



MODELAGEM E CONTROLE DE ALTO DESEMPENHO DE UM NANOPOSICIONADOR

Alexandre Seixas Soares

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Liu Hsu

José Paulo Vilela Soares da
Cunha

Rio de Janeiro
Fevereiro de 2014

MODELAGEM E CONTROLE DE ALTO DESEMPENHO DE UM
NANOPOSICIONADOR

Alexandre Seixas Soares

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Liu Hsu, Docteur D'Etat

Prof. José Paulo Vilela Soares da Cunha, D.Sc.

Prof. Fernando Cesar Lizarralde, D.Sc.

Prof. Vilma Alves de Oliveira, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
FEVEREIRO DE 2014

Soares, Alexandre Seixas

Modelagem e Controle de alto desempenho de um Nanoposicionador/Alexandre Seixas Soares. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2014.

XVII, 161 p.: il.; 29,7cm.

Orientadores: Liu Hsu

José Paulo Vilela Soares da Cunha

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2014.

Referências Bibliográficas: p. 142 – 145.

1. Nanoposicionamento. 2. Atuador Piezoelétrico.
3. Histerese. 4. Controle Avançado. I. Hsu, Liu
et al. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE,
Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*Este trabalho é dedicado
primeiramente a Deus pela
oportunidade da existência.
Agradeço o apoio da minha família,
pela compreensão em relação à
minha ausência e por todos os
incentivos. Em especial, agradeço à
minha namorada pela paciência,
pelas infinitas conversas, por
aguentar todos os meus momentos
de frustração e impaciência e por
todas as vezes que a pedi para ler e
reler a minha dissertação. Um
muito obrigado também ao meu
orientador Liu Hsu e ao meu
co-orientador José Paulo Vilela
Soares da Cunha por toda
dedicação (mental, física e
temporal) e pela ajuda durante a
elaboração da minha dissertação de
mestrado, os considero meus
mentores intelectuais e minhas
referências acadêmicas.*

Agradecimentos

Agradeço à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e Centro de Pesquisas e Desenvolvimento Leopoldo Américo Miguez de Mello (Cenpes) juntamente com o Laboratório de Desenvolvimento de *Software* para Otimização e Controle de Processos, não somente pelas oportunidades de desenvolver atividades na área de pesquisa como também pelo apoio financeiro que me foi concedido.

Não poderia deixar de agradecer também a todo o apoio do pessoal do Laboratório de Controle da UFRJ. Obrigado aos pesquisadores Eduardo Vieira Leão Nunes, Fernando César Lizarralde, Ramon Romankevicius Costa, aos alunos de pós-graduação Alex Fernandes Neves, Andrei Giordano Holanda Battistel, Antonio Candea Leite, Gabriel Casulari da Motta Ribeiro, Ivanko Yannick Yanque Tomasevich, Thiago Braga de Almeida Antonio e ao corpo técnico administrativo Roberto Calvet, Rodrigo Fonseca Carneiro e Wanderley de Almeida Marques, por toda a ajuda em todos os momentos da elaboração da minha Dissertação.

Agradeço também ao Coordenador da Operação de GLP e GNL dos Terminais Aquaviários da Baía de Guanabara (Petrobras Transporte S. A. - TRANSPETRO), Bruno da Costa Favilla Ebecken, por todas as liberações que obtive do trabalho no sentido de terminar as minhas pendências em relação ao Mestrado.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

MODELAGEM E CONTROLE DE ALTO DESEMPENHO DE UM NANOPOSICIONADOR

Alexandre Seixas Soares

Fevereiro/2014

Orientadores: Liu Hsu

José Paulo Vilela Soares da Cunha

Programa: Engenharia Elétrica

Nesta Dissertação, descreve-se o desenvolvimento de controladores de posição para atuadores piezoelétricos capazes de realizar movimentos em escala nanométrica com alta resolução e ampla banda passante. Tem-se em vista, sua aplicação em diversas áreas, tais como medicina, óptica, mecânica de precisão, microeletrônica e microscopia de força atômica. O controle preciso desses atuadores é dificultado por modos ressonantes, histerese, o fenômeno de *creep* e atrasos causados pelos circuitos eletrônicos de comando de movimento e de medição de posição o atuador piezoelétrico. Para superar essas dificuldades foram desenvolvidas diversas estratégias de controle, destacando-se o controle adaptativo binário e o controle adaptativo robusto. Esses controladores foram capazes de realizar o rastreamento preciso de trajetórias de referência com frequências relativamente altas, o que foi verificado por simulações e por experimentos.

Para possibilitar a implementação e a sintonia dos controladores por meio de simulação realista, foi realizada a modelagem e a identificação da dinâmica do sistema de nanoposicionamento. O modelo dinâmico utilizado incorpora representações bastante fiéis dos diversos fenômenos lineares e não lineares e da resposta em frequência, em conformidade com os experimentos e a acurácia almejada.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

MODELING AND HIGH PERFORMANCE CONTROL OF A
NANOPositionER

Alexandre Seixas Soares

February/2014

Advisors: Liu Hsu

José Paulo Vilela Soares da Cunha

Department: Electrical Engineering

In this dissertation, the development of position controllers for piezoelectric actuators capable of performing movements in the nanometer range with high resolution and wide bandwidth is described. Applications in various areas such as medicine, optics, precision mechanics, microelectronics and atomic force microscopy are foreseen. Precise control of these actuators is hampered by resonant modes, hysteresis, the phenomenon of *creep* and delays caused by the piezoelectric actuator's motion command and position measurement electronic circuits. To overcome these difficulties several control strategies were developed, notably the binary adaptive control and robust adaptive control. These controllers were able to perform precise tracking of relatively high frequency reference trajectories, as verified by both simulations and experiments.

To enable the implementation and tuning of the controllers by realistic simulation, dynamic modeling and identification of the nanopositioning system was performed. The dynamic model utilized incorporates quite faithful representations of various linear and nonlinear phenomena and frequency response, in accordance with experiments and the required accuracy.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xvi
1 Introdução	1
1.1 Aplicações de Nanoposicionamento	2
1.1.1 Microscopia de Força Atômica	5
1.1.2 Microscopia de Tunelamento	5
1.2 Motivação	6
1.3 Objetivos	7
1.4 Revisão Bibliográfica	7
1.4.1 Revisão da Literatura de Controle em Sistemas de Nanoposicionamento	7
1.5 Trabalhos Precedentes de Nanoposicionamento desenvolvidos no Laboratório de Controle da COPPE-UFRJ	20
1.6 Organização do Texto	22
2 Sistema Experimental de Nanoposicionamento	23
2.1 Elementos do Sistema	23
2.1.1 Piezoatuador P-753.1C	24
2.1.2 Sistema Eletrônico de Acionamento do Nanoposicionador E-665.CR	27
2.1.3 Sistema de Aquisição de Dados <i>Quanser Q8</i>	31
2.1.4 Instrumentos de Controle e Comunicação	32
2.2 Digitalização dos Sinais	33
2.3 Calibração do Sistema	34
3 Modelagem da Dinâmica do Sistema de Nanoposicionamento	36
3.1 Procedimentos de Identificação de Sistemas Dinâmicos	37
3.2 Validação do Modelo Dinâmico	38
3.3 Identificação Particionada do Sistema de Nanoposicionamento	38

3.3.1	Métodos de Identificação	38
3.3.2	Dinâmica Linear	41
3.3.3	Atraso	49
3.3.4	Histerese	50
3.3.5	Creep	61
3.4	Validação do modelo completo	63
4	Controle do Sistema de Nanoposicionamento	65
4.1	Controlador Proporcional e Integral	66
4.1.1	Lei de controle	67
4.1.2	Resultados de Simulações	68
4.1.3	Resultados Experimentais	70
4.2	Controlador adaptativo baseado em modelo de referência	71
4.2.1	Resultado de Estabilidade	71
4.2.2	Lei de controle	71
4.2.3	Resultados de Simulação	77
4.2.4	Resultados Experimentais	79
4.3	Controlador Proporcional e Integral com <i>Feedforward</i>	80
4.3.1	Lei de controle	80
4.3.2	Funções de Transferência da Malha Fechada	81
4.3.3	Resultados de Simulação	84
4.3.4	Resultados Experimentais	86
4.4	Controlador adaptativo binário baseado em modelo de referência	87
4.4.1	Resultado de Estabilidade	87
4.4.2	Projeto do controlador adaptativo binário para o sistema de nanoposicionamento	87
4.4.3	Resultados de Simulação	92
4.4.4	Resultados Experimentais	95
4.5	Controlador adaptativo robusto (B-MRAC/ARC)	96
4.5.1	Resultado de Estabilidade	98
4.5.2	Lei de controle	99
4.5.3	Resultados de Simulação	108
4.5.4	Resultados Experimentais	109
5	Avaliação dos Resultados Experimentais dos Controladores	114
5.1	Avaliação do erro de rastreamento	114
5.1.1	Experimentos com 10 <i>hertz</i>	115
5.1.2	Experimentos com 50 <i>hertz</i>	117
5.1.3	Experimentos com 100 <i>hertz</i>	119
5.1.4	Experimentos com 200 <i>hertz</i>	120

5.1.5	Avaliação Estatística	122
5.1.6	Comparações das Estratégias de Controle	132
5.2	Avaliação do sinal de controle	134
5.2.1	Experimentos com 10 <i>hertz</i>	134
5.2.2	Experimentos com 50 <i>hertz</i>	135
5.2.3	Experimentos com 100 <i>hertz</i>	136
5.2.4	Experimentos com 200 <i>hertz</i>	137
5.2.5	Comparações das Estratégias de Controle	138
6	Conclusões	139
6.1	Contribuições do Trabalho	139
6.2	Sugestões para trabalhos futuros	140
	Referências Bibliográficas	142
A	Procedimentos Experimentais	146
A.1	Fixação do Piezoelétrico	146
A.2	Ajuste do Amplificador E-665.CR	146
A.3	Configuração do <i>Matlab</i>	147
B	Obtenção da Resposta Freqüencial Experimental	149
C	Projeto geral do controlador B-MRAC	152
C.1	Proposição do problema	152
C.2	Estrutura do controlador	154
C.3	Equações dos erros	155
C.3.1	Lei de adaptação	158
C.3.2	Existência e unicidade da solução no sentido de <i>Filippov</i>	160
C.3.3	Propriedade de invariância	160

Lista de Figuras

1.1	Esquemas de varredura: (a) sem contato e (b) com contato.	4
1.2	Esquema de controle do microscópio de força atômica. A topografia da amostra é feita no eixo Z.	9
1.3	Diagrama de blocos do servo controlador LQR.	11
1.4	Montagem experimental de (ZHONG e YAO, 2008).	13
1.5	Padrão de escaneamento convencional ou <i>raster</i> utilizado em microscopia.	16
1.6	Padrão de escaneamento espiral utilizado em microscopia.	17
1.7	Padrão de escaneamento ciclóide utilizado em microscopia.	18
1.8	Padrão de escaneamento <i>Lissajous</i> utilizado em microscopia.	18
2.1	Diagrama de blocos da configuração experimental.	23
2.2	Foto do sistema experimental do nanoposicionador.	24
2.3	Atuador piezoelétrico P-753.1CD.	25
2.4	Amplificador de potência E-665.CR.	27
2.5	Diagrama de blocos do amplificador E-665.CR.	29
2.6	Esquemático de funcionamento do sensor capacitivo.	30
2.7	Resposta em frequência do amplificador de potência do E-665.CR.	31
2.8	Ruído do sistema de aquisição de dados Q8. Leitura da saída na ausência de um sinal de entrada (entrada em curto-circuito).	34
3.1	Diagrama de blocos do sistema de nanoposicionamento.	36
3.2	Gráfico de respostas simulada e medida experimentalmente.	41
3.3	Respostas frequenciais obtidas a partir dos métodos <i>Up-chirp</i> e <i>Down-chirp</i>	46
3.4	Experimento com frequência de corte do sensor de posição capacitivo configurada para 1 kHz. Resposta do nanoposicionador a um degrau negativo de 1 V de amplitude aplicado em $t = 1$ s. No detalhe pode ser visualizado um <i>undershoot</i> característico de sistemas de fase não mínima.	47

3.5	Resposta em frequência medida para a frequência de corte do sensor de posição capacitivo configurada para 1 kHz.	47
3.6	Experimento com frequência de corte do sensor de posição capacitivo configurado para 3 kHz. Resposta ao degrau negativo de 1 V de amplitude aplicado em $t = 1$ s. No detalhe percebe-se a ausência de <i>undershoot</i>	48
3.7	Resposta frequencial: em vermelho a resposta frequencial simulada obtida com o modelo linear; em azul a resposta frequencial obtida experimentalmente.	49
3.8	Diagrama de blocos base para modelagem da histerese.	50
3.9	Gráfico de histerese. Entrada (u) × saída (y) para variação de amplitude com frequência de 10 Hz.	51
3.10	Gráfico de histerese. Entrada (u) × saída (y) para variação de frequência com amplitude de 0,5 V.	52
3.11	Gráfico entrada (u) × saída compensada (\hat{u}) com base no diagrama de Bode para a variação de amplitude com frequência de 10 Hz. . .	53
3.12	Gráfico entrada (u) × saída compensada (\hat{u}) com base no diagrama de Bode para a variação de frequência com amplitude de 0,5 V. . . .	53
3.13	Diagrama de blocos do modelo de histerese de <i>Bouc-Wen</i>	55
3.14	Gráficos Entrada x Saída. Resposta experimental (em azul) e simulada (em vermelho) para as referências de (a) 0,1 V, (b) 0,3 V, (c) 0,5 V, (d) 1,0 V, (e) 1,5 V e (f) 2,0 V para a frequência de 10 Hz.	57
3.15	Gráficos Entrada x Saída. Resposta experimental (em azul) simulada com o modelo generalizado de <i>Bouc-Wen</i> (em vermelho) e simulada com o modelo simplificado de <i>Bouc-Wen</i> (em verde) para as referências de (a) 0,1 V, (b) 0,3 V, (c) 0,5 V, (d) 1,0 V, (e) 1,5 V e (f) 2,0 V.	59
3.16	Respostas frequenciais: experimental e do modelo completo.	63
3.17	Resposta ao degrau no domínio do tempo. Em vermelho a resposta simulada com o modelo completo e em azul a resposta experimental medida.	64
4.1	Diagrama de blocos do controlador com ações proporcional e integral. 67	
4.2	Resultados de simulação para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	69
4.3	Resultados experimentais para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	70

4.4	Diagrama de blocos do controlador adaptativo baseado em modelo de referência. O sinal de referência é gerado com base na equação (4.19).	76
4.5	Resultados de simulação para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	78
4.6	Resultados experimentais para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	79
4.7	Diagrama de blocos do controlador proporcional e integral com <i>feedforward</i> controlando a planta simplificada considerada aqui como modelo de primeira ordem sem atraso.	82
4.8	Resultados de simulação do controlador PI com <i>feedforward</i> para referência senoidal de 10 Hz.	85
4.9	Resultados experimentais do controlador PI com <i>feedforward</i> para referência senoidal de 10 Hz.	86
4.10	Diagrama de blocos simplificado do controlador B-MRAC.	91
4.11	Resultados de simulação para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	93
4.12	Resultados de simulação dos parâmetros para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	94
4.13	Resultados experimentais para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	95
4.14	Resultados experimentais dos parâmetros para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	96
4.15	Diagrama de blocos simplificado do controlador B-MRAC/ARC.	107
4.16	Resultados de simulação para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	108
4.17	Resultados de simulação dos parâmetros para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	109
4.18	Resultados experimentais para referências senoidais, sem comutação, com 1 V de amplitude e 10, 50 e 100 Hz de frequência.	110
4.19	Resultados experimentais para referências senoidais, com comutação, com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	111
4.20	Resultados experimentais dos parâmetros para referências senoidais, com comutação, com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.	112
5.1	Erros experimentais para as referências senoidais com 10 Hz de frequência.	115

5.2	Detalhe dos erros experimentais para as referências senoidais com 10 Hz de frequência.	116
5.3	Erros experimentais para as referências senoidais com 50 Hz de frequência.	117
5.4	Detalhe dos erros experimentais para as referências senoidais com 50 Hz de frequência.	118
5.5	Erros experimentais para as referências senoidais com 100 Hz de frequência.	119
5.6	Detalhe dos erros experimentais para as referências senoidais com 100 Hz de frequência.	119
5.7	Erros experimentais para as referências senoidais com 200 Hz de frequência.	121
5.8	Detalhe dos erros experimentais para as referências senoidais com 200 Hz de frequência.	121
5.9	Gráfico de avaliação estatística para o indicador $L[2]$ para os experimentos com sinais de referência senoidais de 10 Hz.	123
5.10	Gráfico de avaliação estatística para o indicador $L[2]$ para os experimentos com sinais de referência senoidais de 50 Hz.	124
5.11	Gráfico de avaliação estatística para o indicador $L[2]$ para os experimentos com sinais de referência senoidais de 100 Hz.	124
5.12	Gráfico de avaliação estatística para o indicador $L[2]$ para os experimentos com sinais de referência senoidais de 200 Hz.	125
5.13	Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_M para os experimentos com sinais de referência senoidais de 10 Hz.	126
5.14	Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_M para os experimentos com sinais de referência senoidais de 50 Hz.	126
5.15	Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_M para os experimentos com sinais de referência senoidais de 100 Hz.	127
5.16	Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_M para os experimentos com sinais de referência senoidais de 200 Hz.	127
5.17	Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_F para os experimentos com sinais de referência senoidais de 10 Hz.	129
5.18	Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_F para os experimentos com sinais de referência senoidais de 50 Hz.	129
5.19	Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_F para os experimentos com sinais de referência senoidais de 100 Hz.	130
5.20	Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_F para os experimentos com sinais de referência senoidais de 200 Hz.	130

A.1	Exemplo de diagrama de blocos utilizados nos experimentos. Interface entre o <i>Simulink</i> e a máquina virtual da <i>Quanser</i>	148
-----	--	-----

Lista de Tabelas

2.1	Especificações técnicas do P-753.1CD.	25
2.2	Especificações do material Piezoelétrico do P-753.1CD.	26
2.3	Especificações do sistema de aquisição de dados <i>Quanser Q8</i>	32
3.1	Validação da dinâmica linear do modelo do sistema de nanoposi- cionamento.	43
3.2	Parâmetros da histerese segundo o modelo de <i>Bouc-Wen</i>	56
3.3	Erro pico a pico do sinal de saída do modelo da histerese de <i>Bouc- Wen</i> generalizado comparado com o resultado experimental.	56
3.4	Parâmetros da histerese segundo o modelo de <i>Bouc-Wen</i> simplificado.	58
3.5	Derivada da função de Lyapunov para todas as combinações de sinais de z e \dot{u}	60
4.1	Descrição resumida da estratégia de controle implementada.	67
4.2	Descrição resumida da estratégia de controle implementada.	77
4.3	Descrição resumida da estratégia de controle implementada.	84
4.4	Descrição resumida da estratégia de controle implementada.	92
4.5	Parâmetros do controlador adaptativo robusto.	106
4.6	Descrição resumida da estratégia de controle implementada.	107
5.1	Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 10 Hz.	116
5.2	Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 10 Hz.	116
5.3	Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 50 Hz.	118
5.4	Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 50 Hz.	118
5.5	Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 100 Hz.	120
5.6	Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 100 Hz.	120

5.7	Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 200 Hz.	122
5.8	Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 200 Hz.	122
5.9	Tabela de Indicadores do Erro de Rastreamento para as referências senoidais de 50 Hz, 100 Hz e 200 Hz.	133
5.10	Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 10 Hz.	134
5.11	Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 10 Hz.	135
5.12	Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 50 Hz.	135
5.13	Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 50 Hz.	136
5.14	Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 100 Hz.	136
5.15	Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 100 Hz.	137
5.16	Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 200 Hz.	137
5.17	Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 200 Hz.	138

Capítulo 1

Introdução

A nanotecnologia é a ciência que trata de estruturas da matéria em escala inferior a 100 nanômetros. Essa área da ciência consiste, dentre outros aspectos, da fabricação de estruturas nanométricas, do dimensionamento, posicionamento, modelagem e controle de sistemas com acurácia de até dezenas de nanômetros. Embora a difusão dos estudos na área de nanotecnologia seja recente, a existência de dispositivos funcionais e estruturas nanométricos é tão antiga quanto a própria vida no planeta. Um exemplo é o molusco da família *Haliotidae* que constrói sua concha de maneira resistente por meio da organização de tijolos nanoestruturados de carbonato de cálcio unidos por uma cola feita de uma mistura de proteína e carboidrato. As trincas que se iniciam na porção externa da concha não são capazes de se propagar para o interior em função dos tijolos nanoestruturados. Essa concha representa uma demonstração natural de que estruturas fabricadas a partir de nanopartículas podem ser muito mais resistentes do que as fabricadas convencionalmente (POOLE JR. e OWENS, 2003, p. 1).

Não é bem definida a época em que o homem começou a tirar proveito de materiais com estruturas nanométricas. Sabe-se que no século IV A.C., romanos fabricavam vidro contendo estruturas nanométricas de metais. Como evidência desse fato há o artefato denominado taça de *Lycurgus* que reside no Museu Britânico, em Londres. Essa taça, que retrata a morte do rei *Lycurgus*, é feita a partir de vidro soda-cal contendo nanopartículas de prata e ouro. A cor da taça muda de verde para vermelho escuro quando uma fonte de luz é colocada em seu interior. A grande variedade de belas cores dos vitrais das catedrais medievais é decorrente do uso de nanopartículas de metais na fabricação dos vidros utilizados nos mesmos (POOLE JR. e OWENS, 2003, p. 1).

Para alcançar a precisão e a acurácia exigidas na operação desses dispositivos em dimensão atômica, são utilizados nanoposicionadores normalmente aciona-

dos por atuadores piezoelétricos. Esses sistemas são mecanicamente projetados para atingir um controle ultra-preciso de movimento e são empregados principalmente em microscopia e nano fabricação. Os principais objetivos do controle de posição do nanoatuador são a alta banda passante, resposta rápida, alta resolução e estabilidade, a fim de garantir a exatidão e a repetibilidade de operação em escala nanométrica (DEVASIA *et al.*, 2007).

Um atuador piezoelétrico consiste de um elemento de cerâmica ou cristal capaz de converter energia elétrica em mecânica e vice-versa, de maneira quase que imediata, por meio do efeito piezoelétrico, para maiores informações consultar (SOARES, 2011). A dinâmica relacionada à essa conversão de energia apresenta fenômenos não lineares muito significativos. Tais efeitos são o *creep*, rastejamento da posição após ter sido alcançado o regime permanente, e a histerese, os quais revelam sua influência de maneira mais marcante quando o sistema é submetido a sinais de referência com amplitudes grandes e frequências baixas. Se operado em malha aberta, o nanoatuador sofre perdas na repetibilidade causadas por suas dinâmicas não lineares. No entanto, para sinais de referência com amplitudes baixas, a parcela dinâmica predominante é linear e usualmente apresenta um par de pólos complexos pouco amortecidos (modo ressonante) que poderão gerar oscilações (DEVASIA *et al.*, 2007).

1.1 Aplicações de Nanoposicionamento

A nanotecnologia possui uma vasta gama de aplicações. Dentre as quais destacam-se: tecnologia de semicondutores, biotecnologia, microscopia, automação, instrumentação, aeronáutica, processamento de imagens, astronomia, óptica adaptativa, metrologia, sistemas a laser, usinagem de precisão, torneamento de diamantes, óptica integrada, fotônica, telecomunicações e nanorobótica.

Dentre os equipamentos de uso nanométrico com mais relevância estão os microscópios de escaneamento que formam uma família de instrumentos baseados em *Scanning Probe Microscope* (SPM), desenvolvidos para várias aplicações científicas e industriais. Para essas aplicações de microscopia que variam de acordo com a propriedade medida (fricção, químicos locais, campo elétrico, campo magnético) do substrato, o posicionamento preciso da ponta de prova em relação à superfície do substrato é importante (DEVASIA *et al.*, 2007). Alguns tipos de microscopia que empregam nanoposicionadores são:

1. *Scanning Tunneling Microscopy* (STM),

2. *Atomic Force Microscopy (AFM)*,
3. *Friction Force Microscopy (FFM)*,
4. *Scanning Electrostatic Force Microscopy (SEFM)*,
5. *Scanning Force Acoustic Microscopy (SFAM)*,
6. *Scanning Magnetic Microscopy (SMM)*,
7. *Scanning Near Field Optical Microscopy (SNOM)*,
8. *Scanning Thermal Microscopy (SThM)*,
9. *Scanning Electrochemical Microscopy (SEcM)*,
10. *Scanning Kelvin Probe Microscopy (SKPM)*,
11. *Scanning Chemical Potencial Microscopy (SCPM)*,
12. *Scanning Ion Conductance Microscopy (SICM)*,
13. *Scanning Capacitance Microscopy (SCM)*.

No microscópio de escaneamento, o nanoposicionamento é um aspecto chave, pois determina diretamente o desempenho do microscópio (DEVASIA *et al.*, 2007). Por exemplo, ao se escanear uma superfície utilizando-se um AFM, a imagem é gerada pela interação do elemento sensor (*probe*) com a superfície da amostra. Quanto mais preciso for o controle de posição do elemento sensor da ponta de prova, maior será a resolução da imagem gerada. O esquema referente ao STM pode ser observado na Figura 1.1(a) enquanto que o do AFM é apresentado na Figura 1.1(b).

Neste contexto, sistemas com nanoposicionadores são utilizados, por exemplo, em litografia no alinhamento das máscaras de materiais foto-resistivos, no preciso posicionamento de *wafers* (camadas de material semicondutor), dopadas ou não, e na inspeção de semicondutores, verificando se a sua construção foi feita de maneira adequada para garantir as propriedades necessárias à sua operação.

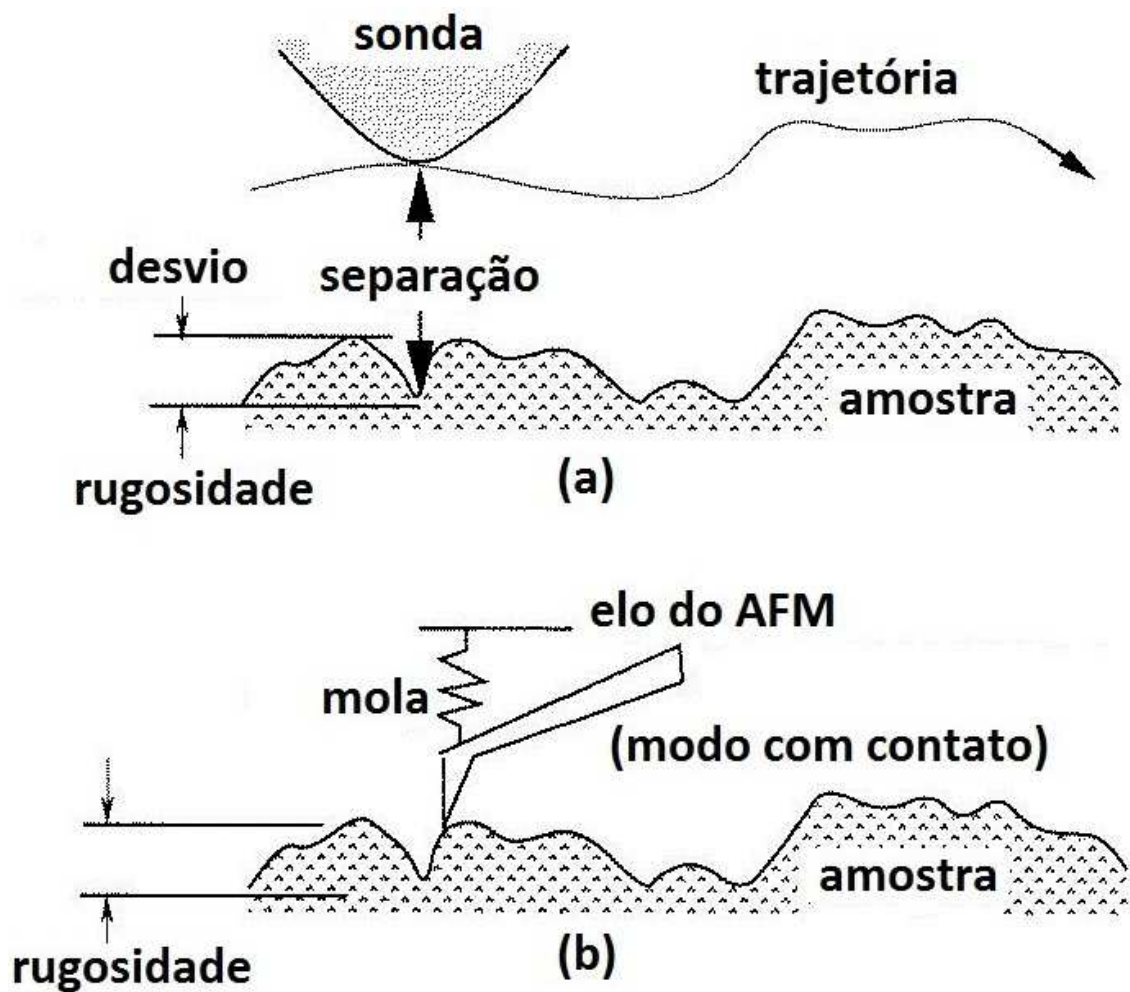


Figura 1.1: Esquemas de varredura. Em (a) sem contato e em (b) com contato. Figura extraída e modificada de (DEVASIA *et al.*, 2007).

1.1.1 Microscopia de Força Atômica

Microscópios de força atômica podem ser utilizados para estudar tanto superfícies condutoras de eletricidade quanto isolantes. São comumente empregados na manipulação individual de átomos de xenônio. Esse instrumento é capaz de medir forças demasiadamente pequenas, menores que um micro Newton, presentes entre a superfície de sua ponta de prova (*probe*) e a da amostra (ALEXANDER *et al.*, 1989).

Primeiramente, a força é estimada com base na deflexão do elo entre o AFM e sua *probe*, que é proporcional a força, por meio de detectores ópticos como apresentado em (ALEXANDER *et al.*, 1989). Após esse procedimento, a informação estimada é injetada na malha de realimentação a fim de ajustar a posição vertical da *probe* almejando manter a deflexão do elo no valor desejado. Uma vez mantida uma pequena deflexão constante no elo, a força de interação do elemento sensor com a superfície da amostra é mantida constante durante o escaneamento. Assim, o posicionamento preciso da ponta de prova é necessário à manutenção da força no nível desejado durante o escaneamento no microscópio de força atômica.

Existem diversas variantes do princípio apresentado acima que utilizam outras propriedades físico-químicas do material para inferir a força de interação entre a *probe* e a superfície da amostra (WIESENDANGER, 1994), (HANSMA, 1999) e (SIDLES *et al.*, 1995). Contudo, o cerne comum entre todas essas maneiras de se realizar o escaneamento é o posicionamento preciso da ponta de prova em relação ao substrato analisado.

1.1.2 Microscopia de Tunelamento

O microscópio de tunelamento, que foi desenvolvido por *Gerd Binnig* e sua equipe em 1981 no laboratório de pesquisas da *International Business Machines* (IBM) em Zurique na Suíça, foi o primeiro instrumento capaz de obter de maneira direta uma imagem tridimensional de superfícies sólidas com resolução atômica. Tais dispositivos só podem ser utilizados para estudar superfícies que possuam algum grau de condutividade elétrica (BHUSHAN, 2004, pp. 325-326).

Esses instrumentos são utilizados na formação de nanocaracterísticas por meio da localização de calor ou da indução de reações químicas na área de atuação de sua ponta de prova. A ampliação capaz de ser realizada por SMPs e AFMs é da ordem de mil a um bilhão de vezes em sua faixa de trabalho, obtendo da amostra imagens de alta resolução e informações de espectroscopia (BHUSHAN, 2004).

Em escaneamentos realizados utilizando microscopia de tunelamento, a vibração natural do dispositivo utilizado implica a distorção da imagem formada (CROFT e DEVASIA, 1999).

Devido à sua dualidade onda-partícula, o elétron pode sofrer o fenômeno de tunelamento. Tal fenômeno consiste da probabilidade de um elétron atravessar uma barreira potencial em situações em que, segundo a mecânica clássica, ele deveria ser totalmente impedido. Esse fenômeno é utilizado como princípio de funcionamento do microscópio de tunelamento. Ao se aproximar a sonda da amostra, se ambos forem condutores, uma corrente de tunelamento pode ser medida. É constatado que a corrente de tunelamento permanece constante uma vez mantida a distância entre ambos. Conforme a sonda percorre a amostra, a variação dessa corrente se torna proporcional à topografia do objeto de estudo e ao potencial elétrico empregado entre esses (BANKS, 2006, pp. 178-179). Por fim, essa informação é utilizada na composição da imagem tridimensional da amostra.

1.2 Motivação

A motivação do estudo desenvolvido nesta Dissertação é a de avaliar a implementação de diferentes estratégias de controle uniaxial de um sistema de nanoposicionamento com foco na aplicação de posicionamento lateral da amostra a ser escaneada por meio do microscópio de força atômica. Abordagens de controle clássico, adaptativo e adaptativo robusto são implementadas na resolução do problema de rastreamento de trajetórias senoidais. Tais trajetórias simplificam o problema de controle servo e podem fornecer padrões de ciclóides e de *Lissajous* para as varreduras laterais (no plano doravante definido como XY) (TUMA *et al.*, 2013).

Visto que existem incertezas associadas aos modelos dinâmicos utilizados nos projetos de controle e que essas podem ser não lineares e variantes no tempo, se justifica a utilização de adaptação paramétrica nos controladores (MOHEIMANI e ELEFTHERIOU, 2013). O controle regulatório implementado no eixo vertical Z (na ponta de prova que escaneia o relevo do substrato analisado) não é considerado neste estudo, pois não havia a disponibilidade de uma ponta de prova para o acoplamento ao nanoposicionador piezoelétrico.

O estado da arte nas aplicações de microscopia de força atômica é o aperfeiçoamento do microscópio para a geração de imagens compatíveis com as taxas utilizadas na produção de vídeos (MOHEIMANI e ELEFTHERIOU, 2013). Para

tal, é preciso investir tanto no projeto mecânico dos AFMs (do inglês, *Atomic Force Microscopes*) quanto no projeto de controle rápido e acurado dos nanoposicionadores laterais (XY) e vertical Z da amostra. O posicionamento de sua ponta de prova atua também no eixo Z do substrato.

1.3 Objetivos

O principal objetivo desta Dissertação é implementar diversas estratégias de controle, comparando os seus desempenhos para operações rápidas e precisas, alcançando erros de rastreamento experimentais menores do que os descritos em (ALBUQUERQUE, 2010), sem o acoplamento de carga ao piezoelétrico. Sabendo-se que o sucesso de controle de posição, e por consequência de nanoposicionamento, é a acurácia e a precisão no sensoreamento da posição e o controle em malha-fechada do sistema (DEVASIA *et al.*, 2007), a proposta deste trabalho é avaliar as melhorias advindas do emprego de algoritmos de controle avançado (*e.g.*, controle adaptativo, controle robusto), na presença de dinâmicas não lineares como a histerese e o creep, que contribuem para a degradação do desempenho do sistema. Para isto, outro objetivo é realizar a modelagem da dinâmica de um sistema de nanoposicionamento, tendo-se em vista o projeto e a simulação do sistema de controle.

1.4 Revisão Bibliográfica

Nesta seção são evidenciados os principais artigos da literatura que servem de base para o desenvolvimento desta Dissertação. Duas divisões são propostas para esta apresentação. A primeira destina-se à revisão da literatura sobre problemas de controle aplicados à nanotecnologia que fundamentou os conceitos utilizados (DEVASIA *et al.*, 2007). Já a segunda estabelece as referências sobre as estratégias de controle aplicadas à sistemas de nanoposicionamento, cujas ideias são utilizadas no estudo para fins de projeto de controle ou comparação de desempenho entre controladores.

1.4.1 Revisão da Literatura de Controle em Sistemas de Nanoposicionamento

Os atributos desejados de um nanoposicionador são: alta resolução, precisão, estabilidade e resposta rápida. O sucesso do nanoposicionamento está diretamente relacionado a fazer uso de um sensor de posição preciso e realizar controle

realimentado de posição. Em (DEVASIA *et al.*, 2007) é apresentada uma visão geral das tecnologias e dispositivos de nanoposicionamento enfatizando o papel fundamental de técnicas avançadas de controle na melhoria da precisão, exatidão e velocidade de operação destes sistemas. Os principais assuntos tratados são: os sistemas de atuação e sensoriamento dos nanoposicionadores, com o enfoque principal para os atuadores piezoelétricos. Tendo em vista o enfoque mencionado, são evidenciados os problemas de controle que são entendidos por meio de modelos dos fenômenos não lineares que ocorrem em atuadores desse tipo, sendo os principais *creep*, para operações em que se deseja manter a posição do nanoatuador constante, e a histerese, para rastreamento de sinais periódicos. Em adição, fenômenos lineares de vibração e atraso, que também dificultam o controle de posição, são identificados.

Controle Linear Clássico

Uma das contribuições do artigo (MERRY *et al.*, 2009) é a aplicação de controle realimentado de posição com atuadores piezoelétricos para os eixos que definem os três graus de liberdade de um microscópio de força atômica, dois responsáveis pelo posicionamento da amostra num plano paralelo à sua superfície (eixos x e y) e o terceiro responsável por manter a força constante entre a ponta de prova e a superfície da amostra possibilitando o mapeamento de sua topografia (eixo z). Outras contribuições são projeto e a aplicação de um termo de controle *feed-forward* para compensar a histerese assimétrica presente no sistema. O grau de acoplamento entre os eixos mencionados é investigado com base na abordagem de modelagem *Multiple Input Multiple Output - MIMO*. Uma vez que as dinâmicas são consideradas desacopladas na faixa de frequência de interesse, controles realimentados são projetados para cada grau de liberdade separadamente.

Para a modelagem do fenômeno de histerese assimétrico presente no sistema, um modelo estendido de Coleman-Hodgdon (COLEMAN e HODGDON, 1986) é adotado. Esse modelo é utilizado no sentido de sintetizar o termo de controle *feedforward* para a compensação do efeito da histerese. O esquema de controle exposto é apresentado na figura 1.2.

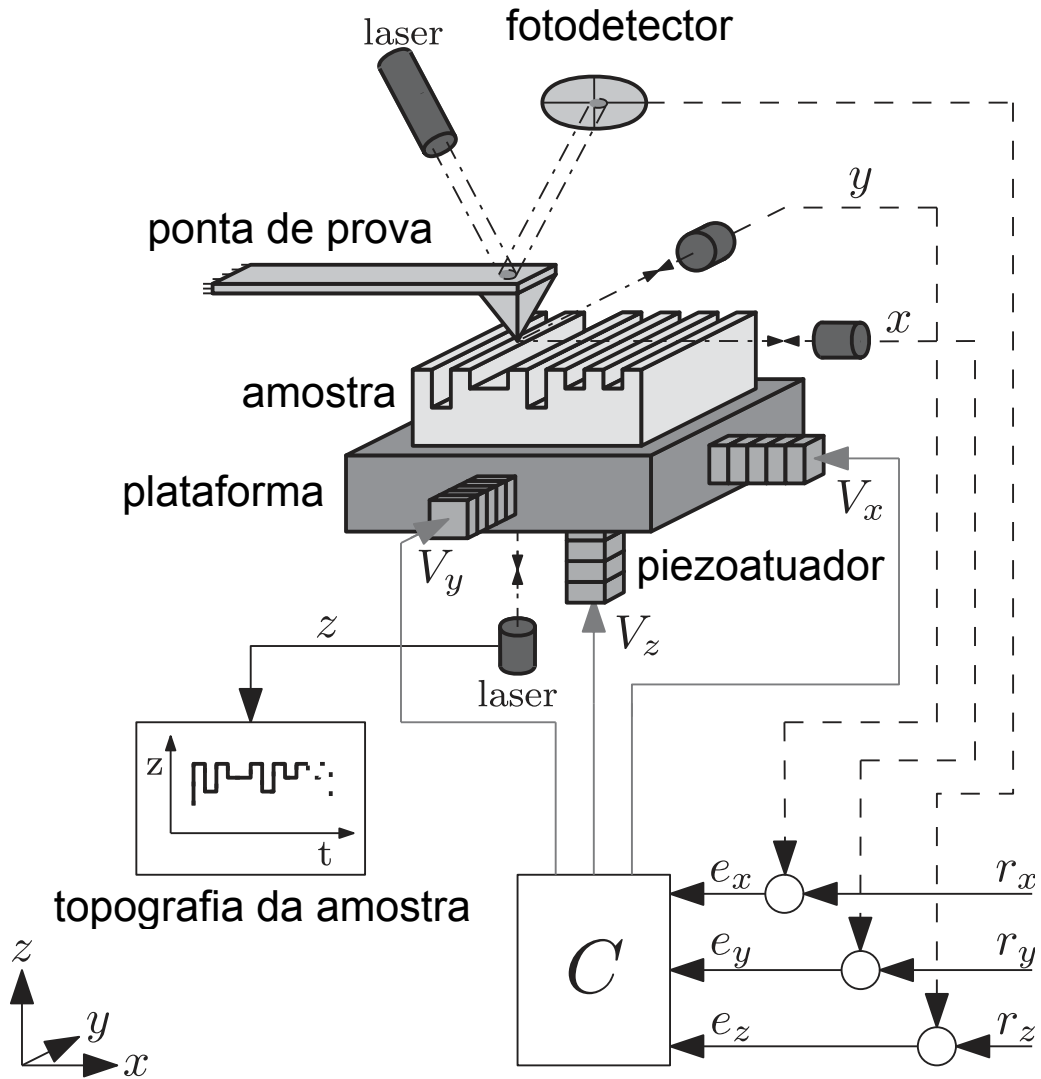


Figura 1.2: Esquema de controle do microscópio de força atômica. A topografia da amostra é feita no eixo Z. Figura extraída de (MERRY *et al.*, 2009).

A estratégia de controle de posição representada pelo bloco C é composta por três controladores *Single Input Single Output - SISO* projetados usando técnicas de análise frequencial (do inglês, *loopshaping*) para a realimentação e a compensação *feedforward* do efeito da histerese com base no modelo de Coleman-Hodgdon identificado.

O problema de vibração do nanoatuador piezoelétrico pode ser resolvido pela utilização de um filtro *notch* (rejeita faixa) ajustado na faixa da frequência de ressonância do sistema. Esse filtro encontra-se após borne de entrada do sinal de controle no sistema de acionamento E-665.CR do piezoatuador. Alternativamente, segundo (APHALE *et al.*, 2007), a vibração pode ser eliminada via estratégia de

controle IRC (do inglês, *Integral Resonant Control*), que consiste da adição de um termo de transferência direta à um sistema modificando a sua função de transferência de polos ressonantes seguidos por zeros entrelaçados, para zeros seguidos por polos entrelaçados. A aplicação de uma realimentação integral fornece bom desempenho e margem de fase, contudo a ordem do sistema resultante aumenta e por consequência o projeto de controle se torna mais complexo. Por meio dessa estratégia, detalhada em (APHALE *et al.*, 2007), é possível diminuir o ganho do sistema na frequência de ressonância, atenuando assim as vibrações.

Controle LQR (*Linear-Quadratic Regulator*)

Parcialmente motivado por aplicações em sistemas de AFM, o artigo (ESBROOK *et al.*, 2010) considera o problema de rastreamento de sinais periódicos para uma classe de sistemas consistindo de dinâmicas lineares precedidas por um operador Prandtl-Ishlinskii de histerese, em que incertezas existem tanto na dinâmica linear quanto no operador de histerese. Um servo controlador é utilizado combinado com uma aproximação para a inversa do modelo de histerese no sentido de alcançar rastreamento preciso e rápido.

O servo-compensador acomoda o modelo interno do sinal de referência e um número finito de termos harmônicos. É demonstrado que, com o operador de histerese de Prandtl-Ishlinskii (PI) (BROKATE e SPREKELS, 1996, pp. 86-92), o sistema em malha fechada possui uma solução única, assintoticamente estável e periódica, que justifica o tratamento do erro de inversão da histerese como uma perturbação exógena periódica. Consequentemente, o erro assintótico de rastreamento pode ser forçado a ser arbitrariamente pequeno quando o servo compensador acomoda um número suficiente de termos harmônicos. Robustez com respeito à incertezas na dinâmica também é estabelecida. Simulações e experimentos são apresentados para validar a abordagem e avaliar o efeito da inversão da histerese. Em diagrama de blocos, o esquema proposto nesse artigo segue em 1.3.

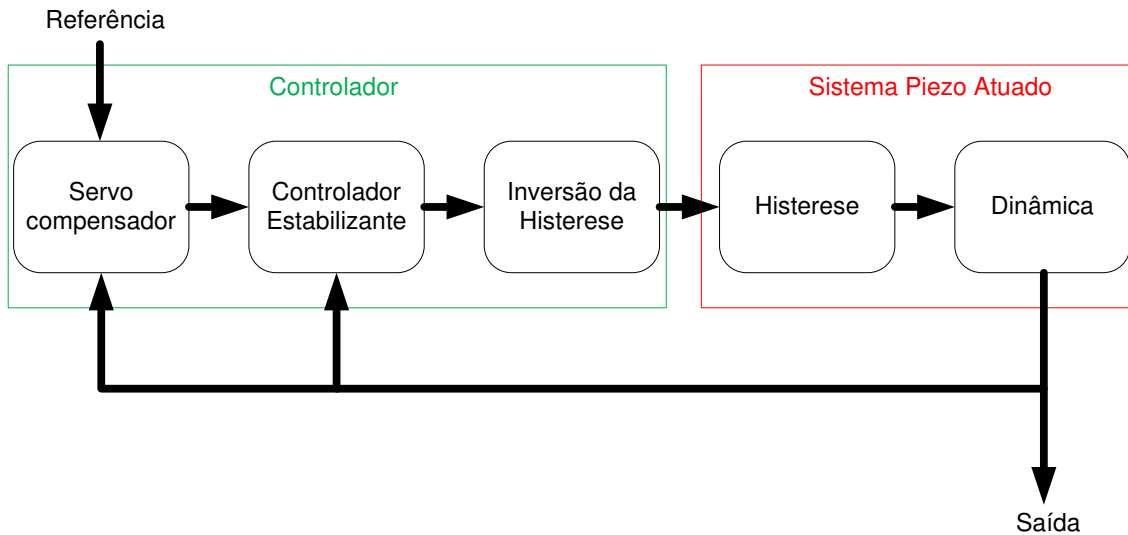


Figura 1.3: Diagrama de blocos do servo controlador LQR.

Um problema crucial que deve ser tratado no controle de nanoposicionadores é que o comportamento da planta varia muito sob diferentes condições de operação. Especificamente, a frequência de ressonância da planta é altamente afetada pelas condições de carga do sistema. Dessa maneira, em (ESBROOK *et al.*, 2010), os autores usam um método LQR robusto para estabilizar o sistema em malha fechada em face à adição de carga ao mesmo.

Controle adaptativo

O artigo (HSU e COSTA, 1991) trata de uma abordagem alternativa para analisar a robustez de sistemas adaptativos no tocante à dinâmicas não modeladas e distúrbios externos. É demonstrado que um algoritmo de adaptação com base na lei do gradiente utilizando uma modificação σ , associada a uma projeção do vetor de parâmetros, pode prover ao sistema estabilidade global assintótica com respeito a um conjunto compacto residual sob requisitos moderados. Condições são consideradas para garantir pequeno erro de rastreamento, particularmente no caso de adaptação rápida. Essa abordagem também permite mostrar que certas hipóteses restritivas, anteriormente necessárias, podem ser de fato descartadas.

O artigo (HSU e COSTA, 1994) revisa e estende resultados anteriores em algoritmos de controle entrada/saída baseados em estrutura variável adaptativa e suas versões binárias, no sentido de *Emelyanov* (EMELYANOV, 1987). O resultado posterior foi formulado somente para o caso de plantas lineares com grau relativo unitário. Neste, um novo controlador é proposto para o caso geral com sistemas de grau relativo arbitrário. O novo esquema de controle com adaptação, definido

como *binary model reference adaptive control* (B-MRAC), possui propriedades de estabilidade global exponencial.

Variable Structure - Model Reference Adaptive Controller (VS-MRAC) é o controle adaptativo de sistemas, sendo a adaptação paramétrica (*Parameter Adaptation - PA*) dependente apenas de medições entrada/saída. Enquanto o último é baseado em algum tipo de estimação de parâmetros, o primeiro depende de síntese de sinal. Em contraposição ao controle por adaptação paramétrica, convergência exponencial global pode ser provada para sistemas à estrutura variável, sem o requisito de riqueza sobre o sinal. No entanto, se por um lado o denominado VS-MRAC exibe considerável invariância, robustez e propriedades de convergência, por outro lado esse não está livre de problemas. Os mesmos se manifestam na excessiva ação de controle e na presença de dificuldades com a implementação prática. Alternativas para esses problemas existem, por exemplo, a introdução de zonas lineares ou camadas de limite (HSU e COSTA, 1994). No entanto, o sistema resultante se torna mais dependente da síntese de sinal que de adaptação paramétrica.

Nesse contexto, é proposta a utilização do B-MRAC. Se o sistema é linear e invariante no tempo ou varia lentamente, não apresentando saltos frequentes, parece ser mais razoável escolher um esquema de adaptação que combine PA com VS. Esse controlador híbrido poderia, na melhor das hipóteses, herdar boas propriedades de regime transiente dos controladores VS e as desejáveis propriedades de regime permanente dos controladores PA. Nesse sentido de desenvolvimento híbrido do projeto de controle situa-se o B-MRAC, que é a versão binária do VS-MRAC, sendo estruturado com projeção e adaptação rápida, unindo estrutura variável e adaptação paramétrica.

Em (HSU e COSTA, 1994), o controlador VS-MRAC serve como base para o desenvolvimento do B-MRAC.

Controle robusto adaptativo

No artigo (ZHONG e YAO, 2008) é mostrado por meio de experimentos que o rastreamento rápido e acurado pode ser realizado por meio da integração entre a estratégia de controle robusto adaptativo e a modelagem orientada à controle das não linearidades. Especificamente, as dinâmicas rápida e lenta do sistema de posicionamento, devido à efeitos não lineares tais como histerese e *drift* respectivamente são identificadas, sendo a primeira considerada no projeto de controle.

Tendo em vista a modelagem orientada a controle, um simples modelo não linear de primeira ordem com parâmetros desconhecidos e distúrbios limitados é utilizado para capturar a essência das dinâmicas rápida e lenta previamente mencionadas. Um controlador adaptativo robusto (*Adaptive Robust Control - ARC*) é projetado para compensar o efeito dos parâmetros desconhecidos e dos distúrbios limitados, o qual realiza uma compensação dinâmica do modelo com base na estratégia de adaptação em tempo real (*online*) a qual minimiza os erros de rastreamento.

