



COPPE/UFRJ

CONTROLE ADAPTATIVO ROBUSTO DE NANOPOSICIONADORES
PIEZOELÉTRICOS COM DINÂMICA DE FASE NÃO-MÍNIMA

Igor Fonseca Albuquerque

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

Fernando Cesar Lizarralde

Rio de Janeiro

Julho de 2010

CONTROLE ADAPTATIVO ROBUSTO DE NANOPOSICIONADORES
PIEZOELÉTRICOS COM DINÂMICA DE FASE NÃO-MÍNIMA

Igor Fonseca Albuquerque

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. Fernando Cesar Lizarralde, D.Sc.

Prof. Ramon Romankevicius Costa, D.Sc.

Prof. Júlio Cezar Adamowski, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

JULHO DE 2010

Albuquerque, Igor Fonseca

Controle Adaptativo Robusto de Nanoposicionadores Piezoelétricos com Dinâmica de Fase Não-mínima / Igor Fonseca Albuquerque. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2010.

IX, 150 p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Liu Hsu

Fernando Cesar Lizarralde.

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2010.

Referencias Bibliográficas: p. 144-150.

1. Nanoposicionamento. 2. Atuadores piezoelétricos. 3. Histerese. 4. Controle Adaptativo. 5. Compensação paralela. I. Hsu, Liu *et al.*, II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

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

CONTROLE ADAPTATIVO ROBUSTO DE NANOPOSICIONADORES
PIEZOELÉTRICOS COM DINÂMICA DE FASE NÃO-MÍNIMA

Igor Fonseca Albuquerque

Julho/2010

Orientadores: Liu Hsu

Fernando Cesar Lizarralde

Programa: Engenharia Elétrica

Piezoatuadores para nanoposicionamento, utilizados em diversas aplicações de microscopia e nanofabricação, apresentam alta resolução e banda passante. No entanto, o controle preciso de tais dispositivos é dificultado pelas características não-lineares de sua dinâmica, tais como histerese e *creep*.

Neste trabalho é apresentada a modelagem de um sistema experimental de nanoposicionamento baseado em um atuador piezoelétrico e o projeto de um controlador adaptativo robusto, que inclui um termo de controle por modos deslizante, capaz de realizar o rastreamento de uma trajetória de referência sem a necessidade de um modelo preciso da planta. Uma dificuldade adicional da planta considerada é a sua resposta de fase não-mínima significativa.

A utilização de um compensador paralelo é proposta para compensar os efeitos instabilizantes desta característica, sobretudo para controle de alto ganho. Resultados experimentais para o rastreamento de trajetórias senoidais de até 100 Hz são discutidos, confirmando o melhor desempenho do sistema usando o algoritmo de controle proposto quando comparado a estratégias sem compensação paralela.

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

ROBUST ADAPTIVE CONTROL OF PIEZOELECTRIC NANOPositionERS
WITH NON-MINIMUM PHASE DYNAMICS

Igor Fonseca Albuquerque

July/2010

Advisors: Liu Hsu

Fernando Cesar Lizarralde

Department: Electrical Engineering

Piezoactuators for nan positioning, used on a variety of microscopy and nanofabrication applications, have high resolution and bandwidth. However precise control of such devices is difficult due to its non-linear dynamic characteristics, such as hysteresis and creep.

This paper presents the modeling of an experimental piezoelectric actuator based nan positioning system and the design of a robust adaptive controller, which includes a sliding mode control term, capable of performing the tracking a reference trajectory without the need for a precise model of the plant. A further difficulty of the considered plant is its significant non-minimum-phase response.

To circumvent the destabilizing effects of this behavior, particularly for high gain control, the use of a parallel compensator is proposed. Simulation and experimental results for tracking sinusoidal signals up to 100 Hz are discussed, confirming the improved performance of the system using the proposed control algorithm compared to control strategies without parallel compensation.

Sumário

1. Introdução.....	1
1.1 Aplicações de micro/nanoposicionamento	2
1.1.1 Microscopia de varredura (SPM)	2
1.1.1.1 Microscopia eletrônica de tunelamento (STEM).....	3
1.1.1.2 Microscopia eletrônica de força atômica (AFM)	4
1.1.1.3 Microscopia óptica de campo próximo (SNOM)	4
1.1.2 Nanolitografia.....	5
1.1.2.1 Nanolitografia tradicional.....	5
1.1.2.2 Litografia de escrita direta.....	6
1.1.3 Dispositivos de armazenamento magnético	8
1.2 Objetivos.....	10
1.3 Organização do texto	10
2 Sistemas Piezoatuados.....	12
2.1 Efeito piezoelétrico.....	12
2.2 Fundamentos de Piezomecânica.....	14
2.2.1 Deformação de piezoatuadores.....	14
2.2.2 Forças e rigidez.....	15
2.2.3 Frequência de ressonância	16
2.2.4 Não linearidades	17
2.2.4.1 Histerese	17
2.2.4.2 <i>Creep/Drift</i>	17
2.3 Atuadores.....	18
2.3.1 Tipos de atuador	18
2.3.1.1 Atuadores de pilha	18
2.3.1.2 Atuadores laminares	20
2.3.1.3 Atuadores em tubo.....	21
2.3.1.4 Atuadores de entortamento.....	23
2.3.2 Mecanismos de amplificação de movimento.....	24
2.3.2.1 Amplificação por alavanca	25
2.3.2.2 Amplificação por elemento flexitensional.....	26
2.4 Sensores	27
2.4.1 Metrologia direta/indireta e serial/paralela.....	27
2.4.2 Tipos de sensores.....	30
2.4.2.1 <i>Strain gage</i>	30
2.4.2.2 Transformadores diferencias lineares variáveis (LVDTs)	30
2.4.2.3 Sensores capacitivos	31
2.4.2.4 Sensores ópticos	32
2.5 Conclusão do capítulo	33
3 Modelagem de Piezoatuadores	34
3.1 Dinâmica linear.....	34
3.2 Histerese	36
3.2.1 Modelo de Preisach	36
3.2.2 Modelo de Prandtl-Ishlinskii	38
3.2.3 Modelo de Duhem	40

3.2.4	Modelo de LuGre	42
3.2.5	Modelo de Maxwell.....	44
3.2.6	Modelo de Bouc-Wen	46
3.3	<i>Creep</i>	48
3.3.1	Modelo de <i>creep</i> não-linear	49
3.3.2	Modelo linear do <i>creep</i>	49
3.3.3	Modelo por operadores de <i>creep</i> lineares complexos.....	51
3.4	Conclusão do capítulo	51
4	Controle de Sistemas de Nanoposicionamento	53
4.1	Controle realimentado	53
4.1.1	PID.....	53
4.1.2	Compensação Avanço-atraso (<i>Lead-Lag</i>).....	54
4.2	Controle antecipatório	55
4.2.1	Sistema inverso em malha aberta	55
4.2.2	Controle antecipatório com realimentação	56
4.3	Controle H_{∞}	58
4.4	Controle Iterativo e Adaptativo	58
4.5	Controle de modos deslizantes	62
4.6	Conclusão do capítulo	63
5	Descrição e Modelagem do Sistema.....	65
5.1	Descrição geral do sistema	65
5.1.1	Piezoatuador P-620.ZCD.....	66
5.1.2	Módulo amplificador E-665.CR.....	67
5.1.2.1	Entrada-saída do amplificador.....	68
5.1.2.2	Filtro <i>Notch</i>	69
5.1.2.3	Limitador de <i>slew-rate</i> e saturação.....	71
5.1.2.4	Sensor capacitivo	72
5.1.3	Placa de aquisição de dados Quanser Q8	72
5.2	Modelagem da planta.....	73
5.2.1.1	Dinâmica linear da planta	74
5.2.1.2	Histerese da planta.....	78
5.2.1.3	<i>Creep</i> da planta	83
5.2.1.4	Ruído de medição	86
5.3	Conclusão do capítulo	87
6	Projeto dos Controladores	89
6.1	Controlador robusto adaptativo	89
6.1.1	Projeto do controlador robusto adaptativo.....	90
6.1.2	Sintonia do controlador adaptativo.....	98
6.1.2.1	Estimador dos parâmetros adaptativos	98
6.1.2.2	Ganhos do controlador por modos deslizantes	102
6.2	Compensador paralelo	104
6.2.1	Projeto do compensador paralelo	105
6.2.2	Sintonia do compensador paralelo.....	106
6.3	Conclusão do capítulo	107
7	Resultados Experimentais	109
7.1	Desempenho em malha aberta.....	109
7.2	Desempenho do controlador PI	112
7.3	Desempenho do controlador adaptativo robusto	114
7.4	Desempenho do controlador adaptativo robusto com compensação paralela	122

7.5	Comparação entre os controladores.....	131
7.5.1	Erro em regime permanente	131
7.5.2	Supressão da histerese	134
7.5.2.1	Medição do comprimento (M_l)	134
7.5.2.2	Medição da média (M_a)	136
7.5.2.3	Medição da supressão de histerese e atraso de fase.....	137
7.5.3	Resposta em frequência dos controladores.....	140
7.6	Conclusão do capítulo	141
8	Conclusões.....	142
	Referências Bibliográficas.....	144

Capítulo 1

Introdução

A nanotecnologia é a ciência que se dedica ao entendimento e controle da matéria em dimensões menores do que 100 nm, envolvendo a medição, modelagem e manipulação da matéria nesse nível de precisão [1]. Sua popularização ao longo das duas últimas décadas em pesquisas nas áreas da biologia, química, física, ciência dos materiais e engenharia, juntamente com a sua promissora aplicação na inovação industrial [2] a qualificam como um vasto horizonte de oportunidades para o desenvolvimento tecnológico.

Tal ciência requer muitas vezes o uso de sistemas mecatrônicos precisamente desenhados para mover objetos a pequenas distâncias com resolução próxima a do diâmetro atômico, conhecidos como nanoposicionadores. O estudo do nanoposicionamento possibilita o controle e manipulação de tais estruturas a fim de garantir a exatidão e repetibilidade desejadas, além de estabilidade e boa resposta em frequência.

Os nanoposicionadores são encontrados em uma diversidade de equipamentos de precisão. Na microscopia em escala nanométrica com SPMs (*Scanning Probe Microscopes*) [3], [4] utilizam-se plataformas nanoposicionadas para o escaneamento de amostras e controle de interação entre estas e o elemento sensor (*probe*), colocando-o a alguns nanômetros da superfície do material cujo mapa topográfico é desejado [3]. As ferramentas de litografia modernas requerem resolução suficientemente pequena para realizar o posicionamento dos *waffers*, alinhamento das máscaras e inspeção dos circuitos integrados alcançável apenas por tal tecnologia. Na biologia molecular sistemas de controle de posição são imprescindíveis para a formação de imagens, alinhamento e manipulação requerida no rastreamento de células e análise de DNA, por exemplo. Pode-se ainda citar os testes em nanomateriais, nanomontagens, manufatura de pequenos objetos, alinhamento de sistemas ópticos e servosistemas de *hard-disk drives* como aplicações reais já disponíveis [4].

Transdutores piezoelétricos são capazes de transformar energia elétrica em

energia mecânica imediatamente. No entanto, quando utilizados como atuadores, sua função de transferência eletromecânica é fortemente marcada por efeitos não-lineares, como *creep* e histerese, o que resulta em considerável redução da repetibilidade alcançável em malha aberta, sendo visíveis principalmente quando ativado por sinais de tensão com baixa frequência e grande amplitude [5], [6].

A operação das cerâmicas piezoelétricas em altas frequências e baixas amplitudes de deslocamento pode ser aproximada por modelos lineares, os quais revelam a presença de um modo ressonante pouco amortecido que pode gerar vibrações mecânicas no atuador. O efeito não linear de histerese em conjunção com a presença de vibrações mecânicas apresentam-se como os principais complicadores quando se deseja operar o sistema em altas velocidades, como no escaneamento em microscopia. O *creep*, por outro lado, mostra-se mais pronunciado quando se deseja operar em baixas frequências ou quando se tem como o objetivo manter a posição do atuador fixa por um longo período de tempo. [7].

1.1 Aplicações de micro/nanoposicionamento

1.1.1 Microscopia de varredura (SPM)

Na microscopia de varredura (*Scanning Probe Microscopy*) uma amostra é colocada sobre uma plataforma móvel, a qual se move sob uma sonda pontiaguda (Figura 2), projetada para interagir com a amostra de alguma maneira. A plataforma é operada por um sistema de controle piezoatuado, de forma a varrer toda a superfície através de atuadores no plano x - y , mantendo a distância entre a superfície da amostra e a sonda constante pela ação de um atuador no eixo z , conforme ilustrado na Figura 1, possibilitando a formação de imagens em escala atômica com alta resolução [3]. Esse tipo de instrumento pode ser utilizado em praticamente qualquer ambiente, tais como meio líquido, permitindo o estudo de amostras biológicas vivas, líquidos cristalinos e moléculas lubrificantes, e ambientes de temperaturas extremas, possibilitando o estudo de materiais orgânicos e fenômenos de supercondutividade [4].

Existem três formas comerciais de microscopia de varredura – microscopia eletrônica de tunelamento (STEM), microscopia de força atômica (AFM) e microscopia óptica de campo próximo (SNOM).

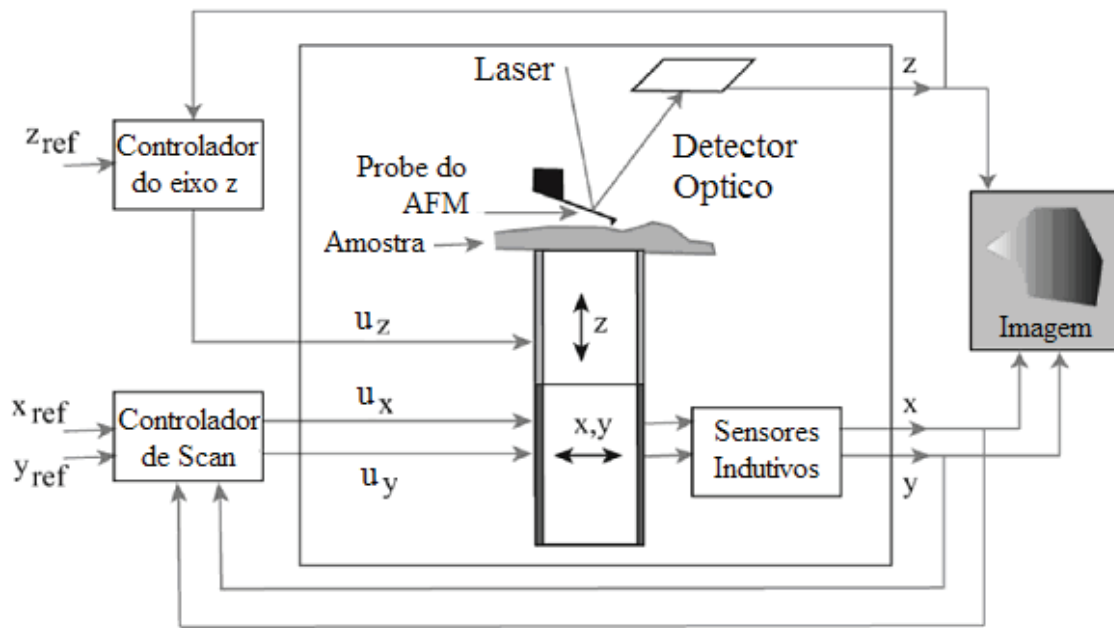


Figura 1 - Sistema de posicionamento de um AFM.

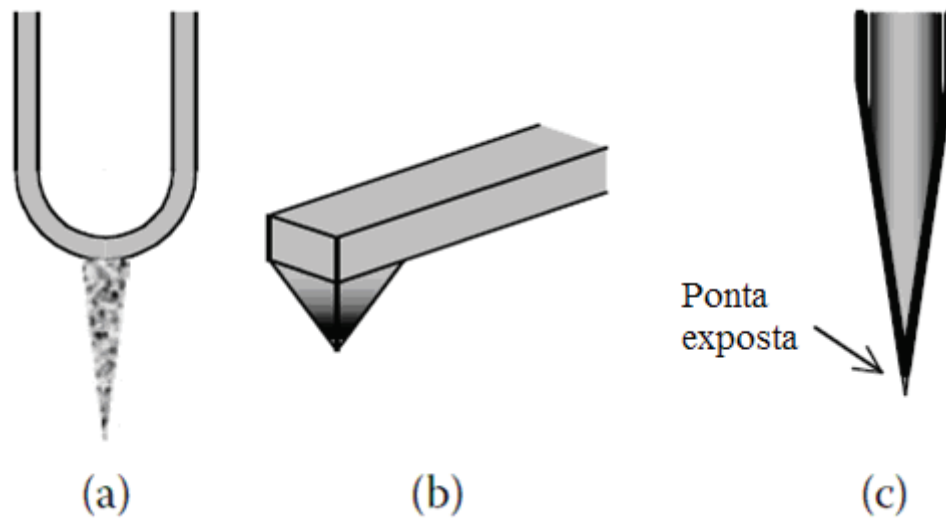


Figura 2 - Estrutura da sonda para diferentes tecnologias de microscopia de varredura: (a) microscopia de tunelamento eletrônico, (b) microscopia de força atômica e (c) microscopia de campo próximo.

1.1.1.1 Microscopia eletrônica de tunelamento (STEM)

Quando dois átomos são colocados bem próximos, um elétron da orbita de um dos átomos pode desaparecer e reaparecer na orbital do átomo adjacente, fenômeno este conhecido como tunelamento. Na microscopia de tunelamento (*Scanning Tunneling*

Electron Microscopy) a ponta da sonda é aproximada da amostra, de forma que uma corrente de tunelamento se forma entre amostra e sonda (as quais devem ser de material condutor). A corrente é monitorada enquanto a amostra se desloca sob a sonda em um movimento de ziguezague. Um sistema de controle de posição faz com que a corrente de tunelamento seja mantida constante ajustando-se a distância entre sonda e amostra. A corrente de tunelamento depende da distância entre a amostra e sonda e do potencial elétrico aplicado entre as mesmas [3].

STEMs são capazes de escanear superfícies de até $0,7 \mu\text{m} \times 0,7 \mu\text{m}$ em resolução atômica, podendo chegar até a superfícies de $125 \mu\text{m} \times 125 \mu\text{m}$, porém com perda de resolução [4].

1.1.1.2 Microscopia eletrônica de força atômica (AFM)

A microscopia de força atômica (*Atomic Force Microscopy*) utiliza a força de atração que existe entre dois átomos próximos para gerar as imagens de uma amostra. A sonda, normalmente composta de uma ponta em um *cantilever* de silício, varre a superfície da amostra, refletindo um laser a ela direcionado conforme ilustrado na Figura 27, sendo a deflexão do laser proporcional ao deslocamento vertical da superfície da amostra. Um sistema normalmente piezoatuado controla o deslocamento da amostra num espaço tridimensional. A AFM pode ser utilizada em ambientes com pouca ou nenhuma preparação, ao contrário da técnica de STEM, a qual requer laboratórios preparados e um ambiente de vácuo [3]. Apesar de fornecerem imagens topográficas detalhadas das superfícies amostradas, os AFM fazem contato com a amostra, podendo causar danos a ambas as superfícies [8].

1.1.1.3 Microscopia óptica de campo próximo (SNOM)

A microscopia de campo próximo (*Scanning Near-field Optical Microscopy*) assemelha-se a AFM, apresentando uma sonda composta por uma ponta de fibras ópticas revestida com material metálico com um pequeno furo no seu centro de dimensões inferiores às do comprimento de onda do laser utilizado. A sonda faz contato com a amostra, vibrando ao interagir com a amostra, possibilitando assim a detecção da superfície desta. A fibra é iluminada por um laser, de forma que uma pequena porção

das ondas consegue sair pelo orifício, formando o chamado campo evanescente, o qual é capaz de interagir opticamente com amostras fluorescentes, possibilitando assim uma interação óptica entre amostra e sonda que dispensa o contato das superfícies [3].

1.1.2 Nanolitografia

1.1.2.1 Nanolitografia tradicional

Microestruturas são tipicamente construídas através de uma série de passos nos quais camadas finas de materiais são depositadas e seletivamente aderidas em um substrato, conforme ilustrado na Figura 3, cada passo requerendo uma máscara com um padrão diferente, as quais devem ser precisamente alinhadas aos padrões anteriores. O alinhador da máscara é uma ferramenta utilizada para alinhar as marcas existentes na máscara com aquelas existentes no substrato, a fim de garantir o registro exato de cada camada com as demais, bem como garantir a exposição do material fotoresistivo à luz ultravioleta através da máscara.

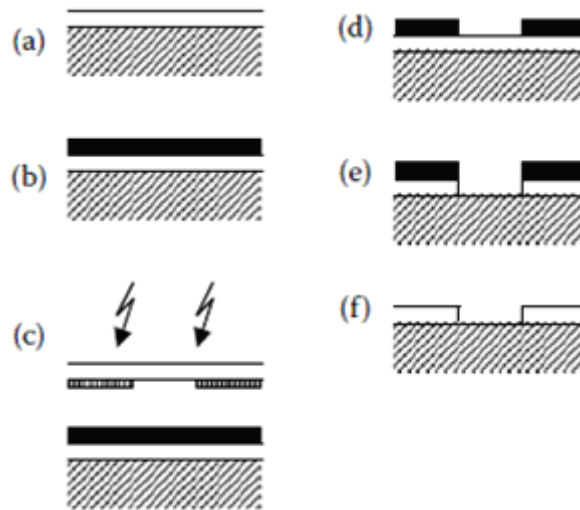


Figura 3 - Processo de fotolitografia. (a) Substrato de silício com revestimento de um óxido, (b) Deposição da camada fotoresistiva, (c) Exposição à luz ultravioleta através da máscara, (d) Retirada do material fotoresistivo não polimerizado pela luz ultravioleta, (e) Corrosão da camada de óxido, (f) Retirada da camada fotoresistiva polimerizada.

Os alinhadores das máscaras são sistemas comumente utilizados em processos de microfabricação por serem baratos e simples [3]. As máscaras são produzidas em uma escalada de 1:1 com relação ao projeto final, gerando uma máscara única grande com centenas de chips individuais, conforme ilustrado na Figura 4. O substrato (*wafers*

de silício, folha de vidro ou o que quer que esteja sendo microfabricado) é colocado no alinhador. A máscara é introduzida na máquina de litografia, e a face com o padrão cromado da máscara é aproximada da face do substrato, a qual é revestida com uma camada fotoresistiva, mantendo a distância de alguns micrometros. A máscara é ajustada antes de fazer contato com o substrato para que haja exposição à luz UV.

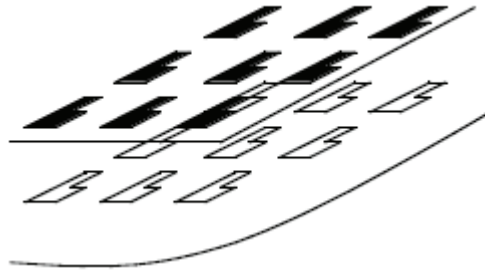


Figura 4 - Máscara contendo vários padrões idênticos.

O ajuste preciso da posição das máscaras com relação ao substrato é crucial para a microfabricação, uma vez que o desalinhamento pode fazer com que as camadas não sejam aderidas corretamente ao substrato, gerando imperfeições no produto final.

1.1.2.2 Litografia de escrita direta

A litografia de escrita direta utiliza-se de um feixe de comprimento de onda suficientemente pequeno para escrever diretamente sobre uma superfície fotossensível, dispensando assim o uso das máscaras normalmente empregadas na litografia tradicional. A técnica é comumente empregada para confecção de máscaras por possuir maior resolução, uma vez que se utilizado um feixe de elétrons adequadamente energizado é possível a obtenção de ondas de comprimento de onda de picômetros, contra um comprimento de nanômetros quando utilizada luz ultravioleta.

Um sistema de escrita direta por feixe de elétrons é apresentado na Figura 5. Nele uma fonte, geralmente composta por um fio de tungstênio aquecido, emite elétrons, os quais são acelerados e focados em um ponto brilhante no substrato. A posição do ponto é controlada através de bobinas de escaneamento ou de sistemas de nanoposicionamento semelhantes aos empregados em microscopia de varredura. Placas opacas bloqueiam ou permitem a passagem do feixe, fazendo com que o feixe de elétrons possa ser “desligado”.

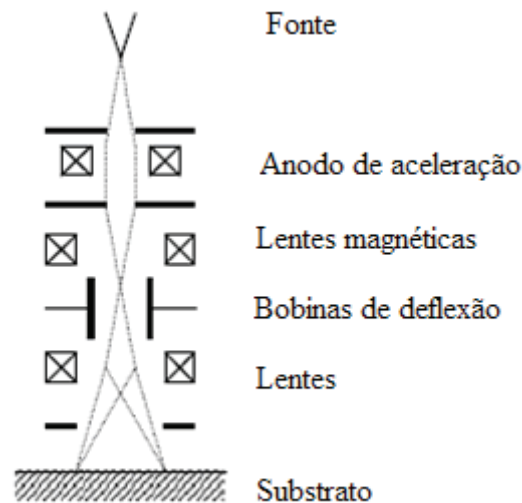


Figura 5 - Elementos de um sistema de escrita direta por feixe de elétrons.

Existem três problemas nesse método: o tamanho do ponto gerado, o mecanismo empregado e a alta energia empregada. *Wafers* de 4 polegadas são comumente empregados em microfabricação. A escrita em uma máscara de 4 polegadas com um ponto luminoso pequeno pode levar um tempo considerável, devendo-se determinar qual a resolução máxima requerida no projeto, a fim de que seja escolhido o maior ponto luminoso possível. Sistemas de emissão de elétrons podem focar pontos de diâmetros entre 10 e 1000 nm.

O feixe só é perpendicular ao material fotossensível em um ponto: ao longo do eixo principal do sistema. À medida que o feixe varre o substrato, ele incide à superfície com diferentes ângulos, dando origem a distorções. Isso limita a área máxima que pode ser coberta antes que a máscara tenha que ser transladada horizontalmente. Na Figura 6 é apresentado o processo de escrita com feixe de elétrons.

O controle de posicionamento nos sistemas de litografia por escrita direta deve ser finamente ajustado, de forma a fazer com que o ponto luminoso descreva corretamente a trajetória necessária para produção da máscara desejada, bem como possibilitar o movimento de translação exato do *wafer*.

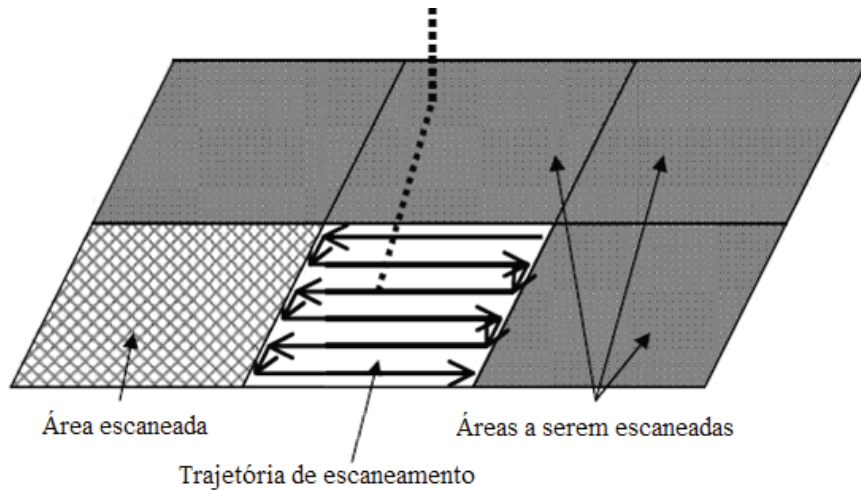


Figura 6 - Processo de escrita com feixe de elétrons.

1.1.3 Dispositivos de armazenamento magnético

O nanoposicionamento da cabeça de leitura/escrita sobre as trilhas de dados em HDDs (*hard disk drives*) tem sido motivado pela redução da largura das trilhas, que é da ordem da 200 nm) e do progressivo aumento da densidade de tais dispositivos de armazenamento magnéticos. De forma geral, o erro entre o elemento de leitura/escrita e o centro da trilha de dados deve ser menor que um décimo da largura da trilha, o que faz necessário a utilização de um servossistema com precisão na escala nanométrica [1].

O problema de posicionamento consiste em se colocar a cabeça de leitura/escrita sobre um ponto desejado do disco rígido para que seja possível a gravação e recuperação de dados armazenados, conforme ilustrado na Figura 7.

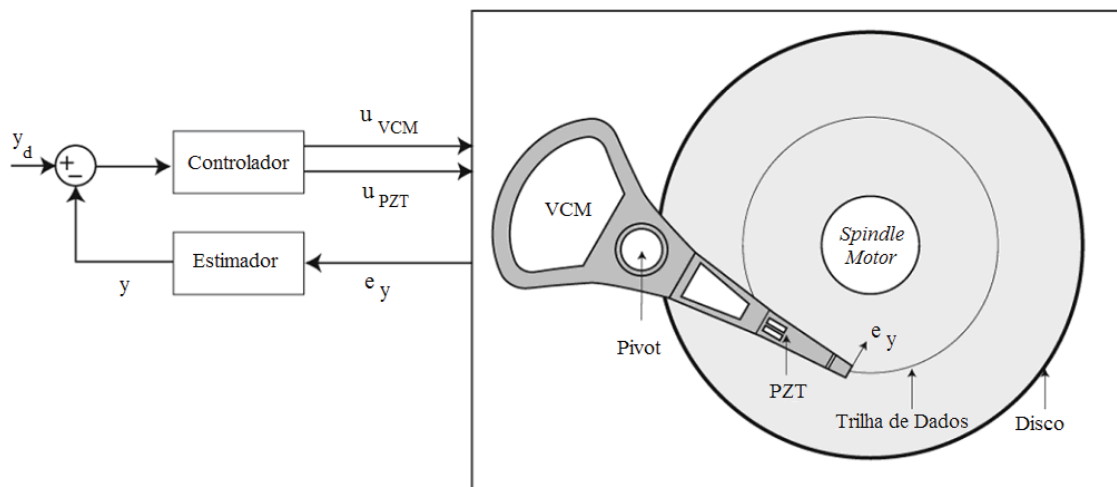


Figura 7 – Diagrama de blocos do servo-sistema de um HDD de dois estágios.

O posicionamento é realizado por dois atuadores: um que gira o disco (*Spindle Motor*) e outro que varre a cabeça radialmente sobre a superfície do disco (*Voice-Coil Motor – VCM*). A posição da cabeça relativa ao centro da trilha alvo é monitorada e ajustada periodicamente através da leitura de informações codificadas nas próprias trilhas.

A precisão do sistema é importante para que se escreva ou leia dados da posição desejada no disco. Entretanto a fricção não-linear dos rolamentos do mecanismo limitam a precisão alcançável pelo sistema. Além disso, a banda de sistemas servocontrolados de um estágio é limitada pela ressonância mecânica do atuador, bem como pela limitação da amplitude do sinal de entrada.

A utilização de dois atuadores foi proposta como uma solução para aumentar ambas a banda e precisão do sistema, sendo o *VCM* o primeiro estágio e um microatuador que se desloca sobre o braço móvel do *VCM* o segundo estágio, o qual faz um ajuste fino da posição do mecanismo. Este último é localizado mais próximo á cabeça de leitura/escrita, possuindo assim massa móvel menor e, conseqüentemente, banda mais alta, além de ter precisão de posicionamento significativamente maior que a do *VCM*.

Três tipos principais de atuador secundário têm sido propostos: suspensão atuada, atuador deslizante e cabeça atuada, conforme ilustrado na Figura 8, nos quais as forças de atuação são geradas por micro atuadores piezoelétricos, eletrostáticos ou eletromagnéticos.

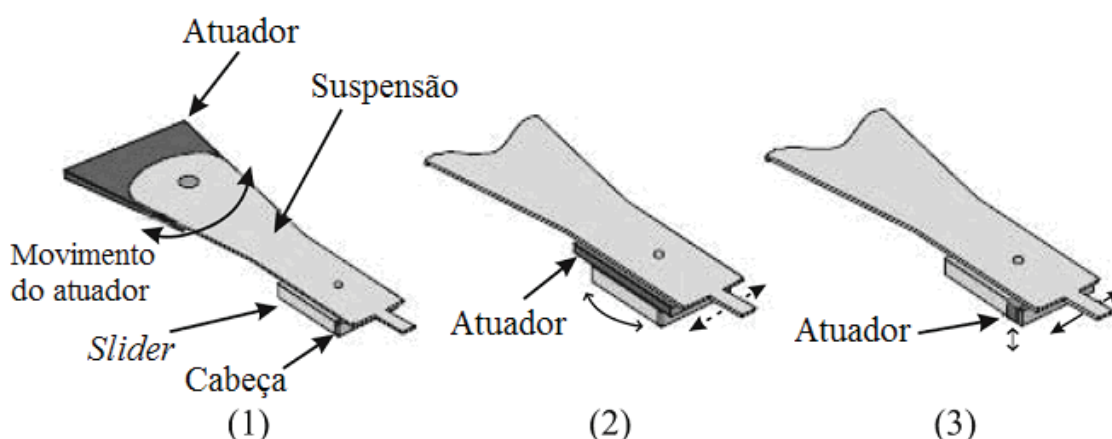


Figura 8 – Configurações de servo-sistemas para HDDs de dois estágios: (1) Suspensão atuada, (2) Atuador de deslizamento, (3) Cabeça atuada.

Dois dos maiores obstáculos comerciais a serem superados para aplicação dessa

tecnologia são o custo e a confiabilidade de atuadores de dois estágios. Outros aspectos que são o foco de pesquisa são o comportamento dinâmico e a confiabilidade de microatuadores sujeitos a perturbações devido ao fluxo de ar, a interação entre a cabeça e o disco e a presença de partículas contaminantes.

1.2 Objetivos

O objetivo do presente trabalho é o estudo e a modelagem de piezoatuadores para uso em nanoposicionamento, bem como o desenvolvimento de um controlador capaz de realizar o posicionamento preciso de uma plataforma piezoatuada e de lidar com as incertezas originadas das não-linearidades inerentes ao sistema, dentre elas a histerese e *creep*.

1.3 Organização do texto

Este trabalho é organizado da seguinte forma:

- No Capítulo 1 foram apresentadas a motivação e uma breve descrição de aplicações para os sistemas de nanoposicionamento;
- No Capítulo 2 são mostradas as características dos atuadores e sensores utilizados em sistemas de nanoposicionamento. Os princípios básicos da piezoelectricidade e sua utilização para obtenção de piezoatuadores de diferentes geometrias são detalhados;
- O Capítulo 3 descreve a modelagem de piezoatuadores. As principais características dos sistemas de nanoposicionamento são estudadas e diferentes modelos matemáticos são apresentados para representação das não-linearidades observadas;
- No Capítulo 4 são mostrados os principais controladores estudados na literatura para controle de sistemas de nanoposicionamento. Uma breve discussão da evolução das estruturas de controle aplicadas aos sistemas de nanoposicionamento é realizada nesse capítulo;

- O Capítulo 5 é dedicado à descrição do sistema prático de nanoposicionamento estudado nesse trabalho. Sua modelagem é apresentada e comparada com os dados experimentais;
- No Capítulo 6 apresenta-se o projeto dos controladores propostos nesse trabalho para controle de posição da plataforma de nanoposicionamento;
- No Capítulo 7 são mostrados os resultados experimentais obtidos, comparando-se o desempenho das diferentes estratégias de controle abordadas no Capítulo 6;
- O Capítulo 8 apresenta as conclusões gerais do trabalho e propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Sistemas Piezoatuados

2.1 Efeito piezoelétrico

Descoberto em 1880 por Jacques e Pierre Curie, o efeito piezoelétrico tem sido explorado nas últimas décadas para construção de atuadores com o desenvolvimento progressivo de novos materiais que apresentem propriedades piezoelétricas mais pronunciados.

O efeito piezoelétrico direto consiste na geração de um potencial elétrico através da aplicação de pressão sobre o material, efeito percebido primeiramente em cristais de quartzo. Já o efeito inverso, descoberto posteriormente, consiste na geração de deformação mecânica e, conseqüentemente, de uma força, através da aplicação de diferença de potencial elétrico. Dessa forma é possível a utilização de materiais piezoelétricos para conversão de energia elétrica em mecânica e vice-versa.

Materiais naturais, tais como o quartzo e a turmalina, apresentam propriedades piezoelétricas de forma bastante discreta, o que motivou o desenvolvimento de materiais com melhores características, como as cerâmicas policristalinas ferroelétricas, tais como titanato de bário e chumbo, fluoreto de polivinilideno (PVDF) e o zirconato de titânio (PZT), sendo este último o principal material utilizado atualmente para aplicação em piezoatuadores.

