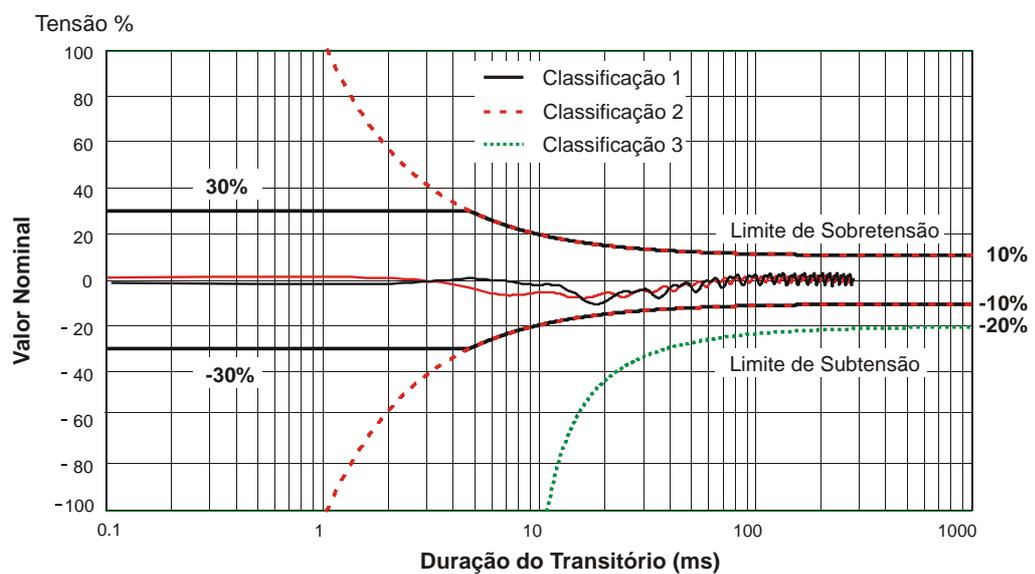


Figura 6.17 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga linear de 20% a 80% da potência ativa nominal.

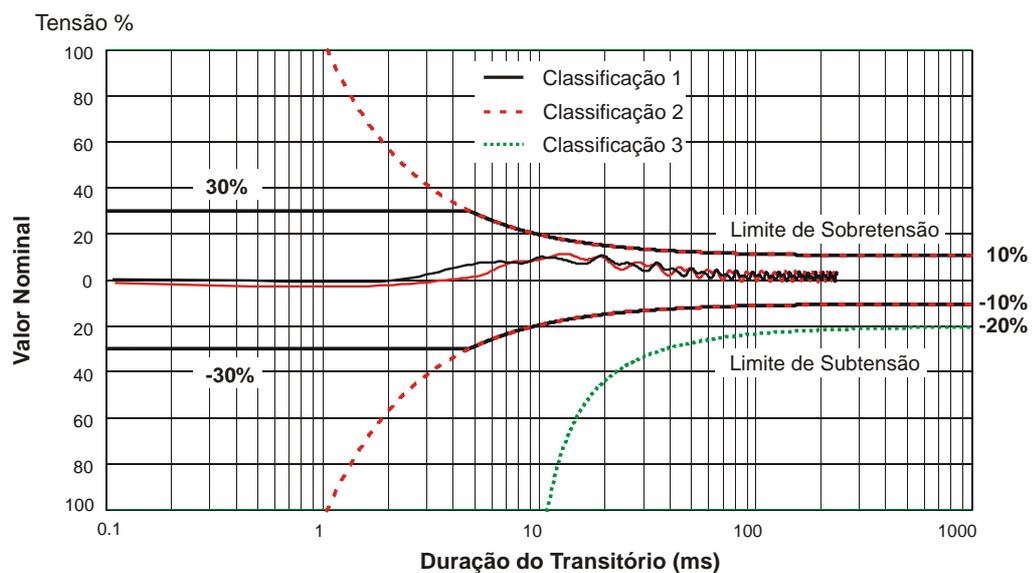


Figura 6.18 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga linear de 80% a 20% da potência ativa nominal.

Observa-se nos dois últimos resultados que este controlador com o modelo interno proposto em eixos síncronos dq mais a ação do PD, consegue satisfazer satisfatoriamente os severos requisitos da classificação 1 da norma em questão, para operação em regime transitório com carga linear.

A seguir apresentam-se as características dinâmicas de saída da UPS com este mesmo controlador, operando em regime transitório com carga não linear.

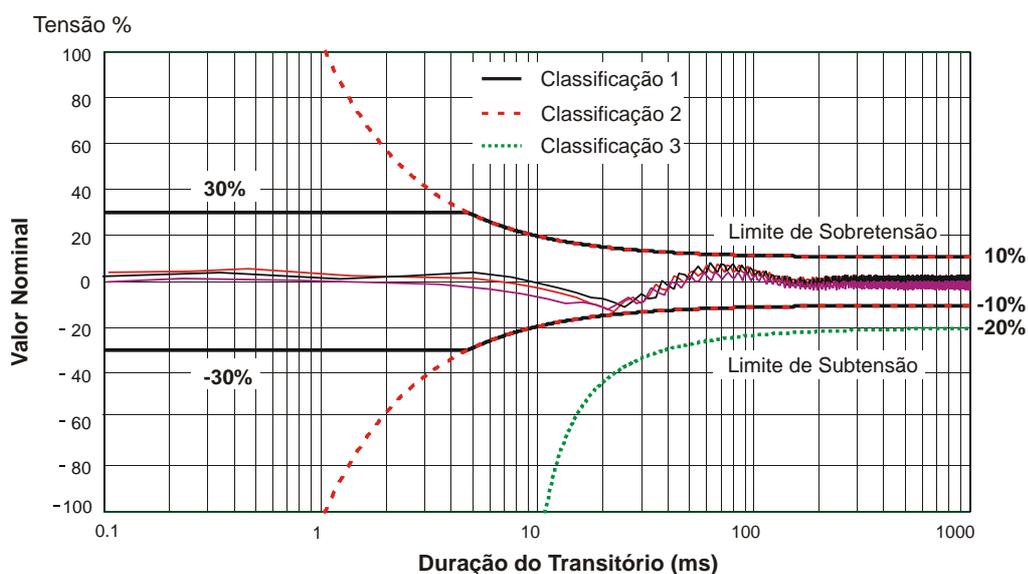


Figura 6.19 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Degrau de carga não linear de referência: de 33% a 66% e de 66% a plena carga.

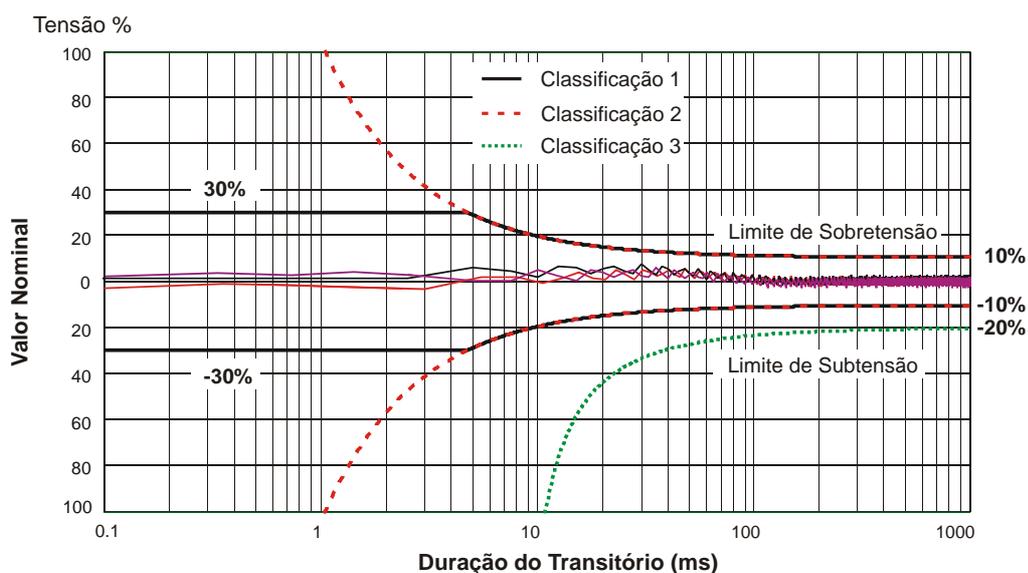


Figura 6.20 – Características de desempenho dinâmico das tensões de saída da UPS. Retirada de carga não linear de referência: de 100% a 66% e de 66% a 33%.

As figuras 6.19 e 6.20 demonstram o excelente desempenho desta UPS com este controlador. Similarmente ao caso com carga linear, o controlador satisfaz suficientemente as exigências severas do ensaio com carga não linear, e não supera os limites de subtensão e de sobretensão. Como resultado, a configuração da Figura 5.1 com o controlador com o modelo interno proposto em eixos síncronos dq mais a ação do PD, é apta para operar com quaisquer cargas críticas.

Regime Permanente

A seguir apresentam-se graficamente a comparação dos níveis percentuais de tensão das harmônicas das tensões de fase de saída da UPS operando em regime permanente e dos exigidos pela norma, para o mesmo tipo de carga que nos casos anteriores: carga não linear de referência conectada entre fase e neutro.

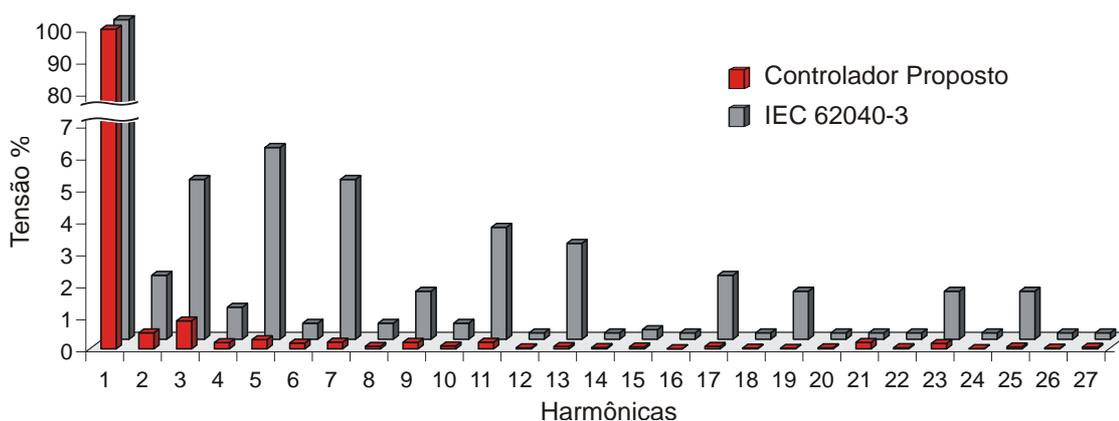


Figura 6.21 – Níveis das harmônicas das tensões de fase de saída da UPS com o controlador proposto no Capítulo 5 (modelo interno mais ação do PD) e da norma IEC 62040-3. Carga não linear de referência entre fase e neutro.

Observa-se que o conteúdo harmônico nos gráficos das figuras 6.16 e 6.21 são quantitativamente similares, e, ainda todas as harmônicas da fundamental, pares e ímpares são bem menores aos níveis exigidos pela norma IEC62040-3.

6.4 Comparativo de desempenho

Nesta seção serão apresentados a nível de comparação os resultados obtidos em regime permanente e transitório com os 3 controladores propostos nos Capítulos 4 e 5.

Regime Permanente

A Tabela 6.2 apresenta os resultados dos três controladores propostos com a UPS operando com carga linear desequilibrada, carga não linear desequilibrada e carga não linear equilibrada. A seguinte nomenclatura foi dada aos controladores propostos:

CMIVE $\alpha\beta$: Controlador com Modelo Interno por Variáveis de Estado em $\alpha\beta$.

CMIRE dq : Controlador com Modelo Interno mais Realimentação de Estados em dq .

CMIPD dq : Controlador com Modelo Interno mais compensador PD em dq .

Tabela 6.2 – Dados comparativos dos controladores propostos em regime permanente.

Tipo de Carga	CMIVE $\alpha\beta$	CMIRE dq	CMIPD dq
	THD e FD (%)	THD e FD (%)	THD e FD (%)
Carga linear desequilibrada	0,84 – 0,79	0,70 – 0,79	0,70 – 0,79
Carga não linear desequilibrada	1,45 – 1,25	1,3 – 0,91	1,3 – 0,91
Carga não linear equilibrada	0,9	0,76	0,76

Regime Transitório

A seguir apresentam-se os dados comparativos dos controladores propostos relacionados ao comportamento dinâmico sob os degraus de carga linear e não linear exigidos pela norma IEC62040-3. Os dados apresentados nas tabelas abaixo mostram o tempo de acomodação do sistema, isto é, o tempo que levam as tensões de saída da UPS para retornar ao valor de regime permanente a partir do momento em que se efetua o distúrbio na carga. Também mostram o percentual de subtensão e de sobretensão quando se aplicam e se retiram os degraus de carga, respectivamente.

Tabela 6.3 – Dados comparativos dos controladores propostos em regime transitório. Controlador com modelo interno por variáveis de estado em eixos $\alpha\beta$.

CMIVE$\alpha\beta$				
	Entrada		Retirada	
Degrau de Carga	Tempo de acomodação (ms)	Subtensão (%)	Tempo de acomodação (ms)	Sobretensão (%)
Carga linear	166,67	11,76	166,67	10,50
Carga não linear	166,67	14	166,67	8,4

Tabela 6.4 – Dados comparativos dos controladores propostos em regime transitório. Controlador com modelo interno mais realimentação de estados em eixos síncronos dq .

CMIREdq				
	Entrada		Retirada	
Degrau de Carga	Tempo de acomodação (seg.)	Subtensão (%)	Tempo de acomodação (seg.)	Sobretensão (%)
Carga linear	83,33	10,75	83,33	11,37
Carga não linear	83,33	10,37	83,33	8,16

Tabela 6.5 – Dados comparativos dos controladores propostos em regime transitório. Controlador com modelo interno mais PD em eixos síncronos dq .

CMIPDdq				
	Entrada		Retirada	
Degrau de Carga	Tempo de acomodação (seg.)	Subtensão (%)	Tempo de acomodação (seg.)	Sobretensão (%)
Carga linear	50	5,16	50	6
Carga não linear	50	7,13	50	4,11

É possível observar nos dados comparativos de regime permanente da Tabela 6.2, que os três controladores propostos apresentam muito bom desempenho com valores reduzidos de distorção harmônica total e fator de desequilíbrio. Entretanto, ambos

os controladores com modelo interno em eixos síncronos dq , com realimentação dos estados bem como com o PD, apresentam melhores resultados que o primeiro.

Com relação ao desempenho em regime transitório, pela observação das Tabelas 6.3, 6.4 e 6.5, pode-se concluir que o controlador que apresenta menor tempo de acomodação logo após o distúrbio de carga, bem como menores valores de subtensão e sobretensão, é o **CMIPDdq** – Controlador com modelo interno mais a ação do PD em eixos síncronos dq . Pode-se chegar também a essa conclusão através das curvas características de desempenho dinâmico apresentadas na seção 6.2, onde as figuras 6.17, 6.18, 6.19 e 6.20 demonstram que este controlador satisfaz comodamente as exigências da classificação 1 da norma IEC62040-3.