O esquema do aparato experimental utilizado em (ZHONG e YAO, 2008) segue na Figura 1.4:

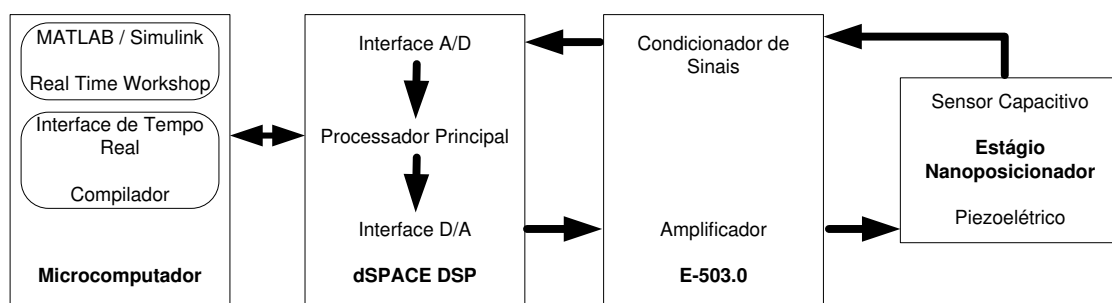


Figura 1.4: Montagem experimental de (ZHONG e YAO, 2008).

Comparação entre controle adaptativo com dinâmica não modelada e controle robusto adaptativo

O controlador B-MRAC, proposto em 1994 no artigo (HSU e COSTA, 1994), se baseia na teoria de controle adaptativo por modelo de referência. Esse controlador utiliza uma lei gradiente de adaptação com uma σ -modificação de alto ganho, que deriva de um esquema de controle binário. O princípio de projeção da adaptação é evidente por meio da análise da σ -modificação. Propriedades de estabilidade global exponencial são provadas.

O controlador ARC, proposto em 1999 no artigo (XU e YAO, 1999), tem como base a dinâmica do modelo adotado para o sistema e adota uma lei de controle com duas partes. Uma adaptativa direta responsável pela compensação do modelo ajustável e a outra robusta consistindo de dois termos: o primeiro é a realimentação proporcional que se encarrega de estabilizar o sistema nominal e o segundo é a robusta com base em um termo de alto ganho utilizada para atenuar os efeitos das incertezas do modelo.

Condições de limitantes superiores e inferiores são impostas por meio de projeções descontínuas a cada parâmetro adaptado. Também é considerado um parâmetro que determina a variação assumida em torno do modelo linear que representa o efeito de histerese. Tais condições são utilizadas na prova de estabilidade do controlador, no cálculo de sua taxa de convergência e na sua sintonia.

Destacando-se primeiramente as diferenças entre os dois estudos, o controlador proposto em (HSU e COSTA, 1994) é anterior ao proposto em (YAO, 1997). O segundo faz uso de um termo de controle robusto composto por parcelas proporcional e robusta de alto ganho que depende dos limites da projeção e das restrições sobre os parâmetros que majoram as incertezas do sistema em relação aos modelos considerados.

As semelhanças entre os trabalhos (HSU e COSTA, 1994) e (YAO, 1997) é notória no que tange ao uso de adaptação paramétrica por meio de uma lei gradiente ou equivalente à mesma com projeção e ainda nas restrições e condições impostas para a garantia de estabilidade. Em suma, o controlador ARC usado proposto em (YAO, 1997) é uma implementação do controlador B-MRAC proposto em (HSU e COSTA, 1991) adicionando-se um termo robusto de alto ganho e com uma implementação alternativa para a projeção paramétrica.

Controle adaptativo de sistemas não lineares com histerese

No artigo (ZHOU *et al.*, 2012), é considerada uma classe de sistemas não lineares precedidos por histerese representada pelo modelo de *Bouc-Wen*. Uma função inversa da histerese é construída e utilizada para cancelar os efeitos dessa não linearidade no projeto do controlador por meio da técnica *backstepping*.

Para o projeto e implementação do controlador, nenhum conhecimento sobre os parâmetros do sistema é assumido. É demonstrado que o controlador proposto não somente garante estabilidade assintótica, como também desempenho no transiente.

O fenômeno de histerese existe em uma ampla gama de sistemas físicos e dispositivos que são utilizados nas seguintes áreas: biologia óptica, eletromagnetismo, atuadores mecânicos, circuitos de relés eletrônicos, dentre outros. Essa não linearidade muitas vezes limita o desempenho do sistema. O alcance de desempenho de rastreamento para sistemas com histerese é um desafio, por isso a consideração desse fenômeno não linear no projeto de controle é importante.

No sentido de superar tal desafio, é vital encontrar um modelo que possa descrever o comportamento não linear do processo de histerese e ainda ser utilizado para o projeto de controle. Vários modelos matemáticos têm sido propostos para esse fim, tais quais os modelos de: *Duhem*, *Presaich*, *Krasnosel'skii-Pokrovkii*, o operador de histerese de *Prandtl-Ishlinskii*, o modelo diferencial de *Bouc-Wen* e o modelo de histerese de linhas-segmentos.

Pesquisas sobre controle adaptativo de sistemas com histerese têm recebido grande atenção nos últimos anos. Quando a histerese é representada por equações diferenciais, sua inversa é impossível ou extremamente difícil de ser obtida. No artigo (ISMAIL *et al.*, 2009), um esquema de controle adaptativo simples, com base na retroalimentação da saída, é desenvolvido para uma classe geral de sistemas não lineares precedidos por um atuador com histerese. Esse fenômeno não linear é descrito por um modelo diferencial modificado de *Bouc-Wen*. A fim de melhorar o desempenho do sistema, a histerese é considerada no projeto de controle em vez de apenas ter seu efeito contabilizado como uma perturbação limitada, como em (ZHONG e YAO, 2008).

Técnicas de controle para aumentar a velocidade de escaneamento e minimizar artefatos em microscopia de força atômica por *tapping-mode*

A geração do sinal, que irá fornecer as informações sobre o relevo da amostra analisada pelo microscópio de força atômica, ocorre no eixo Z. A caracterização do problema de controle nesse eixo é a de regulação de perturbações e a manutenção da distância, entre amostra e ponta de prova, constante. Sabe-se que a técnica óptica de medição da posição, com base na deflexão da haste da ponta de prova, possui uma limitação de resolução de 400 nm. Adicionalmente, esse método de medição apresenta problemas de geração de ruído no sensor, as causas para tais são: a reflexão na amostra, a reflexão na ponta de prova e a reflexão da amostra na fonte do laser. Por consequência dessas limitações, alguns sistemas optam por utilizar um nanoposicionador piezoelétrico para exercer essa função de medição de força na ponta de prova. A formação da imagem tridimensional da amostra decorre da composição da força medida no eixo Z com as posições da amostra nos eixos X e Y, sendo os últimos os deslocamentos laterais (FAIRBAIRN e MOHEIMANI, 2013).

No tocante aos possíveis padrões para as varreduras laterais, a onda triangular aplicada para o escaneamento da amostra com o padrão *raster* introduz componentes de alta frequência no sinal a ser processado para a geração da imagem da amostra (FAIRBAIRN e MOHEIMANI, 2013). A maioria dos AFMs utilizam

posicionadores laterais piezoelétricos em tubos (pilhas), tipicamente com frequências de ressonâncias inferiores à 1 kHz. Conforme a velocidade de escaneamento aumenta, a probabilidade de excitação desses modos ressonantes dos posicionadores laterais também se eleva. A vibração resultante do escaneador produz distorções (artefatos) na imagem gerada.

Uma prática comum é limitar a frequência da onda triangular à menos de 1% da primeira frequência de ressonância do microscópio, tipicamente 10 Hz. Por essa razão se justifica o emprego de trajetórias laterais mais suaves à exemplo das senoidais que compõem os padrões ciclóide e *Lissajous*.

Os quatro pilares do nanoposicionamento para microscopia de força atômica

O conteúdo de (TUMA *et al.*, 2013) que é mais relevante para o estudo desenvolvido nesta Dissertação é a apresentação de uma visão geral das trajetórias laterais utilizadas para o escaneamento da ponta de prova do microscópio de força atômica. Os padrões abordados são: *raster* ou convencional, espiral, ciclóide e *Lissajous*. Os mesmos são apresentados nas Figuras 1.5, 1.6, 1.7 e 1.8.

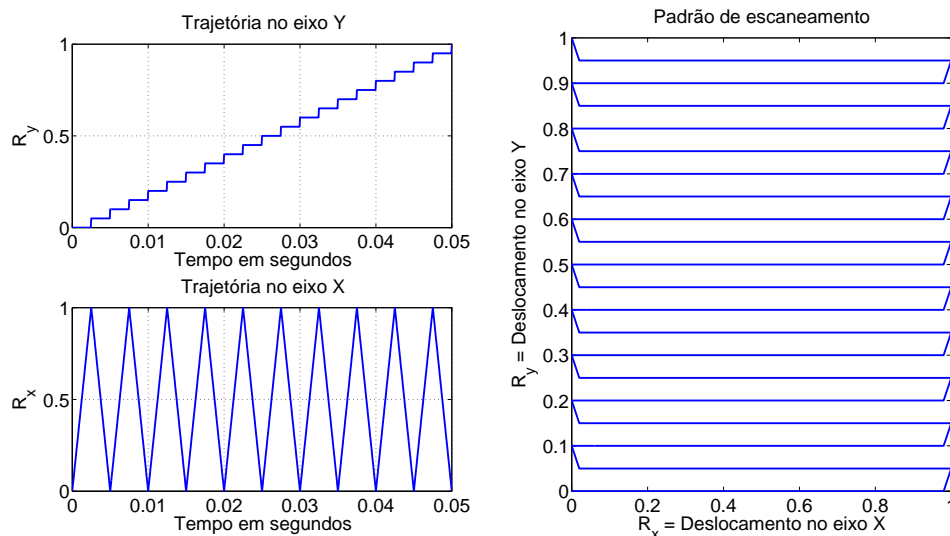


Figura 1.5: Padrão de escaneamento convencional ou *raster* utilizado em microscopia.

As equações que regem o comportamento das trajetórias laterais para o padrão *raster* tratado no gráfico são:

$$\begin{aligned}
R_y &= \frac{A_y}{N} \left(u\left(t - \left(\frac{t_f}{N}\right)\right) + u\left(t - 2\left(\frac{t_f}{N}\right)\right) + \dots + u(t - t_f) \right), \\
R_x &= A_x \int_0^{t_f} \text{sgn}\left(\text{sen}\left(\frac{N\pi}{t_f} t\right)\right) dt,
\end{aligned} \tag{1.1}$$

em que t_f é o tempo final do escaneamento, sendo a frequência f do sinal de referência no eixo X da trajetória lateral $f = \frac{10}{t_f} = \frac{1}{T}$ (T o período da onda triangular), A_y é a máxima distância em que se deseja escanear a amostra no eixo Y, A_x é a máxima distância em que se deseja escanear a amostra no eixo X e N é o passo de varredura a ser adotado no eixo Y, sendo $N = 2 \frac{t_f}{T}$.

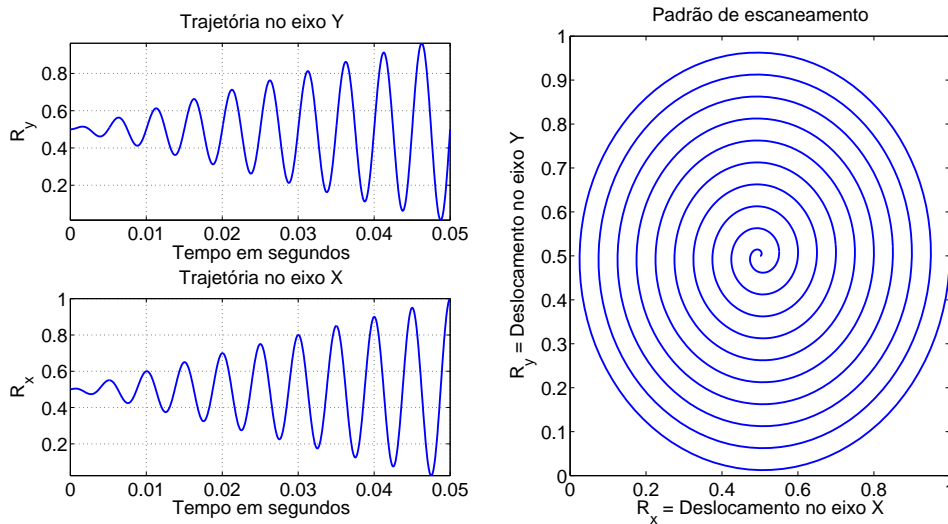


Figura 1.6: Padrão de escaneamento espiral utilizado em microscopia.

As equações que regem o comportamento das trajetórias laterais para o padrão espiral são:

$$\begin{aligned}
R_y &= R(t) \cos(2\pi f t) + \frac{A}{2}, \\
R_x &= R(t) \text{sen}(2\pi f t) + \frac{A}{2},
\end{aligned} \tag{1.2}$$

em que f é a frequência do sinal de referência nos eixos X e Y das trajetórias laterais, $R(t)$ é uma reta $R(t) = f t$ e A é a máxima distância lateral em que se deseja escanear a amostra (considerando que as distâncias máximas em X e Y são iguais).

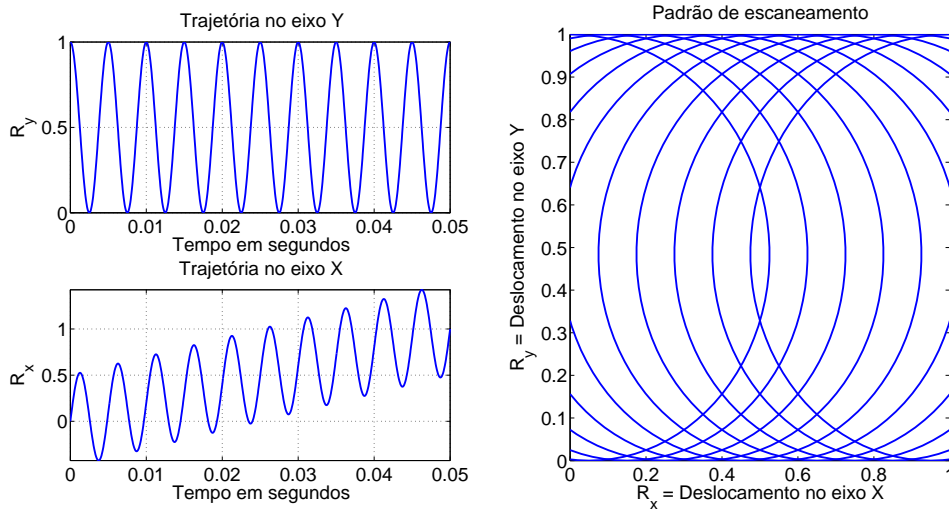


Figura 1.7: Padrão de escaneamento ciclóide utilizado em microscopia.

As equações que regem o comportamento das trajetórias laterais para o padrão ciclóide são:

$$\begin{aligned} R_y &= \alpha t + \text{sen}(2 \pi f t), \\ R_x &= \cos(2 \pi f t) + \frac{A}{2}, \end{aligned} \quad (1.3)$$

em que t_f é o tempo final do escaneamento, f é a frequência do sinal de referência nos eixos X e Y das trajetórias laterais, α é uma constante ($\alpha = A/t_f$) e A é a máxima distância lateral em que se deseja escanear a amostra (considerando que as distâncias máximas em X e Y são iguais).

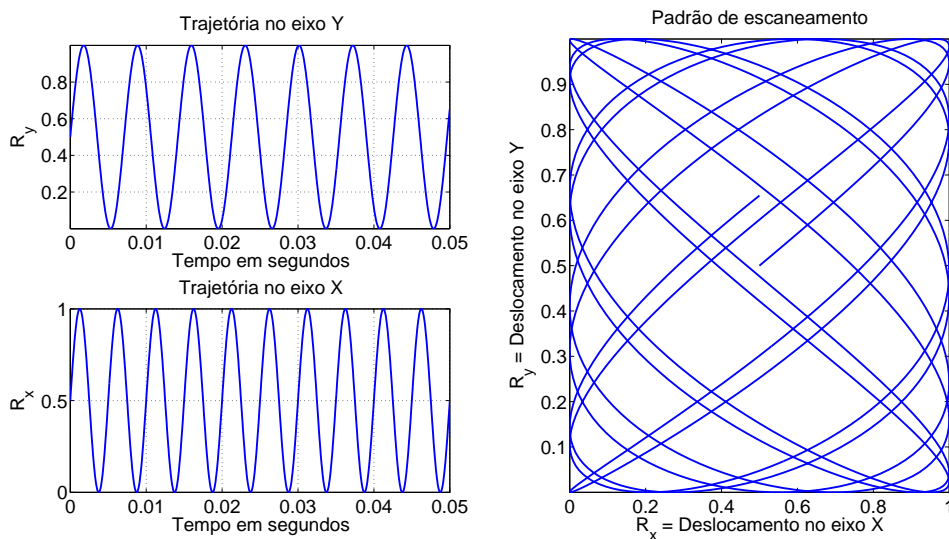


Figura 1.8: Padrão de escaneamento *Lissajous* utilizado em microscopia.

As equações que regem o comportamento das trajetórias laterais para o padrão *Lissajous* são:

$$\begin{aligned}R_y &= \frac{A}{2} \text{sen}(2 \pi f_y t) + \frac{A}{2}, \\R_x &= \frac{A}{2} \text{sen}(2 \pi f_x t) + \frac{A}{2},\end{aligned}\tag{1.4}$$

em que f_x é a frequência do sinal de referência do eixo X , no caso tratado $f_x = 200 \text{ Hz}$, f_y é a frequência do sinal de referência do eixo Y , no caso tratado $f_y = 141 \text{ Hz}$ e A é a máxima distância lateral em que se deseja escanear a amostra (considerando que as distâncias máximas em X e Y são iguais).

Segundo (TUMA *et al.*, 2013), as propriedades das trajetórias de varredura por meio do padrão *Lissajous*, como a sua resolução temporal e espacial, são em grande parte determinadas pelas frequências f_x e f_y . Ao contrário do padrão *raster* ou convencional, as relações entre a resolução espacial e os sinais de referência não são triviais. Por exemplo, pode ser demonstrado que, se a razão f_x e f_y for um número racional, o escaneamento *Lissajous* possui a duração $T = \text{MMC}(1/f_x, 1/f_y)$, em que *MMC* retorna o menor múltiplo comum entre os argumentos da função.

Projeto e Controle de nanoposicionamento de alta velocidade

O artigo (SHAN e LEANG, 2013) aborda o problema de posicionamento preciso para sistemas que operam de maneira periódica, tais como escaneamento tipo *raster* para microscopia de força atômica. Em várias aplicações, nanoposicionadores são utilizados para rastrear trajetórias de referência periódicas, vide seção anterior. Otimizar o projeto mecânico e o controlador para rastrear trajetórias periódicas desejadas à tempo é essencial.

No artigo (SHAN e LEANG, 2013), uma estratégia de controle repetitivo é apresentada para o rastreamento de trajetórias de referência periódicas. O controlador projetado é aplicado à um protótipo, cuja configuração cinemática do estágio de acionamento piezoelétrico é em série. Este arranjo cinemático em série, faz menção ao fato de que cada atuador piezoelétrico é atribuído ao controle de unicamente um grau de liberdade do sistema, não havendo atuação redundante nos graus de liberdade. Cada um dos graus de liberdade é acionado por exatamente um piezoelétrico dedicado. A aplicação descrita anteriormente é implementada em um microscópio de força atômica utilizado para nanofabricação.

A adoção da estratégia de controle repetitivo para microscopia, com estágios de configuração cinemática em série, é adequada segundo (SHAN e LEANG, 2013). O controle repetitivo é uma aplicação direta do princípio do modelo interno, em que o gerador de sinal é incorporado à malha de realimentação para prover alto ganho da frequência fundamental da referência e de seus harmônicos. Recentemente, a abordagem RC (do inglês, *Repetitive Control*) foi estudada para aplicações em microscópios de força atômica atuados por cristais piezoelétricos (ARIDOGAN *et al.*, 2009).

O controlador repetitivo possui a habilidade de reduzir o erro de rastreamento conforme o número de ciclos de operação aumenta, não necessita de que a condição inicial do sistema seja reiniciada a cada iteração. Adicionalmente, comparado ao *feedforward* baseado em modelo, não requer um extensivo processo de modelagem do sistema. Em função de variações na dinâmica do sistema, seja por envelhecimento ou mudanças na temperatura de operação, a abordagem em malha aberta do *feedforward* perde robustez (SHAN e LEANG, 2013).

1.5 Trabalhos Precedentes de Nanoposicionamento desenvolvidos no Laboratório de Controle da COPPE-UFRJ

Como motivação primária para a presente Dissertação, há um projeto sendo realizado no Laboratório de Controle da COPPE-UFRJ que trata do estudo de um sistema de nanoposicionamento. Primeiramente, em (NATAL, 2008), apenas simulações do sistema são realizadas e o mesmo é controlado por meio da estratégia *Global Robust Exact Differentiator/ Binary Model Reference Adaptive Control* (GRED/B-MRAC), que consiste do B-MRAC, descrito anteriormente, utilizando um método generalizado para a obtenção da derivada dos sinais envolvidos no algoritmo.

O modelo adotado em (NATAL, 2008) é de segunda ordem baseado na proposta de (176- IEEE STANDARD ON PIEZOELECTRICITY, 1987) para o comportamento mecânico do nanoposicionador, juntamente com uma perturbação limitada aditiva à entrada do sistema. Tal perturbação possui o objetivo de representar a histerese, baseada no artigo (SHIEH e HSU, 2007), e faz uso de uma equação diferencial não-linear de primeira ordem, sendo validada apenas por comparação das simulações com quatro resultados experimentais apresentados em (SHIEH e HSU, 2007).

São descritas as teorias de controle por meio das estratégias: MRAC, B-MRAC e GRED/B-MRAC. A última estratégia é implementada, em (NATAL, 2008), por meio de simulações com base no modelo explicitado em (NATAL, 2008).

Após (NATAL, 2008), no mesmo Laboratório de Controle da COPPE-UFRJ, foi desenvolvida outra Dissertação sobre o mesmo tema (ALBUQUERQUE, 2010). A aquisição de um sistema de nanoposicionamento da *Physik Instrumente* possibilitou a obtenção de resultados experimentais tanto de modelagem, quanto de controle.

Em (ALBUQUERQUE, 2010), os resultados de modelagem são validados por experimentos. Contudo o modelo de histerese é pouco explorado do ponto de vista de implementação prática, poucos cenários do sinal de referência são analisados. Nessa Dissertação também é considerado o fenômeno de *creep* cujo modelo adotado é dependente de um parâmetro temporal, o que dificulta a sua implementação computacional.

Os controladores implementados em (ALBUQUERQUE, 2010) são comparados por meio de indicadores de desempenho. Novamente o controlador proporcional integral (utilizado pelo fabricante, *Physik Instrumente*) é utilizado como padrão de referência. O controlador adaptativo robusto utilizado nessa Dissertação é o que apresenta o melhor desempenho, que se traduz no menor erro de rastreamento. No entanto, as simulações e os experimentos se restringem à frequências de até 100 Hz para os sinais de referência.

Em (SOARES, 2011), ocorre a apresentação individual dos dispositivos que compõem o sistema experimental utilizado neste projeto de conclusão de curso, acompanhado de sua modelagem e do projeto de um controlador adaptativo robusto capaz de obter um desempenho satisfatório ainda que a frequência do sinal de referência seja grande. O termo robusto empregado juntamente com a adaptação paramétrica atua no sentido de compensar as incertezas associadas ao modelo e distúrbios de variação lenta. Esse controlador tem seu desempenho comparado a um controlador com ações proporcional e integral, um controlador adaptativo baseado no modelo de referência e um controlador proporcional e integral com *feedforward* baseado no modelo de referência identificado. Para a comparação são usadas métricas do erro de rastreamento. O estudo comparativo entre os resultados obtidos com esses indicadores comprovou a eficiência e precisão do esquema proposto para operações em alta frequência.

Diante desse cenário, a proposta da presente Dissertação é complementar os estudos anteriores, implementando: práticas de modelagem com resultados mais representativos do sistema experimental e estratégias de controle com desempenho de rastreamento superior aos anteriores.

1.6 Organização do Texto

A organização do conteúdo dessa Dissertação é feita segundo a descrição atribuída a cada capítulo pelos itens abaixo:

- No Capítulo 2 são apresentados os sistemas que compõe o nanoposicionador experimental bem como os procedimentos de configuração que devem preceder a sua operação.
- No Capítulo 3 a modelagem e a identificação do sistema experimental são descritas. Tal procedimento analisa o problema de modelagem segundo uma composição da contribuição de três parcelas fundamentais: a dinâmica linear, o *creep* e a histerese. Considera-se que o efeito do ruído de medição é desprezível.
- No Capítulo 4 os projetos dos controladores são realizados. As etapas de desenvolvimento das leis de controle, bem como os resultados de simulação do modelo encontrado no Capítulo 3 e os resultados experimentais são apresentados.
- O Capítulo 5 apresenta a análise dos resultados experimentais sob à luz da avaliação de indicadores de desempenho baseados nos erros de rastreamento.
- Por fim, o Capítulo 6 consiste da exposição das conclusões e das contribuições dessa Dissertação.
- No Apêndice A, detalhes sobre a montagem dos experimentos, a utilização dos equipamentos e dos *softwares* são descritos. Já no Apêndice B o código utilizado na obtenção experimental da resposta em frequência do sistema de nanoposicionamento é exposto. Finalizando a Dissertação, no Apêndice C o projeto generalizado do controlador binário é apresentado.

Capítulo 2

Sistema Experimental de Nanoposicionamento

Neste capítulo, os equipamentos utilizados no sistema de nanoposicionamento são apresentados e suas principais características são descritas.

2.1 Elementos do Sistema

A configuração experimental é descrita pela Figura 2.1, na qual constam as conexões entre os dispositivos que compõem o sistema de nanoposicionamento. Os seguintes sinais são definidos: a referência (r), o sinal de controle (u) e o sinal de saída medido pelo sensor de posição (y).

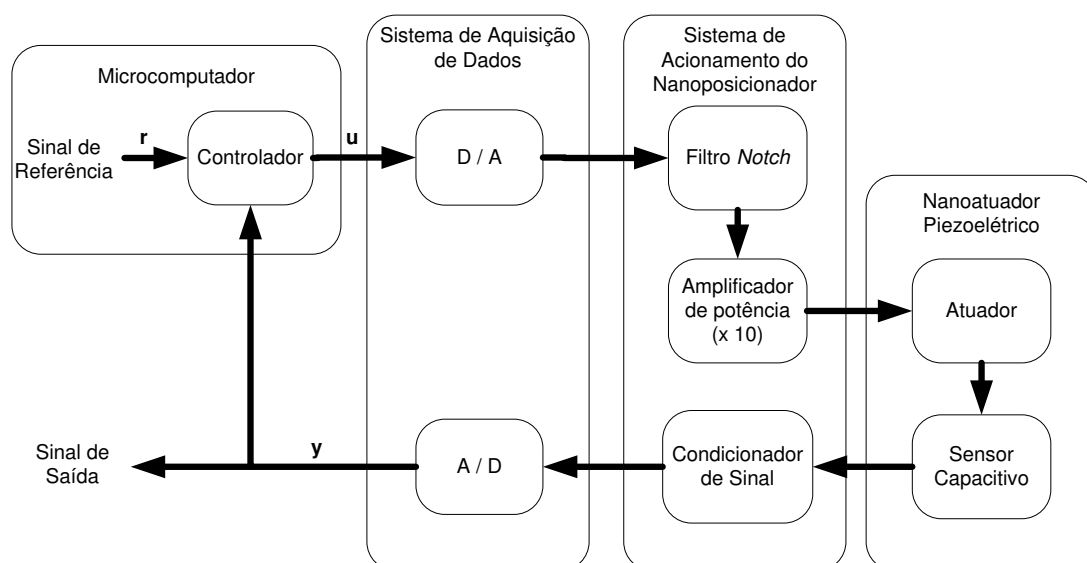


Figura 2.1: Diagrama de blocos da configuração experimental.

A Figura 2.2 apresenta o sistema experimental montado no Laboratório de Controle da COPPE-UFRJ.



Figura 2.2: Foto do sistema experimental do nanoposicionador.

2.1.1 Piezoatuador P-753.1C

O P-753.1CD (Figura 2.3) é um atuador linear, monolítico de cerâmica em multicamadas, de alta velocidade. Esse é equipado com sensor capacitivo, sem atrito, um sistema orientador de flexão de duas hastes e drives que proporcionam um desempenho de varredura na faixa de $12\ \mu\text{m}$, com tempo de assentamento rápido e erro de orientação da extremidade pequeno.

O projeto de tração direta em conjunto com a atenção especial dedicada à redução de massa resultam na significativa redução das forças inerciais de recolhimento aplicadas nas estruturas de suporte. Com isso, a resposta geral do sistema melhora, sua banda passante aumenta e se obtém um tempo de assentamento da ordem de milissegundos. Os dados técnicos estão na Tabela 2.1.

Por ser um atuador da categoria PICMA (PHYSIK INSTRUMENTE, 2009-2010), o mesmo é feito de um material cerâmico no qual as propriedades físicas tais como a rigidez, a capacitância, o deslocamento, a sensibilidade à temperatura e a vida útil são combinadas.



Figura 2.3: Atuador piezoelétrico P-753.1CD (PHYSIK INSTRUMENTE, 2009-2010).

Tabela 2.1: Especificações técnicas do P-753.1CD.

Eixo ativo	X
Tipo de sensor integrado	Capacitivo
Excursão máxima em malha fechada	12 μm
Resolução	0,05 nm
Linearidade em malha fechada	0,03%
Rigidez	45 $N/\mu m$
Capacidade de carga	100N(Compressão) e 20N(Extensão)
Carga máxima	10kg
Carga lateral máxima	2kg
Inclinação da extremidade	$\pm 5 \mu rad$
Capacitância elétrica	1,5 $\mu F \pm 20\%$
Coefficiente dinâmico de corrente operacional	12 $\mu A/(Hz \mu m)$
Frequência de ressonância sem carga	5,6 $kHz \pm 20\%$
Frequência de ressonância com carga de 200 g	2,5 $kHz \pm 20\%$
Faixa de temperatura de operação	-20 °C a +80 °C

As camadas de cerâmica mencionadas anteriormente são do tipo 252 do fabricante (*Physik Instrumente*), o qual tem suas características físicas muito próximas daquelas do tipo 255, que consiste de um material PZT (*lead zirconate titanate*) modificado com elevada temperatura de Curie, alta permissividade, elevado fator de acoplamento e alta carga constantes. Esse material foi otimizado para aplicações dinâmicas em ambiente com alta temperatura. Suas constantes físicas são apresentadas na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Especificações do material Piezoelétrico do P-753.1CD.

Propriedades físicas e dielétricas	Parâmetros
Densidade	7,80 (g/cm ³)
Temperatura de Curie	350 (°C)
Permissividade na direção da polarização ($\epsilon_{33}^T/\epsilon_0$)	1750
Permissividade perpendicular à polarização (ϵ/ϵ)	1650
Fator de perdas dielétricas ($\tan \delta$)	20
Fator de acoplamento (kp)	0,62
Fator de acoplamento (kt)	0,47
Fator de acoplamento (k_{31})	0,35
Fator de acoplamento (k_{33})	0,69
Fator de acoplamento (k_{15})	0,66
Constante piezoelétrica de carga (d_{31})	-180 (10 ⁻¹² · C/N)
Constante piezoelétrica de carga (d_{33})	400 (10 ⁻¹² · C/N)
Constante piezoelétrica de carga (d_{15})	550 (10 ⁻¹² · C/N)
Constante piezoelétrica de tensão (g_{31})	-11,3 (10 ⁻³ · V · m/N)
Constante piezoelétrica de tensão (g_{33})	25 (10 ⁻³ · V · m/N)
Constante de frequência (Np)	2000 (Hz · m)
Constante de frequência (N_1)	1420 (Hz · m)
Constante de frequência (Nt)	2000 (Hz · m)
Constante elástica (S_{11}^E)	16,1 (10 ⁻¹² · m ² /N)
Constante elástica (S_{33}^E)	20,7 (10 ⁻¹² · m ² /N)
Fator mecânico de qualidade (Qm)	80
Coefficiente de temperatura de ϵ_{33}	4 (10 ⁻³ /K)
Constante dielétrica relativa (C)	-1,0% por década
Fator de acoplamento (C_K)	-1,0% por década

2.1.2 Sistema Eletrônico de Acionamento do Nanoposicionador E-665.CR

O E-665.CR é um equipamento de bancada para a operação de transdutores piezoelétricos de baixa tensão (LVPZT, em inglês *low voltage lead zirconate titanate*) que é apresentado na Figura 2.4. Esse equipamento possui interfaces RS-232 e analógica para a conexão com o microcomputador, um amplificador de potência, um condicionador de sinais para um sensor capacitivo de deslocamento, um sistema de leitura dos sinais de entrada (tensão) e saída (posição), um filtro *notch* e um controlador proporcional-integral (PI).



Figura 2.4: Amplificador de potência E-665.CR. Figura extraída de (PHYSIK INSTRUMENTE, 2009-2010).

O amplificador de potência pode fornecer pico de corrente de 360 mA e corrente média de 120 mA na faixa de tensão de -20 a 120 V. O sistema conectado a esse amplificador pode operar tanto em malha aberta quanto em malha fechada. Visto que os atuadores piezoelétricos de baixa tensão têm capacitâncias grandes, o acionador é projetado adequadamente para suprir os picos de corrente mediante uma demanda operacional.

O modo de operação escolhido para este trabalho é o analógico. Nesse tipo de utilização do equipamento, a tensão de saída é controlada pela tensão aplicada na entrada do dispositivo somada com a tensão DC (*direct current*) de *offset*. Tal

offset é ajustado pelo potenciômetro no painel frontal do amplificador. A faixa de tensão do sinal de comando do PZT é estritamente positiva, variando de 0 a 100 V. Contudo, a excursão total do sinal de entrada do amplificador é de -2 a 12 V com um ganho de tensão de 10 vezes. Assim, durante o projeto desenvolvido, as entradas no amplificador do sistema de nanoposicionamento são saturadas em 0 e 10 V a fim de evitar danos ao equipamento.

O diagrama de blocos referente à eletrônica embarcada no E-665.CR é apresentado na Figura 2.5.

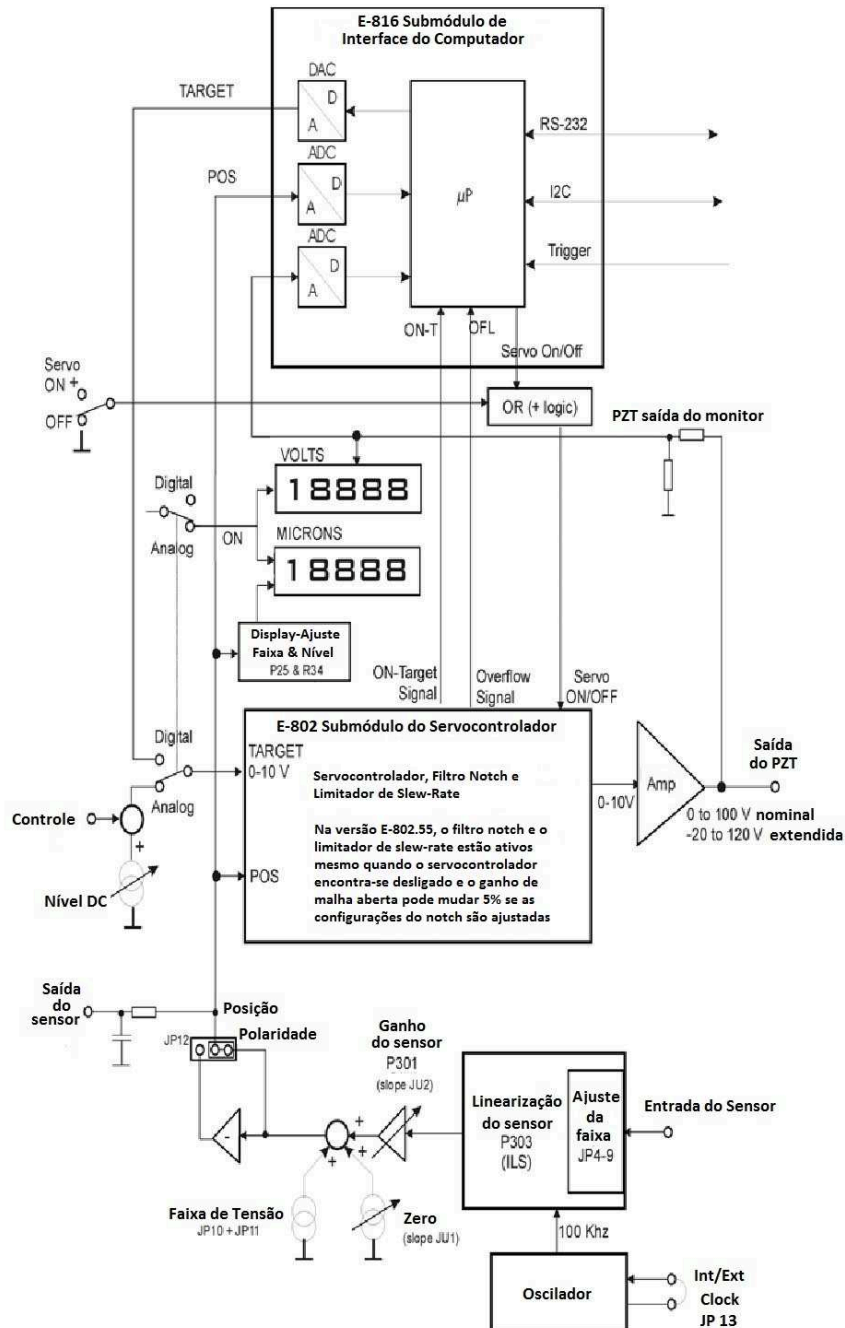


Figura 2.5: Diagrama de blocos do amplificador E-665.CR (PHYSIK INSTRUMENTE, 2009-2010).

O sensor capacitivo possui o seguinte princípio de medição: quando uma tensão é aplicada à duas placas de um capacitor ideal, um campo elétrico homogêneo é criado. A menos de fatores constantes, a capacitância elétrica estabelecida é determinada pela área do sensor e pela distância entre as suas placas. Assim, um deslocamento impõe uma mudança na capacitância, sendo a distância entre as duas placas inversamente proporcional à mesma. Esse valor é comparado à uma capacitância de referência num circuito em ponte. O esquemático do funcionamento desse sensor é apresentado na Figura 2.6.

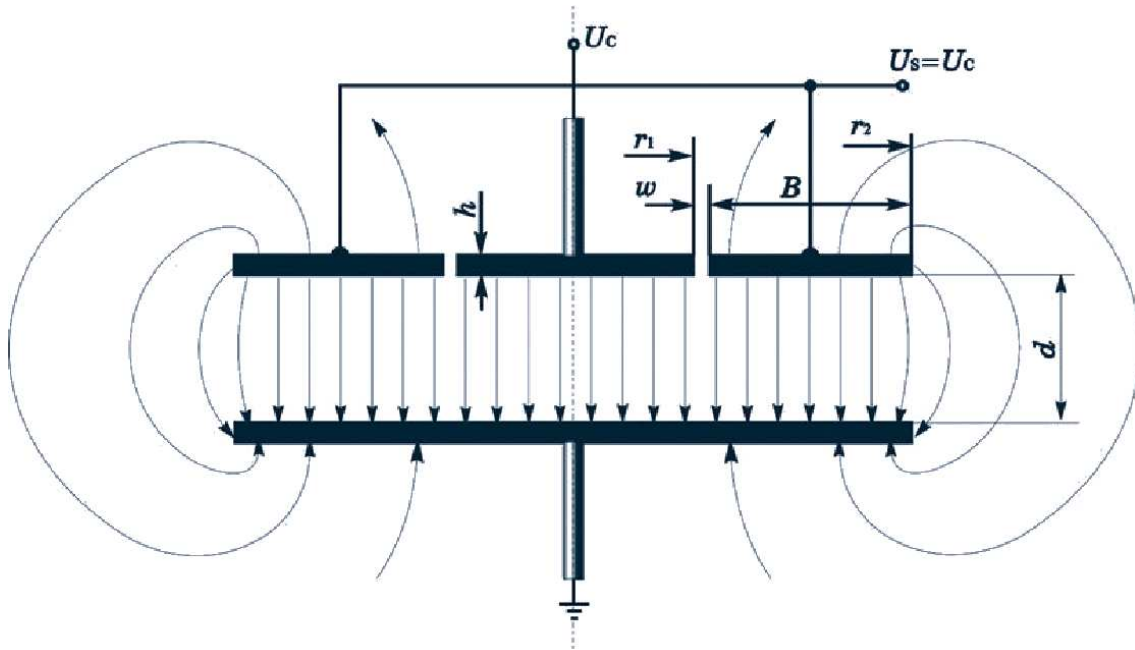


Figura 2.6: Esquemático de funcionamento do sensor capacitivo. Figura extraída e modificada de (PHYSIK INSTRUMENTE, 2009-2010).

Compondo o sistema de sensoriamento, há um subsistema para a orientação de flexão das placas composto por hastes flexíveis, o objetivo desse sistema é manter o paralelismo entre as superfícies do sensor capacitivo. O projeto eletrônico do condicionador de sinal do sensor capacitivo é tal que o sinal de saída seja proporcional à mudança do espaço entre as duas superfícies (placas) do sensor. Tal processamento eletrônico é capaz de reduzir erros residuais de orientação por meio da utilização de outro subsistema integrado de linearização (ILS, em inglês *Integrated Linearization System*). A associação dos subsistemas: sensor capacitivo, orientação de flexão e integrado de linearização, forma o sistema de sensoriamento de posição do nanoatuador.

A resposta em frequência do amplificador de potência é apresentada na Figura 2.7, para diferentes valores de capacitâncias acopladas ao amplificador.

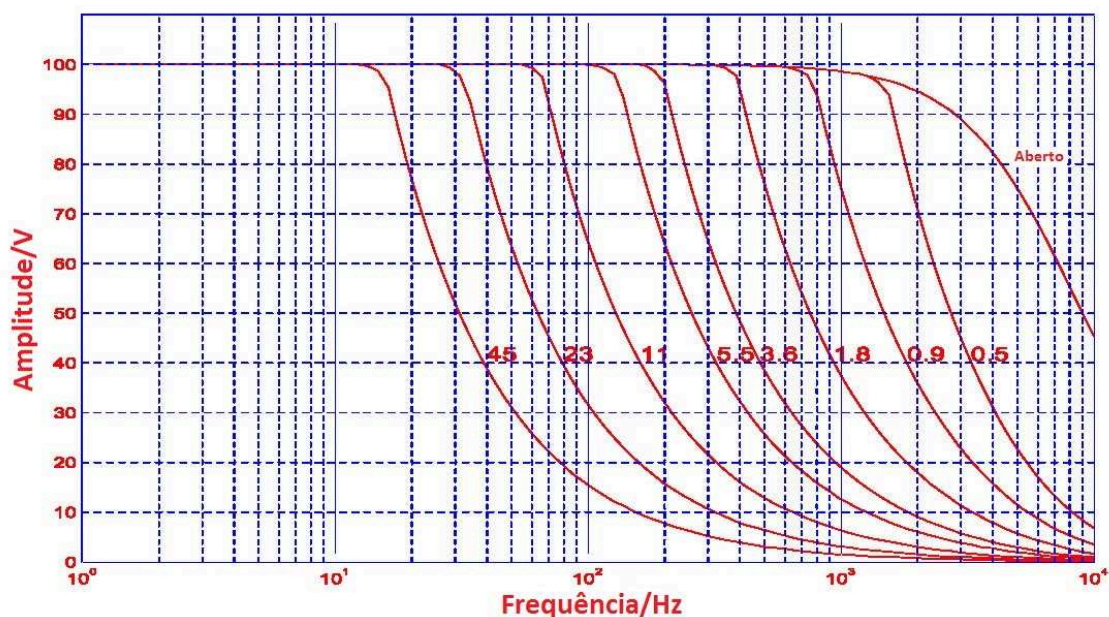


Figura 2.7: Resposta frequencial do amplificador E-665.CR para diferentes valores de capacitâncias acopladas. Figura extraída e modificada de (PHYSIK INSTRUMENTE, 2009-2010).

Conforme a Figura 2.7, quanto maior for a capacitância do piezoatuador, menores serão a banda-passante e a excursão de tensão do sinal a ser enviado para o atuador piezoelétrico.

É relevante mencionar que há um filtro *notch* instalado no módulo de acionamento do sistema de nanoposicionamento, antes da amplificação de potência do sinal de controle. No sistema eletrônico de acionamento do nanoposicionador, esse filtro é responsável por atenuar as frequências de excitação próximas a frequência de ressonância do piezoelétrico. Tal configuração é realizada de maneira que os modos ressonantes do piezoelétrico se encontrem na faixa de frequências atenuada, eliminando assim os efeitos oscilatórios da resposta subamortecida por evitar que o sinal de comando os excite.

2.1.3 Sistema de Aquisição de Dados Quanser Q8

O sistema E-665.CR é conectado ao sistema de aquisição de dados do fabricante Quanser modelo Q8. Esse é responsável por realizar a interface com o microcomputador, por meio da conversão D/A (digital/analógica) dos sinais de tensão analógicos enviados ao transdutor piezoelétrico e da conversão A/D (analógica/digital) dos sinais de tensão recebidos do sensor capacitivo.

As principais características do Q8 que são pertinentes de serem abordadas neste trabalho são apresentadas na Tabela 2.3.

Tabela 2.3: Especificações do sistema de aquisição de dados *Quanser Q8*.

Características	Valores
Entradas analógicas	8
Resolução das entradas analógicas	14 bits
Faixa de tensão das entradas analógicas	± 10 V
Máxima frequência de amostragem das entradas analógicas	192 kHz
Resolução das entradas analógicas em tensão	1,2 mV
Tempo de conversão da entrada analógica	5,2 μ s
Saídas analógicas	8
Resolução da saída analógica	12 bits
Faixa de tensão das saídas analógicas	± 10 V
<i>Slew rate</i>	2,5 V/ μ s
Tempo de conversão da saída analógica	0,62 μ s

A operação do Q8 em tempo real faz uso de uma máquina virtual. O sistema de controle é descrito pelo usuário por meio de um diagrama de blocos no *Simulink*. Os arquivos gerados no *MATLAB - The MathWorks Inc.* são compilados via linguagem de programação C e depois carregados na máquina virtual desenvolvida pela *Quanser*. Uma vez compilado, o algoritmo de controle pode ser inicializado na máquina virtual e executado em tempo real por intermédio do *Simulink*, que serve como interface gráfica.

2.1.4 Instrumentos de Controle e Comunicação

A conexão entre o conversor A/D e o amplificador E-665.CR é feita por meio de dois cabos coaxiais nos quais em uma extremidade existe um conector BNC (*Bayonet Neil Concelman*) e na outra um conector RCA (*Radio Corporation of America*). As extremidades com BNC são ligadas ao E-665.CR, ao passo que os RCA são conectados à placa Q8, conforme a Figura 2.1. Observou-se que o ruído presente nesse sistema pode ser aumentado ou reduzido de acordo com a qualidade do cabo coaxial que é utilizado nessa conexão.

Os algoritmos de controle, implementados por meio do *Simulink*, são realizados em um microcomputador com processador Intel Core 2 Quad, com 3 GB de memória RAM e espaço físico em disco rígido de 300 GB. O sistema operacional utilizado é o Windows XP 32 bits.

2.2 Digitalização dos Sinais

Nesta seção é tratada a digitalização dos sinais de comando que são enviados ao atuador piezoelétrico e dos recebidos do seu sensor capacitivo. A maneira como a amostragem e a quantização são realizadas no sistema de nanoposicionamento é dependente das características do sistema de aquisição de dados *Quanser Q8*. As amostras são sempre realizadas com periodicidade de $50\mu s$. Mesmo não utilizando toda a capacidade do sistema de aquisição de dados, a frequência de amostragem de 20 kHz se mostrou compatível tanto com os atrasos de processamento do *Matlab/Simulink*, quanto com o gerenciamento das filas de dados da máquina virtual, que estabelece a comunicação em tempo real entre o *Matlab/Simulink* e o sistema de aquisição de dados *Quanser Q8*. Os modelos adotados no Capítulo 3 são identificados por meio de experimentos realizados com essa frequência de amostragem, que é mantida nos experimentos de controle do Capítulo 4.

Já no que diz respeito à quantização, as operações são sempre realizadas com tensões de polaridade positiva. No entanto, o conversor A/D está configurado para a excursão máxima do sinal de tensão de $\pm 10V$, o que ao se associar com os 14 *bits* de resolução fornece o resultado de que o *bit* menos significativo pode representar uma faixa de 1,2 mV. Contudo, como é evidenciado na Figura 2.8, os dois *bits* menos significativos estão sempre flutuando. Assim, a resolução percebida pelo usuário do conversor decai pela metade, sendo essa a referenciada pelo fabricante de 2,4 mV.

O valor pico a pico do ruído é 2,4 mV, já o valor RMS (*root mean square*) do mesmo é aproximadamente 0,85 mV. Dessa maneira, para os experimentos realizados neste estudo, essa faixa de ruído corresponde majoritariamente a flutuação de um *bit* acima e abaixo do valor medido.

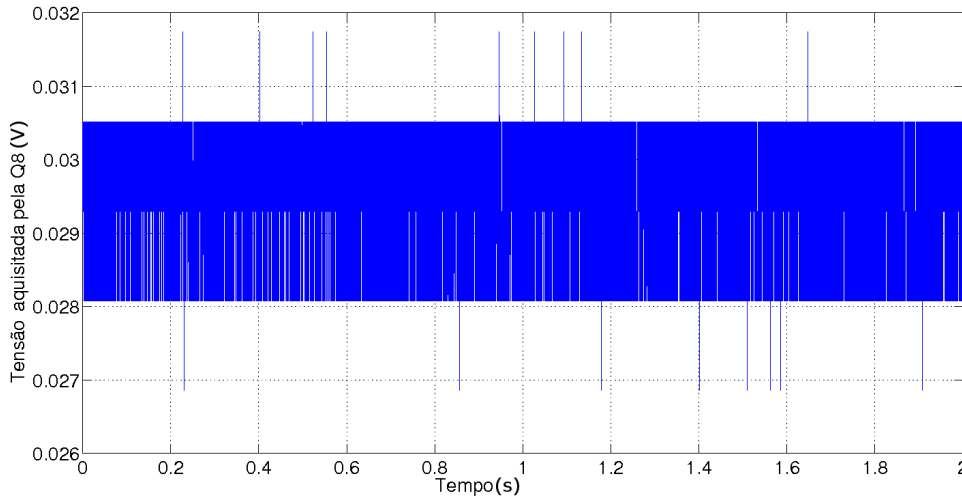


Figura 2.8: Ruído do sistema de aquisição de dados Q8. Leitura da saída na ausência de um sinal de entrada (entrada em curto-circuito).

2.3 Calibração do Sistema

Nesse trabalho, houve uma tentativa de realizar um procedimento de calibração do sensor de posição. Porém, uma vez que o amplificador havia sido calibrado para outro atuador piezoelétrico e não havia acesso a equipamentos de precisão necessários à calibração da saída de *volts* para micrômetros, não foi possível realizar a calibração. Contudo, segundo o fabricante, é garantido que a tensão lida pelo amplificador é linearmente relacionada com o deslocamento do sensor. Nominalmente, considerando que a excursão do nanoatuador é de $12\ \mu\text{m}$ e o módulo de acionamento do sistema de nanoposicionamento recebe tensões de 0 V a 12 V (desconsiderando as tensões negativas que agem no sentido de contrair o cristal piezoelétrico), para cada 1 V aplicado ao piezoelétrico ocorre um deslocamento de $1\ \mu\text{m}$.