Alguns materiais cristalinos são compostos por células unitárias de simetria cúbica que, abaixo de certa temperatura conhecida como temperatura de Curie, apresentam dipolos elétricos espontaneamente (Figura 9), os quais são orientados aleatoriamente, não resultando em nenhum efeito macroscópico. Devido à natureza ferroelétrica dos materiais piezoelétricos é possível se obter o alinhamento forçado dos dipolos do material através da aplicação de um campo elétrico externo, os quais voltam a se desordenar tão logo o campo elétrico seja removido.

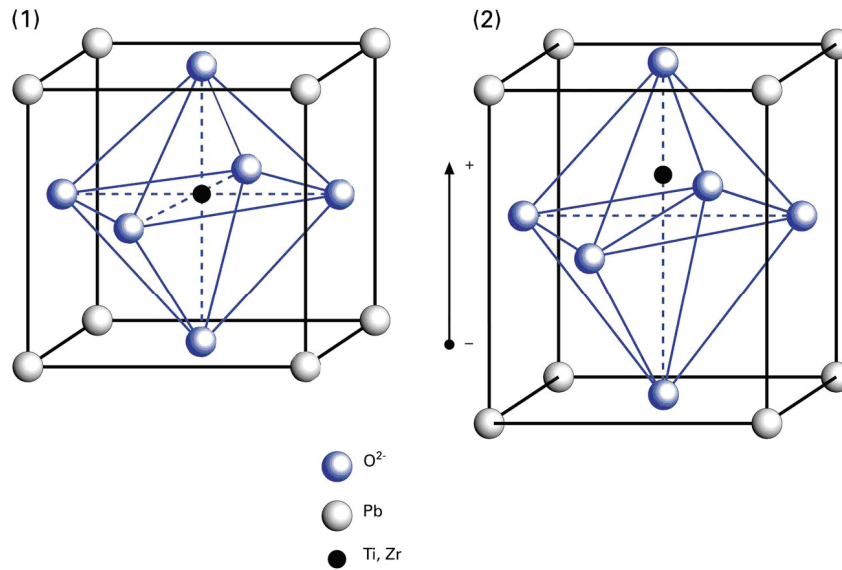


Figura 9 - (1) Célula unitária acima da temperatura de Curie, de simetria cúbica (2) Célula unitária abaixo da temperatura de Curie, de simetria tetragonal.

Durante o processo de *poling* as cerâmicas são aquecidas a temperaturas de até 95°C na presença de um campo elétrico de alta intensidade que força o alinhamento dos dipolos. Após o resfriamento do material ferroelétrico e a retirada do campo elétrico os dipolos não conseguem voltar a sua posição original, permanecendo alinhados ao longo da direção de polarização, conferindo ao material propriedades piezoelétricas macroscópicas, conforme ilustrado na Figura 10. [8]

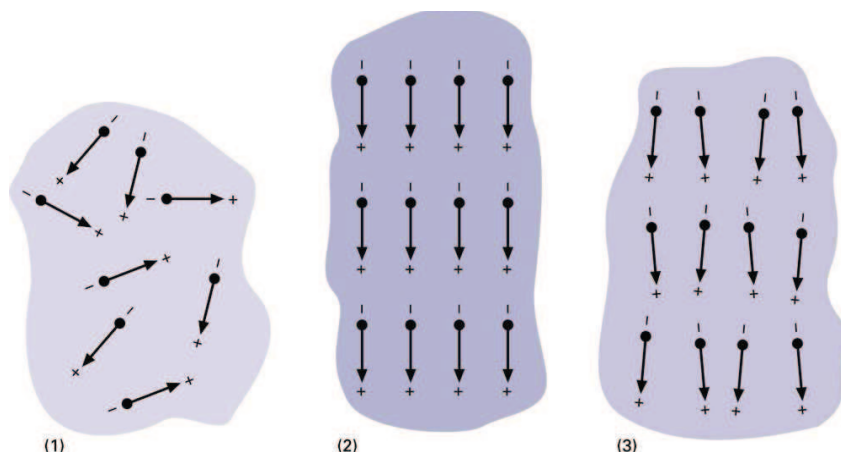


Figura 10 - (1) Dipolos elétricos em uma cerâmica não polarizada, (2) durante o processo de poling e (3) após o poling.

A polarização remanescente dos dipolos constituintes da cerâmica pode ser degradada caso esta seja novamente submetida a temperaturas elevadas, sofra a ação de

campos elétricos muito intensos em direção oposta a de polarização ou for sujeita a forças mecânicas excessivas. [8]

As propriedades piezoelétricas podem ser caracterizadas por vários coeficientes dados em função das direções dentro da cerâmica, dentre eles os coeficientes de deformação (d_{ij}), de tensão (g_{ij}) e de acoplamento (k_{ij}), assim definidos, sendo o primeiro a constante que relaciona a deformação da cerâmica em função da diferença de potencial nela aplicada.

O coeficiente de deformação na direção do eixo de polarização (d_{33}) é da ordem de 250 a 550 pm/V para cerâmicas de PZT tipicamente utilizadas para atuadores e entre -180 e -210 pm/V na direção normal a esse eixo (d_{31}), podendo variar com a temperatura, pressão, campo elétricos, limites elétricos e mecânicos da cerâmica.

Componentes piezoelétricos compostos, tais como piezoatuadores de pilha, atuadores pré-carregados ou sistemas amplificados por alavancas não podem ser satisfatoriamente descritos unicamente pelos parâmetros das cerâmicas devido à influência dos outros componentes constituintes mecânicos do sistema.

2.2 Fundamentos de Piezomecânica

2.2.1 Deformação de piezoatuadores

Quando uma tensão elétrica é aplicada nos terminais de um piezoatuador, o mesmo deforma-se em função da intensidade do campo elétrico, do comprimento original do atuador, das propriedades do material piezoelétrico e das forças externas aplicadas ao atuador, sendo essa deformação utilizada para imprimir movimento a um corpo externo ao atuador. Tal deformação pode ser estimada pela seguinte equação:

$$\Delta L \approx \pm E \cdot d_{ij} \cdot L_0, \quad (2.1)$$

sendo ΔL a deformação da piezocerâmica e L_0 o comprimento inicial da cerâmica (ambos em metros), E a intensidade do campo elétrico (em V/m) aplicada e d_{ij} os coeficientes de deformação do material piezoelétrico (em m/V), também conhecidos como constantes piezoelétricas da cerâmica. O sentido do campo elétrico aplicado em relação ao eixo de polarização determina o sentido de deformação da cerâmica, ou seja,

se a mesma sofrerá uma contração ou expansão.

O parâmetro d_{33} descreve a deformação do material na direção do vetor de polarização da cerâmica e d_{31} na direção ortogonal a esse vetor. Diferentes tipos de atuador exploram a distensão/contração ao longo de diferentes eixos para a realização do movimento efetivo do atuador. Piezoatuadores de pilha, por exemplo, utilizam-se da deformação ao longo de d_{33} , enquanto atuadores de fita deformam-se ao longo de d_{31} e os de cisalhamento no eixo d_{51} .

Piezocerâmicas típicas apresentam deformação relativa de até 0,2% considerando-se a aplicação de campos direto e reverso. Tal deslocamento pode ser amplificado mecanicamente de forma a aumentar o curso efetivo do atuador.

2.2.2 Forças e rigidez

Piezocerâmicas de PZT apresentam tensão de ruptura superior a 250 MPa. No entanto esse valor não deve ser atingido em piezoatuadores sob pena de causar a despolarização da cerâmica, que ocorre quando aplicada compressão da ordem de 20 a 30% da tensão de ruptura do material ou tensão de 5 a 10% da mesma. Forças de cisalhamento devem ser evitadas, uma vez que esses materiais são sensíveis a tensões de cisalhamento, devendo-se tomar especial cuidado quando na montagem dos atuadores.

Piezoatuadores, na maioria das aplicações, são utilizados para gerar deslocamentos. No entanto algumas aplicações, como a micro-estampagem, usam esses atuadores para gerar forças.

A geração de força de um piezoatuador é sempre acompanhada de uma redução no deslocamento, de forma que na máxima geração de força o deslocamento do atuador cai à zero. A força máxima depende da rigidez e do curso de deslocamento máximo da cerâmica piezoelétrica. A seguinte equação expressa a força máxima de um atuador contra um corpo extremamente rígido (coeficiente de elasticidade tendendo a infinito).

$$F_{\max} \approx k_T \cdot \Delta L_0, \quad (2.2)$$

sendo ΔL_0 o deslocamento máximo na ausência de força externa e k_T o coeficiente de elasticidade do piezoatuador. Para sistemas não-ideais, a força máxima pode ser

estimada pela seguinte equação:

$$F_{\max_{eff}} \approx k_T \cdot \Delta L_0 \left(1 - \frac{k_T}{k_T + k_S} \right), \quad (2.3)$$

na qual se considera um corpo externo com rigidez não infinita, dada pelo coeficiente de elasticidade k_S .

2.2.3 Frequência de ressonância

Em geral, a frequência de ressonância de um sistema massa/mola é uma função da rigidez (k_T) e da massa efetiva (m_{eff}), idealmente dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_T}{m_{eff}}}, \quad (2.4)$$

sendo a frequência de ressonância f_0 dada em Hz. A influência sobre a frequência de ressonância do sistema de uma massa externa adicionada ao atuador (M) pode ser expressa pela seguinte expressão:

$$f'_0 = f_0 \sqrt{\frac{m_{eff}}{m_{eff} + M}}. \quad (2.5)$$

O atraso de fase de um sistema piezoatuado pode ser aproximado pela equação:

$$\varphi \approx 2 \cdot \tan^{-1} \left(\frac{f}{f_0} \right), \quad (2.6)$$

sendo φ o atraso de fase do sistema, f e f_0 a frequência de operação e ressonância respectivamente. O tempo de subida mínimo de um piezoatuador, dado um amplificador com corrente de saída e *slew-rate* suficientemente alto, chega a um terço do período de ressonância do sistema.

Devido ao comportamento não ideal da mola de pré-carga normalmente utilizada

nos atuadores e das piezocerâmicas, o resultado teórico das equações acima descritas não coincidem necessariamente com o comportamento real do sistema piezoatuado.

Em aplicações de posicionamento os piezoatuadores são operados bem abaixo da sua frequência de ressonância, a qual é normalmente fornecida em tabelas técnicas para o atuador sem carga com uma extremidade firmemente acoplada a uma massa maior.

2.2.4 Não linearidades

2.2.4.1 Histerese

A histerese é um efeito de memória presente em cerâmicas piezoelétricas devido à polarização dos cristais e a efeitos moleculares internos ao material. A não-linearidade introduzida pela histerese aumenta com o crescimento do sinal de tensão aplicado a cerâmica, começando a ser visível em torno de 2% do deslocamento máximo, atingindo um erro máximo em torno de 10 a 15% da excursão do atuador, conforme ilustrado na Figura 11. A histerese em piezoatuadores é estudada em mais detalhes no Capítulo 3.

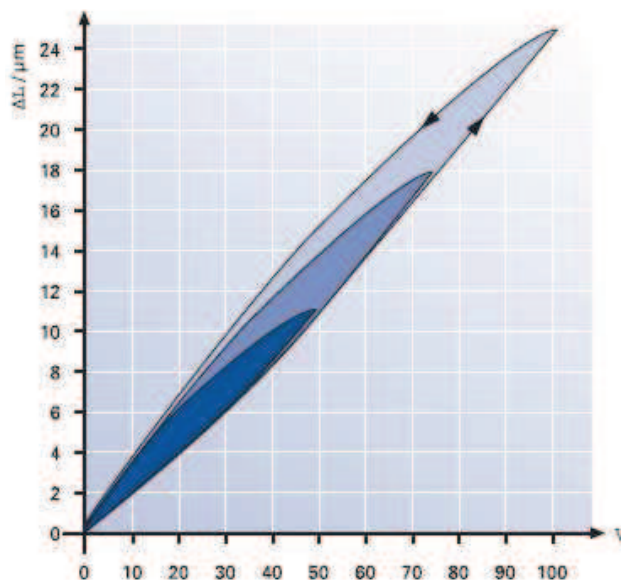


Figura 11 - Curva de histerese típica de um piezoatuador.

2.2.4.2 Creep/Drift

As mesmas propriedades responsáveis pela histerese causam o *creep* em

piezoatuadores. O *creep* é um deslocamento lento em longos períodos de tempo sem que haja alteração na tensão de excitação do atuador, provocada pela lenta polarização dos dipolos elétricos constituintes da cerâmica, a qual decresce logaritmicamente com o tempo.

Esse efeito faz com que a posição do atuador seja levemente alterada no decorrer de longos períodos. A Figura 12 ilustra esse resultado. Mais detalhes sobre esse fenômeno são apresentados no Capítulo 3.

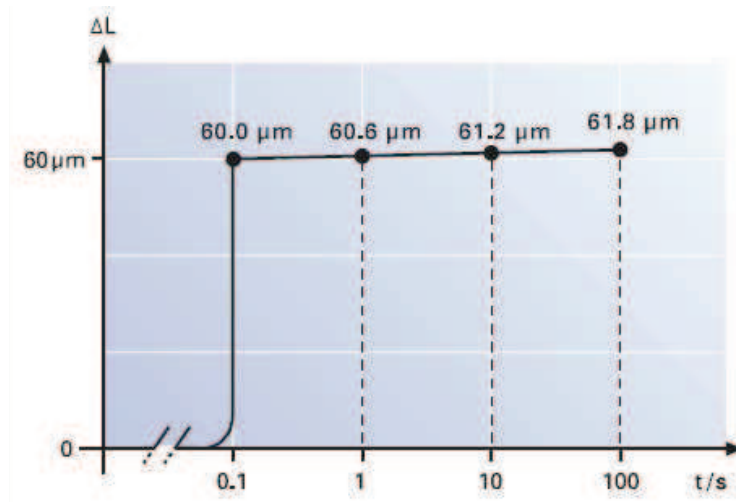


Figura 12 - Efeito do *creep* em um piezoatuador.

2.3 Atuadores

2.3.1 Tipos de atuador

Várias configurações de atuadores são possíveis, arranjando-se cerâmicas em diferentes geometrias. Dentre eles podemos citar os atuadores de pilha, laminares, de tubo e de entortamento, os quais são brevemente descritos a seguir.

2.3.1.1 Atuadores de pilha

Atuadores de pilha consistem em uma série de discos de piezocerâmicas empilhados, de espessura entre 25 e 100 μm para atuadores de baixa tensão e 0,4 a 1 mm para atuadores de alta tensão, separadas por eletrodos metálicos finos, conforme ilustrado na Figura 13.

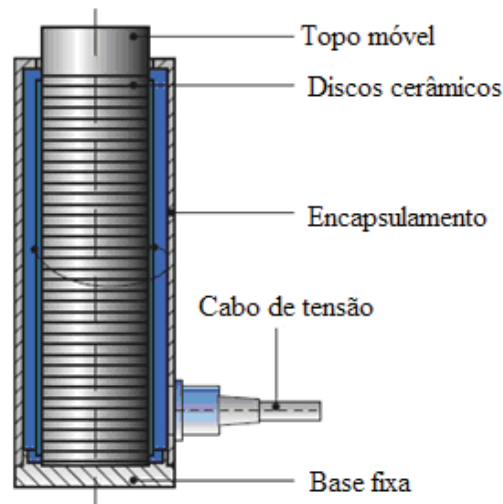


Figura 13 - Estrutura de um atuador de pilha.

A deformação das cerâmicas, que pode chegar a 0,1% do comprimento do atuador, faz com que a superfície de topo do dispositivo se desloque, gerando o deslocamento e a força esperada do atuador. Pode-se estimar a deformação do atuador por:

$$\Delta L \approx d_{33} \cdot n \cdot U, \quad (2.7)$$

sendo ΔL o deslocamento produzido pelo atuador, d_{33} o coeficiente de deformação na direção de polarização da cerâmica, n o número de camadas e U a tensão de operação aplicada. A frequência de ressonância f_r do sistema é estimada de acordo com a seguinte equação:

$$f_r = \frac{1}{2L\sqrt{\rho \cdot s_{33}^D}}, \quad (2.8)$$

onde, ρ a densidade da cerâmica, s_{33}^D o inverso do módulo de Young e L o comprimento do piezoatuador.

Atuadores de múltiplas camadas são capazes de resistir a altas pressões de tração e compressão, que podem chegar a $1,0 \times 10^8$ e $1,2 \times 10^8$ N/m² respectivamente, as quais chegam próximo à tensão crítica da cerâmica.

Apesar de o modelo multicamada apresentar deslocamentos modestos (em torno

10 μm), estes são capazes de imprimir forças generosas (cerca de 100 kgf), resposta rápida (na faixa de 10 μs ou 100 kHz), longo tempo de vida (na ordem de 10^{11} ciclos) e alto fator de acoplamento mecânico (70% de conversão entre energia elétrica aplicada e energia mecânica gerada) [9], [10].

2.3.1.2 Atuadores laminares

Atuadores laminares consistem de tiras de cerâmica laminada que, quando excitadas por um campo elétrico perpendicular à direção de polarização, se deforma, gerando o movimento desejado, conforme ilustrado na Figura 14.

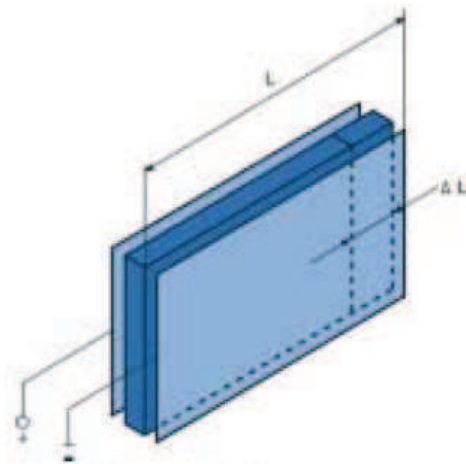


Figura 14 - Atuador laminar.

O aumento da tensão aplicada faz com que as tiras se deformam de acordo com equação:

$$\Delta L \approx d_{31} \cdot L \cdot \frac{U}{d}, \quad (2.9)$$

sendo ΔL a deformação, d_{31} o coeficiente de deformação normal à direção de polarização, U a tensão aplicada e d a espessura das camadas de cerâmica. O coeficiente de deformação nesse caso é negativo, o que faz que o aumento da tensão aplicada resulte na contração da cerâmica. O comprimento L das cerâmicas determina o curso máximo do atuador, enquanto o número de camadas em paralelo define a rigidez e capacidade de geração de força do atuador.

2.3.1.3 Atuadores em tubo

Tubos de cerâmica piezoelétrica são amplamente utilizados como atuadores, principalmente em aplicações de microscopia. Em tais tubos são colocados eletrodos internos e externos, de forma que quando uma tensão é aplicada entre estes, as paredes finas do tubo tendem a se deformar radialmente e axialmente, sendo a deformação axial estimada como:

$$\Delta L \approx d_{31} \cdot L \cdot \frac{U}{d}, \quad (2.10)$$

sendo L o comprimento do tubo, d_{31} o coeficiente de deformação normal à direção de polarização, U a tensão aplicada e d a espessura das paredes do tubo. A Figura 15 ilustra o efeito.

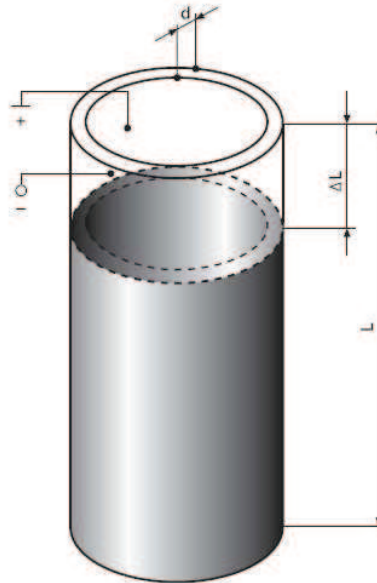


Figura 15 - Atuador de tubo.

A deformação radial induzida no tubo é resultado da superposição do aumento/redução da espessura da parede e da contração/expansão tangencial do tubo, dada por:

$$\frac{\Delta r}{r} \approx d_{31} \frac{U}{d}, \quad (2.11)$$

$$\Delta d \approx d_{33} \cdot U, \quad (2.12)$$

sendo r o raio do tubo, d_{31} o coeficiente de deformação normal à direção de polarização e d_{33} o coeficiente de deformação na direção de polarização.

Em geral, a deformação induzida longitudinalmente (paralela ao campo elétrico) exibe menos histerese que a deformação induzida transversalmente em uma cerâmica piezoelétrica [9].

Uma variação do modelo tubular faz uso de eletrodos externos separados, defasados entre si de 90° , conforme ilustrado na Figura 16.

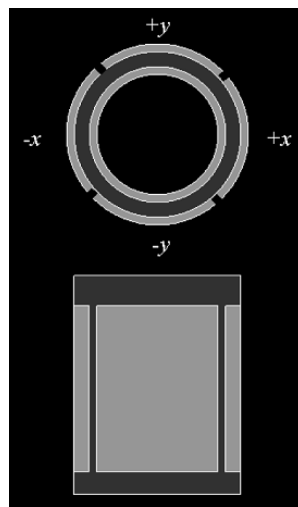


Figura 16 - Atuador de tubo com quatro eletrodos. Vista superior e lateral.

Os terminais positivos e negativos são colocados de lados opostos do tubo, de forma que a tensão aplicada entre o par de eletrodos $\pm x$ faz com que a estrutura se curve em torno do eixo cartesiano x , enquanto uma tensão em $\pm y$ gera um deslocamento em torno do eixo y . Dessa forma, o topo do atuador tubular é capaz de se deslocar sobre uma área superficial aproximadamente plana, sendo o deslocamento em cada eixo dado por:

$$\Delta x \approx \Delta y \approx \frac{\sqrt{2} \cdot d_{31} \cdot L^2 \cdot U_i}{\pi \cdot D_i \cdot d} \quad i = x, y, \quad (2.13)$$

sendo Δx e Δy os deslocamentos em cada eixo e D_i o diâmetro interno do tubo. O deslocamento vertical Δz devido a uma tensão U_z aplicada no eletrodo interno é dado

por [1]:

$$\Delta z \approx \frac{2 \cdot d_{31} \cdot L \cdot U_z}{d} \quad i = x, y. \quad (2.14)$$

Atuadores de tubo não são capazes de gerar e resistir a grandes forças, porém constituem bons atuadores para uso em microscopia devido à possibilidade de um único atuador gerar deslocamentos ao longo de dois eixos.

2.3.1.4 Atuadores de entortamento

Atuadores unimórficos são estruturas constituídas de tiras de cerâmicas aderidas a substratos metálicos ou placas elásticas passivas, conforme ilustrado na Figura 17.

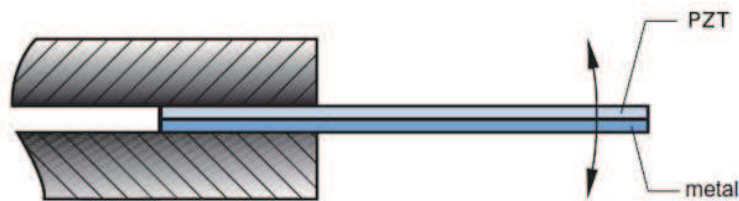


Figura 17 - Atuador unimórfico.

Quando a cerâmica é excitada por um sinal de tensão suas dimensões são alteradas, resultando em contração ou expansão proporcional a intensidade do campo elétrico. O substrato, por sua vez, mantém suas dimensões originais, fazendo com que a estrutura sofra uma deflexão proporcional ao campo, o que amplifica a deformação da cerâmica e gera um deslocamento final de até alguns milímetros. Já nos dispositivos bimorfos, duas placas de piezocerâmica são aderidas a um enchimento elástico ou uma contra a outra, de forma que o deslocamento final resulta da deformação das duas cerâmicas, conforme mostrado na Figura 18. O enchimento visa preservar a integridade da estrutura, mesmo que haja fratura de alguma das cerâmicas [9].

O deslocamento da extremidade de um atuador bimorfo pode ser aproximado pela seguinte equação:

$$\delta \approx \frac{3}{2} \cdot d_{31} \cdot \frac{L^2}{d^2} \cdot U, \quad (2.15)$$

sendo d_{31} o coeficiente de deformação do piezoelétrico normal à direção de polarização da cerâmica, d a espessura combinada das duas placas e L o comprimento do atuador.

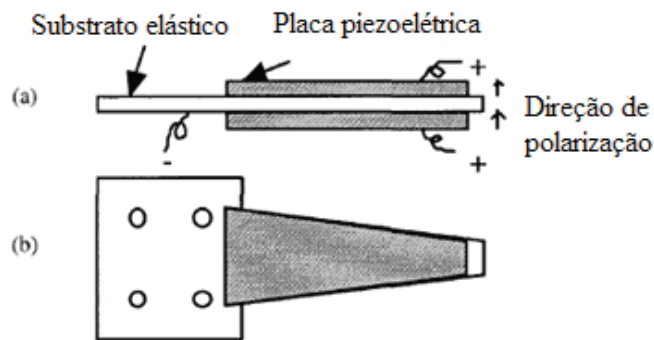


Figura 18 - Atuador bimórfico: (a) vista lateral, (b) vista superior.

A frequência de ressonância para ambos os casos é dada por:

$$f_r = 0,161 \left[\frac{d}{L^2 \sqrt{\rho \cdot s_{11}^E}} \right], \quad (2.16)$$

onde ρ é a densidade da cerâmica, e s_{11}^D o inverso do módulo de Young na direção normal à direção de polarização da cerâmica.

Atuadores bimórficos são populares e amplamente utilizados devido à sua facilidade de construção (o processo de fabricação consiste apenas em aderir as placas cerâmicas a um substrato específico com resina apropriada) e por apresentarem deslocamentos consideráveis. No entanto, a camada de aderência desse tipo de atuador causa o aumento da histerese e uma degradação do deslocamento do atuador.

Atuadores de entortamento fornecem grande deslocamento (até cerca de 300 μm), porém só são capazes de gerar pequenas forças (por volta de 100 gf). Além disso, apresentam tempo de resposta lento (cerca de 1 ms ou 1 kHz), tempo de vida mais curto que os atuadores de pilha (10^8 ciclos) e baixo fator de acoplamento mecânico (10% de conversão de energia eletromecânica).

2.3.2 Mecanismos de amplificação de movimento

O movimento proporcionado pelas cerâmicas piezoelétricas apresenta pequena excursão. A fim de manter uma boa resolução desses dispositivos e aumentar o seu

range, pode-se utilizar mecanismos de amplificação do movimento os quais, além de melhorar a amplitude do de saída, possibilitam a construção de atuadores mais compactos e de menor corrente de operação para um dado deslocamento.

No entanto, tais mecanismos têm como efeito a redução da rigidez do sistema e, conseqüentemente, a redução da frequência de ressonância do mesmo.

2.3.2.1 Amplificação por alavanca

Amplificadores por alavanca são mecanismos projetados para amplificar o deslocamento e reduzir a força gerada pelos piezoatuadores, sendo compostas por um elemento flexível fino (o fulcro) e um mecanismo mais longo, espesso e rígido (o braço de alavanca) [10]. Alavancas são normalmente projetadas em material cerâmico, devidamente cortado conforme ilustrado na Figura 19 [9]:

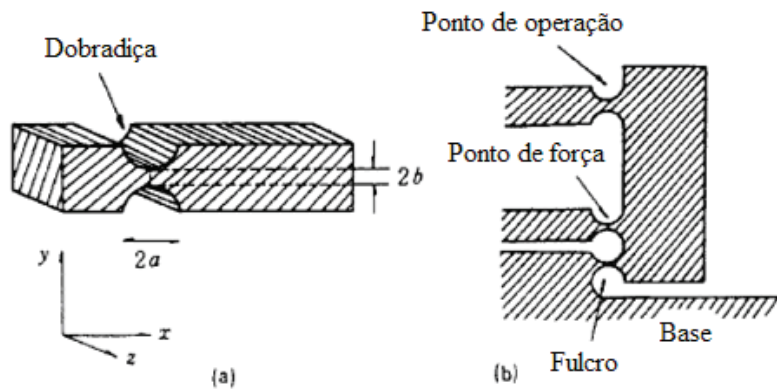


Figura 19 - Mecanismos de dobradiça monolíticos.

As seguintes equações são válidas para alavancas integradas ideais, de rigidez infinita e massa nula, utilizadas como amplificadores de movimento em piezoatuadores:

$$k_{sys} = \frac{k_0}{r^2}, \quad (2.17)$$

$$\Delta L_{sys} = \Delta L_0 \cdot r, \quad (2.18)$$

$$f_{res-sys} = \frac{f_{res-0}}{r}, \quad (2.19)$$

onde r é a razão de transmissão da alavanca, ΔL_{sys} e ΔL_0 são o curso do deslocamento do

atuador com e sem amplificação, k_{sys} e k_0 a rigidez do sistema com e sem amplificação, $f_{res-sys}$ e f_{res-0} a frequência de ressonância com e sem amplificação. Considera-se que não há perda de rigidez na interface de acoplamento entre a cerâmica piezoelétrica e a alavanca. O acoplamento entre alavanca e atuador deve ser rígido na direção de deslocamento do desse último e macio em todos os outros graus de liberdade para que a cerâmica não seja danificada.

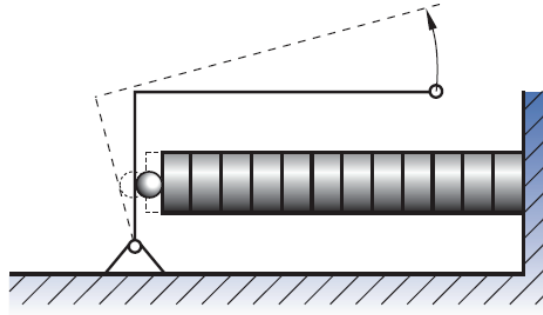


Figura 20 - Alavanca simples de amplificação de movimento.

2.3.2.2 Amplificação por elemento flexitensional

Amplificadores flexitensionais são estruturas compostas por um elemento flexível em formato apropriado, capaz de amplificar o deslocamento, tais como dobradiças, as quais são ideais como elementos de ligação e amplificadores de movimento, possuindo alta rigidez, boa capacidade de carga sem que haja desgaste, o que os torna menos sensíveis a vibrações e choques que outros sistemas de amplificação de movimento [10]. Consistem em mecanismos sem fricção, baseados na deformação elástica (flexão) de um material sólido. A Figura 21 ilustra a construção e funcionamento de um sistema de dobradiças básico, o qual apresenta uma amplificação do movimento r dada por:

$$r = \frac{a + b}{a} . \quad (2.20)$$

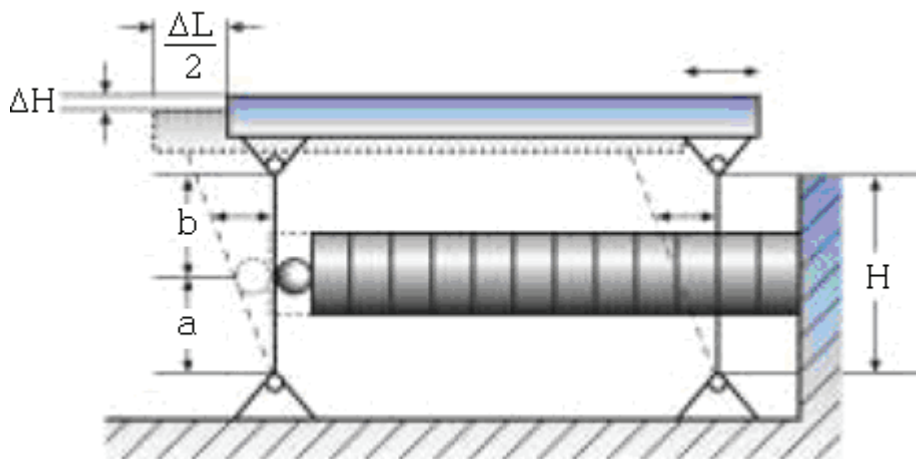


Figura 21 - Mecanismo básico de dobradiças para amplificação do movimento.

Tal geometria de dobradiças induz uma trajetória arqueada da plataforma movimentada pelo piezoatuador com um erro de desvio no plano do movimento de cerca de 0,1% do curso do movimento, o qual é estimado como:

$$\Delta H \approx \left(\pm \frac{\Delta L}{2} \right)^2 \frac{1}{2H}, \quad (2.21)$$

na qual ΔH representa o erro de desvio, ΔL o deslocamento da plataforma e H o comprimento do sistema de dobradiças. A amplificação real nesses sistemas é geralmente menor do que o valor ideal, chegando à metade da razão de transmissão r obtida idealmente.

2.4 Sensores

2.4.1 Metrologia direta/indireta e serial/paralela

Diferentes tipos de sensores e arranjos dos mesmos podem ser utilizados para medição da posição do atuador ou de uma plataforma por este deslocada.

Na metrologia indireta a posição da plataforma é inferida pela medição da deformação do atuador ou de outro componente responsável pela transmissão do movimento. A inexatidão nesse esquema de medição pode ser grande, uma vez que a

posição real da plataforma não é medida. Diferenças de fase entre o ponto de medição e o ponto de interesse são frequentes.

A metrologia direta, por sua vez, caracteriza-se por medir o movimento do ponto de interesse diretamente, sendo portanto mais exata e recomendada para aplicações que necessitem da medição da posição absoluta. Além disso, elimina-se o problema de diferença de fase na medição.

Sensores do tipo *strain gage* são exemplos de metrologia indireta, enquanto sensores capacitivos, LVDTs e interferômetros representam os principais mecanismos de metrologia direta utilizadas no nanoposicionamento.

A classificação de metrologia serial/paralela é válida para sistemas multi-eixo. Na primeira, o plano de referência de um ou mais sensores é movido por um ou mais atuadores, conforme ilustrado na Figura 22 e na Figura 23, em duas diferentes configurações, ambas capazes de realizar movimento num plano.

Os sistemas seriais são compostos por duas plataformas capazes de gerar deslocamentos ao longo de eixos perpendiculares, de forma que uma da plataforma é fixada sobre outra. Na metrologia paralela integrada os dois atuadores são postos na mesma plataforma, o que faz com que os dois atuadores agem de forma independente.

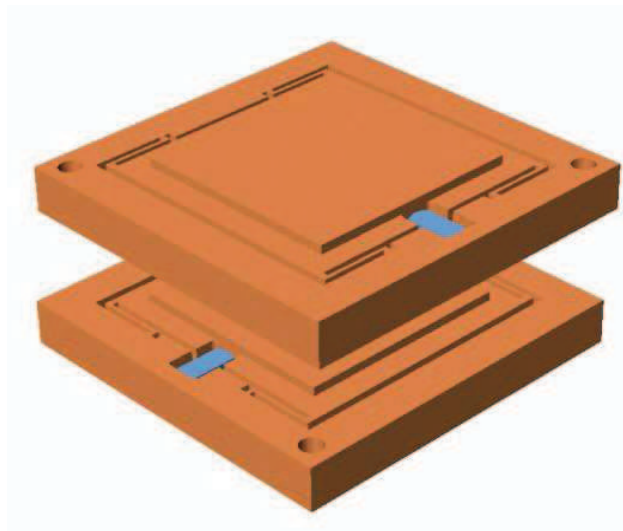


Figura 22 - Sistema de dois graus de liberdade com metrologia serial.

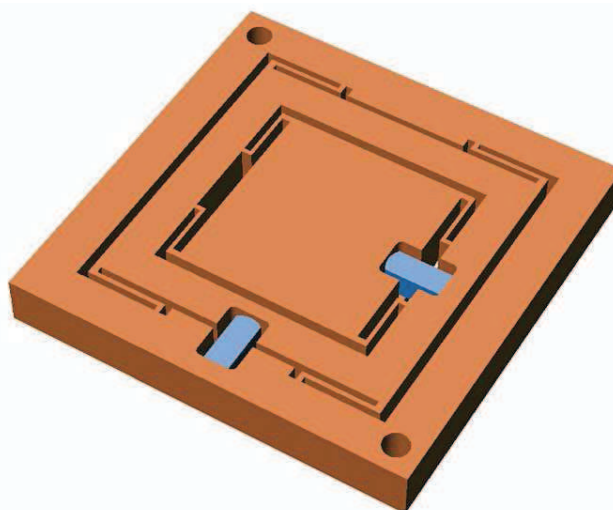


Figura 23 – Sistema de dois graus de liberdade com metrologia serial integrada.

Por não ser possível se determinar o desvio de qualquer um dos planos de referência, há presença de um erro, o qual não pode ser compensado pelo sistema.

Na metrologia paralela, todos os sensores medem a posição da mesma plataforma móvel em relação a uma mesma referência estacionária. Dessa forma, não importa qual a fonte do movimento, este será sentido por algum dos sensores que compõem o sistema.