Conclui-se este capítulo dizendo que das propostas realizadas e aqui comparadas, o controlador **CMIPDdq** pode ser escolhido para ser utilizado no estágio inversor da configuração da Figura 5.1 por apresentar o melhor desempenho em regime permanente e transitório de acordo a norma em questão. Além disso, é importante salientar aqui novamente as vantagens da implementação digital deste controlador, dentre elas: o modelo interno resulta apropriado para uma implementação com processadores de ponto fixo, desde que os coeficientes do polinômio não sofrem de erros de arredondamento; este modelo interno com número reduzido de pólos economiza espaço em memória RAM; no que diz respeito ao compensador para estabilizar a planta em malha fechada com o modelo interno, o PD discreto resulta simples de se implementar desde que só é necessária a medida das tensões de saída. Ainda, a estrutura resultante da combinação do compensador PD e do modelo interno operando com diferentes taxas de amostragens, (juntamente com o número de pólos reduzido do modelo interno), atribui um grau de robustez significativo ao sistema em malha fechada.

Capítulo 7

CONCLUSÕES GERAIS

A presente tese de doutorado propôs controladores discretos de tensão que utilizam o Princípio do Modelo Interno, demonstrando os benefícios da sua utilização através da sua implementação prática, no controle digital de inversores trifásicos PWM para aplicações em UPS de dupla conversão de média potência, entre 10 e 100kVA. Este trabalho se concentrou no desenvolvimento de controladores discretos com elevado desempenho para regime permanente e regime transitório, para o controle de inversores trifásicos PWM a 3 fios com transformador isolador de saída, objetivando satisfazer as exigentes normas internacionais.

Para a obtenção desses controladores discretos, inicialmente são abordadas questões relacionadas ao modelo da planta no domínio de tempo discreto, necessário para o projeto dos controladores. Os modelos discretos são escolhidos por resultarem na forma adequada para o projeto de controladores discretos e, além disso, permitir considerar o atraso de tempo relacionado a uma dada implementação digital. Assim, o Capítulo 2, apresenta em primeiro lugar o modelo discreto médio linear de inversores trifásicos com modulação PWM do tipo *space vector*, obtido a partir da utilização de um amostrador-retentor de ordem zero; o qual considera como hipóteses principais que a frequência de comutação é muito maior do que a frequência da fundamental e que as ondulações sobre as variáveis são pequenas. Estas hipóteses devem ser consideradas para realizar o projeto dos

controladores. Como as perdas de comutação nos semicondutores de potência aumentam com a potência do conversor para uma mesma frequência de comutação, a frequência de comutação deve ser limitada à medida que a potência aumenta. Assim, as hipóteses estabelecidas para o modelo discreto médio linear devem ser consideradas com cautela. Nesse sentido, este trabalho propõe um modelo discreto não linear de grandes sinais, que leva em conta as ondulações sobre as variáveis, e investiga o impacto da estratégia de amostragem das variáveis de interesse, as diferentes seqüências de comutação associadas à modulação *space vector* e a frequência de corte do filtro da saída. Neste estudo observou-se que, com o método de amostragem convencional de uma amostra por período de comutação, à medida que a frequência de comutação é reduzida, surgem harmônicas de baixa ordem significativas nas variáveis de interesse. Assim, as ondulações sobre as variáveis aumentam na medida em que a frequência de corte do filtro se aproxima da frequência de comutação; isto é, quando os filtros utilizados são leves.

Com base nestes resultados surge a proposta de dois métodos ou estratégias de amostragem e da atualização da lei de controle. Nesses métodos se propõe a realização de duas amostragens por período de comutação, nos instantes em que são aplicados os vetores nulos da modulação *space vector*. No método A, as amostras das variáveis de interesse assim como a atualização da lei de controle são realizadas em uma taxa que é o dobro da frequência de comutação. Por outro lado, no método B, a amostragem das variáveis de interesse executa-se com a mesma taxa que no caso anterior, mas a lei de controle é calculada com a média das duas últimas amostras e, portanto, a sua atualização efetua-se na mesma frequência que a de comutação. Estas estratégias reduzem significativamente as harmônicas de baixa ordem e as ondulações resultantes sobre as variáveis utilizadas para realimentação, se comparadas com a estratégia convencional. Além disso, esses métodos aqui propostos permitem reduzir a frequência de comutação, mantendo uma taxa de

amostragem elevada, podendo-se limitar as perdas por comutação nos semicondutores de potência.

Solucionadas as questões relacionadas ao modelo discreto da planta, nos capítulos restantes desta tese foram abordados os assuntos que dizem respeito à configuração do estágio de saída da UPS e a sua operação em malha fechada. Devido à topologia do inversor utilizado ser a três fios, um transformador trifásico em conexão ΔY pode ser conectado na saída do inversor, de forma tal a permitir a alimentação de cargas monofásicas e fornecer isolamento galvânica à carga reduzindo o impacto dos distúrbios e interferências eletromagnéticas provindas da rede. Por outro lado, a utilização do transformador possibilita a redução dos componentes passivos necessários para implementar o filtro LC de saída do inversor, dado que a parte indutiva do filtro pode ser implementada a partir da indutância de dispersão equivalente do transformador.

A partir desta primeira configuração, candidata para o estágio de saída da UPS, se deriva o modelo nominal da planta em coordenadas estacionárias abc e $\alpha\beta 0$, o qual permitiu avaliar as dinâmicas apresentadas pela conexão do inversor trifásico PWM, transformador ΔY , filtro e carga. Este modelo apresentou um acoplamento entre as tensões de entrada de fase em eixos $\alpha\beta$. Então, para eliminar este acoplamento foi proposta uma transformação linear que desacopla as entradas em $\alpha\beta$. Com este modelo, e através de uma análise da resposta em frequência, demonstrou-se o fato, já bem conhecido, de que o transformador apresenta um zero em $s = 0$, no domínio de tempo contínuo (ou em $z = 1$ no domínio de tempo discreto), o que indica a característica passa alta do transformador nas baixas frequências. Em particular, surge uma preocupação com a parcela da componente de tensão contínua que pode estar presente nas tensões produzidas pelo inversor. Esta componente contínua pode ser oriunda tanto das não linearidades do inversor bem como resultado da implementação digital em ponto fixo e das variações dos parâmetros dos

circuitos de medida. Esta componente contínua, devido ao fato de que não se manifesta do lado secundário do transformador, não pode, portanto, ser compensada, o que acaba saturando o núcleo magnético. No caso em que a tensão contínua provém dos erros acumulados da implementação digital, e sendo ainda essa tensão amplificada pela escolha inadequada do controlador, as correntes no lado primário do transformador resultam com um valor significativo de corrente contínua, a qual aumenta constantemente até que o inversor PWM deixa de operar como resultado dos valores elevados destas correntes. Sobre esta última questão, demonstrou-se neste trabalho que a implementação do controlador repetitivo convencional no sistema que aqui se descreve, e que possui o pólo em $z = 1$, cancela o zero em $z = 1$ introduzido pelo transformador, amplificando assim qualquer componente contínua residual, levando finalmente o transformador à saturação, sendo este fato confirmado experimentalmente.

Assim, com o objetivo principal de prover uma solução ao problema da saturação do transformador, e ainda fornecer uma energia com qualidade às cargas críticas gerando tensões de saída com reduzida taxa de distorção harmônica, se propõe um controlador discreto em eixos estacionários $\alpha\beta$ com base nas hipóteses do Princípio do Modelo Interno para sistemas discretos apresentado neste trabalho. Este controlador possui o modelo interno aqui proposto, e que não apresenta o pólo em $z = 1$. Como resultado, não se produz o cancelamento do zero em $z = 1$ da planta e, conseqüentemente, o controlador não amplifica a tensão contínua antes descrita, evitando a saturação do transformador.

Devido ao fato da planta resultar desacoplada, o problema de controle, MIMO por natureza, torna-se um problema de controle de dois sistemas SISO. Para o projeto deste controlador se utiliza ainda uma abordagem de entrada-saída, sendo que o compensador usado para estabilizar o sistema em malha fechada com a introdução do modelo interno proposto, é um PD preditivo. O projeto deste compensador e a sua estrutura são simples,

necessitando-se somente as medidas das tensões de saída para sua implementação. Além disso, o uso do PD fornece um grau de robustez significativo ao sistema em malha fechada. É importante salientar que, devido às medidas das tensões serem realizadas no secundário do transformador, é possível compensar as quedas de tensão sobre as impedâncias equivalentes de seqüência positiva e negativa do transformador. Do ponto de vista da implementação digital, o controlador com base no modelo interno proposto, derivado a partir do gerador de sinais periódicos discretos, resulta num controlador simples de implementar e que não sofre de erros de arredondamento, dado que os coeficientes do polinômio resultante são números inteiros. Assim, a estratégia de controle discreta proposta permitiu atender, com base nas hipóteses do Princípio do Modelo Interno, os requerimentos de erro de regime permanente nulo e a rejeição de distúrbios provocados por sinais periódicos introduzidos na saída de planta. Como resultado, os ensaios experimentais em regime permanente mostraram uma distorção harmônica total reduzida nas tensões de saída da UPS, quando esta opera tanto com carga linear resistiva quanto com carga não linear, provinda de retificadores monofásicos e trifásicos. Além do mais, as tensões trifásicas de saída apresentaram um fator de desequilíbrio baixo, em torno de 1%, operando com carga linear e não linear desequilibrada.

No que diz respeito ao desempenho transitório das tensões de saída da UPS, demonstrou-se, através de resultados de simulação e experimentais, que reduzindo a ordem do polinômio do modelo interno é possível aprimorar a resposta transitória, bem como aumentar a margem de estabilidade do sistema. Porém, mesmo que a resposta transitória não resultou como desejada, ela pode ser aprimorada. Todavia, considerando que a impedância de seqüência zero do transformador em conexão ΔY resulta igual à impedância de dispersão por fase, e devido à necessidade de agregar uma indutância adicional por fase no secundário para limitar as ondulações de corrente, se constata como consequência um

aumento das tensões de seqüência zero na operação com cargas monofásicas desequilibradas. Como resultado, estas tensões de seqüência zero, as quais não podem ser compensadas por este inversor, incrementam a THD nas tensões de fase de saída.

Com base nestes fatos, apresenta-se, no Capítulo 4 desta tese, uma alternativa que é a de conectar os indutores adicionais de filtro no lado primário do transformador conectado em delta. Estes indutores não afetam a operação da UPS com carga desequilibrada, dado que os correspondentes ampere-espiras das correntes de seqüência zero, que circulam no secundário, passam a circular dentro da conexão em triângulo do primário. Com base nesta configuração deriva-se, então, um outro modelo no espaço de estado nominal simplificado em eixos estacionários abc e $\alpha\beta 0$, que leva em conta a dinâmica dos indutores. Como as entradas do modelo obtido são as tensões de linha produzidas pelo inversor, optou-se por desenvolver a modulação *space vector* no espaço das tensões de linha em eixos estacionários abc . Com o intuito de operar esta UPS em malha fechada, se propõe neste capítulo um controlador discreto em eixos estacionários $\alpha\beta$, que utiliza a abordagem por variáveis de estado do Princípio do Modelo Interno. Dada a necessidade de realizar a medida de todas as variáveis de estado da planta, aproveitam-se então as vantagens do modelo discreto obtido com base na estratégia de amostragem do *Método B*, para efetuar o projeto deste controlador. Para o projeto dos ganhos do controlador e da realimentação dos estados da planta escolheu-se a técnica do regulador linear quadrático discreto, a qual possibilitou aumentar os ganhos o suficiente para aprimorar a resposta transitória das tensões de saída para variações em degrau da referência e da carga, mantendo o sistema assintoticamente estável. Entretanto, o fato destes ganhos serem elevados, fez com que as tensões de saída, em regime permanente, se apresentem sensíveis aos ruídos de medida, o que pode ser indesejável, mesmo apresentando uma baixa THD para as cargas de interesse. Existe, portanto, nesta proposta uma solução de compromisso no projeto dos ganhos entre

o desempenho transitório e o de regime permanente. Com essa solução, foi possível obter tensões de saída estáveis com reduzida THD para operação com carga equilibrada e desequilibrada, linear e não linear, mas comprometendo-se em determinado grau o desempenho transitório para distúrbios de carga. É importante ressaltar que, devido à utilização do mesmo modelo interno proposto no Capítulo 3, este controlador não produz cancelamento de pólo e zero e, portanto, este controlador não amplificou as componentes contínuas residuais evitando a saturação do transformador.

Considerando-se a classificação da norma internacional IEC62040-3, a UPS em questão com o controlador descrito acima, atendeu os requisitos desta norma nos limites das curvas de performance da exigente classificação 1, para os degraus padrões de carga linear e não linear. Mesmo assim, com o intuito de melhorar ainda mais o desempenho transitório, no Capítulo 5, e utilizando a mesma configuração do estágio de saída da UPS do Capítulo 4, se propõe um controlador discreto em eixos síncronos dq , o qual utiliza um modelo interno com número reduzido de pólos e taxa de amostragem reduzida. Assim, a estrutura de controle proposta resulta num sistema amostrado multi-taxas, com uma malha rápida que opera na frequência de amostragem das variáveis de interesse e uma malha lenta que atua na metade da frequência de amostragem da primeira. Neste ponto é importante salientar que, estando o modelo da planta em coordenadas síncronas, este apresenta um par de zeros na frequência da componente fundamental (60Hz neste caso) relacionados à componente contínua. A partir disto surge a proposta do modelo interno em eixos síncronos com um número reduzido de pólos, o qual evita o cancelamento dos zeros da planta com o par de pólos do modelo interno em 60Hz, oferecendo assim uma solução muito simples para o problema da saturação do transformador. Além disso, a operação deste modelo interno em eixos síncronos, em uma taxa de amostragem menor, demonstra uma melhora significativa no desempenho transitório das tensões de saída da UPS, outorgando um grau de robustez ao sistema em malha fechada,

uma vez que a margem de estabilidade aumenta se comparada com a operação deste controlador numa única taxa de amostragem.

Com esse modelo interno proposto em eixos síncronos, se utilizaram dois compensadores para estabilizar o sistema em malha fechada, os quais operaram na frequência de amostragem maior. O primeiro, através da realimentação dos estados da planta, e o segundo, com um PD preditivo. Em ambos os casos, o projeto destes controladores foi realizado sobre a ótica de sistemas SISO, lineares e invariantes no tempo, sob a hipótese de que o sistema dinâmico resultante em eixos síncronos pode ser considerado fracamente acoplado, hipótese que se confirmou através da resposta em frequência deste sistema. No caso da realimentação dos estados da planta, utilizou-se, para o projeto do controlador, o modelo discreto obtido a partir da estratégia de amostragem e atualização da lei de controle do *Método A*. Como resultado, a frequência de amostragem do modelo interno resulta igual à metade da frequência de amostragem das variáveis de interesse e da realimentação dos estados, ou seja, igual à frequência de comutação. Isto permite a implementação deste modelo interno sem a necessidade de introduzir o filtro passa baixa $Q(z, z^{-1})$, não comprometendo assim a rejeição de distúrbios, principalmente nas altas frequências. No que diz respeito ao projeto dos ganhos de realimentação, novamente utilizou-se a técnica de controle ótimo do regulador linear quadrático discreto. Esta forneceu um grau de liberdade adicional para encontrar uma solução de compromisso entre a estabilidade do sistema e o desempenho transitório. Esta solução permitiu aprimorar o desempenho nos ensaios padronizados da norma IEC62040-3, se comparado com a proposta do Capítulo 4.