Tomando como hipótese a garantia dada pelo fabricante, os procedimentos experimentais realizados nesse trabalho tratam a saída do sistema como uma tensão proporcional ao deslocamento a menos de um *bias*. Para a análise de controle, visto que a mesma consiste do estudo de variações, as influências desse coeficiente linear não têm impacto sobre o desempenho dos controladores que são implementados.

Para o sensor do nanoatuador P-753.1CD de acordo com a sua faixa de operação, cada *volt* medido no E-665.CR deveria corresponder a um deslocamento de $1,2\ \mu\text{m}$,

o que serve para fornecer uma noção da magnitude dos deslocamentos realizados nos experimentos desta Dissertação.

Capítulo 3

Modelagem da Dinâmica do Sistema de Nanoposicionamento

Neste capítulo são descritos os procedimentos usados para determinar o modelo dinâmico do sistema de nanoposicionamento tratado no trabalho. A estratégia adotada é a de considerar separadamente os principais fenômenos envolvidos. As identificações referentes a cada parte do modelo são elaboradas de maneira sequencial. Primeiramente se identifica a parcela da dinâmica que é linear, depois a histerese e por fim, o *creep*. O fenômeno de vibração amplamente citado na literatura, um exemplo por (DEVASIA *et al.*, 2007), é desprezado na presente Dissertação pois, é utilizado um filtro *notch* associado ao amplificador de potência, cuja função é a de evitar a excitação da vibração do sistema por meio da filtragem da faixa de frequências em que se localiza o modo natural ressonante. Tal divisão na modelagem está representada no diagrama de blocos na Figura 3.1, conforme a dissertação de (ALBUQUERQUE, 2010), o artigo de (ALBUQUERQUE *et al.*, 2010) e o projeto de conclusão de curso (SOARES, 2011).

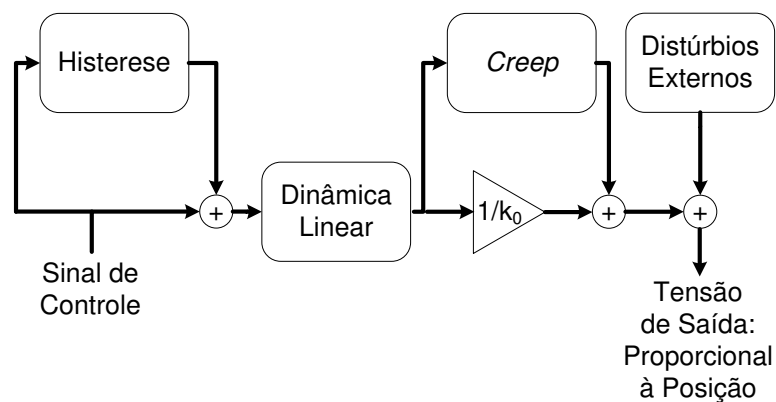


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema de nanoposicionamento.

3.1 Procedimentos de Identificação de Sistemas Dinâmicos

De acordo com (LJUNG, 1987, p. 79), a construção de um modelo a partir de dados experimentais é feita a partir de três elementos básicos:

- Os dados;
- Um conjunto de candidatos a modelo;
- Uma regra por meio da qual os modelos possam ser avaliados usando os dados.

Os dados adquiridos são sinais de entrada e de saída gravados durante os experimentos de identificação especificamente projetados, cujas condições são determinadas pelo usuário. Tais condições são: quais sinais medir, quando devem ser feitas as medições e em alguns casos a escolha dos sinais de entrada. O objetivo do projeto do experimento é tomar as decisões acerca das condições a fim de que os dados forneçam a maior quantidade de informação possível, sujeito às restrições inerentes do sistema. Em outros casos, o usuário não é capaz de realizar experimentos de identificação, no entanto deve utilizar dados da operação normal do sistema.

O conjunto de candidatos a modelo é obtido especificando-se em que coleção a busca pelo modelo mais adequado irá ocorrer. Essa é, sem dúvida, a escolha mais importante e, ao mesmo tempo, a mais difícil do procedimento de identificação do sistema. É nessa etapa que o conhecimento prévio, a intuição de engenharia e a perspicácia devem ser combinadas com as propriedades formais dos modelos. Algumas vezes o conjunto de candidatos a modelo é obtido depois de uma etapa cuidadosa de modelagem. Então o modelo com alguns parâmetros físicos desconhecidos é construído a partir de leis básicas da física e outras relações bem estabelecidas. Em outros casos, modelos lineares podem ser utilizados sem referência ao arcabouço físico que rege a dinâmica do sistema. Os modelos, cujos parâmetros são basicamente vistos como veículos para o ajuste da resposta dos mesmos aos dados e não refletem considerações físicas, são denominados modelos de caixa preta, do inglês *black box*. Os modelos construídos a partir de parâmetros ajustáveis com interpretação física podem, por consequência, ser denominados modelos de caixas cinza, do inglês *gray boxes* (LJUNG, 1987, p. 79).

Para determinar o melhor modelo dentro do conjunto de candidatos são utilizados os dados obtidos experimentalmente. Esse é o método de identificação. A ponderação da sua qualidade é tipicamente baseada em como se comporta ao tentar reproduzir os dados sob as mesmas condições dos experimentos de identificação.

3.2 Validação do Modelo Dinâmico

Após terem sido estabelecidas as três escolhas precedentes, chega-se a um modelo particular, aquele dentro do conjunto de candidatos que melhor reproduz os dados do experimento de identificação de acordo com o critério escolhido. Nesse caso, falta testar em que condições esse modelo é capaz de ser válido para o seu propósito. Tais testes compõem o processo de validação do modelo. Esses testes envolvem vários procedimentos para ponderar como o modelo relaciona os dados observados, o conhecimento prévio do sistema e o uso pretendido. A rejeição do modelo ocorre mediante o comportamento deficiente em relação aos aspectos relacionais supracitados, já o bom desempenho do modelo para representar essas relações desenvolve uma certa confiança no mesmo. O modelo nunca deve ser aceito como a última e verdadeira descrição do sistema. Preferencialmente, o modelo na melhor das hipóteses deve ser considerado como uma descrição boa o suficiente de certos aspectos de interesse.

3.3 Identificação Particionada do Sistema de Nanoposicionamento

Pode-se observar na Figura 3.1 que o fenômeno de histerese é incluído no modelo como um distúrbio aditivo na entrada da dinâmica linear dependente do sinal de controle aplicado. A dinâmica linear é identificada por meio de um método de estimação baseado tanto na resposta temporal do sistema quanto em sua resposta frequencial. Já o fenômeno de *creep* mencionado é incluído como um distúrbio aditivo ao sinal de saída do sistema. Nas seções seguintes são descritos os procedimentos empregados na identificação de cada parte do modelo.

3.3.1 Métodos de Identificação

O *software* utilizado na identificação do sistema é o *Matlab*. Mais especificamente dois procedimentos são empregados na identificação dos parâmetros dos modelos. O *System Identification Toolbox* é utilizado no tratamento dos da-

dos experimentais a fim de determinar os parâmetros da dinâmica linear que por simulação tentam aproximar a resposta do modelo simulado da resposta do experimento. Informações sobre a ordem do sistema, a presença de atraso e o objetivo do modelo são ponderados na estimação. Dois objetivos usuais para a obtenção do modelo são: o mesmo ser melhor para prever o comportamento futuro do sistema ou aproximar ao máximo as respostas de simulações daquelas obtidas experimentalmente, no caso deste trabalho o segundo objetivo é utilizado. Os resultados experimental e de simulação são comparados por meio do uso de um indicador de acerto do modelo em relação à planta. Tal indicador tem a sua expressão descrita abaixo:

$$\text{Melhor ajuste}_{\%} = \left(1 - \frac{\|y - \hat{y}\|}{\|y - \bar{y}\|} \right) 100, \quad (3.1)$$

em que y é a saída medida, \hat{y} é a saída do modelo simulado e \bar{y} é a média dos valores de y . Um indicador de melhor ajuste igual a 100 % corresponde a um ajuste perfeito ao passo que o mesmo indicador com o valor de 0 % fornece a informação de que o ajuste desse modelo não é melhor que a hipótese de manter a saída constante ($\hat{y} = \bar{y}$) (THE MATH WORKS INC., 2010, *System Identification Toolbox*). Devido à sua definição, esse indicador pode assumir valores negativos também. Tal ocorrência se dá pelas seguintes causas:

- O algoritmo de estimação não conseguiu convergir;
- O modelo não foi estimado minimizando-se $\|y - \hat{y}\|$. O indicador de melhor ajuste pode ser negativo quando se minimiza a predição de um passo a frente (futuro) durante o processo de estimação, mas a validação se dá utilizando-se o valor estimado corrente;
- O conjunto de dados de validação não foi processado da mesma maneira que o conjunto de dados de estimação.

Por meio do uso da ferramenta de estimação de parâmetros do *Matlab* (THE MATH WORKS INC., 2010, *Optimization Algorithms and Examples*), é realizada a busca dos valores que modelam os fenômenos não-lineares de *creep* e histerese associados ao sistema. O método de estimação é baseado no algoritmo de mínimos quadrados não-lineares com o uso da abordagem de *Trust-Region* (região de confiança):

$$\min_x \sum_i f_i^2(x) = \min_x \|F(x)\|_2^2, \quad (3.2)$$

em que $F(x)$ é um vetor de valores da função com componente i de $F(x)$ igual a $f_i(x)$. O método básico usado para resolver esse problema é o mesmo para o caso geral da utilização de *Trust-Region*. O conceito que envolve tal ferramenta de otimização pode ser entendido a partir do exemplo. Considerando um problema de otimização irrestrita para minimizar $f(x)$, $f: \mathcal{X}^n \mapsto \mathcal{X}$, o objetivo do problema é mover o ponto atual (x) de maneira que o próximo ponto escolhido diminua o valor da função. A ideia básica é aproximar $f(x)$ por uma função mais simples q , que reflita razoavelmente o comportamento da função $f(x)$ numa vizinhança N em torno do ponto x . Essa vizinhança é denominada *Trust-Region* ou região de confiança. Uma tentativa de passo s é computada por meio da minimização (ou aproximação para a minimização) em N . Esse é o subproblema da região de confiança:

$$\min_s [q(s), s \in N]. \quad (3.3)$$

O ponto atual (x) é atualizado para ser $x + s$ se $f(x + s) < f(x)$, caso contrário o ponto atual permanece inalterado, a região de confiança N é reduzida e o cálculo da tentativa de passo é repetido. As questões-chave na definição da abordagem específica da região de confiança para minimizar $f(x)$ são: como escolher e calcular a aproximação q (definida no ponto x atual), como escolher e modificar a região de confiança N e como exatamente resolver o subproblema da região de confiança.

Contudo, a estrutura do problema de mínimos quadrados não linear é explorada para aumentar a eficiência da minimização. Utiliza-se a aproximação de Gauss-Newton para resolver esse problema, sendo s a solução de:

$$\min \|J s + F\|_2^2, \quad (3.4)$$

em que J é o jacobiano de $F(x)$, tal aproximação é utilizada para ajudar a se definir o subespaço bidimensional S . Não são utilizadas derivadas de segunda ordem dos componentes da função $f_i(x)$. Em cada iteração, o método do gradiente conjugado pré-condicionado é utilizado para aproximar a solução das equações normais;

$$J^T J s = -J^T F, \quad (3.5)$$

no entanto, as equações normais não são formadas explicitamente (THE MATH WORKS INC., 2010, *Optimization Algorithms and Examples*).

3.3.2 Dinâmica Linear

Identificação pela resposta temporal

A dinâmica linear do modelo do sistema de posicionamento é estimada pela sua resposta ao degrau (LJUNG, 1987, p. 142) e pelo programa *System Identification Toolbox* do *Matlab*, sendo todos os experimentos realizados com frequência de amostragem de 20 kHz.

De fato, utiliza-se um trem de pulsos com amplitude pequena como sinal de excitação para o sistema. Sendo esse sinal periódico, pode-se desprezar os efeitos do *creep*. A sua amplitude pequena faz com que a histerese não possua influência sobre a identificação da dinâmica linear, pois segundo o modelo adotado nesta Dissertação, quão menor for a amplitude do sinal de referência menor será o efeito da histerese. Finalmente, as oscilações são evitadas por meio do uso do filtro *notch* no módulo de acionamento do sistema piezoelétrico. Por meio da análise da resposta do sistema estima-se a ordem do modelo. O sinal empregado na estimação se justifica por ter todos os componentes de frequência, o que é capaz de excitar todos os modos naturais presentes no sistema.

Ao se observar a resposta do sistema ao degrau, é possível notar que aproxima suficientemente da resposta de um sistema de primeira ordem, pois não apresenta sobrepasso, oscilações ou algum ponto de inflexão durante o transiente, o que é apresentado na Figura 3.2. Em conjunção ao que foi exposto, ainda observa-se que o sistema não responde à entrada durante 0,238 ms após a aplicação do degrau, o que caracteriza um atraso.

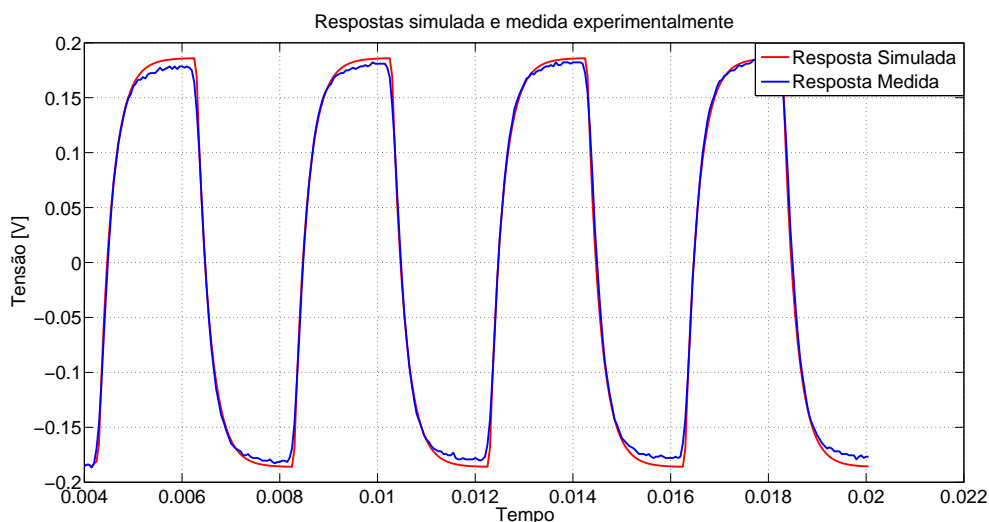


Figura 3.2: Gráfico de respostas simulada e medida experimentalmente.

Os dados que formam o conjunto de amostras a ser utilizado no processo de identificação são os sinais de saída do sensor de posição, bem como os sinais de entrada do amplificador de potência que são ondas retangulares com as seguintes características: 0,1 V, 0,15 V, 0,3 V, 1,0 V e 1,5 V de amplitude com 4 ms de período para a validação e 0,5 V de amplitude e com 4 ms de período para a identificação do modelo. Optou-se por utilizar tal amplitude considerada pequena (um vigésimo da excursão possível do piezoelétrico de 0 a 10 V) a fim de que a histerese não tenha efeitos consideráveis na identificação do bloco linear.

Ao se observar o comportamento das respostas do sistema aos trens de pulsos aplicados, pode-se inferir que o comportamento do nanoposicionador se assemelha ao de um modelo de primeira ordem com atraso, em contraposição aos modelos mais utilizados na literatura como em (LI *et al.*, 2010) e (RODRIGUEZ-FORTUN *et al.*, 2010), os quais utilizam modelos de segunda ordem. A explicação para essa diferença está na utilização do filtro *notch* nos circuitos do amplificador de potência que evita a vibração ao filtrar a frequência de ressonância do sistema.

A partir da inferência do comportamento do nanoposicionador, a janela de identificação com base no modelo de processo é configurada. Por meio da mesma, o usuário é capaz de configurar os dados referentes aos números de polos e zeros, bem como se há atraso ou não. Ainda a respeito dos polos, é possível dizer se os mesmos são sub-amortecidos ou não. A opção de estimar a covariância entre a resposta simulada obtida e a saída fornecida faz menção ao fato de que a incerteza do modelo estimado também será computada e a sua região de confiança poderá ser exibida para o usuário.

A identificação é realizada com base na minimização da discrepância entre a resposta experimental e a resposta simulada pelo algoritmo por meio do teste de valores para os parâmetros, conforme mencionado na Seção 3.3.1, prática também já convencional na literatura conforme (LI *et al.*, 2010) e (ZHONG e YAO, 2008). Os dados são transmitidos para o *System Identification Toolbox* por meio de uma estrutura que organiza os vetores de valores de tensão na forma de *iddata*. Assim, ao se iniciar a identificação, essas *iddatas* contém os valores experimentais das respostas do nanoposicionador e os sinais de entrada. Tal procedimento consiste de aproximações para os valores dos parâmetros do ganho da planta, de seu pólo e do valor do atraso, mediante a informação fornecida de que o processo a ser identificado é de primeira ordem com atraso.

A validação do modelo é realizada para os sinais de referência descritos na Tabela 3.1. O critério para a análise dos resultados obtidos é a utilização do indicador descrito na equação(3.1).

Tabela 3.1: Validação da dinâmica linear do modelo do sistema de nanoposição-
namento.

Referência	Indicador de Melhor Ajuste %
0,1 V de amplitude com 4 ms de período	87,88%
0,15 V de amplitude com 4 ms de período	88,43%
0,3 V de amplitude com 4 ms de período	92,87%
1,0 V de amplitude com 4 ms de período	94%
1,5 V de amplitude com 4 ms de período	88,47%

Assim foi obtida a estimativa para a função de transferência que melhor representa a parte linear do modelo do nanoposicionador:

$$P(s) = e^{-0,000238 s} \frac{1420}{s + 3815}. \quad (3.6)$$

A função de transferência $P(s)$ pode ser representada no espaço de estados, para o sistema inicialmente relaxado, pela equação abaixo:

$$\dot{y}(t) = a_p y(t) + b_p u(t - \tau), \quad t \geq t_0, \quad (3.7)$$

associada à função de estado inicial para a entrada:

$$u(t) = \Psi_u(t), \quad -\tau \leq t \leq 0, \quad (3.8)$$

na qual a função Ψ_u é contínua no intervalo $[t_0 - \tau, t_0]$ em que t_0 é o tempo a partir do qual o sistema é submetido à excitação.

Os parâmetros da equação (3.7) são, conforme pode ser calculado a partir da equação (3.6), $a_p = -3815 \text{ rad/s}$, $b_p = 1420 \text{ rad/s}$ e $\tau = 0,238 \text{ ms}$.

Desse modo, é cabível retratar o percentual de acerto (equação 3.1) do modelo na reprodução da resposta do sistema a cada referência que foi citada anteriormente. Contudo, a metodologia utilizada neste trabalho foi a de combinar os resultados para diversas excitações ao sistema, pré-processando as entradas e produzindo

uma entrada equivalente pela combinação dos sinais já mencionados. O gráfico da resposta simulada *versus* resposta experimental são apresentados na Figura 3.2.

Identificação pela resposta frequencial

Uma vez de posse do modelo identificado para a parte linear da dinâmica do nanoposicionador, o passo seguinte é analisar a sua resposta em frequência. A resposta em frequência experimental é obtida usando um sinal de entrada *chirp*, descrito na equação:

$$\begin{aligned}u(t) &= \cos(2 \pi f_i(t)) & (3.9) \\f_i(t) &= f_0 + \beta t \\ \beta &= (f_1 - f_0)/t_1,\end{aligned}$$

em que f_0 é a frequência inicial do *chirp*, f_1 é a frequência final do *chirp* e t_1 é o tempo de duração do *chirp*.

De acordo com (ALBUQUERQUE, 2010), (ALBUQUERQUE *et al.*, 2010), (SOARES, 2011) e (LJUNG, 1987, pp. 146-151), com o bloco linear identificado, é possível comprovar a qualidade da resposta em frequência do modelo obtido. Esse método de análise frequencial também é empregado na identificação de modelos para nanoposicionadores segundo (MERRY *et al.*, 2009). Ao fim da identificação do bloco linear, as duas respostas frequenciais são comparadas, tanto a identificada quanto a do sistema.

Para obter a resposta em frequência experimentalmente, foi aplicado na entrada do sistema um sinal *chirp* (OGATA, 2003, pp. 478-481), de baixa amplitude conforme dois procedimentos. Para ambos os procedimentos, os sinais *chirp* utilizados possuem amplitude de 0,3 V, *bias* de 0,3 V para não efetuarem excursão negativa do nanoposicionador. Cada sinal possui duração de 30 s para cada faixa de frequências. No sentido de que se possa desprezar os efeitos da histerese, são utilizados sinais de baixa amplitude. Em adição, pode-se ignorar os efeitos do *creep* nos procedimentos tratados, visto que os mesmos são desprezíveis para sinais periódicos. Por meio do processamento das transformadas discretas de *Fourier* da entrada e da saída, obteve-se a resposta em frequência (ALBUQUERQUE, 2010) e (ALBUQUERQUE *et al.*, 2010). A representação da resposta em

frequência (função de transferência):

$$G(j\omega) = \frac{y(j\omega)}{u(j\omega)}. \quad (3.10)$$

As faixas de frequência de interesse deste procedimento são as janelas de frequências:

- 1-10 Hz;
- 10-100 Hz;
- 100-1000 Hz;
- 1000-3000 Hz;

escolhidas com o intuito de que não ocorram problemas com o gerenciamento de dados em fila (perda de dados) na máquina virtual da *Quanser* utilizada pelo *Matlab*.

Sabendo que a frequência de amostragem dos experimentos é de 20 kHz para todas as janelas, a partir do módulo e do ângulo de fase fornecidos pelos dados da transformada de *Fourier* é possível reconstruir a resposta em frequência do nanoposicionador. O código do *Matlab* utilizado para calcular essa resposta em frequência se encontra no Apêndice B. Em frequências mais elevadas, o resultado se torna mais ruidoso devido a deterioração da relação sinal-ruído.

Foram realizados dois procedimentos que se diferem em termos da evolução da frequência do sinal *chirp* aplicado. No primeiro, definido como *Down-chirp*, a frequência do sinal aplicado é inicialmente a máxima decaindo linearmente para a frequência mínima (RUDERMAN e BERTRAM, 2011). Sendo assim, o experimento se inicia a partir da última janela de frequências sendo desenvolvido até a primeira janela de maneira decrescente em relação à frequência. Já no procedimento definido como *Up-chirp*, a evolução frequencial do sinal *chirp* aplicado ocorre de maneira inversa em relação ao caso anterior, que é o procedimento convencional. O experimento se inicia com a frequência mínima e se desenvolve até a máxima. Dessa maneira, o experimento se inicia a partir da primeira janela de frequências sendo desenvolvido até a última janela de maneira crescente. A justificativa de (RUDERMAN e BERTRAM, 2011) para a utilização do *Down-chirp* é que esse procedimento é mais adequado para a identificação de atrito dinâmico, pois o "arranque a frio" para o *Up-chirp* em baixas frequências de excitação, em

que a adesão das relações internas ao sistema é elevada, pode distorcer significativamente a obtenção da resposta frequencial. Em adição à característica anterior, (RUDERMAN e BERTRAM, 2011) também apontam como ponto mais relevante que a identificação de fricção proposta, que hoje em dia é raramente realizada no domínio frequencial, oferece um modelo acurado validado no domínio do tempo para dados de resposta em velocidades não observáveis.

Ambos os procedimentos foram adotados experimentalmente e os resultados obtidos são apresentados na Figura 3.3.

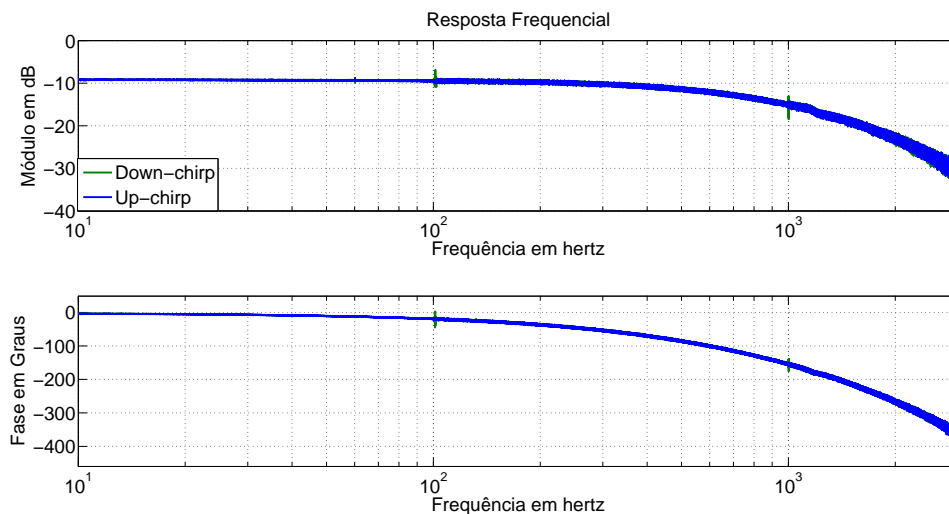


Figura 3.3: Respostas frequenciais obtidas a partir dos métodos *Up-chirp* e *Down-chirp*.

A Figura 3.3 evidencia a equivalência dos procedimentos no tocante à identificação do sistema de nanoposicionamento utilizado no presente trabalho. Nessa figura observa-se que os resultados de ambos os experimentos são muito próximos, não apresentam diferenças relevantes de relação sinal-ruído ou de comportamento da magnitude ou da fase das respostas frequenciais obtidas. Por essa razão, a partir desse ponto na análise da resposta frequencial, apenas o *Up-chirp* é considerado, que é o padrão convencional de obtenção da resposta frequencial.

Nesta fase do estudo do sistema de nanoposicionamento, foi observado que as configurações eletrônicas do sistema E-665.CR influenciam a obtenção de bons resultados. O fator mais importante dessas configurações é a banda passante do sensor de posição. Se essa banda estiver configurada para 1 kHz, os resultados podem chegar a induzir no sistema uma resposta de fase não-mínima como aquela obtida por (ALBUQUERQUE, 2010) e (ALBUQUERQUE *et al.*, 2010) para outro

nanoposicionador, ou aquela apresentada na Figura 3.4 para o nanoposicionador P-753.1CD (atual). Ainda impossibilita a identificação da dinâmica do sistema acima dessa frequência (Figura 3.5) (SOARES, 2011). Cabe mencionar que todos os experimentos deste trabalho são realizados para a banda passante do sensor ajustada em 3 kHz, exceto aqueles que forem explicitados no texto.

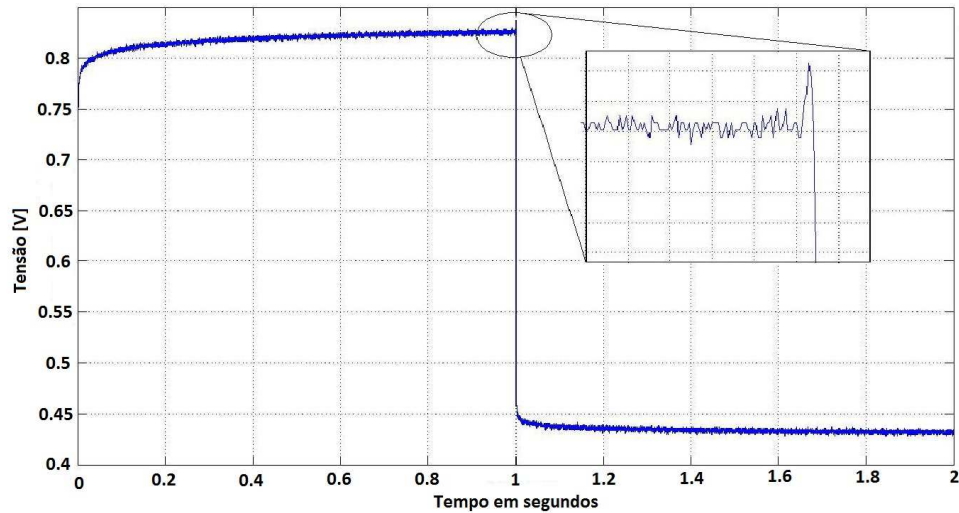


Figura 3.4: Experimento com frequência de corte do sensor de posição capacitivo configurada para 1 kHz. Resposta do nanoposicionador a um degrau negativo de 1 V de amplitude aplicado em $t = 1$ s. No detalhe pode ser visualizado um *undershoot* característico de sistemas de fase não mínima.

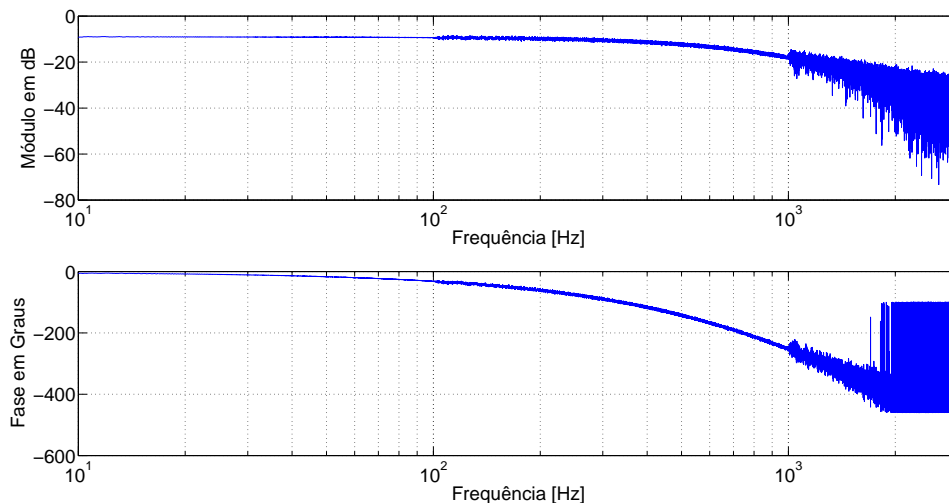


Figura 3.5: Resposta em frequência medida para a frequência de corte do sensor de posição capacitivo configurada para 1 kHz.

O atuador piezoelétrico utilizado em (ALBUQUERQUE, 2010) e (ALBUQUERQUE *et al.*, 2010), apresenta três fundamentais diferenças em relação ao que compõe o sistema de nanoposicionamento deste estudo. A faixa de excursão do atuador P-753.1CD ($12\ \mu\text{m}$), utilizado no presente trabalho, é cinco vezes menor do que a do P-620.ZCD ($60\ \mu\text{m}$). Além disso, a resposta dinâmica do P-753.1CD é mais rápida e não apresenta o fenômeno de fase não-mínima. A explicação sugerida pelo presente estudo para a dinâmica de fase não-mínima encontrada no processo de identificação realizado por (ALBUQUERQUE, 2010) e (ALBUQUERQUE *et al.*, 2010) é a utilização da banda passante do sensor capacitivo em 1 kHz.

Ao utilizar a frequência de corte de 3 kHz para a banda passante do sensor, os efeitos de fase não-mínima desaparecem e a resposta frequencial para valores acima de 1 kHz se torna clara (em contraposição ao ruído no outro caso, Figura 3.5). Tais fatos podem ser observados nas Figuras 3.6 e 3.7.

Nesse sentido, é abordada a comparação entre as respostas frequenciais do modelo e do experimento descrito anteriormente. A partir da Figura 3.7, é possível evidenciar a proximidade entre as duas respostas, o que se torna ainda mais evidente conforme são modeladas as não-linearidades associadas, tais como histerese e *creep*.

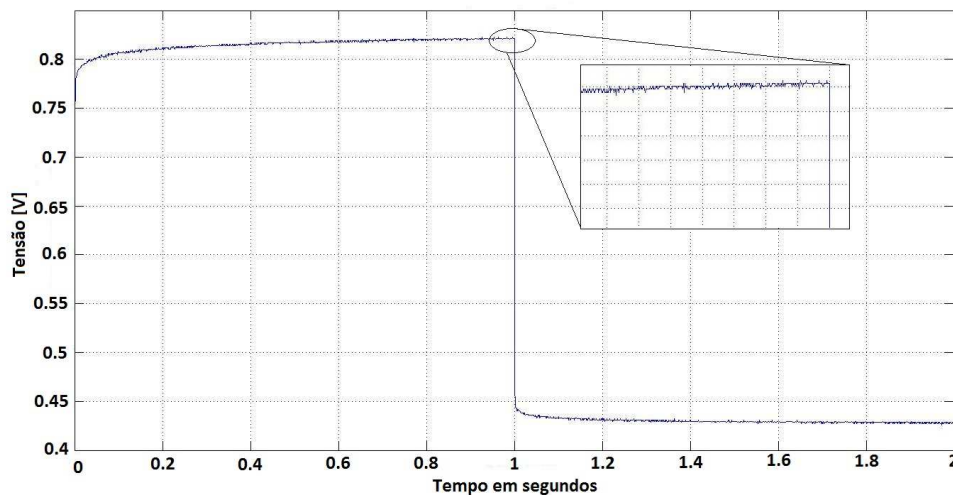


Figura 3.6: Experimento com frequência de corte do sensor de posição capacitivo configurado para 3 kHz. Resposta ao degrau negativo de 1 V de amplitude aplicado em $t = 1\text{ s}$. No detalhe percebe-se a ausência de *undershoot*.

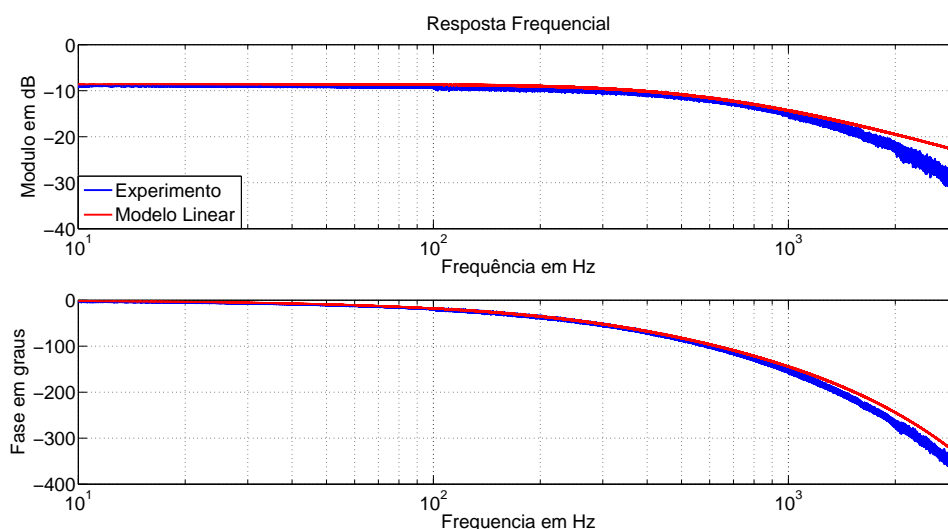


Figura 3.7: Resposta frequencial: em vermelho a resposta frequencial simulada obtida com o modelo linear; em azul a resposta frequencial obtida experimentalmente.

3.3.3 Atraso

Durante o procedimento de identificação da parcela linear da dinâmica do sistema de nanoposicionamento, foi observado um atraso também identificado na literatura por (ZHONG e YAO, 2008). Esse atraso mencionado é equivalente a mais que quatro períodos de amostragem (considerando-se 20kHz de frequência de amostragem, o atraso de $0,238\text{ms}$ representa $4,76$ períodos de amostragem). Mediante tal observação, foram avaliadas algumas prováveis causas para esse atraso:

1. O processamento eletrônico para o condicionamento de sinal do sensor de posição capacitivo realizado pelo E-665.CR;
2. O processamento eletrônico do amplificador de potência do E-665.CR;
3. A conversão A/D realizada pelo sistema de aquisição de dados da *Quanser Q8* ou ainda;
4. O tempo de resposta do cristal piezoelétrico.

Não há como evitar o processamento eletrônico no amplificador de potência E-665.CR, uma vez que o mesmo não fornece a opção de *bypass* do seu polinômio linearizador de segunda ordem e do seu filtro *notch*.

Já no que diz respeito à suspeita de atraso gerado pelo conversor A/D, um teste simples foi realizado, no qual foi visualizado o A/D quando o sinal de tensão gerado pelo próprio conversor D/A conectado ao seu terminal de entrada, apenas um passo de amostragem de atraso foi verificado ($50 \mu s$). Isto descartou a hipótese de que a fonte de atraso seria causada pela placa Q8.

Por fim, na literatura não foi encontrada nenhuma menção de que haja atraso na relação dinâmica de contração e distensão do cristal piezoelétrico. Ao que tudo indica, o atraso medido de $0,238 ms$ está concentrado no sistema eletrônico do acionamento do nanoposicionador E-665.CR. Conforme uma das hipóteses (1) e (2) ou ambas.

3.3.4 Histerese

No sentido de simplificar a análise dos efeitos da histerese, o diagrama de blocos da Figura 3.8 é adotado como referência para a explicação deste fenômeno não linear. Nessa representação, u é a tensão de entrada no sistema, \bar{u} é a entrada somada ao efeito da histerese, $P(s)$ dada por (3.6) é a dinâmica linear do sistema representada por meio de função de transferência, y é a tensão de saída do sistema e \hat{u} é a saída compensada a fim de isolar o efeito de histerese do efeito da dinâmica linear do sistema. O sinal \hat{u} é obtido multiplicando-se $y(s)$ pelo inverso da função de transferência da dinâmica linear do sistema. Essa análise tem como premissa a aplicação de sinais periódicos rápidos na entrada do sistema, a fim de desprezar o efeito do *creep* que é muito lento (DEVASIA *et al.*, 2007). Os experimentos foram realizados em malha aberta, u é o sinal de controle e o sinal \hat{u} , estimativa para o sinal \bar{u} , só difere do sinal de referência pela dinâmica relativa à histerese.

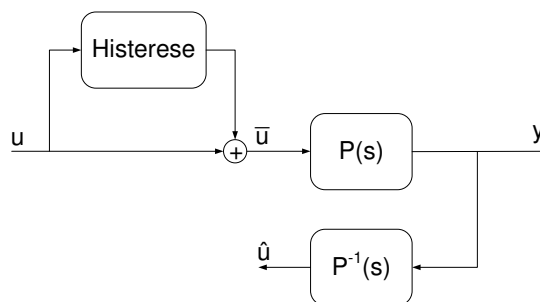


Figura 3.8: Diagrama de blocos base para modelagem da histerese.

Nesta subseção, apresentam-se gráficos entrada \times saída ($u \times y$) do sistema em malha aberta para subsidiar informações e interpretações necessárias à análise da

histerese. O modelo matemático de histerese utilizado neste trabalho (*Bouc-Wen*) é o apresentado em (ISMAIL *et al.*, 2009). A justificativa para a escolha do modelo de *Bouc-Wen* decorre da sua capacidade desejável de representação do efeito da histerese em conjunção com a simplicidade de implementação computacional. A inclinação e a deformação nas extremidades são exemplos dos padrões que determinam as relações entre os parâmetros.

Primeiramente, para um frequência fixa em 10 Hz varia-se a amplitude do sinal senoidal de entrada de 0,1 a 2 V e observam-se as saídas para essa variação, sendo esse denominado o caso de estudo para a variação de amplitude (Figura 3.9). A posteriori, mantem-se uma amplitude fixa em 0,5 V e a frequência é modificada de 5 a 200 Hz, sendo esse denominado o caso de estudo para a variação de frequência (Figura 3.10). Segundo a notação do diagrama de blocos já apresentado, os gráficos correspondem a $u \times y$.

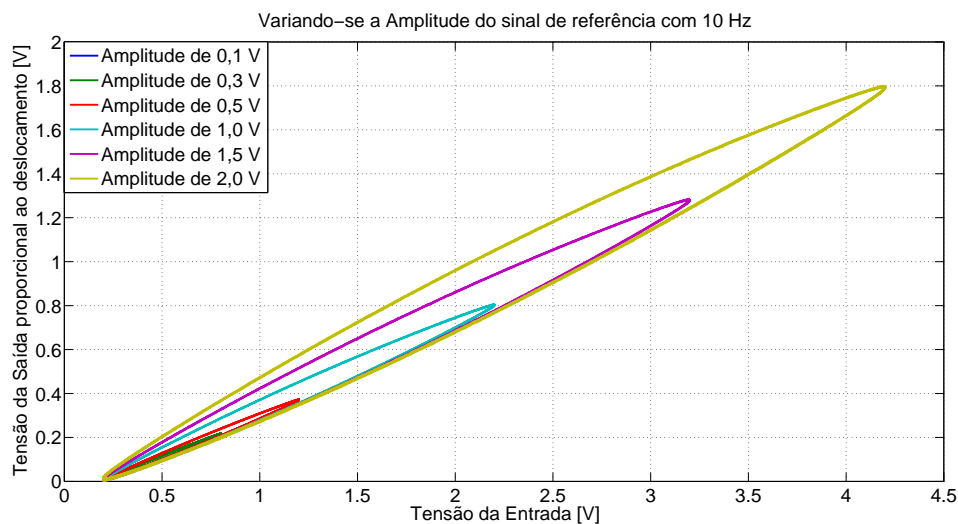


Figura 3.9: Gráfico de histerese. Entrada (u) \times saída (y) para variação de amplitude com frequência de 10 Hz.

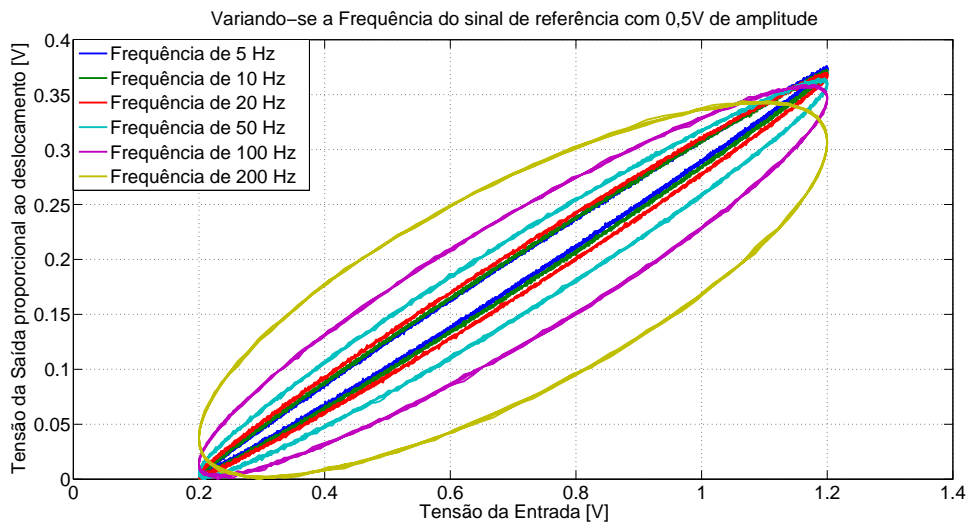


Figura 3.10: Gráfico de histerese. Entrada (u) \times saída (y) para variação de frequência com amplitude de 0,5 V.

Vale ressaltar que as duas métricas mais amplamente adotadas para mensurar o efeito da histerese sobre um sistema se baseiam nos gráficos de $u \times y$ que estão sendo apresentados. Uma métrica consiste do cálculo do perímetro da elipse gerada no gráfico. Outra métrica se baseia na área dessa elipse. A partir desse raciocínio é possível constatar a importância da figura $u \times \hat{u}$ para a análise do fenômeno de histerese (DEVASIA *et al.*, 2007).

Um caminho para se estimar \bar{u} é a implementação de um método iterativo baseado na aproximação de *Tustin* para derivadas e integrais. Essa abordagem é considerada em (SOARES, 2011) a fim de explorar uma alternativa ao procedimento adotado em (ALBUQUERQUE, 2010) e (ALBUQUERQUE *et al.*, 2010). O inconveniente desse método é que sua implementação é não-causal, possível de ser resolvida apenas de maneira *offline*.

Segundo (SOARES, 2011), o sinal estimado \hat{u} é demasiadamente ruidoso. O fenômeno que gera esse efeito é a derivação de um sinal com ruído incluído em $P^{-1}(s)$, o que faz com que o mesmo se amplifique, visto que o processo de derivação se encontra inserido na recursão utilizada no método de *Tustin*. Assim, não se obtém vantagem por meio da utilização desse procedimento iterativo e os resultados são melhores apenas compensando a dinâmica linear pelos gráficos de Bode que é explicado a posteriori.

A estimativa de \bar{u} , por meio da inversão da dinâmica linear, consiste da compensação do atraso de fase e da distorção do ganho extraídos do diagrama de

Bode da parte linear do modelo. Visto que a saída é compensada *offline*, é possível que a mesma seja adiantada (com base na fase identificada no diagrama de Bode) e dividida pelo ganho (com base no ganho identificado no diagrama de Bode) referentes à frequência fundamental que a compõe. O resultado gerado por esse procedimento é evidenciado nas Figuras 3.11 e 3.12.

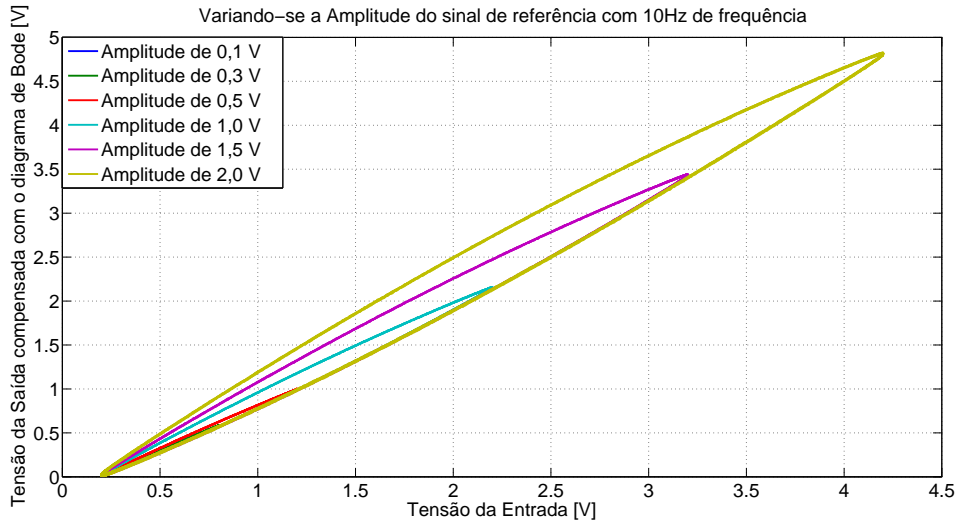


Figura 3.11: Gráfico entrada (u) \times saída compensada (\hat{u}) com base no diagrama de Bode para a variação de amplitude com frequência de 10 Hz.

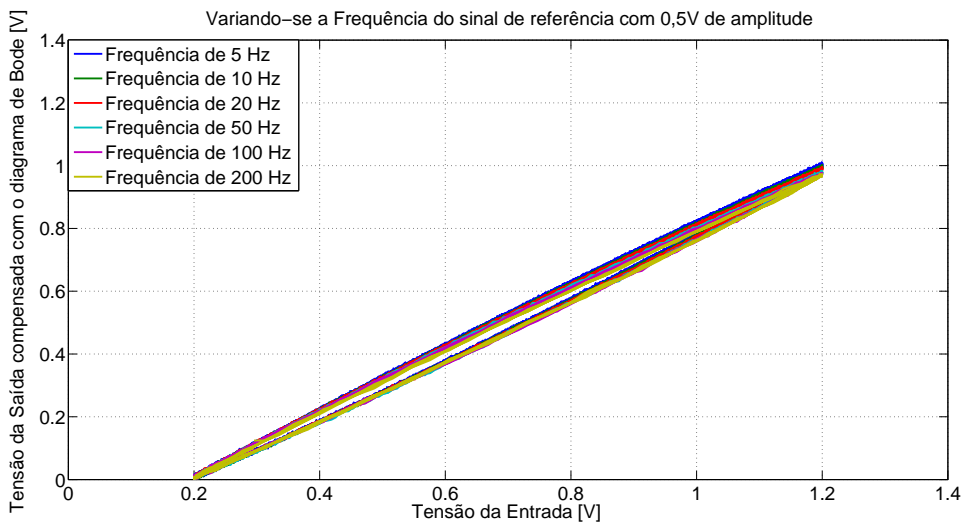


Figura 3.12: Gráfico entrada (u) \times saída compensada (\hat{u}) com base no diagrama de Bode para a variação de frequência com amplitude de 0,5 V.

Após essa etapa inicial de investigação dos efeitos da histerese, o passo seguinte consiste da escolha de um modelo matemático para representar a histerese do atuador de maneira simples e fidedigna, pois na literatura é atestado que o

nanoposicionador sofre significativa influência dessa não-linearidade (ZHONG e YAO, 2008), (ESBROOK *et al.*, 2010) e (ZHOU *et al.*, 2012). O modelo de *Bouc-Wen* foi escolhido para representar o bloco de histerese (ISMAIL *et al.*, 2009) devido à simplicidade e facilidade de implementação computacional.

O modelo de histerese de *Bouc-Wen* faz uso de uma representação da histerese por meio de uma equação diferencial não-linear. Esse modelo teve sua proposição feita por R. Bouc em 1971 e foi generalizado por Y. K. Wen e outros pesquisadores em 1976 (ISMAIL *et al.*, 2009, p.161). O modelo generalizado de histerese de *Bouc-Wen* que aproxima a verdadeira histerese $\Phi_{BW}(u)$ segundo (ISMAIL *et al.*, 2009, p.163) é:

$$\Phi_{BW}(u, z, t) = \alpha ku(t) + (1 - \alpha)Dkz(t), \quad (3.11)$$

com $z(t)$ obedecendo à seguinte equação diferencial:

$$\dot{z} = D^{-1}(A\dot{u} - \beta|\dot{u}||z|^{n-1}z - \gamma\dot{u}|z|^n), \quad (3.12)$$

em que as constantes são:

D e k são parâmetros que ponderam a influência da histerese sobre o sinal $u(t)$;

A é o parâmetro de controle da amplitude da histerese;

β, γ, n são parâmetros de controle da forma de curva da histerese ($n > 1$);

α é a constante elástica da força de amortecimento;

$z(t)$ é a variável de histerese do modelo de *Bouc-Wen*.

A implementação computacional do modelo de histerese de *Bouc-Wen* é representado pelo diagrama de blocos da Figura 3.13. No mesmo, evidencia-se que a histerese é tratada como uma perturbação de entrada dependente do sinal de controle que é enviado ao atuador piezoelétrico $u(t)$.