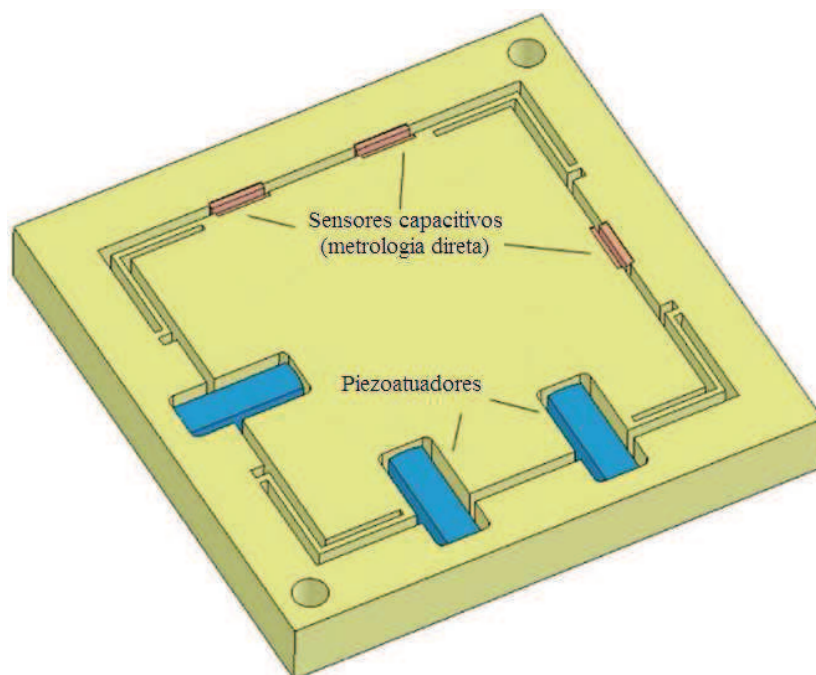


Figura 24- Sistema de dois graus de liberdade com metrologia paralela.

2.4.2 Tipos de sensores

2.4.2.1 *Strain gage*

Os sensores do tipo *strain gage* consistem de filmes resistivos finos, cuja resistência é função do comprimento do filme, o que faz com que deformações no mesmo resultem em alteração na sua resistência, fenômeno este conhecido como efeito piezoresistivo. Tais filmes são fabricados em silício com dopantes para torná-los de tipo *n* ou *p* e aderidos na própria cerâmica piezoelétrica em outro elemento móvel interno ao atuador, de forma que o deslocamento resultante pode ser inferido a partir da variação de resistência percebida, constituindo uma forma de metrologia indireta [3].

Piezoresistores atuam também como termoresistores, de forma que estes são normalmente dispostos em uma configuração de ponte a fim de compensar mudanças devido à temperatura ambiente [3].

Esse tipo de sensor apresenta resolução superior a 1nm para deslocamentos de até 15 μm , e banda passante de até 5 kHz, a qual é consideravelmente alta. Além disso, são compatíveis com o ambiente de vácuo, altamente compactos e apresentam o menor consumo em potência dentre os sensores disponíveis (de 0,01 a 0,05 W).

A estabilidade de posição, bem como o tempo de vida, dos sensores do tipo *strain gage* são limitadas pela qualidade do material adesivo utilizado para aderi-lo ao atuador.

2.4.2.2 Transformadores diferenciais lineares variáveis (LVDTs)

LVDTs consistem transformadores cujo núcleo magnético móvel composto por três enrolamentos, sendo um primário e dois secundários. O deslocamento do núcleo determina a quantidade de energia magnética induzida pelo enrolamento primário (alimentado por uma tensão alternada de 10 kHz) nos os enrolamentos secundários, sendo a tensão diferencial dos terminais secundários uma medida do movimento. A parte móvel do sensor é fixada na parte móvel do sistema de posicionamento e constitui um sistema de metrologia direta.

Sensores do tipo LVDT apresentam resolução de até 5 nm, com banda passante de até 1 kHz. Além disso, apresentam boa estabilidade quanto a variações de

temperatura e bom custo benefício. No entanto devem-se levar em consideração quando na seleção do tipo de sensor o fato de que esse tipo de sensor não pode ser utilizado em ambientes de alto vácuo devido à evaporação do material isolante do transformador. Outra característica que deve ser observada é o fato dos LVDTs gerarem campos magnéticos, o que pode causar interferências a depender da aplicação a qual se destina o sistema de nanoposicionamento e dos circuitos envolvidos.

2.4.2.3 Sensores capacitivos

Os sensores de posição capacitivos consistem de duas placas excitadas por uma tensão alternada. Uma das placas é fixada na estrutura do piezo-atuador enquanto a outra é conectada ao objeto a ser posicionado, como por exemplo, a plataforma móvel do piezo-posicionador. A capacitância de um sensor de placas, separadas por material isolante, semelhante ao ilustrado na Figura 25, é dada por:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d}, \quad (2.22)$$

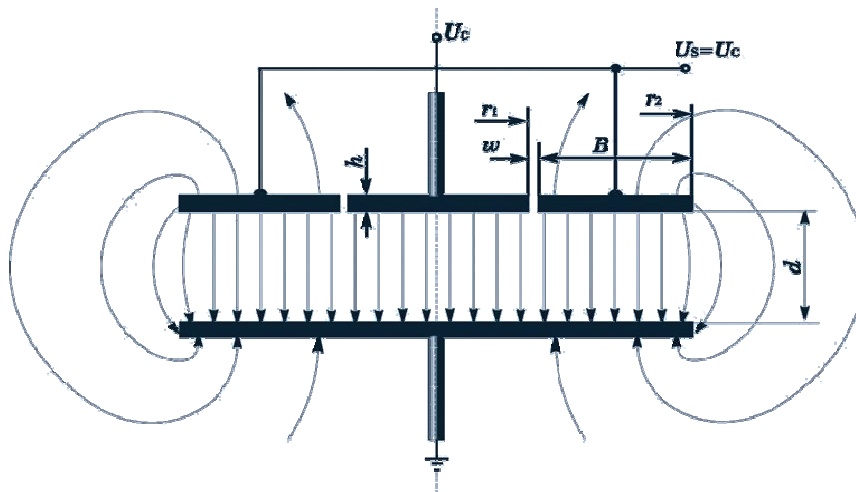


Figura 25 - Princípio de funcionamento de um sensor de posição capacitivo de duas placas.

sendo C a capacitância do sensor, d a distância entre as placas, A a área das placas e ε a constante dielétrica do material ($\varepsilon = 8,9 \cdot 10^{-12}$ F/m para o ar). Considera-se que a circunferência das placas é muito maior que a distância entre estas, de forma que o comportamento nas bordas do dispositivo pode ser desprezado. É possível medir

pequenas distâncias com grande exatidão utilizando essa técnica através da medição da capacitância do sensor [3].

Sensores capacitivos possuem resolução que pode chegar até 0,1 nm e operar em uma banda passante de até 10 kHz, possuindo assim a melhor resolução e resposta em frequência entre os sensores disponíveis comercialmente. Tais sensores possuem boa estabilidade e linearidade. Assim como os sensores LVDT, realizam a medição sem que haja contato, porém com a vantagem de não haver geração de campos magnéticos.

2.4.2.4 Sensores ópticos

Meios ópticos podem ser usados para medição de deslocamento e deformação de micro-atuadores. Em interferômetros, um laser é direcionado à superfície a ser medida, a qual deve ser constituída de material reflexivo, normalmente alumínio ou silício, e através das franjas de interferência geradas pelo cruzamento do feixe refletido com a fonte luminosa pode-se quantificar o deslocamento. [3]

A distância é obtida através da comparação do caminho percorrido por dois feixes de luz monocromática, conforme ilustrado na Figura 26. A comparação é feita através da recombinação dos feixes, a qual resultará em franjas claras ou escuras, se os feixes estiverem em fase ou fora de fase respectivamente. [8]

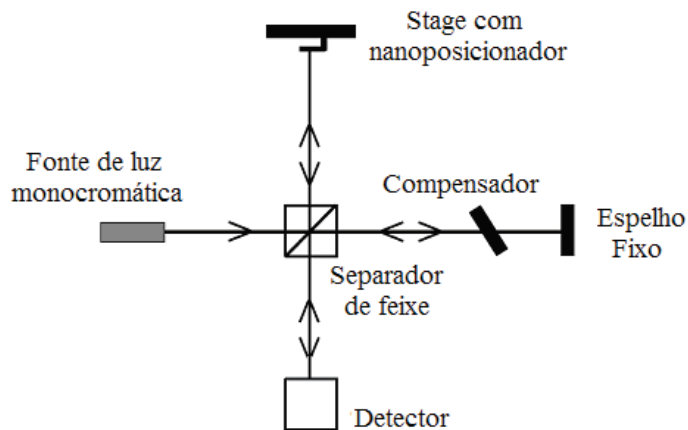


Figura 26 - Esquema de um interferômetro de Michelson.

Interferômetros são comumente empregados em microscopia de força atômica para monitorar a deflexão da sonda.

A Figura 27 ilustra outro mecanismo comumente utilizado em microscopia.

Neste o feixe refletido no *cantilever* é refletido até uma matriz de fotodiodos, de forma que um desvio na posição da superfície gera um deslocamento angular do *cantilever* e, conseqüentemente, o desvio do feixe.

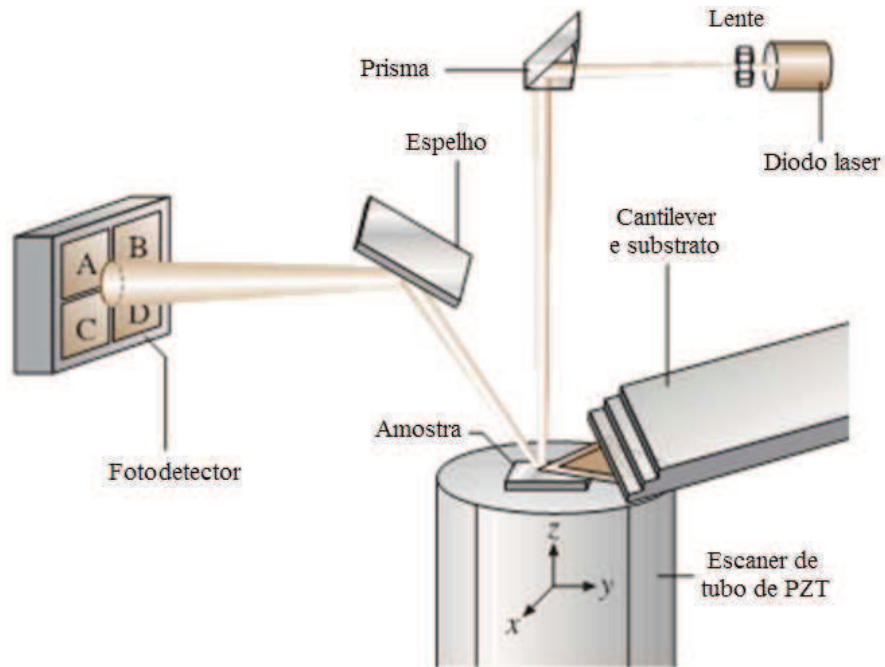


Figura 27 - Princípio de operação de um sensor óptico usado em microscopia.

A informação do desvio do laser sentida pela matriz é usada como entrada para um sistema de controle de posição da base, que ajusta a mesma de forma a manter o desvio do laser estacionário. [4]

2.5 Conclusão do capítulo

Nesse capítulo foram apresentados os principais elementos que compõem um sistema de nanoposicionamento, descrevendo-se sucintamente o fenômeno piezoelétrico, além das características mecânicas e elétricas das piezocerâmicas. A geometria de diferentes tipos de atuadores piezoatuados foi apresentada, bem como dos elementos sensores capazes de medir deslocamentos em escala nanométrica.

Foram apresentados os fenômenos básicos que caracterizam a dinâmica não-linear de sistemas piezoelétricos, dentre eles histerese e *creep*, os quais têm sua modelagem estudada no capítulo seguinte.

Capítulo 3

Modelagem de Piezoatuadores

3.1 Dinâmica linear

Um dos maiores obstáculos na obtenção de nanoposicionamento de alta velocidade em sistemas piezoatuados é a vibração induzida quando próximo ao primeiro modo ressonante do atuador. A perda de precisão no posicionamento causada por tais vibrações é geralmente pequena para operações em baixas frequências, para trajetórias de referência sem descontinuidades, sendo a banda de operação desses sistemas restrita a frequências bem menores que a de ressonância do piezoatuador. Dessa forma em aplicações de microscopia, por exemplo, a frequência de escaneamento é normalmente de 10 a 100 vezes menor que a primeira frequência de ressonância do atuador [1].

É importante notar que trajetórias de referência com derivadas descontínuas, tais como as ondas triangulares normalmente empregadas para movimentar amostras em aplicações de microscopia, apresentam um espectro amplo, se considerarmos sua decomposição em série de Fourier, podendo apresentar componentes acima da ressonância natural do sistema. Dessa forma, ainda que a frequência fundamental de um sinal triangular seja relativamente baixa, alguns de seus harmônicos de alta frequência podem excitar os modos ressonantes da planta.

O modelo da dinâmica linear dos sistemas de nanoposicionamento piezoatuados é comumente representado por sistemas de equações diferenciais (ou por suas funções de transferência) de diferentes ordens, dependendo da banda de operação do sistema, da existência de múltiplas frequências de ressonância, atrasos de fase, etc.

Na prática, entretanto, a frequência de trabalho de um piezoatuador raramente excede sua primeira frequência natural, de forma que sua dinâmica pode ser reduzida a um sistema de segunda ordem, da forma:

$$\ddot{x}(t) + 2\xi\omega_n\dot{x}(t) + \omega_n^2x(t) = v(t), \quad (3.1)$$

na qual $x(t)$ representa o deslocamento do atuador, $v(t)$ a entrada em tensão do sistema e ω_n e ζ a frequência natural e coeficiente de amortecimento do sistema, respectivamente, considerando-se um sistema livre de perturbações de entrada e saída. A aproximação da dinâmica do sistema por equações dinâmicas de segunda ordem é amplamente utilizada em pesquisas de nanoposicionamento.

O fato de os sistemas geralmente possuírem alta frequência natural e operarem em faixas bem menores que esta pode levar a modelos ainda mais simples quando utilizados para o rastreamento de sinais contínuos de frequência fixa bem conhecida, conforme apresentado em [11]. Nessas condições específicas, temos que:

$$\omega_n^2 x(t) \gg 2\zeta\omega_n \dot{x}(t) \gg \ddot{x}(t), \quad (3.2)$$

de forma que:

$$x(t) \approx \frac{v(t)}{\omega_n^2}. \quad (3.3)$$

Tal aproximação simplifica a identificação do sistema à determinação de sua frequência natural, a qual é normalmente fornecida por fabricantes dos equipamentos. Uma maneira experimental de se obter a frequência natural do sistema consiste em aplicar à sua entrada um sinal periódico de amplitude constante e cuja frequência cresce linearmente com o tempo (*chirp*). A saída do sistema é registrada, obtendo-se assim sua resposta em frequência. Analisando-se a curva obtida é possível se extrair a frequência natural do sistema como sendo aquela na qual o sistema apresentar um primeiro pico de ressonância.

Modelos de segunda ordem podem ainda ser aproximados por modelos de primeira ordem em série. Tais sistemas possuem muitas vezes um pólo rápido e outro mais lento, podendo-se desprezar os efeitos desse primeiro se for considerado um sinal de referência periódico com período fundamental bem maior que sua constante de tempo [13]. Dessa forma, a função de transferência da dinâmica do sistema, na ausência de histerese e perturbações externas, pode ser reduzida à:

$$X(s) = \frac{K}{\tau s + 1} V(s), \quad (3.4)$$

na qual $X(s)$ e $V(s)$ representam as transformadas de Laplace dos sinais de entrada e saída respectivamente, K o ganho DC da planta e τ a constante de tempo dada pelo pólo mais lento do sistema.

Há muitas vezes a necessidade de utilização de modelos mais complexos, para fins de simulação da planta real em frequências próximas ou superiores ao primeiro modo ressonante. Para tal, podem ser utilizados modelos de ordens mais altas, de forma a tornar possível a representação de picos de ressonância existentes na resposta em frequência do sistema, como apresentado em [7], no qual foi identificado um modelo de quinta ordem, [14] e [15], nos quais foram levantados modelos de quarta ordem.

3.2 Histerese

A histerese é a principal forma de não linearidade em atuadores piezoelétricos, conforme introduzido no capítulo 2. Trata-se de um efeito de memória que pode depender da taxa de variação do sinal e dos valores máximos de entrada aplicados ao sistema. Dessa forma, a resposta de um sistema com histerese depende não somente da sua entrada atual como também de seus valores passados. Muitos foram os modelos propostos para descrever a histerese, conforme evidenciado no decorrer dessa seção.

3.2.1 Modelo de Preisach

O modelo de Preisach é um modelo fenomenológico primeiramente utilizado para descrever a histerese em estudos de magnetismo e materiais ferromagnéticos, sendo posteriormente adotado por diversos trabalhos envolvendo o fenômeno da piezoeletricidade em piezocerâmicas. Esse modelo representa a histerese em piezoatuadores com excelente exatidão desde que esse último não seja submetido a esforços externos superiores a alguns poucos newtons e que se aplique uma tensão de excitação de entrada aproximadamente estática, podendo ser usado para modelagem e compensação da histerese no caso descrito [16]. Conhecido também como Modelo

Clássico de Preisach, é um dos modelos mais populares no estudo das não-linearidades de atuadores piezoelétricos e na compensação dessas, principalmente por meio da obtenção de um modelo inverso capaz de cancelar o efeito indesejado, como apresentado em [14], [17], e [18].

A restrição da utilização do modelo apenas para casos em que a entrada é aproximadamente estática motivou o desenvolvimento de modelos dinâmicos, tal qual o Modelo Dinâmico de Preisach, capaz de modelar a histerese *rate-dependent* tipicamente encontradas nos piezoatuadores, como apresentado em [16], [19]. Em [19] foi apresentada uma metodologia de modelagem para identificação do modelo em tempo real a partir de dados de operação do sistema, eliminando a tediosa tarefa de identificação do modelo de Preisach.

A Figura 28 ilustra o diagrama de entrada-saída para o mais simples operador de histerese possível, $\gamma_{\alpha\beta}$, o qual pode ser considerado como um relé de duas posições com diferentes pontos de chaveamento na subida e descida. Considerou-se aqui que a tensão de excitação de entrada só pode ser positiva a fim de que se respeite a direção de polarização da cerâmica.

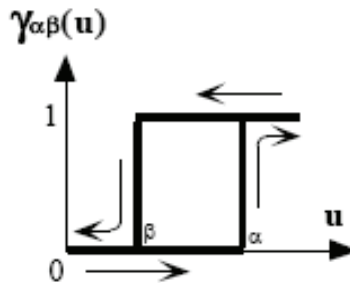


Figura 28 - Diagrama de entrada-saída do operador de histerese.

A saída do operador de histerese $\gamma_{\alpha\beta}$ pode assumir os valores 0 ou 1, α e β ($\alpha \geq \beta$) os quais representam os valores da tensão de entrada $u(t)$ para os quais ocorre o chaveamento para cima (de 0 para 1) ou para baixo (de 1 para 0), respectivamente.

A expressão que relaciona a distensão da piezocerâmica $x(t)$ com a tensão de excitação $u(t)$ nesse modelo é dada por:

$$x(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu(\alpha, \beta) \gamma_{\alpha\beta} u(t) d\alpha d\beta, \quad (3.5)$$

sendo $u_{\min} \leq u \leq u_{\max}$, $\alpha \geq \beta$, $\alpha \leq u_{\max}$ e $\beta \geq u_{\min}$, onde u_{\min} e u_{\max} representam o mínimo e máximo da tensão de entrada respectivamente. Dessa forma, o modelo pode ser visualizado como um sistema composto pela associação em paralelo de relés simples de duas posições, com diferentes pontos de chaveamento, submetidos a uma mesma tensão de entrada, tendo cada saída individual ponderada. A saída do sistema é obtida pela integração das respostas ponderadas de cada relé, conforme ilustrado na Figura 29, que representa um diagrama de blocos do modelo de Preisach.

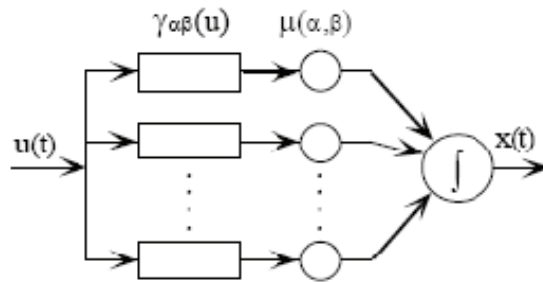


Figura 29 - Diagrama de blocos do modelo de histerese de Preisach.

3.2.2 Modelo de Prandtl-Ishlinskii

O modelo de histerese de Prandtl-Ishlinskii (PI) é um método fenomenológico para descrição de histerese de entrada/saída estática, independente da taxa de variação da entrada, com efeito de memória [11], pertencendo a classe de modelos por operadores elementares de histerese descrita matematicamente por Krasnosel'skii e Pokrovskii [20]. Pode-se considerá-lo como uma subclasse do modelo de histerese de Preisach que emprega operadores de *backlash* independentes da taxa de variação como operadores elementares.

A ideia básica consiste na modelagem da função de histerese pela superposição ponderada de vários operadores elementares, os quais diferem por um ou mais parâmetros característicos [20].

O modelo contínuo pode ser expresso como [21]:

$$y(t) = \int_0^R w(r) E_r[x](t) dr, \quad (3.6)$$

no qual $w(r)$ é uma dada função de densidade, $E_r[x]$ são operadores elementares básicos, com $r \in \Re$, $x(t)$ e $y(t)$ são os sinais de entrada e saída do modelo de histerese. No entanto, o mais comum é a utilização do modelo discreto de Prandtl-Ishlinskii, o qual consiste na conexão paralela de operadores elementares de histerese, conforme expresso pela equação (3.7):

$$y(t) = \sum_{i=0}^n w_i e_{r_i} [x](t) . \quad (3.7)$$

Dois dos mais simples operadores elementares de histerese independentes da taxa de variação utilizados no modelo PI são o os chamados *linear-play operator* (LPO) e *linear-stop operator* (LSO), dados pelas equações (3.8) e (3.9) respectivamente,

$$y(t) = p_r[x](t) , \quad (3.8)$$

$$p_r[x] = \max \{ x(t) - r, \min \{ x(t) + r, y(t-T) \} \} ,$$

$$s_r[x](t) = x(t) - p_r[x](t) , \quad (3.9)$$

nas quais $x(t)$ é o sinal de entrada do operador, $y(t)$ o sinal de saída do operador, r o limiar do valor de entrada, ou a magnitude do *backlash* do operador elementar de histerese, e T o período de amostragem. As figuras 30 e 31 mostram as curvas de entrada-saída para os operadores LPO e LSO respectivamente.

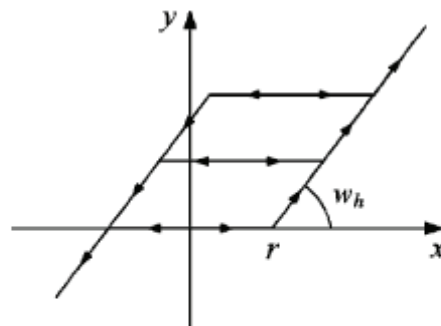


Figura 30 - Função de transferência de um operador LPO.

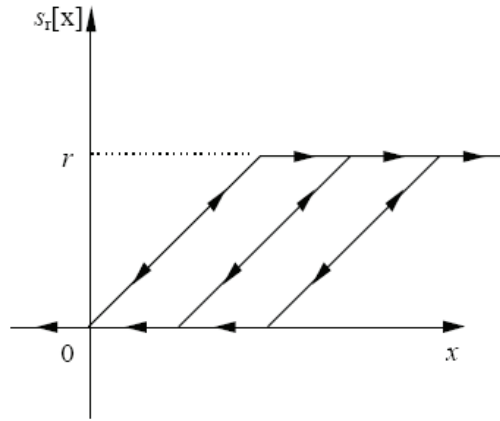


Figura 31 - Função de transferência de um operador LSO.

A modelagem exata da histerese real é obtida pela sobreposição de vários operadores elementares de histerese de mesmo tipo com diferentes limiares, como nos operadores discretos de Prandtl-Ishlinskii de tipo *play* (PIOP) e de tipo *stop* (PIOS) mostrados em (3.10) e (3.11), que utilizam como operador elementar LPOs e LSOs respectivamente.

$$\begin{aligned}
 y(t) &= H_p[x, y_0](t) = \sum_{i=1}^n w_{p_i} \cdot p_{r_i}[x](t) \\
 &= \sum_{i=0}^n w_{p_i} \max \{x(t) - r_i, \min \{x(t) + r_i, y(t - T)\}\} = p_r^T[x](t) \cdot w_p;
 \end{aligned}
 \tag{ 3.10 }$$

$$y(t) = H_s[x, y_0](t) = \sum_{i=1}^n w_{s_i} \cdot s_{r_i}[x](t) = s_r^T[x](t) \cdot w_s.
 \tag{ 3.11 }$$

Pode-se obter um modelo suficientemente preciso em tempo real com a utilização de um pequeno número de operadores elementares [20], [22] nos modelos mostrados acima. A fácil obtenção do modelo inverso da histerese de Prandtl-Ishlinskii é útil para o projeto de controladores *feedforward* [6], [20], [22], [23].

3.2.3 Modelo de Duhem

O modelo de Duhem data de 1897 e tem sido estudado em diferentes contextos por vários nomes, tais como modelo de Bouc-Wen [21], [24]-[28], de Madelung, modelo de fricção de Dahl e de LuGre [29]-[31], sendo todos estes modelos orientados

a histerese *rate independent*. Uma forma *rate independent* desse modelo foi extensivamente estudada em [32]. Em [21] este modelo é detalhado e citado como uma possibilidade para modelagem matemática de sistemas piezoelétricos com histerese. [33] estudou a utilização de Duhem para modelagem de atuadores piezoelétricos controlados via compensadores fundamentados em lógica difusa.

O modelo de Duhem baseia-se na hipótese de que a saída de um sistema com histerese só pode mudar seu comportamento quando a entrada muda de direção. Nele se deseja representar fenômenos semelhantes ao ilustrado na Figura 32 através de equações diferenciais apropriadas.

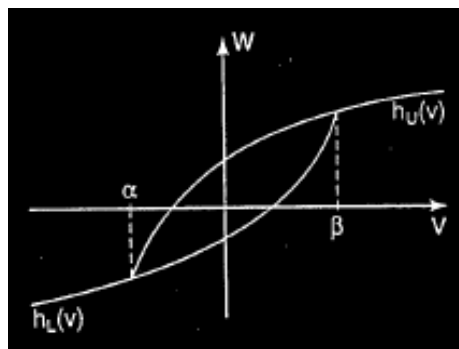


Figura 32 - Curva de histerese modelada pelo modelo de Duhem.

Em geral, para duas funções f e g apropriadas, a histerese é dada por duas famílias de curvas no plano (u,x) , sendo u a variável de entrada do sistema (tensão aplicada, no caso de um atuador piezoelétrico) e x a variável saída (deformação do atuador piezoelétrico), definidas como a solução de uma equação diferencial do tipo:

$$\dot{x}(t) = f(x,u)\dot{u}_+(t) + g(x,u)\dot{u}_-(t), \quad (3.12)$$

com:

$$\dot{u}_+(t) = \max[0, \dot{u}(t)], \quad (3.13)$$

$$\dot{u}_-(t) = \min[0, \dot{u}(t)]. \quad (3.14)$$

Coleman e Hodgdon [34] trabalharam o modelo utilizando a seguinte equação diferencial como exemplo de uma equação do tipo expressa em (2.11):

$$\dot{x}(t) = \alpha |\dot{u}(t)| [f(u) - x(t)] + \dot{u}(t)g(u), \quad (3.15)$$

na qual α é uma constante positiva. f e g são funções que devem possuir as seguintes condições necessárias e suficientes para que (3.15) represente fielmente um diagrama de histerese:

- 1) $f(\cdot)$ seccionalmente suave, crescente monotonicamente, ímpar, com $\lim_{H \rightarrow \infty} f'(H)$ finito;
- 2) $g(\cdot)$ seccionalmente contínua, par, com $\lim_{H \rightarrow \infty} g(H) = \lim_{H \rightarrow \infty} \dot{f}(H)$;
- 3) Para qualquer $u > 0$, $\dot{f}(u) > g(u) > \alpha e^{\alpha u} \int_u^{\infty} |\dot{f}(\zeta) - g(\zeta)| e^{-\alpha \zeta} d\zeta$;

De forma que a solução de (3.15) é do tipo:

$$\frac{dx(t)}{du(t)} = \alpha \operatorname{sgn}(\dot{u}) [f(u) - x(t)] + g(u), \quad (3.16)$$

a qual pode ser explicitamente resolvida para $u(t)$ seccionalmente monotônica ($\dot{u}(t) = cte$), na qual $x(u_0) = x_0$, conforme indicado em (3.17):

$$x(t) = f(u) + [x_0 - f(u_0)] e^{-\alpha(u-u_0) \operatorname{sgn} \dot{u}} + e^{-\alpha u (\operatorname{sgn} \dot{u})} \int_{u_0}^u |g(\zeta) - \dot{f}(\zeta)| e^{\alpha \zeta (\operatorname{sgn} \dot{u})} d\zeta. \quad (3.17)$$

As funções $f(\cdot)$ e $g(\cdot)$ e o parâmetro α do modelo devem ser ajustados a fim de que os resultados do modelo se ajustem aos resultados experimentais para uma histerese do tipo *rate-independent*.

3.2.4 Modelo de LuGre

Consiste em um modelo de fricção com histerese proposto em [35] e comumente utilizado para modelagem de sistemas piezoatuados [29]-[31], [36]-[37] e projeto de controladores adaptativos [29]-[31], [36]. A boa compreensão dos mecanismos

qualitativos de fricção com histerese juntamente com o fato desses terem sido completamente desenvolvidos e validados motivam o emprego do modelo de LuGre nos estudos de nanoposicionamento [29].

As equações (3.18) e (3.19)descrevem este modelo:

$$\frac{d\bar{z}}{dt} = \dot{x} - \frac{|\dot{x}|}{h(\dot{x})} \bar{z}, \quad (3.18)$$

$$F_H = \sigma_0 \bar{z} + \sigma_1 \frac{d\bar{z}}{dt} + \sigma_2 \dot{x}, \quad (3.19)$$

nas quais F_H representa a função de fricção com histerese, \bar{z} é interpretado como a força de contato média aplicada, \dot{x} denota a velocidade relativa entre duas superfícies de contato, σ_0 , σ_1 e σ_2 são constantes positivas desconhecidas, interpretadas como rigidez, amortecimento e coeficiente de amortecimento viscoso, respectivamente. $h(\dot{x})$ denota a curva de efeito Stribeck, dada por:

$$h(\dot{x}) = \frac{1}{\sigma_0} \left[f_c + (f_s - f_c) e^{-(\dot{x}/\dot{x}_s)^2} \right], \quad (3.20)$$

na qual f_c é a força de fricção de Coulomb, f_s é a força de atrito estático e \dot{x}_s é a velocidade de Stribeck. O estado de fricção interna \bar{z} geralmente é limitado, o que implica em $h(\dot{x})$ limitado.

A função de fricção com histerese é obtida substituindo-se (3.18) em (3.19):

$$F_H = \sigma_0 \bar{z} - \sigma_1 \frac{1}{h(\dot{x})} \bar{z} |\dot{x}| + (\sigma_1 + \sigma_2) \dot{x}. \quad (3.21)$$

Nota-se pelo último termo da equação (3.21) que a força de histerese é diretamente proporcional à frequência do movimento, o que faz com que a histerese seja mais pronunciada em frequência elevadas.

Quando aplicado a piezoatuadores o modelo de fricção com histerese é normalmente combinado com uma equação dinâmica geral para se representar a dinâmica completa do movimento do posicionador com um grau de liberdade, como

mostrado na Figura 33.

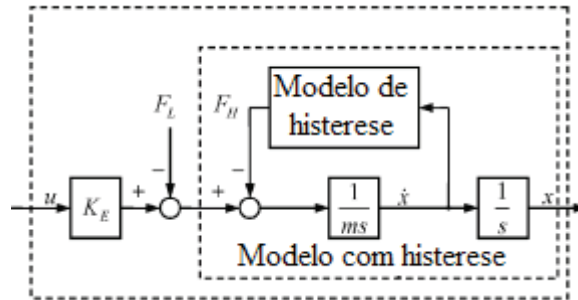


Figura 33 - Modelo de um mecanismo piezoatuado com histerese.

A viabilidade do modelo de LuGre tem sido demonstrada por análises teóricas, resultados simulados e experimentais [30], podendo-se modelar o efeito de histerese em piezoatuadores pelo ajuste dos parâmetros do modelo.

3.2.5 Modelo de Maxwell

O modelo de histerese de Maxwell, desenvolvido pelo matemático e físico C. Maxwell em meados do século XIX, considera a histerese como sendo o resultado do armazenamento de energia acoplado a uma dissipação, modelando o sistema como a combinação de molas ideais, que representam um armazenamento puro de energia, acopladas a elementos de massa nula com fricção de Coulomb, que representam a dissipação de energia.

Apesar de basear-se em elementos da mecânica clássica, o modelo não se restringe ao domínio da mecânica, podendo representar o fenômeno da histerese de outros domínios físicos, como no caso das cerâmicas piezoelétricas [38].

A Figura 34 ilustra tal estrutura mecânica para um único elemento massa-mola. O comportamento desse elemento pode ser descrito por:

$$F = \begin{cases} i(x - x_b) & \text{se } |k(x - x_b)| < f \\ f \cdot \text{sgn}(\dot{x}) & \text{e } x_b = x - \frac{f}{k} \text{sgn}(\dot{x}) \text{ caso contrário,} \end{cases} \quad (3.22)$$

sendo x o deslocamento de entrada, F a força de saída, k a rigidez da mola, f a

força de atrito estático do bloco e x_b a posição do bloco. A equação descrita em (3.22)
exibe um comportamento de histerese rudimentar, conforme ilustrado na Figura 34. A
justaposição de vários dos elementos descritos em paralelo, com diferentes forças de
atrito estático e rigidez, submetidos a um mesmo deslocamento de entrada, geram uma
aproximação linear de uma curva de histerese, conforme ilustrado na Figura 35, dada
pela equação (3.23) para n elementos massa-mola.

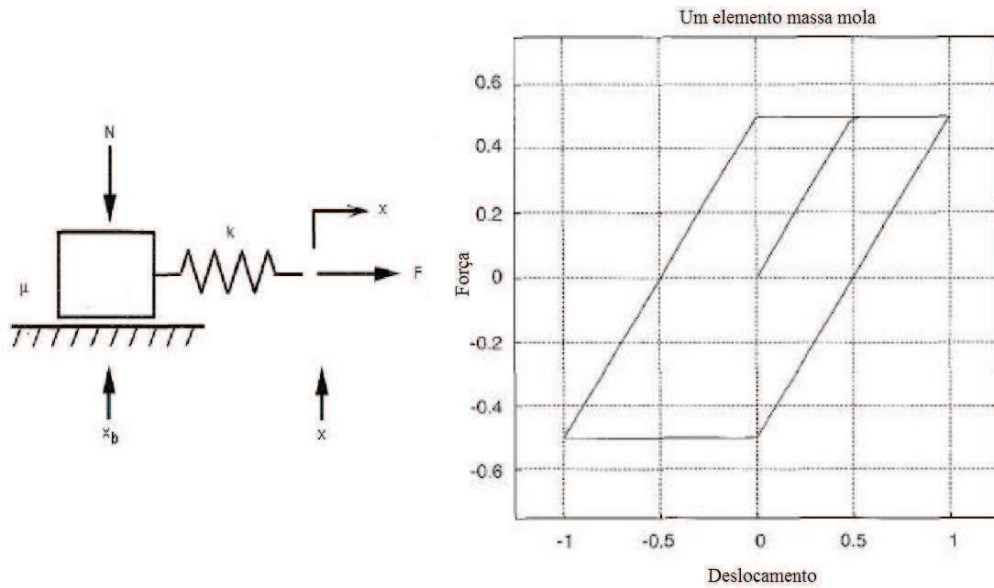


Figura 34 - Comportamento força-deslocamento para um único elemento elástico.