Por outro lado, a segunda abordagem, utilizando o simples compensador PD preditivo, possibilitou atingir um grau de desempenho ainda superior às outras duas propostas anteriores, satisfazendo com folga as exigências da classificação 1 da norma em

questão. É importante salientar que esta última abordagem resulta simples quanto ao projeto e a sua implementação, desde que somente requer definir dois ganhos do compensador PD, mais o ganho do modelo interno, precisando apenas a medida das três tensões de fase. Além disso, o fato deste modelo interno ter um número reduzido de pólos e os coeficientes do seu polinômio não apresentar erros de arredondamento, o torna atrativo para sua implementação em microcontroladores e DSP de ponto fixo com memória RAM reduzida.

Finalmente, a respeito dos ensaios realizados para avaliar o desempenho dinâmico em regime transitório dos controladores propostos, é importante destacar que estes são realizados nas condições mais desfavoráveis para a UPS, desde que as cargas devem ser conectadas no pico da forma de onda das tensões de saída, tanto para carga linear como para não linear. No caso da carga de referência não linear, o capacitor de filtro do retificador monofásico deve estar totalmente descarregado, o que, dependendo da impedância de saída da UPS na frequência em que acontecem estes distúrbios, representa uma queda de tensão significativa. Entretanto, mesmo nessas severas condições de ensaio, os três controladores, propostos nos Capítulos 4 e 5, satisfizeram à classificação 1 da norma IEC62040-3, capacitando a UPS utilizada para alimentar a maioria das cargas críticas.

Propostas para trabalhos futuros

Como propostas para trabalhos futuros, que possibilitem o prosseguimento do que aqui se apresenta, podem-se citar:

- (i) Investigar o impacto do uso de uma malha interna de corrente, com base nas medidas das correntes nos indutores na entrada do transformador, de forma a prover o sistema de uma proteção adicional contra sobrecargas e curtos-circuitos que por ventura venham a ocorrer no lado da carga.
- (ii) Realizar um estudo da impedância de saída da UPS nas frequências em que ocorrem os distúrbios de carga com o intuito diminuir a queda de tensão

produzida pelo distúrbio, e aprimorar o desempenho transitório nos casos em que se utiliza a realimentação dos estados da planta.

- (iii) Analisar a possibilidade do uso de um transformador em conexão Y-Y, para inversores trifásicos PWM a 3 braços, 4 fios (com braço capacitivo) e 4 braços 4 fios, utilizando a abordagem desenvolvida para os controladores propostos nesta tese.
- (iv) Efetuar uma análise do desempenho dos controladores propostos, considerando como estágio conversor de entrada, um retificador não controlado de 6 pulsos, projetando-se o transformador para as possíveis variações das tensões da rede.

REFERÊNCIAS

- [1] “Predictive Power Analysis/Maintenance Technical Note”, Fluke, Application Note, www.fluke.com/library, Jul. 2003.
- [2] Wilhelm Sölter, “A New International UPS Classification by IEC62040-3”, Telecommunications Energy Conference, INTELEC 2002, pp. 541-545.
- [3] V. T. Ranganathan, “Space vector pulsewidth modulation – A status review”, *Sādhanā*, vol. 22, pp. 675–688, Dec. 1997.
- [4] H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke, “Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors”, *IEEE Trans. Industry Applications*, v. 24, pp. 142–150, Jan/Feb 1988.
- [5] L. Huber and D. Boroyevich, “Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction”, *IEEE Trans. Industry Applications*, v. 31, pp. 1234–1246, Nov/Dec 1995.
- [6] H. Pinheiro, R. Blume and P. Jain, “Space vector modulation method for single-phase on-line three-leg UPS”, in IEEE INTELEC Conf. Proc., pp. 679–686, 2000.
- [7] H. Pinheiro, F. Botterón, C. Rech, L. Schuch, R. F. Camargo, H. L. Hey, H. A. Grundling, J. R. Pinheiro; “Space vector modulation for voltage-source inverters: a unified approach”, *IEEE IECAN Conf. Proc.*, vol. 1, pp. 23–29, 2002.
- [8] L. Michels, R. F. Camargo, F. Botterón, H. Pinheiro; “Metodologia de Projeto de Filtros de Segunda Ordem para Inversores de Tensão com Modulação PWM Digital”, *Revista Controle & Automação*, vol. 16, no. 2 pp. 221–242, Abril/Maio e Junho 2005.
- [9] Khai D. T. Ngo, “Low frequency characterization of PWM converters”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. PE-1, no. 4, p. 223-230, Oct 1986.
- [10] Rim C. T., Hu D. Y., Cho G. H., “Transformers as Equivalent Circuits for Switches: General Proofs and D-Q Transformation-Based Analysis”, *IEEE Trans. on Industry Applic.*, vol. 26, no. 4, p. 777-785, Jul/Ago 1990.
- [11] Silva H., Boroyevich D., Cuadros C., “Small-signal modeling and control of three-phase PWM converters”, *IEEE Industry Applications Society Ann. Meet., Conf. Proc.*, vol.2, pp. 1143 –1150, 1994.
- [12] Silva H., and Boroyevich D., “Small-Signal Modeling of Three-Phase PWM Modulators” *IEEE Power Electronics Specialist Conference, Conf. Proc.*, vol. 1, pp. 550–555, 1996.
- [13] H. Mao, D. Boroyevich, F. C. Y. Lee, “Novel Reduced-Order Small-Signal Model of a Three-Phase PWM Rectifier and its Application in Control Design and System Analysis”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, no. 3, p. 511-521, May 1998.
- [14] J. Holtz, “Pulsewidth Modulation – A Survey”, *IEEE Trans. on Ind.*

- Electronics.*, vol. 39, no. 5, p. 410-420, Dec 1992.
- [15] Kawabata, T., Miyashita T., Yamamoto Y., “Digital Control of Three-Phase PWM Inverter with LC Filter”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 62-72, Jan 1991.
 - [16] Ito Y., Kawauchi, S., “Microprocessor-Based Robust Digital Control for UPS with Three-Phase PWM Inverter”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 10, no. 2, pp. 196-204, Mar 1995.
 - [17] Kukrer, O.; “Discrete-Time Current Control of Voltage-Fed Three-Phase PWM Inverters”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 260-269, March 1996.
 - [18] Choi J-W., Sul S-K., “Fast Current Controller in Three-Phase AC/DC Boost Converter Using d - q Axis Crosscoupling”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 179-185, Jan 1998.
 - [19] Botterón, F.; Pinheiro, H.; Grundling, H.A.; Pinheiro, J.R.; Hey, H.L., “Digital voltage and current controllers for three-phase PWM inverter for UPS applications”, *IEEE Industry Applications IAS Annual Meeting Conf. Proc.*, vol. 4, Page(s): 2667-2674, 2001.
 - [20] Cho J-S, Lee S-Y, Mok H-S, Choe G-H, “Modified deadbeat digital controller for UPS with 3-phase PWM inverter”; *IEEE Industry Applications Conference IAS Annual Meeting Conf. Proc.*, vol. 4, Page(s): 2208-2215, 1999.
 - [21] Blasko, V., Kaura, V., Niewiadomski, W., “Sampling methods for discontinuous voltage and current signals and their influence on bandwidth of control loops of electrical drives”; *Applied Power Electronics Conference and Exposition, Conf. Proc.*, vol. 1, pp. 520-526, Feb. 1997.
 - [22] Song S-H., Choi J-W., Sul S-K., “Current Measurements in Digitally Controlled AC Drives”, *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 51-62, 2000.
 - [23] Robin Koffler, “Transformer or Transformerless UPS?”, *IEE Power Engineering Journal*, vol. 17, no. 3, pp. 34-36, Jun/Jul 2003.
 - [24] Chen S., Joós G., “Transient Performance of UPS System with Synchronous-Frame Digital Controller”, *Telecommunications Energy Conference, INTELEC 2000*, pp. 533-540.
 - [25] Choi J-H, Kim B-J, “Improved digital control scheme of three phase UPS inverter using double control strategy”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, Conf. Proc.*, vol. 2, pp. 820-824, Feb. 1997.
 - [26] Cho J. S., Lee S. Y., Mok H. S., Choe G. H., “Modified Deadbeat Digital Controller for UPS with 3-Phase PWM Inverter”, *IEEE Industry Applications Conference IAS Annual Meeting Conf. Proc.*, vol. 4, 1999.
 - [27] Kawamura A., Ishihara K., “High Frequency Deadbeat Control of Three-Phase PWM Inverter used for Uninterruptible Power Supply”, *IEEE Power Electronics Specialist Conference, Conf. Proc.*, 1988.
 - [28] Low K. S., “A Digital Control Technique for a Single-Phase PWM Inverter”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 4, p. 672-674, Aug. 1998.

- [29] Muthu S., Kim J. M. S., “Discrete-time Sliding Mode Control for Output Voltage Regulation of Three-Phase Voltage Source Inverters”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, Conf. Proc.*, vol.1, pp. 129-135, 1998.
- [30] Kusko, A., Galler, D. and Medora, N., “Output impedance of PWM inverters – Feedback vs. Filters”. *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Conf. Rec.*, vol.2, pp. 1044-1048, 1990.
- [31] Vukosavic, S., Peric, L., Levi, E. and Vuckovic, V., “Reduction of the Output Impedance of the PWM Inverters for Uninterruptible Power Supplies”. in *Proc. PESC*, pp. 757 – 762, 1990.
- [32] M. Li and Y. Xing, “Digital voltage regulation with flux balance control for sine wave inverters”, in *Proc. APEC*, vol. 3, pp. 1311-1314, 2004.
- [33] H. Pinheiro, F. Botterón, J. R. Pinheiro, H. L. Hey and H. A. Gründling, “A Digital Controller for Single-Phase UPS Inverters to Reduce the Output DC Component”, in *Proc. PESC*, vol. 1, pp. 1311 – 1314, 2004.
- [34] F. Botterón and H. Pinheiro, “A New Discrete-Time Voltage Controller Based on the Internal Model Principle for Three-Phase Voltage Source PWM inverters with ΔY Output Transformer” in *Proc. PESC*, vol. 1, pp. 2508 – 2514, 2004.
- [35] B. Francis, O. Sebakhy and W. Wonham, “Synthesis of multivariable regulators: The internal model principle”, *Applied Mathematics and Optimization*, vol. 1, no. 1, pp. 64-86, 1974.
- [36] ____, and W. Wonham, “The internal model principle for linear multivariable regulators”, *Applied Mathematics and Optimization*, vol. 2, no. 2, pp. 170-194, 1975.
- [37] ____, “The internal model principle of control theory”, *Automática*, vol. 12, no. 5, pp. 457-465, 1976.
- [38] M. Tomizuka, “Zero phase error tracking algorithm for digital control”, *Trans. ASME, J. Dynam. Syst., Meas. and Control*, vol. 109, pp. 65-68, Mar. 1987.
- [39] ____, T. Tsao and K. Chew, “Analysis and synthesis of discrete-time repetitive controllers”, *Trans. ASME, J. Dynam. Syst., Meas. and Control*, vol. 111, pp. 353-358, Sep. 1989.
- [40] K. Chew and M. Tomizuka, “Steady-state and stochastic performance of a modified discrete-time prototype repetitive controller”, *Trans. ASME, J. Dynam. Syst., Meas. and Control*, vol. 112, pp. 35-41, Mar. 1990.
- [41] C. Cosner, G. Anwar and M. Tomizuka, “Plug-in repetitive control for industrial robotic manipulators”, in *Proc. IEEE Int. Conf. Robotics and Automation*, pp. 1970-1975, 1990.
- [42] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. H. Bode, “Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 37, no. 2, pp. 601-610, Mar/Apr 2001.
- [43] T. Haneyoshi, A. Kawamura and R. Hoft, “Waveform compensation of PWM inverter with cyclic fluctuating loads”, *IEEE Trans. Industry Applications.*, vol. 24, no. 4, pp. 582-589, Jul/Aug 1988.
- [44] U. Borup, P. N. Enjeti and F. Blaabjerg, “A new space-vector-based control

- method for UPS systems powering nonlinear and unbalanced loads”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 6, pp. 1864-1870, Nov/Dec 2001.
- [45] K. Zhou and D Wang, “Digital repetitive learning controller for three-phase CVCF PWM inverter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 4, pp. 820-830, Aug. 2001.
- [46] H. Oshima and K. Kawakami, “Large Capacity 3-phase UPS with IGBT PWM inverter”, in *Proc. IEEE PESC’91*, 1991, pp. 117-122.
- [47] E. G. Carati, C. M. Richter and H. A. Gründling “A robust high performance three-phase uninterruptible power supplies”, in *Proc. IEEE CCA’00*, 2000, pp. 896-901.
- [48] X. Kong, J. Wang, L. Peng, Y. Kang and J. Cheng, “The control technique of three-phase voltage-source inverter output waveform based on internal model theory”, in *Conf. Rec. IEEE-IECON*, 2003, pp. 788-793.
- [49] E. W. Rowand and D. J. Lucas, “Method and apparatus for harmonic distortion correction”, U.S. Patent 5 377 092, 1994.
- [50] A. Jouanne, P. Enjeti and D. J. Lucas, “DSP control of high-power UPS systems feeding nonlinear loads”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 1, pp. 121-125, Feb. 1996.
- [51] P. Mattavelli, “Synchronous-frame harmonic control for high-performance AC power supplies”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 37, no. 3, pp. 864-872, May/June 2001.
- [52] G. E. Valderrama, A. M. Stankovic and P. Mattavelli, “Dissipativity-Based Adaptive and Robust Control of UPS in Unbalanced Operation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 4, pp. 1056-1062, Jul 2003.
- [53] F. Botterón, “Controladores Digitais de Elevada Performance para Inversores Trifásicos PWM Utilizados em UPS de Média Potência”, Exame de Qualificação de Doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, CT – PPGEE – GEPOC, Abril 2004.
- [54] R. Costa-Castelló, R. Griñó and E. Fossas, “Odd-Harmonic Digital Repetitive Control of a Single-Phase Current Active Filter”, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 1060-1068, Jul 2004.
- [55] K. Zhou, K-Soon Low, S-Hie Tan, D. Wang; Y-Qiang Ye, “Odd-harmonic repetitive controlled CVCF PWM inverter with phase lead compensation”, in *Proc. IAS*, vol. 1, pp. 177 – 182, 2004.
- [56] R. Griñó and R. Costa-Castelló, “Digital repetitive plug-in controller for odd-harmonic periodic references and disturbances”, *Automática*, vol. 41, Issue 1, pp. 153 – 157, Jan 2005.
- [57] C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Gründling, H. L. Hey and J. R. Pinheiro, “Comparison of digital control techniques with repetitive integral action for low cost PWM inverters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 401-410, Jan 2003.
- [58] M. J. Ryan and R. D. Lorenz, “A High Performance Sine Wave Inverter Controller with Capacitor Current Feedback and Back-EMF Decoupling”, *IEEE Power Electronics Specialist Conference, Conf. Proc.*, vol. 1, pp. 507 – 513, 1995.