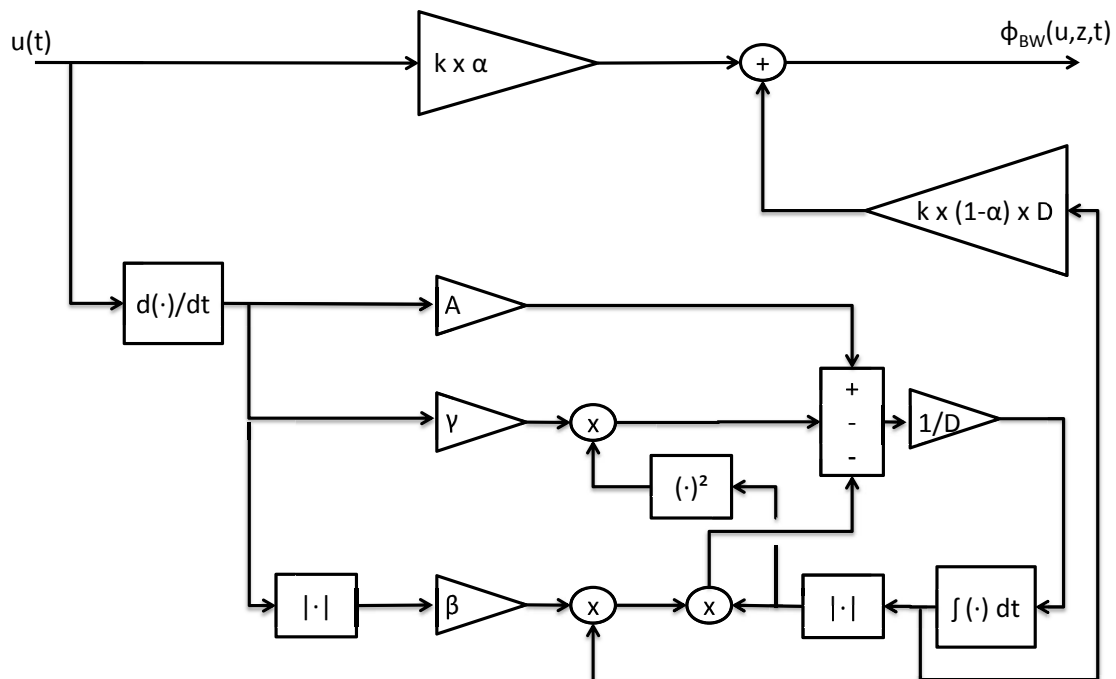


Figura 3.13: Diagrama de blocos do modelo de histerese de *Bouc-Wen*.

O algoritmo usado para a sintonia dos parâmetros do modelo de histerese é o de busca pelo gradiente. Sabendo-se que o gradiente fornece a maior taxa de variação de uma função, a sua direção orienta a busca pelo mínimo erro entre a saída experimental e a simulada. Os parâmetros são buscados por meio do uso de um algoritmo de identificação do *Matlab* denominado *active-set*, que considera um conjunto ativo, o qual consiste de diferentes grupos de valores para serem testados no lugar desses parâmetros. Os parâmetros desse modelo são utilizados para aproximar os dados gerados por simulação das curvas de histerese do sistema a ser modelado (THE MATH WORKS INC., 2010, *Parameter Estimation*). Por meio de simulações que têm como base os sinais experimentais enviados ao atuador e a posição medida (saída), os parâmetros do modelo de histerese foram ajustados e seus valores são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros da histerese segundo o modelo de *Bouc-Wen*.

Parâmetros da histerese	
k	4,2151
D	1
A	-0,0815
α	0,3036
β	31,1777
γ	19,5540
n	2

O objetivo é minimizar o erro de modelagem, que é o valor da diferença entre o sinal de saída experimental e o simulado com os valores atribuídos aos parâmetros (THE MATH WORKS INC., 2010, *Parameter Estimation*). Para efetuar a análise é considerado um indicador de erro denominado RMSE, do inglês *Root-mean-square error* (AGUIRRE, 2007, p.491), sendo o mesmo calculado a partir da equação:

$$\text{RMSE} = \left(\frac{\sqrt{\sum (y - \hat{y})^2}}{\sqrt{\sum (y - \bar{y})^2}} \right), \quad (3.13)$$

em que: y é o valor atual, medido por meio do experimento; \hat{y} é o valor predito, calculado a partir da simulação; \bar{y} é o valor médio de y .

Assim, a Tabela 3.3 apresenta os indicadores RMSE dos erros do modelo de histerese estimado. Cabe mencionar que um indicativo de uma boa predição é a obtenção de $\text{RMSE} < 1$.

Tabela 3.3: Erro pico a pico do sinal de saída do modelo da histerese de *Bouc-Wen* generalizado comparado com o resultado experimental.

Referência	RMSE
0,1 V de amplitude e 10 Hz de frequência	0,2181
0,3 V de amplitude e 10 Hz de frequência	0,0868
0,5 V de amplitude e 10 Hz de frequência	0,0467
1,0 V de amplitude e 10 Hz de frequência	0,0195
1,5 V de amplitude e 10 Hz de frequência	0,0132
2,0 V de amplitude e 10 Hz de frequência	0,0362

Os gráficos *entrada x entrada com histerese* do modelo em relação aos experimentos são retratados na Figura 3.14. Tanto os valores pequenos de erros na Tabela 3.3 quanto as curvas da Figura 3.14 comprovam que o modelo de histerese de *Bouc-Wen* é adequado para representar os efeitos do fenômeno de histerese do sistema.

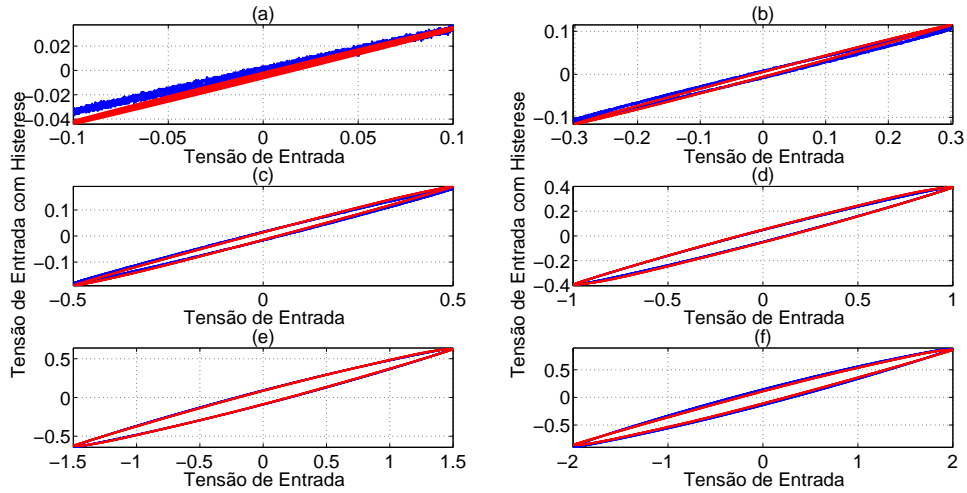


Figura 3.14: Gráficos Entrada x Saída. Resposta experimental (em azul) e simulada (em vermelho) para as referências de (a) 0,1 V, (b) 0,3 V, (c) 0,5 V, (d) 1,0 V, (e) 1,5 V e (f) 2,0 V para a frequência de 10 Hz.

Por meio da análise desses resultados é possível perceber que o efeito da histerese para sinais de referência com amplitude baixa, 0,1 V, é pequeno, fazendo com que o erro do modelo de *Bouc-Wen* seja elevado, tendo seu respectivo RMSE em torno de 0,22. Conforme as amplitudes dos sinais de referência aumentam, o modelo passa a ser mais fiel na representação do efeito da histerese. Esse comportamento corrobora a hipótese adotada de que o efeito da histerese é dependente da amplitude do sinal de referência e independente da frequência desse sinal.

Uma alternativa ao modelo generalizado de *Bouc-Wen*, é o modelo simplificado cujo princípio é fixar alguns parâmetros e identificar apenas o conjunto de parâmetros restantes, conforme o que é utilizado em (ALBUQUERQUE, 2010) e (ALBUQUERQUE *et al.*, 2010). A equação que representa o modelo simplificado é:

$$\Phi_{BW_{\text{simplificado}}}(u)(t) = u(t) + z_{\text{simplificado}}(t), \quad (3.14)$$

com $z_{\text{simplificado}}(t)$ obedecendo à seguinte equação diferencial:

$$\dot{z}_{\text{simplificado}} = A\dot{u} - \beta|\dot{u}||z_{\text{simplificado}}|^{n-1}z_{\text{simplificado}} - \gamma\dot{u}|z_{\text{simplificado}}|^n, \quad (3.15)$$

sendo as constantes apresentadas similares às aquelas do modelo generalizado de *Bouc-Wen*.

Este modelo é equivalente ao modelo generalizado de *Bouc-Wen* assumindo-se os parâmetros $\alpha = 0,5$, $k = 2$ e $D = 1$. A utilização do modelo generalizado de *Bouc-Wen* se mostra mais adequada ao nanoposicionador, pois apresenta maior fidelidade em relação aos experimentos realizados. Os parâmetros identificados para o modelo simplificado de *Bouc-Wen* estão na Tabela 3.4.

Tabela 3.4: Parâmetros da histerese segundo o modelo de *Bouc-Wen* simplificado.

Parâmetros da histerese	
A	-0,5557
β	15,7260
γ	8,1997
n	2

A maior representatividade do modelo generalizado de *Bouc-Wen* é comprovada a partir da representação gráfica das duas abordagens que segue na Figura 3.15.

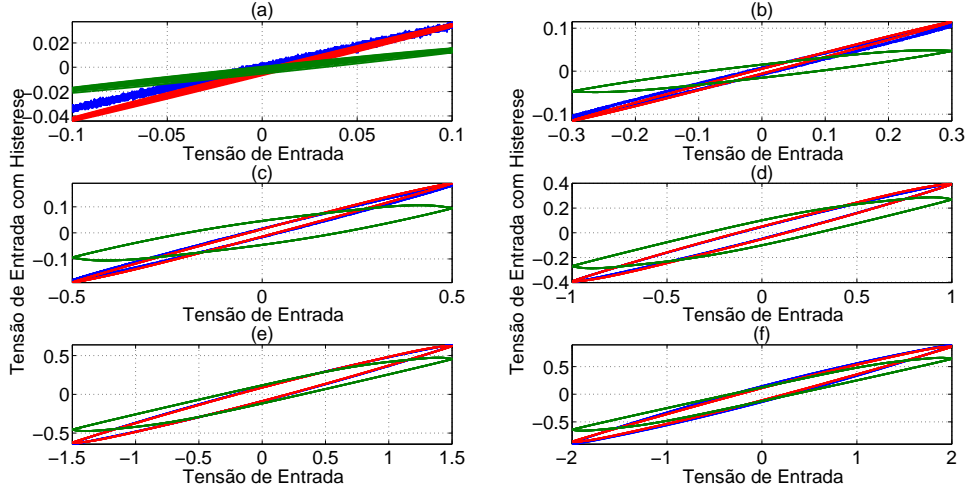


Figura 3.15: Gráficos Entrada x Saída. Resposta experimental (em azul) simulada com o modelo generalizado de *Bouc-Wen* (em vermelho) e simulada com o modelo simplificado de *Bouc-Wen* (em verde) para as referências de (a) 0,1 V, (b) 0,3 V, (c) 0,5 V, (d) 1,0 V, (e) 1,5 V e (f) 2,0 V.

Análise Estabilidade do Modelo de Histerese

Nessa seção, a análise de estabilidade via método direto de Lyapunov do modelo de histerese é realizada com base em (ISMAIL *et al.*, 2009). É utilizada uma função de energia $V(z)$. A partir da equação (3.12), é definida a seguinte função de Lyapunov:

$$V(z) = \frac{z^2}{2}, \quad (3.16)$$

cuja derivada é:

$$\dot{V}(z) = z\dot{u}D^{-1}[A - (\beta \operatorname{sgn}(\dot{u})\operatorname{sgn}(z) + \gamma)|z|^n]. \quad (3.17)$$

Esse modelo é BIBO, do inglês *Bounded Input Bounded Output*, estável se e somente se o seguinte conjunto Ω de condições iniciais $z(0)$ não é vazio:

$\Omega = \{z(0) \in \mathfrak{R} \text{ tal que } \Phi_{BW}(u)(t) \text{ é BIBO estável para todo sinal de entrada de classe } C^1, \text{ contínuo e com derivada contínua, para valores fixos dos parâmetros } A, \beta, \gamma \text{ e } n\}$.

A derivada de $V(z)$ assume diferentes formas dependendo dos sinais de \dot{u} e z conforme a Tabela 3.5.

Tabela 3.5: Derivada da função de Lyapunov para todas as combinações de sinais de z e \dot{u} .

$\text{sgn}(z)$	$\text{sgn}(\dot{u})$	$\dot{V}(z)$
+	+	$z\dot{u}D^{-1}[A - (\beta + \gamma)z^n]$
-	+	$z\dot{u}D^{-1}[A + (\beta - \gamma) z ^n]$
+	-	$z\dot{u}D^{-1}[A + (\beta - \gamma)z^n]$
-	-	$z\dot{u}D^{-1}[A - (\beta + \gamma) z ^n]$

O modelo de *Bouc-Wen* é estável uma vez que $V(z)$ é positiva definida e $\dot{V}(z)$ é negativa definida, o que pode ser concluído da Tabela 3.5 para os parâmetros da Tabela 3.2.

Modelo de Histerese de Prandtl-Ishlinskii

Uma alternativa para a representação da histerese é por meio do modelo de *Prandtl-Ishlinskii* (ESBROOK *et al.*, 2010). Esse modelo é desenvolvido com base em operadores PI (*Prandtl-Ishlinskii*). Tal operador se baseia numa superposição ponderada de unidades histeréticas básicas denominadas operadores *Play*. Cada operador *Play* é parametrizado por um raio ou limiar r . A saída desse operador $u_r(t)$ para uma dada entrada contínua e monótona $v(t)$ ao longo de $t \in [0, T]$ é dada por:

$$u_r(t) = P_r[v; u_r(0)](t) = \max\{\min\{v(t) + r, u_r(0)\}, v(t) - r\}. \quad (3.18)$$

A saída $u_r(t)$ representa o estado atual do operador P_r . Para entradas gerais, o sinal de entrada é dividido em segmentos monótonos. A saída é calculada a partir de segmentos sucessivos, em que a saída do último segmento monótono se torna a condição inicial para o próximo. Para a implementação prática, considera-se apenas um operador PI de dimensão finita, em que o operador pode ser representado como uma soma finita. Considera-se um operador PI Γ_h contendo $m + 1$ operadores *Play*, nos quais os parâmetros dos limiares satisfazem $0 = r_0 < r_1 < \dots < r_m < \infty$. A motivação para se considerar a utilização do modelo de *Prandtl-Ishlinskii* é a facilidade de adaptá-lo no algoritmo de controle, comparado ao modelo de *Bouc-Wen*. A saída do operador PI é dada por (ESBROOK *et al.*, 2010):

$$u(t) = \Gamma_h[v; W_i(0)](t) = \sum_{i=0}^m \theta_i P_{r_i}[v; W_i(0)](t), \quad (3.19)$$

em que $W_i(t)$ representa o estado do operador *Play* P_{ri} no tempo t . O vetor $\theta = (\theta_0, \theta_1, \dots, \theta_m)' \geq 0$ representa os pesos de cada elemento *Play* do operador. Define-se também o vetor operador de histerese $P = [P_{r0}, P_{r1}, \dots, P_{rm}]'$, que captura a evolução do estado $W(t)$ da histerese sob a entrada v , sendo isso:

$$W(t) = P[v; W(0)](t). \quad (3.20)$$

Com base nesse modelo, o sinal de entrada do sistema que inclui a histerese é:

$$u(t) = \theta' W(t). \quad (3.21)$$

Contudo, neste trabalho, esse modelo de histerese foi descartado. Houve uma tentativa de utilizá-lo, mas a necessidade de que a saída de um operador seja a condição inicial do próximo e a determinação do número de operadores PI necessários, dificultaram sua implementação com o recurso computacional utilizado (*Matlab*).

3.3.5 Creep

O *creep* ou rastejamento piezoelétrico é um efeito decorrente da tensão aplicada sobre a polarização restante do nanoatuador. Se a tensão de operação do atuador piezoelétrico aumenta, a polarização restante continua a aumentar. Tal fenômeno se manifesta como um *creep* ou rastejamento lento após a mudança de tensão ter ocorrido (DEVASIA *et al.*, 2007, p.810), o que é observado em detalhe na Figura 3.17. Dois modelos diferentes são analisados na presente Dissertação, um modelo não linear e outro linear.

Modelo Não Linear de *Creep*

A representação matemática do modelo não linear do *creep* apresentada em (DEVASIA *et al.*, 2007) e adotada por (ALBUQUERQUE, 2010) e (SOARES, 2011), segue:

$$y(t) = y_0 \left\{ 1 + \gamma \log_{10} \left(\frac{t}{t_0} \right) \right\}; \text{ na qual } t > t_0. \quad (3.22)$$

Esse modelo é inadequado para o presente estudo pois depende de um parâmetro temporal. A validade desse parâmetro é relativa ao momento em que se aplica o degrau ao nanoatuador. Por esse motivo, sua validade é restrita à resposta a um certo degrau.

Modelo Linear de Creep

A partir da modelagem do efeito do *creep* como uma associação de molas e amortecedores, segundo (DEVASIA *et al.*, 2007), a representação matemática natural se apresenta de maneira compacta pela função de transferência que segue:

$$G_c(s) = \frac{1}{k_0} + \sum_{i=1}^{n_c} \frac{1}{c_i s + k_i}, \quad (3.23)$$

em que $n_c = 3$, $k_0 = 1,2607$ modela o comportamento elástico do atuador em baixas frequências, $k_1 = k_2 = k_3 = 132,91$ são as constantes de mola, e $c_1 = c_2 = c_3 = 23,232s$ são as constantes de amortecimento. Foi utilizado um modelo de terceira ordem ($n_c = 3$), suficiente para representar o efeito do *creep* ou rastejamento com razoável acurácia, conforme já citado em (DEVASIA *et al.*, 2007). Uma vez que $c_i > 0$ e $k_i > 0 \forall i = 1, \dots, n_c$, a função de transferência $G_c(s)$ possui polos negativos, portanto é estável.

O modelo escolhido para representar o efeito de rastejamento (*creep*) no presente trabalho é o linear. Tal escolha fundamentou-se nas vantagens que esse apresenta sobre o modelo não linear de *creep*, dentre essas a principal é a indenpendência de um parâmetro temporal, propriedade que facilita a identificação dos parâmetros de seu modelo e o torna mais representativo do efeito não linear real do sistema.

Se o modelo de *creep* não linear tivesse sido adotado, o mesmo não poderia ser considerado no levantamento dessa resposta frequencial, pois seria necessário reiniciar o contador de tempo associado à esse a cada transição (mudança de sinal na derivada do sinal de excitação) na amplitude do sinal de entrada, o que torna o modelo inviável para essa operação. Em defesa da abordagem não linear, alguns autores consideram que o efeito do *creep* pode ser desprezado para sinais de referência periódicos rápidos (PHYSIK INSTRUMENTE, 2009-2010). O modelo não linear de *creep* ou rastejamento não é considerado na obtenção da resposta frequencial do sistema identificado completo.

O resultado das simulações que exibem esse efeito é apresentado na próxima seção a fim de fazer uma avaliação da associação de todos os modelos que compõem a representação do sistema experimental.

3.4 Validação do modelo completo

No tocante à análise frequencial do modelo completo, a Figura 3.16 apresenta o resultado experimental em contraposição ao obtido por simulação que inclui: a dinâmica linear, a histerese e o *creep*. Observa-se que, os resultados são muito parecidos, embora seja percebida uma discrepância mais acentuada para frequências superiores a 1 kHz.

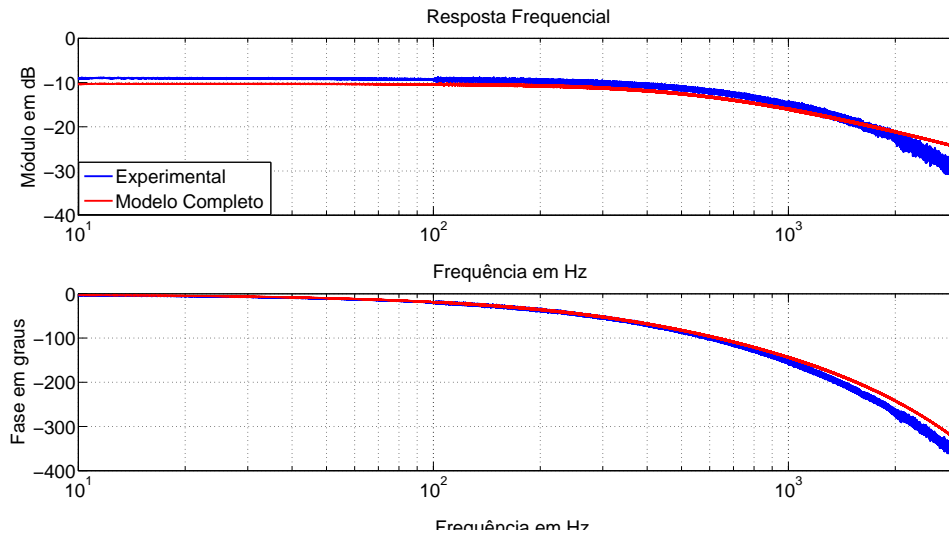


Figura 3.16: Respostas frequenciais: experimental e do modelo completo.

A Figura 3.17 apresenta a resposta ao degrau experimental comparada à do modelo. Percebe-se na Figura 3.17 que durante 0,238 ms o nanoatuador não responde ao degrau aplicado, tal característica é a manifestação do atraso. A consistência do modelo completo é comprovada, não somente no domínio da frequência, Figura 3.16, como também no domínio do tempo. Para o último, com erro máximo em regime da ordem de 0,98% em relação ao valor da amplitude da resposta ao degrau considerada e no transiente com erro máximo de 8,72%.

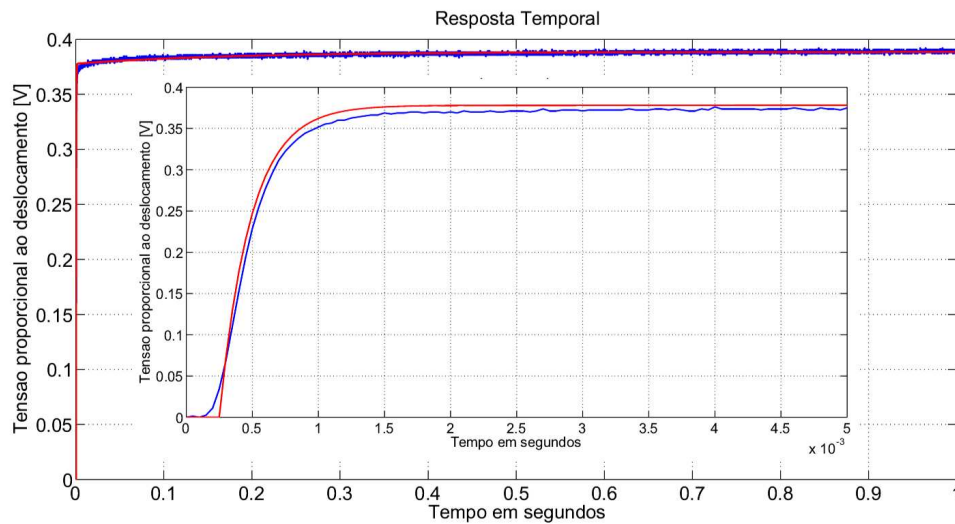


Figura 3.17: Resposta ao degrau no domínio do tempo. Em vermelho a resposta simulada com o modelo completo e em azul a resposta experimental medida.

A parte linear do modelo é utilizada no projeto dos controladores no Capítulo 4. O modelo completo é utilizado para simulações realistas do sistema de controle em malha fechada. O modelo da histerese poderia também ser empregado na compensação desse fenômeno a fim de reduzir os erros de rastreamento dos controladores. Assim, para efeitos de comparação entre erros esperado e medido, os experimentos são contrapostos aos resultados de simulações.

Observa-se o efeito do *creep* por meio da análise do sinal de tensão do sistema experimental que sofre incrementos lentos após o término do transiente da resposta ao degrau. O resultado desse efeito não linear é observado, após o regime permanente, como um lento desvio (aumento para a excursão positiva) da tensão de seu patamar definido pelo ganho DC da parcela linear do sistema.

Capítulo 4

Controle do Sistema de Nanoposicionamento

Neste capítulo são apresentadas diferentes abordagens para o controle do sistema de nanoposicionamento. As metodologias adotadas neste trabalho são baseadas em técnicas de controle clássico, adaptativo e robusto. Primeiramente é implementado um controlador com ações proporcional e integral (PI). Em seguida, é utilizada uma estratégia simples de controle adaptativo. Partindo-se do controlador PI, são feitas modificações para adicionar um termo *feedforward*. Por meio do método de Lyapunov, modificações são realizadas no algoritmo de controle PI com *feedforward* para desenvolver uma estratégia de controle adaptativo robusto.

A motivação para a utilização das estratégias de controle adaptativo é advinda da adoção de hipóteses de incerteza associadas aos modelos dinâmicos identificados que podem ser não lineares e variantes no tempo (MOHEIMANI e ELEFTHERIOU, 2013). Altas velocidades de rastreamento são pré-requisito para o posicionamento da amostra no plano XY e a consequente possibilidade de geração de imagens com o AFM. Nesse equipamento o substrato da amostra é mapeado a partir do eixo Z cujo controle não é tratado nesta Dissertação. Comercialmente, os AFM's geram um (01) quadro de imagem por segundo, contudo o objetivo estudado no estado da arte em nanoposicionamento é a obtenção de taxas de geração de quadros compatíveis com as de vídeo (minimamente 24 quadros por segundo). Essa aplicação é motivada principalmente pelo estudo de amostras biológicas cujos processos dinâmicos ocorrem com constantes de tempo de milisegundos. Por essa razão, nesta Dissertação são previstos os seguimentos de trajetórias com até 200 Hz. Cabe ressaltar que para compatibilizar as varreduras de AFM's para a aplicação em geração de vídeo são também necessárias inovações mecânicas em seu projeto.

Os sinais de referência utilizados nesta Dissertação são senoidais e se encontram inseridos no contexto de controle dos eixos de um nanoposicionador lateral do AFM. A forma senoidal foi escolhida por ser suave e possuir derivadas suaves, o que facilita o rastreamento. Tal proposta é adotada em dois tipos de escaneamento de amostras, o ciclóide e o Lissajous (Vide seção 1.4.1). Na primeira modalidade de rastreamento, um dos eixos do nanoposicionador lateral (Y) rastreia uma trajetória senoidal de referência e o outro eixo (X) segue uma senóide cuja portadora é uma reta. Já na segunda, ambos os eixos do nanoposicionador lateral rastreiam trajetórias senoidais de referência (TUMA *et al.*, 2013).

O controlador PI apresenta um desempenho aquém do desejado para altas frequências. O controlador adaptativo tem um transiente pior que o PI, contudo rastreia a referência com um menor erro. Já o controlador PI com *feedforward* supera o desempenho dos anteriores mas ainda há margem para melhorias. Nesse contexto, é inserido o projeto do controlador adaptativo robusto, que resulta em rastreamento preciso para altas frequências de operação (100 a 200 Hz). Todos os resultados de simulação são obtidos com os modelos da dinâmica linear, do atraso e da histerese desenvolvidos no Capítulo 5. Segundo (DEVASIA *et al.*, 2007), o fenômeno do *Creep* pode ser desprezado para excitações rápidas e periódicas do sistema de nanoposicionamento, simplificação assumida nesta abordagem.

4.1 Controlador Proporcional e Integral

As motivações para o uso do controlador com ações proporcional e integral são a sua simplicidade de implementação e adequação ao controle de sistemas de primeira ordem. A ação proporcional age no sentido de tentar reduzir o erro de rastreamento ao passo que a ação integral além de eliminar o erro de regime permanente para sinais de referência constantes, contribui para reduzir o efeito do *drift*. Por estas razões, o fabricante *Physik Instrumente* o incluiu no sistema de acionamento do nanoposicionador E-665.CR, dentre outros.

A dinâmica linear identificada para o sistema, dada pela função de transferência, é utilizada para o projeto do controlador. Entretanto, não se considera as não-linearidades inerentes ao sistema de nanoposicionamento, nem o seu atraso. Uma vez que os sinais de referência aplicados nos experimentos são periódicos e rápidos, o efeito do *Creep* não influi de maneira considerável sobre a resposta do sistema e pode ser compensado pela ação integral do controlador. Contudo a histerese do sistema e o atraso de tempo introduzem atrasos de fase que prejudicam o desempenho do sistema de controle.

4.1.1 Lei de controle

Para ajustar os parâmetros do controlador utilizou-se o princípio do modelo interno, o zero do controlador é posicionado de maneira a ocupar a mesma frequência do pólo da função de transferência do nanoposicionador. Assim, o único parâmetro do compensador a ser sintonizado é o ganho proporcional. Esse valor é aproximado, num primeiro momento, para fazer com que o sistema composto pela parte linear do modelo e pelo controlador tenha uma margem de fase de 60° . Após esse procedimento, um ajuste fino do mesmo via simulação, em que se consideram os modelos para o atraso e a histerese, é realizado a fim de melhorar o seu desempenho (diminuir o erro de rastreamento).

A lei de controle PI é representada pela sua função de transferência:

$$u(s) = K \cdot \frac{s + 3815}{s} e(s), \quad (4.1)$$

na qual o sinal de erro é:

$$e = y_d - y. \quad (4.2)$$

O diagrama de blocos para essa estratégia de controle clássico é apresentado na Figura 4.1.

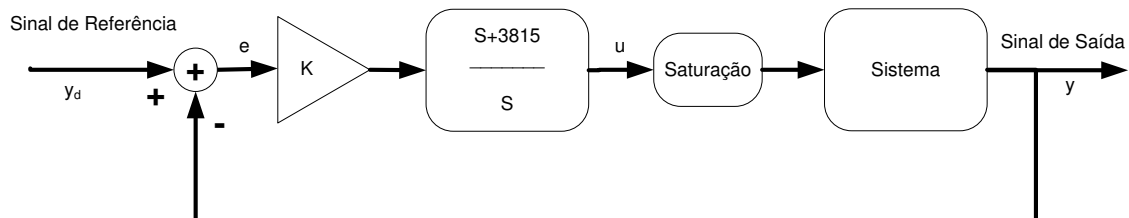


Figura 4.1: Diagrama de blocos do controlador com ações proporcional e integral.

A seguir são apresentadas, resumidamente, as equações que definem a implementação da estratégia de controle tratada nesta seção.

Tabela 4.1: Descrição resumida da estratégia de controle implementada.

$u(s) = K \cdot \frac{s+a_p}{s} e(s)$
$e(s) = y_d(s) - y(s)$

Ajuste do Ganho Proporcional

Considerando-se o modelo linear de primeira ordem com atraso para o ajuste do controlador, identifica-se pelos diagramas de Bode que a sua margem de ganho com o controle proporcional unitário seria de 6,49. Com isso, a primeira restrição para o ganho do controlador é imposta. Adicionando o zero do controlador, na mesma posição do pólo do sistema, e refazendo-se o cálculo da margem de ganho com essa nova função de transferência o valor obtido é de 4,64. Partindo do ganho de 1,5 o qual fornece ao sistema controlado uma margem de fase de aproximadamente 60° , ajustes finos do ganho do controlador são realizados por meio de simulações levando ao ganho $K = 2,5$ que é utilizado no controlador.

Uma vez fixado o ganho $K = 2,5$ para o controlador PI, a margem de fase resultante do sistema é de $41,5^\circ$. Com isso, a estabilidade do sistema é assegurada para o projeto do controlador com esses parâmetros já informados.

4.1.2 Resultados de Simulações

As simulações são realizadas para os sinais de referência senoidais de 10, 50, 100 e 200 Hz. Com amplitude $1V_{pp}$ e valor médio $0,8V_{DC}$ para evitar referências negativas. Os resultados são obtidos com o modelo identificado no Capítulo 3 excetuando-se a dinâmica que modela o *Creep*. Na Figura 4.2 são apresentados os resultados da ação de controle, do erro e da saída medida em comparação com o sinal de referência.

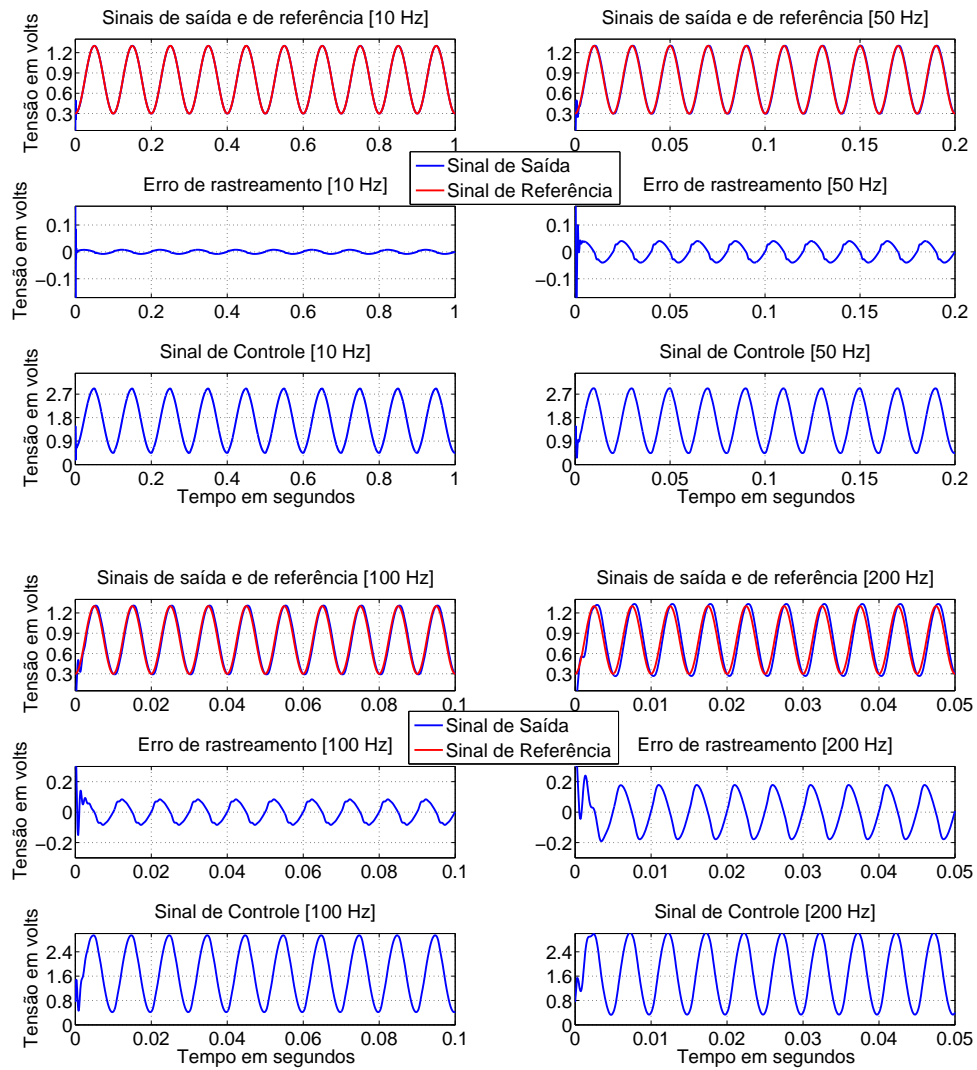


Figura 4.2: Resultados de simulação para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

4.1.3 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais são organizados de acordo com as frequências dos sinais de referência. De acordo com a orientação seguida pelos experimentos descritos na literatura como em (DEVASIA *et al.*, 2007), (ALBUQUERQUE, 2010) e (ALBUQUERQUE *et al.*, 2010), os ensaios são realizados para as referências de 10, 50, 100 e 200 Hz. A Figura 4.3 apresenta os resultados da ação de controle, do erro e da saída medida em comparação com o sinal de referência.

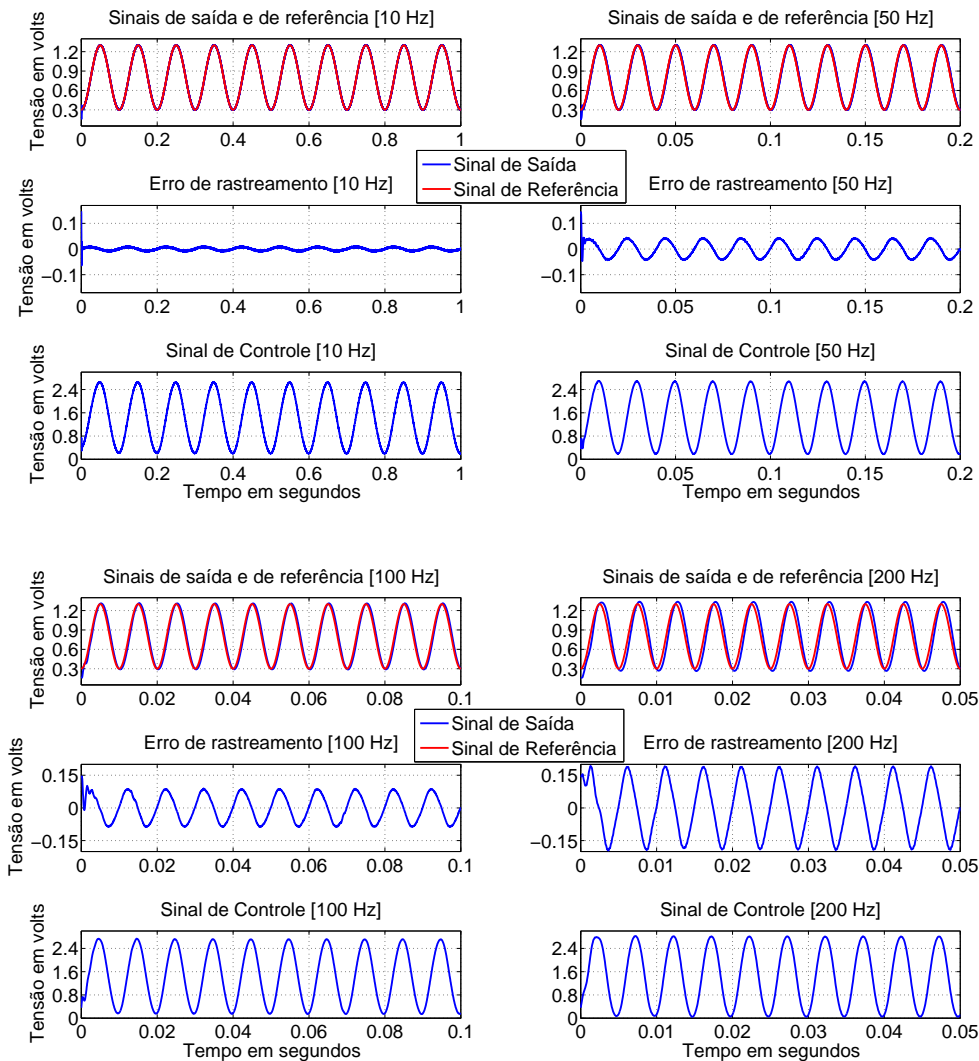


Figura 4.3: Resultados experimentais para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

Na Figura 4.3, observa-se que quanto maior é a frequência da referência senoidal pior é o desempenho do controlador PI. Em adição, por meio da comparação entre os resultados comprova-se que as simulações (Figura 4.2) vão ao encontro dos

experimentos (Figura 4.3), corroborando com o argumento de representatividade, exposto no Capítulo 3, do modelo completo em relação ao sistema real.

4.2 Controlador adaptativo baseado em modelo de referência

Nesta seção é implementada uma estratégia de controle adaptativo para um sistema de primeira ordem segundo o descrito em (SLOTINE e LI, 1991, pp. 326-329). Tal estratégia fundamenta-se no método de controle adaptativo com base em um modelo de referência (MRAC), os erros do sistema e do modelo de referência são considerados para descrever a dinâmica do controlador.

4.2.1 Resultado de Estabilidade

Resultados de estabilidade do controlador MRAC.

O esquema de controle MRAC sumarizado na tabela 4.2 garante que:

1. *Todos os sinais do sistema em malha fechada são limitados e o erro de rastreamento $e(t)$ converge, com o tempo, assintoticamente para zero para qualquer entrada de referência $y_d(t) \in L_\infty$.*
2. *Se $y_d(t)$ é suficientemente rica e de ordem $2n$, $\dot{y}_d(t) \in L_\infty$ e o numerador e o denominador de $M(s)$ são relativamente coprimos, então o erro paramétrico $|\tilde{a}(t)| = |\hat{a}(t) - a^*|$ e o erro de rastreamento $e(t)$ convergem para zero exponencialmente.*

A prova desses resultados é reapresentada ao fim da seção 4.2.2.

4.2.2 Lei de controle

Para o projeto desse controlador apenas a dinâmica linear do nanoposicionador é considerada. Os efeitos do *creep* e da histerese, bem como do atraso são desconsiderados no projeto da lei de controle. Essa medida é adotada para simplificar o projeto do controlador de forma semelhante ao que foi feito no procedimento de projeto do controlador com ações proporcional e integral apresentado nas seções 4.1.1 e 4.1.2.

Supondo que os parâmetros da dinâmica de primeira ordem sejam constantes, a equação dinâmica é:

$$\dot{y} = -a_p y + b_p u, \quad (4.3)$$

em que y é a tensão oriunda do sensor de posição capacitivo, u é a sua entrada, a_p e b_p são os parâmetros desconhecidos. O desempenho desejado para o sistema adaptativo de controle é especificado por um modelo de referência de primeira ordem:

$$\dot{y}_m = -a_m y_m + b_m y_d, \quad (4.4)$$

no qual a_m e b_m são parâmetros constantes e $y_d(t)$ é um sinal de referência limitado. O parâmetro a_m deve ser positivo para que o modelo de referência seja estável. Já o parâmetro b_m pode ser tomado como positivo sem perda de generalidade. O modelo de referência (4.4) também pode ser expresso por:

$$y_m = M(s)y_d, \quad (4.5)$$

em que:

$$M(s) = \frac{b_m}{s + a_m}, \quad (4.6)$$

é a sua função de transferência e s é a variável complexa de Laplace.

O objetivo é formular uma lei de controle e uma lei de adaptação tal que o erro de rastreamento:

$$e = y - y_m, \quad (4.7)$$

convirja assintoticamente para zero. Nesse sentido, assume-se que o sinal de b_p é conhecido, o que ocorre no nanoposicionador.

Como primeiro passo no controle adaptativo, define-se a lei de controle da seguinte maneira:

$$u = \hat{a}_r(t)y_d + \hat{a}_y(t)y, \quad (4.8)$$

em que \hat{a}_r e \hat{a}_y são ganhos de realimentação variantes no tempo. Com essa lei de controle, a dinâmica resultante em malha fechada para o sistema de primeira ordem é:

$$\dot{y} = -(a_p - \hat{a}_y b_p)y + (\hat{a}_r b_p)y_d(t). \quad (4.9)$$

A razão da escolha da lei de controle expressa em (4.8) se torna evidente ao se analisar a expressão (4.9). De fato, se os parâmetros da planta fossem conhecidos,

os parâmetros ideais seriam calculados por:

$$a_r^* = \frac{b_m}{b_p}, \quad a_y^* = \frac{a_p - a_m}{b_p}, \quad (4.10)$$

o que leva à seguinte dinâmica em malha fechada:

$$\dot{y} = -a_m y + b_m y_d, \quad (4.11)$$

que é análoga ao modelo de referência e leva o erro de rastreamento para zero.

A lei de adaptação vai continuamente buscar os ganhos certos, baseada no erro de rastreamento $y - y_m$, fazendo com que y tenda a y_m assintoticamente.

O erro de adaptação paramétrica é definido como a diferença entre os parâmetros estimados pela lei de adaptação e os valores ideais dos mesmos:

$$\tilde{a}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{a}_r \\ \tilde{a}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{a}_r - a_r^* \\ \hat{a}_y - a_y^* \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

A dinâmica do erro de rastreamento pode ser obtida subtraindo-se a equação (4.4) de (4.9),

$$\begin{aligned} \dot{e} = \dot{y} - \dot{y}_m &= -a_m(y - y_m) + (a_m - a_p + b_p \hat{a}_y)y + (b_p \hat{a}_r - b_m)y_d \\ &= -a_m e + b_p(\tilde{a}_r y_d + \tilde{a}_y y), \end{aligned} \quad (4.13)$$

que pode ser convenientemente representada por,

$$e = \frac{b_p}{s + a_m}(\tilde{a}_r y_d + \tilde{a}_y y) = \frac{1}{a_r^*} M(s)(\tilde{a}_r y_d + \tilde{a}_y y). \quad (4.14)$$

Tendo em mente a expressão (4.14) a lei de adaptação sugerida em (SLOTINE e LI, 1991, pp. 326-329) é:

$$\dot{\hat{a}}_r = -\text{sgn}(b_p)\gamma e y_d \quad ; \quad \dot{\hat{a}}_y = -\text{sgn}(b_p)\gamma e y, \quad (4.15)$$

em que γ é uma constante positiva denominada ganho de adaptação. De (4.15) é possível observar que o termo $\text{sgn}(b_p)$ determina a direção de busca dos parâmetros adequados do controlador.

Com as leis de controle e adaptação escolhidas, realiza-se a análise de estabilidade e convergência usando a teoria de Lyapunov (SLOTINE e LI, 1991, p.107).

Teorema de Lyapunov para sistemas não autônomos.

Estabilidade: Se, em uma esfera de raio B_{R_0} em torno do ponto de equilíbrio 0, existe uma função escalar $V(x,t)$, sendo a mesma de classe C^1 , tal que:

- 1. V é *positiva definida*
- 2. \dot{V} é *negativa semidefinida*

então 0 é um ponto de equilíbrio estável no sentido de Lyapunov.

Estabilidade uniforme e estabilidade assintótica uniforme: Se, além das condições expressas acima,

- 3. V é *decrecente*

então a origem é uniformemente estável. Se a condição 2 é reforçada por meio da restrição de que \dot{V} seja negativa definida, então o ponto de equilíbrio é assintoticamente uniformemente estável.

Estabilidade assintótica uniforme global: Se a esfera de raio B_{R_0} é substituída por todo o espaço de estados e , a condição 1, a condição 2 reforçada, a condição 3, e a condição:

- 4. V é *radialmente ilimitada*

são todas satisfeitas, então o ponto de equilíbrio em 0 é globalmente uniformemente assintoticamente estável.

Similarmente ao caso de sistemas autônomos, se, em uma certa vizinhança do ponto de equilíbrio, V é positiva definida e \dot{V} , sua derivada ao longo das trajetórias do sistema, é negativa semidefinida, então V é denominada uma função de Lyapunov para o sistema não autônomo.

Tomando-se a seguinte candidata a função potencial:

$$V(e, \tilde{a}) = \frac{1}{2}e^2 + \frac{1}{2\gamma}|b_p|(\tilde{a}_r^2 + \tilde{a}_y^2). \quad (4.16)$$

Derivando-se a função potencial acima, obtém-se:

$$\dot{V} = -a_m e^2, \quad (4.17)$$

que é negativa semidefinida. Tal fato implica que $V(t) \leq V(0)$, e por isso, $e(t)$ e $a(t)$ são limitados. Contudo o teorema dos conjuntos invariantes de La Salle não pode ser utilizado para concluir a convergência de $e(t)$ porque a dinâmica é não autônoma (depende do tempo).

A fim de se provar a estabilidade do sistema em malha fechada é necessário utilizar o Lema de Barbalat (SLOTINE e LI, 1991, p.123).

Lema de Barbalat.

Se uma função diferenciável f possui um limite finito à medida que $t \rightarrow +\infty$, e se \dot{f} é uniformemente contínua, então $f(t) \rightarrow 0$ para $t \rightarrow +\infty$.

Por (SLOTINE e LI, 1991, p.124), dada a simples e suficiente condição para uniformidade contínua, um imediato e prático corolário do Lema de Barbalat pode ser declarado como segue:

Corolário de Barbalat.

Se uma função diferenciável $f(t)$ possui um limite finito à medida que $t \rightarrow +\infty$, e é tal que $\ddot{f}(t)$ existe e é limitada, então $\dot{f}(t) \rightarrow 0$ à medida que $t \rightarrow +\infty$.

A necessidade é a de verificar se a função $\dot{V}(e,t)$ é uniformemente contínua no tempo. Visto que função escalar $V(e,a,t)$ é limitada, procede-se com a análise de $\dot{V}(e,t)$:

$$\dot{V} = -2a_m e. \tag{4.18}$$

Observa-se a partir da equação (4.18) que $\dot{V}(e,t)$ é limitada, haja visto que $e(t)$ é limitada. Logo, se $\ddot{V}(e,a,t)$ existe e é limitada e $V(e,t)$ também é limitada, então $\dot{V}(e,t) \rightarrow 0$ para $t \rightarrow +\infty$. Assim, o sistema de controle adaptativo é assintoticamente estável, pois se $\dot{V} = -a_m e^2 \rightarrow 0$, então $e(t) \rightarrow 0$, fato que configura a convergência global assintótica do erro de rastreamento.

O parâmetro $a_m = 3000 \text{ rad/s}$ foi escolhido de forma que o pólo do modelo de referência seja semelhante ao do nanoposicionador $a_p = 3815 \text{ rad/s}$ identificado na Seção 3.3.2. Escolheu-se $a_m = b_m$ para que o ganho DC do modelo de referência seja unitário. Assim, o modelo de referência age no sentido de fazer o sistema em malha fechada responder rápido, de forma similar ao nanoposicionador em malha aberta e sem modificar a amplitude do sinal de referência aplicado. O valor do ganho de adaptação $\gamma = 4000$ foi escolhido pelo método das aproximações sucessivas em simulações, tal valor forneceu o menor erro de rastreamento sem tornar o sistema em malha fechada instável.

Visto que essa estratégia de controle MRAC se baseia no seguimento de um modelo de referência e não de trajetórias de referência como no controlador PI, se faz necessária a utilização de um esquema para a geração do sinal a ser aplicado

no modelo de referência de modo que sua saída seja igualada à trajetória de referência desejada no problema servo. Matematicamente, a saída do modelo de referência y_m deve ser igual à trajetória desejada y_r , para isso, o sinal y_d a ser aplicado no modelo de referência de primeira ordem com ganho estático unitário deve ser:

$$y_d = \frac{\dot{y}_m}{a_m} + y_m = \frac{\dot{y}_r}{a_m} + y_r. \quad (4.19)$$

O diagrama de blocos do controlador MRAC é apresentado na Figura 4.4.