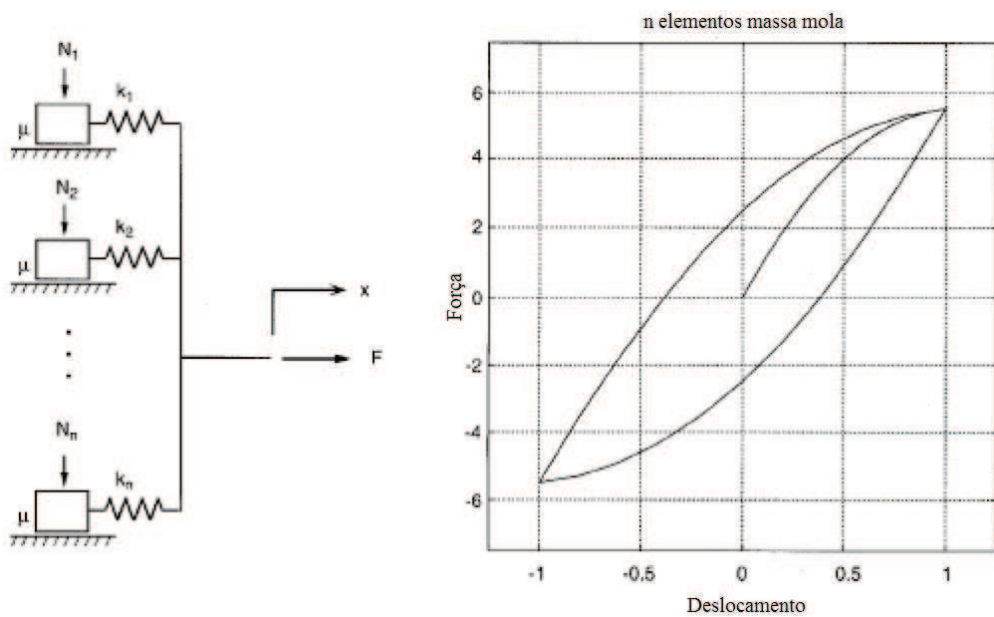


Figura 35 - Comportamento força-deslocamento para vários elementos elásticos.

$$F_i = \begin{cases} k_i(x - x_{b_i}) & \text{se } |k_i(x - x_{b_i})| < f_i \\ f_i \cdot \text{sgn}(\dot{x}) & \text{e } x_{b_i} = x - \frac{f_i}{k_i} \text{sgn}(\dot{x}) \text{ casos contrário,} \end{cases} \quad (3.23)$$

$$F = \sum_{i=1}^n F_i ,$$

sendo x o deslocamento de entrada, F a força de saída, f_i a força de atrito estático do i -ésimo elemento, k_i a rigidez da i -ésima mola e x_{b_i} a posição do i -ésimo elemento de massa nula.

Podem-se obter os parâmetros do modelo ajustando-se uma curva de subida de histerese por n segmentos de reta, sendo cada elemento massa-mola responsável por um dos segmentos, resultando na utilização de n elementos e um total de $2n$ parâmetros. Uma vez que o modelo de Maxwell é uma aproximação linear por partes, aumentando-se o número de elementos aumenta-se a exatidão do modelo.

O modelo de Maxwell foi utilizado em [38] para modelar um atuador PZT composto por uma pilha de cerâmicas piezoelétricas, no qual se obteve um modelo que relaciona o deslocamento do ponto final do atuador à tensão de entrada e a carga elétrica acumulada entre as placas das cerâmicas.

3.2.6 Modelo de Bouc-Wen

O modelo de Bouc-Wen para histerese não-linear tem sido utilizado com sucesso por vários pesquisadores [21], [24] por representar a histerese na forma de uma equação diferencial não linear, facilitando a tarefa de simulação e modelagem do sistema. Proposto originalmente por R. Bouc em 1967 e posteriormente generalizado por Y. K. Wen e outros pesquisadores, apresenta quatro parâmetros que determinam a forma das curvas de histerese do sistema modelado. Nele a histerese é representada por uma equação diferencial, semelhante à dinâmica de um sistema massa-mola com amortecedor viscoso, que relaciona a força restauradora com a deformação da massa.

A dinâmica do movimento do sistema com histerese de Bouc-Wen é dada por:

$$\ddot{x} = f(x, \dot{x}, z, u) = u - 2\xi\omega_n\dot{x} - \alpha\omega_n^2x - (1 - \alpha)\omega_n^2z, \quad (3.24)$$

sendo:

x = posição da massa

z = variável de histerese

u = força de excitação normalizada (N/kg)

ξ = fator de amortecimento viscoso elástico linear ($0 \leq \xi \leq 1$)

α = fator de rigidez ($0 \leq \alpha \leq 1$)

ω_n = frequência pseudo-natural do sistema (rad/s)

A variável de histerese z é proporcional à força restauradora agindo no oscilador, sendo dada pela equação diferencial não-linear de primeira ordem:

$$\dot{z} = ax - \beta\dot{x}|z|^n - \gamma|\dot{x}|z|^{n-1}z, \quad (3.25)$$

som:

a = parâmetro de controle da amplitude da histerese

β, γ, n = parâmetros de controle de forma da histerese ($n \geq 1$)

A variável de histerese z é um deslocamento fictício relacionado com o deslocamento real x que leva em conta a dependência linear da força restauradora não apenas no valor do deslocamento atual, como também na história passada do movimento. Os parâmetros a, n, β, γ determinam a escala e o formato da curva de histerese. Para $n = 1$, (3.25) torna-se uma equação diferencial ordinária a qual pode ser resolvida de acordo com os sinais de \dot{x} e z . À medida que n tende a infinito, os *loops* de histerese irão convergir para a curva dada por:

$$\dot{z} = \frac{1}{2}\dot{x}[\text{sgn}(z+a) - \text{sgn}(z-a)]. \quad (3.26)$$

Diferentes combinações desses parâmetros levam à diferentes formas dos *loops* de histerese, como observado na Figura 36.

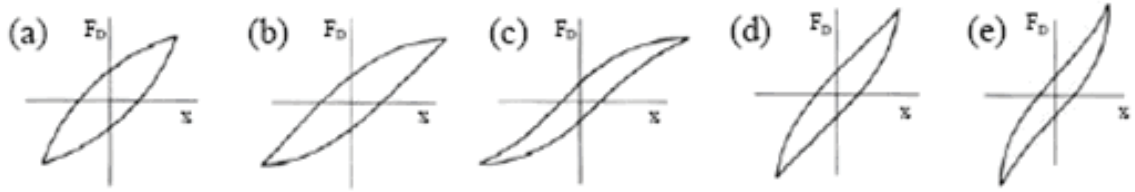


Figura 36 - *Loops de histerese obtidos variando-se β e γ com $n = 1$; (a) $\beta + \gamma > 0, \beta - \gamma < 0$; (b) $\beta + \gamma > 0, \beta - \gamma = 0$; (c) $\beta + \gamma > \beta - \gamma > 0$; (d) $\beta + \gamma = 0, \beta - \gamma < 0$; (e) $\beta - \gamma < \beta + \gamma < 0$.*

As equações (3.24) e (3.25), quando aplicadas à modelagem de sistemas atuados por piezoelétricos [25]-[28], [39], são frequentemente reescritas na forma:

$$m\ddot{x} + b\dot{x} + kx + d_x = k(ru - z) + kx_0, \quad (3.27)$$

$$\dot{z} = a\dot{u} - \beta|\dot{z}|^n - \gamma|\dot{z}|^{n-1}z, \quad (3.28)$$

na qual se considera que a variação de posição é dada apenas em função do sinal de entrada aplicado ($\dot{x} = c\dot{u}$), sendo m , b e k , a massa, coeficiente de amortecimento e coeficiente de elasticidade, respectivamente, x_0 é o deslocamento inicial para $u = 0$, d_x é a perturbação na posição devido à inclusão de uma carga externamente montada no atuador e r é a razão de deslocamento por tensão de entrada aplicada no piezoelétrico. a , n , β , γ são parâmetros que determinam a forma e amplitude das curvas de histerese.

3.3 Creep

O *creep*, conforme citado no capítulo 2, é uma propriedade indesejável em piezoatuadores resultante do efeito da polarização dos cristais da piezocerâmica que se pronuncia quando aplicados sinais de tensão em baixa frequência, podendo resultar em perda significativa de precisão no posicionamento quando se deseja manter a posição do atuador fixa por longos períodos de tempo fora da origem [1]. A definição de *creep* vem originalmente dos estudos de mecânica dos sólidos, onde é usada para descrever a deformação de um corpo devido à aplicação súbita de uma carga mecânica, sendo posteriormente estudada nos campos do ferromagnetismo e da ferroeletricidade.

Quando há mudança na tensão aplicada à cerâmica os cristais tendem a se polarizar, alinhando-se rapidamente com o campo elétrico. No entanto essa polarização continua a crescer com o tempo, resultando em uma deformação lenta depois que a

mudança do sinal aplicado é completada, que faz com que haja uma pequena deformação após um tempo considerável da aplicação da tensão de operação.

Os efeitos do *creep* associam-se a não-linearidade introduzida pela histerese e a dinâmica linear do atuador, dificultando a obtenção de seu comportamento isoladamente. Para tal são realizados experimentos com pequena amplitude do movimento, a fim de minimizar os efeitos da histerese, e baixas frequências para eliminar os efeitos da vibração [22]. A saída do atuador é medida por longos períodos de tempo, na ordem de minutos, para que o efeito do *creep* torne-se perceptível.

3.3.1 Modelo de *creep* não-linear

Um dos modelos utilizados para descrever o *creep* baseia-se na aproximação do efeito pela equação não-linear [40], [41]:

$$y(t) = y_0 \left[1 + \gamma \log \left(\frac{t}{t_0} \right) \right], \quad (3.29)$$

na qual t_0 representa o tempo a partir do qual o efeito do *creep* começa a ser aparente após a mudança na tensão de operação aplicada, y_0 é a distensão do atuador no instante t_0 , γ é a taxa de deformação, a qual pode ser identificada pela observação da resposta ao degrau do atuador [1]. Uma das dificuldades deste modelo é a escolha do tempo t_0 , o qual influencia na escolha do parâmetro γ . Outro problema visível é o fato do modelo não ser válido quando a razão t/t_0 é muito pequena nem quando o tempo t tende a infinito, situações nas quais a saída y torna-se ilimitada.

3.3.2 Modelo linear do *creep*

O modelo linear do *creep* foi proposto inicialmente para modelar o *creep* em sistemas mecânicos, sendo representado pela conexão de várias molas e amortecedores [14], conforme denotado pela expressão abaixo e ilustrado na Figura 37:

$$\frac{X(s)}{U(s)} = G_c(s) = \frac{1}{k_0} + \sum_{i=1}^N \frac{1}{c_i s + k_i}, \quad (3.30)$$

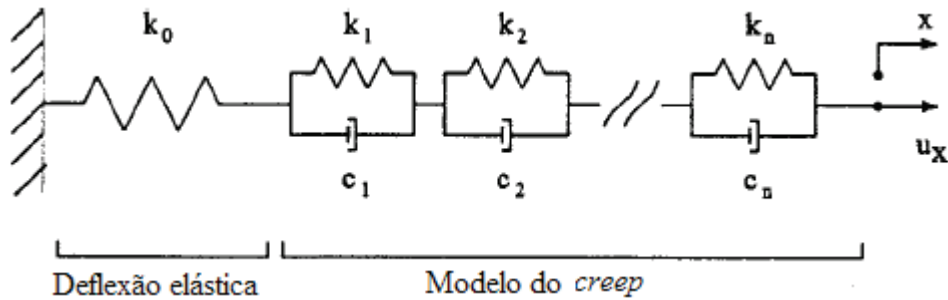


Figura 37 - Modelo de *creep* visco elástico.

nas quais $X(s)$ e $U(s)$ são o deslocamento e a tensão de entrada respectivamente. O comportamento do atuador em baixas frequências é dado por k_0 , k_i e c_i são as constantes de amortecimento para cada um dos N elementos mola-amortecedor. [14] considerou que $N = 3$ é suficiente para que o sistema represente o *creep* com exatidão razoável. Por ser baseado em frequência o modelo facilita a obtenção de um controlador que compense a função de transferência do *creep* [1]. A possibilidade de associar-se o modelo em cascata com o modelo de histerese e a dinâmica vibracional do atuador constitui outra de suas vantagens.

A Figura 38, apresentada em [22], mostra dados medidos experimentalmente e a curva de *creep* prevista pelo modelo.

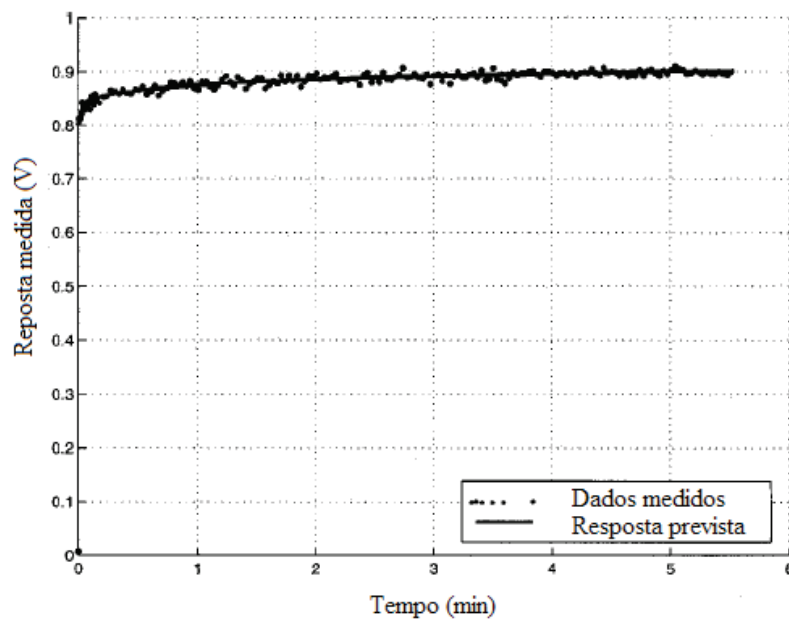


Figura 38 - Comparação da resposta medida e simulada do *creep*.

3.3.3 Modelo por operadores de *creep* lineares complexos

Foi proposto em [22] a representação do *creep* pela superposição de vários operadores de *creep* linear complexo, conforme representado pelas expressões (3.31) e (3.32):

$$y_c(t) = L[x(t)] = \sum_{j=1}^m c_j \cdot l_{\lambda_j} [x(t), z_{\lambda_j}(t_0)], \quad (3.31)$$

$$z_{\lambda}(t) = l_{\lambda} L[x(t), z_{\lambda}(t_0)] = e^{\lambda(t-t_0)} \cdot z_{\lambda}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{\lambda(t-\tau)} \cdot \lambda \cdot x(\tau) d\tau, \quad (3.32)$$

com diferentes valores de λ para cada operador, os quais representam a solução analítica de uma equação diferencial linear de primeira ordem com estado inicial $z_{\lambda}(t_0)$. O modelo descreve com exatidão o comportamento do *creep* após uma excitação por um degrau de um piezoatuador que esteja em uma posição inicial conhecida, porém é falho quando se leva em consideração a história passada do sinal de entrada. A solução para esse problema foi proposta por [22], na qual se considerou a reação do sistema como sendo composta por uma parte direta e uma em atraso, conforme ilustrado na Figura 39.

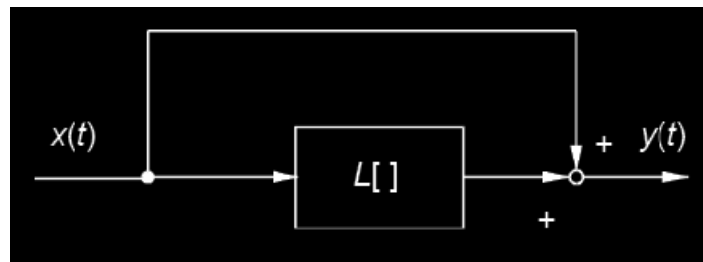


Figura 39- Modelo de *creep* composto por um termo direto e um termo em atraso.

3.4 Conclusão do capítulo

Diferentes métodos para se modelar uma planta piezoatuada foram apresentados nesse capítulo, o qual resumiu alguns dos principais métodos de modelagem da dinâmica linear do sistema, de sua histerese e *creep*.

A utilização de um modelo adequado para a planta, além de permitir a realização

de simulações, possibilita o desenvolvimento de algoritmos de controle baseados na estrutura do sistema, conforme será mostrado no capítulo 4.

Capítulo 4

Controle de Sistemas de Nanoposicionamento

Neste capítulo são mostradas algumas das principais estratégias de controle exploradas na literatura para lidar com sistemas de nanoposicionamento e suas não linearidades, apresentando-se uma breve descrição dos controladores e dos resultados obtidos com esses.

4.1 Controle realimentado

4.1.1 PID

A utilização de um sistema realimentado através de controladores PID foi a primeira abordagem estudada para contornar os problemas existentes em atuadores piezoelétricos, principalmente aplicados à microscopia, os quais até então dependiam da utilização de softwares de pós-processamento de dados [42]. Essa estratégia de controle, representada pelo diagrama de blocos da Figura 40, é idealmente dada pela seguinte equação:

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt}, \quad (4.1)$$

sendo $e(t) = x_d(t) - x(t)$ o erro de posição e u o sinal de controle do sistema. A função de transferência $G_C(s)$ do controlador é obtida através da transformada de Laplace:

$$G_C(s) = \frac{E(s)}{U(s)} = \left(K_P + \frac{K_I}{s} + sK_D \right), \quad (4.2)$$

sendo $E(s)$ e $U(s)$ as transformadas de Laplace do erro e do sinal de controle, respectivamente.

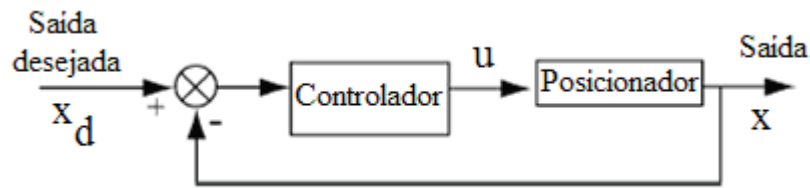


Figura 40 - Diagrama de blocos de uma malha de controle realimentada.

O controle preciso pode ser obtido para trajetórias de altas frequências, desde que os ganhos sejam altos o suficiente para superar o erro induzido pela vibração da estrutura dos atuadores piezoelétricos. No entanto os atuadores tendem a apresentar margem de ganho pequena, o que limita os ganhos, podendo levar o sistema a instabilidade [1]. Assim, a utilização de controladores clássicos no controle de sistemas de nanoposicionamento tende a ser ineficiente quando as aplicações exigem altas frequências de saída [1].

4.1.2 Compensação Avanço-atraso (*Lead-Lag*)

A compensação avanço-atraso (*lead-lag*) é uma técnica bem conhecida para se melhorar a resposta transitória e erro em regime permanente, sem que haja aumento de ganho do *loop* direto. Consiste da junção de um compensador em avanço, capaz de aumentar a largura de faixa do sistema, melhorando assim sua velocidade de resposta, com um compensador em atraso, capaz de melhorar o desempenho em regime permanente [43]. O controlador é da forma:

$$G_C(s) = K \left(\frac{1 + \alpha T_\alpha s}{1 + T_\alpha s} \right) \left(\frac{1 + \beta T_\beta s}{1 + T_\beta s} \right). \quad (4.3)$$

Um controlador *lead-lag* foi testado experimentalmente em [42] para o controle de um *scanner* composto por um atuador de tubo, mostrado no capítulo 2, sendo capaz de atenuar o problema do *creep* e da histerese em malha fechada, porém sendo ineficiente na redução das vibrações induzidas pela dinâmica do sistema. Em [17] um controlador *lead-lag* em cascata com um PD foi projetado utilizando a alocação de

pólos e zero pelo lugar das raízes. Assim, foi possível aumentar o amortecimento e a exatidão do sistema, porém o controlador não foi capaz de eliminar as não-linearidades introduzidas pela histerese.

4.2 Controle antecipatório

4.2.1 Sistema inverso em malha aberta

Essa estratégia de controle consiste na utilização de um sistema que modele o inverso da dinâmica da planta a ser controlada, dessa forma há um cancelamento das funções de transferência da planta e do controlador, conforme ilustrado na Figura 41, na qual $\Gamma_a[]$ representa a função de transferência da planta e $\Gamma_a^{-1}[]$ o seu inverso.

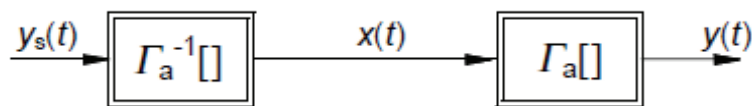


Figura 41 - Diagrama de blocos de um sistema inverso em malha aberta.

Um sistema de controle inverso em malha aberta foi proposto em [33], no qual $\Gamma_a[]$ foi modelado como uma composição de histerese, dada pelo modelo de Pradtl-Ishlinskii, e *creep*, representado através de um modelo de *creep* linear. Uma vez obtido o modelo direto, um algoritmo foi desenvolvido para obtenção de $\Gamma_a^{-1}[]$ iterativamente.

Em [23] foi apresentada uma implementação numérica do modelo inverso, obtendo-se a redução do erro em uma ordem de grandeza. [14] apresentou um controle no qual o sistema foi dividido entre *creep*, vibração e histerese, sendo cada parcela invertida independentemente conforme ilustrado na Figura 42.

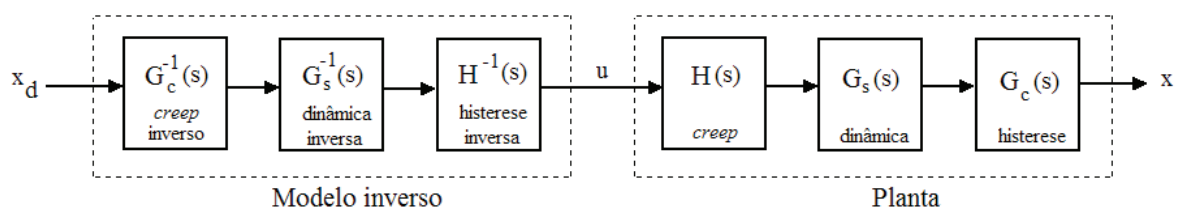


Figura 42 - Diagrama de blocos de um sistema inverso, representado pelos modelos inversos do *creep*, vibração e histerese.

Para tal foram feitas considerações sobre as condições em que cada não-linearidade pode ser considerada desprezível, possibilitando assim a obtenção dos modelos. Para obtenção da função de transferência $G_{cx}(s)$ foram aplicados ao sistema sinais de pequena amplitude e baixa frequência, de forma a tornar a histerese e a vibração negligenciáveis. Para $G_{sx}(s)$ mantiveram-se sinais de baixa amplitude, porém em frequência mais alta, de forma a eliminar a participação do *creep* na resposta do sistema. No entanto não há sinal que excite $H(s)$ independente de $G_{cx}(s)$. Para realizar o desacoplamento entre histerese e *creep*, [14] utilizou $G_{cx}^{-1}(s)$ para filtra os dados de saída do sistema quando aplicado um sinal de baixa frequência, de modo que a participação da vibração não seja relevante.

[7] apresentou um controlador linear em malha aberta obtido utilizando a minimização da norma H_∞ com aplicações em SPM, para o qual se obteve uma velocidade de varredura 15 vezes superior aquela obtida por controle *feedback* tradicional.

De forma geral o efeito da histerese é de difícil modelagem e seus parâmetros não são facilmente quantificáveis conforme mostrado no capítulo 3, o que faz com que um posicionamento exato não possa ser garantido através da compensação em malha aberta [44]. Os parâmetros do sistema devem ser precisamente obtidos experimentalmente, sendo a resposta do sistema susceptível a erros de modelagem e distúrbios não quantificados nos modelos utilizados.

4.2.2 Controle antecipatório com realimentação

O uso de *feedforward* pode melhorar a rastreabilidade do sinal de saída em relação ao sinal de referência. Essa estratégia geralmente divide o controlador em duas partes (Figura 43): uma parte de *feedback* (tipicamente um controlador PID) e outra *feedforward*, podendo esta última ser dada pelo modelo inverso da dinâmica do posicionador ou da histerese.

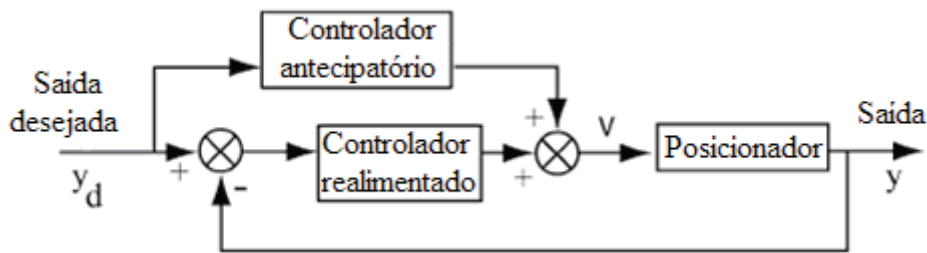


Figura 43 - Diagrama de blocos de uma malha de controle *feedback* com termo *feedforward*.

A maioria dos métodos de *feedforward* propostos visam lidar com a histerese dos piezoatuadores, usando para isso o modelo inverso dessa não linearidade. O projeto do controlador consiste primeiramente na obtenção de um modelo matemático inverso da histerese. O sinal de referência é injetado no modelo e a saída do mesmo é passada para a planta física, a qual, na ausência de perturbações, seguirá perfeitamente o sinal de desejado [1].

Nesse esquema de controle efeitos como o *creep* e a dinâmica do atuador são desprezados, sendo esses tratados como uma perturbação a ser corrigida pelo controle realimentado. A combinação do controle *feedback* com o termo *feedforward* apresenta melhores características de rastreamento do sinal de referência que no uso de um controlador com apenas um desses dois termos [45].

O problema nessa estratégia de controle consiste na caracterização do modelo inverso a ser usado pelo controlador *feedforward* e na sensibilidade do sistema a variação de parâmetros, o que leva a necessidade de termo de *feedback* a fim de corrigir os erros de modelagem e perturbações não modeladas [1].

Inúmeros trabalhos apresentam diferentes abordagens para implementação dessa estratégia de controle. Um controle *feedforward* foi primeiramente proposto em [45], utilizando o modelo de histerese de Preisach e um PID convencional devidamente sintonizado através do método de sintonia de Ziegler-Nichols, demonstrando-se a validade do controle apenas para sinais de referência periódicos de amplitude constante. [46] propôs um controlador *feedback + feedforward* semelhante, porém com obtenção do modelo de histerese através de algoritmo genético, o qual alcançou exatidão da ordem de 10 nm. Em [17] o controlador PID clássico do bloco *feedback* foi substituído por um controlador *lead-lag/PD*, o que possibilitou uma redução de 50 a 70% no erro através da adição da parcela *feedforward* ao controle realimento.

Em [47] foi utilizado como parcela *feedforward* o inverso da dinâmica do sistema piezoatuado. Nesse servo-controle o *creep* e a histerese foram considerados como perturbações atenuadas pelo controle *feedback*.

Os controladores *feedforward* apresentados na literatura apresentam um aumento na largura de banda em relação ao controle realimentado tradicional, apresentando margem de ganho consideravelmente melhor, o que permite o aumento substancial da exatidão no posicionamento em altas frequências [48].

4.3 Controle H_∞

A utilização do controle H_∞ aplicado a sistemas de micro/nanoposicionamento foi primeiramente apresentada em [42], o qual observou melhor característica de rastreamento e redução de altas frequências indesejadas que outras estratégias de controle empregadas até então, porém apresentando desempenho pobre para trajetórias descontínuas.

Em [41] foi apresentada a implementação de um controlador H_∞ aplicado a um sistema de nanoposicionamento unidimensional, demonstrando-se melhoras substanciais na velocidade e precisão de posicionamento em relação ao controle PI, eliminando efeitos não-lineares indesejáveis do atuador. Um controlador H_∞ foi proposto em [15] para se obter melhor desempenho e robustez simultaneamente em aplicações de nanoposicionamento onde a caracterização das incertezas não é fornecida a priori.

4.4 Controle Iterativo e Adaptativo

Estratégias de controle iterativo tais como controle adaptativo, podem ser utilizadas para melhorar os desempenhos de servo-sistemas projetados para rastrear sinais periódicos, como em sistemas de microscopia de força atômica (AFM) [1].

Uma estratégia de controle adaptativo inverso foi apresentada em [22] e [20] com a finalidade de eliminar a histerese da função de transdutores piezoelétricos. O controlador é composto pela sobreposição de elementos de histerese PIOS, conforme apresentado na Figura 31, cujos pesos são observados e identificados durante a operação por uma lei de controle adaptativa, possibilitando a redução do erro de linearidade

causado pela histerese em uma ordem de magnitude. A Figura 44 apresenta um diagrama de blocos do sistema proposto, no qual $H[]$ representa a função de transferência do atuador com histerese e $H^{-1}[]$ representa a função de transferência inversa dessa não-linearidade, a qual é calculada iterativamente pelo algoritmo.

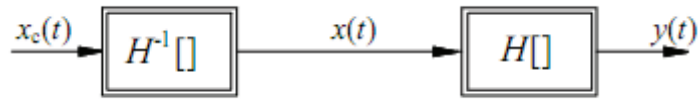


Figura 44 - Diagrama de blocos de um controle iterativo para eliminação da histerese.

[49] apresentou um método iterativo de controle baseado na obtenção do modelo inverso da planta (*Inversion Based Iterative Control – IIC*), a fim de reduzir o erro de posicionamento causado pelo acoplamento entre os eixos x - y a níveis proporcionais ao ruído de medição do sistema. Um estudo foi apresentado posteriormente em [50] mostrando o acoplamento do movimento no plano x - y sobre a posição ao longo do eixo z e apresentando novos resultados. Implementações de um controlador *IIC* foram apresentadas em [51] para compensação da histerese e do efeito dinâmico de um piezoatuador e em [52] para eliminação da histerese e do *creep*, sendo os resultados experimentais comparadas aos obtidos com um controlador PI. O diagrama de blocos deste último é apresentado na Figura 45.

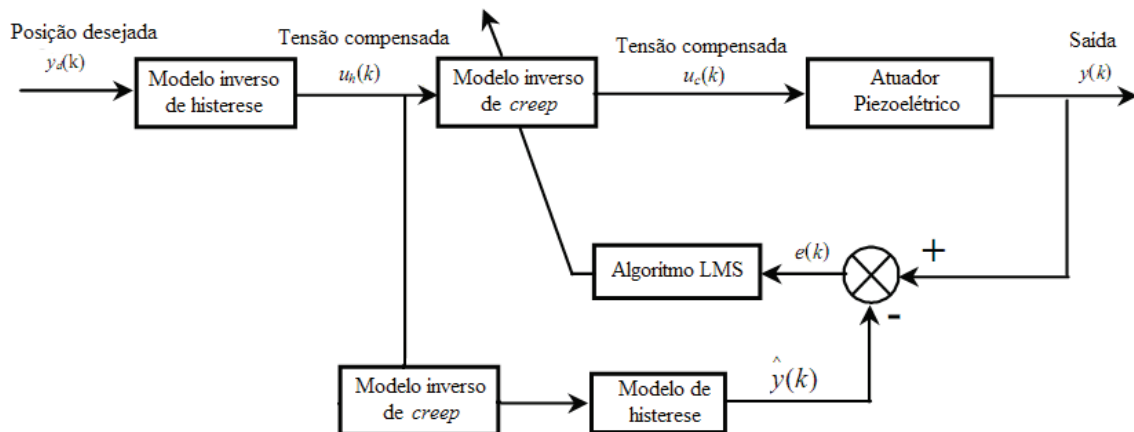


Figura 45 - Controle iterativo para eliminação do *creep* e da histerese em piezoatuadores.

Um controlador adaptativo de posição com modelo de histerese foi estudado em [30]. Nele um modelo por equações diferenciais foi proposto para descrever o movimento do sistema com histerese parametrizada, a partir do qual se projetou um

algoritmo de adaptação da função de histerese e de um parâmetro de incerteza combinada. O diagrama de blocos da Figura 46 ilustra a estratégia de controle desenvolvida.

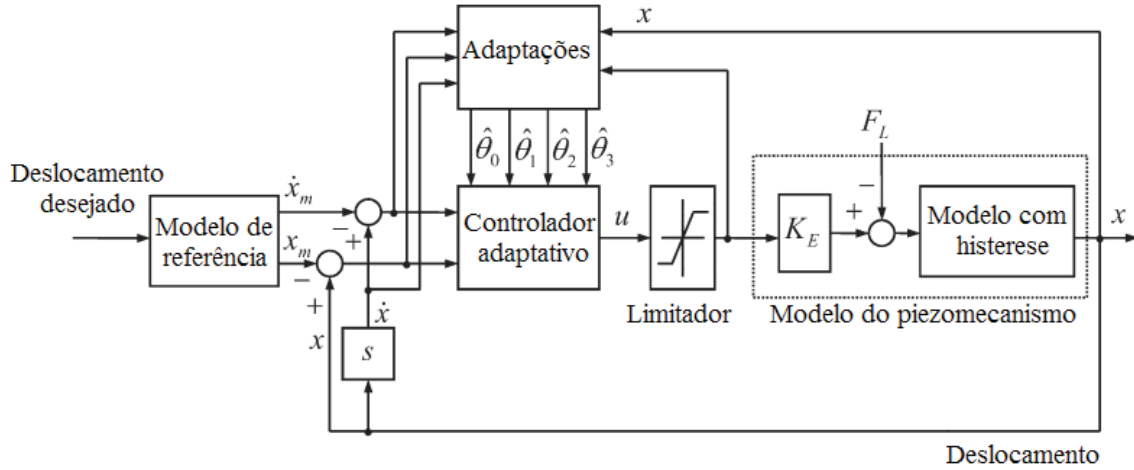


Figura 46 - Diagrama de blocos de um controlador adaptativo com modelagem de histerese.

Um controle adaptativo com estimação e compensação de histerese utilizando redes neurais *fuzzy* recorrentes (RFNN) foi proposto em [29] como uma melhoria ao esquema apresentado por [30], na qual uma RFNN foi adotada para observar e adaptar o parâmetro da incerteza do controlador adaptativo *on-line*. A Figura 47 apresenta a arquitetura do sistema em malha fechada.

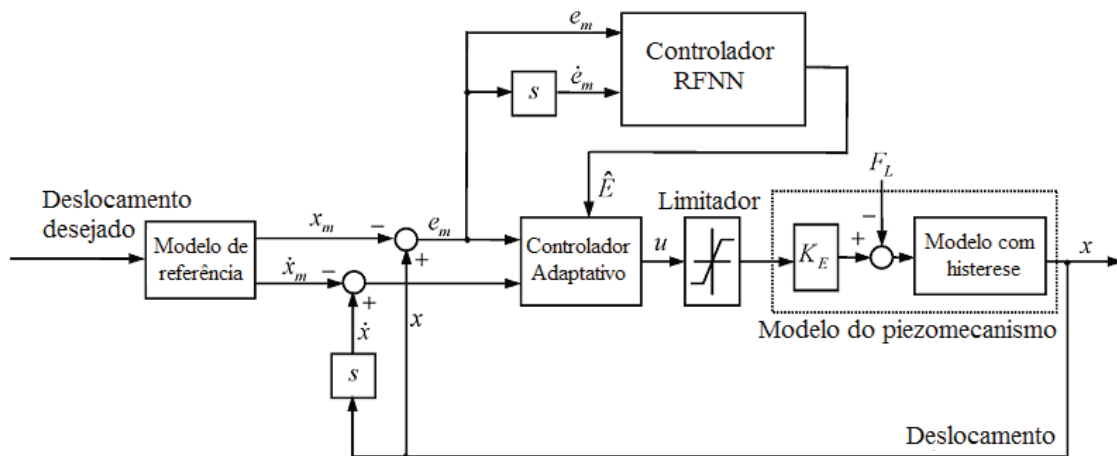


Figura 47 - Diagrama de blocos de um controlador adaptativo com RFNN.

A utilização de lógica *fuzzy* associada a controladores adaptativos também pode ser observada em [33], no qual um compensador é projetado para eliminar os efeitos da histerese através de métodos de lógica *fuzzy*.

Outra abordagem para o problema foi proposta em [31], no qual um controlador adaptativo com redes neurais *wavelet* (*Adaptive Wavelet Neural Network - AWNN*) foi empregado para aproximar a parte de incertezas na dinâmica do mecanismo de piezo-posicionamento. Um algoritmo de aprendizagem online para adaptação dos parâmetros da WNN foi apresentado, sendo sua estabilidade garantida pelo teorema de estabilidade de Lyapunov. A Figura 48 apresenta uma representação em diagrama de blocos do controlador apresentado.