- [59] M. J. Ryan and R. D. Lorenz, "A Synchronous-Frame Controller for a Single-phase Sine Wave Inverter", *IEEE Power Electronics Specialist Conference, Conf. Proc.*, vol. 1, pp. 813 – 819, 1997.
- [60] S.-Liang Jung, H.-Sung Huang, M.-Yueh Chang, and Y.-Yu Tzou, "DSP_Based Multiple-loop control strategy for single-phase inverters used in AC power sources", *IEEE Power Electronics Specialist Conference, Conf. Proc.*, vol. 1, pp. 706-712, 1997.
- [61] Y.-Yu Tzou, S.-Liang Jung, and H.-Chung Yeh, "Adaptive Repetitive Control of PWM Inverters for Very Low THD AC-Voltage Regulation with Unknown Loads", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 5, pp. 973-981, Sep. 1999.
- [62] Liviu Mihalache, "DSP Control Method of Single-Phase Inverters for UPS applications", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, Conf. Proc.*, vol. 1, pp. 590 – 596, 2002.
- [63] Liviu Mihalache, "Single loop DSP control method for low cost inverters", *Proc. of International Signal Processing Conference*, Dallas, March 2003.
- [64] Liviu Mihalache, "Improved Load Disturbance Rejection Method for 400Hz GPU Inverters", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, Conf. Proc.*, vol. 1, pp. 95 – 101, 2004.
- [65] H. Deng, R. Oruganti, D. Srinivasan, "Digital Control of Single-phase Inverters with Modified PWM Technique", *IEEE Power Electronics Specialist Conference, Conf. Proc.*, pp. 1365-1371, 2004.
- [66] A. Langari, "Sampled-Data Repetitive Control Systems", Ph.D. Thesis of the Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, 1997.
- [67] Levine, W. S. "The Control Handbook", CRC PRESS, IEEE PRESS, 1996.
- [68] Chen, C. T. "Linear System Theory and Design", Third edition. Oxford, 1998.
- [69] J. R. Espinoza, G. Joós e L. Moran, "Decoupled Control of the Active and Reactive Power in Three-Phase PWM Rectifiers Based on Non-Linear Control Strategies", *Proc. IEEE PESC'99*, 1999, vol. 1, p. 131-136.
- [70] F. Botterón, R.F. de Camargo, H.L. Hey, J.R. Pinheiro, H.A. Gründling and H. Pinheiro, "New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverters", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 150, no. 6, pp. 733-742, Nov. 2003.
- [71] Fernando Botterón, "Análise, Projeto e Implementação de um Inversor PWM Trifásico para UPS de Média Potência", Dissertação de Mestrado, PPGEE, Universidade Federal de Santa Maria, Julho 2001. <http://www.ufsm.br/gepoc>.
- [72] Astrom K. J. and Wittenmark B., "Computer-Controlled Systems", Prentice Hall, 1997.
- [73] Dugan, R. C., McGranaghan, M. F. and Beaty, H. W., "Electrical power systems quality", 1st ed., New York: McGraw Hill, 1996, página. 23.
- [74] Chi-Tsong Chen, "Introduction to Linear System Theory", 1st ed., Holt, Rinehart and Winston, 1970.

- [75] Davison, E. J., "The output control of linear time-invariant multivariable systems with unmeasurable arbitrary disturbances", *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. AC-17, no. 5, pp. 621-630, Oct. 1972.
- [76] _____, "A generalization of the output control of linear multivariable systems with unmeasurable arbitrary disturbances", *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. AC-20, no. 6, pp. 788-792, Dec. 1975.
- [77] _____, "The robust control of a servomechanism problem for linear time-invariant multivariable systems", *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. AC-21 no. 1, pp. 25-34, Feb. 1976.
- [78] Katsuhiko Ogata, "Discrete-Time Control Systems", 2nd ed., Prentice Hall, 1994.
- [79] L. F. Blume, A. Boyajian, G. Camilli, T. C. Lennox, S. Minneci, V. M. Montsinger, "Transformer Engineering", 2nd ed., John Wiley & Sons, 1951.
- [80] C. F. Wagner, R. D. Evans, "Symmetrical Components", McGraw-Hill, 1933.
- [81] H.-J. Haubrich, "Equivalent Circuits of Three-Phase Transformers", Electrical Power Engineering Lab 1, Institute of Power Systems and Power Economics of Aachen University, 2003.

Apêndice A

OBTENÇÃO DAS FUNÇÕES h_i DO MODELO NÃO LINEAR DE GRANDES SINAIS

Neste Apêndice é apresentado o procedimento utilizado para a obtenção das funções escalares não lineares $h_i(\cdot)$ descritas no Capítulo 2. Estas funções relacionam as entradas com os estados da equação de espaço de estado discreto de grande sinal do inversor trifásico com modulação *space vector*. A obtenção destas funções $h_i(\cdot)$ resume-se à solução da integral que aparece no lado direito da equação (2.15) considerando-se a ação de controle, em eixos síncronos dq , em cada setor do hexágono que define o espaço das tensões de saída do inversor trifásico a três braços e três fios.

Seja a solução da equação discreta de espaço de estado não linear do inversor trifásico a três braços e três fios com modulação *space vector*, em eixos síncronos dq , dada pela seguinte equação:

$$\mathbf{x}_{dq}((k+1)T) = e^{\mathbf{A}_{dq}T} \mathbf{x}_{dq}(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{\mathbf{A}_{dq}((k+1)T-\tau)} \mathbf{B}_{dq} \mathbf{u}_{dq}(\cdot, \tau) d\tau \quad (\text{A } 1)$$

Na equação (A 1) a integral do lado direito da equação representa uma função vetor variante no tempo, não linear, função esta que foi definida no Capítulo 2 da seguinte forma:

$$\mathbf{h}(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT)) = \begin{bmatrix} h_1(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT)) \\ h_2(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT)) \\ h_3(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT)) \\ h_4(u_d(kT), u_q(kT), \theta(kT)) \end{bmatrix} \quad (\text{A } 2)$$

Note-se que $\mathbf{h}(\cdot)$ também depende da frequência da componente fundamental da tensão desejada de saída, do período de amostragem T e do ângulo inicial θ_0 do sistema de coordenadas em eixos síncronos em relação ao sistema de coordenadas estacionárias. Dado que estas quantidades são consideradas constantes para a obtenção das funções $h_i(\cdot)$, essas não aparecem de forma explícita na equação (A 2).

Na obtenção do modelo discreto de espaço de estado de grandes sinais desenvolvido no Capítulo 2, as variáveis de estado escolhidas são as correntes nos indutores e as tensões sobre os capacitores do filtro LC de saída, e o vetor de estado em eixos síncronos dq selecionou-se então da seguinte forma: $\mathbf{x}_{dq}(kT) = [v_d \ v_q \ i_d \ i_q]^T$. Assim, as funções escalares, não lineares $h_1(\cdot)$ e $h_2(\cdot)$ relacionam as entradas, u_d e u_q com as tensões v_d e v_q e as funções $h_3(\cdot)$ e $h_4(\cdot)$ relacionam as mesmas entradas com as correntes em i_d e i_q .

A obtenção da solução numérica das funções $h_i(\cdot)$ (com $i = 1, 2, 3, 4$) em cada setor realizou-se da seguinte forma:

- (i) Definiram-se as funções de comutação não lineares s_{1i} , s_{2i} e s_{3i} obtidas a partir das seqüências de comutação usadas em cada setor do hexágono em coordenadas estacionárias abc (apresentadas no Apêndice C) e transformadas logo após para eixos estacionários $\alpha\beta$, e síncronos dq ;
- (ii) Obteve-se a matriz transição de estados $e^{\mathbf{A}_{dq}t}$;
- (iii) Integração numérica ao longo de um período de discretização T de:

$$\int_{kT}^{(k+1)T} e^{\mathbf{A}_{dq}((k+1)T-\tau)} \mathbf{B}_{dq} \mathbf{u}_{dq}(\cdot, \tau) d\tau.$$

Este procedimento aqui apresentado é efetuado para o padrão de modulação do setor 1, sendo extensivo para os restantes setores.

Obtenção das funções de comutação em eixos síncronos dq

Com o intuito de obterem-se os padrões de comutação em eixos abc definidos pela seqüência de vetores de comutação adotada em cada setor, utilizou-se a função degrau unitário de *Heaviside*, aqui definida por $\Phi(x)$. Esta função retorna 0 (zero) se “ x ” for negativo, ou 1 (um) no caso contrário. O argumento x deve ser um escalar real.

Considere-se para o propósito a seqüência de vetores de comutação apresentada na Figura 2.6, utilizada para sintetizar o vetor de comando no setor 1 do espaço das tensões de saída em $\alpha\beta$ do inversor da Figura 2.1. Ainda, a freqüência da componente fundamental é de 60 Hz e a freqüência de comutação 2,5 khz. As funções de *Heaviside* que definem o padrão em eixos abc são as seguintes:

$$\mathbf{s}(t, t_1, t_2, T, k) = \begin{bmatrix} \Phi\left(t - kT - \frac{T - t_1 - t_2}{4}\right) - \Phi\left(t - kT - \frac{3T + t_1 + t_2}{4}\right) \\ \Phi\left(t - kT - \frac{T + t_1 - t_2}{4}\right) - \Phi\left(t - kT - \frac{3T - t_1 + t_2}{4}\right) \\ \Phi\left(t - kT - \frac{T + t_1 + t_2}{4}\right) - \Phi\left(t - kT - \frac{3T - t_1 - t_2}{4}\right) \end{bmatrix}, \quad (\text{A } 3)$$

o que resulta no seguinte padrão:

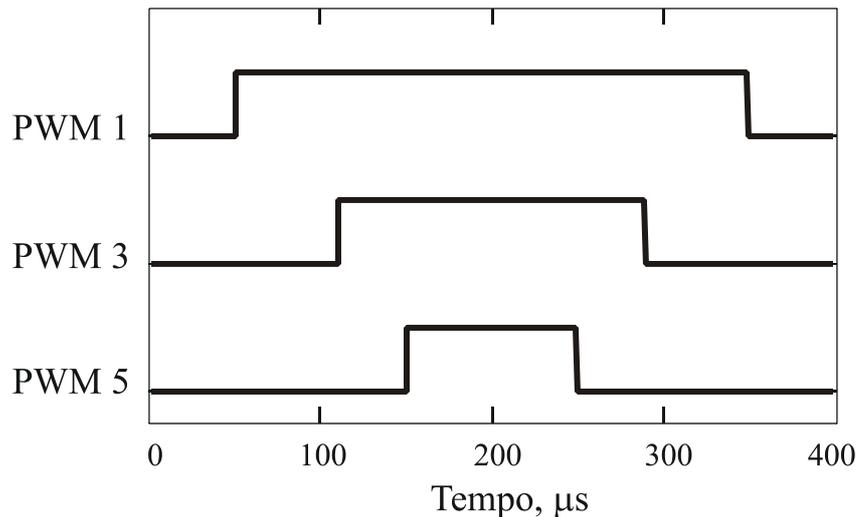


Figura A 1 – Padrão de modulação space vector no setor 1. Seqüência de vetores: $v^0, v^1, v^2, v^7, v^2, v^1, v^0$. $f_{sw} = 2,5\text{kHz}$, $f_1 = 60\text{Hz}$.

A seguir, transformam-se as funções não lineares “ s ” para $\alpha\beta$, ou seja,

$$\mathbf{s}_{\alpha\beta}(t, t_1, t_2, T, k) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi(t - kT - \frac{T - t_1 - t_2}{4}) - \Phi(t - kT - \frac{3T + t_1 + t_2}{4}) \\ \Phi(t - kT - \frac{T + t_1 - t_2}{4}) - \Phi(t - kT - \frac{3T - t_1 + t_2}{4}) \\ \Phi(t - kT - \frac{T + t_1 + t_2}{4}) - \Phi(t - kT - \frac{3T - t_1 - t_2}{4}) \end{bmatrix},$$

e finalmente obtém-se as ações de controle PWM em eixos síncronos dq :

$$\mathbf{u}_{dq}(t, t_1, t_2, T, k) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_0) & \sin(\omega t + \theta_0) \\ -\sin(\omega t + \theta_0) & \cos(\omega t + \theta_0) \end{bmatrix} \mathbf{s}_{\alpha\beta}(t, t_1, t_2, T, k). \quad (\text{A } 4)$$

Na equação (A 4), ω é a frequência angular em rad/s da fundamental da tensão de saída, e, θ_0 é o ângulo inicial entre o sistema de coordenadas síncronas dq e o de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, o qual depende do setor no qual se estão calculando as funções. O padrão PWM resultante em eixos síncronos é mostrado na

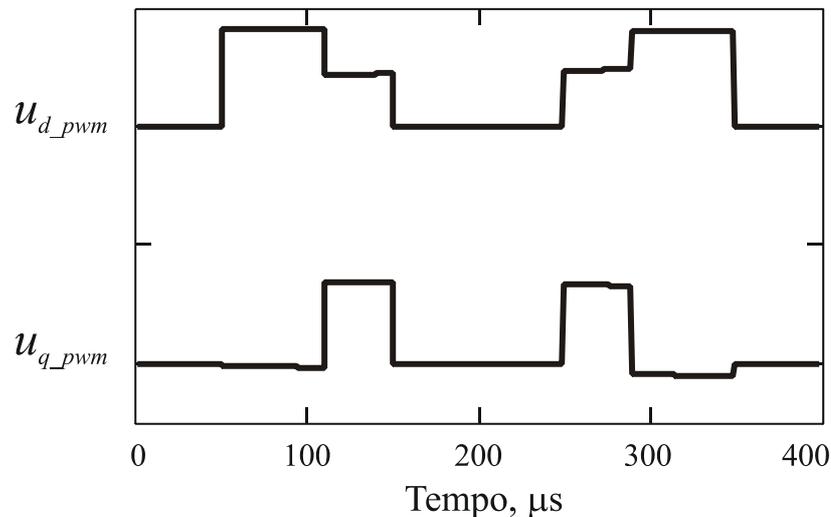


Figura A 2 – Padrão de modulação space vector no setor 1 em eixos síncronos dq .
 $f_{sw} = 2,5\text{kHz}, f_1 = 60\text{Hz}$.