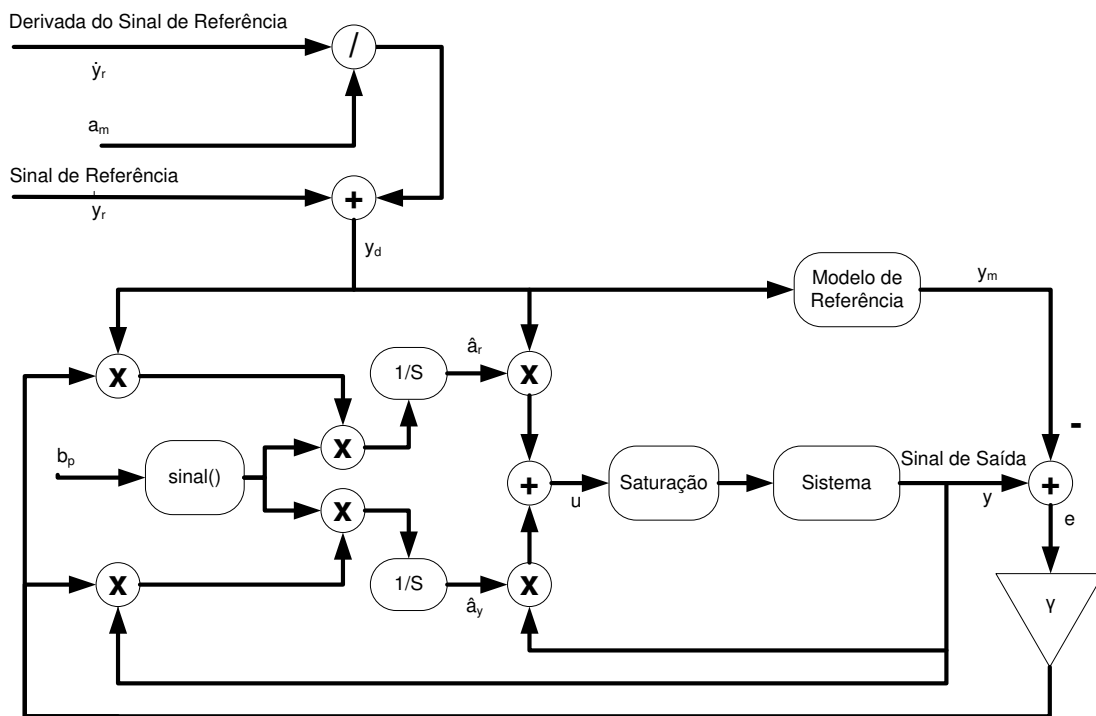


Figura 4.4: Diagrama de blocos do controlador adaptativo baseado em modelo de referência. O sinal de referência é gerado com base na equação (4.19).

A seguir são apresentadas, resumidamente, as equações que definem a implementação da estratégia de controle tratada nesta seção.

Tabela 4.2: Descrição resumida da estratégia de controle implementada.

$u = \hat{a}_r(t)y_d + \hat{a}_y(t)y$
$\dot{\hat{a}}_r = -\text{sgn}(b_p)\gamma e y_d$
$\dot{\hat{a}}_y = -\text{sgn}(b_p)\gamma e y$
$e = y - y_m$

4.2.3 Resultados de Simulação

As simulações são feitas para sinais de referência senoidais de 10, 50, 100 e 200 Hz. A seguir são apresentados os resultados da ação de controle, do erro e da resposta medida em comparação com a referência.

A Figura 4.5 apresenta os resultados obtidos por simulação para o controlador adaptativo baseado no modelo de referência. Nota-se que o desempenho desse controlador é melhor do que o do PI por apresentar um menor erro de rastreamento, principalmente para operações em frequências mais altas.

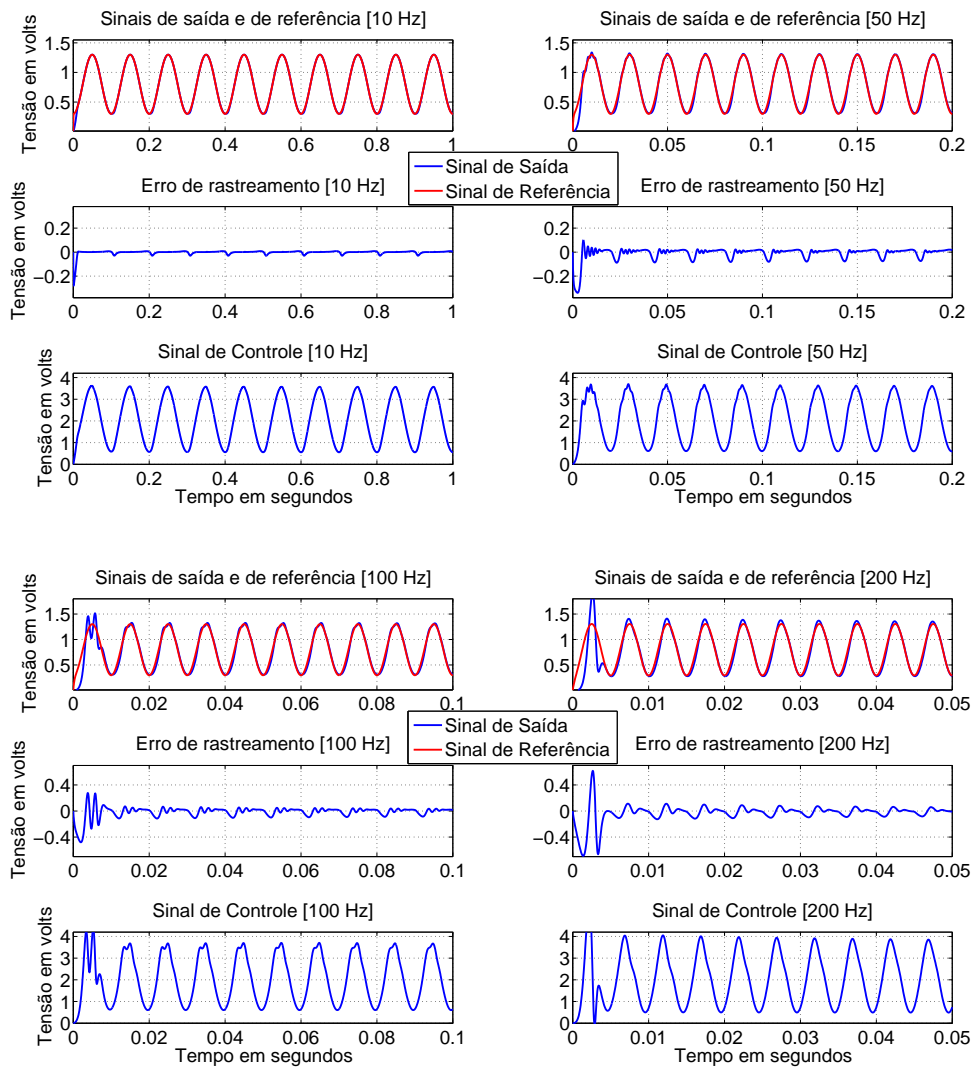


Figura 4.5: Resultados de simulação para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

4.2.4 Resultados Experimentais

De forma semelhante à seção experimental do compensador PI, os resultados experimentais são organizados de acordo com as frequências dos sinais de referência. Os ensaios são realizados para referências de 10, 50, 100 e 200 Hz, apresentados na Figura 4.6.

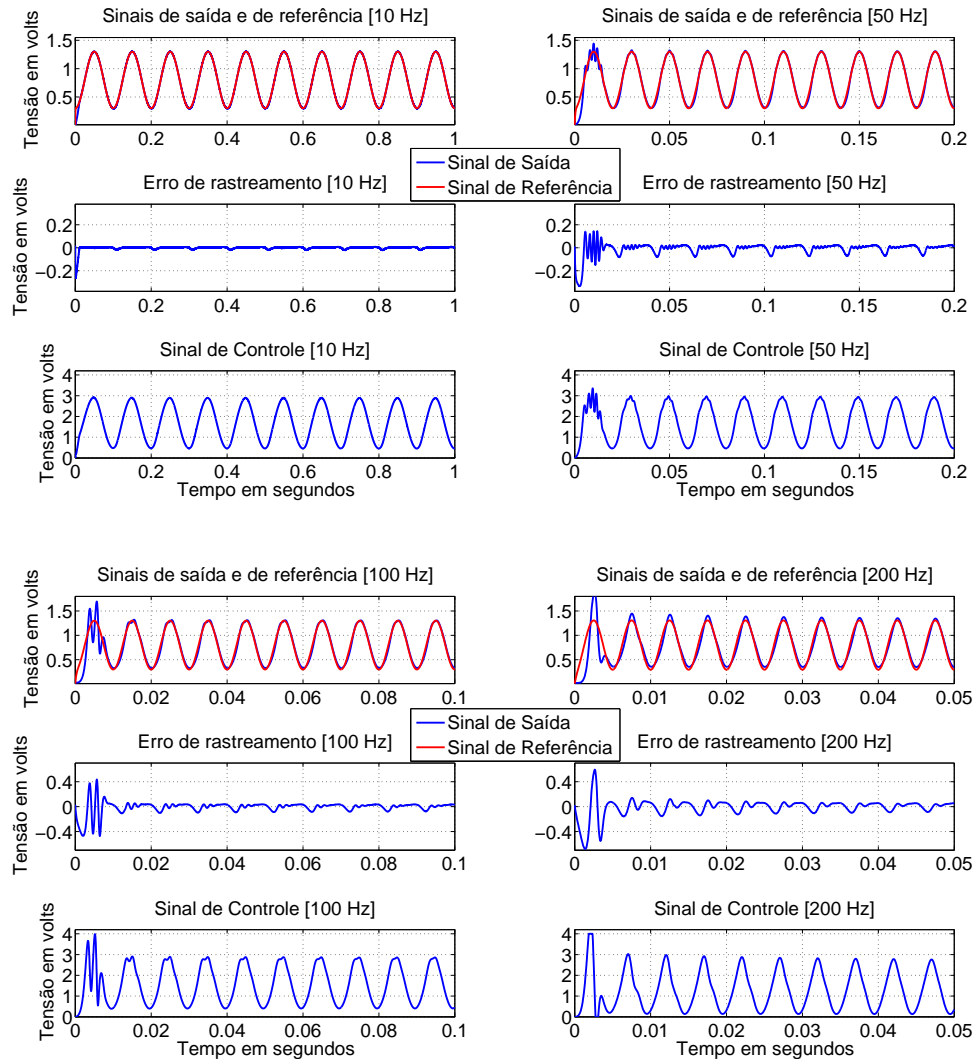


Figura 4.6: Resultados experimentais para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

Observa-se, em comparação com o compensador de ação proporcional e integral, que o controlador adaptativo, para a frequência de 200 Hz apresenta 25% de erro do sinal de referência, já o PI apresenta 62,5% de erro. Assim a melhora é consistente, no entanto ainda não se obtiveram erros de rastreamento aceitáveis. Por essa razão, é justificada a investigação de novas técnicas de controle.

Os resultados de simulação e os resultados experimentais se apresentaram de maneira consistente a menos do transiente, decorrente do erro residual do ajuste de zero do sensor de posição capacitivo. Dessa maneira, no início do rastreamento ocorre a maior discrepância entre os resultados esperados para simulação e o experimento. Ambos os resultados são compatíveis, mesmo ao se considerar as incertezas inerentes à identificação.

4.3 Controlador Proporcional e Integral com *Feed-forward*

Com o intuito de reduzir os erros de rastreamento, é adicionado ao controlador PI um termo *feedforward* baseado na dinâmica linear de primeira ordem nominal que compõe parte da dinâmica do nanoposicionador. Assim, o atraso de tempo, o *creep* e a histerese não são considerados explicitamente. Contudo, o efeito do *creep* é compensado pela ação integral, bem como incertezas e distúrbios com variação lenta.

4.3.1 Lei de controle

Considerando que há um distúrbio aditivo na entrada do sistema, a equação que rege a dinâmica linear do sistema é:

$$\dot{y} = a_p y + b_p(u + d). \quad (4.20)$$

O sinal de erro é definido:

$$e = y - y_d. \quad (4.21)$$

Subtraindo-se a derivada da referência de ambos os termos da equação (4.20) e ainda somando-se um termo u^* à ação de controle e subtraindo esse fator da mesma, de maneira a não alterá-la, tem-se:

$$\dot{y} - \dot{y}_d = -\dot{y}_d + a_p y + b_p(u^* + u - u^* + d). \quad (4.22)$$

Dessa maneira, definindo-se $\tilde{u} = u - u^*$ e K como o ganho proporcional ao erro do controlador, a seguinte equação é escrita:

$$\dot{e} = -b_p K e + b_p(\tilde{u}), \quad (4.23)$$

mediante a atribuição da seguinte expressão para u^* :

$$u^* = b_p^{-1}(-a_p y + \dot{y}_d) - d - K e. \quad (4.24)$$

A fim de tornar a lei de controle capaz de se sobrepôr a distúrbios de variação lenta e a incertezas na modelagem dos parâmetros da planta, um termo integral é introduzido, modificando a lei de controle para:

$$u^* = b_p^{-1}(-a_p y + \dot{y}_d) - d - K e - K_i \int e dt. \quad (4.25)$$

Tomando-se $u + K_i \int e dt = u^*$ a equação do erro é:

$$\dot{e} = -b_p K e - K_i b_p \int e dt. \quad (4.26)$$

Pelo processo de modelagem descrito no Capítulo 5, os parâmetros da parcela linear da dinâmica da planta são definidos como $b_p = 1420 V/V$ e $a_p = -3815 \text{ rad/s}$. A partir desses valores e dos ajustes dos ganhos proporcional e integral, os parâmetros do controlador são sintonizados, a expressão da lei de controle após a sintonia segue, considerando o distúrbio desprezível:

$$u = \frac{1}{1420}(3815 y + \dot{y}_d) - 5e - 10000 \int e dt. \quad (4.27)$$

4.3.2 Funções de Transferência da Malha Fechada

A análise de estabilidade do sistema controlado abordada nessa seção terá como base a análise do polinômio característico do sistema em malha fechada. Para proceder com a avaliação dos pólos do sistema em malha fechada as seguintes funções de transferência são consideradas:

$$G_1(s) = \frac{s}{b_p}, \quad G_2(s) = -K - \frac{K_i}{s}, \quad G_3(s) = \frac{a_p}{b_p} \quad e \quad G_4(s) = \frac{b_p}{s + a_p}, \quad (4.28)$$

assumindo-se as hipóteses de que o modelo identificado não possui erros em relação ao sistema, visto que a abordagem de adaptação não se aplica para esse projeto de controle e que a planta não está submetida à distúrbios, tem-se a função de transferência em malha fechada calculada a partir do diagrama abaixo, sendo

G_4 a função de transferência do nanoposicionador e G_3 a função de transferência (estática) de realimentação de estado.

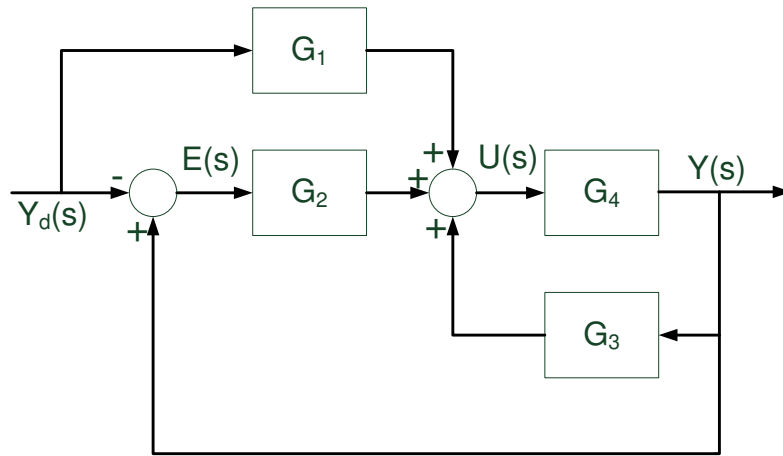


Figura 4.7: Diagrama de blocos do controlador proporcional e integral com *feedforward* controlando a planta simplificada considerada aqui como modelo de primeira ordem sem atraso.

Pelo método do cálculo direto da função de transferência em malha fechada tem-se:

$$e(s) = y(s) - y_d(s), \quad (4.29)$$

$$u = G_1 y_d + G_2 e + G_3 y, \quad (4.30)$$

$$y = G_4 u, \quad (4.31)$$

assim:

$$y = [G_1 y_d + G_2 (y - y_d) + G_3 y] G_4, \quad (4.32)$$

$$y[1 - G_2 G_4 - G_3 G_4] = [G_1 G_4 - G_2 G_4] y_d, \quad (4.33)$$

$$\frac{y(s)}{y_d(s)} = \frac{G_1 G_4 - G_2 G_4}{1 - G_2 G_4 - G_3 G_4}. \quad (4.34)$$

Para conferir o resultado obtido para a função de transferência em malha fechada, outro caminho é adotado para o cálculo com base na regra de *Mason*. Tal procedimento tem como base a análise de caminhos diretos, malhas de realimentação e do determinante. A partir da Figura 4.7 tem-se:

- Caminhos Diretos: $-G_2 G_4$, $G_1 G_4$ e $\Delta_1 = \Delta_2 = 1$;

- Malhas: $G_2 G_4$ e $G_3 G_4$;
- Determinante: $\Delta = 1 - G_2 G_4 - G_3 G_4$,

a partir da definição da regra de *Mason*, $G(s) = \frac{1}{\Delta} \sum G_i \Delta_i$:

$$\frac{y(s)}{y_d(s)} = \frac{G_1 G_4 - G_2 G_4}{1 - G_2 G_4 - G_3 G_4}. \quad (4.35)$$

Ambos os caminhos fornecem o mesmo resultado, conforme o esperado. Assim, analisando as raízes da equação característica, igualando o polinômio do denominador a zero, os pólos do sistema são encontrados e avaliados.

$$1 - G_2 G_4 - G_3 G_4 = 0, \quad (4.36)$$

com base nas informações contidas na equação (4.28), obtém-se:

$$s(s + a_p) + K b_p s + K_i b_p - a_p s = 0, \quad (4.37)$$

$$s^2 + K b_p s + K_i b_p = 0. \quad (4.38)$$

$$(4.39)$$

Como $K > 0$ e $b_p > 0$, todos os pólos do sistema em malha fechada possuem parte real negativa, o que permite concluir que o mesmo é estável. Finalmente os pólos são dados por:

$$-\frac{K b_p}{2} \pm \frac{\sqrt{(K b_p)^2 - 4 K_i b_p}}{2}. \quad (4.40)$$

O bloco G_1 é um termo *feedforward* que tenta, na ausência de variações dos parâmetros do sistema, impor ao erro de rastreamento um regime de convergência exponencial para zero. Já o bloco G_2 é uma parcela de controle com ações proporcional e integral. A primeira é responsável por estabilizar o sistema e a segunda tenta compensar variações na planta e melhorar o desempenho do controlador para o problema regulador. Não foi utilizado um termo derivativo porque o sistema apresenta um nível de ruído significativo que poderia comprometer o desempenho dessa ação derivativa, uma vez que a mesma amplificaria o efeito desse ruído. Por fim, bloco G_3 é uma realimentação de estado cuja função, em conjunção com G_1 , é tentar garantir que o erro de regime do sistema para qualquer entrada seja nulo, se não houver variação dos parâmetros do sistema.

A seguir são apresentadas, resumidamente, as equações que definem a implementação da estratégia de controle tratada nesta seção.

Tabela 4.3: Descrição resumida da estratégia de controle implementada.

$u = \frac{1}{b_p}(a_p y + \dot{y}_d) - Ke - K_i \int e dt$
$e = y - y_d$

4.3.3 Resultados de Simulação

A Figura de 4.8 evidencia os resultados obtidos por simulação, com o modelo linear adicionando-se o atraso e o modelo de histerese, para o controlador de rastreamento de trajetórias. O desempenho desse compensador é melhor do que o do PI por apresentar um menor erro de rastreamento, e ainda supera, para operações em frequências, o desempenho do controlador adaptativo.

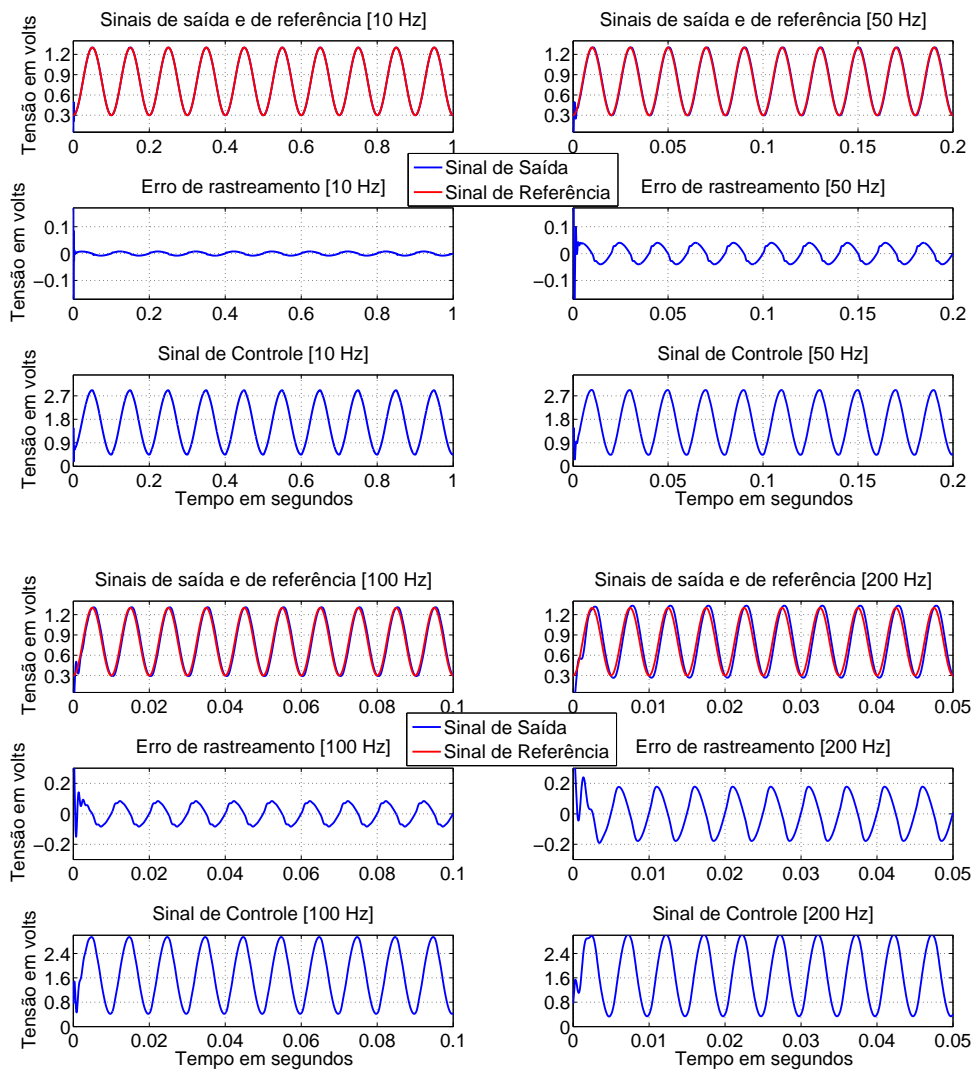


Figura 4.8: Resultados de simulação do controlador PI com *feedforward* para referência senoidal de 10 Hz.

4.3.4 Resultados Experimentais

Mantendo a mesma avaliação dos resultados anteriores, os resultados experimentais são organizados de acordo com as frequências das referências que são aplicadas na planta. Os ensaios são realizados para referências senoidais de 10, 50, 100 e 200 Hz. Na Figura 4.9 são apresentados os resultados experimentais da ação de controle, do erro e da saída medida em comparação com a referência.

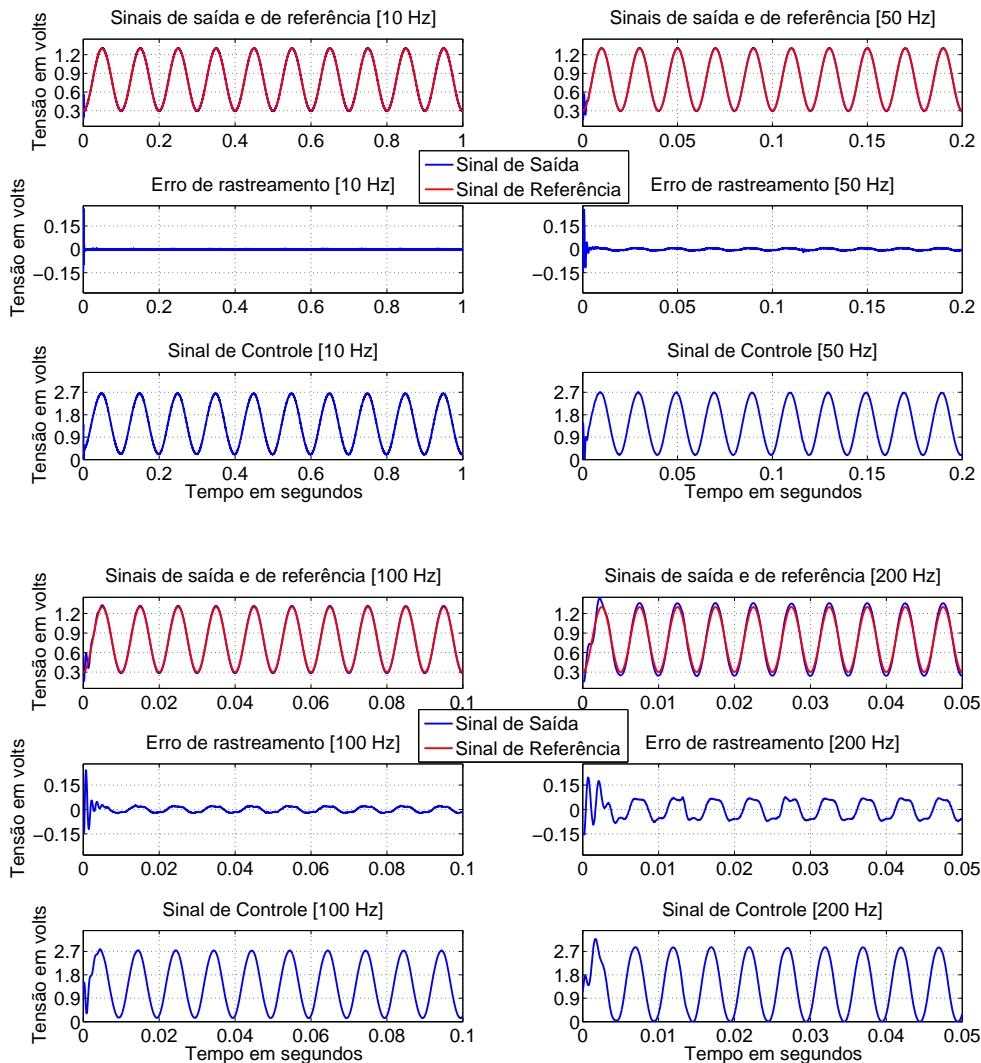


Figura 4.9: Resultados experimentais do controlador PI com *feedforward* para referência senoidal de 10 Hz.

Os resultados de simulação e experimentais se apresentam de maneira coerente. Contudo, durante o transiente, a oscilação apresentada pelo sistema de nanoposicionamento é mais acentuada do que a evidenciada na simulação. Isso ocorre porque o modelo possui incertezas em relação à planta e ainda o experimento ocorre na presença de ruídos. Desse modo, conforme as Seções 6.1.3 e 6.2.3, o

modelo identificado apresenta previsões coerentes para os resultados esperados por parte da planta, mas ainda sim, discrepâncias são encontradas.

4.4 Controlador adaptativo binário baseado em modelo de referência

Tendo em vista melhorar a robustez à dinâmica não modelada e reduzir os erros de rastreamento, aplica-se nesta seção o controlador adaptativo binário baseado em modelo de referência (*binary model reference adaptive control (B-MRAC)*) (HSU e COSTA, 1991, 1994) ao nanoposicionador. O desenvolvimento teórico completo dessa estratégia de controle é revisado no Apêndice C.

4.4.1 Resultado de Estabilidade

Resultados de estabilidade do controlador B-MRAC.

O esquema de controle MRAC sumarizado na tabela 4.4 garante que:

1. *Todos os sinais em malha fechada são uniformemente limitados.*
2. $\|e\| \rightarrow 0$ *assintoticamente se, $\mu \rightarrow 0$.*

A prova destes resultados encontra-se em (HSU e COSTA, 1994).

4.4.2 Projeto do controlador adaptativo binário para o sistema de nanoposicionamento

Nesta seção é projetado o controlador B-MRAC para o nanoposicionador segundo as referências (HSU e COSTA, 1991) e (HSU e COSTA, 1994) da literatura. Considerando que o modelo dinâmico do sistema de nanoposicionamento seja linear, de primeira ordem e sem atraso, o mesmo pode ser representado da maneira que segue:

$$\dot{x}(t) = -a_p x(t) + b_p (u(t) + d(t)), \quad (4.41)$$

$$y(t) = c_p x(t), \quad (4.42)$$

com $c_p = 1$. Em adição, define-se a seguir o modelo de referência de primeira ordem e sem atraso:

$$\dot{x}_m(t) = -a_m x_m(t) + b_m y_d(t) \quad (4.43)$$

$$y_m(t) = c_m x_m(t). \quad (4.44)$$

A lei de controle proposta na abordagem B-MRAC é:

$$u(t) = \theta^T w. \quad (4.45)$$

Definindo-se o erro com a diferença entre a resposta do sistema e a resposta do modelo de referência mediante à aplicação do mesmo sinal de entrada:

$$e = y - y_m. \quad (4.46)$$

O vetor regressor da adaptação é assumido como:

$$w = [y_d \ y \ 1]^T. \quad (4.47)$$

Para compensar uma perturbação $d(t)$ aditiva à ação de controle, acrescenta-se ao vetor regressor um termo constante e unitário. Ao passo que o vetor de parâmetros é considerado como segue:

$$\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3]^T. \quad (4.48)$$

Dessa maneira, a dinâmica do erro é expressa por:

$$\dot{e} = -a_p y + c_p b_p (u + d) + a_m y_m - c_m b_m y_d, \quad (4.49)$$

que ao se desenvolver fornece:

$$\dot{e} = -a_p y + a_m y_m + c_p b_p u - c_m b_m y_d + c_p b_p d, \quad (4.50)$$

chegando-se, por fim, a:

$$\dot{e} = -a_p y + c_p b_p y_d \theta_1 + c_p b_p y \theta_2 + \theta_3 + c_p b_p d + a_m y_m - c_m b_m y_d. \quad (4.51)$$

A lei de seguimento do modelo de referência seria $u(t) = \theta^{*T} w$ se o modelo do sistema fosse conhecido, com a^* igual a:

$$\theta_1^* = \frac{c_m b_m}{c_p b_p} \quad \theta_2^* = \frac{a_p - a_m}{c_p b_p} \quad \theta_3^* = -c_p b_p d_n, \quad (4.52)$$

em que d_n é um termo majorante para a perturbação do sistema em malha fechada. Contudo é assumido que os parâmetros do sistema são parcialmente desconhecidos. A parcela conhecida dos parâmetros é tratada pelo vetor θ_{nom}^T ao passo que a parcela desconhecida é considerada no vetor $\hat{\theta}$. Convém usar um $u_{nom} = \theta_{nom}^T w$, em que:

$$\theta_{nom}^T = \begin{bmatrix} \frac{c_m b_m}{c_{p_{nom}} b_{p_{nom}}} & \frac{a_{p_{nom}} - a_m}{c_{p_{nom}} b_{p_{nom}}} & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.53)$$

O que faz com que a ação de controle seja modificada para:

$$u(t) = \theta_{nom}^T w + \hat{\theta}^T w. \quad (4.54)$$

Adotando-se a uma lei do tipo gradiente com uma modificação σ para o vetor de parâmetros $\hat{\theta}$ segundo (HSU e COSTA, 1991), obtém-se:

$$\dot{\hat{\theta}} = -\sigma(t)\hat{\theta} - \gamma e w, \quad \gamma > 0. \quad (4.55)$$

A modificação $\sigma(t)$ da lei do gradiente é uma função descontínua que atualiza o vetor de parâmetros sobre um hiperplano de suporte para uma bola finita $\hat{\theta}$, $\sigma(t)$ é dada por:

$$\sigma = \begin{cases} 0, & \text{se } |\hat{\theta}| < M_{\hat{\theta}}, \text{ ou } \sigma_{eq} < 0, \\ \sigma_{eq}, & \text{se } |\hat{\theta}| \geq M_{\hat{\theta}}, \text{ ou } \sigma_{eq} \geq 0, \end{cases}$$

em que:

$$\sigma_{eq} = -\frac{e \hat{\theta}^T \gamma w}{\|\hat{\theta}\|^2}, \quad M_{\hat{\theta}} > \|\theta^* - \theta_{nom}\|. \quad (4.56)$$

A partir da aplicação do σ definido nas equações (4.4.2) e (4.56), à lei de adaptação (4.55), é fácil demonstrar que se $\hat{\theta}(0) \leq M_{\hat{\theta}}$, então $\|\hat{\theta}(t)\| \leq M_{\hat{\theta}}, \quad \forall t \geq 0$ (HSU e COSTA, 1991), a prova de estabilidade desse algoritmo é encontrada na referência (HSU e COSTA, 1994).

Uma avaliação simplificada do comportamento do controlador é que após a convergência da adaptação, sendo $\theta = \theta^* \quad \forall t$:

$$\dot{e} = -a_m y - c_p b_p d_n + c_p b_p d + a_m y_m, \quad (4.57)$$

reorganizando a expressão anterior:

$$\dot{e} = -a_m e - c_p b_p (d_n - d), \quad (4.58)$$

de onde se pode concluir que, se $d_n = d$, então o erro converge exponencialmente para zero.

A análise de estabilidade para essa estratégia de controle em projetos com grau relativo unitário é apresentada em (HSU e COSTA, 1994). As propriedades de convergência, unicidade da solução e invariância do controlador também são garantidas.

O modelo de referência tem os seus parâmetros escolhidos com base no modelo da dinâmica linear identificada para o sistema. A ideia utilizada, foi tornar o modelo de referência tão rápido quanto a dinâmica linear da planta e apresentando ganho estático unitário, ou seja, $a_m = b_m = 3815 \text{ rad/s}$. Os parâmetros de controle sintonizados por meio do método das aproximações sucessivas primeiramente aplicado às simulações e posteriormente refinados com os experimentos são: $\gamma = 750$ e $M_{\hat{\theta}} = 0,005$. Já as condições iniciais usadas nos experimentos são: $\hat{\theta}_1(0) = 3,15$, $\hat{\theta}_2(0) = -3,8$ e $\hat{\theta}_3(0) = 0,05$. Uma ressalva é a de que as condições iniciais do controlador são de fato a composição das condições iniciais do $\hat{\theta}$ com o "controle nominal" ($u_{nom} = \theta_{nom}^T w$).

O diagrama de blocos do controlador B-MRAC é apresentado na Figura 4.10.

A seguir são apresentadas, resumidamente, as equações que definem a implementação da estratégia de controle tratada nesta seção.

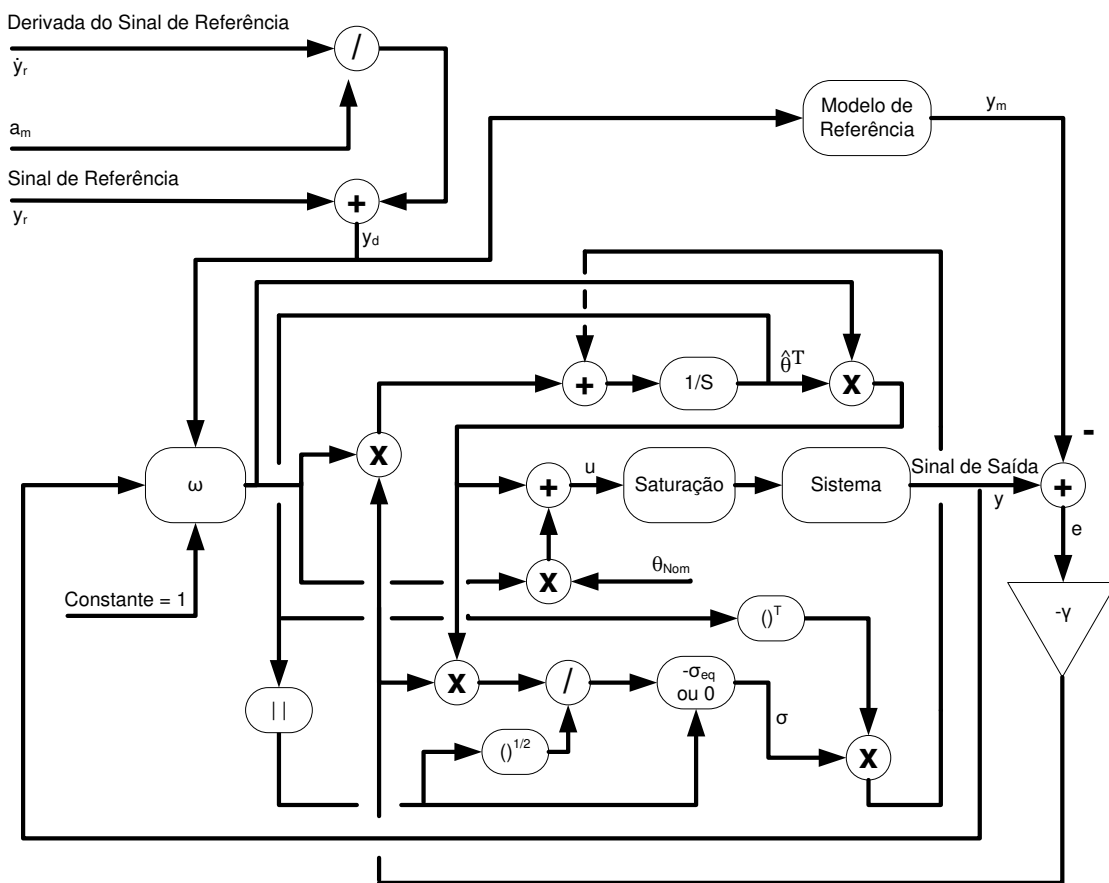


Figura 4.10: Diagrama de blocos simplificado do controlador B-MRAC.

Tabela 4.4: Descrição resumida da estratégia de controle implementada.

$u(t) = \theta_{nom}^T w + \hat{\theta}^T w$
$w = [y_d \ y \ 1]$
$\theta_{nom}^T = \left[\frac{c_m b_m}{c_{pnom} b_{pnom}} \quad \frac{a_{pnom} - a_m}{c_{pnom} b_{pnom}} \quad 0 \right]$
$\dot{\hat{\theta}} = -\sigma(t)\hat{\theta} - \gamma e w, \quad \gamma > 0$
$\sigma = \begin{cases} 0, & \text{se } \hat{\theta} < M_{\hat{\theta}}, \text{ ou } \sigma_{eq} < 0, \\ \sigma_{eq}, & \text{se } \hat{\theta} \geq M_{\hat{\theta}}, \text{ ou } \sigma_{eq} \geq 0, \end{cases}$
$\sigma_{eq} = -\frac{e \hat{\theta}^T \gamma w}{\ \hat{\theta}\ ^2}, \quad M_{\hat{\theta}} > \ \theta^* - \theta_{nom}\ $
$e = y - y_m$

4.4.3 Resultados de Simulação

Dado que essa estratégia de controle B-MRAC semelhante à MRAC, se fundamenta no seguimento de um modelo de referência e não de trajetórias de referência, se faz necessária a utilização do mesmo esquema descrito na Seção 4.2.2. Tal esquema tem o objetivo de gerar o sinal a ser aplicado no modelo de referência de modo que sua saída seja igualada à trajetória de referência desejada no problema servo. Matematicamente, a saída do modelo de referência y_m deve ser igual à trajetória desejada y_r , para isso o sinal y_d a ser aplicado no modelo de referência de primeira ordem com ganho estático unitário deve ser dado pela equação (4.19).

Nesta seção, os resultados de simulação são expostos e organizados por frequências das referências senoidais aplicadas. Os resultados da resposta medida em comparação com a referência, da ação de controle e do erro encontram-se na Figura 4.11. Também são apresentados gráficos dos parâmetros adaptados na Figura 4.12.

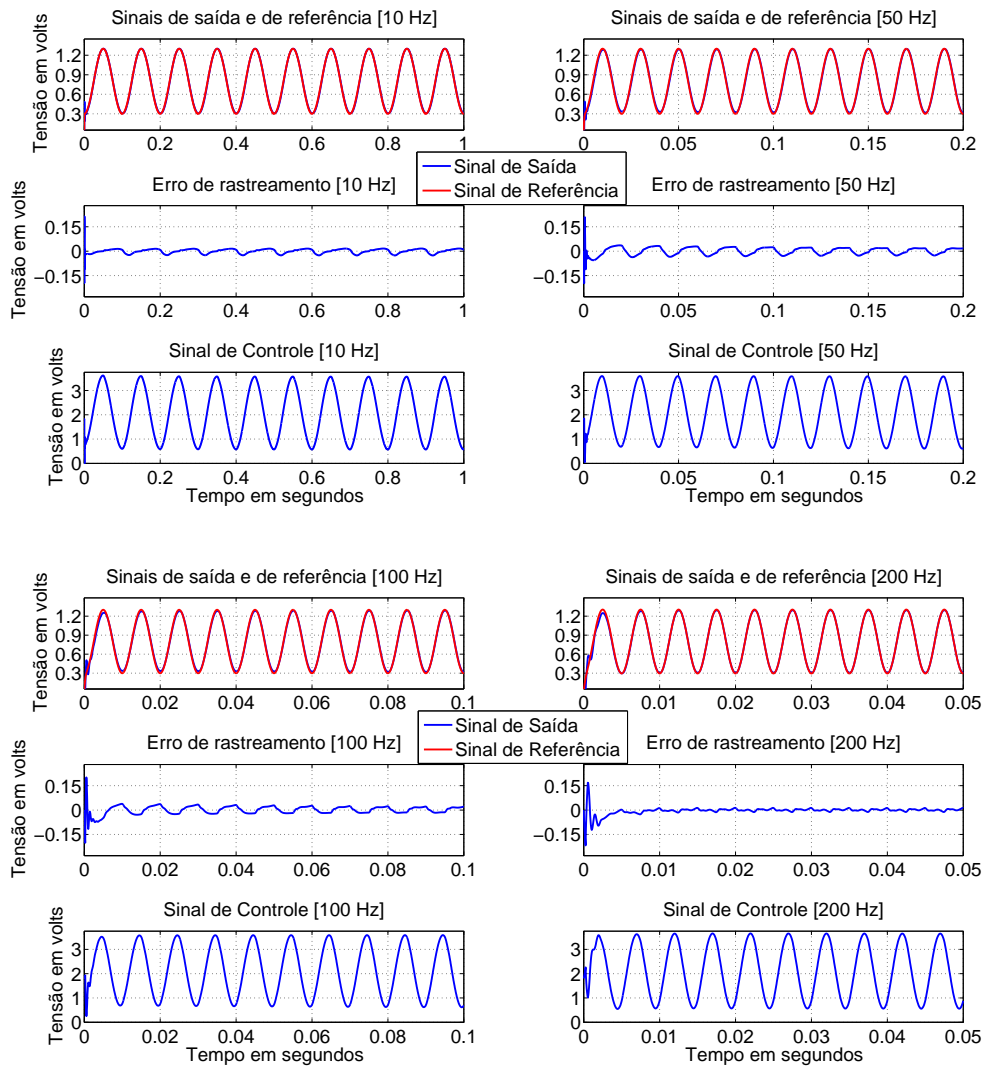


Figura 4.11: Resultados de simulação para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

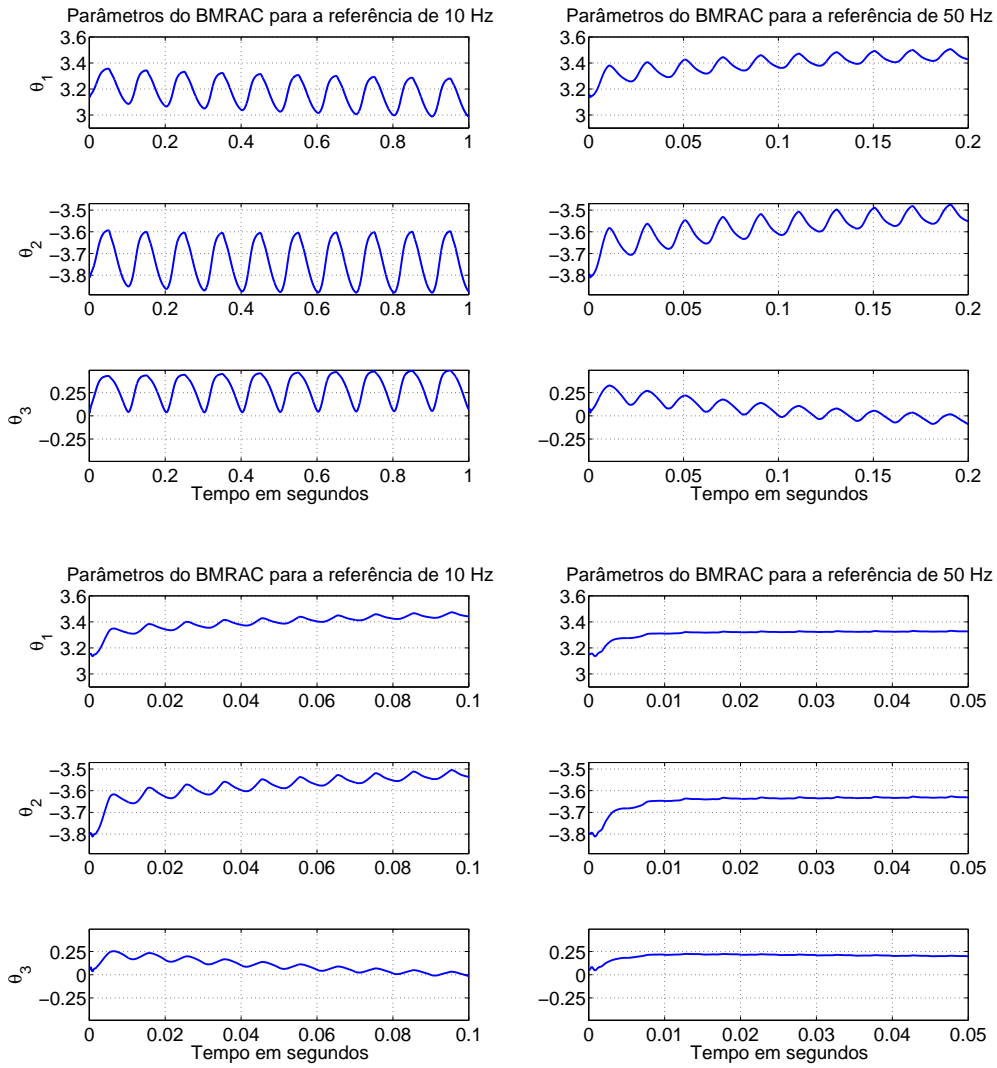


Figura 4.12: Resultados de simulação dos parâmetros para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

4.4.4 Resultados Experimentais

Aqui são apresentados os resultados experimentais para o controlador B-MRAC. Novamente os mesmos são expostos por faixas de frequências dos sinais de referências senoidais aplicadas no sistema de nanoposicionamento. Sendo essas frequências de 10 Hz, 50 Hz, 100 Hz e 200 Hz.

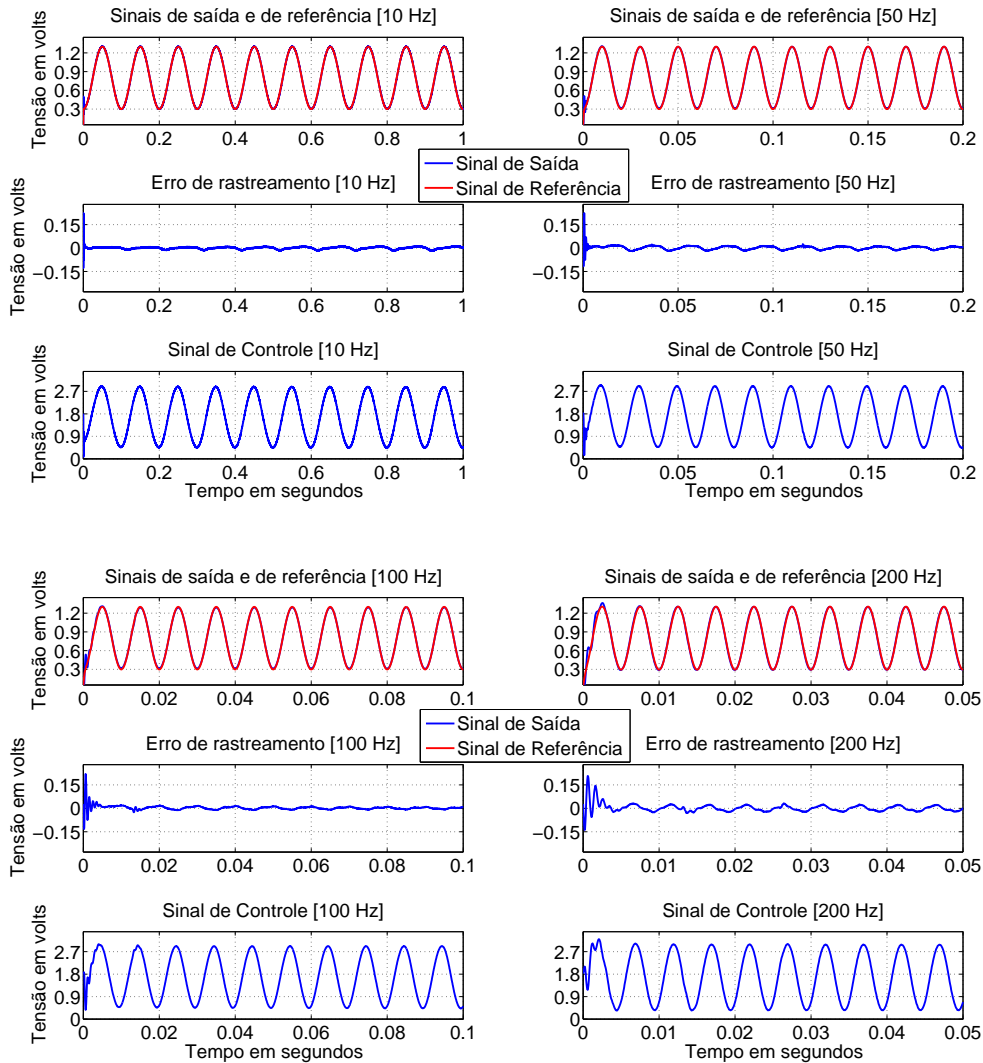


Figura 4.13: Resultados experimentais para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

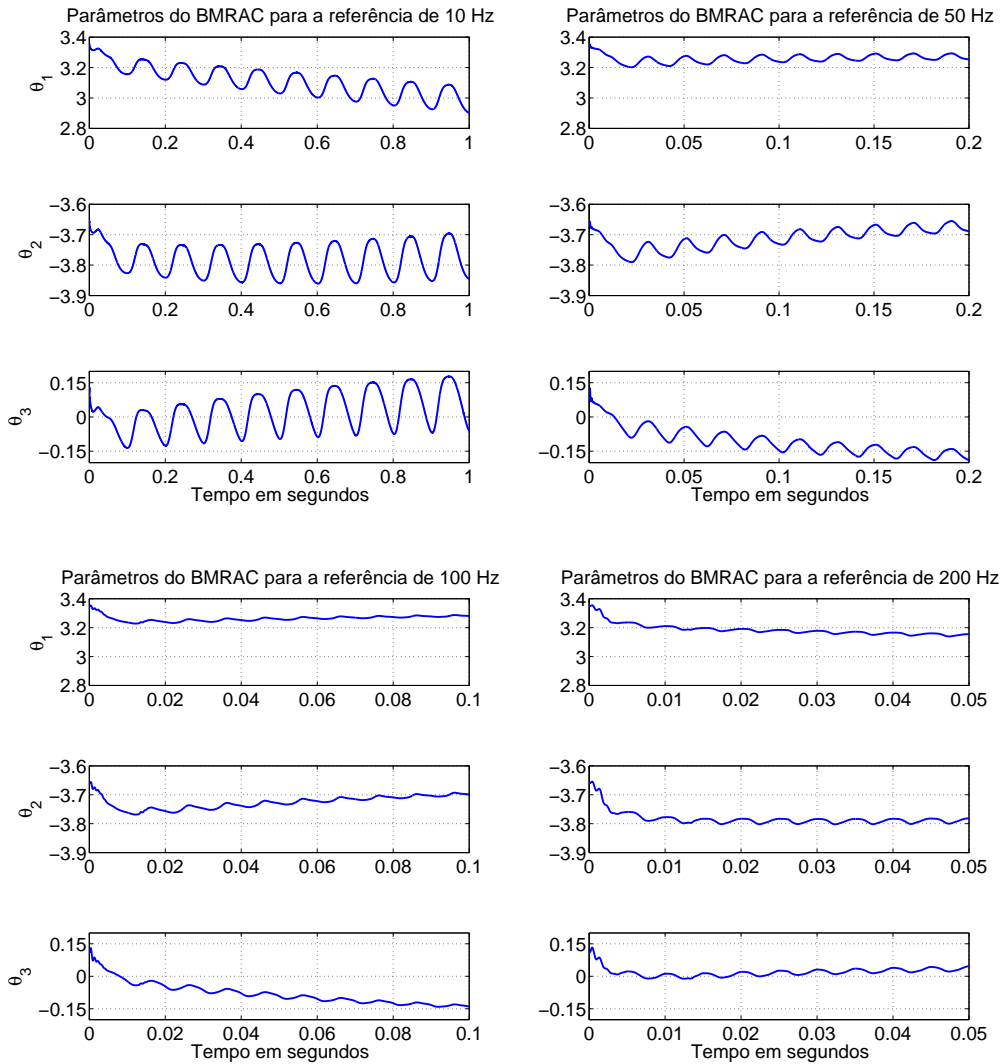


Figura 4.14: Resultados experimentais dos parâmetros para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

Os resultados de experimentais foram coerentes com os de simulação, comprovando a representatividade do modelo completo identificado no Capítulo 3. O erro de rastreamento é menor em relação às estratégias clássicas de controle para as frequências acima de 100 Hz. A convergência paramétrica é melhor para sinais de referência com frequências mais altas.