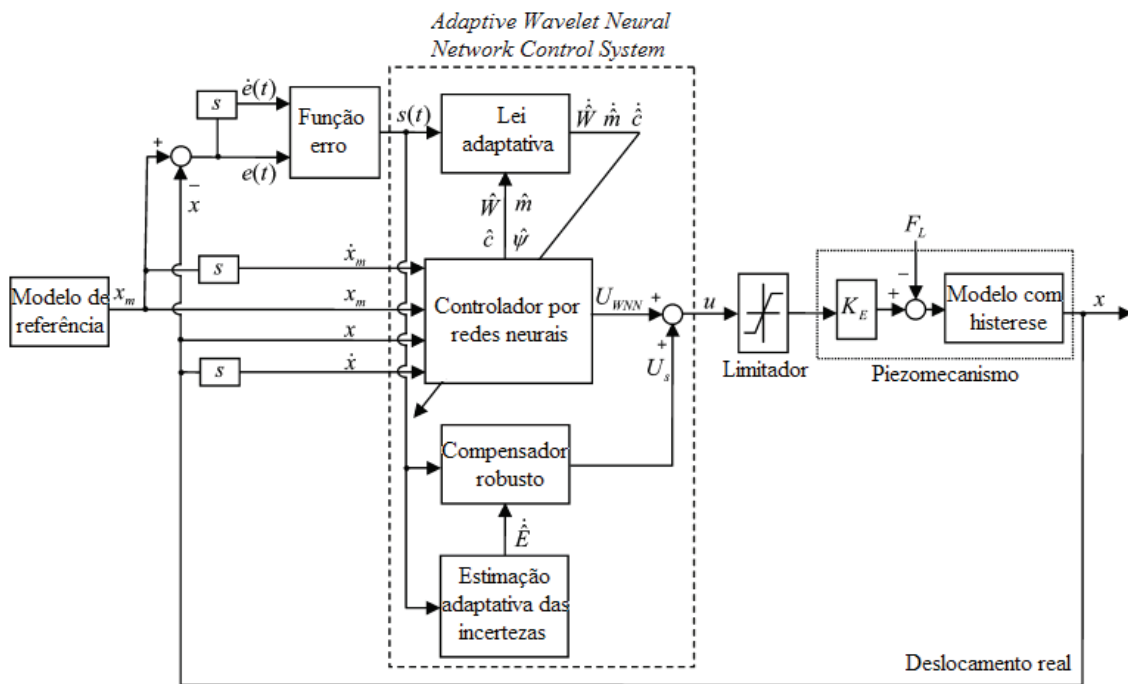


Figura 48 - Diagrama de blocos de controlador adaptativo AWNN.

Em [47] e [53] foram propostos controladores adaptativos com modos deslizantes para servo-controle de um piezoatuador, a fim de superar os problemas da incerteza dos parâmetros do sistema, não-linearidades, acoplamento entre eixos e distúrbios externos sem a utilização de compensação por *feedforward*. A Figura 49 apresenta o diagrama de blocos do sistema proposto em [47], no qual o controle é feito em um único eixo, não havendo acoplamento entre eixos.

[54] apresentou uma melhoria na estratégia de controle proposta em [53], na qual o controlador adaptativo é chaveado para um controlador PI na presença de sinais descontínuos, evitando assim o *chattering* e a excitação dos modos ressonantes do sistema.

Em [13] a modelagem do piezoatuador foi reduzida a um sistema não linear de primeira ordem com parâmetros limitados incertos, para o qual foi projetado um

controlador adaptativo robusto para minimização do erro de rastreamento em frequências de até 100 Hz.

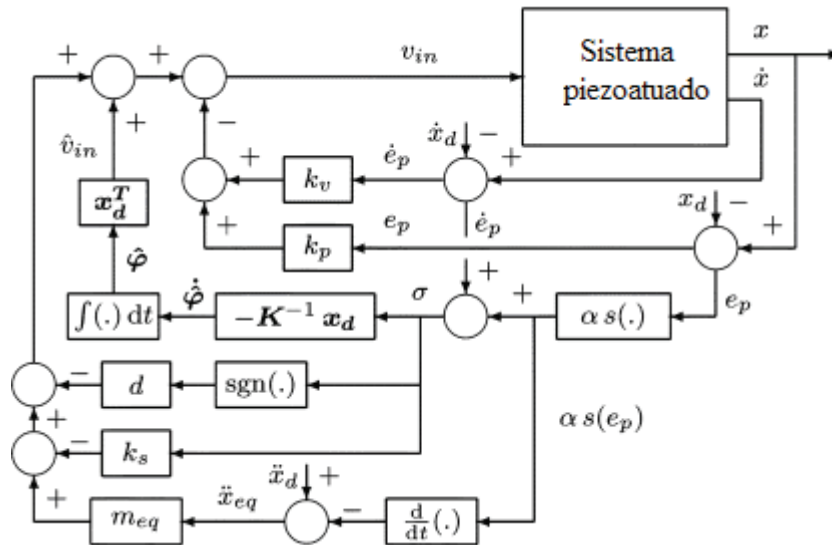


Figura 49 - Diagrama de blocos de um controlador adaptativo com modos deslizantes.

4.5 Controle de modos deslizantes

O controle por modos deslizantes foi primeiramente empregado em [2], no qual esse tipo de controle foi utilizado em cascata com um modelo inverso da histerese (obtido iterativamente por uma rede neural), a fim de compensar os erros de modelagem e perturbações externas. [39] propôs um controlador de modos deslizantes dinâmico (*Dynamic Sliding-Mode Control – DSMC*) para o rastreamento de trajetórias. Uma superfície de deslizamento assintoticamente estável foi proposta e a estabilidade do sistema foi matematicamente demonstrada para um conjunto de valores dos parâmetros. O sistema apresentado na Figura 50 foi implementado para o caso mono-variável a fim de validar a teoria desenvolvida. [26] e [37] apresentaram controladores similares para o caso de deslocamento no plano x - y .

[11] utilizou uma estratégia de controle por modos deslizantes, apresentado esquematicamente pela Figura 51, para o controle de posição de uma plataforma de nanoposicionamento, demonstrando a capacidade de se rastrear com precisão ondas triangulares e outros sinais de múltiplas frequências de aplicação comum em sistemas de microscopia.

Em [27] foi apresentada a utilização de um controlador de modos deslizantes filtrado (*Filtering-Type Sliding-Surface Control - FTSSC*) para o controle de trajetória

nanoposicionamento através de piezoatuadores foi apresentada nesse capítulo, citando algumas das principais obras desenvolvidas no controle de nanoestruturas.

Foram listados nesse capítulo os principais métodos de controle desenvolvidos com sucesso e os principais avanços obtidos nos últimos anos, dentre os quais podemos citar o desenvolvimento de algoritmos de controle adaptativo, os quais são capazes de lidar com as incertezas na planta modelada do sistema, cujas principais características foram abordadas no capítulo 3.

No capítulo seguinte é descrita a estrutura de um sistema de controle de nanoposicionamento experimental, bem como sua modelagem, com a finalidade de se projetar um controlador adequado, conforme será apresentado em capítulos subsequentes.

Capítulo 5

Descrição e Modelagem do Sistema

5.1 Descrição geral do sistema

O sistema de nanoposicionamento proposto é composto por um piezoatuador (P-620.Z.CD) conectado a um amplificador/controlador (E-665), o qual apresenta interfaces de entrada e saída analógicas e digitais para aquisição de dados e envio de sinais a partir de um microcomputador, conforme ilustrado na Figura 52.

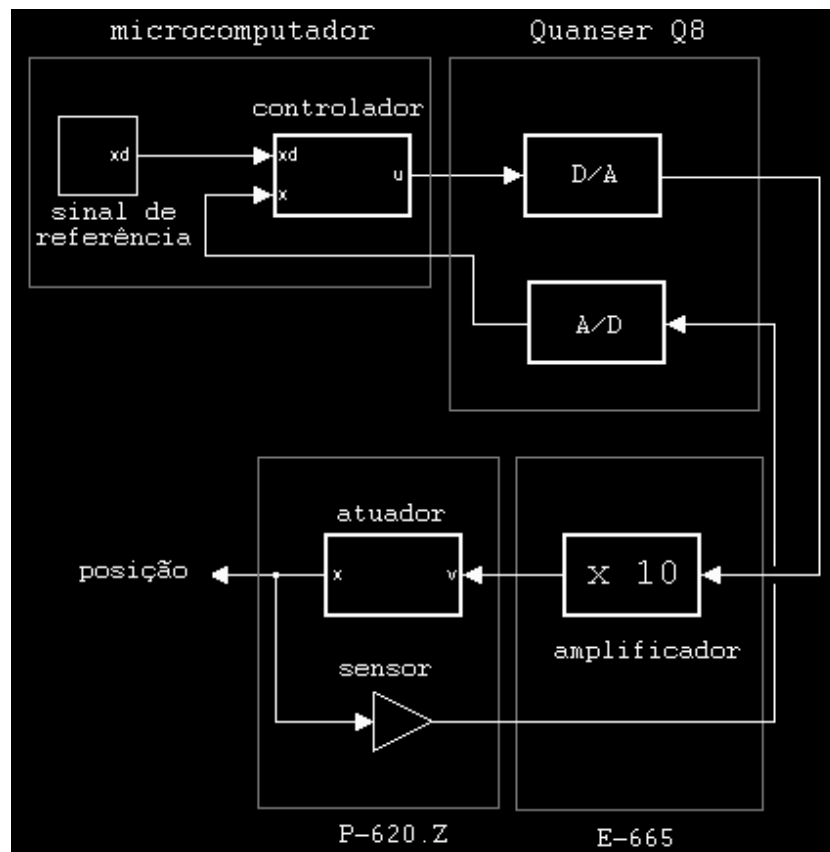


Figura 52 - Diagrama de blocos do sistema.

No decorrer deste capítulo é apresentada a descrição de cada um dos componentes do sistema.

5.1.1 Piezoatuador P-620.ZCD

O piezoatuador (Figura 53) é composto por uma plataforma (*stage*) cujo deslocamento ao longo do eixo z é proporcionado pela distensão/contração de um atuador piezoelétrico de pilhas, disposto internamente à estrutura da plataforma, conforme apresentado no capítulo 2. Um sensor capacitivo de placas, semelhante ao mostrado no capítulo 2, é montado no interior da plataforma, de forma a medir seu deslocamento vertical. A Tabela 1 apresenta as especificações do piezoatuador utilizado.

Tabela 1 - Especificações técnicas do piezoatuador P-620.ZCD.

Especificação técnica do P-620.ZCD		
Eixo ativo		Z
Curso do deslocamento	Malha aberta	65 μm
	Malha fechada	50 μm
Tipo de sensor integrado		Capacitivo
Resolução do sensor		0,05 nm
Resolução em malha aberta	Malha aberta	0,2 nm
	Malha fechada	0,1 nm
Linearidade em malha fechada		0,02%
Rigidez		0,5 N/ μm
Capacidade de carga	<i>Push</i>	10 N
	<i>Pull</i>	5 N
Carga máxima		10N
Carga lateral máxima		10 N
Inclinação		< 80 μrad
Capacitância elétrica		1,5 $\mu\text{F} \pm 20\%$
Coefficiente dinâmico de corrente operacional		3,75 $\mu\text{A}/(\text{Hz} \times \mu\text{m})$
Frequência de ressonância	Sem carga	1.000 Hz $\pm 20\%$
	Carga de 30g	690 $\pm 20\%$
Temperatura de operação		-40 a 120 $^{\circ}\text{C}$



Figura 53 - Atuador piezoelétrico P-620.Z.

Na seção 5.2 é apresentada a modelagem do atuador como parte integrante do sistema completo composto por atuador, amplificador e sistema de aquisição de dados.

5.1.2 Módulo amplificador E-665.CR

Para que o efeito piezoelétrico seja capaz de gerar deformações consideráveis da cerâmica, é necessária a aplicação de uma diferença de potencial elétrico considerável nas suas extremidades, podendo-se chegar à centenas de Volts. No caso do P-620.Z deve ser aplicada tensão entre -20 e 120V para que o atuador se desloque ao longo do curso total. Esses níveis de tensão são obtidos através de um amplificador (Figura 54), o qual eleva um sinal analógico empregado em um dos seus terminais entre -2 e 12V até a tensão necessária para o acionamento do piezoatuador.



Figura 54 - Amplificador E-665.CR.

O E-665 tem ainda a função de condicionamento e amplificação de sinal lido pelo sensor capacitivo, indicando em interface adequada a leitura de posição (em μm) e do sinal de referência (em Volts). Um controlador PI analógico é implementado internamente em um sub-módulo apropriado, fornecendo ao E-665 a possibilidade de realizar o controle em malha fechada do sistema.

5.1.2.1 Entrada-saída do amplificador

O amplificador apresenta o ganho nominal de 10 vezes, amplificando assim o sinal de entrada para níveis compatíveis com o atuador. A característica de entrada-saída do amplificador foi experimentalmente obtida conforme exposto na Figura 55 e em seu ajuste linear dado pela equação (5.1):

$$V_{out} = 11 \cdot V_{in} + 1,3, \quad (5.1)$$

na qual V_{out} é a tensão de saída indicada em um display apropriado do amplificador e V_{in} é a tensão de entrada aplicada na entrada do amplificador.

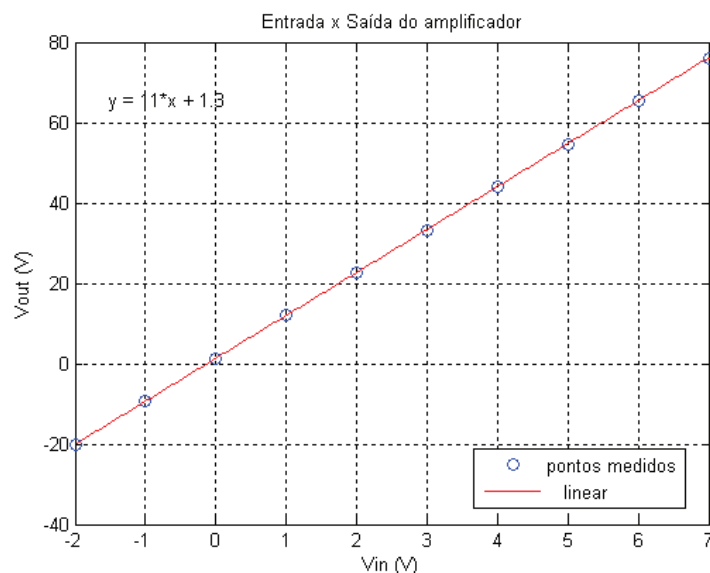


Figura 55 - Curva entrada-saída do amplificador E-665.

O ajuste linear levantado é válido para baixas frequências de entrada, uma vez que a dinâmica do amplificador apresenta uma atenuação no ganho para frequências

mais elevadas, conforme apresentado na Figura 56, fornecida pelo fabricante do equipamento. A resposta em frequência do amplificador não foi levantada experimentalmente, sendo essa considerada em conjunto com a dinâmica do atuador, conforme apresentado na seção 2.

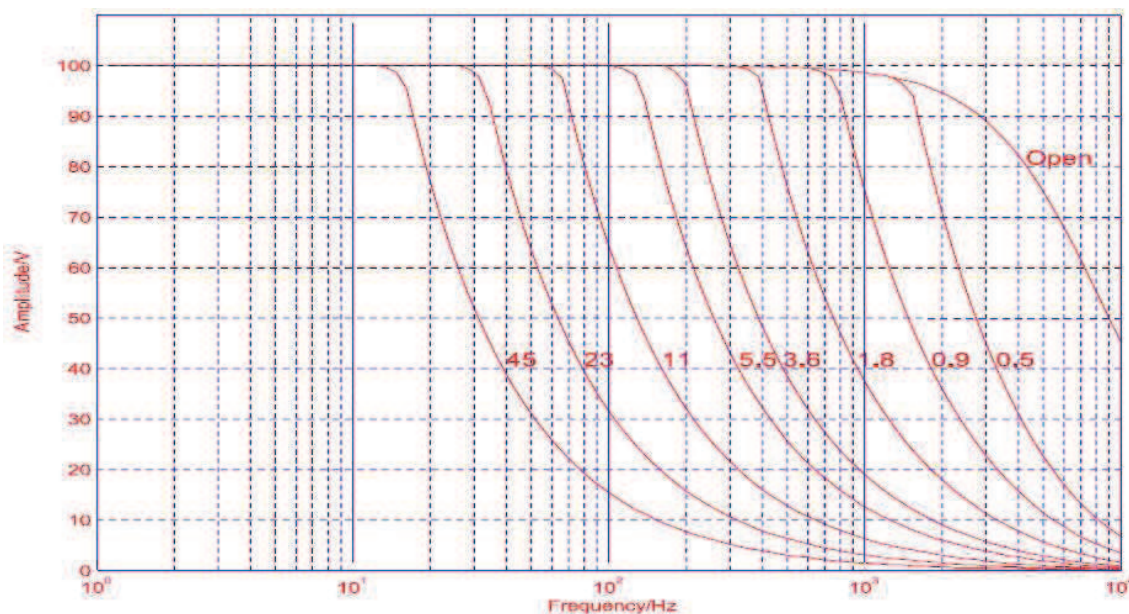


Figura 56 - Curvas de ganho do amplificador em função da frequência e da capacitância do atuador piezoelétrico alimentado.

5.1.2.2 Filtro *Notch*

O E-665CR possui um filtro *notch* interno, idealmente projetado para amortecer as vibrações introduzidas pela excitação dos modos ressonantes do atuador e possibilitar a utilização de ganhos mais elevados do controlador PI interno ao equipamento, sem levá-lo à instabilidade [47].

O filtro é ajustável, de forma que a frequência central a ser filtrada pode ser escolhida dentre valores pré-estabelecidos. No entanto sua desativação não é possível no modelo de equipamento em questão. A Tabela 2 apresenta algumas das opções de frequências de filtragem disponíveis para o módulo E-665.

A fim de minimizar a participação do filtro *notch* sobre a resposta do sistema, a faixa de frequências filtrada foi ajustada, sendo escolhida entre 2900 e 9400 Hz, valores superiores a ressonância do sistema (tipicamente entre 800 e 1200 Hz), com ganho de -20 dB nessa faixa. Dessa forma a função de transferência do filtro tem participação mínima sobre o sistema, evitando assim sua influência sobre o controlador projetado.

Tabela 2 - Opções disponíveis para ajuste do filtro *notch* do amplificador E-665.

Range Nº	Frequência mínima (Hz)	Frequência máxima (Hz)
1	2900	9400
2	940	3100
3	330	1100
4	270	900
⋮	⋮	⋮
12	27	89

A resposta em frequência do sistema composto por amplificador e atuador foi obtida experimentalmente aplicando-se um *chirp* de amplitude 1 V de pico no sistema em malha aberta e observando-se a posição do piezoatuador medida no sensor capacitivo, em micrometros, na faixa de frequência entre 0,1 Hz e 1,2 kHz. A histerese é desprezível para essa amplitude do sinal de entrada, conforme apresentado na Figura 67, e o *creep* não é representativo para sinais de frequências elevadas, de forma que a resposta obtida representa quase que unicamente o comportamento da dinâmica linear do sistema.

Os dados obtidos foram processados utilizando-se *FFT* através do *MATLAB*, obtendo-se funções de transferência, a partir das quais foram extraídos os diagramas de *Bode* experimentais apresentados na Figura 57. A resposta em frequência do sistema completo é apresentada para duas configurações possíveis do filtro *notch* interno ao amplificador.

Para o filtro entre 330 e 1100 Hz (opção de fábrica), percebe-se a ação do filtro em torno de uma frequência central de 700 Hz, a qual é inferior a frequência de ressonância do atuador sendo, portanto, ineficiente na compensação da ressonância do sistema. Optou-se pela escolha da faixa com frequência mínima mais alta o possível, de forma a descartar a participação do filtro *notch* nas frequências de interesse desse trabalho.

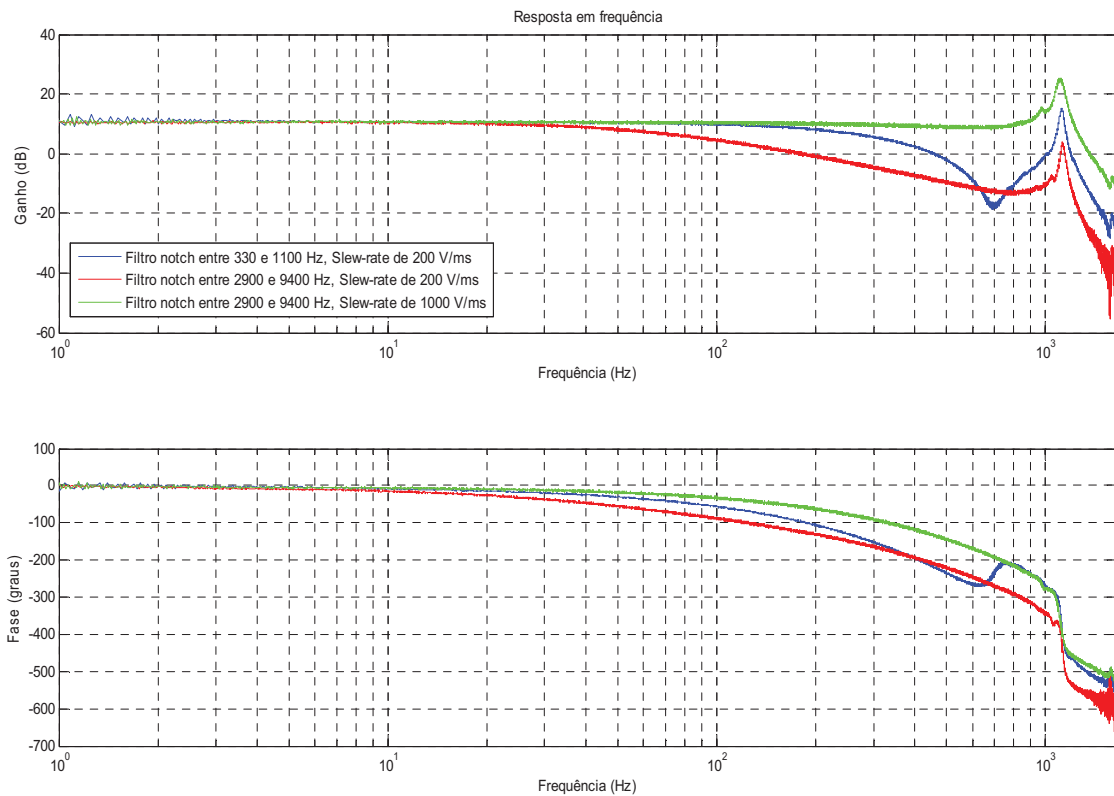


Figura 57 - Resposta em frequência do sistema para diferentes configurações do filtro *notch* e do *slew-rate* internos ao amplificador.

5.1.2.3 Limitador de *slew-rate* e saturação

Um limitador de *slew-rate* é utilizado internamente ao módulo E-665, a fim de limitar a taxa de variação máxima do sinal de saída do amplificador, fazendo com que o sinal varie mais lentamente. Isso diminui a excitação dos modos ressonantes do sistema, além de garantir que a variação do sinal de saída não exceda a capacidade de corrente do amplificador. Esse parâmetro pode ser ajustado entre 0,1 V/ms e 1000 V/ms através de potenciômetros apropriados existentes no amplificador.

A Figura 57 apresenta a resposta em frequência do sistema para duas configurações com diferentes taxas de variação máximas. Observa-se pela resposta de fase do sistema a diminuição do atraso da saída, o que levou a escolha da configuração de maior *slew-rate* para realização dos experimentos posteriores.

A saída do amplificado é limitada entre -20 e 120 V, valores estes idealmente equivalentes a sinais de entrada entre -2 e 12 V. Por medidas de segurança e aumento da durabilidade do equipamento, esses valores extremos foram evitados.

5.1.2.4 Sensor capacitivo

Além de enviar a tensão de operação do atuador, o módulo E-665.CR é responsável pela leitura e da posição do atuador através de uma entrada para um sensor capacitivo. O valor é exibido em um display apropriado, em micrometros, e pode ser medido, em Volts, através de um dos terminais frontais do equipamento. Uma curva foi levantada relacionando a leitura em tensão do sensor capacitivo com a posição efetiva do atuador, conforme apresentado na Figura 58, a partir da qual foi obtido o ajuste linear dado pela equação (5.2), no qual $x_{\mu m}$ e x_V representam a posição medida expressas em micrometros e volts respectivamente.

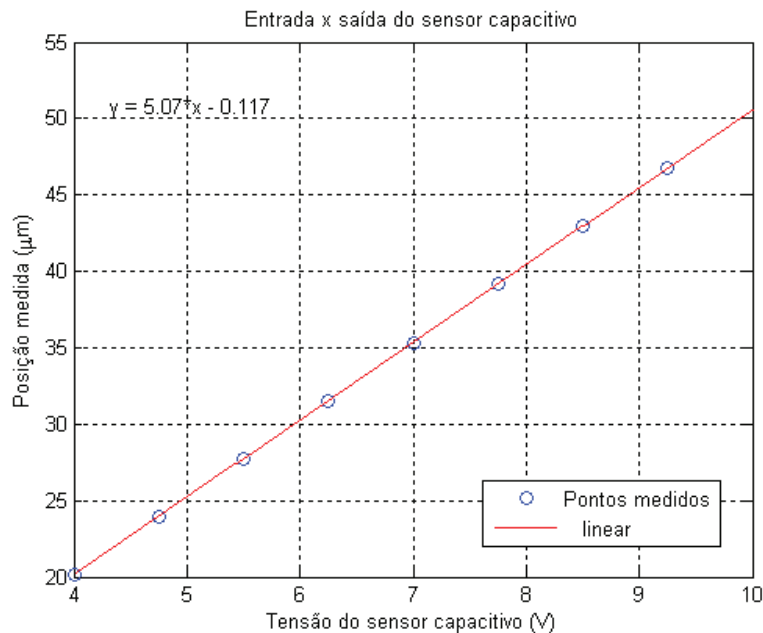


Figura 58 - Curva de posição-tensão do sensor capacitivo.

$$x_{\mu m} = 5,07 \cdot x_V - 0,117 . \quad (5.2)$$

Através da equação (5.2) pode-se converter o sinal lido pela entrada do conversor A/D do módulo de aquisição de dados da *Quanser*, apresentado a seguir, para unidade de comprimento, permitindo assim a leitura da posição efetiva do atuador em micrometros.

5.1.3 Placa de aquisição de dados Quanser Q8

A comunicação entre o amplificador e um controlador externo pode ser realizada analogicamente, aplicando-se uma tensão de -2 a 12 V, ou através de uma interface serial RS-232, pela qual são enviados comandos de leitura ou escrita de dados, dentre eles os comandos de leitura do sensor capacitivo e de seleção da tensão aplicada ao piezoelétrico. No entanto a taxa de transmissão de dados através da interface serial é limitada e não determinística (em torno de 20 ms por operação de leitura ou escrita), o que limita consideravelmente a frequência máxima de um sinal de referência periódico que se deseje transmitir até o elemento final e a máxima taxa de amostragem da saída.

A fim de se obter maior frequência de amostragem do sistema, utilizou-se uma interface analógica entre um controlador (implementado em um microcomputador) e o amplificador através de uma placa de aquisição de dados *Quanser Q8* (Figura 59).

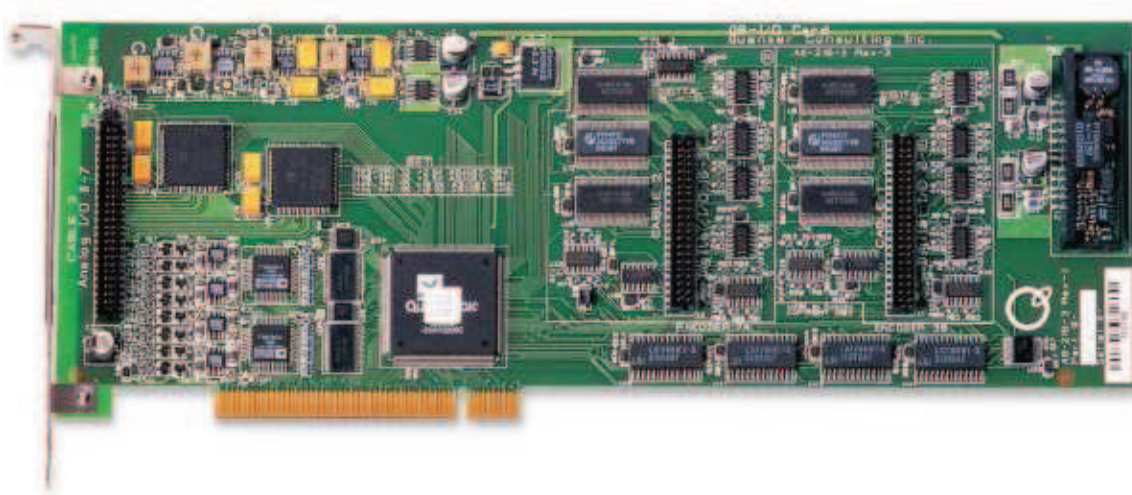


Figura 59 - Placa de aquisição de dados *Quanser*.

O controlador (implementado por meio de *Simulink*) é projetado e executado em um microcomputador com processador *Intel Pentium Quad Core*, no qual é instalado o sistema de aquisição de dados *Quanser Q8* que realiza a conversão dos sinais analógicos de posição medida e de controle. Dessa forma, é possível a utilização de frequência de amostragem superiores a 20 kHz, podendo-se considerar que o controlador digital se comporta como um controlador contínuo.

5.2 Modelagem da planta

O sistema de nanoposicionamento piezoatuado analisado foi decomposto em três

blocos fundamentais: dinâmica linear, histerese e *creep*, conforme apresentado na Figura 60, os quais foram identificados utilizando-se modelos apropriados apresentado no Capítulo 3. É importante notar que a modelagem aqui proposta representa a planta como um todo, uma vez que a modelagem individual de cada equipamento que a compõem demonstrou-se inviável. As características de cada um dos blocos que compõem o sistema serão apresentadas a seguir.

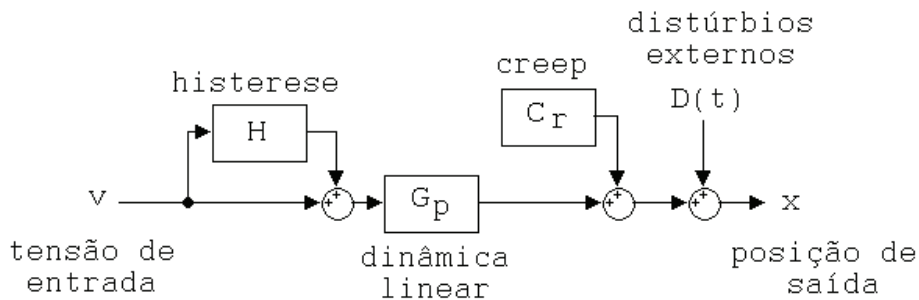


Figura 60 - Diagrama de blocos expandido do sistema.

5.2.1.1 Dinâmica linear da planta

Através da resposta ao degrau do sistema, identificou-se a dinâmica do sistema utilizando-se o *Toolbox* de identificação de sistemas do *MATLAB*. O experimento foi realizado aplicando-se um degrau de -2 V a -1 V, no instante $t = 0$ s, e amostrando-se a posição efetiva do atuador com período de amostragem de 0,05 ms. Para essa variação do sinal de entrada os efeitos da histerese não são significativos (conforme apresentado posteriormente na Figura 67) e, para os primeiros instantes após a aplicação do degrau, a participação do *creep* ainda não é representativa, de forma que a saída do sistema pode ser considerada como função apenas da dinâmica linear do sistema.

Uma função de transferência de 4ª ordem foi obtida, cujas curvas de resposta ao degrau são apresentadas na Figura 61, para um degrau de 1 V de amplitude, e na Figura 62 para um degrau de 2 V de amplitude. A resposta em frequência do sistema real e do modelo identificado é apresentada na Figura 63.

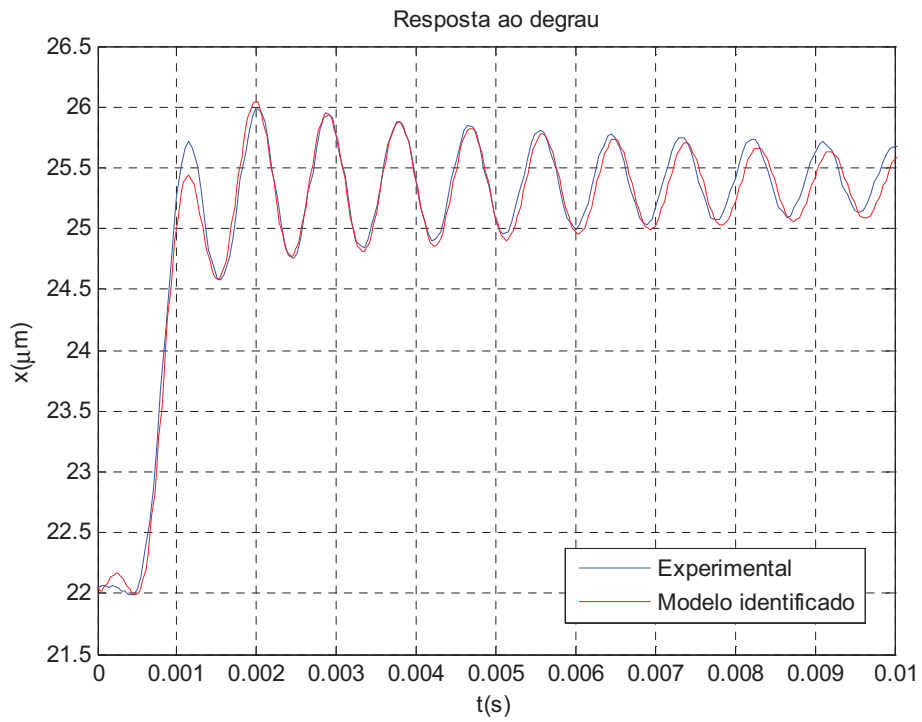


Figura 61 - Resposta ao degrau do sistema a um degrau de 1 V.

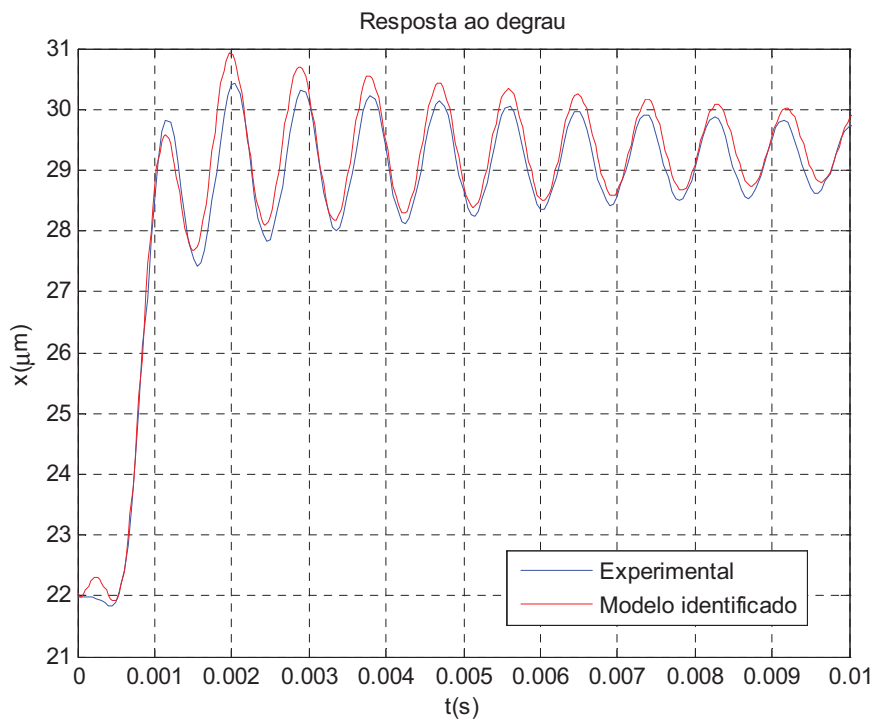


Figura 62 - Resposta ao degrau do sistema a um degrau de 2 V.

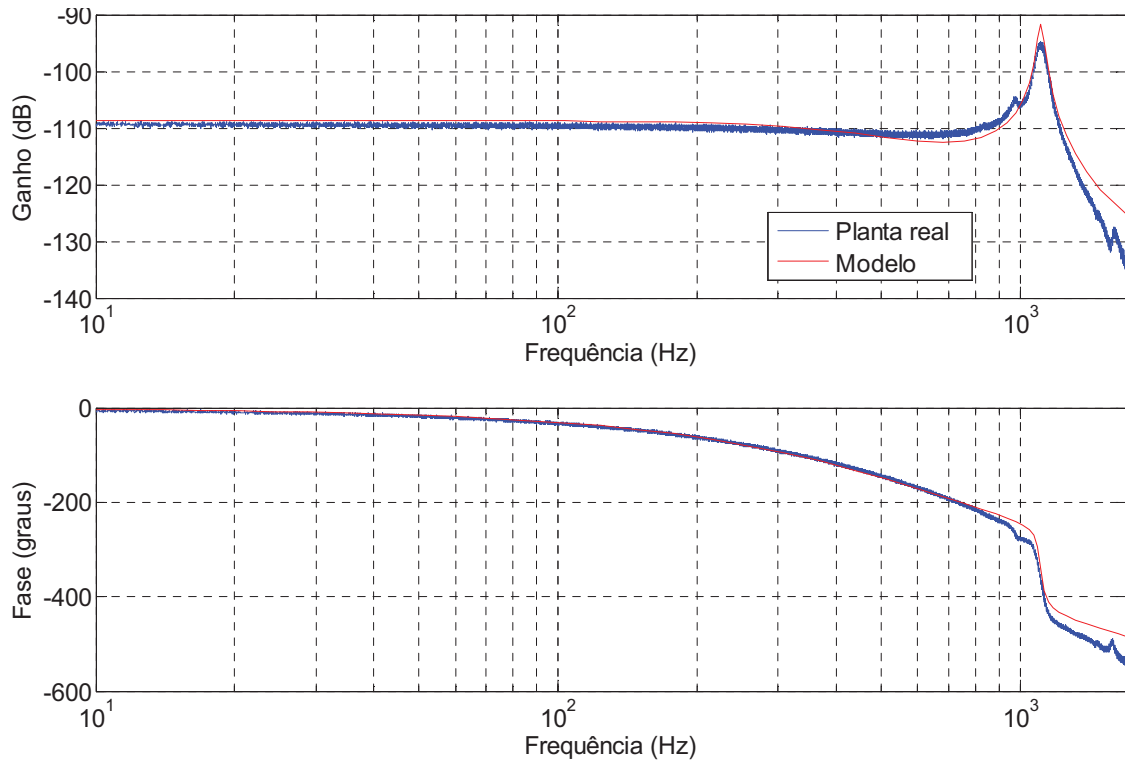


Figura 63 - Resposta em frequência do sistema.