Obtenção da matriz transição de estados discreta $e^{\mathbf{A}_{dq}T}$

A matriz transição de estados, necessária na solução da integral da equação (A 1), foi obtida utilizando-se a matriz transformação de similaridade, através da seguinte expressão:

$$e^{\mathbf{A}_{dq}T} = \mathbf{Q} \hat{\mathbf{A}}_{dq} \mathbf{Q}^{-1} \quad (\text{A } 5)$$

onde, \mathbf{Q} é uma matriz $n \times n$ não singular, determinada pelos “autovetores” da matriz \mathbf{A}_{dq} , e denominada “matriz transformação de similaridade”, isto é,

$$\mathbf{Q} = [\mathbf{v}^1 \quad \mathbf{v}^2 \quad \mathbf{v}^3 \quad \mathbf{v}^4], \quad (\text{A } 6)$$

Por outro lado, a matriz $\hat{\mathbf{A}}_{dq}$ é a matriz similar de \mathbf{A}_{dq} , dada pela seguinte matriz diagonal,

$$\hat{\mathbf{A}}_{dq} = \begin{bmatrix} e^{\lambda_1 t} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{\lambda_2 t} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{\lambda_3 t} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{\lambda_4 t} \end{bmatrix}. \quad (\text{A } 7)$$

Nesta ultima matriz os coeficientes λ são os “autovalores” da matriz \mathbf{A}_{dq} .

As matrizes em eixos síncronos dq da representação de estado são dadas por:

$$\mathbf{A}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & \frac{1}{C} & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & -\frac{1}{L} & -\omega & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_{dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}. \quad (\text{A } 8)$$

Para a obtenção de $e^{\mathbf{A}_{dq}T}$, as matrizes da planta são normalizadas com relação a um valor base de tensão e de corrente, através das seguintes equações:

$$\mathbf{A}_{dqn} = \mathbf{T}_{dqn} \mathbf{A}_{dq} \mathbf{T}_{dqn}^{-1} \quad \text{e} \quad \mathbf{B}_{dqn} = \mathbf{T}_{dqn} \mathbf{B}_{dq} V_{base}, \quad (\text{A } 9)$$

onde, $\mathbf{T}_{dqn} = \text{diag}(1/V_{base} \quad 1/V_{base} \quad 1/I_{base} \quad 1/I_{base})$.

Os parâmetros de projeto para o presente exemplo são os seguintes: $f_1 = 60\text{Hz}$; $m_s = 42$; $f_a = 2520 \text{ Hz}$; $T = 400\mu\text{s}$; $L = 250\mu\text{H}$; $C = 60\mu\text{F}$; $V_{base} = 311\text{V}$; $I_{base} = 55\text{A}$. Com estes parâmetros, as matrizes $\hat{\mathbf{A}}_{dq}$ e \mathbf{Q} resultam como dadas abaixo:

$$\hat{\mathbf{A}}_{dq} = \begin{bmatrix} e^{j8541,96T} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j8541,96T} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j7787,97T} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j7787,97T} \end{bmatrix} \quad (\text{A } 10)$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} -0,240 & -0,240 & 0,240 & 0,240 \\ -j0,240 & j0,240 & -j0,240 & j0,240 \\ -j0,665 & j0,665 & j0,665 & -j0,665 \\ 0,665 & 0,665 & 0,665 & 0,665 \end{bmatrix}$$

Finalmente, a matriz $e^{\mathbf{A}_{dq}T}$ resulta da seguinte forma:

$$e^{\mathbf{A}_{dq}T} = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} & \Phi_{13} & \Phi_{14} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} & \Phi_{23} & \Phi_{24} \\ \Phi_{31} & \Phi_{32} & \Phi_{33} & \Phi_{34} \\ \Phi_{41} & \Phi_{42} & \Phi_{43} & \Phi_{44} \end{bmatrix} \quad (\text{A } 11)$$

onde:

$$\begin{aligned} \Phi_{11} &= 0,5 \cos(7788T) + 0,5 \cos(8542T) & \Phi_{31} &= -1,385 \sin(7788T) - 1,385 \sin(8542T) \\ \Phi_{12} &= -0,5 \sin(7788T) + 0,5 \sin(8542T) & \Phi_{32} &= -1,385 \cos(7788T) + 1,385 \cos(8542T) \\ \Phi_{13} &= 0,18 \sin(7788T) + 0,18 \sin(8542T) & \Phi_{33} &= 0,5 \cos(7788T) + 0,5 \cos(8542T) \\ \Phi_{14} &= 0,18 \cos(7788T) - 0,18 \cos(8542T) & \Phi_{34} &= -0,5 \sin(7788T) + 0,5 \sin(8542T) \\ \Phi_{21} &= 0,5 \sin(7788T) - 0,5 \sin(8542T) & \Phi_{41} &= 1,385 \cos(7788T) - 1,385 \cos(8542T) \\ \Phi_{22} &= 0,5 \cos(7788T) + 0,5 \cos(8542T) & \Phi_{42} &= -1,385 \sin(7788T) - 1,385 \sin(8542T) \\ \Phi_{23} &= -0,18 \cos(7788T) + 0,18 \cos(8542T) & \Phi_{43} &= 0,5 \sin(7788T) - 0,5 \sin(8542T) \\ \Phi_{24} &= 0,18 \sin(7788T) + 0,18 \sin(8542T) & \Phi_{44} &= 0,5 \cos(7788T) + 0,5 \cos(8542T) \end{aligned}$$

Uma vez definidas as funções não lineares em eixos síncronos das entradas da planta, dadas por $\mathbf{u}_{dq}(\cdot, \tau)$ em (A 4), e obtida a matriz de transição de estado discreta, $e^{\mathbf{A}_{dq}T}$, resulta simples efetuar a integração numérica ao longo de um período de discretização T , de $\int_{kT}^{(k+1)T} e^{\mathbf{A}_{dq}((k+1)T-\tau)} \mathbf{B}_{dq} \mathbf{u}_{dq}(\cdot, \tau) d\tau$, com a ajuda de um programa de simulação matemática.

Para obter os valores discretos da função vetor variante no tempo não linear $\mathbf{h}(\cdot)$ ao longo de um período da fundamental, se deve calcular primeiro os valores dos tempos t_1 e t_2 , através da seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} t_1(kT) \\ t_2(kT) \end{bmatrix} = T_{pwm} \mathbf{M}_i^{-1} \mathbf{T}_{dq-\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_d(kT) \\ u_q(kT) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{dq-\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_0) & -\sin(\omega t + \theta_0) \\ \sin(\omega t + \theta_0) & \cos(\omega t + \theta_0) \end{bmatrix} \quad (\text{A } 12)$$

onde, T_{pwm} é o período de comutação, \mathbf{M}_i^{-1} é a matriz de decomposição associada ao setor, para $i = 1, \dots, 6$ e $\mathbf{T}_{dq-\alpha\beta}$ é a transformação linear de eixos síncronos dq para eixos estacionários $\alpha\beta$. Na equação (A 12) se escolheram $u_d(kT) = 1/\sqrt{2}$ e $u_q(kT) = 0$, as quais definem um vetor de espaço cujo extremo se encontra sobre o círculo inscrito no hexágono, definido pelo espaço das tensões de fase de saída do inversor da Figura 2.1.

Dado que $\mathbf{h}(\bullet) = f(k, T, t_1, t_2, \theta_0, \omega)$, e T , θ_0 e ω são constantes em cada setor do hexágono, deve-se inicializar o ângulo θ_0 em cada setor e variar $k = 1, 2, \dots, m_s/6$, (com $m_s = f_a/f_1$), e assim obter finalmente os valores discretos de $h_1(\bullet)$, $h_2(\bullet)$, $h_3(\bullet)$ e $h_4(\bullet)$ ao longo de um período. Por exemplo, no setor 1, $\theta_0 = 0$, no setor 2, $\theta_0 = 60^\circ$, no setor 3, $\theta_0 = 120^\circ$, e assim por diante. Para o exemplo aqui apresentado, $m_s = 42$, portanto, $k = 1, 2, 3, \dots, 7$; e os valores das funções não lineares resultam por exemplo, para o setor 1, como mostrados abaixo:

$$h_1(\bullet) = \begin{bmatrix} 1,38156 \\ 1,37928 \\ 1,41840 \\ 1,47544 \\ 1,52420 \\ 1,51038 \\ 1,43068 \end{bmatrix}, \quad h_2(\bullet) = \begin{bmatrix} -0,07659 \\ 0,05045 \\ 0,13442 \\ 0,15043 \\ 0,08800 \\ -0,04331 \\ -0,21571 \end{bmatrix}, \quad h_3(\bullet) = \begin{bmatrix} -0,18913 \\ -0,18893 \\ -0,19406 \\ -0,20133 \\ -0,20929 \\ -0,20682 \\ -0,19539 \end{bmatrix}, \quad h_4(\bullet) = \begin{bmatrix} 0,01005 \\ -0,00715 \\ -0,01990 \\ -0,02277 \\ -0,01052 \\ 0,00569 \\ 0,02999 \end{bmatrix}.$$

Apêndice B

MODELO DISCRETO NO ESPAÇO DE ESTADO QUE UTILIZA A MÉDIA DE DUAS AMOSTRAS

Este apêndice desenvolve uma equação dinâmica discreta linear invariante no tempo que representa o comportamento de um sistema amostrado onde as variáveis de estado utilizadas para o cálculo da lei de controle são a média de duas amostras consecutivas. Ainda, nessa equação dinâmica, é considerado o atraso associado ao tempo necessário para o cálculo da lei de controle em tempo real.

A Figura B 1 apresenta a distribuição no tempo das amostras e evolução do contador utilizado para estabelecer os instantes de amostragem e início do cálculo da lei de controle. Além disso, nessa figura, está representada a ação de controle discreta aplicada à planta e o padrão PWM gerado por cada braço do inversor.

O modelo discreto em questão pode ser obtido através da solução da equação de espaço de estado de tempo contínuo linear e invariante no tempo, desde o início até o final de um período de discretização T_a . Para isto considera-se que o vetor da ação de controle $u(t)$ se mantém constante durante o período de discretização [71].

A equação no espaço de estado LIT discreta é dada por:

$$\mathbf{x}[(k+1)T] = \mathbf{G}(T_a)\mathbf{x}(kT + T/2) + \mathbf{H}(T_a)u(kT) \quad (\text{B } 1)$$

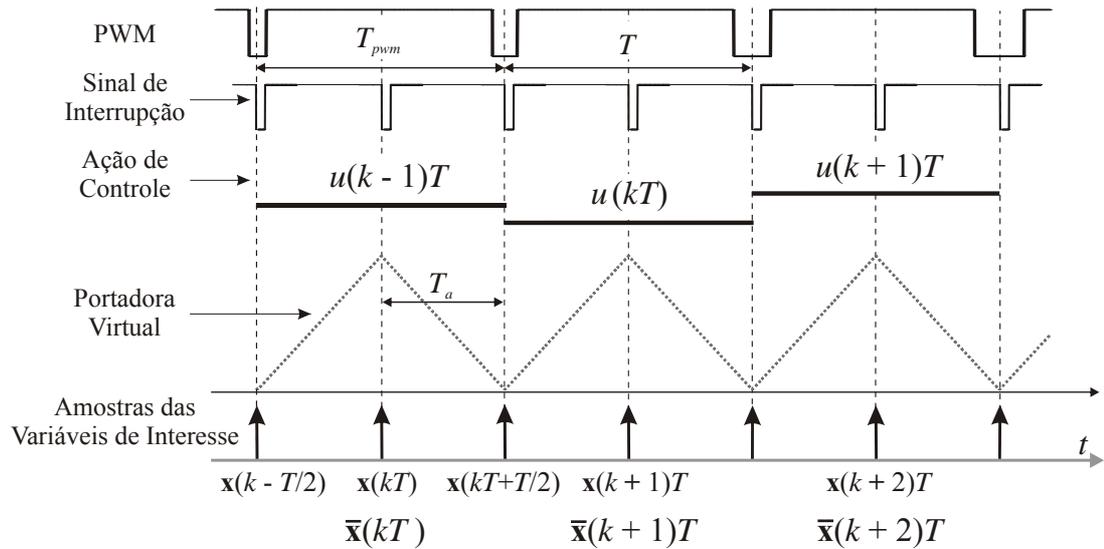


Figura B 1 - Instantes de amostragem, ação de controle discreta aplicada na planta, e tensões PWM de fase. T_{pwm} : Período de comutação. T_a : Período de amostragem e discretização da planta. T : Período de atualização da lei de controle.

As matrizes $\mathbf{G}(T_a)$ e $\mathbf{H}(T_a)$ na equação (B 1) são matrizes constantes dado que o período de discretização T_a é constante, onde as matrizes \mathbf{G} e \mathbf{H} podem ser obtidas a partir das seguintes expressões [71]:

$$\mathbf{G} = e^{\mathbf{A}T_a} \quad \text{e} \quad \mathbf{H} = \mathbf{A}^{-1} (e^{\mathbf{A}T_a} - \mathbf{I}) \mathbf{B}, \quad (\text{B } 2)$$

sendo, \mathbf{A} e \mathbf{B} as matrizes da planta em coordenadas estacionárias ou síncronas e T_a o período de discretização da planta. Para simplificar a notação, de agora em diante será omitido o período T_a nas matrizes da planta discreta.

Da Figura B 1 pode-se observar que para calcular a ação de controle $u(kT)$ utiliza-se a média das duas últimas amostras bem como o passado da ação de controle, $u(k-1)T$. Ainda, para o cômputo em tempo real da lei de controle considera-se um atraso de transporte $T_a = T/2$, o qual deve ser levado em conta no modelo em questão.

A média de duas amostras, calculada no instante kT , pode ser escrita da seguinte forma,

$$\bar{\mathbf{x}}(kT) = [\mathbf{x}(kT) + \mathbf{x}(k-1/2)T]/2. \quad (\text{B } 3)$$

Da mesma forma, a média de duas amostras, calculada no instante $(k+1)T$ será:

$$\bar{\mathbf{x}}[(k+1)T] = \{\mathbf{x}[(k+1)T] + \mathbf{x}[(k+1) - 1/2]T\} / 2, \quad (\text{B } 4)$$

ou de outra forma,

$$\bar{\mathbf{x}}[(k+1)T] = \{\mathbf{x}[(k+1)T] + \mathbf{x}[(k+1/2)T]\} / 2. \quad (\text{B } 5)$$

Definida a média de duas amostras em um instante dado kT , pode-se utilizar a equação (B 1) para obtermos a equação discreta de espaço de estado que utiliza o valor médio dos estados em um período de amostragem.