4.5 Controlador adaptativo robusto (B-MRAC/ARC)

A estratégia de controle utilizada nesta seção consiste da adaptação da lei de controle proporcional com *feedforward* e adicionando um termo robusto dependente da adaptação. A ação integral é retirada da lei de controle pois atrasa o

procedimento de adaptação, e se torna redundante uma vez que a adaptação paramétrica adotada possui um caráter integral (um dos parâmetros do vetor regressor é uma constante). Já o termo de retroalimentação robusta, cujo efeito é o de atenuar as incertezas do modelo, atua principalmente durante o transiente, permitindo que o ganho proporcional ao erro seja elevado até certo ponto que será discutido a posteriori sem causar o efeito oscilatório na ação de controle (ZHONG e YAO, 2008).

No tocante à comparação com a referência utilizada para esse projeto de controle (ZHONG e YAO, 2008), os modelos utilizados para representar o sistema de nanoposicionamento são distintos. Por essa razão, o termo de transferência direta evidenciado no modelo proposto por (ZHONG e YAO, 2008), para aproximar a dinâmica de primeira ordem mais rápida encontrada, é eliminado no presente projeto, pois o mesmo não foi identificado no capítulo anterior.

O modelo utilizado por (ZHONG e YAO, 2008) é:

$$\begin{aligned}\tau \dot{x}_h &= -x_h + b_1[k_u u + d_g(t)]; \\ y &= x_h + b_0[k_u u + d_g(t)]; \\ g_t(u) &= k_u u + d_g(t),\end{aligned}\tag{4.59}$$

em que τ é a constante de tempo da resposta do nanoposicionador, x_h é a variável de estado que representa a dinâmica mais lenta (dominante) do nanoposicionador, b_1 é o ganho para a aproximação linear de primeira ordem que representa a histerese, k_u é a inclinação da curva de histerese, u é o sinal de controle, $d_g(t)$ é a relação linear que representa a discrepância variável no tempo entre $k_u u$ e $g_t(u)$, b_0 é o ganho imediato do mapeamento proposto para o fenômeno de histerese e y é a tensão de saída do nanoposicionador.

O modelo utilizado nessa Dissertação é apresentado na equação (3.7). Além da diferença pela ausência do termo de transferência direta, no modelo da presente Dissertação, foi identificado um atraso na resposta do nanoposicionador. Entretanto, esse atraso não é considerado no projeto do controlador B-MRAC/ARC.

Sem o termo de transferência direta no projeto de controle ($b_0 = 0$), a ação de controle pode ser sintetizada de maneira direta sem a necessidade de utilizar uma variável v , considerada em (ZHONG e YAO, 2008) como uma entrada virtual. Não obstante à essa diferença, no projeto apresentado nessa Dissertação, apenas três

parâmetros são adaptados em vez de quatro como na referência anteriormente citada. Tais fatos decorrem das diferenças entre os modelos considerados nos projetos de controle.

É de suma importância destacar que a modificação da estratégia de controle presente em (ZHONG e YAO, 2008), utilizada nesta Dissertação, baseou-se fundamentalmente nos trabalhos (HSU e COSTA, 1991) e (HSU e COSTA, 1994) que são anteriores e utilizam a mesma ideia de (ZHONG e YAO, 2008), exceto pelo termo robusto e pela realimentação proporcional.

Em termos gerais, essa estratégia de controle faz uso da adaptação paramétrica com projeção apresentada em (HSU e COSTA, 1991) e (HSU e COSTA, 1994) e dos termos robusto e de realimentação proporcional incorporados ao controle por (ZHONG e YAO, 2008), sendo a mesma uma estratégia híbrida. A comparação entre as estratégias B-MRAC e B-MRAC/ARC não é igualitária no sentido de que o primeiro não é desenvolvido especificamente para o nanoposicionador em questão, considerando suas especificidades. Já o B-MRAC/ARC, faz uso das particularidades do sistema de nanoposicionamento para obter melhor desempenho, mesmo sendo o modelo de (ZHONG e YAO, 2008) distinto no modelo desta Dissertação, por se tratar de outro nanoposicionador.

O aspecto de que, na estratégia B-MRAC/ARC, utilizam-se faixas de limites diferentes para a adaptação de cada parâmetro e ganhos de adaptação particulares para os mesmos, é um indicativo de que as características particulares do sistema são consideradas no projeto de controle. Assim, é cabível se esperar que o desempenho desse controlador seja superior ao de um que não define os limites de projeção para cada parâmetro, por exemplo, o B-MRAC implementado.

4.5.1 Resultado de Estabilidade

Resultados de estabilidade do controlador B-MRAC/ARC.

O esquema de controle MRAC sumarizado na tabela 4.6 garante que:

1. A magnitude do erro de rastreamento é limitada superiormente por: $|e|^2 \leq \exp(-2c_p k_u b_p K_1 t) 2c_p k_u b_p K_1 |e(0)|^2 + \frac{\epsilon}{2c_p k_u b_p K_1} [1 - \exp(-2c_p k_u b_p K_1 t)]$.
2. A taxa de convergência exponencial é $(2c_p k_u b_p K_1)$ e o tamanho do erro de rastreamento final ($|e(\infty)| \leq \sqrt{(\epsilon/2c_p k_u b_p K_1)}$) pode ser livremente ajustado pelos parâmetros do controlador ϵ e $b_p K_1$.

A prova desses resultados é reapresentada ao fim da seção 4.5.2.

4.5.2 Lei de controle

Tendo como base uma estratégia proporcional com termo *Feedforward*, a lei de controle proposta para ser adaptada segundo as estratégias de (HSU e COSTA, 1991, 1994; ZHONG e YAO, 2008) é:

$$u = -K_1 e + a_p b_p^{-1} y + b_p^{-1} \dot{y}_d - d, \quad (4.60)$$

em que, K_1 é o ganho proporcional do compensador, a_p é a frequência em que se encontra o pólo da dinâmica linear da planta, d é a variável que representa o distúrbio a ser tratada a posteriori, b_p é o ganho da planta, y_d é a trajetória desejada (de referência) e o erro de rastreamento é dado por $e = y - y_d$.

A partir da equação (4.60), do modelo do sistema sem atraso e da representação de histerese com base em um modelo linear com um termo de discrepância $d_g(t)$ da equação (4.61), é possível definir o vetor regressor ω . A partir dos valores encontrados em (4.27), os valores iniciais dos parâmetros a serem adaptados também são escolhidos. Dessa maneira, seguem tanto o vetor regressor quanto os valores iniciais para a estimação dos parâmetros.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= -a_p x(t) + b_p (k_u \cdot u(t) + d_g(t)), \\ y(t) &= c_p x(t), \end{aligned} \quad (4.61)$$

foi convencionado na equação (4.61) que todos os parâmetros possuem sinal positivo, por isso é adicionado o sinal de menos na frente do parâmetro a_p .

$$\omega = \begin{bmatrix} -y \\ -\dot{y}_d \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \theta_0 = \begin{bmatrix} \frac{a_p}{c_p k_u b_p} \\ \frac{1}{c_p k_u b_p} \\ 1/k_u \end{bmatrix}. \quad (4.62)$$

O termo de discrepância $d_g(t)$ representa a incompatibilidade variante no tempo entre a função linear $k_u u(t)$ e o efeito real da histerese, que é limitado pela máxima medida da diferença entre as excursões de subida e descida do experimento. Tal procedimento utiliza a faixa de operação de (1 V pico a pico) da Figura 3.11.

Em adição a esse desenvolvimento, um termo robusto dependente do método de adaptação adotado também é considerado. A lei de controle proposta até o presente momento é definida por:

$$u = -K_1 e + a_p (c_p k_u b_p)^{-1} y + (c_p k_u b_p)^{-1} \dot{y}_d + v_s,$$

que pode ser reorganizada como:

$$u = -\theta^T \omega - K_1 e + v_s, \quad (4.63)$$

em que v_s é a parcela de controle robusto e $\hat{\theta}$ é o vetor de parâmetros estimados. Os efeitos de parâmetros desconhecidos e distúrbios limitados de variação lenta são compensados pela estratégia de controle adaptativo robusto. Utiliza-se a projeção descontínua baseada no método de estimação de parâmetros em tempo real, como ferramenta para a realização da adaptação (YAO, 1997). O sistema em malha fechada tem a sua dinâmica expressa por:

$$\frac{\dot{y}(t)}{c_p} = \frac{-a_p}{c_p} \cdot y(t) + b_p \cdot (-k_u u(t) + d_g(t)), \quad (4.64)$$

desenvolvendo a equação anterior tem-se:

$$\dot{y}(t) = -a_p \cdot y(t) + b_p c_p \cdot (-k_u \cdot u(t) + d_g(t)), \quad (4.65)$$

a partir da equação anterior, adotando-se as definições apresentadas na equação (4.61), é definido: $\Delta := \frac{d_g(t)}{k_u}$. Sendo Δ uma função que significa a discrepância variante no tempo entre a aproximação linear da histerese e o sinal de histerese $g_t(u)$ escalada por $\frac{1}{k_u}$.

O projeto da lei de controle tratada em (4.63) difere do apresentado em (ZHONG e YAO, 2008) basicamente por duas hipóteses. A primeira é de que em (ZHONG e YAO, 2008) a planta é modelada por meio de uma dinâmica de grau relativo zero, o que é contradito pelo estudo realizado no Capítulo 3 para o nanoposicionador utilizado nesta Dissertação. O segundo ponto de discordância entre os dois projetos é que a ação de controle no artigo (ZHONG e YAO, 2008) é integrada antes de ser aplicada à planta, o que não é feito no projeto de controle adaptativo robusto aqui descrito. Dessa maneira, o vetor regressor do projeto dessa seção é distinto do apresentado pela referência mencionada.

O algoritmo B-MRAC/ARC utiliza estratégias robustas para atenuar os efeitos das incertezas do modelo, no sentido de garantir um transitório suave, com erro

de rastreamento pequeno e acurácia em regime. Já a adaptação de parâmetros é usada para reduzir as incertezas do modelo (ZHONG e YAO, 2008).

A seguinte hipótese é assumida nesse desenvolvimento, os limites das incertezas paramétricas são conhecidos, o que é descrito matematicamente pela condição expressa a seguir:

$$\theta \in \Omega_\theta \triangleq \{\theta : \theta_{\min} < \theta < \theta_{\max}\}, \quad (4.66)$$

$$\Delta \in \Omega_\Delta \triangleq \{\Delta : \|\Delta\| \leq \delta_\Delta\}.$$

Em que:

$$\theta_{\min} = \begin{bmatrix} \theta_{1\min} \\ \theta_{2\min} \\ \theta_{3\min} \end{bmatrix}, \quad \theta_{\max} = \begin{bmatrix} \theta_{1\max} \\ \theta_{2\max} \\ \theta_{3\max} \end{bmatrix} e \delta_\Delta \quad (4.67)$$

são todos conhecidos.

Se a hipótese acima é válida, a projeção descontínua baseada na técnica adaptativa robusta de controle pode ser aplicada para resolver o problema de rastreamento de trajetórias.

Considerando a estimativa de θ , ou seja $\hat{\theta}$, então o erro de estimação é $\tilde{\theta} = (\hat{\theta} - \theta)$.

O parâmetro estimado $\hat{\theta}$ é atualizado segundo a lei de adaptação paramétrica que segue:

$$\dot{\hat{\theta}} = Proj_{\hat{\theta}}(\Gamma \tau_e), \quad (4.68)$$

na qual Γ é a matriz positiva definida simétrica da taxa de adaptação (assumida como diagonal nesse projeto) e τ_e é a função de adaptação.

O operador de projeção é definido da maneira descrita a seguir:

$$\begin{aligned}
 Proj_{\hat{\theta}}(\bullet) &= \begin{bmatrix} Proj_{\hat{\theta}_1}(\bullet_1) \\ Proj_{\hat{\theta}_2}(\bullet_2) \\ Proj_{\hat{\theta}_3}(\bullet_3) \end{bmatrix} \\
 Proj_{\hat{\theta}_i}(\bullet_i) &= \begin{cases} 0, & \text{se } \begin{cases} \hat{\theta}_i = \theta_{i\max} & e \bullet_i > 0 \\ & \text{ou} \\ \hat{\theta}_i = \theta_{i\min} & e \bullet_i < 0 \end{cases} \\ \bullet_i, & \text{nos demais casos} \end{cases} . \quad (4.69)
 \end{aligned}$$

Conforme apresentado em (YAO, 1997), tal projeção possui as propriedades descritas:

$$\begin{aligned}
 (P1) \quad \hat{\theta} &\in \bar{\Omega}_\theta = \{ \hat{\theta} : \theta_{\min} < \hat{\theta} < \theta_{\max} \} \\
 (P2) \quad \tilde{\theta}^T (\Gamma^{-1} Proj_{\hat{\theta}}(\Gamma \bullet) - \bullet) &\leq 0, \quad \forall \bullet . \quad (4.70)
 \end{aligned}$$

Lembrando que o erro de rastreamento é definido como:

$$e = y - y_d. \quad (4.71)$$

A arquitetura do controlador adaptativo robusto é definida pelo seguinte desenvolvimento matemático com base no erro de rastreamento apresentado pelo sistema. A dinâmica do erro é dada por:

$$\dot{e} = c_p k_u b_p \omega^T \theta - c_p k_u b_p u + c_p k_u b_p \Delta. \quad (4.72)$$

Reescrevendo a lei de controle em função do vetor regressor e dos parâmetros estimados, a dinâmica do erro obtida é:

$$\dot{e} = c_p k_u b_p \omega^T \theta + c_p k_u b_p (-\omega^T \hat{\theta} - K_1 e + v_s) + c_p k_u b_p \Delta, \quad (4.73)$$

organizando a expressão anterior em termos do erro de estimação, tem-se:

$$\dot{e} = -c_p k_u b_p \omega^T \tilde{\theta} - c_p k_u b_p K_1 e + c_p k_u b_p v_s + c_p k_u b_p \Delta. \quad (4.74)$$

Diante dessa lei de controle expressa em (4.63) duas condições devem ser obedecidas:

Condição 1: $e[-\omega^T \tilde{\theta} + v_s] \leq \epsilon$

Condição 2: $ev_s \leq 0$,

na qual ϵ é igual ao parâmetro positivo que representa o nível de atenuação das incertezas do modelo. Na condição 1 está presente o fato de que o parâmetro v_s deve ser sintetizado para dominar as incertezas do modelo, sejam essas de origem paramétrica ou das não-linearidades. Esse parâmetro garante que o nível de atenuação ϵ seja atingido. A condição 2 é imposta a fim de assegurar que v_s é um termo dissipativo e não interfere na convergência do processo de adaptação paramétrica.

Diversas formas específicas de v_s satisfazem as condições impostas. Dentre essas, uma das formas mais simples do ponto de vista da implementação computacional é a que segue em:

$$v_s = -\frac{1}{4\epsilon} h^2 e, \quad (4.75)$$

em que:

$$\begin{aligned} h &\geq \|\theta_{\max} - \theta_{\min}\| \|\omega\| + \delta \\ h &= \sqrt{h_c} (\|\theta_{\max} - \theta_{\min}\| \|\omega\| + \delta) \end{aligned} \quad (4.76)$$

Tendo em vista que a função $\delta(x, t)$ é o limite superior da função $\Delta = \frac{d_g(t)}{k_u}$, que por sua vez depende da discrepância variante no tempo da relação linear adotada como modelo de histerese, basta se conhecer o valor máximo de d_g e o valor de k_u para que seja determinado um $\delta(x, t)$ constante que possa ser aplicado na equação(4.76), $\delta \geq d_{g\max}/k_u$.

A arquitetura B-MRAC/ARC desenvolvida até agora nesse estudo fornece em teoria o seguinte desempenho:

A. Comumente, a magnitude do erro de rastreamento é limitada superiormente por:

$$|e|^2 \leq \exp(-2c_p k_u b_p K_1 t) 2c_p k_u b_p K_1 |e(0)|^2 + \frac{\epsilon}{2c_p k_u b_p K_1} [1 - \exp(-2c_p k_u b_p K_1 t)]. \quad (4.77)$$

A taxa de convergência exponencial é $(2c_p k_u b_p K_1)$ e o tamanho do erro de rastreamento final $(|e(\infty)| \leq \sqrt{(\epsilon/2c_p k_u b_p K_1)})$ pode ser livremente ajustado pelos parâmetros do controlador ϵ e $b_p K_1$.

B. Se após um tempo finito, somente existir incertezas paramétricas (ex., $\Delta = 0, \forall t \geq t_0$), então em adição aos resultados da propriedade A, o erro nulo de rastreamento é alcançado (ex., $e \rightarrow 0$ ao passo que $t \rightarrow \infty$). A prova para essa afirmação é observada em (4.80).

Prova: Adotando a função positiva definida $V_s = \frac{e^2}{2c_p k_u b_p}$ e a diferenciando, ao passo que se considera a condição 1, tem-se:

$$\begin{aligned} V_s &= \frac{e^2}{2c_p k_u b_p} & (4.78) \\ \dot{V}_s &= \frac{e\dot{e}}{2c_p k_u b_p} \\ &= e[-K_1 e + v_s + \Delta - \omega^T \tilde{\theta}] \\ &\leq -K_1 e^2 + \epsilon \\ &= -2c_p k_u b_p K_1 V_s + \epsilon. \end{aligned}$$

Assim, sabendo que $V_s \leq \exp-(2c_p k_u b_p K_1)t V_s(0) + (\epsilon/2c_p k_u b_p K_1)[1 - \exp-(2c_p k_u b_p K_1)t]$ e $|e|^2 = 2c_p k_u b_p V_s$, ao se substituir uma equação na outra, chega-se a propriedade A. Quando $\Delta = 0$ define-se outra função positiva definida V_a , isto é:

$$\begin{aligned} V_a &= (1/2c_p k_u b_p)e^2 + (1/2)\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} & (4.79) \\ \dot{V}_a &= \frac{e\dot{e}}{2c_p k_u b_p} + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \\ &= e[-K_1 e + v_s - \omega^T \tilde{\theta}] + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}. \end{aligned}$$

Notando a condição 2 e a função de adaptação de (4.81) tem-se:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_a &= -K_1 e^2 + v_s e + \tilde{\theta}^T (\Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} - \omega e) \\
&\leq -K_1 e^2 + \tilde{\theta}^T (\Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} - \omega e) \\
&= -K_1 e^2 + \tilde{\theta}^T (\Gamma^{-1} Proj_{\hat{\theta}}(\Gamma \omega e) - \omega e) \\
&\leq -K_1 e^2 \\
&\leq 0,
\end{aligned} \tag{4.80}$$

o que leva ao rastreamento assintótico da propriedade B que é provado aplicando-se o Lema de Barbalat (YAO, 1997). Os resultados de desenvolvidos acima são sumarizados no *Teorema 1*.

Teorema 1: Se a função de adaptação em (4.68) é escolhida como:

$$\tau_e = \omega e, \tag{4.81}$$

então a lei de adaptação de parâmetros garante as propriedades A e B.

O método utilizado na sintonia dos ganhos de adaptação e dos demais parâmetros do controlador B-MRAC/ARC é o de aproximações sucessivas. Primeiramente realizadas por meio de simulações com o sistema identificado no capítulo anterior e posteriormente reajustadas de maneira fina por meio dos experimentos. Os parâmetros que são utilizados pelo controlador adaptativo robusto são apresentados na Tabela 4.5 com a matriz de ganhos de adaptação dada por:

$$\Gamma = diag\{0,5 \times 10^3; 0,01; 1 \times 10^3\}. \tag{4.82}$$

Tabela 4.5: Parâmetros do controlador adaptativo robusto.

Parâmetros	Valores
K_1	6,5
h_c	8
θ_0	$\begin{bmatrix} 2 & 3 \times 10^{-3} & 0,3 \end{bmatrix}^T$
θ_{\min}	$\begin{bmatrix} 0 & -5 \times 10^{-5} & -1 \end{bmatrix}^T$
θ_{\max}	$\begin{bmatrix} 5 & 5 \times 10^{-2} & 1 \end{bmatrix}^T$
ϵ	8×10^8
δ	2
k_u	0,37
$d_{g_{\max}}(t)$	0,32

No tocante à sintonia da matriz de ganhos de adaptação, observa-se durante o processo de aproximações sucessivas que, para ganhos pequenos, a convergência dos parâmetros é lenta. Já para ganhos elevados, a convergência é rápida, todavia o desempenho do controlador piora quando esses ganhos são aumentados em demasia. Existe uma faixa para a sintonia desses parâmetros em que o compromisso desempenho e convergência é satisfatório, nessa faixa encontram-se os ganhos apresentados. Cabe ressaltar que os ganhos de adaptação variam de acordo com a trajetória de referência. Por isso, opta-se nesse trabalho por priorizar a sintonia para frequências mais elevadas em detrimento das frequências baixas, cujo controle por estratégias clássicas possui desempenho satisfatório.

Com respeito ao projeto do controlador, seu bloco pode ser expandido, possibilitando a apresentação de seus componentes principais. Dentre esses destacam-se: as projeções dos parâmetros estimados, o cálculo do termo robusto e o vetor regressor. O diagrama de blocos do controlador adaptativo robusto segue na Figura 4.15.

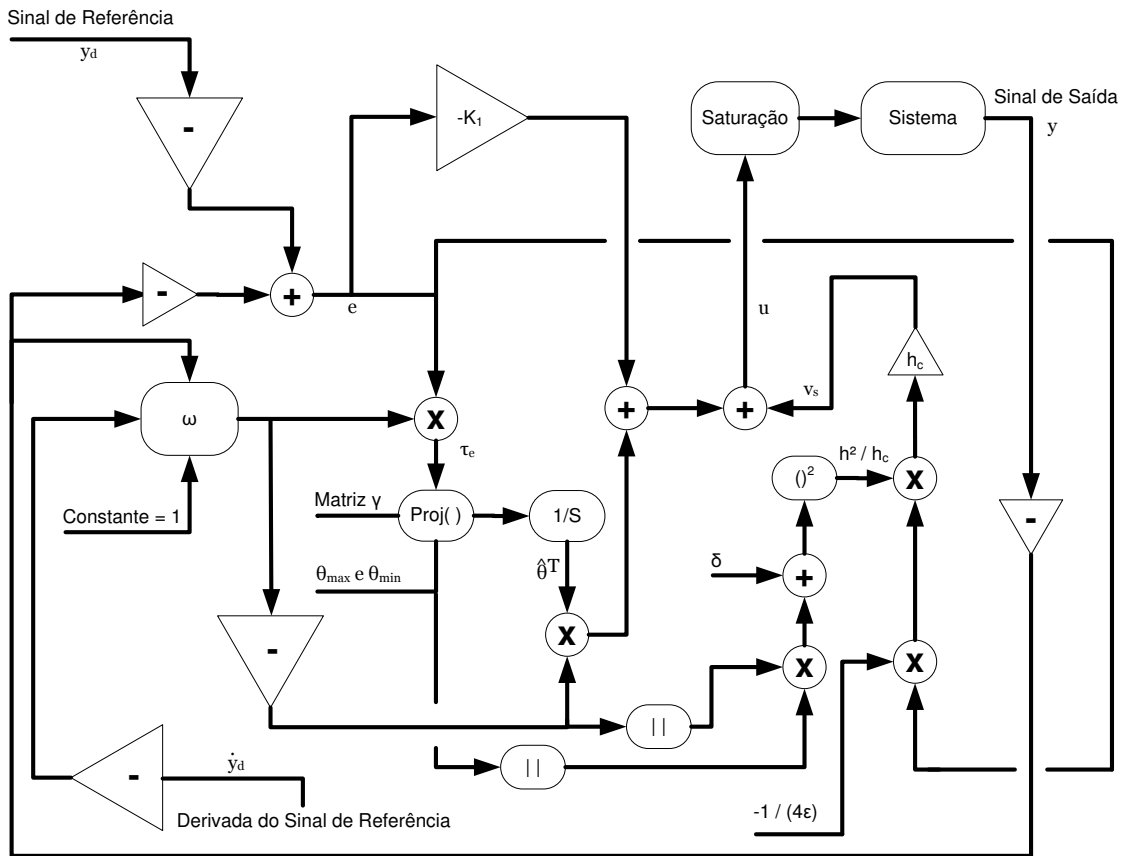


Figura 4.15: Diagrama de blocos simplificado do controlador B-MRAC/ARC.

A seguir são apresentadas, resumidamente, as equações que definem a implementação da estratégia de controle tratada nesta seção.

Tabela 4.6: Descrição resumida da estratégia de controle implementada.

$u = -\theta^T \omega - K_1 e + v_s$
$\omega = \begin{bmatrix} -y \\ -\dot{y}_d \\ 1 \end{bmatrix}$
$\dot{\hat{\theta}} = Proj_{\hat{\theta}}(\Gamma \tau_e)$
$\tau_e = \omega e$
$e = y - y_d$
$v_s = -\frac{1}{4\epsilon} h^2 e$
$h = \sqrt{h_c} (\ \theta_{\max} - \theta_{\min}\ \ \omega\ + \delta)$

4.5.3 Resultados de Simulação

Em acordo com as apresentações anteriores, os resultados de simulação são organizados de acordo com as frequências das referências que são aplicadas no modelo. A seguir, na Figura 4.16 são apresentados os resultados da resposta medida em comparação com a referência, da ação de controle e do erro. Adicionalmente, as informações sobre as adaptações estão expressas na Figura 4.17.

Nas simulações aqui realizadas, antes de se aplicar o sinal de referência de interesse, um sinal senoidal de 200 Hz é utilizado a fim de que nos experimentos se avalie a sua influência em relação à convergência paramétrica. Tal discussão é realizada após a apresentação dos experimentos.

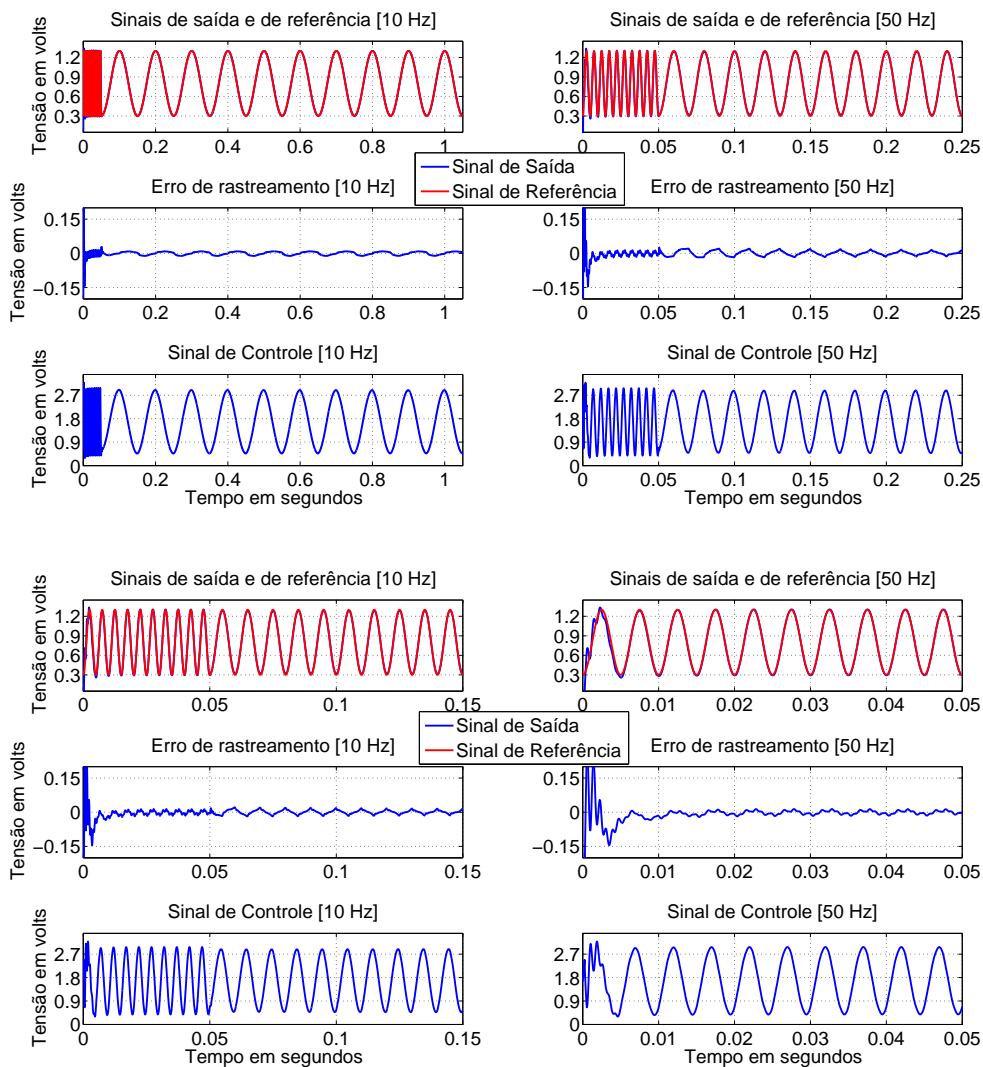


Figura 4.16: Resultados de simulação para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

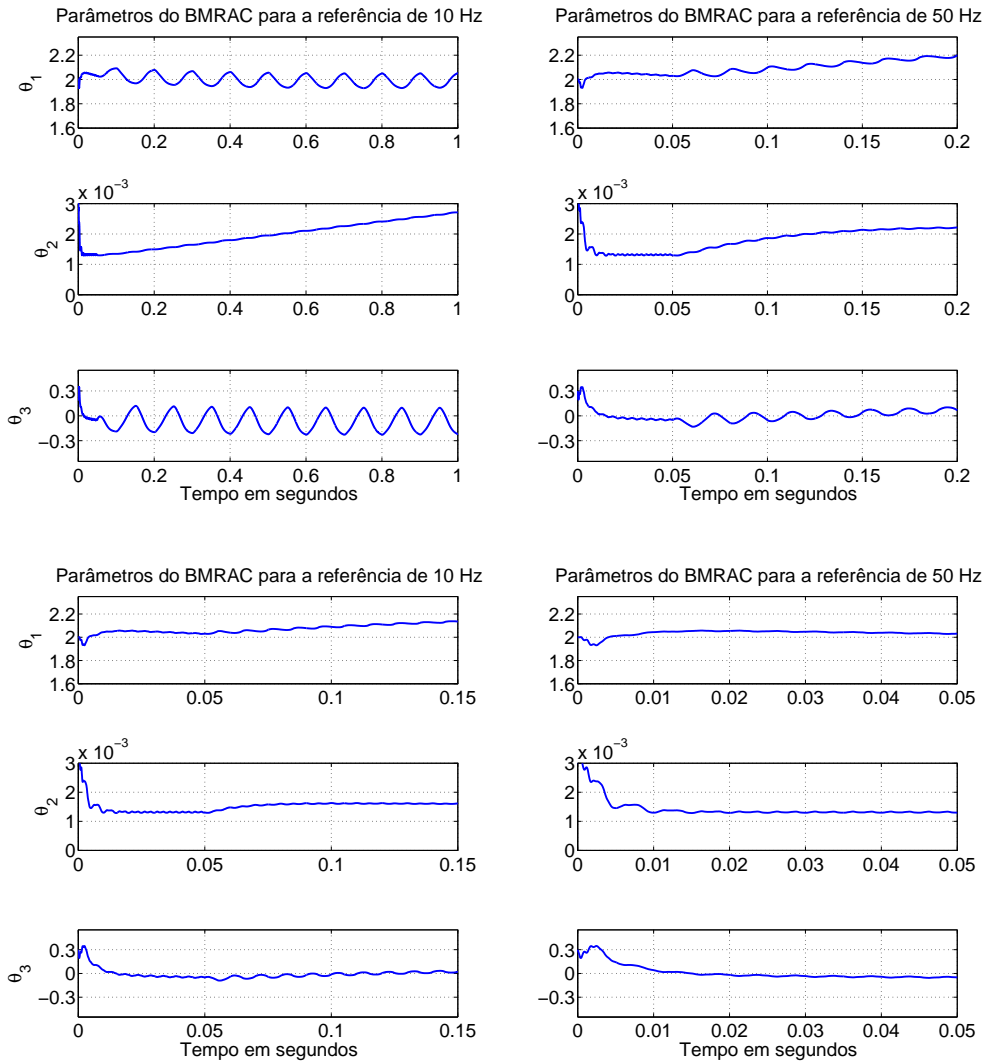


Figura 4.17: Resultados de simulação dos parâmetros para referências senoidais com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

No caso das simulações para o controlador adaptativo robusto, o modelo apresenta o maior grau de erro pois o mesmo não considera o nível do sinal da saída. Contudo, esse nível é adaptado pelo controlador. Ao se adaptar uma dinâmica inexistente no modelo, a simulação acaba apresentando maior discrepância em relação ao resultado experimental.

4.5.4 Resultados Experimentais

Primeiramente são apresentados os resultados experimentais sem a comutação do sinal de referência de 200 Hz para uma frequência mais baixa de 100, 50 ou 10 Hz. Dessa maneira, ambas abordagens podem ser comparadas, verificando ou não a melhora da convergência da adaptação paramétrica.

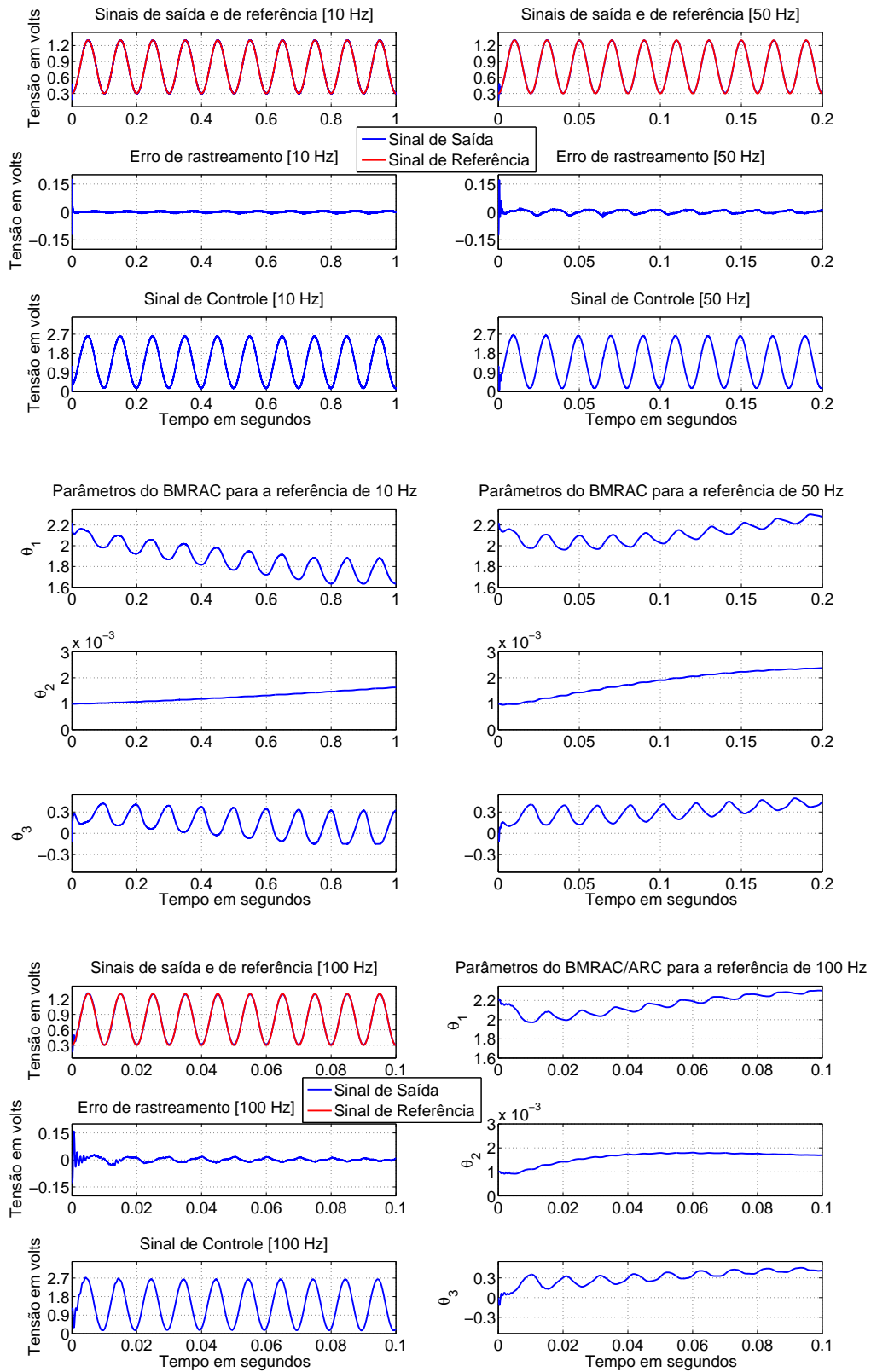


Figura 4.18: Resultados experimentais para referências senoidais, sem comutação, com 1 V de amplitude e 10, 50 e 100 Hz de frequência.

Os resultados experimentais com a comutação da frequência do sinal de referência são apresentados na Figura 4.19, evidenciando a compatibilidade da estimativa obtida com as simulações em relação ao comportamento do sistema. A mesma estratégia de rastrear um sinal mais rápido de 200 Hz no início do horizonte de controle do sistema empregada na simulação é também utilizada nos experimentos com o propósito de melhorar a convergência da adaptação.

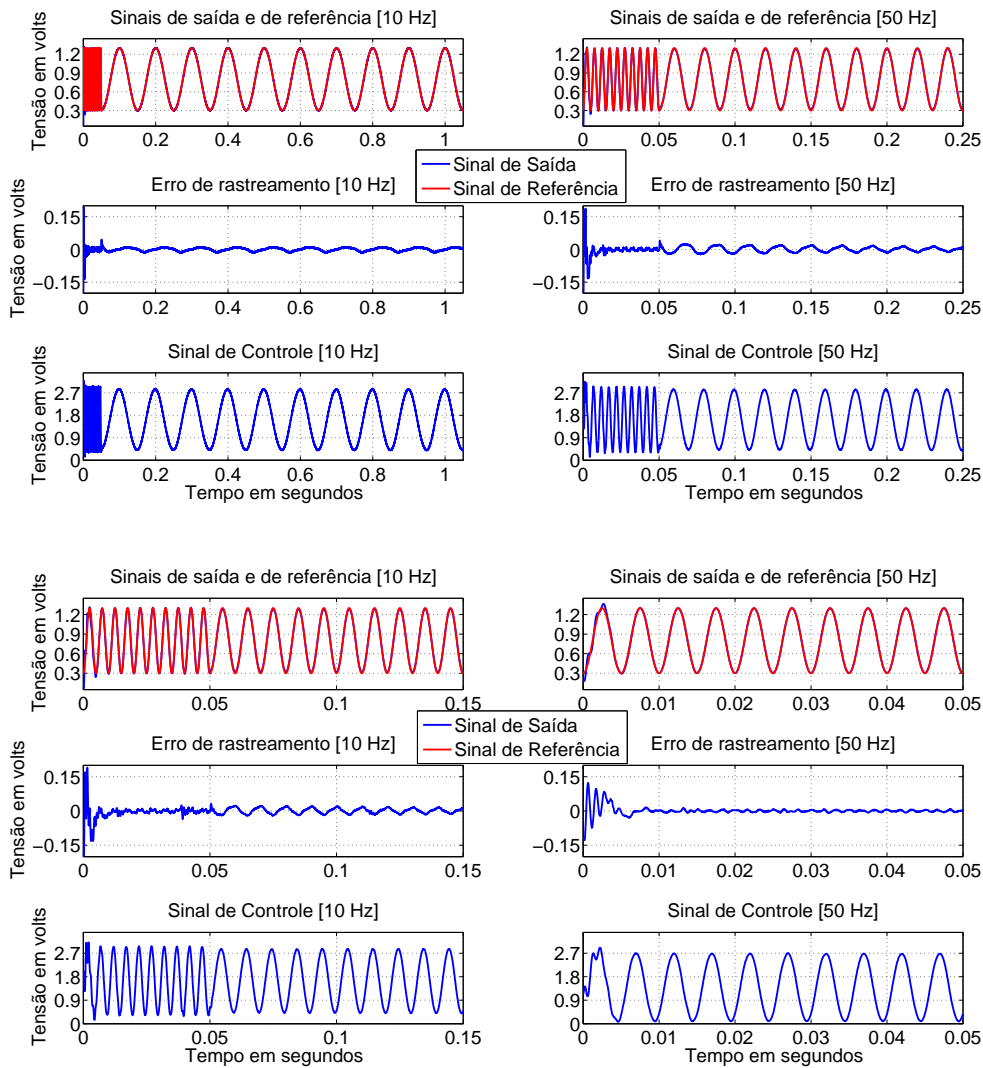


Figura 4.19: Resultados experimentais para referências senoidais, com comutação, com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

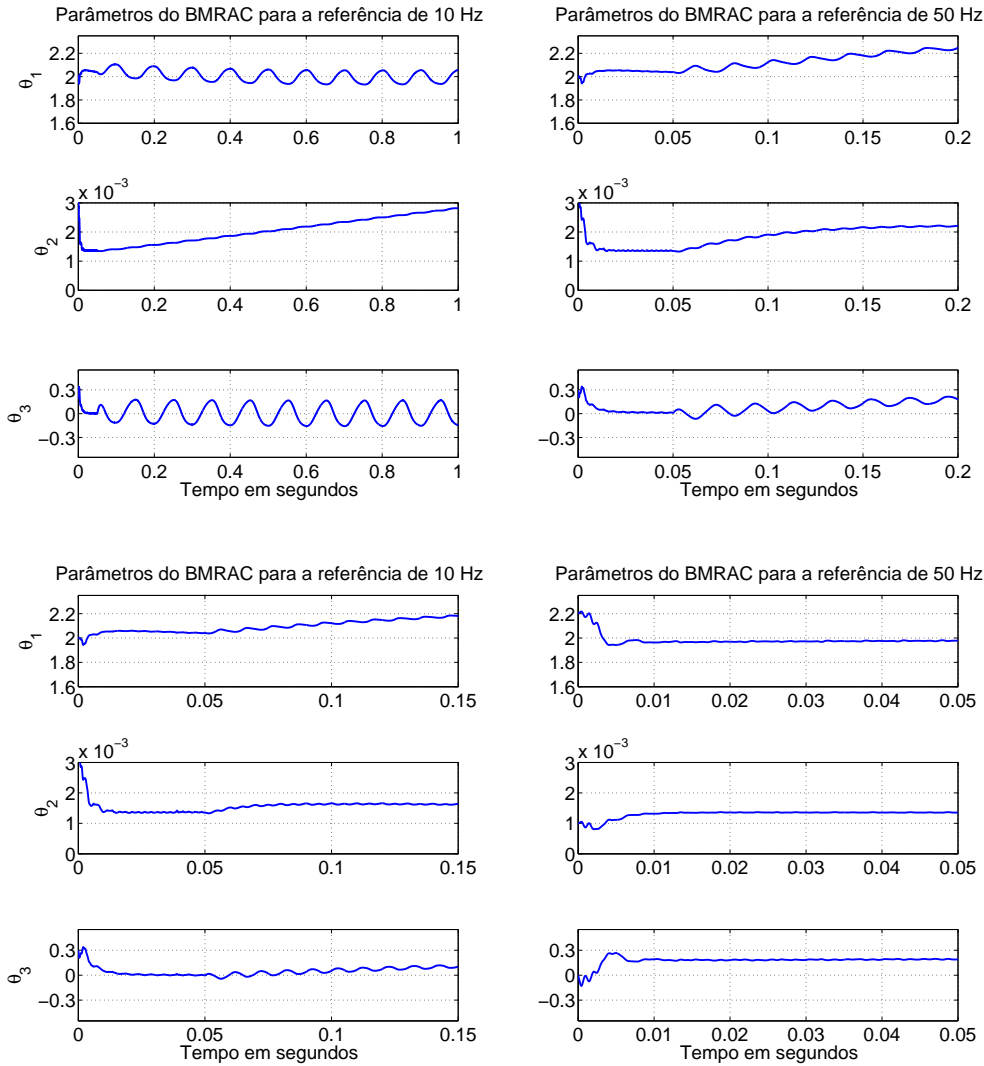


Figura 4.20: Resultados experimentais dos parâmetros para referências senoidais, com comutação, com 1 V de amplitude e 10, 50, 100 e 200 Hz de frequência.

Observa-se por meio dos resultados que as simulações são representativas da dinâmica do sistema experimental. Entretanto, quão mais lento é o sinal de referência a ser rastreado, pior é a adaptação paramétrica. Tal fato se evidencia ainda mais na transição do sinal de referência de 200 Hz para os sinais de referência mais lentos de 10, 50 e 100 Hz.

Comparando-se as duas estratégias de se comutar ou não o sinal de referência, a fim de se avaliar a eficácia dessa abordagem do tocante à convergência da adaptação paramétrica, o resultado obtido é, que com a comutação, a variabilidade do parâmetro diminui durante o procedimento de adaptação paramétrica para os parâmetros θ_1 e θ_3 e aumenta para o parâmetro θ_2 . Nos experimentos com sinal de referência de 10 Hz, nenhuma das abordagens faz com que haja convergência

da adaptação. Nos experimentos de 50 Hz, a convergência é alcançada de maneira mais significativa para o caso em que há a comutação do sinal de referência. No caso de referências com 100 Hz, ambas as abordagens apresentam convergência dos parâmetros adaptados.

Já no tocante ao desempenho do controlador, a estratégia sem a comutação do sinal de referência apresenta um desempenho de rastreamento melhor do que o da estratégia com a comutação do sinal de referência. Tal fato é justificado pois o rastreamento se torna mais complexo na medida em que a velocidade do sinal de referência aumenta e a comutação insere um sinal rápido no início do experimento para melhorar a convergência. Ao se desprezar o erro de rastreamento nesse início rápido de 200 Hz que ocorre na abordagem com a comutação, a comparação de desempenho dos controladores produz resultados diferentes. Para a referência de 10 Hz, o controlador com a comutação do sinal de referência obteve um menor erro máximo e maiores erros médio e final. Já no que diz respeito às referências de 50 Hz e 100 Hz o controlador com a comutação do sinal de referência possui menores erros médio e máximo e maior erro final.

Ao encontro do resultado obtido com o controlador B-MRAC, por meio do uso da estratégia B-MRAC/ARC também se observa a partir dos resultados, que os experimentos se comportam conforme os resultados obtidos por simulações. Tal fato, corrobora com a consideração de que a dinâmica identificada para o sistema é representativa do sistema de nanoposicionamento. Em relação à convergência paramétrica, a situação evidente é que quão mais lento é o sinal de referência a ser rastreado, pior é a adaptação paramétrica.

Capítulo 5

Avaliação dos Resultados Experimentais dos Controladores

5.1 Avaliação do erro de rastreamento

Como discussão central não somente desse capítulo como também do trabalho como um todo, encontra-se a questão do desempenho de rastreamento dos controladores apresentados no Capítulo 4. A fim de tornar a avaliação do desempenho menos qualitativa e mais quantitativa, três métricas (indicadores) do erro percentual ($e\%(t) = e(t)/V_{PP}(y_d)$) são consideradas:

$$L[2] = \sqrt{(1/T_f) \int_0^{T_f} |e\%(t)|^2 dt}; \quad (5.1)$$

$$e_M = \max_t \{|e\%(t)|\}; \quad (5.2)$$

$$e_F = \max_{T_f-2T \leq t \leq T_f} \{|e\%(t)|\}, \quad (5.3)$$

em que: T_f é o tempo em que se encerra o experimento (tempo final), $e(t)$ é o erro de rastreamento, t é o tempo corrente do experimento em segundos e T é o tempo de um período do sinal de referência senoidal. Doravante a métrica $L[2]$ será denominada indicador de erro médio, a métrica e_M será denominada indicador de erro máximo e a métrica e_F será denominada indicador de erro final.

O desempenho para cada frequência do sinal de referência utilizado nos experimentos é aqui avaliado em separado para cada controlador, seus erros são avaliados pelas métricas acima expostas. De maneira a tornar a exposição desses resultados mais objetiva e simples, os indicadores são tabelados de acordo com as métricas dos erros de rastreamento nas linhas das tabelas e a estratégia de controle

nas colunas das mesmas.

A legenda de cada tabela informa os tipos de controladores a partir da seguinte codificação:

- PI: Controlador com ações proporcional e integral;
- Adaptativo: Controlador adaptativo baseado em modelo de referência;
- PI + FF: Controlador com ações proporcional, integral e termo *feedforward*;
- B-MRAC: Controlador Adaptativo baseado em modelo de referência e lei de adaptação binária.
- B-MRAC/ARC: Controlador Robusto Adaptativo sem a comutação da frequência do sinal de referência;
- $B - MRAC/ARC_c$: Controlador Robusto Adaptativo com a comutação da frequência do sinal de referência;

5.1.1 Experimentos com 10 hertz

Os resultados experimentais para sinais de referência senoidais com frequência de 10 Hz são apresentados em um único gráfico (Figura 5.1), para fins de facilitar as comparações e as avaliações dos indicadores, principalmente o e_M e o $L[2]$. Todas as estratégias de controle são comparadas tendo como base os mesmos sinais de referência.