A Tabela 3 apresenta os pólos e zeros do modelo testado, sendo a sua função de transferência apresentada em (5.3). Na Figura 64 são apresentados os pólos e zeros da planta no plano complexo.

Tabela 3 - Pólos e zeros de cada modelo testado.

Ordem	m, n	Zeros	Pólos
		z_m	p_n
4 ^a	1	$5753 + 5097j$	$-98,5 + 6955,1j$
	2	$5753 - 5097j$	$-98,5 - 6955,1j$
	3	13754	$-2329,5 + 1613,4j$
	4	-	$-2329,5 - 1613,4j$

$$G_P(s) = \frac{-0,001755 s^3 + 44,33s^2 - 381400 s + 1,426 \cdot 10^9}{s^4 + 4856 s^3 + 5,733 \cdot 10^7 s^2 + 2,27 \cdot 10^{11} s + 3,885 \cdot 10^{14}} \quad (5.3)$$

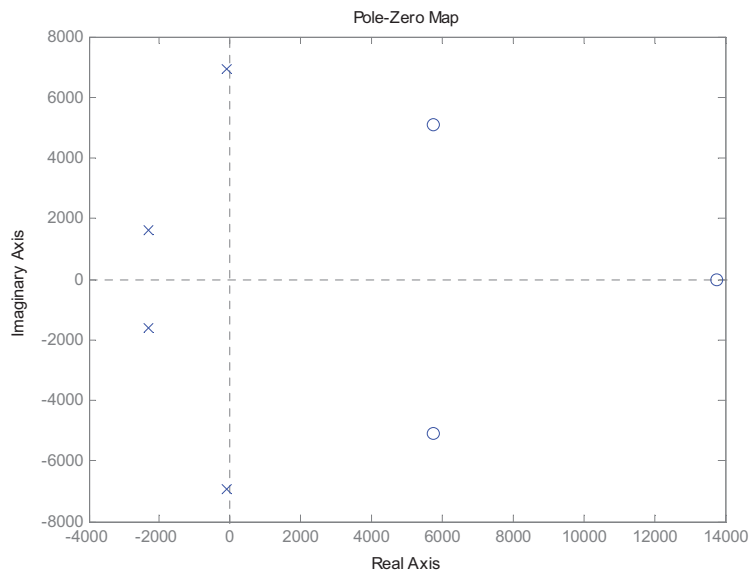


Figura 64 - Lugar das raízes da planta modelada.

Uma ressonância principal em torno de 1,1 kHz pode ser percebida tanto através do gráfico da Figura 63 quanto pela posição do par de pólos complexos conjugados p_3 e p_4 dados na Tabela 3. O valor observado apresenta-se dentro da faixa de valores nominais determinados na Tabela 1 (de 800 a 1200 Hz). A ação do par de pólos p_1 e p_2 identificados no modelo da planta pode ser observada no diagrama de Bode experimental exposto na Figura 63 através de uma queda suave no ganho da planta. A Figura 65 apresenta um detalhe do mesmo diagrama, a fim de facilitar a visualização do fenômeno.

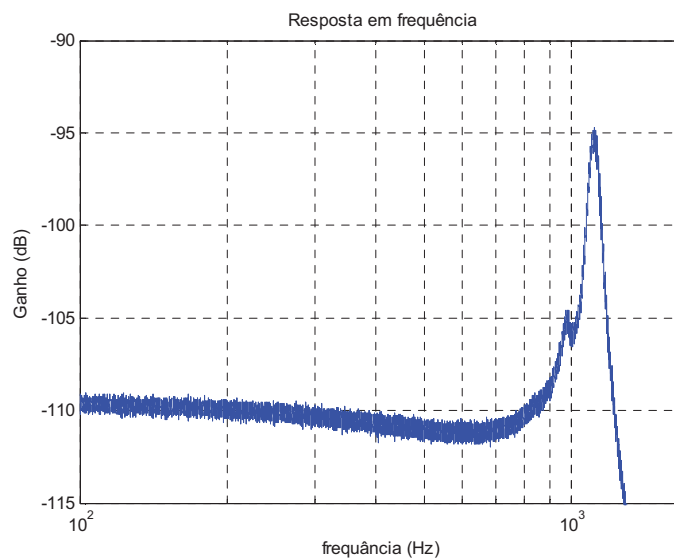


Figura 65 - Detalhe na curva de ganho da planta entre 100 e 1100 Hz.

A presença desses pólos pode ser interpretada como a influência da queda do ganho do amplificado para altas frequências, conforme apresentado na Figura 56. De acordo com o gráfico e com os dados nominais apresentados na Tabela 1, o amplificador deve apresentar uma frequência de corte entre 300 e 400 Hz, valores estes consistentes com os resultados experimentais e do modelo obtido.

A ação dos zeros z_1 e z_2 do modelo identificado é interpretada como o efeito da anti-ressonância observada no experimento para frequências próximas a ressonância do atuador, entre 900 e 1000 Hz, sendo o zero de fase não mínima z_3 o principal responsável pelo *undershoot* e pelo atraso aparente de 0,5 ms observado nas respostas ao degrau do sistema (Figura 61 e Figura 62) e apresentado em detalhe na Figura 66.

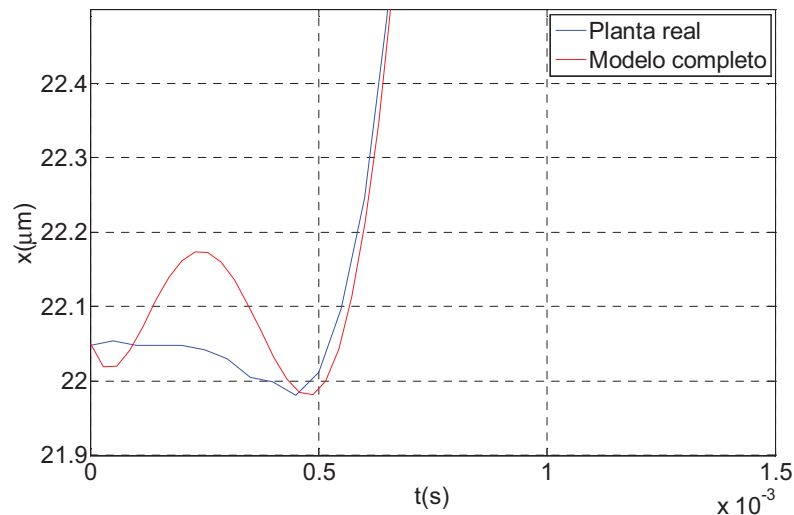


Figura 66 - Detalhe nos primeiros 1,5 ms após a aplicação de um degrau na entrada do sistema.

5.2.1.2 Histerese da planta

A variação da histerese em função da amplitude e frequência do sinal de entrada do sistema foi estudada. No primeiro experimento, aplicaram-se sinais de tensão na entrada do sistema com diferentes valores de pico-a-pico e frequência constante em 10 Hz, conforme apresentado na Figura 67.

A tensão de entrada do sistema foi mantida constante em -2 V por um tempo razoável antes da aplicação dos sinais senoidais entre cada experimento, a fim de permitir a acomodação do sistema e fazer com que as curvas de histerese partissem

sempre do mesmo estado inicial. Uma vez que os sinais de entrada apresentavam mesma frequência fundamental de 10 Hz, o ganho e o atraso de fase devido à dinâmica do sistema permaneceram constantes.

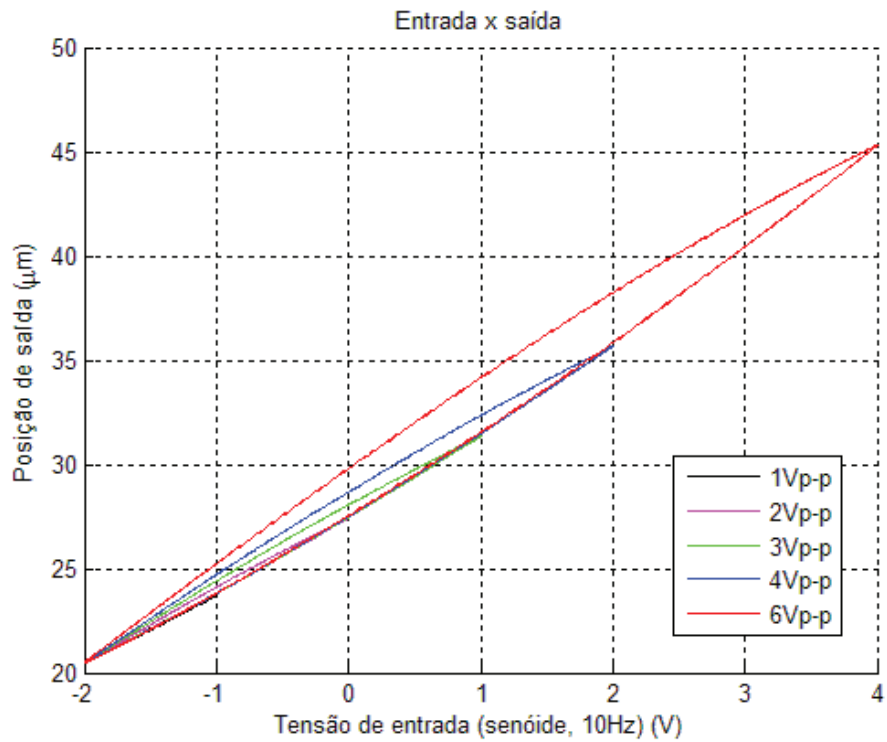


Figura 67 - Curvas de histerese em função da amplitude de entrada do piezoatuador.

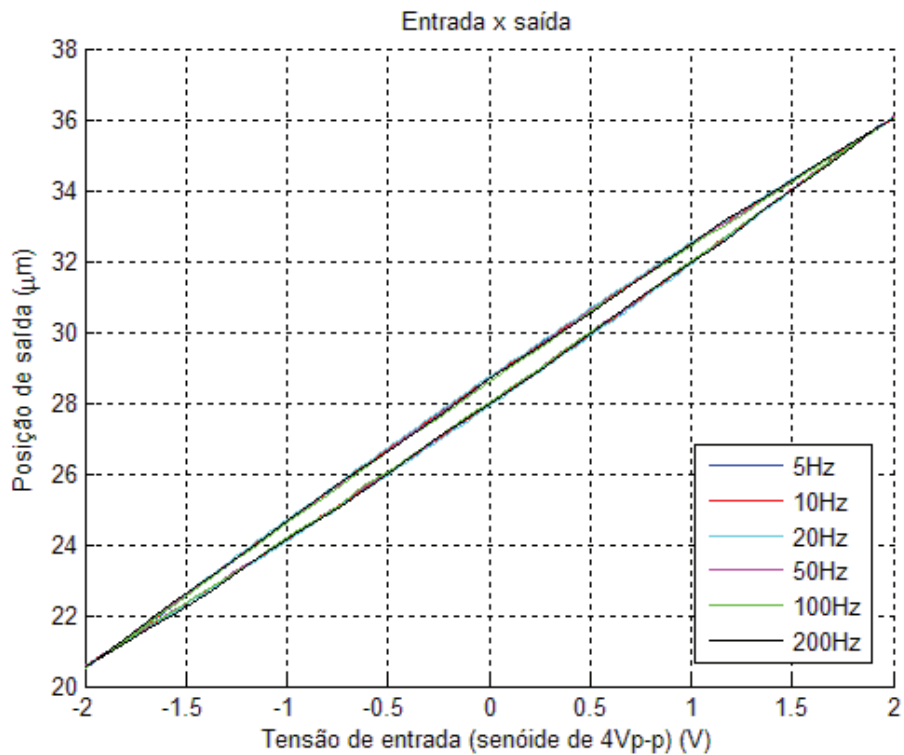


Figura 68 - Curvas de histerese em função da frequência de entrada do piezoatuador.

A curva de histerese obtida demonstra o aumento do efeito dessa não-linearidade com o aumento da amplitude do sinal de entrada, para tensões superiores a $1 V_{p-p}$.

Em um segundo experimento foram aplicados sinais senoidais com amplitude constantes e diferentes frequências fundamentais conforme apresentado na Figura 68.

Os dados utilizados para elaboração da curva de histerese apresentada na Figura 68 foram pré-processados a fim de compensar os efeitos da dinâmica do sistema, já que o ganho e a fase da planta não são constantes na faixa de frequência dos sinais aplicados no experimento, conforme apresentado na Figura 63. Uma vez conhecida a resposta em frequência do sistema, é possível se colocar as curvas de entrada e saída do sistema em fase, adiantando-se a fase da senóide de saída de um valor conhecido, obtido do gráfico da Figura 63. Da mesma forma, pode-se dividir a curva de saída pelo ganho da planta para uma frequência conhecida, podendo-se compensar a variação de amplitude de saída provocada pela dinâmica linear da planta.

Dessa forma, as curvas de entrada e saída foram colocadas em fase, o que faz com que, para baixas frequências, as diferenças entre os dados de entrada e da saída pré-processada devam-se unicamente aos efeitos da histerese.

Observa-se pelo gráfico da figura Figura 68 que os efeitos da histerese no sistema são praticamente invariantes com a frequência do sinal aplicado, de forma que um modelo independente da taxa de variação do sinal pode ser utilizado.

O modelo de Bouc-Wen, apresentado no capítulo 3, foi utilizado para representar a histerese do sistema experimental, considerando-se a histerese como uma perturbação de entrada do sistema, conforme representado na Figura 60. O modelo é representado pela equação diferencial (3.28). Tomando $n = 1$, a equação se reduz à:

$$\dot{v}_h(t) = \alpha i(t) - \beta \dot{u}(t) |v_h(t)| - \gamma |\dot{u}(t)| v_h(t), \quad (5.4)$$

sendo $v_h(t)$ a tensão de histerese na entrada do sistema, $u(t)$ a tensão de entrada do sistema e α , β e γ constantes que determinam a forma da curva de histerese.

O diagrama de blocos apresentado na Figura 69 foi proposto para simulação e modelagem da histerese, no qual a tensão de entrada da planta é somada com uma perturbação de entrada provocada pela histerese. O sinal resultante v atua como entrada da função de transferência da dinâmica linear do sistema apresentada em (5.3).

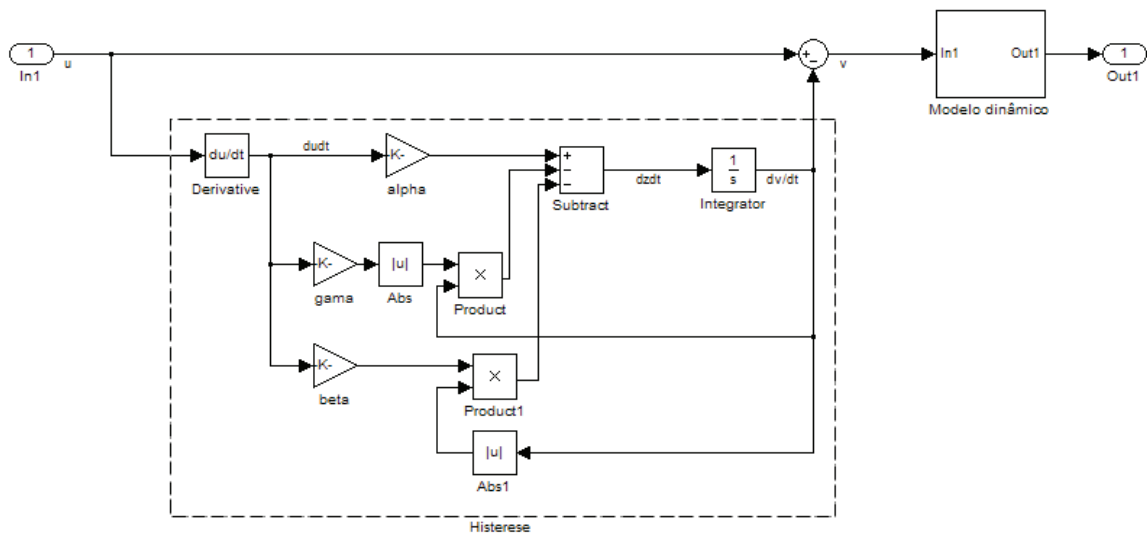


Figura 69 - Diagrama de blocos do sistema composto por histerese e modelo dinâmico.

Os parâmetros de forma da histerese foram estimados utilizando-se um algoritmo de mínimos quadrados não-linear utilizando a ferramenta de identificação de parâmetros do *MATLAB*. Para tal foi usado como entrada do algoritmo as curvas de entrada e saída do sistema obtidas experimentalmente para sinais senoidais de 2 Hz e 5 Hz, 4 V_{p-p} . A Tabela 4 apresenta os parâmetros obtidos:

Tabela 4 - Parâmetros de histerese de Bouc-Wen obtidos para o sistema.

Parâmetros da histerese	
α	0,2134
β	-10,6955 V^{-1}
γ	14,2720 V^{-1}

A Figura 70 apresenta o resultado experimental e simulado utilizando os modelos de histerese e da dinâmica obtidos, para sinal de entrada senoidal de 10 Hz, 4 V_{p-p} . Na Figura 71 o mesmo resultado é ilustrado para uma senóide de 20 Hz, 4 V_{p-p} . O mesmo resultado é apresentado na Figura 72 para uma onda de 10 Hz de 2 V_{p-p} .

O erro máximo de modelagem percentual obtido entre as curvas real e a simulada foi de 2,5% para entrada de 20 Hz, 4 V_{p-p} , 3,5% para um sinal de 10 Hz, 4 V_{p-p} e 6,0% para entrada de 10 Hz, 2 V_{p-p} .

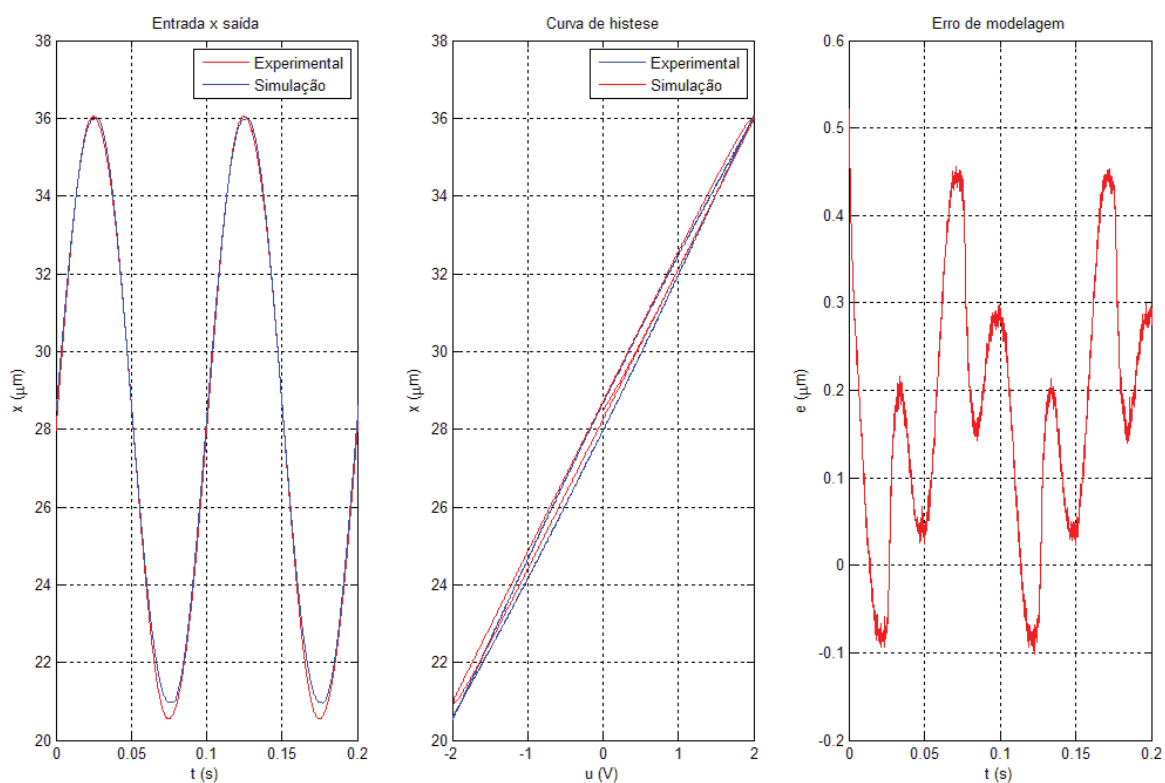


Figura 70 - Resultado experimental e simulado utilizando-se modelo de histerese de Bouc-Wen para sinal de entrada senoidal de 10 Hz, 4 V_{p-p}.

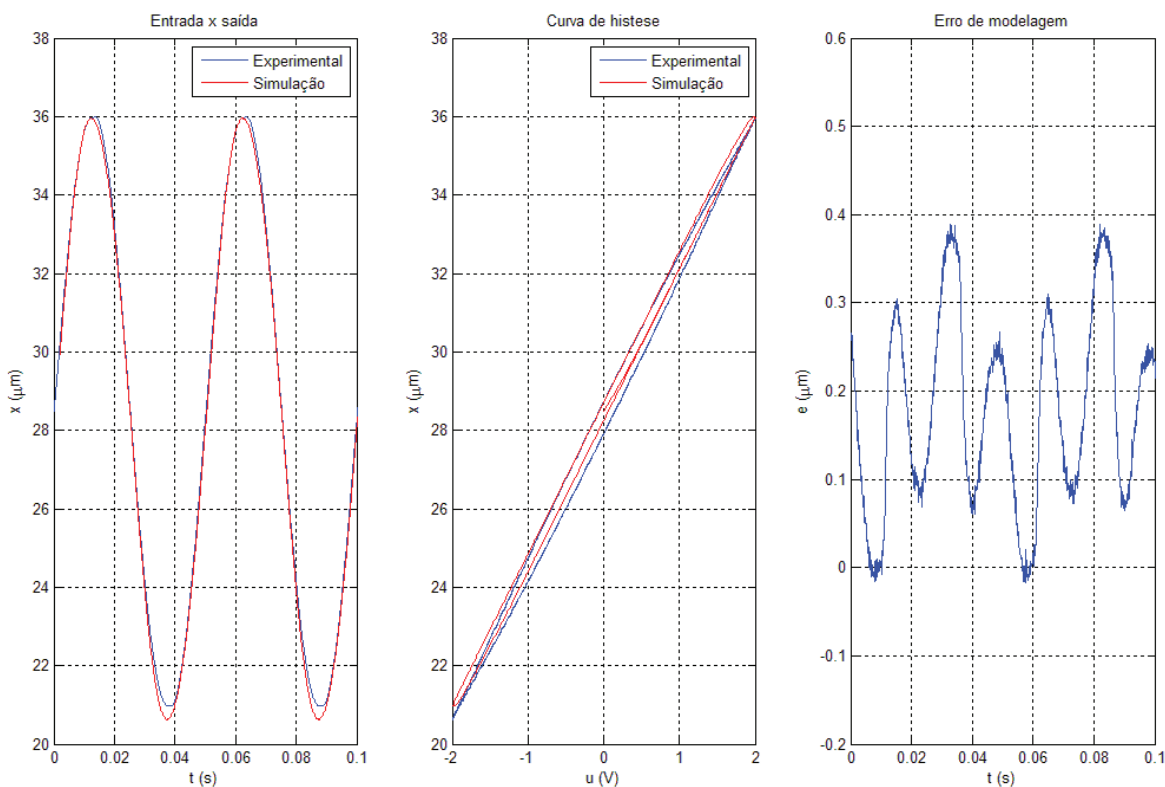


Figura 71 - Resultado experimental e simulado utilizando-se modelo de histerese de Bouc-Wen para sinal de entrada senoidal de 20 Hz, 4 V_{p-p}.

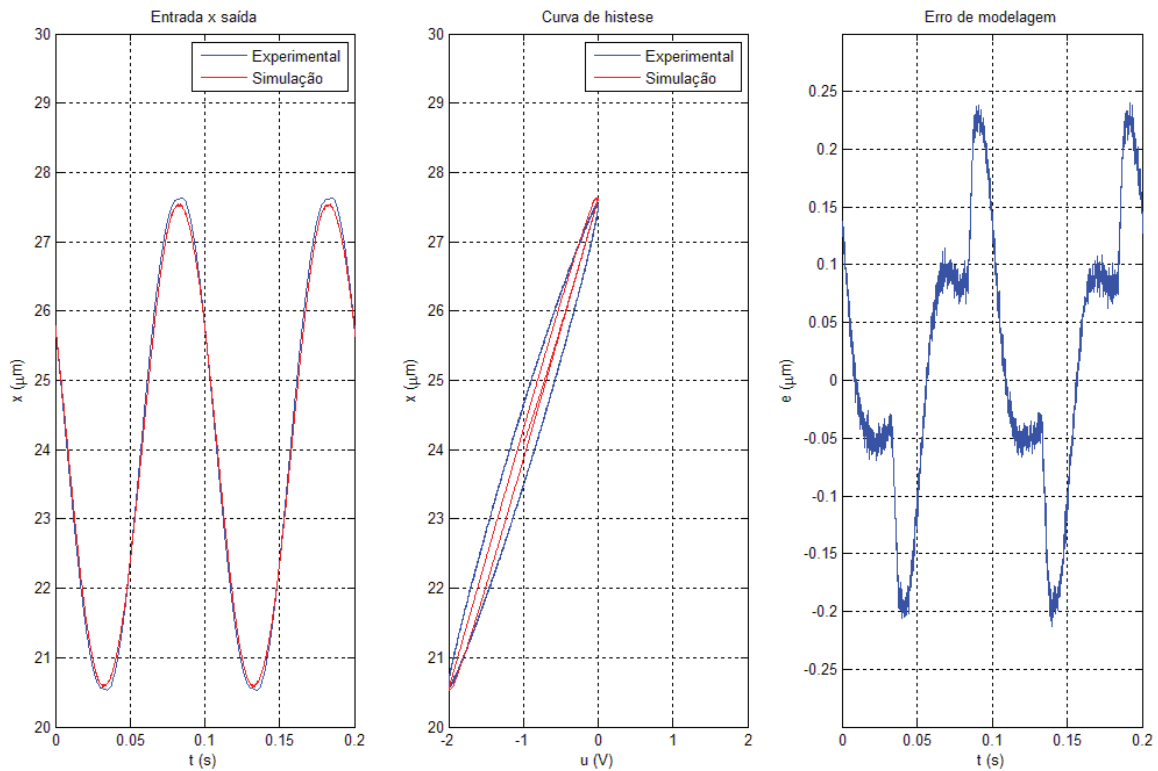


Figura 72 - Resultado experimental e simulado utilizando-se modelo de histerese de Bouc-Wen para sinal de entrada senoidal de 20 Hz, 2 V_{p-p}.

5.2.1.3 Creep da planta

O *creep* do atuador pode ser observado através da lenta e contínua deformação do atuador, após o transiente, quando aplicado um degrau na entrada do atuador em malha aberta, conforme apresentado no capítulo 2. A Figura 73 mostra a posição medida do atuador em malha aberta após a aplicação de um degrau de 1 V de amplitude, para a qual apenas a dinâmica linear e o *creep* do sistema influenciam a resposta do sistema.

O *creep* foi modelado como uma perturbação de saída, conforme apresentado na Figura 60, utilizando-se um modelo não-linear para descrição do fenômeno, mostrado no capítulo 3, dado pela equação (3.29), aqui reescrita como:

$$x(t) = x_0 \left[1 + \gamma \log \left(\frac{t}{t_0} \right) \right], \quad (5.5)$$

sendo $x(t)$ a posição medida do atuador, t_0 o tempo a partir do qual o efeito do *creep* começa a ser aparente, $x_0(t)$ a posição do atuador em t_0 e γ é a taxa de deformação devido ao *creep*. Os parâmetros t_0 e γ foram obtidos através de um algoritmo de *least-square*, obtendo-se os valores dos parâmetros apresentados na Tabela 5.

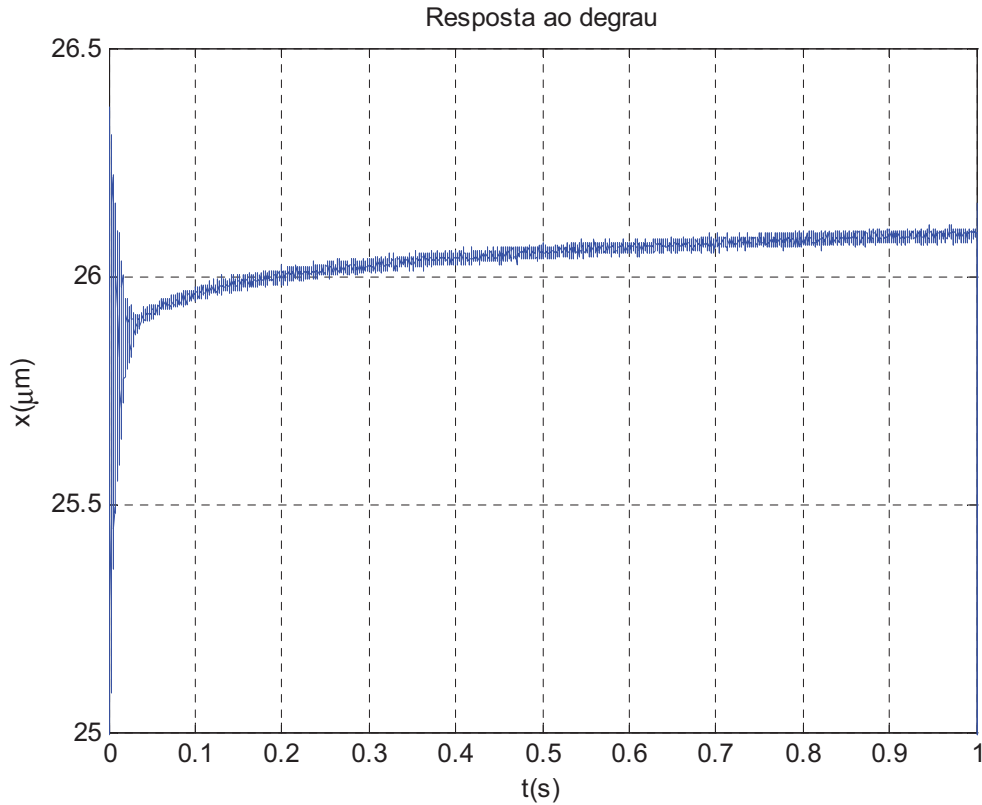


Figura 73 – Manifestação do *creep* sobre a resposta ao degrau do sistema.

Tabela 5 – Parâmetros do modelo de *creep* não-linear obtidos para o sistema.

Parâmetros do creep	
t_0	0,035 s
γ	0,0049

A Figura 74 apresenta o modelo identificado (composto pela dinâmica linear e pelo *creep*) e os dados experimentais obtidos. Na Figura 75 são mostradas as respostas ao degrau do sistema para o modelo dinâmico linear e para o modelo dinâmico linear em cascata com o modelo de *creep* não-linear obtido. Observa-se claramente a participação do *creep* sobre a saída do sistema para sinais de baixa frequência em longos períodos de tempo.

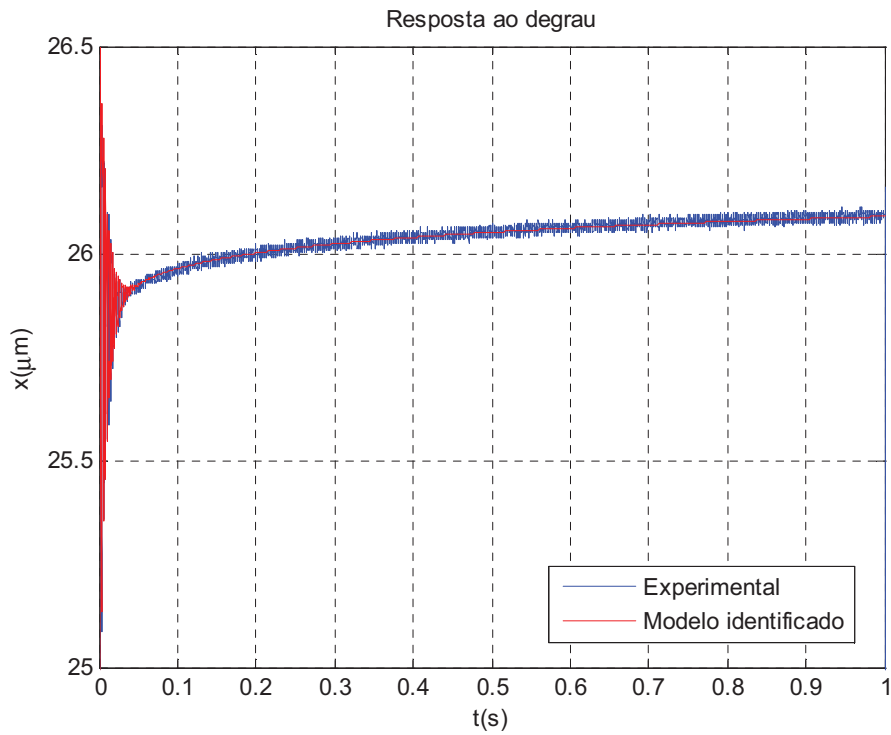


Figura 74 - Resposta ao degrau do sistema experimental e modelada por modelo dinâmico + modelo de *creep* não-linear.

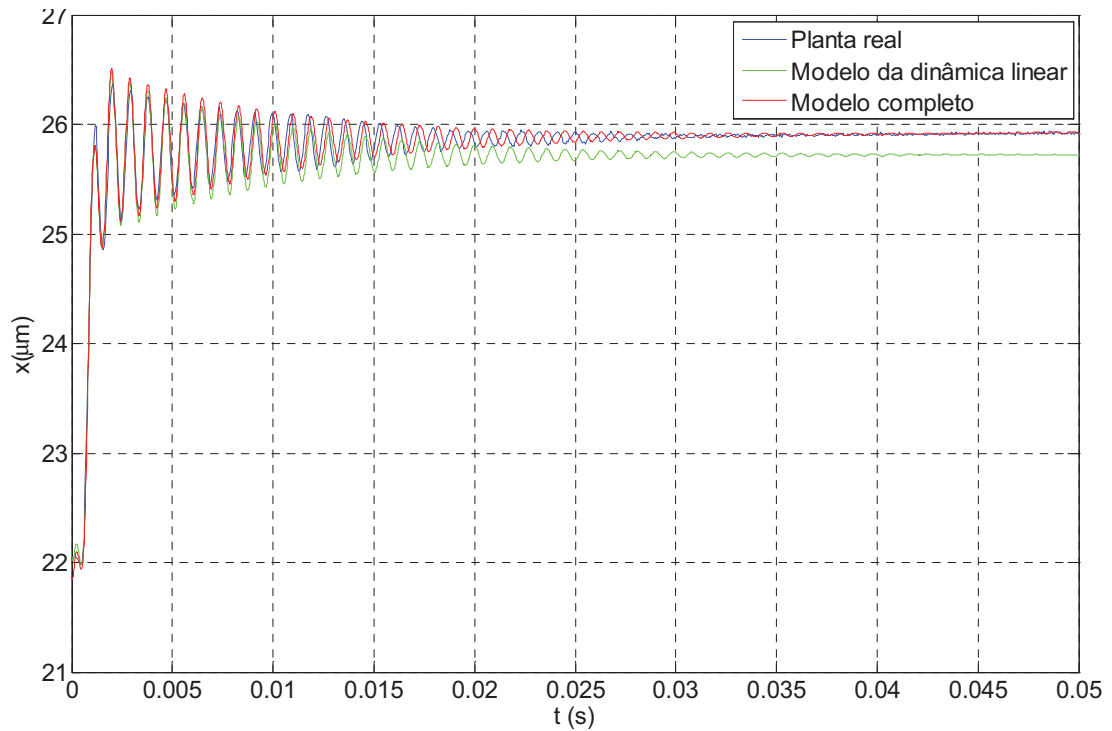


Figura 75 - Resposta ao degrau do sistema com e sem a introdução do modelo de *creep* não-linear.