Segundo a Figura B 1 a evolução dos estados desde o instante de amostragem kT até o instante de amostragem $(k+T/2)$ é dada pela seguinte equação,

$$\mathbf{x}[(kT + T/2)] = \mathbf{G} \mathbf{x}(kT) + \mathbf{H} u(k-1)T \quad (\text{B } 6)$$

e, a evolução dos estados desde o instante de amostragem $(k+T/2)$ até $(k+1)T$ será,

$$\mathbf{x}(k+1)T = \mathbf{G} \mathbf{x}[(kT + T/2)] + \mathbf{H} u(kT). \quad (\text{B } 7)$$

Portanto, a partir de (B 5) tem-se,

$$\bar{\mathbf{x}}[(k+1)T] = \{\mathbf{G} \mathbf{x}[(kT + T/2)] + \mathbf{H} u(kT) + \mathbf{G} \mathbf{x}(kT) + \mathbf{H} u(k-1)T\} / 2 \quad (\text{B } 8)$$

e substituindo (B 6) na última equação, obtém-se,

$$\bar{\mathbf{x}}[(k+1)T] = \frac{(\mathbf{G}^2 + \mathbf{G})}{2} \mathbf{x}(kT) + \frac{\mathbf{H}}{2} u(kT) + \frac{(\mathbf{G}\mathbf{H} + \mathbf{H})}{2} u(k-1)T. \quad (\text{B } 9)$$

A seguir iremos estabelecer uma relação entre $\mathbf{x}(kT)$ e $\bar{\mathbf{x}}(kT)$. A evolução dos estados desde $(k-T/2)$ até kT é dada pela seguinte equação de estado:

$$\mathbf{x}(kT) = \mathbf{G} \mathbf{x}[(kT - T/2)] + \mathbf{H} u(k-1)T. \quad (\text{B } 10)$$

Somando a ambos os lados da (B 10) a parcela $\mathbf{x}[kT - T/2]$, tem-se,

$$\mathbf{x}(kT) + \mathbf{x}[(kT - T/2)] = \mathbf{G} \mathbf{x}[(kT - T/2)] + \mathbf{H} u(k-1)T + \mathbf{x}[(kT - T/2)], \quad (\text{B } 11)$$

e sabendo que $\bar{\mathbf{x}}(kT) = \mathbf{x}(kT) + \mathbf{x}[(kT - T/2)] / 2$, dividindo-se por 2 ambos os lados da equação (B 11), obtém-se:

$$\bar{\mathbf{x}}(kT) = \frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})}{2} \mathbf{x}[(kT - T/2)] + \frac{\mathbf{H}}{2} u(k-1)T. \quad (\text{B } 12)$$

Retomando a equação (B 10) e isolando $\mathbf{x}[kT - T/2]$, considerando que a matriz \mathbf{G} possui inversa, obtém-se:

$$\mathbf{G}^{-1}\mathbf{x}(kT) = \mathbf{x}[(kT - T/2)] + \mathbf{G}^{-1}\mathbf{H}u(k-1)T, \quad (\text{B } 13)$$

$$\mathbf{x}[(kT - T/2)] = \mathbf{G}^{-1}\mathbf{x}(kT) - \mathbf{G}^{-1}\mathbf{H}u(k-1)T. \quad (\text{B } 14)$$

Substituindo-se o resultado de (B 14) em (B 12), resulta a seguinte equação:

$$\bar{\mathbf{x}}(kT) = \frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})}{2} \left[\mathbf{G}^{-1}\mathbf{x}(kT) - \mathbf{G}^{-1}\mathbf{H}u(k-1)T \right] + \frac{\mathbf{H}}{2}u(k-1)T. \quad (\text{B } 15)$$

Reorganizando termos em (B 15) tem-se:

$$\bar{\mathbf{x}}(kT) = \frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})\mathbf{G}^{-1}}{2} \mathbf{x}(kT) + \left[\frac{\mathbf{H}}{2} - \frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})\mathbf{G}^{-1}\mathbf{H}}{2} \right] u(k-1)T. \quad (\text{B } 16)$$

Isolando $\mathbf{x}(kT)$ de (B 16) obtém-se,

$$\mathbf{x}(kT) = \left[\frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})\mathbf{G}^{-1}}{2} \right]^{-1} \bar{\mathbf{x}}(kT) - \left[\frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})\mathbf{G}^{-1}}{2} \right]^{-1} \left[\frac{\mathbf{H}}{2} - \frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})\mathbf{G}^{-1}\mathbf{H}}{2} \right] u(k-1)T. \quad (\text{B } 17)$$

Substituindo $\mathbf{x}(kT)$ de (B 17) na equação (B 9) resulta,

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}[(k+1)T] = & \frac{(\mathbf{G}^2 + \mathbf{G})}{2} \left[\frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})\mathbf{G}^{-1}}{2} \right]^{-1} \bar{\mathbf{x}}(kT) + \frac{\mathbf{H}}{2}u(kT) + \frac{(\mathbf{G}_1\mathbf{H} + \mathbf{H})}{2}u(k-1)T - \\ & - \frac{(\mathbf{G}^2 + \mathbf{G})}{2} \left[\frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})\mathbf{G}^{-1}}{2} \right]^{-1} \left[\frac{\mathbf{H}}{2} - \frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})\mathbf{G}^{-1}\mathbf{H}}{2} \right] u(k-1)T \end{aligned} \quad (\text{B } 18)$$

Assim, a partir da equação (B 18) se definem as seguintes matrizes do modelo discreto que utiliza a média de duas amostras em um período de discretização, ou seja:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{G}} = & \frac{(\mathbf{G}^2 + \mathbf{G})}{2} \left[\frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})\mathbf{G}^{-1}}{2} \right]^{-1} & \bar{\mathbf{H}}_1 = & \frac{\mathbf{H}}{2} \\ \bar{\mathbf{H}}_2 = & \frac{(\mathbf{G}\mathbf{H} + \mathbf{H})}{2} - \frac{(\mathbf{G}^2 + \mathbf{G})}{2} \left[\frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})\mathbf{G}^{-1}}{2} \right]^{-1} \left[\frac{\mathbf{H}}{2} - \frac{(\mathbf{G} + \mathbf{I})\mathbf{G}^{-1}\mathbf{H}}{2} \right] \end{aligned} \quad (\text{B } 19)$$

Dessa forma, a equação de estado do modelo em questão, definida por (B 18), pode ser rescrita em uma forma compacta da seguinte maneira:

$$\bar{\mathbf{x}}[(k+1)T] = \bar{\mathbf{G}} \bar{\mathbf{x}}(kT) + \bar{\mathbf{H}}_1 u(kT) + \bar{\mathbf{H}}_2 u(k-1)T. \quad (\text{B } 20)$$

Representando-se a equação (B 20) na forma dada por (B 1), a qual é útil para o projeto de controladores por realimentação de estados, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}(k+1)T \\ u_a(k+1)T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{G}} & \bar{\mathbf{H}}_2 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}(kT) \\ u_a(kT) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}_1 \\ 1 \end{bmatrix} u(kT), \quad (\text{B 21})$$

ou, de outra forma,

$$\mathbf{x}_p[(k+1)T] = \mathbf{G}_p \mathbf{x}_p(kT) + \mathbf{H}_p u(kT), \quad (\text{B 22})$$

onde,

$$\mathbf{G}_p = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{G}} & \bar{\mathbf{H}}_2 \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}_1 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{B 23})$$

Na equação (B 21), a variável de estado adicional $u_a(kT)$ representa a ação de controle atrasada em relação ao período atual, e modela o atraso de transporte da implementação digital.

A seguir, são apresentados resultados de simulação que permitem validar o modelo desenvolvido neste apêndice. Nas figuras B2, B3 e B4 apresentam-se as respostas ao degrau aplicadas à planta formada pelo transformador em conexão ΔY mais o filtro. São apresentadas nessas figuras as variáveis de estado discreta relacionadas à tensão de fase de saída, corrente de linha no secundário do transformador e corrente de fase no primário do transformador. Os pontos representam as amostras realizadas com um período T_a e os círculos representam o valor médio de duas amostras consecutivas obtidas através do modelo aqui desenvolvido e mediante o cálculo da média na forma convencional. Observa-se que ambos os valores médios coincidem.

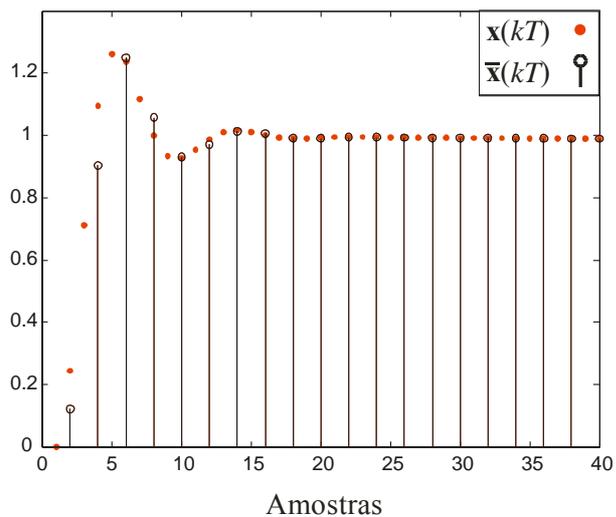


Figura B 2 – Resultado de simulação. Tensão de fase de saída amostrada e média.

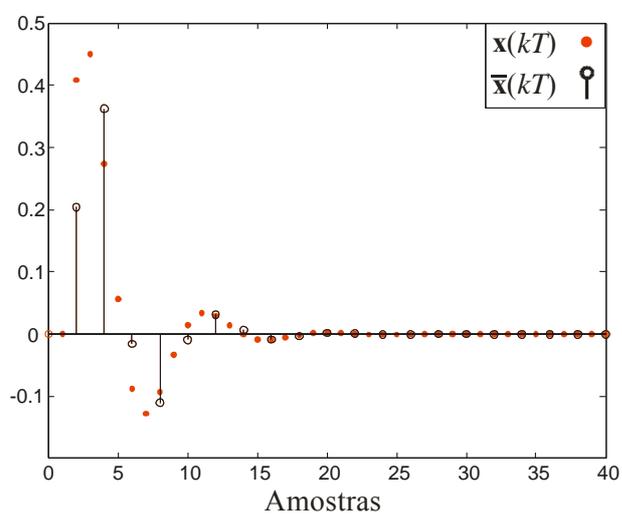


Figura B 3 – Resultado de simulação. Corrente de linha do secundário amostrada e média.

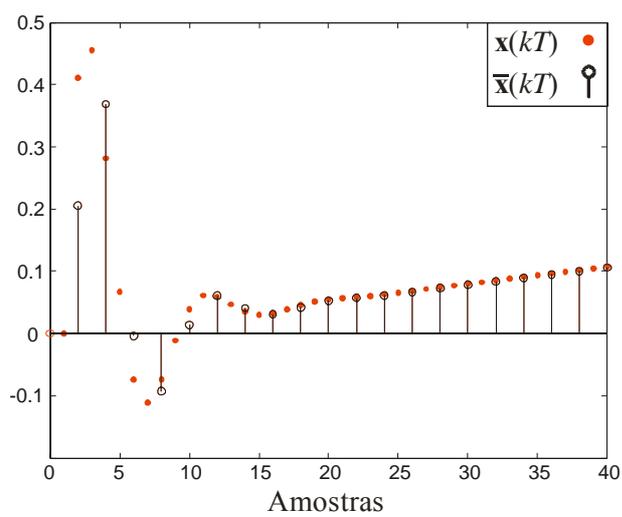


Figura B 4 - Resultado de simulação. Corrente de fase do primário amostrada e média.

Apêndice C

MODULAÇÃO *SPACE VECTOR* EM COORDENADAS *abc* DE LINHA

Este apêndice descreve a modulação *space vector* em coordenadas *abc* para as tensões de linha. Esta modulação é utilizada nos Capítulos 4 e 5, no qual o modelo nominal do sistema foi obtido a partir das tensões PWM de linha aplicadas à planta. Com base na metodologia generalizada proposta em [7], a seguir serão definidos os possíveis vetores de comutação no espaço das tensões de linha de saída do inversor em coordenadas *abc*.

Seja o inversor PWM trifásico de três braços a três fios com o transformador em conexão ΔY conectado na saída, mostrado na figura abaixo.

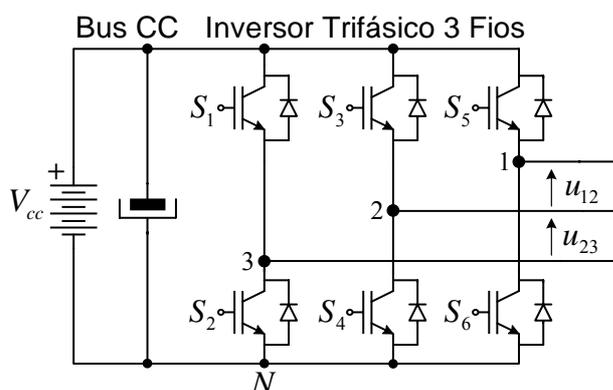


Figura C 1 – Inversor PWM trifásico de 3 braços a 3 fios.

Uma vez que, as chaves de um mesmo braço do inversor são comandadas de forma complementar, tem-se oito (2^3) combinações possíveis de tensão produzida pelo mesmo. As tensões dos braços do inversor com relação ao ponto “N”, para cada estado de condução do inversor, bem como as correspondentes tensões PWM de linha, são apresentadas na Tabela C 1.

Tabela C 1 – Possíveis estados de comutação e tensões de linha do inversor trifásico 3 braços a 3 fios. Tensões normalizadas com relação a V_{cc} .

Tensões dos Braços do Inversor Normalizadas			Tensões de Linha do Inversor Normalizadas			Vetor de Comutação
u_{1N}	u_{2N}	u_{3N}	u_{12}	u_{23}	u_{31}	
0	0	0	0	0	0	\mathbf{v}^0
0	0	1	0	-1	1	\mathbf{v}^5
0	1	0	-1	1	0	\mathbf{v}^3
0	1	1	-1	0	1	\mathbf{v}^4
1	0	0	1	0	-1	\mathbf{v}^1
1	0	1	1	-1	0	\mathbf{v}^6
1	1	0	0	1	-1	\mathbf{v}^2
1	1	1	0	0	0	\mathbf{v}^7

O espaço das tensões de linha geradas pelo inversor, u_{12} , u_{23} , e u_{31} , está representado na Figura C 2. Devido ao fato que uma das tensões é linearmente dependente das outras duas, o espaço das tensões de linha do inversor pode ser representado em duas dimensões. Por exemplo, considerando-se um sistema de coordenadas ortogonais com as tensões de linha u_{12} e u_{23} , tem-se que os vetores possíveis de comutação resultam na forma mostrada na Figura C 3.