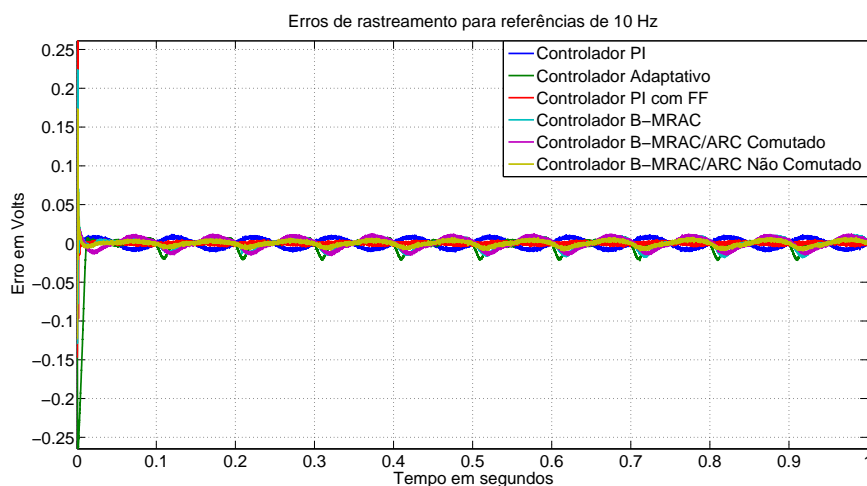


Figura 5.1: Erros experimentais para as referências senoidais com 10Hz de frequência.

A fim facilitar a avaliação do indicador e_F , uma aproximação no período final de cada experimento é evidenciada na Figura 5.2:

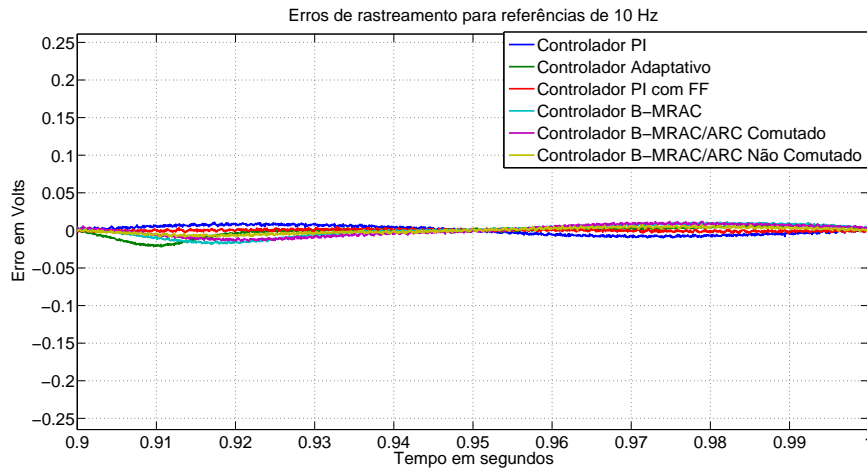


Figura 5.2: Detalhe dos erros experimentais para as referências senoidais com 10 Hz de frequência.

Tabela 5.1: Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 10 Hz.

Métricas	PI	Adaptativo	PI + FF
$L[2]$	0,65%	1,87%	0,61%
e_M	14,74%	26,49%	26,10%
e_F	1,10%	2,19%	0,49%

Tabela 5.2: Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 10 Hz.

Métricas	B-MRAC	B-MRAC/ARC	$B - MRAC/ARC_c$
$L[2]$	0,90%	0,51%	0,72%
e_M	18,72%	17,33%	4,53%
e_F	2,07%	0,98%	1,50%

Com base nas Tabelas 5.1 e 5.2, é possível inferir que a melhor estratégia de controle a ser utilizada para o rastreamento de sinais lentos com até 10 Hz é

a estratégia de controle clássico com um controlador com ações proporcional e integral com termo *feedforward*, a menos que o erro máximo seja um fator de projeto que limite o seu uso. Pois o mesmo apresenta um desempenho bem próximo do melhor obtido para o erro médio e apresenta o menor erro final, tal fato em conjunção com a simplicidade de seu projeto faz com que o mesmo se torne a opção mais adequada.

5.1.2 Experimentos com 50 hertz

Os resultados experimentais para sinais de referência senoidais com frequência de 50 Hz são apresentados em um único gráfico (Figura 5.3), para fins de facilitar as comparações e as avaliações dos indicadores, de forma mais significativa do e_M e do $L[2]$, conforme feita na Seção 5.1 com os resultados de 10 Hz.

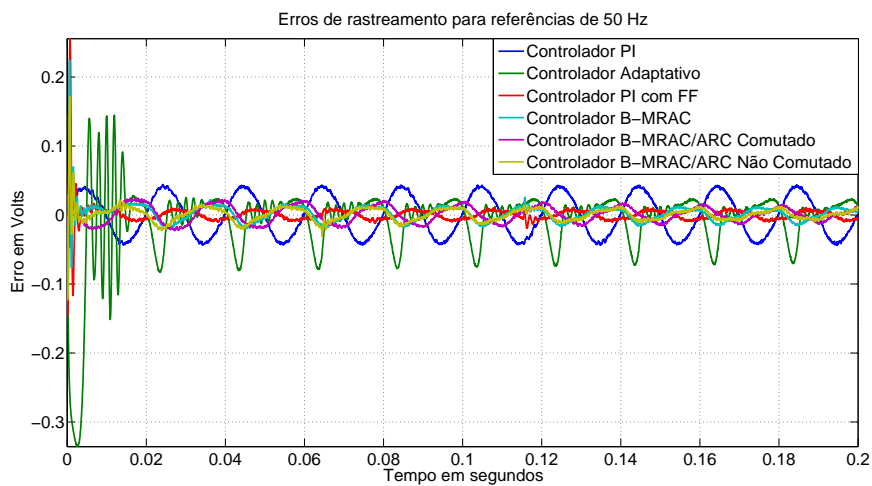


Figura 5.3: Erros experimentais para as referências senoidais com 50 Hz de frequência.

Com o propósito de facilitar a avaliação do indicador e_F , uma aproximação no período final de cada experimento é exposta na Figura 5.4.

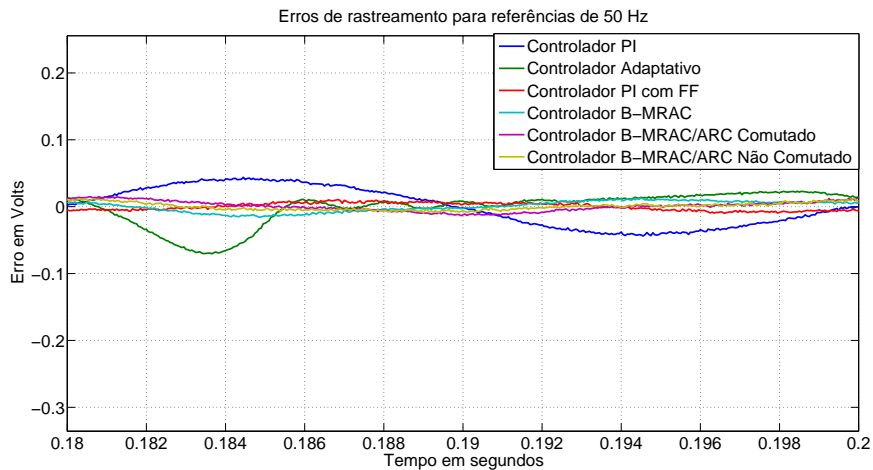


Figura 5.4: Detalhe dos erros experimentais para as referências senoidais com 50 Hz de frequência.

Tabela 5.3: Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 50 Hz.

Métricas	PI	Adaptativo	PI + FF
$L[2]$	2,97%	5,37%	1,46%
e_M	14,31%	33,57%	25,56%
e_F	4,39%	7,20%	1,07%

Tabela 5.4: Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 50 Hz.

Métricas	B-MRAC	B-MRAC/ARC	$B - MRAC/ARC_c$
$L[2]$	1,53%	1,18%	1,08%
e_M	18,39%	17,18%	4,05%
e_F	2,00%	1,23%	1,59%

De acordo com as Tabelas 5.3 e 5.4, é possível perceber que o controlador PI com *feedforward* apresenta melhor resultado no tocante ao e_F . Mas o B-MRAC/ARC, com comutação do sinal de referência, se torna a alternativa para referências de 50 Hz segundo os indicadores e_M e $L[2]$. Contudo, a complexidade de seu projeto

faz com que sua escolha seja justificada apenas se os requisitos de projeto forem mais rigorosos.

5.1.3 Experimentos com 100 hertz

Os resultados experimentais sinais de referência senoidais com frequência de 100 Hz são apresentados em um único gráfico (Figura 5.5), para fins de facilitar as comparações e as avaliações dos indicadores (e_M e $L[2]$ principalmente), conforme a apresentação padrão adotada neste capítulo.

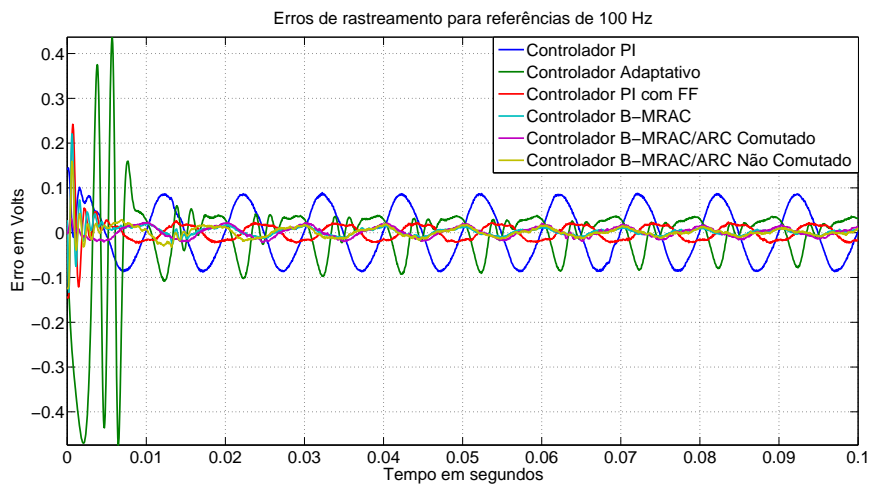


Figura 5.5: Erros experimentais para as referências senoidais com 100 Hz de frequência.

No sentido de facilitar a avaliação do indicador e_F , uma aproximação no período final de cada experimento é apresentada na Figura 5.6.

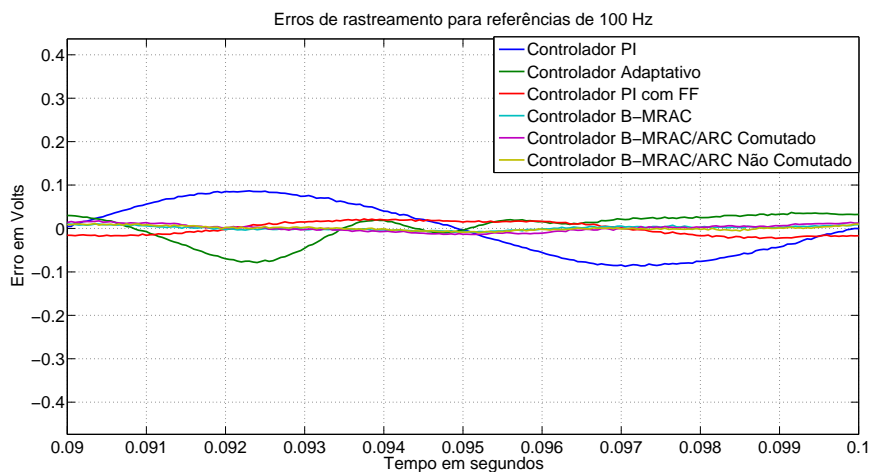


Figura 5.6: Detalhe dos erros experimentais para as referências senoidais com 100 Hz de frequência.

Tabela 5.5: Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 100 Hz.

Métricas	PI	Adaptativo	PI + FF
$L[2]$	6,00%	9,46%	2,40%
e_M	14,47%	47,41%	24,20%
e_F	8,73%	8,01%	2,39%

Tabela 5.6: Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 100 Hz.

Métricas	B-MRAC	B-MRAC/ARC	$B - MRAC/ARC_c$
$L[2]$	1,65%	1,49%	0,94%
e_M	18,16%	15,93%	3,20%
e_F	1,39%	1,39%	1,86%

No que tange a utilização de frequências mais rápidas como 100 Hz, segundo as Tabelas 5.5 e 5.6, o controlador adaptativo robusto apresenta desempenho significativamente melhor em relação ao controlador com ações proporcional e integral com termo *feedforward*, o que justifica o investimento no seu projeto. O controlador B-MRAC possui o segundo melhor desempenho segundo a métrica e_F . Cabe a ressalva de que nessa situação, a abordagem da comutação do sinal de referência se justifica, para o controlador B-MRAC/ARC, exceto no que diz respeito ao erro final que aumenta um pouco no caso em que a frequência do sinal de referência é comutada.

5.1.4 Experimentos com 200 hertz

Os resultados experimentais para sinais de referência senoidais com frequência de 200 Hz são apresentados em um único gráfico (Figura 5.7), para fins de facilitar as comparações e as avaliações dos indicadores, de maneira mais relevante o e_M e o $L[2]$, em conformidade com a apresentação padrão adotada neste capítulo.

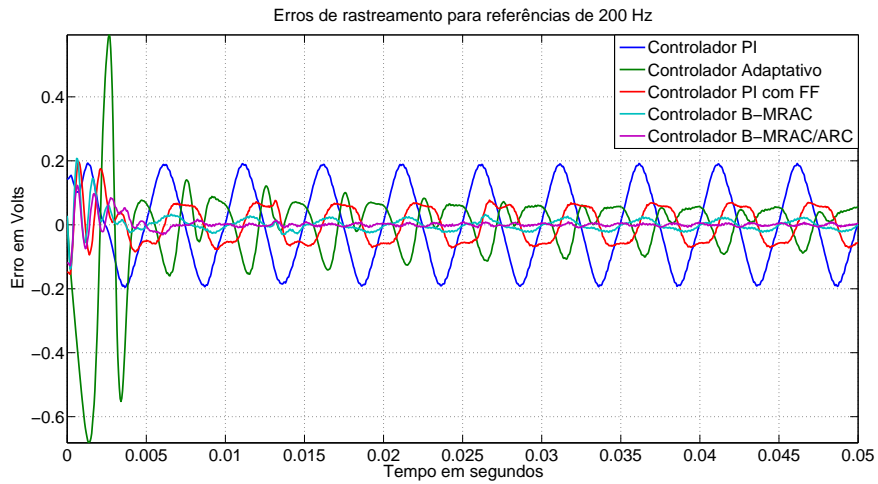


Figura 5.7: Erros experimentais para as referências senoidais com 200 Hz de frequência.

No intuito de facilitar a avaliação do indicador e_F , uma aproximação no período final de cada experimento é explicitada na Figura 5.8.

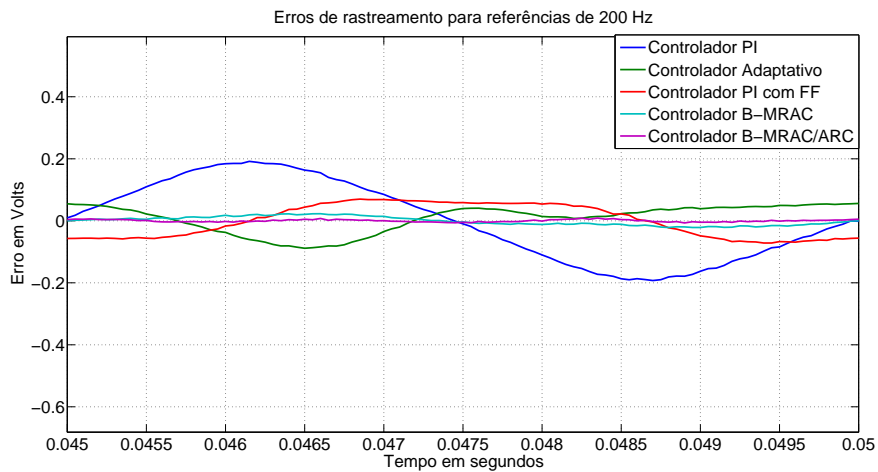


Figura 5.8: Detalhe dos erros experimentais para as referências senoidais com 200 Hz de frequência.

Tabela 5.7: Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 200 Hz.

Métricas	PI	Adaptativo	PI + FF
$L[2]$	12,66%	13,77%	5,81%
e_M	19,57%	68,17%	19,62%
e_F	19,28%	9,23%	7,17%

Tabela 5.8: Indicadores do erro de rastreamento para as referências senoidais de 200 Hz.

Métricas	B-MRAC	B-MRAC/ARC
$L[2]$	2,21%	1,93%
e_M	16,35%	12,77%
e_F	2,32%	0,89%

Em posse dos resultados das Tabelas 5.7 e 5.8, é indiscutível que o controlador adaptativo robusto tem o seu desempenho muito superior aos demais quando os sinais de referência são rápidos. Os erros de rastreamento são inferiores a 1%, alcançados ao fim do transitório de adaptação paramétrica. No entanto, em termos de complexidade do projeto e da sintonia, o controlador B-MRAC também se apresenta como uma boa opção, pois possui menos parâmetros de sintonia e desempenho superior aos das estratégias clássicas e da estratégia MRAC.

5.1.5 Avaliação Estatística

Nesta seção, são apresentados os gráficos com os valores dos indicadores em comparação com os valores de média e desvio padrão obtidos para cada conjunto de experimentos, de acordo com a frequência dos sinais de referência aplicados ao sistema de nanoposicionamento. Para analisar o conjunto de indicadores de cada tipo e para cada frequência como uma população, o valor individual do indicador é tratado como uma amostra. Por conseguinte, para cada valor de frequência exceto a de 200 Hz, são adotadas três populações (uma por indicador) com 6 amostras (uma para cada estratégia de controle). No caso de 200 Hz, existem

apenas três populações com 5 amostras, pois não foi realizado o experimento com comutação do sinal de referência.

No que tange cada população são calculados dois valores, sua média e seu desvio padrão. A partir desses valores, são desenhadas três linhas horizontais nos gráficos a serem analisados. A primeira é a soma da média com o desvio padrão, a segunda é apenas a média e a terceira é a subtração do desvio padrão em relação à média. Após esse procedimento, o valor de cada amostra, para cada estratégia de controle, é adicionado ao gráfico no sentido de tornar mais fácil a visualização do desempenho relativo das estratégias de controle.

Dessa maneira, para cada indicador será dedicada uma seção na qual são evidenciadas quatro figuras que representam os experimentos de 10 Hz, 50 Hz, 100 Hz e 200 Hz.

Indicador de Erro Médio

O comportamento do erro médio em termos da média e do desvio padrão das estratégias de controle implementadas é apresentado nas Figuras 5.9 a 5.12.

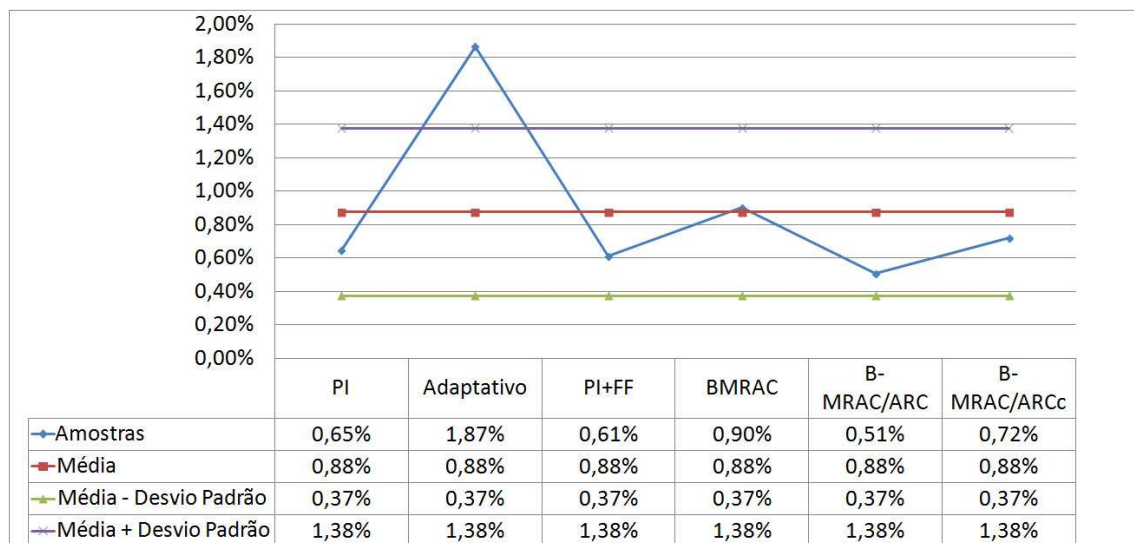


Figura 5.9: Gráfico de avaliação estatística para o indicador $L[2]$ para os experimentos com sinais de referência senoidais de 10 Hz.

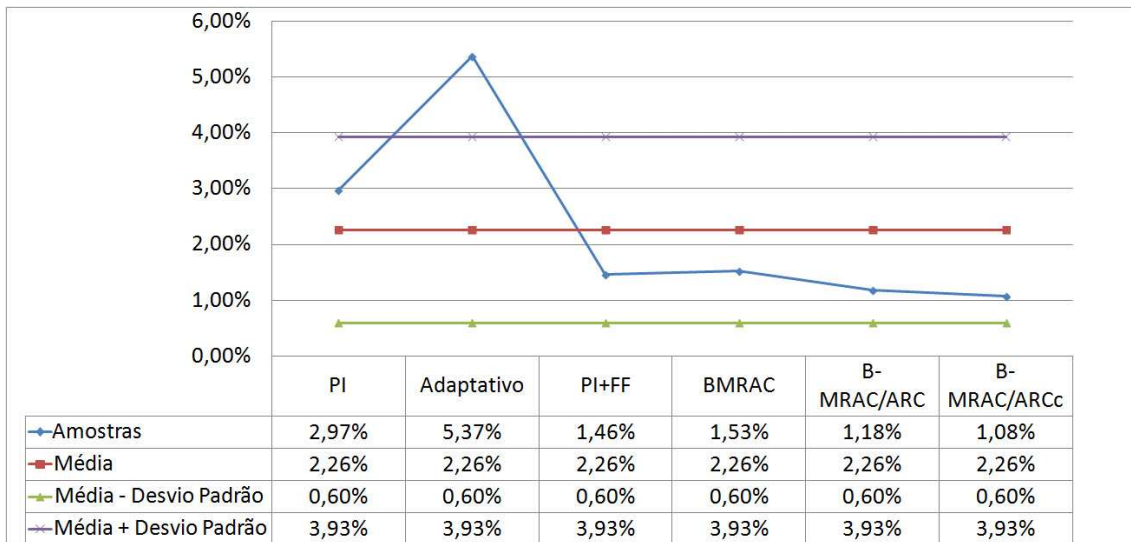


Figura 5.10: Gráfico de avaliação estatística para o indicador $L[2]$ para os experimentos com sinais de referência senoidais de 50 Hz.

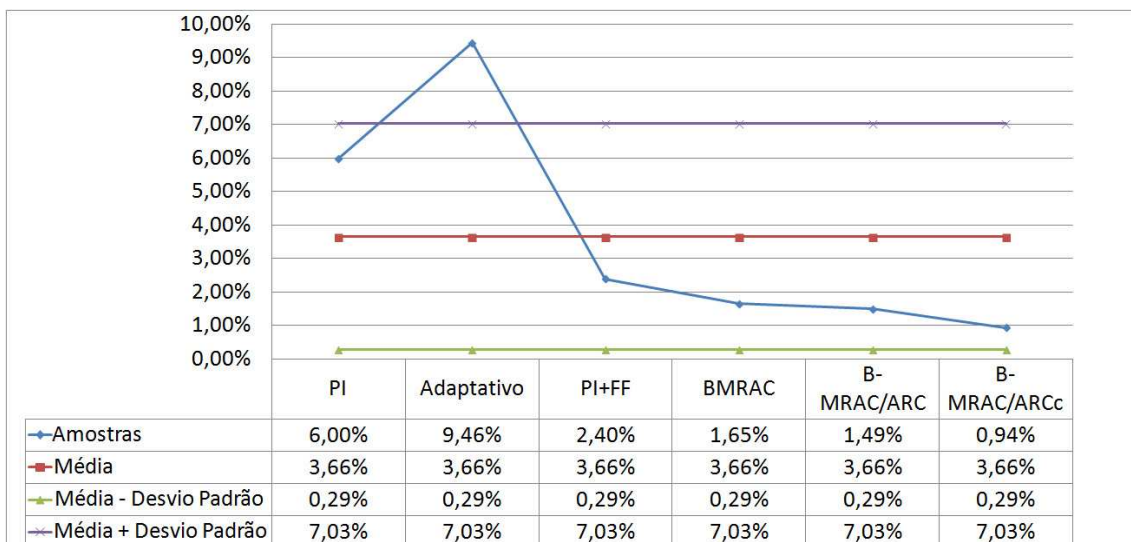


Figura 5.11: Gráfico de avaliação estatística para o indicador $L[2]$ para os experimentos com sinais de referência senoidais de 100 Hz.

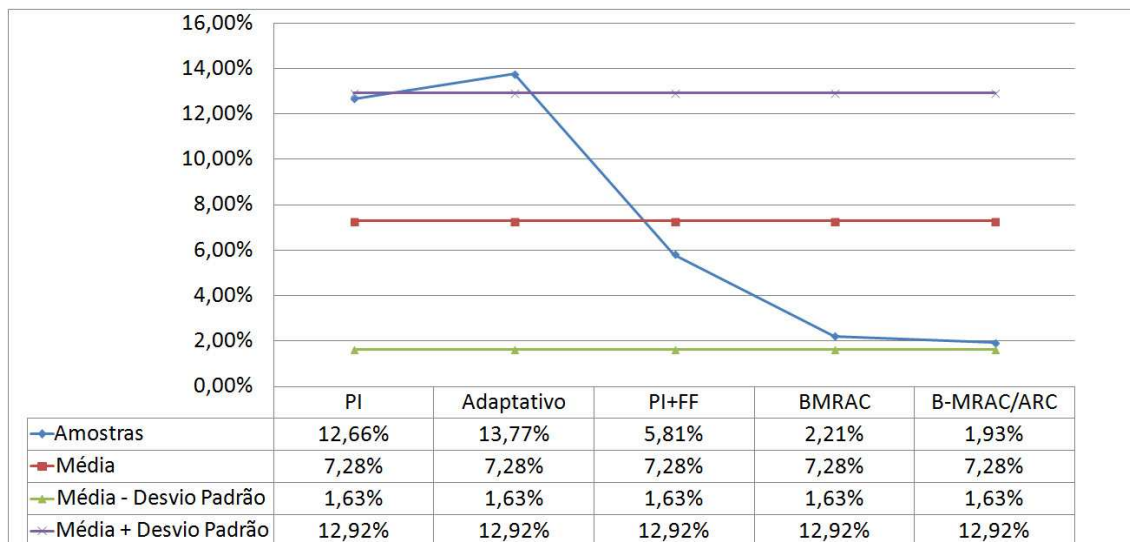


Figura 5.12: Gráfico de avaliação estatística para o indicador $L[2]$ para os experimentos com sinais de referência senoidais de 200 Hz.

Para os experimentos com 10 Hz, o controlador B-MRAC/ARC sem comutação do sinal de referência apresentou o melhor desempenho do indicador $L[2]$. Já o controlador MRAC apresentou o pior desempenho. Os controladores elaborados por meio do uso de estratégias clássicas de controle apresentam bons desempenhos nessa frequência. Por sua simplicidade de projeto, são os mais adequados para o rastreamento de sinais de referência mais lentos.

Na avaliação dos experimentos com 50 Hz, o controlador B-MRAC/ARC com comutação do sinal de referência apresentou o melhor desempenho do indicador $L[2]$. Já o controlador MRAC apresentou o pior desempenho. Os controladores PI com *feedforward*, B-MRAC/ARC sem comutação do sinal de referência e B-MRAC apresentam bons desempenhos nessa faixa de frequência. Por sua simplicidade de projeto, o controlador PI com *feedforward* se apresenta como a opção mais adequada.

Tendo em vista os experimentos com 100 Hz, o controlador B-MRAC/ARC com comutação do sinal de referência apresentou o melhor desempenho do indicador $L[2]$. Já o controlador MRAC apresentou o pior desempenho. Os controladores PI com *feedforward*, B-MRAC/ARC sem comutação do sinal de referência e B-MRAC apresentam bons desempenhos nessa faixa de frequência. Por sua simplicidade de projeto, o controlador PI com *feedforward* ainda é a melhor opção.

Nos experimentos com referência senoidal de 200 Hz, o controlador B-MRAC/ARC apresentou o melhor indicador $L[2]$. Já o controlador MRAC apre-

sentou o pior desempenho, contudo foi semelhante ao do controlador PI. O controlador B-MRAC apresenta bom desempenho nessa frequência. A melhor opção de projeto é o B-MRAC/ARC seguida pelo B-MRAC, que tem como vantagens o projeto e a sintonia mais simples que o primeiro.

Indicador de Erro Máximo

O comportamento do erro máximo em termos da média e do desvio padrão das estratégias de controle implementadas é apresentado nas Figuras 5.13 a 5.16.

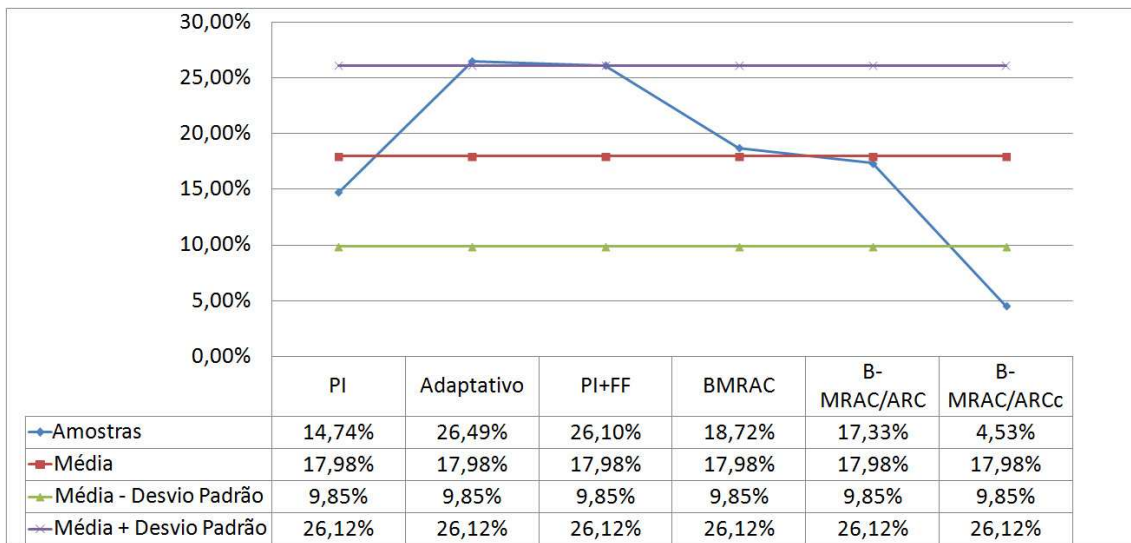


Figura 5.13: Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_M para os experimentos com sinais de referência senoidais de 10 Hz.

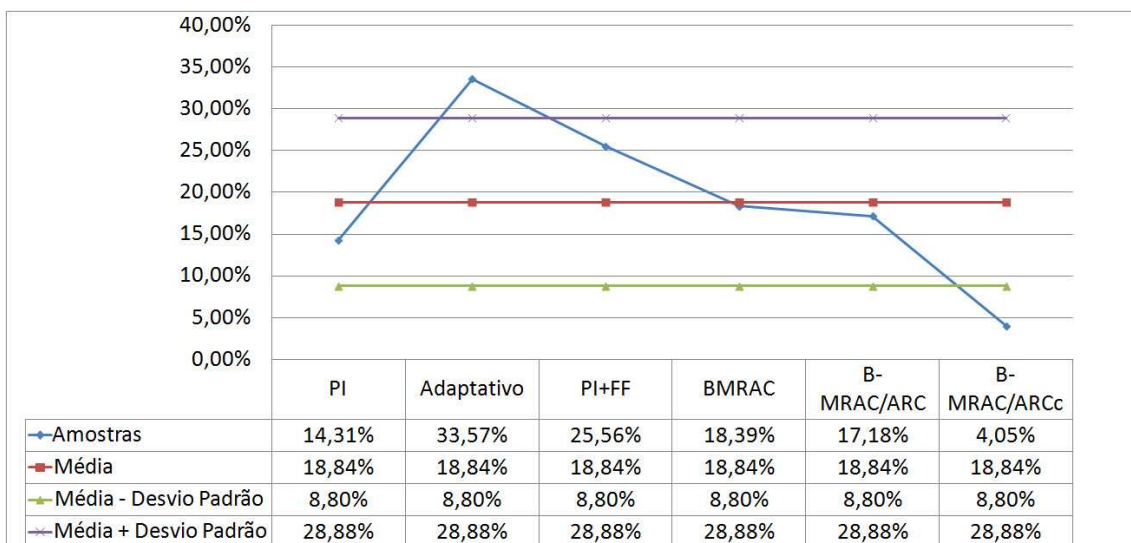


Figura 5.14: Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_M para os experimentos com sinais de referência senoidais de 50 Hz.

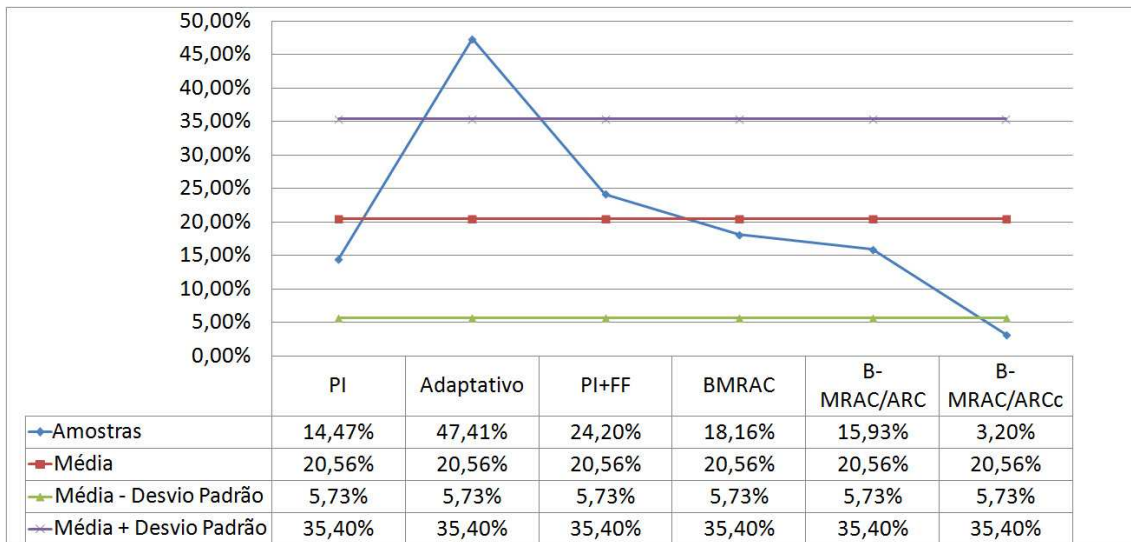


Figura 5.15: Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_M para os experimentos com sinais de referência senoidais de 100 Hz.

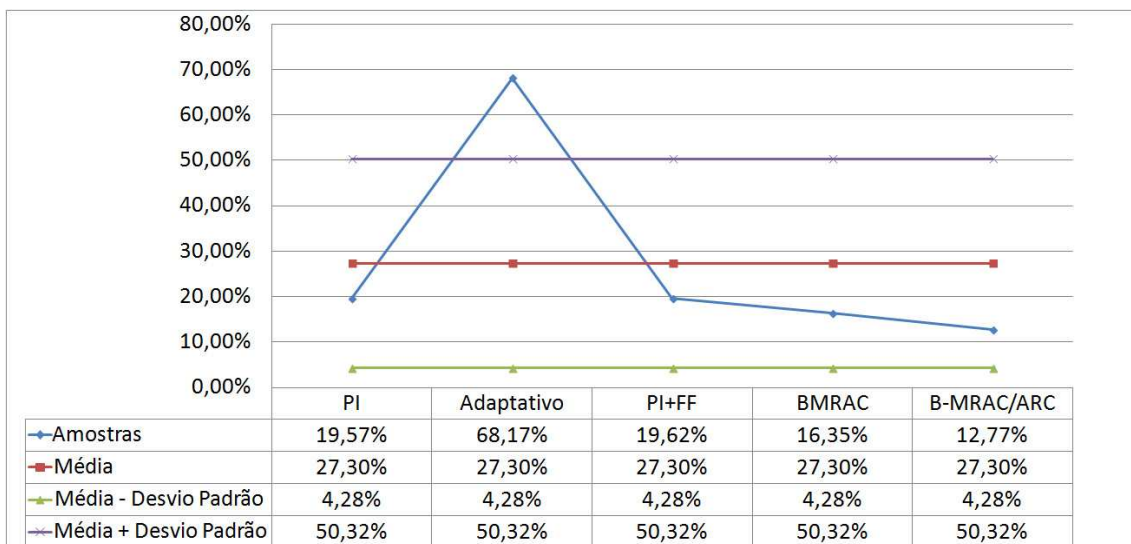


Figura 5.16: Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_M para os experimentos com sinais de referência senoidais de 200 Hz.

Para os experimentos com referência senoidal de 10 Hz, o controlador B-MRAC/ARC com comutação do sinal de referência apresentou o melhor indicador e_M . Já o controlador MRAC apresentou o pior desempenho, sendo esse muito semelhante ao do controlador PI com *feedforward*. Os controladores B-MRAC/ARC sem comutação do sinal de referência e B-MRAC apresentam bons desempenhos nessa frequência. Nessa situação, a melhor escolha de estratégia de controle é o B-MRAC/ARC com comutação do sinal de referência.

Nos experimentos com referência senoidal de 50 Hz, o controlador B-MRAC/ARC com comutação do sinal de referência apresentou o melhor indicador e_M . Já o controlador MRAC apresentou o pior desempenho. Os controladores PI, B-MRAC/ARC sem comutação do sinal de referência e B-MRAC apresentam bons desempenhos nessa frequência. Por sua simplicidade de projeto, o controlador PI, se apresenta como a segunda opção mais adequada, atrás do B-MRAC/ARC com comutação do sinal de referência.

Tendo em vista os experimentos com referência senoidal de 100 Hz, o controlador B-MRAC/ARC com comutação do sinal de referência apresentou o melhor indicador e_M . Já o controlador MRAC apresentou o pior desempenho. Os controladores PI, B-MRAC/ARC sem comutação do sinal de referência e B-MRAC apresentam bons desempenhos nessa frequência. O B-MRAC/ARC com comutação do sinal de referência é a melhor alternativa de estratégia de controle, contudo se os requisitos de desempenho não forem restritivos, a utilização do controlador PI pode ser adotada, já que possui o segundo melhor desempenho e seu projeto e sintonia são simples.

Nos experimentos com referência senoidal de 200 Hz, o controlador B-MRAC/ARC apresentou o melhor indicador e_M . Já o controlador MRAC apresentou o pior desempenho, contudo foi semelhante ao do controlador PI. O controlador B-MRAC apresenta bom desempenho nessa frequência. A melhor opção é o B-MRAC/ARC seguida pelo B-MRAC, que tem como vantagens o projeto e a sintonia mais simples que o primeiro. Os desempenhos dos controladores clássicos (PI e PI com *feedforward*) são equivalentes nessa situação de rastreamento.

Indicador de Erro Final

O comportamento do erro final em termos da média e do desvio padrão das estratégias de controle implementadas é apresentado nas Figuras 5.17 a 5.20.

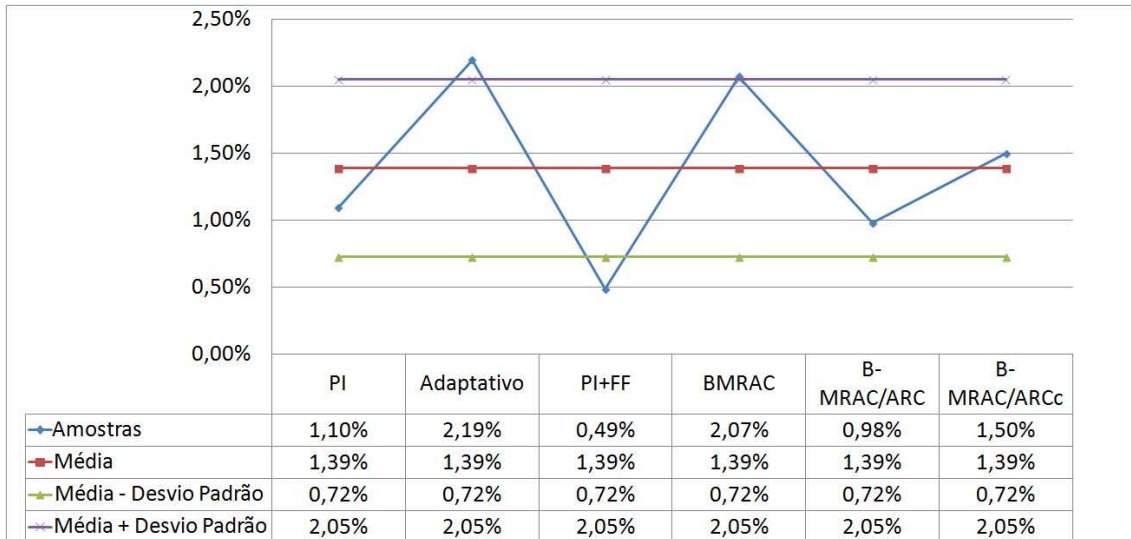


Figura 5.17: Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_F para os experimentos com sinais de referência senoidais de 10 Hz.

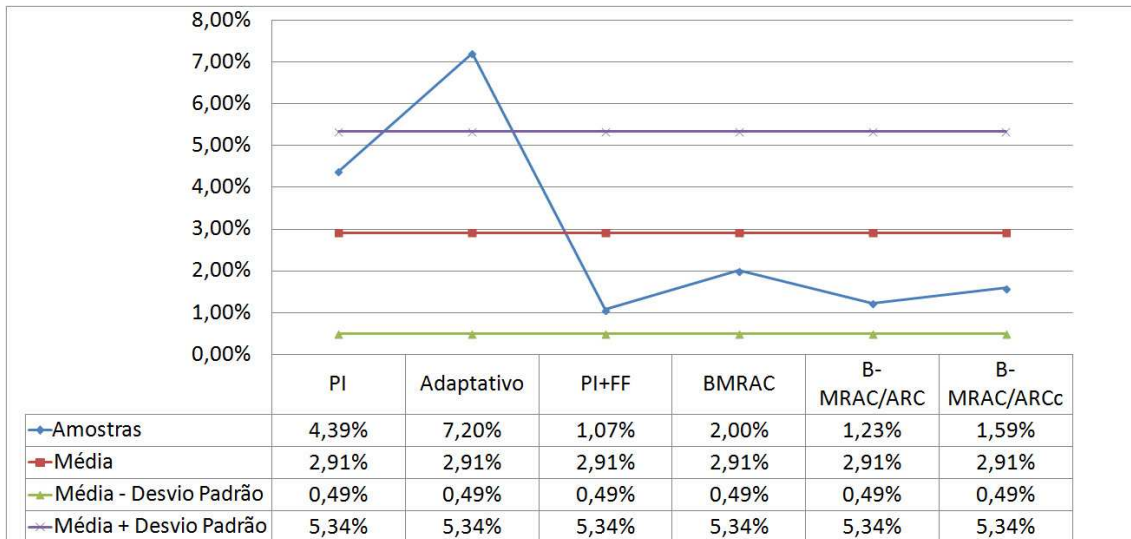


Figura 5.18: Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_F para os experimentos com sinais de referência senoidais de 50 Hz.

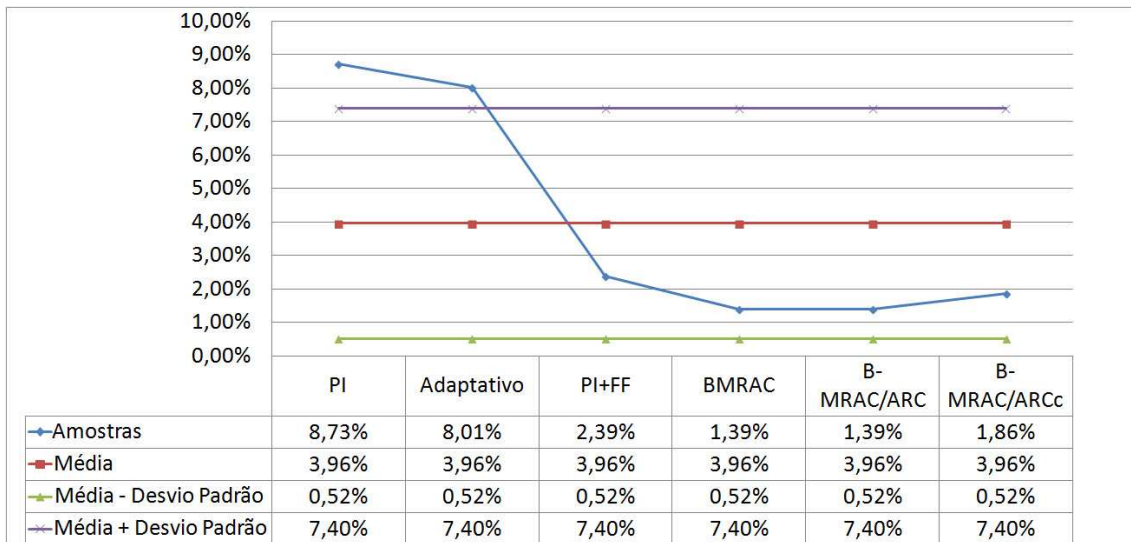


Figura 5.19: Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_F para os experimentos com sinais de referência senoidais de 100 Hz.

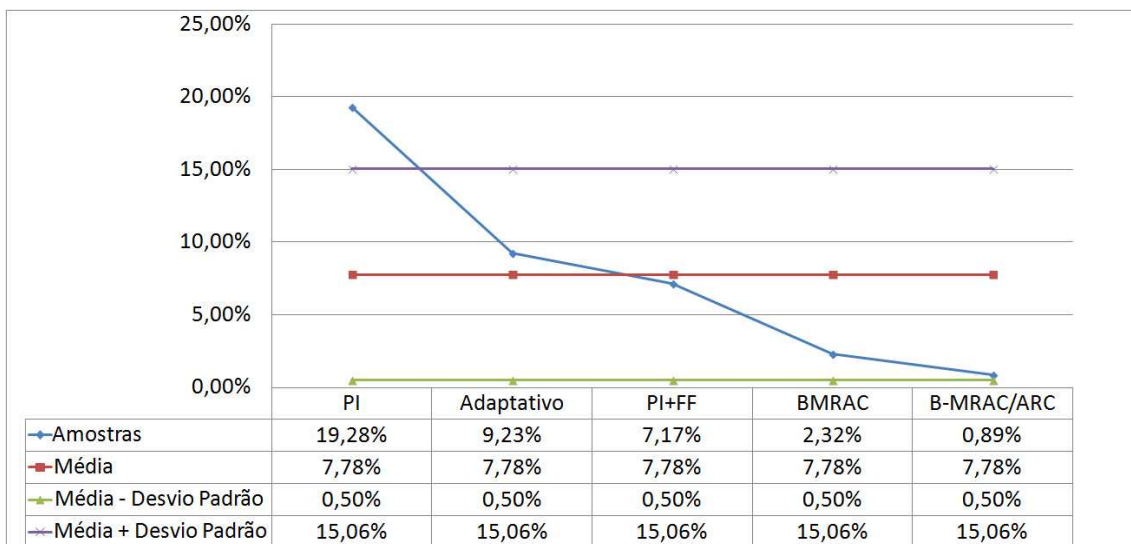


Figura 5.20: Gráfico de avaliação estatística para o indicador e_F para os experimentos com sinais de referência senoidais de 200 Hz.

Para os experimentos com referência senoidais de 10 Hz e 50 Hz, o controlador PI com *feedforward* apresentou o melhor indicador e_F . Já o controlador MRAC apresentou o pior desempenho. Os controladores B-MRAC/ARC sem comutação do sinal de referência e PI apresentam bons desempenhos nessas frequências. O controlador B-MRAC/ARC com comutação do sinal de referência apresenta bom desempenho para o experimento com referência senoidal de 50 Hz. Nessa situação, a melhor escolha de estratégia de controle é o controlador PI com *feedforward*, tanto pelo seu desempenho quanto por simplicidade de projeto e sintonia.

Tendo em vista os experimentos com referência senoidal de 100 Hz, o controlador B-MRAC/ARC sem comutação do sinal de referência apresentou o melhor indicador e_F . Já o controlador PI apresentou o pior desempenho. Os controladores B-MRAC e B-MRAC/ARC sem comutação do sinal de referência apresentam bons desempenhos nessa faixa de frequência. O B-MRAC/ARC sem comutação do sinal de referência é a melhor alternativa de estratégia de controle, contudo o controlador B-MRAC apresentou um desempenho quase equivalente, sendo que o seu projeto e a sua sintonia são mais simples que os do controlador B-MRAC/ARC. Nesse caso, a utilização do controlador B-MRAC é a mais indicada, pois, as suas vantagens superam o melhor desempenho do controlador B-MRAC/ARC sem comutação do sinal de referência.

Nos experimentos com referência senoidal de 200 Hz, o controlador B-MRAC/ARC apresentou o melhor indicador e_F . Já o controlador PI apresentou o pior desempenho. O controlador B-MRAC apresenta bom desempenho nessa frequência. A melhor opção de projeto é o B-MRAC/ARC seguida pelo B-MRAC, que surge como alternativa por ter o projeto e a sintonia mais simples que o primeiro.

5.1.6 Comparações das Estratégias de Controle

Complexidade dos Controladores

Além dos indicadores de desempenho dos controladores, é necessário que a complexidade do projeto e da sintonia de cada um seja considerada. Em termos de projeto de controle, a ordem do mais simples para o mais complexo ocorre da seguinte maneira: PI, PI com *feedforward*, MRAC, B-MRAC e B-MRAC/ARC. No tocante à sintonia, a ordem se mantém a mesma que a do projeto de controle.

Outro quesito importante é a necessidade do conhecimento de mais ou menos informações sobre o sistema a ser controlado. Sob essa óptica, os controladores clássicos PI e PI com *feedforward*, são os mais vantajosos, pois os projetos dos controladores adaptativos (MRAC, B-MRAC e B-MRAC/ARC) necessitam de conhecimentos mais profundos sobre o comportamento do sistema de nanoposicionamento.