5.2.1.4 Ruído de medição

A verificação do ruído de medição do equipamento foi realizada aplicando-se um sinal de entrada contínuo de 0 V à entrada do sistema por longos períodos de tempo, até sua acomodação. A posição foi amostrada com 20 kHz após a estabilização do sistema (aproximadamente 5 minutos após a aplicação do sinal de entrada). As leituras indicaram a existência de um ruído de medição de cerca de 40 nm pico-a-pico e 8,4 nm RMS, conforme apresentado na Figura 76. O espectro de frequências do ruído foi medido, conforme apresentado na Figura 77, a fim de se identificar interferências em frequências específicas. O gráfico foi obtido utilizando-se a transformada de Fourier discreta através do *MATLAB*.

Os picos de amplitude em baixas frequências são resultado do lento deslizamento da posição final do atuador caracterizado pelo *creep*, que apesar de imperceptível, ainda é presente após o tempo de acomodação considerado. Não há uma frequência preferencial do ruído excluindo-se, portanto a existência de uma fonte de interferência.

Realizou-se o mesmo teste, porém com o amplificador E-665 desligado, a fim de avaliar a fonte do ruído verificado. Estudou-se o ruído em tensão medido pela placa de aquisição, o qual não apresentou diferença significativa com relação ao experimento anterior. Isso é um indicativo de que o ruído observado é predominantemente gerado pela placa de aquisição de dados utilizada.

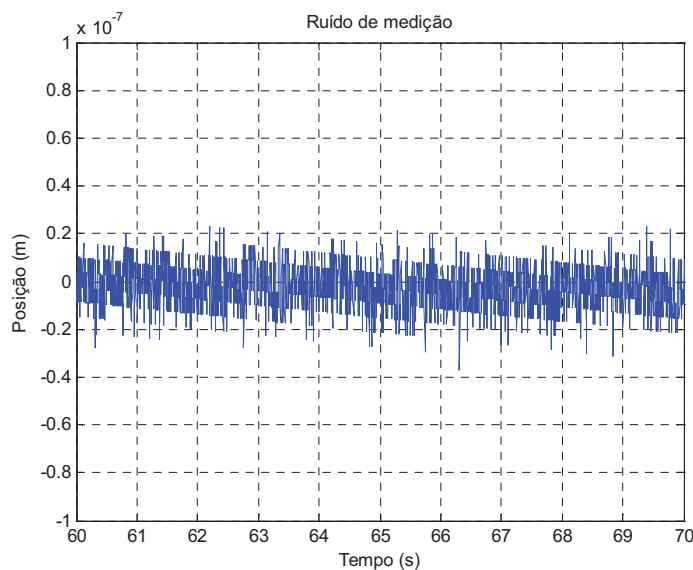


Figura 76 - Ruído de medição para sinal de entrada de 0 V após período de acomodação.

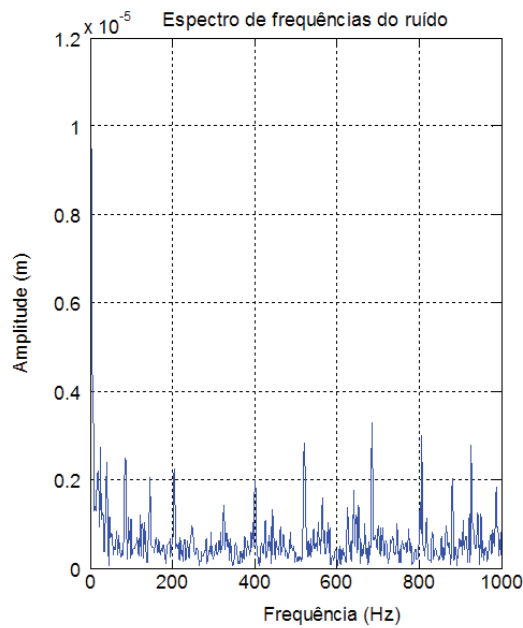


Figura 77 - Espectro de frequências do ruído de medição de posição.

5.3 Conclusão do capítulo

No capítulo 5 foi mostrada a estrutura do sistema experimental de controle de nanoposicionamento utilizado neste trabalho, apresentando-se as principais características do equipamento utilizado.

Foi apresentada a modelagem matemática do sistema completo composto por atuador, sensor e amplificador, sendo propostos modelos matemáticos para a dinâmica linear do sistema, bem com de suas principais não-linearidades (histerese e *creep*).

Um modelo dinâmico de quarta ordem de fase não-mínima foi obtido para a dinâmica linear do sistema, o qual representa satisfatoriamente a resposta em frequência do sistema. A análise qualitativa de experimentos com diferentes sinais de entrada demonstraram a existência de histerese invariante com a frequência de entrada do sistema, porém fortemente influenciada pela amplitude do sinal excitação do piezoatuador. Um modelo matemático foi obtido para o sistema, utilizando a equação de histerese de Bouc-Wen. Finalmente, obteve-se um modelo de histerese não-linear, capaz de representar o deslizamento da posição do atuador após a aplicação de sinais constantes.

A modelagem do sistema descrita nesse capítulo possibilita simular o comportamento do sistema real, facilitando assim o projeto de controladores adequados.

O capítulo seguinte é dedicado ao projeto de diferentes estruturas de controle, visando o rastreamento de trajetórias de entrada periódicas de diferentes frequências.

Capítulo 6

Projeto dos Controladores

6.1 Controlador robusto adaptativo

O controle adaptativo é a combinação de um estimador de parâmetros, o qual gera a estimativa dos parâmetros desconhecidos da planta *online* baseado na medição de sinais do sistema, com uma lei de controle, a fim de controlar plantas cujos parâmetros são parcialmente ou completamente incertos ou variantes no tempo. Nos controladores adaptativos indiretos os parâmetros da planta são estimados online e usados para calcular os parâmetros do controlador. Já no método direto a planta é parametrizada em termos de parâmetros do controlador que são estimados diretamente sem cálculos intermediários [55].

Plantas de nanoposicionamento atuadas por piezoatuadores apresentam uma dinâmica complexa, caracterizada por funções de transferência lineares de ordem elevada em conjunto com uma parcela não linear, conforme apresentado no capítulo 3. A modelagem do sistema mostrada no capítulo 5 revela as dificuldades e a considerável quantidade de parâmetros a ser identificados nesse processo. Esses parâmetros são incertos, uma vez que as características dinâmicas do sistema podem ser facilmente alteradas por perturbações externas, estado inicial da histerese do atuador, ou mesmo o envelhecimento dos componentes do sistema. A adição de uma massa fixada ao atuador, por exemplo, poderia alterar a frequência de ressonância do sistema, conforme apresentado no capítulo 2, fazendo com que a dinâmica real se distancie do modelo identificado inicialmente.

De acordo com [55], o objetivo básico do controle adaptativo é projetar um controlador capaz de manter o desempenho satisfatório do sistema na presença de incertezas ou variação desconhecida dos parâmetros da planta. Tais características são desejáveis para o controle do tipo de sistema estudado nesse trabalho. Em [55] é dito que o projeto de controladores adaptativos visa controlar plantas cujos parâmetros são

completamente ou parcialmente desconhecidos e/ou podem mudar com o tempo de maneira imprevisível, propriedades essas comumente encontradas nos sistemas de nanoposicionamento.

Uma vasta literatura apresenta a teoria de controladores adaptativos e o seu projeto, dentre as quais [55]-[57]. Além disso, diversas pesquisas de aplicação de controle adaptativo em sistemas de nanoposicionamento foram propostas, conforme apresentado no capítulo 3, mostrando a importância dessa estratégia nessa classe de sistemas.

Esse capítulo se concentra na descrição do projeto de um tipo representativo de controlador adaptativo que parece adequado para o problema considerado, conforme apresentado a seguir.

6.1.1 Projeto do controlador robusto adaptativo

Uma estratégia de controle adaptativa baseada em Lyapunov com controle de modos deslizantes foi desenvolvida em [53] e [54] para rastrear uma trajetória de referência.

Para operação de sistemas de nanoposicionamento piezoatuados bem abaixo da primeira frequência de ressonância do sistema, sua dinâmica pode ser considerada de segunda-ordem, conforme apresentado por [13], de forma que a seguinte equação dinâmica simplificada é frequentemente adotada para a dinâmica do *stage* de posicionamento:

$$\ddot{x}(t) + 2\xi\omega_n\dot{x}(t) + \omega_n^2x(t) = \omega_n^2(H\{v(t)\} + D(t)), \quad (6.1)$$

na qual $D(t)$ representa distúrbios externos ao sistema e $H\{v(t)\}$ representa o efeito da histerese sobre o sinal de entrada do sistema. Apesar da dinâmica do atuador ser muitas vezes modelada por equações diferenciais de ordem superior a dois, uma aproximação de segunda ordem é válida para aplicações práticas cuja frequência de operação se encontra bem abaixo da primeira ressonância [53], conforme verificado posteriormente nos resultados experimentais.

O termo de histerese $H\{v(t)\}$ é a composição da tensão de entrada sem histerese

da planta $v(t)$ com uma incerteza limitada $\tilde{v}_h(t)$ gerada pela histerese. O distúrbio $D(t)$ é dividido em uma parte conhecida p_0 , devida à polarização inicial do atuador piezoelétrico e a tensões de *offset* na entrada da planta, e outra parte incerta limitada $\tilde{p}(t)$. Assim escrevem-se:

$$H\{v(t)\} = v(t) + \tilde{v}_h(t), \quad (6.2)$$

$$D(t) = p_0 + \tilde{p}(t). \quad (6.3)$$

Essa decomposição foi adotada em [57] para sistemas piezoelétricos com histerese. A equação do movimento pode ser então reescrita como:

$$m\ddot{x}(t) + c\dot{x}(t) + kx(t) = v(t) + \tilde{v}_h(t) + p_0(t) + \tilde{p}(t), \quad (6.4)$$

com:

$$\begin{aligned} m &= \frac{1}{a\omega_n^2}, \\ c &= \frac{2\xi}{a\omega_n}, \\ k &= \frac{1}{a}. \end{aligned} \quad (6.5)$$

A estratégia de controle deve ser capaz de compensar p_0 , através da lei de adaptação, e as incertezas $\tilde{p}(t)$ e $\tilde{v}_h(t)$, através da técnica de controle por modos deslizantes. Os parâmetros m , c e k são parâmetros desconhecidos do sistema, incluídos na estratégia de controle adaptativa.

Sabe-se (ver [59] e [60]), que o objetivo do controle por modos deslizantes é obter um controlador robusto que permite a invariância do desempenho do sistema com relação a incertezas paramétricas ou distúrbios. Isso é obtido por meio de modos deslizantes em uma superfície no espaço de estado para a qual o sistema é forçado a convergir e sobre as quais o sistema tem um comportamento estável desejado. Para satisfazer simultaneamente os requisitos de rastreamento e robustez, a seguinte superfície é selecionada:

$$\sigma(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t) = 0, \quad (6.6)$$

na qual $\lambda > 0$ um parâmetro do controlador que especifica a rapidez de convergência a zero do sinal de erro dado por:

$$e(t) = x_d(t) - x(t), \quad (6.7)$$

sendo $x_d(t)$ uma trajetória desejada, com primeira e segunda derivadas contínuas.

Para o sistema de segunda ordem descrito acima, uma lei de controle adaptativo robusto, semelhante à desenvolvida em [61], é proposta, a qual é dada por:

$$v(t) = \hat{m}(t)(\ddot{x}_d(t) + \lambda \dot{e}(t)) + \hat{c}(t)\dot{x}(t) + \hat{k}(t)x(t) - \hat{p}_0(t) + \eta_1 \sigma(t) + \eta_2 \operatorname{sgn}(\sigma(t)), \quad (6.8)$$

na qual η_1 e η_2 são ganhos de controle positivos, $\hat{m}(t)$, $\hat{c}(t)$, $\hat{k}(t)$ e $\hat{p}_0(t)$ são os valores estimados para parâmetros m , c , k e p_0 apresentados acima. O termo em η_1 é um termo PD estabilizante e o termo em η_2 é o termo de controle por modos deslizantes que serve para eliminar o efeito das perturbações $\tilde{p}(t)$ e $\tilde{v}_h(t)$.

A seguinte lei do gradiente é utilizada para adaptação paramétrica:

$$\hat{m}(t) = \hat{m}(0) + \frac{1}{k_1} \int_0^t \sigma(\tau)(\ddot{x}_d + \lambda \dot{e}(\tau)) d\tau, \quad (6.9)$$

$$\hat{c}(t) = \hat{c}(0) + \frac{1}{k_2} \int_0^t \sigma(\tau)\dot{x}(\tau) d\tau, \quad (6.10)$$

$$\hat{k}(t) = \hat{k}(0) + \frac{1}{k_3} \int_0^t \sigma(\tau)x(\tau) d\tau, \quad (6.11)$$

$$\hat{p}_0(t) = \hat{p}_0(0) + \frac{1}{k_4} \int_0^t -\sigma(\tau) d\tau, \quad (6.12)$$

sendo k_1 a k_4 ganhos de adaptação e $\hat{m}(0)$, $\hat{c}(0)$, $\hat{k}(0)$ a $\hat{p}_0(0)$ valores iniciais aproximados dos parâmetros.

Aplicando-se a lei de controle proposta em (6.8) na equação dinâmica da planta (6.4), obtém-se:

$$m\ddot{x}(t) + c\dot{x}(t) + kx(t) = \hat{m}(t)(\ddot{x}_d(t) + \lambda\dot{e}(t)) + \hat{c}(t)\dot{x}(t) + \hat{k}(t)x(t) - \hat{p}_0(t) + \eta_1\sigma(t) + \eta_2 \operatorname{sgn}(\sigma(t)) + p_0(t) + d(t), \quad (6.13)$$

com,

$$d = \tilde{v}_h(t) + \tilde{p}(t) \quad (6.14)$$

Sendo o erro dos parâmetros estimados:

$$\hat{m}(t) = m - \tilde{m}(t), \quad (6.15)$$

$$\hat{c}(t) = c - \tilde{c}(t), \quad (6.16)$$

$$\hat{k}(t) = k - \tilde{k}(t), \quad (6.17)$$

$$\hat{p}_0(t) = p_0 - \tilde{p}_0(t), \quad (6.18)$$

obtem-se que:

$$m\ddot{e}(t) + (m\lambda + \eta_1)\dot{e}(t) + \eta_1\lambda e(t) = \tilde{m}(\ddot{x}_d(t) + \lambda\dot{e}(t)) + \tilde{c}\dot{x}(t) + \tilde{k}x(t) + \tilde{p}_0(t) + \eta_2 \operatorname{sgn}(\dot{e}(t) - \lambda e(t)) + d, \quad (6.19)$$

Da qual se conclui que a dinâmica do erro do sistema em malha fechada pode ser dada por:

$$e(t) = \left[\frac{1}{ms^2 + (m\lambda + \eta_1)s + \eta_1\lambda} \right] (\theta^T \phi + \eta_2 \operatorname{sgn}(\dot{e}(t) - \lambda e(t)) + d), \quad (6.20)$$

sendo:

$$\theta^T = [\tilde{m} \quad \tilde{c} \quad \tilde{k} \quad \tilde{p}_0], \quad (6.21)$$

$$\phi = \begin{bmatrix} \ddot{x}_d(t) + \lambda \dot{e}(t) \\ \dot{x} \\ x \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (6.22)$$

Considere a escolha da função do tipo Lyapunov não negativa:

$$V_L(t) = \frac{1}{2} \left(ms^2(t) + k_1 \tilde{m}^2(t) + k_2 \tilde{c}^2(t) + k_3 \tilde{k}^2(t) + k_4 \tilde{p}_0^2(t) \right), \quad (6.23)$$

da qual se pode obter sua derivada no tempo:

$$\begin{aligned} \dot{V}_L(t) &= -\eta_1 s^2(t) - \eta_2 \sigma(t) \operatorname{sgn}(\sigma(t)) + \tilde{p}(t) \sigma(t) \\ &= -\eta_1 \sigma^2(t) - \eta_2 |\sigma(t)| + \tilde{p}(t) \sigma(t). \end{aligned} \quad (6.24)$$

Pode-se garantir a estabilidade do sistema para escolha de um valor apropriado do parâmetro η_2 que torne \dot{V}_L negativa semi-definida. Assim, η_2 deve ser definido tal que $|\tilde{p}(t)| \leq \eta_2$ para $\forall t \in [0, \infty)$.

O termo descontínuo de controle por modos deslizantes proposto não pode ser efetivamente implementado na prática devido ao fenômeno do *chattering* [59] uma vez que devido ao chaveamento abrupto da função sinal na lei de controle, ruídos de medição e modos dinâmicos não-modelados, ressonâncias do sistema podem ser excitadas, o que pode levar a vibrações indesejadas de alta frequência e até mesmo à instabilidade do sistema. Uma solução bem conhecida para esse problema substitui a função descontínua $\operatorname{sgn}(\bullet)$ por uma função de saturação:

$$\operatorname{sat}(\bullet) = \begin{cases} \bullet / \varepsilon, & |\bullet| \leq \varepsilon \\ \operatorname{sgn}(\bullet), & |\bullet| > \varepsilon, \end{cases} \quad (6.25)$$

que introduz uma zona linear ou camada limite na função descontínua original, sendo ε um parâmetro positivo que ajusta a taxa na qual é realizada a operação de chaveamento suave. A lei de controle proposta pode então ser reescrita na forma:

$$v(t) = \hat{m}(t)(\ddot{x}_d(t) + \lambda \dot{e}(t)) + \hat{c}(t)\dot{x}(t) + \hat{k}(t)x(t) - \hat{p}_0(t) + \eta_1 \sigma(t) + \eta_2 \text{sat}(\sigma(t)). \quad (6.26)$$

A substituição da função $\text{sgn}(\bullet)$ pela $\text{sat}(\bullet)$ não altera a derivada da função de Lyapunov fora da região linear, ou seja, para $|\sigma(t)| > \varepsilon$. No entanto, para $|\sigma(t)| \leq \varepsilon$, \dot{V}_L assume a forma:

$$\dot{V}_L(t) = \sigma(t)(\tilde{p}(t) - [\eta_1 + \eta_2 / \varepsilon]\sigma(t)), \quad (6.27)$$

tal que:

$$\dot{V}_L(t) \leq 0, \text{ para } |\sigma(t)| \geq \frac{|\tilde{p}(t)|\varepsilon}{\eta_1\varepsilon + \eta_2}; \quad (6.28)$$

$$\dot{V}_L(t) \text{ indefinido, caso contrário.} \quad (6.29)$$

Como o domínio de indefinição de \dot{V}_L não é compacto (s seria limitado, mas não os erros paramétricos \tilde{m} , \tilde{c} , \hat{k} e \hat{p}_0), não se pode garantir a estabilidade do sistema. Por essa razão, a lei de adaptação robusta dos parâmetros com projeção, similar à apresentada em [62], é escolhida [63]:

$$\hat{m}(t) = \hat{m}(0) + \frac{1}{k_1} \int_0^t \text{Proj}_m [\sigma(\tau)(\ddot{x}_d + \lambda \dot{e}(\tau))] d\tau, \quad (6.30)$$

$$\hat{c}(t) = \hat{c}(0) + \frac{1}{k_2} \int_0^t \text{Proj}_c [\sigma(\tau)\dot{x}(\tau)] d\tau, \quad (6.31)$$

$$\hat{k}(t) = \hat{k}(0) + \frac{1}{k_3} \int_0^t \text{Proj}_k [\sigma(\tau)x(\tau)] d\tau, \quad (6.32)$$

$$\hat{p}_0(t) = \hat{p}_0(0) + \frac{1}{k_4} \int_0^t \text{Proj}_{p_0} [-\sigma(\tau)] d\tau, \quad (6.33)$$

sendo:

$$Proj_{\theta}[\bullet] = \begin{cases} 0, & \text{se } \hat{\theta}(t) = \theta_{\max} \text{ e } \bullet > 0 \\ 0, & \text{se } \hat{\theta}(t) = \theta_{\min} \text{ e } \bullet < 0 \\ \bullet, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (6.34)$$

e θ o parâmetro a ser projetado, no caso, \hat{m} , \hat{c} , \hat{k} ou \hat{p}_0 . Note que a utilização da função de projeção é necessária para evitar a divergência por *drift* dos parâmetros adaptados, devido à região de indefinição do sinal de \dot{V}_L que passa a ser compacta no espaço dos erros paramétricos e da variável s .

A derivada da função de Lyapunov (6.23), após a aplicação da lei de controle modificada (6.26) se torna:

$$\dot{V}_L(t) = -\eta_1 \sigma(t)^2 - \eta_2 \sigma(t) \text{sat}(\sigma(t) / \varepsilon) + \tilde{p}(t) \sigma(t). \quad (6.35)$$

Assumindo-se que $\sigma(t)$ esteja inicialmente fora da fronteira especificada por ε , ou seja, $|\sigma(0)| > \varepsilon$, a derivada da função de Lyapunov (6.23) do controlador modificado (6.35) se torna idêntica a do controlador anterior dada em (6.24) e $\sigma(t) \rightarrow 0$ com $t \rightarrow \infty$. Entretanto, antes de alcançar a origem, $\sigma(t)$ entra na camada limite, $|\sigma(t)| \leq \varepsilon$, onde a estrutura do controlador muda devido ao chaveamento utilizando a função de saturação. Para $\sigma(t)$ dentro da camada limite, a derivada da função de Lyapunov é dada por:

$$\begin{aligned} \dot{V}_L(t) &= -\eta_1 \sigma(t)^2 - \eta_2 \sigma(t) \text{sat}(\sigma(t) / \varepsilon) + \tilde{p}(t) \sigma(t) \\ &= -\eta_1 \sigma(t)^2 - \frac{\eta_2 \sigma(t)^2}{\varepsilon} + \tilde{p}(t) \sigma(t) \\ &= \sigma(t) (\tilde{p}(t) - [\eta_1 + \eta_2 / \varepsilon] \sigma(t)), \quad |\sigma(t)| \leq \varepsilon. \end{aligned} \quad (6.36)$$

Se $\sigma(t)$ permanece dentro da área dada pela inequação (6.37), $\dot{V}_L(t) \leq 0$ o que faz com que $\sigma(t)$ seja forçado na direção da origem.

$$|\sigma(t)| < \frac{|\tilde{p}(t)| \varepsilon}{\eta_1 \varepsilon + \eta_2} \leq \delta < \varepsilon, \quad (6.37)$$

$$\delta = \frac{\eta_2 \varepsilon}{\eta_1 \varepsilon + \eta_2}.$$

Por outro lado, uma vez que $\sigma(t)$ entra na região dada pela inequação (6.37), $\dot{V}_L(t) > 0$, o que força $\sigma(t)$ a se mover para longe da origem. Eventualmente $\sigma(t)$ será aprisionado dentro da região dada por (6.37) após um intervalo de tempo finito $\tau_\delta \forall t \in [\tau_\delta, \infty)$. Assim, a região $|\sigma(t)| < \delta < \varepsilon$ é a zona de convergência ou a região de atração para trajetórias que começam fora dessa área.

Agora, assuma que $\sigma(t)$ entra na zona de convergência em $t = \tau_\delta$ e que a inequação $|\sigma(t)| < \delta$ seja válida para $\tau_\delta \forall t \in [\tau_\delta, \infty)$. Conseqüentemente, uma função positiva variável no tempo $l_1(t) > 0$ pode ser encontrada, tal que:

$$\sigma(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t) = \delta - l_1(t). \quad (6.38)$$

Resolvendo a equação diferencial (6.38), temos que:

$$\begin{aligned} e(t) &= \frac{\delta}{\lambda} + \left[e(\tau_\delta) - \frac{\delta}{\lambda} \right] \exp(-\lambda(t - \tau_\delta)) - \exp(-\lambda t) \int_{\tau_\delta}^t l_1(\tau) \exp(\lambda \tau) d\tau \\ &< \frac{\delta}{\lambda} + \left[e(\tau_\delta) - \frac{\delta}{\lambda} \right] \exp(-\lambda(t - \tau_\delta)) \quad \forall t \in [\tau_\delta, \infty). \end{aligned} \quad (6.39)$$

Conseqüentemente,

$$e_{ss}(t) < \frac{\delta}{\lambda}. \quad (6.40)$$

Da mesma forma, existe uma função variável no tempo $l_2(t) > 0 \quad \forall t \in [\tau_\delta, \infty)$, para $|\sigma(t)| < \delta$, para a qual:

$$\sigma(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t) = -\delta + l_2(t), \quad (6.41)$$

o que leva à:

$$e(t) > -\frac{\delta}{\lambda} + \left[e(\tau_\delta) + \frac{\delta}{\lambda} \right] \exp(-\lambda(t - \tau_\delta)) \quad \forall t \in [\tau_\delta, \infty), \quad (6.42)$$

e conseqüentemente:

$$e_{ss}(t) > -\frac{\delta}{\lambda}. \quad (6.43)$$

Pode-se concluir, portanto, que:

$$|e_{ss}(t)| \leq \beta, \quad (6.44)$$

sendo:

$$\beta = \frac{\delta}{\lambda} = \frac{\eta_2 \varepsilon}{\lambda(\eta_1 \varepsilon + \eta_2)}. \quad (6.45)$$

6.1.2 Sintonia do controlador adaptativo

A sintonia adequada do controlador consiste na escolha dos ganhos de adaptação (k_1 , k_2 , k_3 , k_4), dos ganhos do controlador por modos deslizantes (λ , η_1 e η_2) e da faixa linear do operador de saturação (caracterizada por ε), além da escolha dos limites da projeção (θ_{min} e $\theta_{máx}$) e dos valores iniciais para cada uma das quatro variáveis estimadas, totalizando assim 20 parâmetros a serem determinados.

6.1.2.1 Estimador dos parâmetros adaptativos

Primeiramente todos os parâmetros foram levados (através de simulações, utilizando o modelo da planta descrito no capítulo 5) a valores que garantissem a estabilidade do sistema em malha fechada. Posteriormente todos os parâmetros foram fixados, variando-se cada parâmetro individualmente em busca de valores que otimizassem a resposta do sistema em malha fechada em termos de menor erro em regime permanente e menor tempo de acomodação dos parâmetros adaptados. Durante a escolha dos ganhos

de adaptação a projeção de parâmetros não foi utilizada.

As figuras a seguir apresentam a adaptação dos parâmetros estimados para diferentes ganhos de adaptação (k_1 , k_2 , k_3 , k_4) obtidos por simulação. Em cada experimento variou-se apenas um dos ganhos, a fim de estudar o efeito de sua variação sobre a velocidade de adaptação do sistema. Foi aplicada à entrada um sinal de referência senoidal de 10 Hz e 10 μm de amplitude.

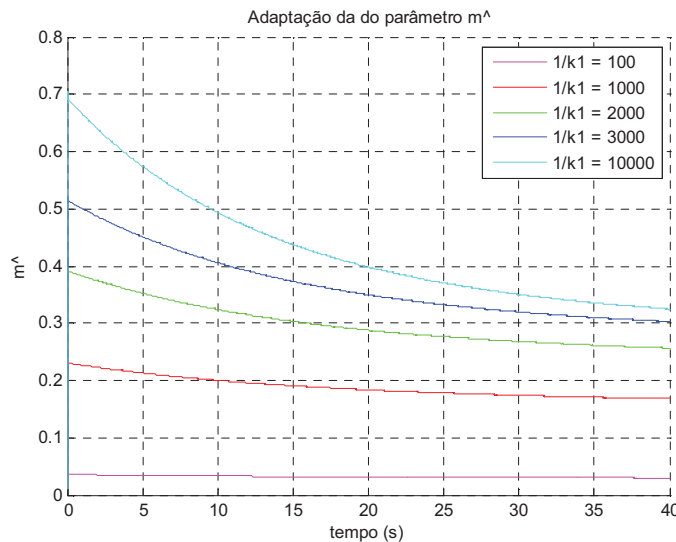


Figura 78 - Adaptação do parâmetro estimado \hat{m} para diferentes ganhos de adaptação.

A análise da Figura 78 mostra que aumento do ganho $1/k_1$ faz com que o parâmetro estimado afaste-se rapidamente do seu valor inicial nos primeiros instantes, demorando mais para se acomodar em um valor constante. Na Figura 79 é apresentada a simulação do rastreamento da trajetória de referência do controlador para os primeiros 50 ms após o início da adaptação. Pode-se observar que ganhos de adaptação maiores fazem com que a saída controlada se aproxime mais rapidamente da posição de referência. No entanto ganhos elevados fazem com que o sistema apresente oscilações consideráveis nos primeiros instantes do experimento, podendo excitar os modos ressonantes do sistema e levar o sistema à instabilidade.

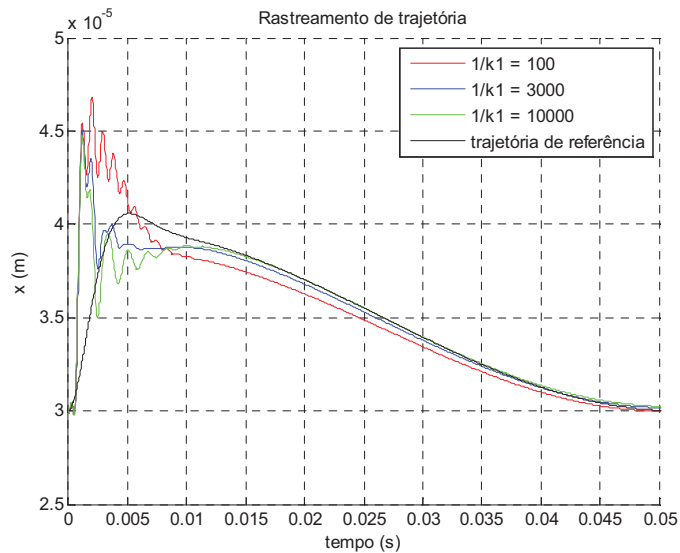


Figura 79 - Rastreamento de trajetória senoidal de 10 Hz para diferentes valores de k_1 .

Da mesma forma que para o ganho $1/k_1$, a elevação do ganho $1/k_2$ faz com que o parâmetro estimado \hat{c} se acomode mais rapidamente, conforme apresentado na Figura 80. A Figura 81 mostra o comportamento do sistema nos primeiros instantes da simulação e como o aumento de $1/k_2$ faz com que o sistema oscile inicialmente, podendo levar a planta à instabilidade. Obteve-se, por simulação, que valores de $1/k_2$ superiores a $5 \cdot 10^9$ são suficientes para instabilizar o sistema.

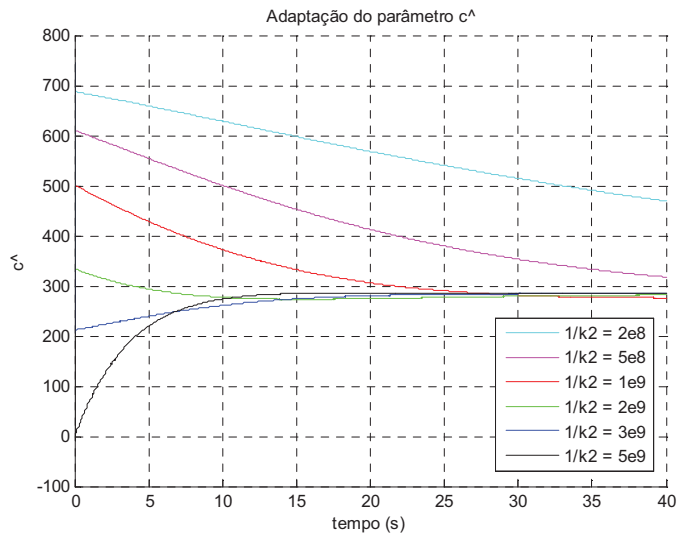


Figura 80 - Adaptação do parâmetro estimado \hat{c} para diferentes ganhos de adaptação.

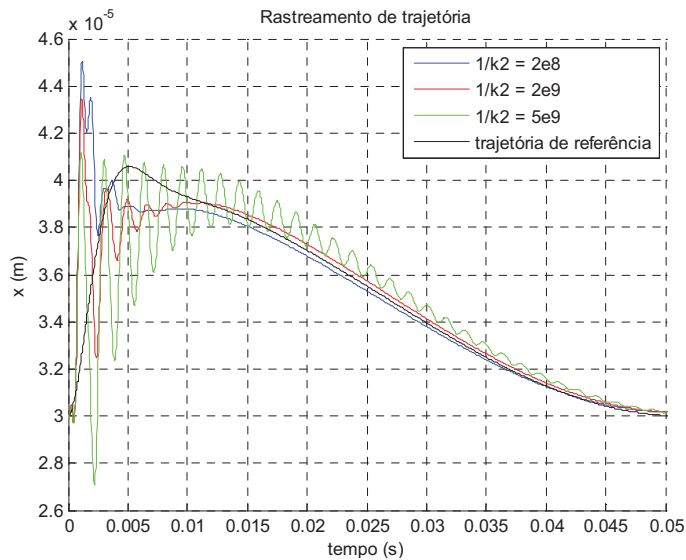


Figura 81 - Rastreamento de trajetória senoidal de 10 Hz para diferentes valores de k_2 .

A Figura 82 apresenta a simulação para variações do ganho k_3 . Ao contrário dos casos anteriores, o aumento de $1/k_3$ não torna o sistema mais oscilatório, no entanto provoca o aumento sobre-sinal (*overshoot*) nos primeiros instantes da adaptação, podendo fazer com que o atuador chegue abruptamente aos seus limites mecânicos de deslocamento, podendo instabilizar a planta ou mesmo danificar o atuador após uso frequente. Valores de desse parâmetro superiores a $5 \cdot 10^{13}$ foram suficientes para instabilizar o sistema durante simulações.

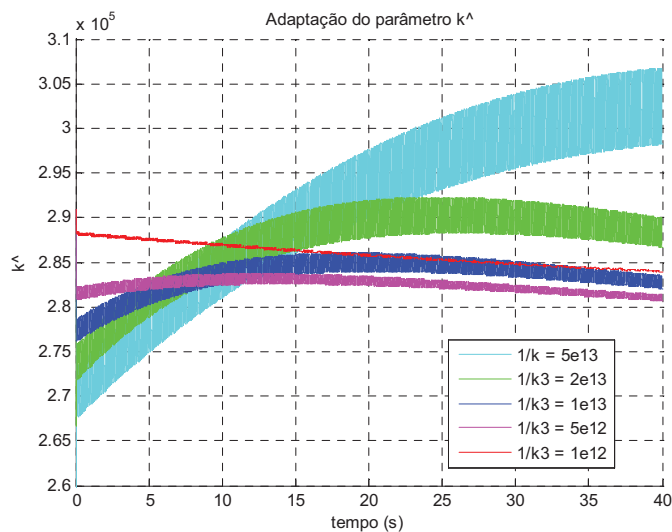


Figura 82 - Adaptação do parâmetro estimado \hat{k} para diferentes ganhos de adaptação.

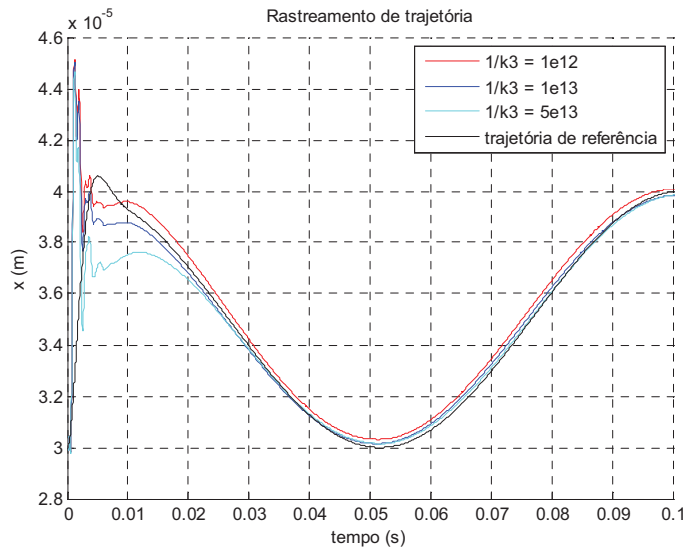


Figura 83 - Rastreamento de trajetória senoidal de 10 Hz para diferentes valores de k_3 .

A variação do parâmetro k_4 apresenta as mesmas características de k_3 e por isso os gráficos da mesma não são apresentados aqui. As mesmas considerações são válidas para este ganho.

Uma vez determinados ganhos de adaptação razoáveis, simulou-se o sistema durante um período de tempo suficiente para que houvesse estabilização dos parâmetros estimados, aplicando-se em sua entrada uma onda senoidal de 10 Hz e $10 \mu\text{m}$ de amplitude. Os valores finais os parâmetros estimados obtidos passaram então a ser utilizado como uma estimativa inicial.