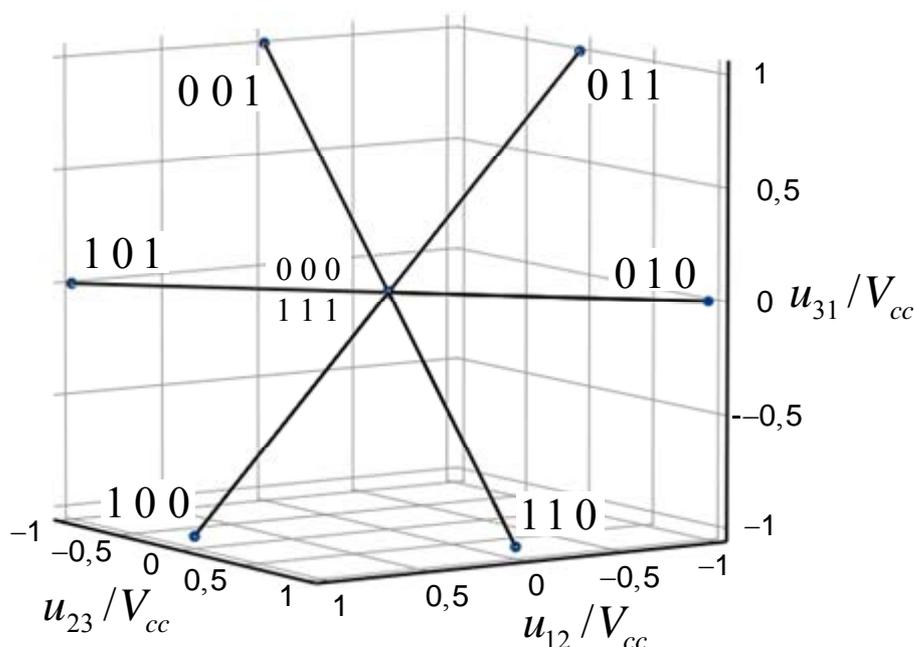


Figura C 2 – Espaço das tensões de linha em coordenadas abc geradas pelo inversor

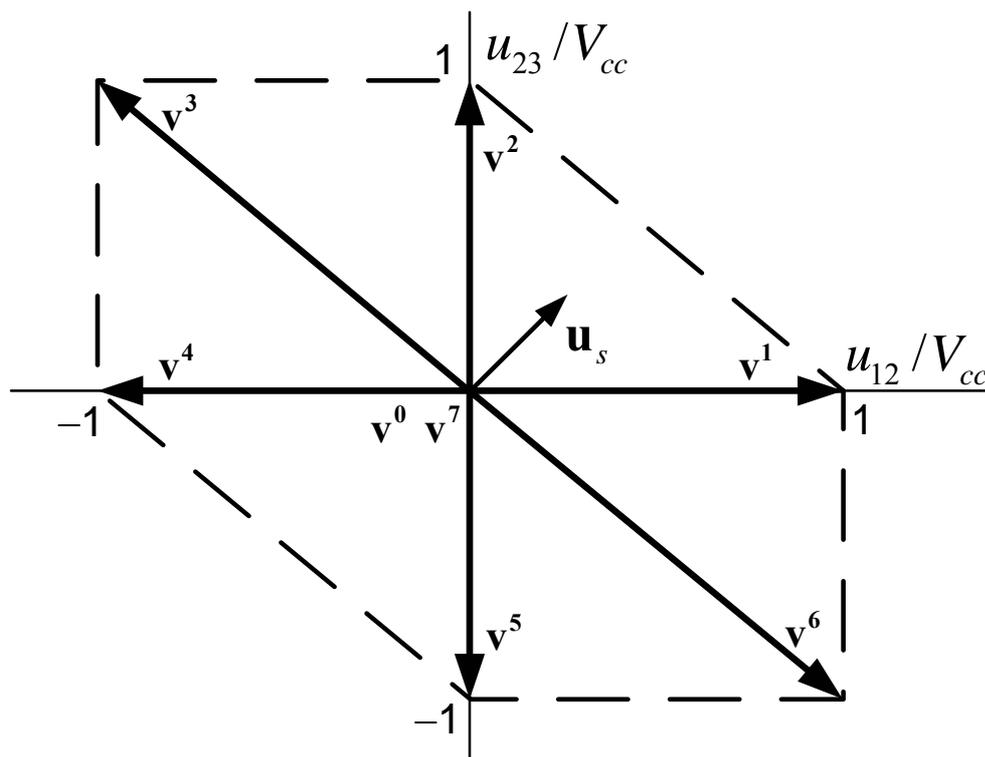


Figura C 3 – Espaço das tensões de linha em coordenadas abc geradas pelo inversor no plano formado por $u_{12} - u_{23}$.

Como apresentado na Tabela C 1 as oito possíveis combinações das chaves do inversor geram 6 vetores não nulos (v^1, v^2, v^3, v^4, v^5 e v^6) e dois vetores nulos, v^0 e v^7 . Observa-se na figura abaixo que o espaço das tensões de linha, anteriormente mostrado, define seis (6) setores, nos quais o vetor de espaço u_s pode-se encontrar.

Definido o espaço das tensões de saída do inversor no sistema de coordenadas desejado, podem ser definidas as matrizes de decomposição para cada setor, úteis para o cálculo dos tempos de duração de cada vetor de comutação. Para isto, deve primeiro definir-se a seqüência de comutação dos vetores. A seqüência aqui utilizada foi apresentada em [71], e para facilitar ao leitor, as mesmas são anexadas neste apêndice, e mostradas na Figura C 5. As setas curvas na Figura C 4 indicam a ordem em que são aplicados os vetores de comutação num setor determinado, o que define a seqüência de comutação, levando em conta que de um braço do inversor para outro apenas uma comutação deve ser realizada.

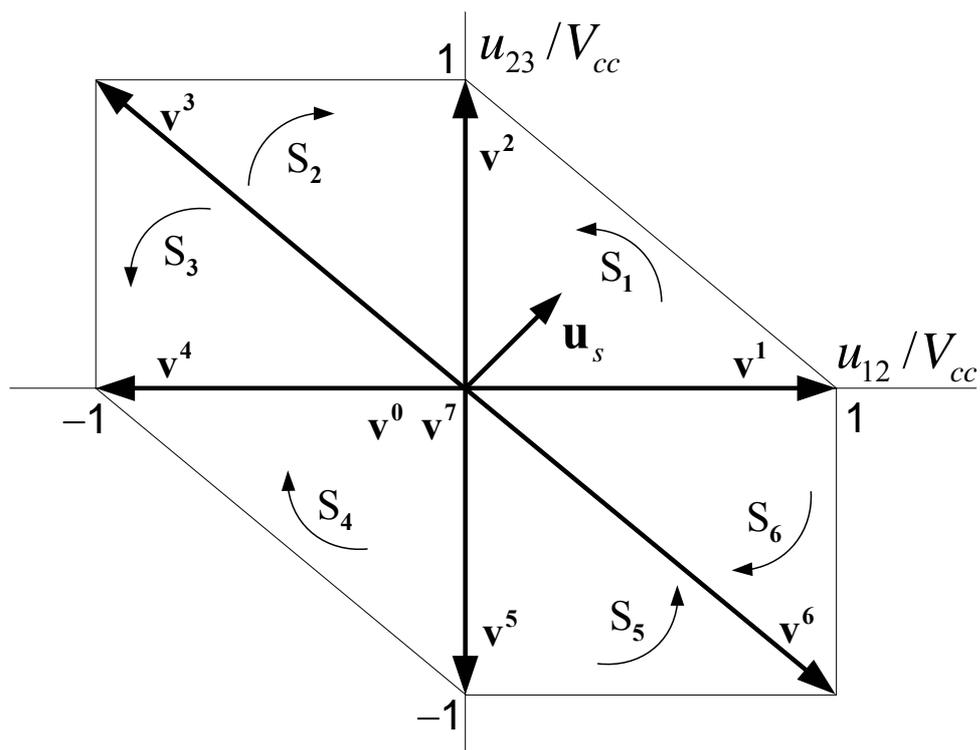
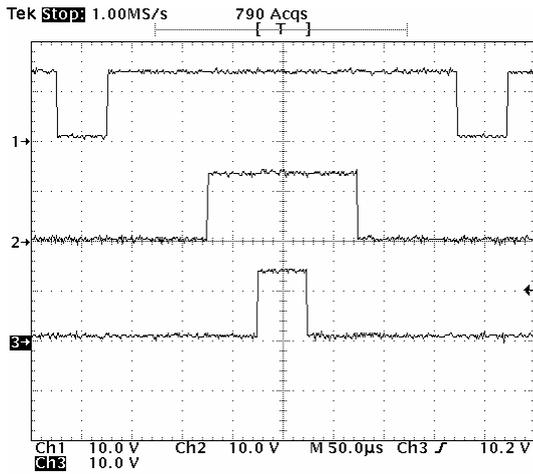


Figura C 4 – Espaço das tensões de linha em coordenadas abc com os seis setores definidos pelos vetores de comutação.

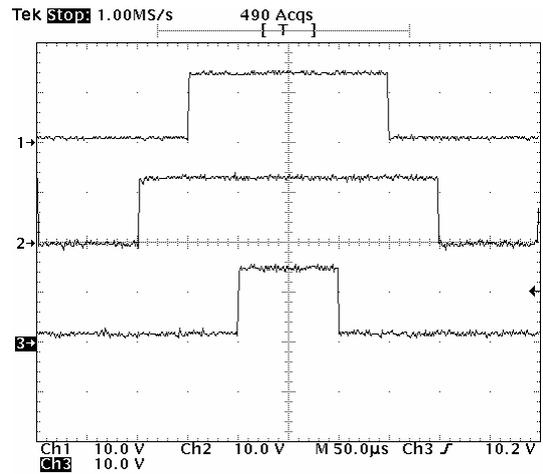
As matrizes de decomposição para cada setor em função da seqüência de comutação apresentada na Figura C 5, são dadas na Tabela C 2:

Tabela C 2 – Matrizes de decomposição dos setores da Figura C 4.

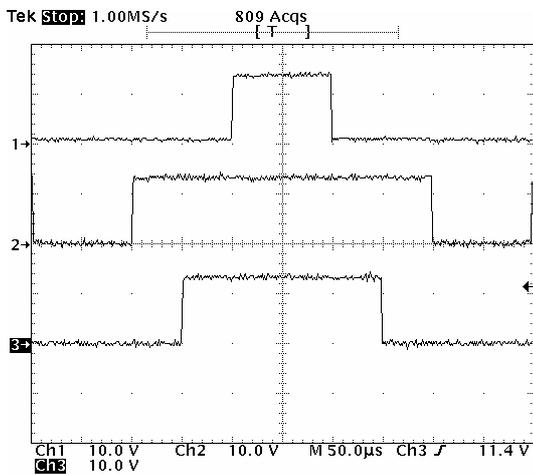
Sector	Matrizes de Decomposição	
S_1	$\mathbf{M}_1 = [\mathbf{v}^1 \quad \mathbf{v}^2]^{-1}$	$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
S_2	$\mathbf{M}_2 = [\mathbf{v}^3 \quad \mathbf{v}^2]^{-1}$	$\mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$
S_3	$\mathbf{M}_3 = [\mathbf{v}^3 \quad \mathbf{v}^4]^{-1}$	$\mathbf{M}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}$
S_4	$\mathbf{M}_4 = [\mathbf{v}^5 \quad \mathbf{v}^4]^{-1}$	$\mathbf{M}_4 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$
S_5	$\mathbf{M}_5 = [\mathbf{v}^5 \quad \mathbf{v}^6]^{-1}$	$\mathbf{M}_5 = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$
S_6	$\mathbf{M}_6 = [\mathbf{v}^1 \quad \mathbf{v}^6]^{-1}$	$\mathbf{M}_6 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$



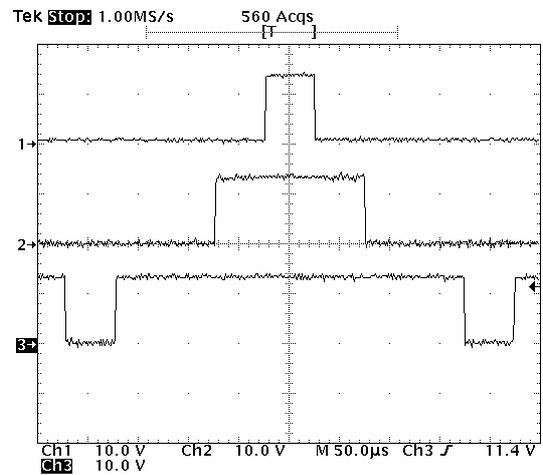
(a) - u_s no setor 1 - $v^0 v^1 v^2 v^7 v^2 v^1 v^0$



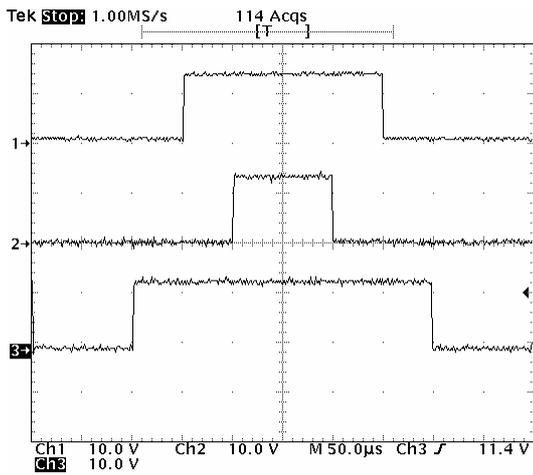
(b) - u_s no setor 2 - $v^0 v^3 v^2 v^7 v^2 v^3 v^0$



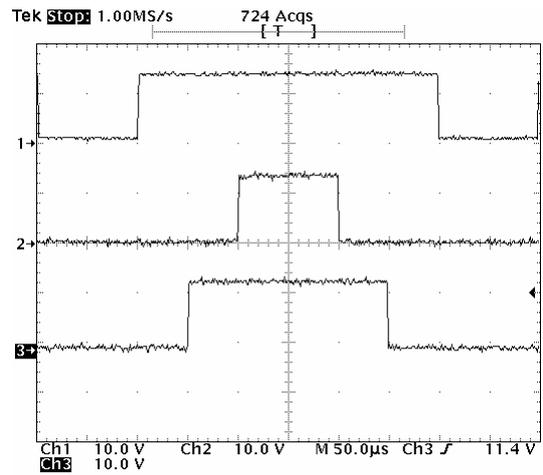
(c) - u_s no setor 3 - $v^0 v^3 v^4 v^7 v^4 v^3 v^0$



(d) - u_s no setor 4 - $v^0 v^5 v^4 v^7 v^4 v^5 v^0$



(e) - u_s no setor 5 - $v^0 v^5 v^6 v^7 v^6 v^5 v^0$



(f) - u_s no setor 6 - $v^0 v^1 v^6 v^7 v^6 v^1 v^0$

Figura C 5 – Resultados experimentais. De (a) a (f): Sinais de comando para as chaves S_1, S_3 e S_5 da Figura C 1 em cada setor da Figura C 4.

Cálculo dos tempos de duração

Para calcular a fração do período de comutação Δt_i correspondente a cada vetor de comutação, deve-se primeiro identificar a localização do vetor de espaço \mathbf{u}_s no espaço das tensões de saída do inversor. Assume-se, sem perda de generalidade, que o vetor se encontra, no setor 1, no qual a seqüência de comutação implementada é a descrita na Figura C 5(a). Essas frações de tempo correspondentes a cada vetor de comutação $(\mathbf{v}^1, \mathbf{v}^2, \mathbf{v}^0/\mathbf{v}^7)$ em um período de comutação T_s são denominadas por, Δt_1 , Δt_2 e Δt_0 , respectivamente. Então, para que a tensão média de linha sintetizada pelo inversor em um período T_s seja igual a \mathbf{u}_s , a seguinte equação deve ser satisfeita:

$$\mathbf{v}^1 \Delta t_1 + \mathbf{v}^2 \Delta t_2 + (\mathbf{v}^0 \text{ ou } \mathbf{v}^7) \Delta t_0 = \mathbf{u}_s T_s \quad (\text{C } 1)$$

onde,

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_0 = T_s \quad (\text{C } 2)$$

Uma vez que \mathbf{v}^0 e \mathbf{v}^7 são vetores nulos, a equação (C 1) pode ser reescrita na seguinte forma matricial,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}^1 & \mathbf{v}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_1 & \Delta t_2 \end{bmatrix}^T = \mathbf{u}_s T_s. \quad (\text{C } 3)$$

Então, como os vetores \mathbf{v}^1 e \mathbf{v}^2 são linearmente independentes, as durações Δt_1 e Δt_2 podem ser obtidas através da seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \end{bmatrix} = \mathbf{M}_1 \begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \end{bmatrix} T_s \quad \therefore \mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{v}^1 & \mathbf{v}^2 \end{bmatrix}^{-1}, \quad (\text{C } 4)$$

e, finalmente, a duração de tempo Δt_0 obtém-se da equação (C 2). Para se obter o máximo índice de modulação de amplitude do inversor dentro da região de funcionamento linear, é importante definir a magnitude do vetor de espaço dentro dessa região. Devido a que os controladores no Capítulo 5 são implementados em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, deve-se encontrar a magnitude máxima do vetor na região linear do espaço das tensões $\alpha\beta$ de linha.