Considerações Gerais

É possível observar, a partir dos indicadores, que o desempenho evolui na medida em que os controladores se tornam mais complexos se as trajetórias são rápidas. Para trajetórias de referência lentas, o controlador PI com *feedforward* tem o melhor desempenho. Em relação ao erro máximo, é cabível inferir que o controlador MRAC apresenta um desempenho inferior ao PI. Contudo, para o indicador de erro final seu desempenho é superior ao do controlador PI para as trajetórias de 100 e 200 Hz. Dessa maneira, mesmo apresentando um transiente pior do que o do PI, os controladores adaptativos conseguem atingir um desempenho melhor depois que a adaptação de seus parâmetros é realizada para trajetórias rápidas.

No tocante ao indicador e_F , para as frequências de 10 e 50 Hz, o controlador PI com *feedforward* se apresenta como a melhor estratégia de controle, inclusive superando o desempenho dos controladores adaptativos.

O controlador B-MRAC/ARC possui o melhor desempenho dentre as demais estratégias. A utilização da comutação do sinal de referência se justifica em alguns casos, ao passo que em outros não, conforme a discussão na apresentação dos resultados experimentais desse controlador. O controlador B-MRAC possui bons desempenhos para frequências mais altas do sinal de referência. O mesmo se apresenta como opção ao B-MRAC/ARC segundo os indicadores $L[2]$, e_M e e_F para frequências de 100 Hz e 200 Hz.

Em suma, para encerrar a avaliação de desempenho dos controladores, cabe mencionar que o controlador adaptativo robusto tem o melhor transitório inicial devido à utilização do termo v_s que considera a dinâmica do vetor regressor e os limites das projeções em que ocorre a adaptação. Contudo, a sua complexidade de projeto também deve ser considerada como um aspecto negativo de sua utilização, sendo apontado o B-MRAC como alternativa para essa estratégia.

Sob a óptica de comparações do desempenho de rastreamento de trajetórias rápidas, são cabíveis algumas comparações com resultados relatados na literatura. Em (ALBUQUERQUE, 2010) e (ALBUQUERQUE *et al.*, 2010), para a frequência do sinal de referência de 50 Hz, o melhor erro final de rastreamento obtido foi de 2,80% com o controlador robusto adaptativo com compensação paralela. Nesta Dissertação, para a frequência de 200 Hz do sinal de referência, analisando o erro final de rastreamento, o controlador B-MRAC alcançou 2,32% e o controlador B-MRAC/ARC alcançou 0,89%. Portanto, os dois controladores são muito superiores, tanto em relação ao desempenho quanto em velocidade do sinal de rastreamento, aos resultados relatados em (ALBUQUERQUE, 2010) e (ALBUQUERQUE *et al.*, 2010).

Novamente, na perspectiva de avaliação do e_F , o resultado de 100 Hz tratado em (ZHONG e YAO, 2008) é inferior a 0,5%. O mesmo está próximo ao resultado obtido com a modificação do B-MRAC/ARC desse artigo para a estratégia utilizada na presente Dissertação em 200 Hz, que obtém um e_F de 0,89%. Já em relação ao artigo (ESBROOK *et al.*, 2010), para referências com 200 Hz, o e_F obtido com a estratégia *Servocompensator [SC] (1st-3rd harmonics)* é de 2,30%, próxima a do B-MRAC desenvolvido nesta Dissertação que é de 2,32% e bem maior ao melhor resultado aqui obtido que é de 0,89% por meio do uso da estratégia B-MRAC/ARC. Em suma, essas comparações podem ser observadas na Tabela 5.9.

Tabela 5.9: Tabela de Indicadores do Erro de Rastreamento para as referências senoidais de 50 Hz, 100 Hz e 200 Hz.

Métricas	B-MRAC/ARC	ESBROOK <i>et al.</i> (2010)	ZHONG e YAO (2008)
Erro Final para 50 Hz	1,23%	1,48%	–
Erro Final para 100 Hz	1,39%	–	0,43%
Erro Final para 200 Hz	0,89%	2,30%	–

5.2 Avaliação do sinal de controle

Nessa seção é avaliado o quesito da quantidade de energia que é cedida ao nanoposicionador para que o rastreamento rápido e acurado das trajetórias de referência ocorra. Para tal, as três seguintes métricas de avaliação do sinal de controle são adotadas:

$$u_{\text{médio}} = \sqrt{(1/T_f) \int_0^{T_f} |u(t)|^2 dt}; \quad (5.4)$$

$$u_{\text{máximo}} = \max_t \{|u(t)|\}; \quad (5.5)$$

$$u_{\text{final}} = \max_{T_f-2T \leq t \leq T_f} \{|u(t)|\}, \quad (5.6)$$

em que: T_f é o tempo em que se encerra o experimento (tempo final), $u(t)$ é o sinal de controle, t é o tempo corrente do experimento em segundos e T é o tempo de um período do sinal de referência senoidal. Doravante a métrica $u_{\text{médio}}$ será denominada indicador de sinal de controle médio, a métrica $u_{\text{máximo}}$ será denominada indicador de sinal de controle máximo e a métrica u_{final} será denominada indicador de sinal de controle final.

As descrições para as estratégias de controle são adotadas conforme a Tabela 5.1.

5.2.1 Experimentos com 10 hertz

Os resultados dos indicadores $u_{\text{médio}}$, $u_{\text{máximo}}$ e u_{final} para os experimentos com sinais de referência senoidais com frequência de 10 Hz são apresentados.

Tabela 5.10: Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 10 Hz.

Métricas	PI (V)	Adaptativo (V)	PI + FF (V)
$u_{\text{médio}}$	1,66	1,88	1,67
$u_{\text{máximo}}$	2,66	2,92	2,66
u_{final}	2,64	2,89	2,65

Tabela 5.11: Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 10 Hz.

Métricas	B-MRAC (V)	B-MRAC/ARC (V)	$B-MRAC/ARC_c$ (V)
$u_{\text{médio}}$	1,88	1,63	1,83
$u_{\text{máximo}}$	2,90	2,62	3,17
u_{final}	2,88	2,61	2,84

Com base nas Tabelas 5.10 e 5.11, a estratégia de controle que utiliza menos energia no rastreamento de sinais lentos com até 10 Hz é a B-MRAC/ARC sem a comutação do sinal de referência. Já para os controladores que mais despendem energia, em termos de $u_{\text{médio}}$ e u_{final} , o controlador adaptativo apresenta o maior consumo, já em termos de máximo absoluto ($u_{\text{máximo}}$), o que o faz é o B-MRAC/ARC com comutação do sinal de referência.

5.2.2 Experimentos com 50 hertz

Os resultados dos indicadores de energia utilizada no sinal de controle, para os experimentos com sinais de referência senoidais com frequência de 50 Hz são apresentados.

Tabela 5.12: Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 50 Hz.

Métricas	PI (V)	Adaptativo (V)	PI + FF (V)
$u_{\text{médio}}$	1,68	1,89	1,69
$u_{\text{máximo}}$	2,70	3,35	2,70
u_{final}	2,68	2,94	2,68

Tabela 5.13: Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 50 Hz.

Métricas	B-MRAC (V)	B-MRAC/ARC (V)	$B-MRAC/ARC_c$ (V)
$u_{\text{médio}}$	1,89	1,64	1,84
$u_{\text{máximo}}$	2,95	2,65	3,14
u_{final}	2,91	2,62	2,84

De acordo com as Tabelas 5.12 e 5.13 é possível perceber que, no tocante aos sinais de referência senoidais, para o indicador $u_{\text{médio}}$ o controlador que utiliza mais energia é o B-MRAC, para $u_{\text{máximo}}$ o B-MRAC/ARC com comutação do sinal de referência é o que mais consome energia e por fim, para u_{final} o pior desempenho é o do controlador adaptativo. Por outro lado, a estratégia de controle que utiliza menos energia no rastreamento de sinais senoidais com 50 Hz é a B-MRAC/ARC sem a comutação do sinal de referência.

5.2.3 Experimentos com 100 hertz

Os resultados dos indicadores do sinal de controle para os experimentos com sinais de referência senoidais com frequência de 100 Hz são apresentados.

Tabela 5.14: Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 100 Hz.

Métricas	PI (V)	Adaptativo (V)	PI + FF (V)
$u_{\text{médio}}$	1,70	1,82	1,71
$u_{\text{máximo}}$	2,73	3,99	2,79
u_{final}	2,71	2,86	2,73

Tabela 5.15: Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 100 Hz.

Métricas	B-MRAC(V)	B-MRAC/ARC (V)	$B - MRAC/ARC_c$ (V)
$u_{\text{médio}}$	1,91	1,66	1,86
$u_{\text{máximo}}$	3,00	2,72	3,11
u_{final}	2,93	2,65	2,87

No que tange a utilização de frequências mais rápidas como 100 Hz, segundo as Tabelas 5.14 e 5.15, o controlador B-MRAC apresenta o maior consumo médio e final de energia em seu sinal de controle. Já em termos de consumo de pico ($u_{\text{máximo}}$), o controlador adaptativo é o que apresenta o pior indicador. Contudo, o controlador que utiliza menos energia no rastreamento de sinais senoidais com 100 Hz é o B-MRAC/ARC sem a comutação do sinal de referência.

5.2.4 Experimentos com 200 hertz

Os resultados dos indicadores $u_{\text{médio}}$, $u_{\text{máximo}}$ e u_{final} para os experimentos com sinais de referência senoidais com frequência de 200 Hz são apresentados.

Tabela 5.16: Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 200 Hz.

Métricas	PI (V)	Adaptativo (V)	PI + FF (V)
$u_{\text{médio}}$	1,75	1,61	1,77
$u_{\text{máximo}}$	2,82	4,00	3,17
u_{final}	2,81	2,78	2,85

Tabela 5.17: Indicadores do sinal de controle para as referências senoidais de 200 Hz.

Métricas	B-MRAC (V)	B-MRAC/ARC (V)
$u_{\text{médio}}$	1,93	1,68
$u_{\text{máximo}}$	3,20	2,91
u_{final}	2,98	2,68

De posse dos resultados das Tabelas 5.16 e 5.17, o pior desempenho em termos médios foi obtido com o controlador B-MRAC que também registrou o consumo final mais elevado. O consumo máximo foi atingido com o uso do controlador adaptativo. No entanto, a estratégia de controle que utiliza menos energia, em termos finais (u_{final}), no rastreamento de sinais senoidais com 200 Hz é a B-MRAC/ARC. Já em termos de consumo de pico ($u_{\text{máximo}}$), o melhor desempenho é o do controlador PI. Já para o consumo médio, o melhor desempenho foi o do controlador adaptativo.

5.2.5 Comparações das Estratégias de Controle

Revela-se por meio dos indicadores do sinal de controle, que o desempenho do controlador B-MRAC/ARC sem a comutação do sinal de referência é o melhor para os rastreamentos com sinais senoidais de 10, 50 e 100 Hz. Para analisar os resultados obtidos para o rastreamento de trajetórias senoidais com 200 Hz, é preciso considerar que o controlador adaptativo saturou nessa situação, por isso o seu consumo de energia é diminuído e o seu indicador mascarado. Já o controlador PI apresenta o menor erro médio, não obstante do pior desempenho de erro final de rastreamento para as referências com 200 Hz.

Em conjunção com a avaliação de erro, o controlador B-MRAC/ARC é sinalizado como a melhor opção, dentre as implementadas, para o controle do sistema de nanoposicionamento em operações rápidas (100 e 200 Hz). Já para operações mais lentas (10 e 50 Hz), o controlador PI com *feedforward* se apresenta como uma boa opção para o controle do nanoposicionador.

Capítulo 6

Conclusões

Nesta Dissertação, foram implementadas e avaliadas algumas estratégias de controle para o posicionamento preciso e rápido do sistema de nanoposicionamento: PI, PI com *feedforward*, MRAC, B-MRAC e B-MRAC/ARC. Visto que o problema de vibração do nanoatuador é resolvido por meio da utilização de um filtro *notch* na entrada do sistema de acionamento do mesmo, o principal desafio para o controle do sistema de nanoposicionamento é a histerese, pois o atraso evidenciado é da ordem de 0,238 ms. A lei de controle que possui o melhor desempenho de rastreamento em alta frequência (100 Hz e 200 Hz) é a B-MRAC/ARC. Tal controlador considera o fenômeno de histerese em seu projeto de controle por meio de um modelo simplificado com uma aproximação linear e uma discrepância máxima. Entretanto, uma estratégia clássica e mais simples, o PI com *feedforward*, apresenta o melhor desempenho de rastreamento em baixas frequências (10 Hz e 50 Hz), mesmo sem levar em consideração os efeitos decorrentes do fenômeno de histerese.

Outra base desta Dissertação foi o processo de modelagem das dinâmicas linear e não-linear (com *creep* e histerese) de um sistema piezoatuado. Estes modelos foram utilizados tanto para prever o comportamento do sistema por meio de simulações quanto para a pré-sintonia utilizada nos experimentos com os controladores.

6.1 Contribuições do Trabalho

As principais contribuições deste trabalho são tratadas separadamente a nível de modelagem e de controle de um sistema de nanoposicionamento uniaxial. Tal abordagem consistiu da modelagem e identificação da dinâmica de um sistema experimental de nanoposicionamento com atuador piezoelétrico, incluindo suas

parcelas lineares e não-lineares. Durante o processo de identificação do sistema, descobriu-se a causa da dinâmica de fase não-mínima relatada por (ALBUQUERQUE, 2010), que era o ajuste inadequado da frequência de corte da eletrônica que processa o sinal do sensor capacitivo.

A reconfiguração do módulo de acionamento E-665.CR do cristal piezoelétrico confirmou que aumento da frequência de corte do sensor capacitivo para 3 kHz, permitiu uma grande melhoria do desempenho. Não somente eliminou a dinâmica de fase não-mínima apontada por (ALBUQUERQUE, 2010), como também a resposta frequencial obtida forneceu informações sobre a dinâmica do sistema em uma faixa maior do que com frequência de 1 kHz.

Foi observado experimentalmente que o modelo de histerese de *Bouc-Wen* generalizado é mais representativo do fenômeno não-linear que o modelo simplificado adotado em (ALBUQUERQUE, 2010). Ainda no que diz respeito à modelagem, a inclusão de um modelo dinâmico para o fenômeno de *Creep* apresentou-se como uma melhor opção do que o adotado por (ALBUQUERQUE, 2010), por não depender de parâmetros temporais.

No tocante ao controle do sistema de nanoposicionamento, implementou-se a estratégia de controle adaptativo robusto, a partir dos seguintes elementos: lei de controle de rastreamento, projeção descontínua, síntese de um termo robusto conforme o utilizado em (HSU e COSTA, 1991), (HSU e COSTA, 1994) e (ZHONG e YAO, 2008). Embora haja semelhanças à estratégia de (ZHONG e YAO, 2008), foram necessárias modificações do controlador para que fosse adaptado à dinâmica do nanoposicionador considerado nesta Dissertação. Foram realizadas comparações experimentais entre as diversas estratégias de controle implementadas.

Verificou-se experimentalmente que o erro de rastreamento diminui consideravelmente na medida em que são utilizados controladores de maior complexidade, para trajetórias de referências mais rápidas. Isto foi concluído no Capítulo 5, que apresenta os resultados de métricas dos erros de rastreamento. Assim, o esforço empregado na sofisticação dos controladores se justifica para o seguimento preciso de trajetórias mais rápidas.

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

Tendo-se em vista a aplicação do nanoposicionamento à microscopia, futuramente poderia ser adicionada uma perturbação a ser eliminada pelo controlador,

pois, a força entre a ponta de prova e a superfície observada deve ser mantida constante independentemente da topografia do substrato analisado. Assim, as rugosidades do substrato poderiam ser tratadas como perturbações por parte do controlador que deve manter a força constante.

Em experimentos futuros deveria ser aprimorado o isolamento de fontes de ruído e vibrações a fim de melhorar as condições de operação do sistema de nanoposicionamento. Sempre que possível, as fontes de ruído e vibrações no ambiente em que o piezoelétrico executa suas movimentações devem ser eliminadas ou atenuadas.

Como sugestão no tocante à elaboração de estratégias de controle, poderia ser incorporado o efeito dinâmico da histerese ao modelo do sistema considerado no projeto de controle, verificando a possibilidade de incluí-lo no processo de adaptação paramétrica.

Referências Bibliográficas

- 176- IEEE STANDARD ON PIEZOELECTRICITY, 1987, "IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control Society", *IEEE*.
- AGUIRRE, L. A., 2007, *Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. Editora UFMG.
- ALBUQUERQUE, I. F., 2010, *Controle Adaptativo Robusto de Nanoposicionadores Piezoelétricos com dinâmica de fase não-mínima*. Tese de Mestrado, Programa de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro - COPPE.
- ALBUQUERQUE, I. F., SOARES, A. S., DA CUNHA, J. P. V. S., et al., 2010, "Controle Adaptativo Robusto de Nanoposicionadores Piezoelétricos com Dinâmica de Fase Não-mínima", *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 3500–3507.
- ALEXANDER, S., HELLEMANS, L., MARTI, O., et al., 1989, "An atomic-resolution atomic-force microscope implemented using an optical lever", *Journal of Applied Physics*, v. 65, n. 1, pp. 164–167. doi: 10.1063/1.342563.
- APHALE, S. S., FLEMING, A. J., MOHEIMANI, S. O. R., 2007, "Integral resonant control of collocated smart structures", *Smart Materials and Structures*, v. 16, n. 2, pp. 439.
- ARIDOGAN, U., SHAN, Y., LEANG, K. K., 2009, "Design and analysis of discrete-time repetitive control for scanning probe microscopes", *ASME J. Dyn. Syst. Meas. Control*, v. 131, n. 6. doi: 10.1115/1.4000068.
- BANKS, D., 2006, *Microengineering MEMs and Interfacing: A Practical Guide*. Boca Raton.
- BHUSHAN, B., 2004, *Springer Handbook of Nanotechnology*. Springer.
- BROKATE, M., SPREKELS, J., 1996, *Hysteresis and Phase Transitions*. Springer-Verlag.

- COLEMAN, B. D., HODGDON, M. L., 1986, "A constitutive relation for rate-independent hysteresis in ferromagnetically soft materials", *Int. J. Eng. Sci.*, v. 24, n. 6, pp. 897–919.
- COSTA, R. R., HSU, L., 1989, *Robustness of VS-MRAC with respect to unmodeled dynamics and external disturbances*. Relatório técnico, Electrical Engineering Department, COPPE/UFRJ.
- CROFT, D., DEVASIA, S., 1999, "Vibration compensation for high speed scanning tunneling microscopy", *Review of Scientific Instruments*, v. 70, n. 12, pp. 4600–4605.
- DEVASIA, S., ELEFThERIOU, E., MOHEIMANI, S. O. R., 2007, "A Survey of Control Issues in Nanopositioning", *IEEE Control Systems Technology*, v. 15, n. 5, pp. 802–823.
- EMELYANOV, S. V., 1987, *Binary Automatic Control Systems*. MIR Publishers.
- ESBROOK, A., GUIBORD, M., TAN, X., et al., 2010, "Control of Systems with Hysteresis via Servocompensation and Its Application to Nanopositioning", *American Control Conference*, v. 2, pp. 6531–6536.
- FAIRBAIRN, M. W., MOHEIMANI, S. O. R., 2013, "Control Techniques for Increasing the Scan Speed and Minimizing Image Artifacts in Tapping-Mode Atomic Force Microscopy: Toward Video-Rate Nanoscale Imaging", *IEEE Control Systems Magazine*, v. 33, pp. 46–67.
- FILIPPOV, A. F., 1964, "Differential equations with discontinuous right-hand side", *Amer. Math. Soc. Transl.*, v. 42, pp. 199–231.
- HANSMA, H. G., 1999, "Varieties of imaging with scanning probe microscopes." *Proc Natl Acad Sci U S A*, v. 96, n. 26 (Dec), pp. 14678–14680.
- HSU, L., COSTA, R. R., 1991, "Unmodeled dynamics in adaptive control systems revisited", *Systems & Control Letters*, v. 16, n. 5, pp. 341–348.
- HSU, L., COSTA, R. R., 1994, "B-MRAC: GLOBAL EXPONENTIAL STABILITY WITH A NEW MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROLLER BASED ON BINARY CONTROL THEORY", *Control-Theory and Advanced Technology*, v. 10, n. 4, pp. 649–668.
- IOANNOU, P. A., KOKOTOVIC, P. V., 1984, "Robust redesign of adaptive control", *IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL*, v. 29, pp. 202–211.

- ISMAIL, M., IKHOUANE, F., RODELLAR, J., 2009, "The Hysteresis Bouc-Wen Model, a Survey", *Arch Comput Methods Eng*, v. 16, pp. 161–188.
- LI, J., CHEN, X. B., ZHANG, W. J., 2010, "A New Approach to Modeling System Dynamics - In the Case of a Piezoelectric Actuator With a Host System", *IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS*, v. 15, n. 3, pp. 371–380.
- LJUNG, L., 1987, *System Identification: theory for the user*. Prentice-Hall.
- MERRY, R., UYANIK, M., DE MOLENGRAFT, R. V., et al., 2009, "Identification, control and hysteresis compensation of a 3 DOF metrological AFM", *Asian Journal of Control*, v. 11, n. 2, pp. 130–143.
- MOHEIMANI, S. O. R., ELEFTHERIOU, E., 2013, "Dynamics and Control of Micro- and Nanoscale Systems: An Introduction to the Special Issue", *IEEE Control Systems Magazine*, v. 33, n. 6, pp. 42–45.
- NATAL, G. S., 2008, *Nanoposicionamento de Precisão por Controle Adaptativo Binário de atuadores piezoelétricos*. Tese de Mestrado, Programa de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro - COPPE.
- OGATA, K., 2003, *Engenharia de Controle Moderno*. Person Education do Brasil.
- PHYSIK INSTRUMENTE, 2009-2010, *Piezo Nano Positioning*.
- POOLE JR., C. P., OWENS, F. J., 2003, *Introduction to Nanotechnology*. John Wiley and Inc. Sons.
- RODRIGUEZ-FORTUN, J., ORUS, J., BUIL, F., et al., 2010, "General Bond Graph model for piezoelectric actuators and methodology for experimental identification", *Mechatronics*, v. 20, n. 2, pp. 303–314.
- RUDERMAN, M., BERTRAM, T., 2011, "FRF based identification of dynamic friction using two-state friction model with elasto-plasticity", *Proc. IEEE International Conference on Mechatronics*, pp. 230–235.
- SHAN, Y., LEANG, K. K., 2013, "Design and Control for High-Speed Nanopositioning: Serial-Kinematic Nanopositioners and Repetitive Control for Nanofabrication", *IEEE Control Systems Magazine*, v. 33, n. 6, pp. 86–105.
- SHIEH, H. J., HSU, C. H., 2007, "An integrator-backstepping-based dynamic surface control method for a two-axis piezoelectric micropositioning stage", *IEEE Trans. Control Syst. Technol* 15, v. 15, n. 5, pp. 916–926.

- SIDLES, J. A., GARBINI, J. L., BRULAND, K. J., et al., 1995, "Magnetic resonance force microscopy", *Rev. Mod. Phys.*, v. 67, n. 1 (Jan), pp. 249–265.
- SLOTINE, J.-J. E., LI, W., 1991, *Applied Nonlinear Control*. Prentice-Hall.
- SOARES, A. S., 2011, "Controle Avançado para Nanoposicionamento Rápido e Preciso". Projeto de Graduação em Engenharia de Controle e Automação – UFRJ, Rio de Janeiro. Disponível em <http://www.lee.eng.uerj.br/~jpaulo/trabalhos-orientados.html>.
- THE MATH WORKS INC., 2010, *MATLAB for Windows User's Guide*.
- TUMA, T. A. S., LYGEROS, J., et al., 2013, "The Four Pillars of Nanopositioning for Scanning Probe Microscopy: The Position Sensor, the Scanning Device, the Feedback Controller, and the Reference Trajectory", *IEEE Control Systems Magazine*, v. 33, n. 6, pp. 68–85.
- WIESENDANGER, R., 1994, "Contributions of scanning probe microscopy and spectroscopy to the investigation and fabrication of nanometer-scale structures", *Journal of Vacuum Science & Technology B: Microelectronics and Nanometer Structures*, v. 12, n. 2, pp. 515–529. doi: 10.1116/1.587032.
- XU, L., YAO, B., 1999, "Adaptive robust control of linear motors for precision manufacturing", *Proceedings of the 14th IFAC World Congress*, v. A, pp. 25–30.
- YAO, B., 1997, "High performance adaptive robust control of nonlinear systems: a general framework and new schemes". In: *Proc. 36th IEEE Conf. Decision and Control*, v. 3, pp. 2489–2494. doi: 10.1109/CDC.1997.657530.
- ZHONG, J., YAO, B., 2008, "Adaptive Robust Precision Motion Control of a Piezoelectric Positioning Stage", *IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY*, v. 16, pp. 1039–1046.
- ZHOU, J., WEN, C., LI, T., 2012, "Adaptive Output Feedback Control of Uncertain Nonlinear Systems With Hysteresis Nonlinearity", *IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL*, v. 57, n. 10, pp. 2627 – 2633.

Apêndice A

Procedimentos Experimentais

Nessa seção são descritos os procedimentos que envolvem a preparação do equipamento experimental que deve ser realizada antes de qualquer utilização do sistema de nanoposicionamento. Os equipamentos envolvidos nesses ajustes são: a massa em que o piezoelétrico se encontra fixado, o amplificador E-665.CR e o microcomputador (*Matlab*).

A.1 Fixação do Piezoelétrico

Uma vez que a dinâmica do piezoelétrico é sensível à vibrações, é necessário que o equipamento esteja fixado a uma massa bem maior que a dele. Essa fixação funciona como um suporte à operação do piezoelétrico no sentido de amenizar os efeitos das vibrações a que o P-753.1CD possa estar sujeito. Cabe mencionar que as edificações vibram, as mesas de laboratório também, e por isso, essas vibrações se comportam como fonte de ruído para os sinais referentes ao posicionamento do nanoatuador.

A.2 Ajuste do Amplificador E-665.CR

O amplificador de potência necessita de uma alimentação de 220 V. Após ser alimentado, é necessário realizar o ajuste do zero do sensor capacitivo. Para isso, um potenciômetro que é acessado pelo painel frontal do equipamento deve ser sintonizado da melhor maneira possível. Esse ajuste é responsável por retirar quaisquer níveis que estejam presentes na saída de tensão (proporcional ao deslocamento) do sensor capacitivo.

Como a repetibilidade desse ajuste não é garantida, tal fator se apresenta como uma razão adicional ao uso da adaptação no controlador. Essa característica é

explorada no Capítulo 6.

Por razões referentes à velocidade de atuação e disponibilidade da placa de conversão analógico/digital Q8, a interface de operação do amplificador escolhida é a analógica. Mediante essa opção de operação, os sinais de controle são enviados via cabo RCA/Coaxial da saída 7 da placa Q8 para o amplificador E-665.CR. Já os sinais de tensão oriundos do sensor capacitivo saem via cabo coaxial/RCA do amplificador para a entrada 7 da placa Q8.

Para todos os experimentos são utilizados os mesmos cabos e as mesmas entradas e saídas da placa Q8. Esse cuidado foi tomado a fim de garantir a maior repetibilidade possível entre os experimentos.

A.3 Configuração do *Matlab*

A interface entre o microcomputador e a placa de conversão analógica/digital é o programa *Matlab/Simulink*. Na janela inicial do *Simulink*, para que este se comunique com a Q8, é necessário que os blocos de configuração da *Quanser* sejam adicionados, bem como os blocos de envio do sinal de controle e recebimento do sinal de tensão da placa. Um ponto crucial é que os blocos selecionados para a comunicação sejam do tipo *HIL - Hardware in the loop*, que representam para o programa e para a placa, a maior velocidade de comunicação possível. Sem essa escolha, não é possível realizar operações em alta frequência.

Seguindo as orientações aqui descritas, o diagrama de blocos montado no *Simulink* deve ter a seguinte aparência evidenciada na Figura A.1. Por questões relacionadas à dinâmica do sistema de nanoposicionamento, a frequência de amostragem escolhida para todos os experimentos foi de 20 kHz. A qual, além de fornecer um passo de 50 μs , suficientemente menor do que a constante de tempo relacionada à dinâmica linear do sistema de 294 μs , ainda se encontra dentro da faixa em que a máquina virtual da *Quanser* e o microcomputador conseguem trocar informações sem perda de dados.

O fundo de escala da tensão que pode ser gerada a partir da Q8 é de $\pm 10 V$. Contudo, para o amplificador E-665.CR, a faixa de tensão utilizada para atuar no piezoelétrico é de 0 a 10 V, o que é garantido ao se adicionar uma saturação à entrada da planta. A quantização é feita de maneira automática pela Q8, não fornecendo ao usuário acesso aos seus parâmetros.

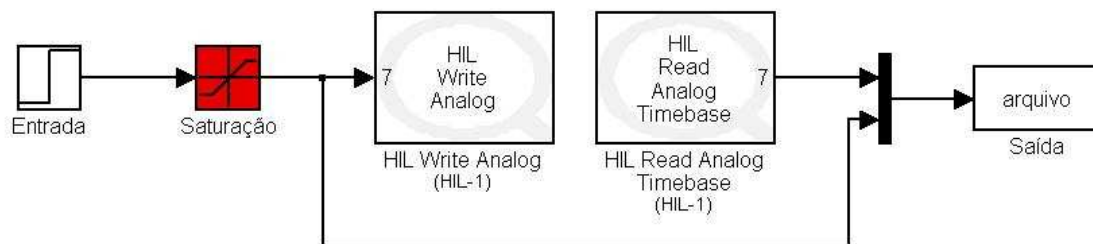


Figura A.1: Exemplo de diagrama de blocos utilizados nos experimentos. Interface entre o *Simulink* e a máquina virtual da *Quanser*.

Apêndice B

Obtenção da Resposta Frequencial Experimental

Nesse apêndice é apresentado o código do arquivo cuja extensão é *.m* do *Matlab* que realiza os cálculos para a geração da resposta frequencial do sistema experimental a partir da aplicação de um sinal tipo *chirp* em diversas faixas de frequência. Há um processamento da entrada e da saída do sistema experimental por meio da transformada rápida de *Fourier* e a conseguinte apresentação dos resultados obtidos em gráficos com escalas adequadas à análise frequencial do problema.

```
{
```

```
%Arquivo para gerar a resposta em frequência
```

```
%Banda do sensor 3kHz e Vpp 0,3 volts
```

```
a = load('freq_10Hz_100Hz_0,3Vp_30s_fb3kHz.mat');
```

```
b = load('freq_100Hz_1000Hz_0,3Vp_30s_fb3kHz.mat');
```

```
c = load('freq_1000Hz_3000Hz_0,3Vp_30s_fb3kHz.mat');
```

```
d = load('freq_3000Hz_10000Hz_0,3Vp_30s_fb3kHz.mat');
```

```
%Estrutura de 'a'
```

```
%Primeira linha = tempo ; Segunda linha = saída ; Terceira linha = referência
```

```
passo = 1/20e3;
```

```

colunas_a = length(a.ans(1,:));

colunas_b = length(b.ans(1,:));

colunas_c = length(c.ans(1,:));

colunas_d = length(d.ans(1,:));

amostras_a = colunas_a-1;

amostras_b = colunas_b-1;

amostras_c = colunas_c-1;

amostras_d = colunas_d-1;

tempo_a = passo * amostras_a;

tempo_b = passo * amostras_b;

tempo_c = passo * amostras_c;

tempo_d = passo * amostras_d;

saida = [a.ans(2,:),b.ans(2,:),c.ans(2,:),d.ans(2,:)];

referencia = [a.ans(3,:),b.ans(3,:),c.ans(3,:),d.ans(3,:)];

tempo = tempo_a + tempo_b + tempo_c + tempo_d;

amostras = amostras_a + amostras_b + amostras_c + amostras_d;

meio = floor((colunas_a + colunas_b + colunas_c +colunas_d)/2);

s = fft(saida,amostras);

r = fft(referencia,amostras);

```

```

%Estimador da função de transferência

G = (r.*s)./(r.*r);

modulo = 20*log10(abs(G));

fase = angle(G)*180/pi;

%Correção das descontinuidades da Fase

for i = 1:length(fase)
    if (fase(1,i)>0)
        fase(1,i) = fase(1,i) - 360;
    end
    if (fase(1,i)>-100)&&(i>80000)
        fase(1,i) = fase(1,i) - 360;
    end
    if (fase(1,i)>-200)&&(i>200000)%400000
        fase(1,i) = fase(1,i) - 360;
    end
end

%fase = imag(log(G));

freq = (0:amostras)/tempo;

figure(2);
subplot(2,1,1); semilogx(freq(1:meio),modulo(1:meio));
grid
subplot(2,1,2); semilogx(freq(1:meio),fase(1:meio));
grid
}

```


Apêndice C

Projeto geral do controlador B-MRAC

C.1 Proposição do problema

Considere um sistema linear com uma única entrada e uma única saída (SISO - *single-input-single-output*), e representação em espaço de estado singularmente perturbada na "forma atuada" como em (HSU e COSTA, 1994):

$$\begin{aligned}\dot{x} &= -A_1x + A_{12}z + b_1(u + d), \\ \mu\dot{z} &= A_2z + b_2(u + d), \\ y &= c^T x, \quad c^T = [1 \ 0 \ \dots \ 0],\end{aligned}\tag{C.1}$$

em que $x \in \mathbb{R}^n$, $z \in \mathbb{R}^m$, $u \in \mathbb{R}$ é a entrada, $y \in \mathbb{R}$ é a saída, $d(t) \in \mathbb{R}$ é uma perturbação e $\mu > 0$ é uma constante pequena. Qualquer sistema na forma geral:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \alpha_{11}x + \alpha_{12}\zeta + \beta_1\tilde{u}, \quad \tilde{u} = u + d, \\ \mu\dot{\zeta} &= \alpha_{21}x + \alpha_{22}\zeta + \beta_2\tilde{u},\end{aligned}\tag{C.2}$$

com μ suficientemente pequeno e α_{22} não singular, pode ser transformado para a "forma atuada" expressa em (C.1) por meio do mapeamento $z = Lx + \zeta$, em que L é uma solução da equação de *Riccati* (HSU e COSTA, 1994):

$$\alpha_{21} + \mu L\alpha_{11} - \alpha_{22}L - \mu L\alpha_{12}L = 0,\tag{C.3}$$

e:

$$\begin{aligned}
A_1 &= \alpha_{11} - \alpha_{12}L, \quad A_{12} = \alpha_{12}, \\
A_2 &= \alpha_{22} + \mu L\alpha_{12}, \\
b_1 &= \beta_1, \quad b_2 = \beta_2 + \mu L\beta_1.
\end{aligned} \tag{C.4}$$

O modelo nominal utilizado no projeto do controlador é dado por uma aproximação de ordem reduzida do sistema obtida para o caso não perturbado ($\mu = 0$ e $d(t) \equiv 0$), que é:

$$\begin{aligned}
\dot{x} &= A_r x + b_r u, \\
y &= c_r^T x,
\end{aligned} \tag{C.5}$$

na qual, $A_r = A_1$, $b_r = b_1 - A_{12}A_2^{-1}b_2$ e $c_r^T = c^T$. A função de transferência correspondente é denotada por:

$$G_r(s) = k_p \frac{N_r(s)}{D_r(s)}, \tag{C.6}$$

em que:

$$k_p = c_r^T b_r = c^T (b_1 - A_{12}A_2^{-1}b_2), \tag{C.7}$$

é o ganho de alta frequência do sistema assumindo-se que o grau relativo de $G_r(s)$ seja unitário. Nos desenvolvimentos seguintes, o símbolo s denota tanto a variável complexa de *Laplace* quanto o operador diferencial, de acordo com o contexto. O modelo de referência escolhido é dado por:

$$y_m = G_m(s)y_d, \quad G_m(s) = k_m \frac{N_m(s)}{D_m(s)}, \tag{C.8}$$

no qual y_d é o sinal de referência e y_m é o sinal de saída do modelo de referência.

As seguintes hipóteses são feitas no tocante ao modelo de referência e ao sistema:

(H1) o modelo reduzido é completamente observável e controlável com $\text{grau}(D_r) = n$ conhecido e $\text{grau}(N_r) = n - 1$;

- (H2) $\text{sign}(k_p) = \text{sign}(k_m)$ (positivo, em prol da simplicidade);
- (H3) $N_r(s)$ é Hurwitz, ou seja, $G_r(s)$ possui fase mínima;
- (H4) a dinâmica desprezada é estável, ou seja, a matriz A_2 é Hurwitz;
- (H5) ambos os sinais $y_d(t)$ e $d(t)$ são contínuos por partes e uniformemente limitados, ou seja, $\sup |y_d(t)| \leq \bar{y}_d < +\infty$ e $\sup |d(t)| \leq \bar{d} < +\infty$ para dadas constantes \bar{y}_d e \bar{d} ;
- (H6) a função de transferência do modelo de referência $G_m(s)$ possui o mesmo grau relativo que $G_r(s)$ e é escolhida de maneira a ser estritamente real e positiva (SPR).

O objetivo é encontrar uma lei de controle $u(t)$ usando apenas medidas dos sinais da entrada e da saída de tal modo que, mesmo na presença de dinâmicas não modeladas e distúrbios na entrada, todo sinal resultante do sistema em malha fechada permaneça uniformemente limitado $\forall \mu \in (0, \bar{\mu}]$, $\bar{\mu} > 0$ suficientemente pequeno e o erro da saída:

$$e_1 = y - y_m, \quad (\text{C.9})$$

em última análise, se torne pequeno em algum sentido.

C.2 Estrutura do controlador

Em (HSU e COSTA, 1991) e (HSU e COSTA, 1994), a estrutura do controlador adotada é similar ao MRAC padrão e suas variações. Os sinais de entrada e saída do sistema são filtrados como segue:

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= \Lambda v_1 + g u, \\ \dot{v}_2 &= \Lambda v_2 + g y, \end{aligned} \quad (\text{C.10})$$

na qual $v_1, v_2 \in \mathfrak{R}^{n-1}$ e a matriz Λ é tal que seu polinômio característico seja $\det(sI - \Lambda) = N_r(s)$. Os vetores de estado v_1 e v_2 são utilizados para gerar o vetor regressor:

$$w^T := [v_1^T \ y \ v_2^T \ r]. \quad (\text{C.11})$$

Em adição, define-se:

$$w_r^T := [v_1^T \ y \ v_2^T]. \quad (\text{C.12})$$

A lei de controle é dada por:

$$u = \theta^T w = \theta_r^T w_r + \theta_{2n} r, \quad (\text{C.13})$$

em que:

$$\theta^T := [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_{2n}] = [\theta_r^T \ \theta_{2n}], \quad (\text{C.14})$$

 o vetor de parâmetros a serem adaptados.  de conhecimento comum que, sob algumas hipóteses, existe um único e constante vetor θ^* (HSU e COSTA, 1994), tal que o sistema de ordem reduzida controlado por $u = \theta^{*T} w$ iguala-se exatamente ao modelo de referência, ou seja, $y = G_r(s)\theta^{*T} w = G_m(s)r$ para o sistema inicialmente relaxado.

C.3 Equaes dos erros

Definindo-se a variável auxiliar $F := A_2 z + b_2 u$ e o vetor:

$$\bar{x}^T := [x^T \ v_1^T \ v_2^T], \quad (\text{C.15})$$

o sistema (C.1) e os filtros (C.4) podem ser reescritos como:

$$\dot{\bar{x}} = A_0 \bar{x} + \bar{b} u + \bar{A}_{12} F + \bar{b}_1 d, \quad (\text{C.16})$$

$$\mu \dot{z} = F + b_2 d, \quad (\text{C.17})$$

$$y = h^T \bar{x}, \quad (\text{C.18})$$

em que:

$$\begin{aligned}
A_0 &= \begin{bmatrix} A_r & 0 & 0 \\ 0 & \Lambda & 0 \\ g c_r^T & 0 & \Lambda \end{bmatrix}, \quad \bar{b} = \begin{bmatrix} b_r \\ g \\ 0 \end{bmatrix}, \\
\bar{A}_{12} &= \begin{bmatrix} A_{12} A_2^{-1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{b}_1 = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \\
h^T &= [c_r^T \ 0 \ \dots \ 0].
\end{aligned} \tag{C.19}$$

Agora, adicionando e subtraindo $\bar{b}\theta^{*T}w$ na equação (C.16) e utilizando a relação:

$$w_r = W\bar{x}, \quad W = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ c_r^T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix}, \tag{C.20}$$

obtém-se:

$$\begin{aligned}
\dot{\bar{x}} &= A\bar{x} + b y_d + \bar{b}(u - \theta^{*T}w) + \bar{A}_{12}F + \bar{b}_1 d, \\
\mu \dot{z} &= F + b_2 d, \\
y &= h^T \bar{x},
\end{aligned} \tag{C.21}$$

em que $A = A_0 + \bar{b}\theta^{*T}W$ e $b = \theta_{2n}^* \bar{b}$. Quando $\mu = 0$, $d = 0$ e $u = \theta^{*T}w$ a igualdade:

$$h^T (sI - A)^{-1} b = G_m(s), \tag{C.22}$$

é satisfeita. Tal fato significa que $\{A, b, h\}$ é uma realização não mínima de $G_m(s)$, ou seja, o modelo de referência pode ser representado por:

$$\begin{aligned}
\dot{\bar{x}}_m &= A\bar{x}_m + b y_d, \\
y_m &= h^T \bar{x}_m,
\end{aligned} \tag{C.23}$$

com estado $\bar{x}_m \in \mathfrak{R}^{3n-2}$. Visto que $G_m(s)$ é SPR (hipótese **(H6)**), então existem matrizes $P = P^T > 0$ e $Q = Q^T > 0$ de tal modo que a realização (C.23) satisfaz as

equações (HSU e COSTA, 1994):

$$\begin{aligned} A^T P + PA &= -2Q, \\ Pb &= h. \end{aligned} \tag{C.24}$$

Subtraindo-se (C.23) de (C.21), obtém-se as equações dos erros:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= Ae + \bar{b}(u - \theta^{*T}w) + \bar{A}_{12}F + \bar{b}_1d, \\ \mu\dot{z} &= F + b_2d, \\ e_1 &= h^T e, \end{aligned} \tag{C.25}$$

em que $e := \bar{x} - \bar{x}_m$ é o vetor de estado da equação do erro. Definindo-se o "vetor de estados parasitas" $\eta := z + A_2^{-1}b_2\dot{u}$ e assumindo-se que \dot{u} existe, então as equações dos erros podem ser reescritas como:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= Ae + \bar{b}(u - \theta^{*T}w) + \tilde{A}_{12}\eta + \bar{b}_r d, \\ \mu\dot{\eta} &= A_2\eta + \mu A_2^{-1}b_2\dot{u}, \\ e_1 &= h^T e, \end{aligned} \tag{C.26}$$

na qual:

$$\tilde{A}_{12} = [A_{21}^T \ 0 \ 0]^T \quad e \quad \bar{b}_r = [b_r^T \ 0 \ 0]^T. \tag{C.27}$$

$$\tag{C.28}$$

A formulação com a variável η foi originalmente utilizada por (IOANNOU e KOKOTOVIC, 1984). Essa parece ser a escolha natural uma vez que no caso ideal ($\mu = 0$), η será 0 e seria razoável estudar a estabilidade do sistema perturbado em termos dos pontos de equilíbrio, ou seja, em termos do subespaço $(e, \eta, \tilde{\theta})$. É concluído em (HSU e COSTA, 1994) que a alternativa de representação com a variável z conduz a resultados menos restritivos. Também é relevante mencionar que a formulação com a variável η não é aplicável para sistemas com controle descontínuo, ou seja, sistemas à estrutura variável, pois não há a derivada de \dot{u} . O último caso é analisado com sucesso em (COSTA e HSU, 1989) com a formulação por meio da variável z .

C.3.1 Lei de adaptação

Considera-se a seguinte lei de adaptação:

$$\dot{\theta} = -\Gamma e_1 w - \sigma(t)\theta, \quad (\text{C.29})$$

em que $\Gamma^T = \Gamma > 0$ e σ é uma função descontínua dada por:

$$\sigma = \begin{cases} \sigma_0, & \text{se } \|\theta\| < M_\theta, \text{ ou } \sigma_{eq} < 0, \\ \sigma_{eq}, & \text{se } \|\theta\| \geq M_\theta, \text{ ou } \sigma_{eq} \geq 0, \end{cases} \quad (\text{C.30})$$

em que $\sigma \in \mathfrak{K}$, $\sigma_{eq} \in \mathfrak{K}$ e $\sigma_0 \in \mathfrak{K}$. Sendo:

$$\sigma_{eq} = -\frac{e_1 \theta^T \Gamma w}{\|\theta\|^2}, \quad M_\theta > \|\theta^*\|, \quad \sigma_0 \geq 0, \quad (\text{C.31})$$

como seu membro direito é descontínuo, adota-se a definição de *Filippov* ((FILIPPOV, 1964)) para solução de equações diferenciais.

No intuito de evitar dificuldades técnicas devido à descontinuidade, pode-se utilizar um esquema de projeção suave que é um pouco mais complexo que o apresentado na equação (C.30). Dessa maneira, todas as considerações sobre a teoria de *Filippov* podem ser ignoradas e as soluções das equações diferenciais interpretadas da maneira usual.

M_θ é uma constante que define os limites em que os parâmetros do vetor θ são projetados. Note que, conforme $M_\theta \rightarrow \infty$, a lei de adaptação das equações (C.29) e (C.30) é reduzida à conhecida modificação σ (HSU e COSTA, 1991). A notação σ_{eq} é oriunda do fato de σ ser do tipo relé ($\sigma = \sigma_0$ se $\|\theta\| < M_\theta$ e $\sigma = \tilde{\sigma} \gg \sigma_0$ se $\|\theta\| \geq M_\theta$), que pode gerar um controle em modos deslizantes na superfície S em que $\|\theta\| = M_\theta$; σ_{eq} é o valor equivalente contínuo de σ quando o controlador assume a característica de controle por modos deslizantes. Tal fato, implica que os modos deslizantes do sistema não são associados com o 'chaveamento em frequência infinita' como no caso do σ tipo relé. Na prática, essa característica é útil na prevenção de problemas numéricos de simulação da lei de controle adaptativo. Além disso, pode-se utilizar algumas definições menos gerais na solução do sistema do que as dadas por *Filippov*, mas aparentemente, sem nenhuma simplificação no desenvolvimento teórico.

De fato, pode ser mostrado que a lei proposta é equivalente à uma lei gradiente com uma modificação σ e projeção (HSU e COSTA, 1994). No entanto, a formulação de ambas as modificações com um fator σ com uma única variável, de acordo com (HSU e COSTA, 1991), (HSU e COSTA, 1994) e (COSTA e HSU, 1989), parecem ser particularmente adequadas para a análise de convergência global do sistema mediante excitação persistente.

A ideia de restringir a norma do vetor de parâmetros ($\|\theta(t)\|$) é comumente considerada em diversos esquemas de projeção paramétrica já propostos na literatura, tanto para o tempo contínuo quanto para o tempo discreto (HSU e COSTA, 1994), essa estratégia atua no sentido de prevenir o *drift* na adaptação dos parâmetros causados por distúrbios externos. A mesma estratégia é utilizada na preservação da estabilidade do sistema na presença de dinâmicas não modeladas.

No sentido de implementar (C.29) e (C.30), é necessário o conhecimento prévio de um limite superior M_θ similarmente a diversos projetos de controle descritos na literatura sobre robustez de sistemas adaptativos (HSU e COSTA, 1991), (HSU e COSTA, 1994) e (YAO, 1997), o que é uma prática aceitável e bastante difundida.

A fim de que sejam demonstradas as propriedades de invariância, existência e unicidade das soluções no sentido de (FILIPPOV, 1964), define-se o vetor de estado:

$$\chi := [e^T \ z^T \ \theta^T], \quad (\text{C.32})$$

e denotando por ℓ_x o sistema dado pelas equações (C.13), (C.25), (C.29) e (C.30).

O fator σ (C.30), que é denominado a partir de agora de fator σ de projeção, pode ser reescrito na forma de uma função *Lipschitz*-contínua por partes, como segue:

$$\sigma = \begin{cases} \tilde{\sigma} & \text{se } s(\chi) \geq 0, \\ \sigma_0 & \text{se } s(\chi) < 0, \end{cases}$$

em que $s(\chi) := \|\theta\| - M_\theta$ e:

$$\tilde{\sigma} = \begin{cases} \sigma_0 & \text{se } \sigma_{eq} \leq \sigma_0, \\ \sigma_{eq} & \text{se } \sigma_{eq} \geq \sigma_0. \end{cases}$$

C.3.2 Existência e unicidade da solução no sentido de *Filippov*

O sistema ℓ_x é contínuo por partes na forma:

$$\dot{\chi} = \begin{cases} f^+(\chi, t) & \text{se } s(\chi) \geq 0, \\ f^-(\chi, t) & \text{se } s(\chi) < 0, \end{cases}$$

em que f^+ e f^- são *Lipschitz*-contínuas em χ e satisfazem as hipóteses fundamentais requeridas em (FILIPPOV, 1964). A superfície suave $S(s(\chi) = 0)$ divide o espaço χ nos conjuntos:

$$G^+ := \{\chi : s(\chi) > 0\} \text{ e } G^- := \{\chi : s(\chi) < 0\}. \quad (\text{C.33})$$

Uma vez em S , o vetor:

$$(f^+) - (f^-) = (\sigma_0 - \tilde{\sigma})[0 \ 0 \ \theta^T]^T, \quad (\text{C.34})$$

é ou nulo ou normal à S e aponta no sentido de G^+ para G^- (note que $\sigma_0 - \tilde{\sigma} \leq 0$). Então, tal comportamento segue o Lema 7 de (FILIPPOV, 1964) que o sistema ℓ_x possui unicidade e dependência contínua da solução nas condições iniciais, para tempo crescente positivamente.

C.3.3 Propriedade de invariância

Nesta seção, é demonstrado que o conjunto $\{\chi : \|\theta\| \leq C\}$ é positivamente invariante $\forall C \geq M_\theta$. Primeiro nota-se que o fator σ é contínuo em χ na vizinhança de qualquer superfície $S_c := \{\chi : \|\theta\| = C\}$, em que $C > M_\theta$. Então, calculando-se a derivada de $\|\theta(t)\|$ ao longo da solução passando por S_c no tempo t , tem-se:

$$\frac{d}{dt}\|\theta(t)\| = (\sigma_{eq} - \sigma)C \leq 0. \quad (\text{C.35})$$

Por isso, segue que o conjunto $\{\chi : \|\theta\| \leq C\}$, $\forall C > M_\theta$ é positivamente invariante. A invariância do espaço de trabalho $\omega := G^- \cup S$ (ou seja, $\{\chi : \|\theta\| \leq M_\theta\}$) é concluída a partir da (absoluta) continuidade das soluções. Essa propriedade de invariância também pode ser demonstrada pelo Lema 8 ou pelo Teorema 12 de (FILIPPOV, 1964).

Agora, visto que $\|\theta(t)\|$ é uniformemente limitado $\forall t \geq 0$, as soluções do sistema ℓ_x não podem aumentar mais rápido que uma exponencial (HSU e COSTA, 1994).