Para isto, é preciso transformar as tensões de linha geradas pelo inversor, dadas na Tabela C 1, para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$, como mostra a equação (C 5). A partir desta equação obtêm-se as tensões de linha em coordenadas $\alpha\beta 0$ como mostrado na Tabela C 3.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}^{(j)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix}^{(j)}, \text{ variando } j = 0 \dots 7 \quad (\text{C } 5)$$

Tabela C 3 –Tensões de linha em coordenadas abc e $\alpha\beta 0$. Tensões normalizadas com relação a V_{cc} .

Tensões de Linha do Inversor em abc			Tensões de Linha em $\alpha\beta 0$			Vetor de Comutação
u_{12}	u_{23}	u_{31}	u_α	u_β	u_0	
0	0	0	0	0	0	\mathbf{v}^0
0	-1	1	0	$-\sqrt{2}$	0	\mathbf{v}^5
-1	1	0	$-\sqrt{3}/2$	$1/\sqrt{2}$	0	\mathbf{v}^3
-1	0	1	$-\sqrt{3}/2$	$-1/\sqrt{2}$	0	\mathbf{v}^4
1	0	-1	$\sqrt{3}/2$	$1/\sqrt{2}$	0	\mathbf{v}^1
1	-1	0	$\sqrt{3}/2$	$-1/\sqrt{2}$	0	\mathbf{v}^6
0	1	-1	0	$\sqrt{2}$	0	\mathbf{v}^2
0	0	0	0	0	0	\mathbf{v}^7

Os vetores da Tabela C 3, definem o espaço das tensões de linha do inversor em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$, como mostra a Figura C 6. A partir desta figura, observa-se que a região de funcionamento linear do inversor é definida pelo círculo inscrito no hexágono, definido pelos vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta$. Portanto, a magnitude do vetor de espaço $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$, que resulta no máximo índice de modulação para a região linear, é igual ao radio do círculo inscrito no hexágono, isto é, $\sqrt{3}/2$.

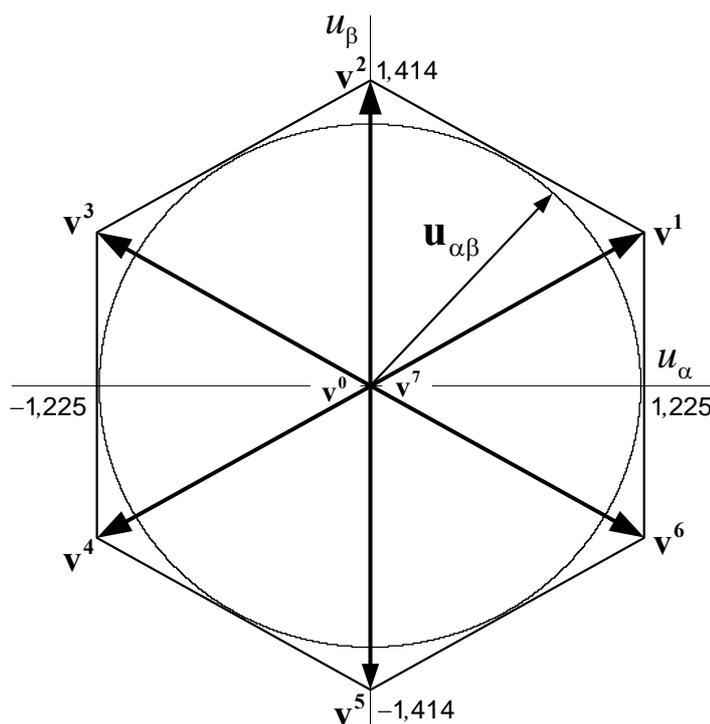


Figura C 6 – Espaço das tensões de linha do inversor em coordenadas $\alpha\beta$.

Com o intuito de verificar a teoria anteriormente exposta, a modulação *space vector* foi implementada no DSP TMS320F241. A Figura C 7 mostra os estados de comutação do inversor da Tabela C 1 obtidos experimentalmente.

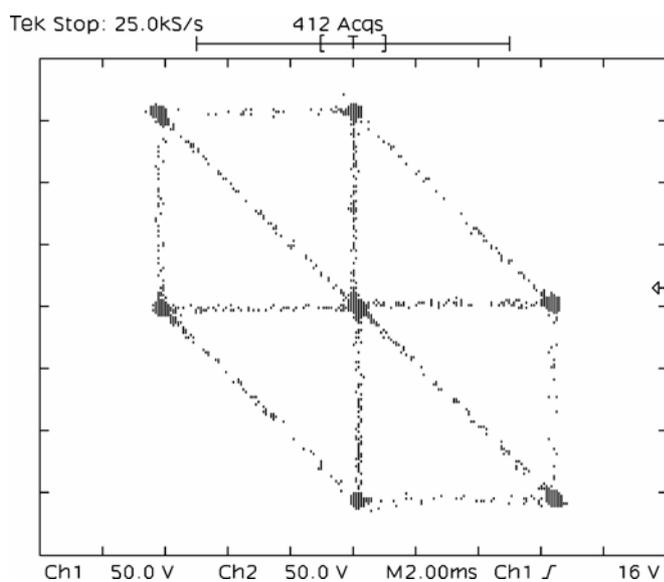


Figura C 7 – Resultado experimental. Espaço das tensões de saída em coordenadas estacionárias abc . Estados de comutação do inversor e setores de localização do vetor de referência.

Apêndice D

REPRESENTAÇÃO DE ESPAÇO DE ESTADO EQUIVALENTE DO SISTEMA AMOSTRADO OPERANDO COM DUAS TAXAS DE AMOSTRAGEM

Este apêndice descreve a representação de espaço de estado equivalente na taxa de amostragem do modelo interno T_{mi} , do sistema amostrado em malha fechada que opera com duas taxas de amostragem, proposto no Capítulo 5. Esta representação permite obter as funções de transferência equivalentes $G_{MF}(z_{mi})$ em (5.16), relacionada à estrutura de controle com o PD da Figura 5.14, e em (5.22), relacionada à estrutura de controle com realimentação dos estados da Figura 5.21.

Estrutura de controle com compensador PD

Considere-se a representação de espaço de estado da planta em eixos síncronos dada abaixo,

$$\mathbf{x}_p(k+1)T = \mathbf{G}_{dq} \mathbf{x}_p(kT) + \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{u}_d(kT) \quad (\text{D } 1)$$

onde, \mathbf{G}_{dq} é dada em (5.10), e $\mathbf{H}_{dq}^{(i,1)}$ é a primeira coluna da matriz \mathbf{H}_{dq} em (5.10), com, $i = 1, 2, \dots, 8$, e a equação de saída da planta é descrita por,

$$y_d(kT) = \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{x}_p(kT) \quad (\text{D } 2)$$

onde, $\mathbf{C}_{dq}^{(1,j)}$ é a primeira linha da matriz \mathbf{C}_{dq} em (5.10), com $j = 1, 2, \dots, 8$. Por outro lado, a representação de espaço de estado do compensador PD é dada por,

$$\mathbf{x}_c(k+1)T = \mathbf{G}_c \mathbf{x}_c(kT) + \mathbf{H}_c e_d(kT) \quad (\text{D } 3)$$

onde, $\mathbf{G}_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{H}_c = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ e $e_d(kT)$ é o erro de tensão do eixo “d”, dado pela seguinte

equação:

$$e_d(kT) = r_d(kT) - y_d(kT). \quad (\text{D } 4)$$

A lei de controle aplicada à planta pode ser escrita da seguinte forma:

$$u_d(kT) = \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c(kT) + \mathbf{D}_c e_d(kT) + u_{mi}(mT_{mi}) \quad (\text{D } 5)$$

onde, $\mathbf{C}_c = [k_1 \quad k_2]$ e $\mathbf{D}_c = 0$. $u_{mi}(mT_{mi})$ é a ação do controlador baseado no modelo

interno, e $\mathbf{x}_c(kT) = [e_d(k-1) \quad e_d(k-2)]^T$. Para obter um equivalente da representação de

espaço de estado na taxa de amostragem do modelo interno T_{mi} da planta mais o PD, as

equações (D 1) e (D 3) podem ser escritas na seguinte forma:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(k+2)T \\ \mathbf{x}_c(k+2)T \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{dq}^2 & \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \mathbf{G}_c \\ -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{G}_{dq} & \mathbf{G}_c^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(kT) \\ \mathbf{x}_c(kT) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \mathbf{H}_c & \mathbf{G}_{dq} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ \mathbf{G}_c \mathbf{H}_c & -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d(kT) \\ u_d(kT) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ \mathbf{H}_c \end{bmatrix} r_d(k+1) + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ 0 \end{bmatrix} u_{mi}(mT_{mi}) \end{aligned} \quad (\text{D } 6)$$

Substituindo-se as equações (D 4) e (D 5) em (D 6), obtém-se a representação de espaço de estado equivalente com uma única taxa de amostragem do sistema da

Figura 5.18, isto é:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(k+2)T \\ \mathbf{x}_c(k+2)T \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{dq}^2 - \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} & \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \mathbf{G}_c + \mathbf{G}_{dq} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \\ -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{G}_{dq} - \mathbf{G}_c \mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} & \mathbf{G}_c^2 - \mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(kT) \\ \mathbf{x}_c(kT) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \mathbf{C}_c \mathbf{H}_c + \mathbf{G}_{dq} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ \mathbf{G}_c \mathbf{H}_c - \mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \end{bmatrix} r_d(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ \mathbf{H}_c \end{bmatrix} r_d(k+1) + \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} + \mathbf{G}_{dq} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \\ -\mathbf{H}_c \mathbf{C}_{dq}^{(1,j)} \mathbf{H}_{dq}^{(i,1)} \end{bmatrix} u_{mi}(mT_{mi}) \end{aligned}$$

Esta última equação reescrita em uma forma compacta, resulta:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(k+2)T \\ \mathbf{x}_c(k+2)T \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{sr} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(kT) \\ \mathbf{x}_c(kT) \end{bmatrix} + \mathbf{H}_r r_d(k) + \mathbf{H}_{rr} r_d(k+1) + \mathbf{H}_{sr} u_{mi}(mT_{mi}) \quad (\text{D } 7)$$

Finalmente, a função de transferência amostrada $G_{MF}(z_{mi})$ em (5.16) pode ser obtida aplicando a transformada \mathcal{Z} à equação (D 7), a qual leva à:

$$\mathbf{G}_{MF}(z_{mi}) = \mathbf{C}_{sr}^{(1,l)} (z_{mi} \mathbf{I} - \mathbf{G}_{sr})^{-1} \mathbf{H}_{sr} \quad (\text{D } 8)$$

onde, $\mathbf{C}_{sr}^{(1,l)}$ é a primeira linha da matriz $\mathbf{C}_{sr} = [\mathbf{0}_{2 \times 4} \quad \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad \mathbf{0}_{2 \times 4}]$, com $l = 1, 2, \dots, 10$.

Estrutura de controle com compensador por realimentação dos estados da planta

O procedimento para a obtenção da representação de estados equivalente na frequência de amostragem do modelo interno quando se utiliza a realimentação dos estados da planta é similar ao caso anterior.

A representação de espaço de estados da planta é dada pelas equações abaixo:

$$\mathbf{x}_p(k+1)T = \mathbf{G}_{dq} \mathbf{x}_p(kT) + \mathbf{H}_{dq} \mathbf{u}_{dq}(kT) \quad (\text{D } 9)$$

onde, \mathbf{G}_{dq} e \mathbf{H}_{dq} são dadas em (5.10). A equação de saída da planta é descrita por,

$$y_d(kT) = \mathbf{C}_{dq} \mathbf{x}_p(kT) \quad (\text{D } 10)$$

onde, \mathbf{C}_{dq} é apresentada em (5.10).

A equação discreta da lei de controle aplicada à planta pode ser escrita como:

$$\mathbf{u}_{dq}(kT) = -\mathbf{K}_{re} \mathbf{x}_{dq}(kT) + \mathbf{u}_{dqmi}(mT_{mi}) \quad (\text{D } 11)$$

Para obter um equivalente da representação de espaço de estado na taxa de amostragem do modelo interno T_{mi} da planta mais a realimentação de estados, as equações (D 9) e (D 11) podem ser escritas na forma apresentada em (D 12).

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(k+2)T \\ \mathbf{u}_{dq}(k+2)T \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{dq}^2 - \mathbf{H}_p \mathbf{K}_{re} \mathbf{G}_{dq} & \mathbf{G}_{dq} \mathbf{H}_{dq} - \mathbf{H}_p \mathbf{K}_{re} \mathbf{H}_p \\ -\mathbf{K}_{re} \mathbf{G}_{dq}^2 + \mathbf{K}_{re} \mathbf{H}_p \mathbf{K}_{re} \mathbf{G}_{dq} & -\mathbf{K}_{re} \mathbf{G}_{dq} \mathbf{H}_p + \mathbf{K}_{re} \mathbf{H}_p \mathbf{K}_{re} \mathbf{H}_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(kT) \\ \mathbf{u}_{dq}(kT) \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{dq} \\ -\mathbf{K}_{re} \mathbf{H}_p + \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{dqmi}(mT_{mi}) \\
\begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(k+2)T \\ \mathbf{u}_{dq}(k+2)T \end{bmatrix} &= \mathbf{G}_{sr_re} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p(kT) \\ \mathbf{u}_{dq}(kT) \end{bmatrix} + \mathbf{H}_{sr_re} \mathbf{u}_{dqmi}(mT_{mi}) \tag{D 12}
\end{aligned}$$

Finalmente, a função de transferência amostrada $G_{MF}(z_{mi})$ em (5.22) pode ser obtida aplicando a transformada \mathcal{Z} à equação (D 12), a qual resulta em:

$$\mathbf{G}_{MF}(z_{mi}) = \mathbf{C}_{sr}(z_{mi} \mathbf{I} - \mathbf{G}_{sr_re})^{-1} \mathbf{H}_{sr_re} \tag{D 13}$$

onde, a matriz $\mathbf{C}_{sr} = [\mathbf{0}_{2 \times 4} \quad \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad \mathbf{0}_{2 \times 4}]$.