A determinação dos limites inferior e superior das projeções foi feita registrando-se os valores dos parâmetros adaptados instantes antes do sistema entrar na zona de instabilidade. Para tal foram escolhidos ganhos de adaptação capazes de instabilizar o sistema, fazendo com que os parâmetros deslizassem lentamente até a instabilidade. À medida que os parâmetros se aproximam de uma zona instável, a resposta do sistema passa a apresentar oscilações indesejadas. Os parâmetros imediatamente anteriores ao surgimento de tais oscilações foram utilizados como limites para determinação da projeção dos parâmetros.

Os valores finais escolhidos para cada um dos parâmetros e utilizados nos experimentos com a planta real são mostrados na Tabela 6 apresentada no capítulo seguinte.

6.1.2.2 Ganhos do controlador por modos deslizantes

Para a determinação dos parâmetros do controlador por modos deslizantes, a adaptação dos parâmetros foi desabilitada, mantendo-se os parâmetros estimados fixos em sua estimativa inicial.

A parcela do controlador por modos deslizantes contribui na lei de controle (6.26) com a parcela:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= \eta_1 \sigma(t) + \eta_2 \operatorname{sgn}(\sigma(t)) \\ &= \eta_1 (\dot{e}(t) + \lambda e(t)) + \eta_2 \operatorname{sat}(\dot{e}(t) + \lambda e(t)), \end{aligned} \quad (6.46)$$

a qual é composta por um controle estabilizante PD juntamente com uma parcela não linear dada pela saturação. O controlador PD é dado por:

$$v_1(t) = \eta_1 (\dot{e}(t) + \lambda e(t)) = \eta_1 \lambda \cdot e(t) + \eta_1 \cdot \dot{e}(t) = K_p \cdot e(t) + K_d \cdot \dot{e}(t). \quad (6.47)$$

De acordo com (6.48), o erro em regime permanente do sistema em malha fechada é dado por:

$$|e_{ss}(t)| \leq \frac{\eta_2 \varepsilon}{\lambda(\eta_1 \varepsilon + \eta_2)}, \quad (6.48)$$

devendo-se portanto escolher as variáveis de controle a fim de minimizar o erro em regime permanente.

O valor de ε ajusta a taxa com qual o chaveamento é realizado, sendo escolhido tal que o chaveamento não ocorra de forma abrupta introduzindo oscilações ao sistema que possam excitar os modos ressonantes e levar à instabilidade.

Além disso, de acordo com (6.24), η_2 deve ser tal que:

$$|\tilde{p}(t)| \leq \eta_2. \quad (6.49)$$

O módulo da perturbação foi estimado a partir das curvas de histerese, Figura 67, como sendo o maior desvio entre a posição desejada e a posição real causada pela histerese. Fixados os valores de ε e η_2 , escolheu-se λ e η_1 através de simulações, de forma a atender as restrições apresentadas anteriormente.

Os valores obtidos para cada um dos parâmetros e utilizados nos experimentos com a planta real são mostrados na Tabela 6 apresentada no capítulo seguinte. O capítulo 7 apresenta resultados experimentais e medições de desempenho do controlador adaptativo projetado.

6.2 Compensador paralelo

Compensadores paralelos foram primeiramente desenvolvidos [63], buscando-se um método capaz de tornar a planta do sistema controlado SPR em malha fechada.

O conceito de funções de transferência estritamente positivas reais (*strictly positive real*, SPR) deriva da teoria de circuitos elétricos e apresenta um papel importante na análise de estabilidade de sistemas não-lineares. Sistemas SPR se comportam de forma dissipativa, dissipando energia do sistema.

Uma função de transferência real $G(s)$ é dita PR (positiva real) se:

1. $G(s)$ for real para qualquer s ;
2. $\operatorname{Re}\{G(s)\} \geq 0, \forall \operatorname{Re}\{s\} > 0$.

Assumindo-se que $G(s)$ é não nula para qualquer s , $G(s)$ é dita SPR se $G(s - \varepsilon)$ for PR para $\varepsilon > 0$. Sistemas SPR são assintoticamente estáveis e apresentam fase não mínima.

Uma condição necessária para uma função de transferência $G(s)$ ser PR é que sua fase seja maior ou igual a 90° o que não é observado no sistema estudado nesse trabalho, conforme se pode observar na Figura 63.

Uma planta é dita como sendo ASPR (*almost strictly positive real*) se existe uma realimentação de saída constante de forma que a função de transferência em malha fechada seja SPR [63]. Foi apresentado em [65] que uma planta não-ASPR pode ser transformada em ASPR através de um compensador paralelo *feedforward* na planta.

Os ganhos de controladores adaptativos podem crescer além dos limites admissíveis do domínio de estabilidade e levar à divergência do sistema de controle. Esse problema foi tratado em [66], utilizando-se compensação paralela, o qual mostrou que plantas ASPR mantêm sua estabilidade para qualquer ganho (fixo ou variante no tempo) que for maior que um valor mínimo. Em geral, plantas ASPR satisfazem condições de passividade, necessárias para garantir a estabilidade robusta do controlador adaptativo não-linear [66].

Se $G_I(s)$ for ASPR e $G_c(s)$ for suficientemente pequeno, pode-se aplicar realimentação de saída da planta de substituição $G_I(s)$ ao invés da planta original $G(s)$, de forma que os objetivos de controle sejam atendidos [67]. Diferentes métodos para obtenção de um compensador paralelo $G_c(s)$ para o controle de plantas não-lineares ou de fase não mínima foram propostos em [65], [67] e [68]. A sessão seguinte apresenta o projeto de um desses compensadores, baseado na estrutura proposta em [68].

6.2.1 Projeto do compensador paralelo

A utilização de um compensador em paralelo para os efeitos da dinâmica do atuador piezoelétrico é adotada neste trabalho. Utiliza-se a estrutura descrita em [68], visando à redução do efeito do atraso de resposta da planta, aqui atribuído aos zeros instáveis do modelo identificado, aproximando a dinâmica do sistema da de um modelo de segunda ordem. Deste modo pode-se esperar o aumento da margem de ganho, melhorando assim o desempenho do controlador adaptativo descrito no capítulo anterior, sobretudo com ganhos altos para se obter melhor precisão.

A parte linear da planta pode ser descrita por sua função de transferência:

$$G_p(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{L(s)}{M(s)}, \quad (6.50)$$

na qual $X(s)$ e $U(s)$ são as transformadas de Laplace dos sinais de saída e de entrada da planta, respectivamente, $L(s)$ e $M(s)$ são polinômios de ordem m e n , respectivamente, com $m < n$. Visto que o nanoposicionador é estável, as raízes de $M(s)$ possuem parte real negativa. O compensador paralelo é descrito pela função de transferência:

$$G_c(s) = G_1(s) - G_p(s), \quad (6.51)$$

sendo $G_1(s)$ a planta aumentada (pelo compensador paralelo), a qual deve ser tal que:

1. $G_1(0) = G_p(0)$;
2. $G_1(j\omega) \approx G_p(j\omega)$ dentro de certo intervalo de operação $\omega \in (0, \omega_{\max})$;
3. $G_1(s)$ é estável;

$$4. \arg(G_1(j\omega)) > -180^\circ, \forall \omega.$$

A planta aumentada $G_1(s) = G_c(s) + G_p(s)$ é dada por:

$$G_1(s) = \frac{L_1(s)}{M_1(s)}, \quad (6.52)$$

e pode ser projetada como descrito por [68]:

$$L_1(s) = l \left(\frac{s + \omega_1}{\omega_1} \right)^{n-1}, \quad l = L(0), \quad (6.53)$$

$$M_1(s) = M(s). \quad (6.54)$$

A frequência de quebra ω_1 deve ser escolhida de forma que as premissas 2 e 4 sejam satisfeitas.

Assim, o controlador adaptativo apresentado na seção 6.1 será aplicado ao sistema compensado, cuja parte linear tem função de transferência $G_I(s)$. O diagrama de blocos da Figura 84 apresenta a estrutura do compensador paralelo, na qual C é um controlador de alto ganho, conforme apresentado por [68]. O bloco C pode ser substituído pelo controlador adaptativo proposto.

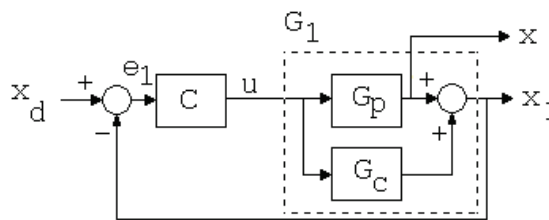


Figura 84 - Estrutura do compensador paralelo.

6.2.2 Sintonia do compensador paralelo

A sintonia do compensador paralelo depende basicamente da escolha do parâmetro ω_1 de forma a garantir que as premissas 1 a 4 apresentadas anteriormente. A escolha do parâmetro foi feita através de simulações, nas quais diferentes polinômios

$G_I(s)$ foram encontrados através da variação de ω_1 . A Figura 85 apresenta a resposta em frequência obtida para diferentes polinômios $G_I(s)$, dentre as quais o polinômio correspondente à $\omega_1 = 5000$ rad/s é um candidato a planta aumentada do sistema por atender aos requisitos de projeto. $G_p(s)$ refere-se à função de transferência da planta obtida através da modelagem apresentada no capítulo 4.

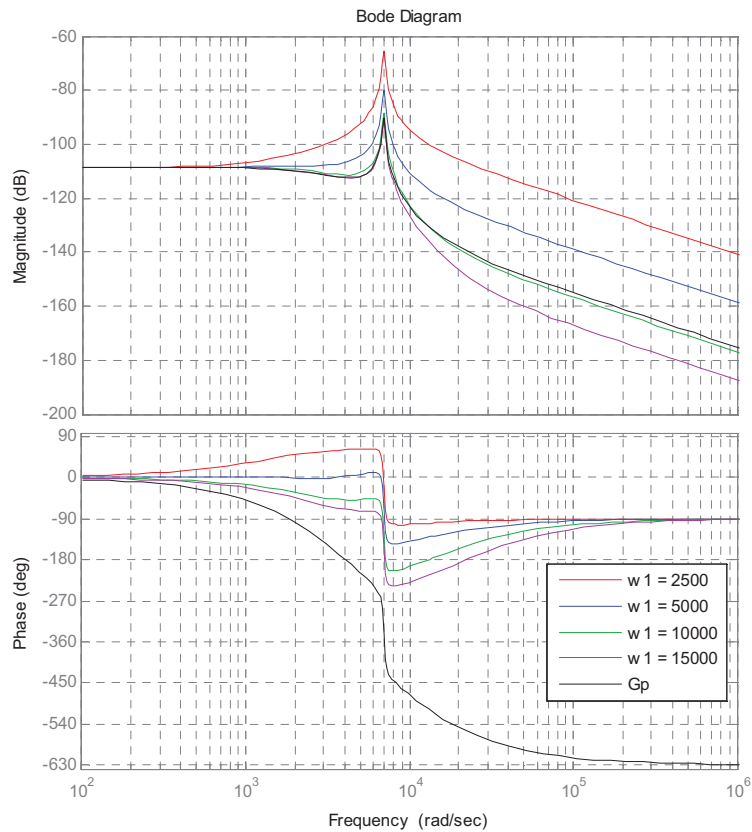


Figura 85 - Repostas em frequência para diferentes polinômios $G_I(s)$.

O polinômio da planta aumentada proposto para o controle da planta utilizado para os experimentos com a planta real são apresentados no capítulo 7. Comparações entre resultados obtidos através da utilização do compensador paralelo são apresentados no capítulo seguinte.

6.3 Conclusão do capítulo

O projeto de um controlador adaptativo robusto com modos deslizantes foi apresentado nesse capítulo, visando-se realizar o controle da planta apresentada no capítulo 5. A estrutura de controle apresentada busca compensar as características

indesejáveis da dinâmica do sistema adaptativamente, tratando a histerese do mesmo como uma perturbação de entrada limitada.

A utilização de um compensador paralelo foi apresentada, e a sua utilização em conjunto com o controlador adaptativo robusto especificado foi proposta, buscando a compensação o atraso de fase do sistema introduzido pela sua dinâmica de fase não mínima.

No capítulo 7 são apresentados resultados experimentais dos controladores aqui discutidos aplicados ao sistema experimental detalhado no capítulo 5. São apresentadas comparações entre as diferentes estruturas de controle, analisando-se os mesmos quanto ao erro de rastreamento de trajetórias periódicas e a sua capacidade de supressão de histerese.

Capítulo 7

Resultados Experimentais

7.1 Desempenho em malha aberta

O sistema em estudo é estável em malha aberta, de forma que o sinal de saída é capaz de rastrear uma trajetória de referência em malha aberta, dada a devida conversão do sinal de referência de unidade métrica para unidade de tensão a ser aplicada na entrada do amplificador.

A Figura 86 apresenta um diagrama de blocos do sistema em malha aberta. O bloco “Conversor” faz a transformação da trajetória deseje de metros para uma tensão desejada em Volts através de uma equação linear. O conversor foi devidamente calibrado, de forma a aproximar a trajetória medida à trajetória de referência. É importante notar que nenhuma malha de controle atua sobre o sistema, de forma que não há rejeição de perturbações ou das não linearidades da planta.

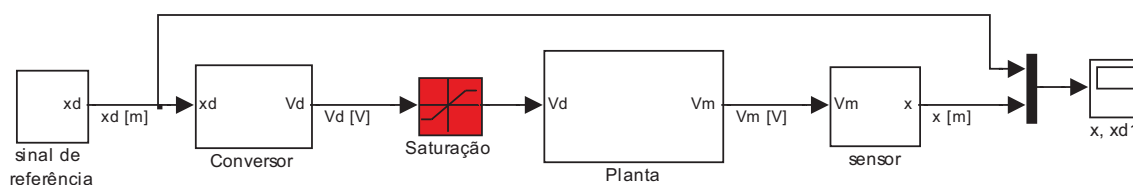


Figura 86 - Diagrama de blocos do sistema em malha aberta.

As figuras a seguir apresentam o rastreamento do sistema à senóides de 5, 10 e 50 Hz e a ondas triangulares de 10 e 50 Hz, apresentando as curvas de referência e de saída, bem como o erro de posição do atuador. Os experimentos foram feitos com o atuador sem carga.

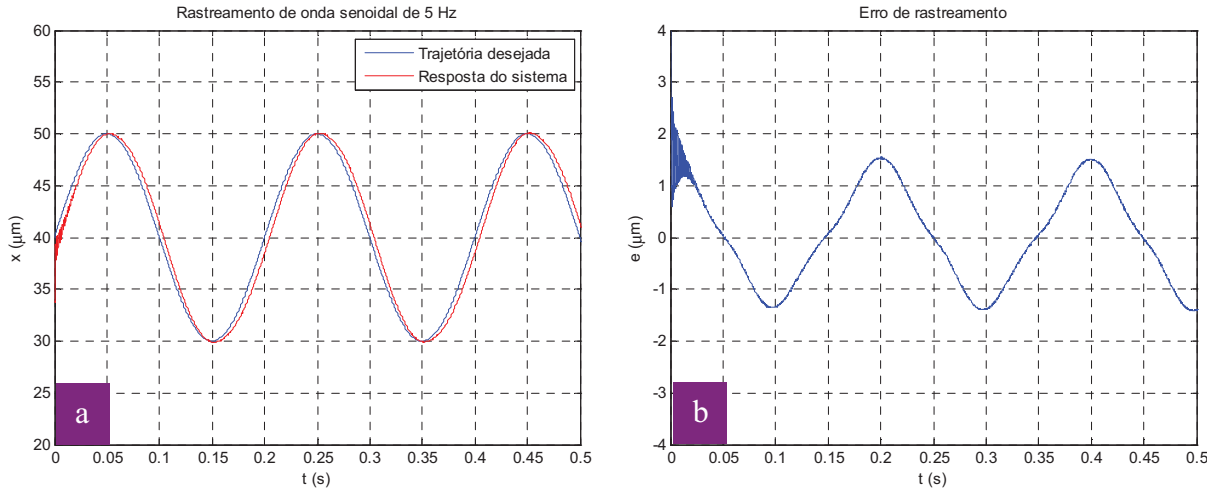


Figura 87 – Resposta do sistema em malha aberta a senóide de 5 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento.

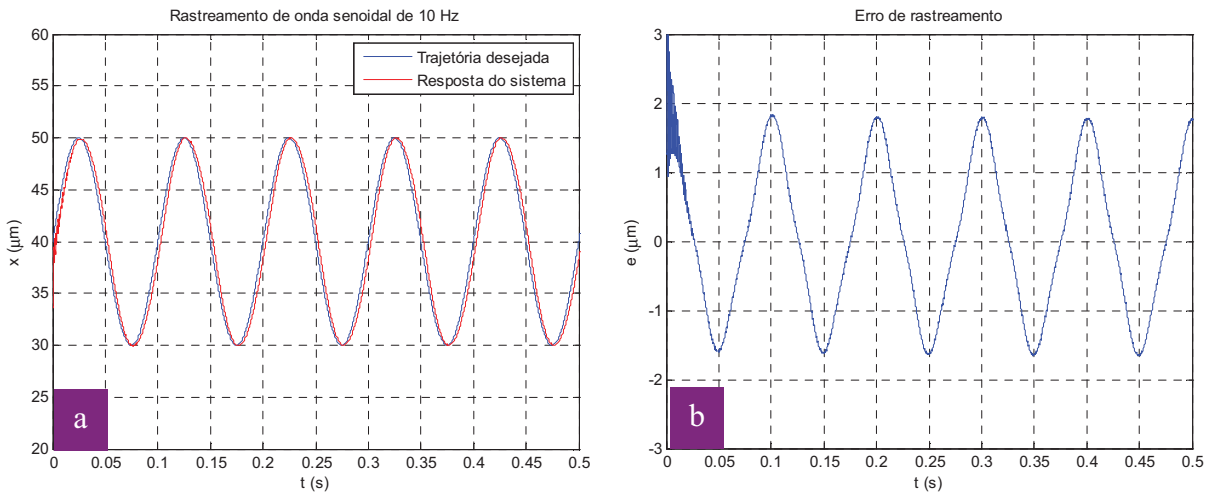


Figura 88 – Resposta do sistema em malha aberta a senóide de 10 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento.

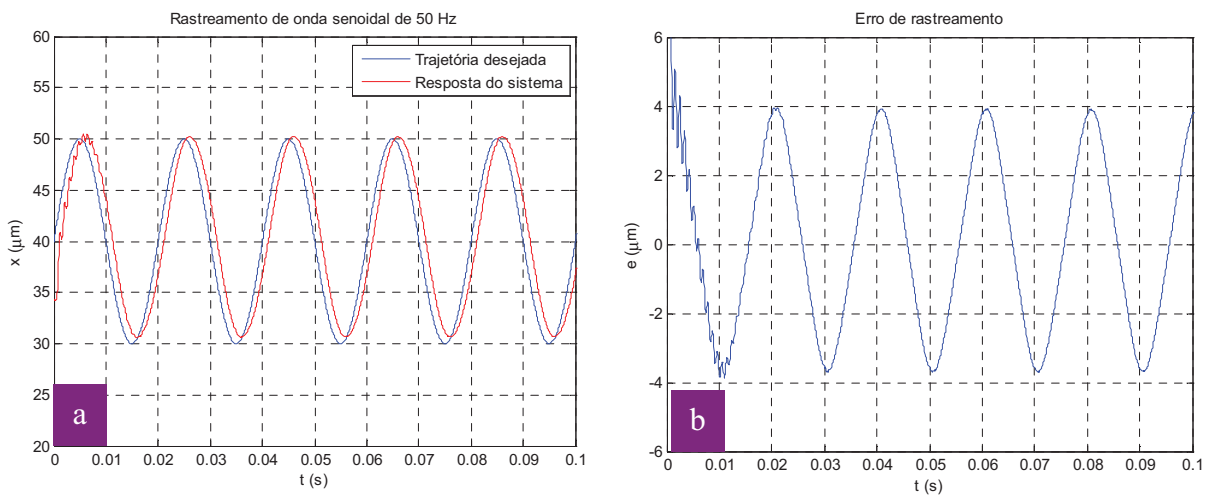


Figura 89 - Resposta do sistema em malha aberta a senóide de 50 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento.

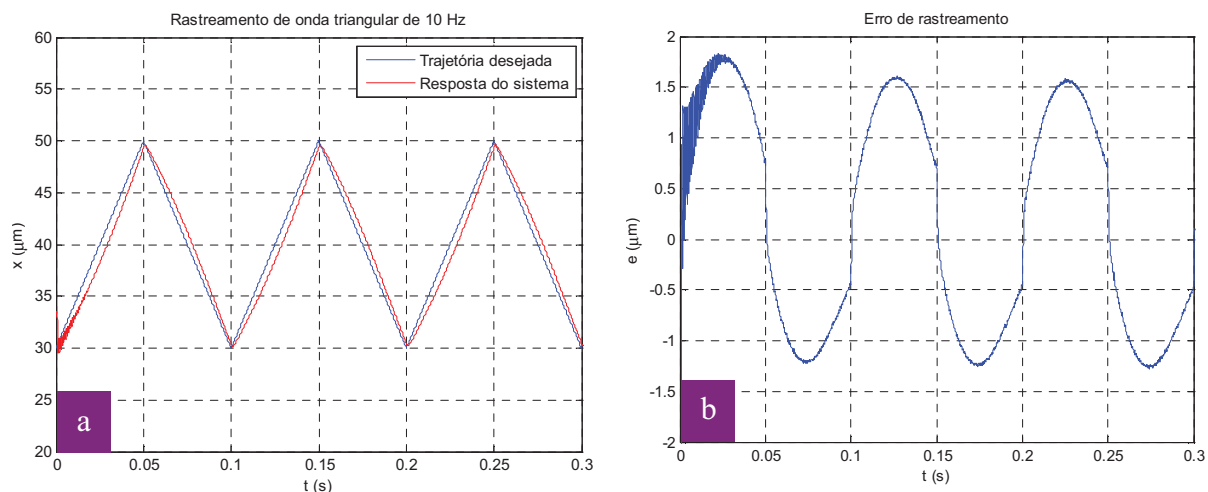


Figura 90 - Resposta do sistema em malha aberta a onda triangular de 10 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento.

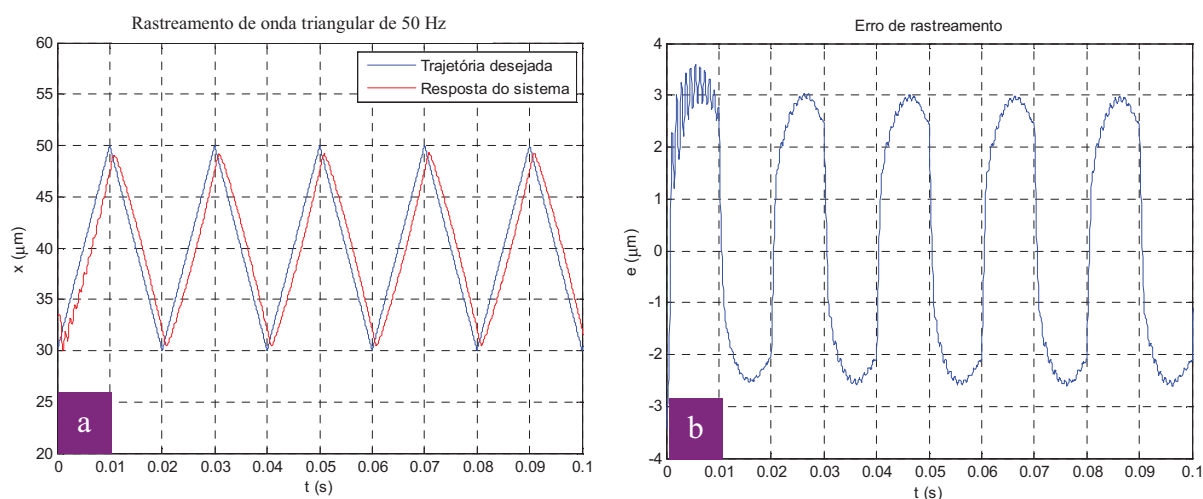


Figura 91 - Resposta do sistema em malha aberta a onda triangular de 50 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento.

Pode-se observar nas curvas de saída a excitação das frequências de ressonância, a qual gera oscilações no regime transitório.

Uma vez que não há controle sobre o sinal de saída da planta, a histerese pode provocar um *offset* na saída, dependendo do estado inicial do sistema. Esse fenômeno pode ser observado na Figura 89, na qual se observa claramente o *offset*, o qual provoca a assimetria do erro. Isso faz com que a escolha da equação linear do bloco “Conversor” não seja única, uma vez que a mesma depende do estado inicial do sistema. O efeito da histerese pode ser claramente observado pela deformação nas ondas triangulares, conforme mostrado na Figura 90.

7.2 Desempenho do controlador PI

As figuras a seguir apresentam a resposta do sistema em malha fechada utilizando o controlador PI interno ao amplificador E-665.CR. As figuras apresentam o rastreamento do sistema à senóides de 5, 10 e 50 Hz e a ondas triangulares de 10 e 50 Hz, apresentando as curvas de referência e de saída, bem como o erro de posição do atuador. Os experimentos foram feitos com o atuador sem carga.

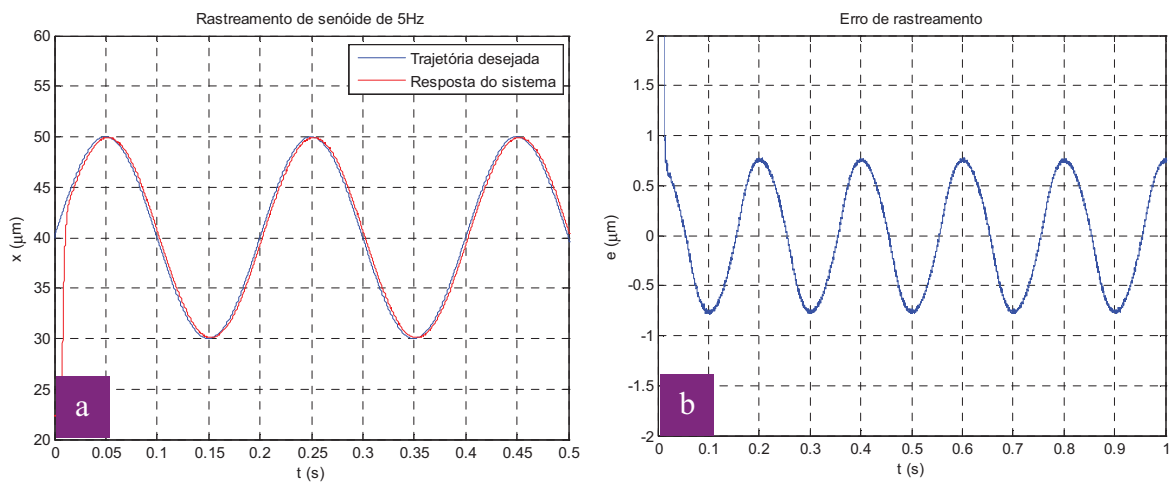


Figura 92 - Resposta do controlador PI a senóide de 5 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento.

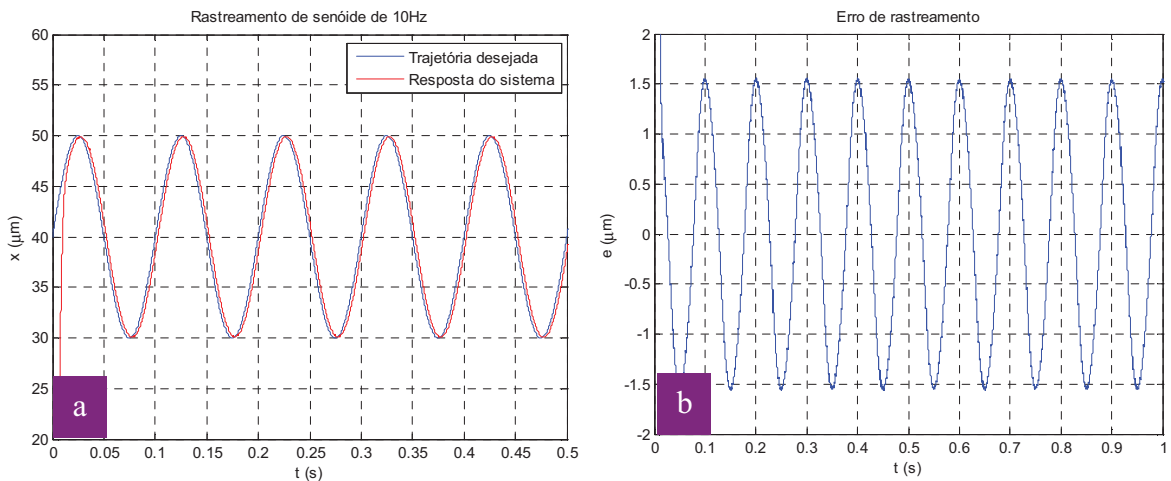


Figura 93 - Resposta do controlador PI a senóide de 10 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento.

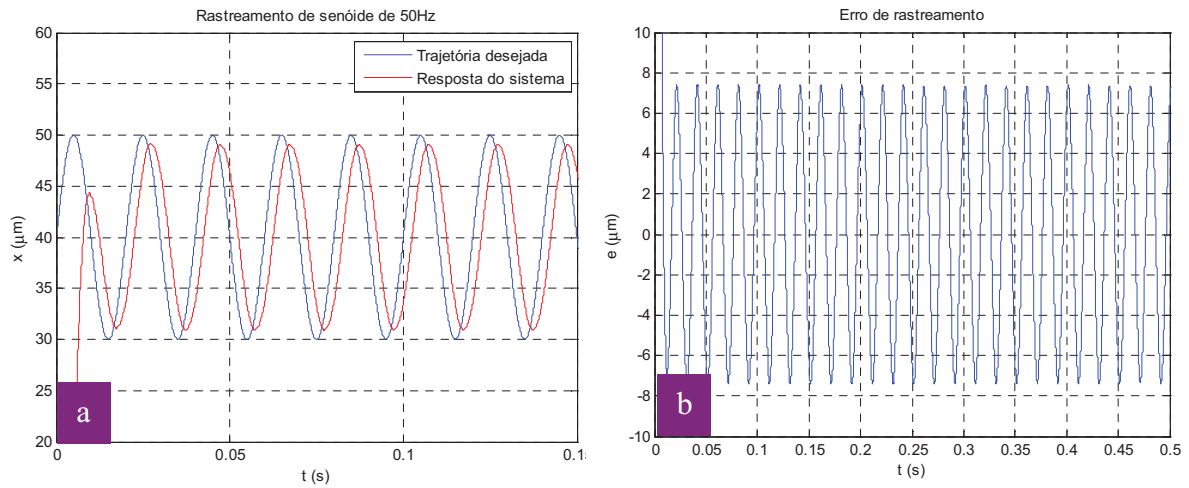


Figura 94 - Resposta do controlador PI a senoide de 50 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento.

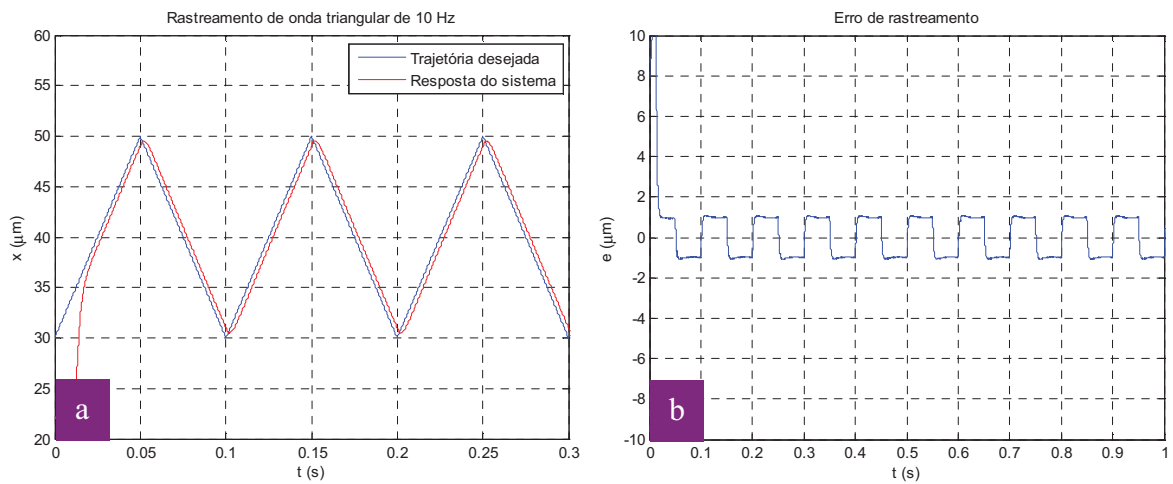


Figura 95 – Resposta do controlador PI a onda triangular de 10 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento.

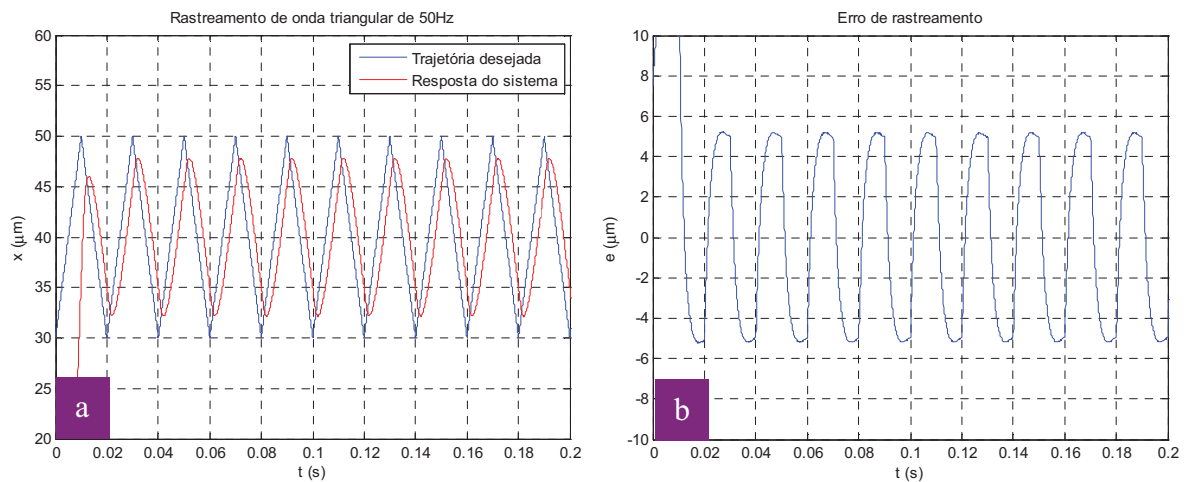


Figura 96 - Resposta do controlador PI a onda triangular de 50 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento.

Observa-se nas figuras a redução do efeito de ressonância em regime transitório. A adição do controlador diminui o erro de rastreamento para baixas frequências, sendo capaz de minimizar os efeitos das não-linearidades, conforme observado comparando-se a resposta apresentada na Figura 95 com o seu equivalente em malha aberta na Figura 90.

No entanto a utilização do controlador PI introduz um atraso de fase no sistema, visível facilmente através da comparação das curvas em malha aberta e fechada para sinais de referência de 50 Hz.

7.3 Desempenho do controlador adaptativo robusto

O controlador adaptativo robusto foi implementado em *Simulink*, conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 97. A estrutura do controlador é apresentada na Figura 98.

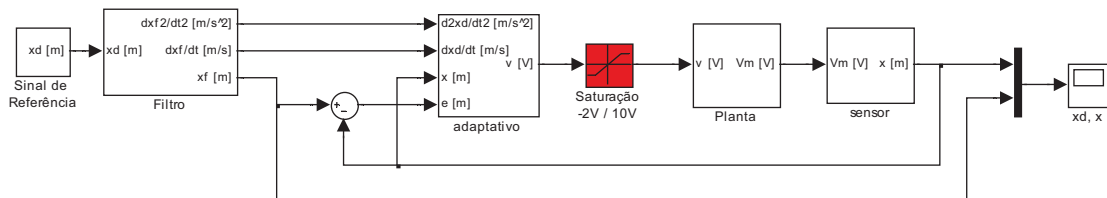


Figura 97 - Diagrama de blocos do sistema em malha fechada com controle adaptativo robusto.

Devem-se ressaltar algumas considerações feitas durante a implementação do controlador. Foi utilizado um filtro discreto para obtenção da derivada da posição do atuador, a fim de atenuar o ruído de medição percebido na prática, conforme apresentado no capítulo 7.

A trajetória rastreada pode apresentar descontinuidades, como no caso da utilização de ondas triangulares, por exemplo. Entretanto, conforme apresentado anteriormente, o sinal de referência deve ter derivadas contínuas e limitadas. Por isso a trajetória de referência deve ser filtrada através de um sistema estável de segunda ordem, dado por:

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (7.1)$$

com $\zeta = 0,200$ e $\omega_n = 600 \text{ rad/s} = 95,5 \text{ Hz}$. A implementação apresentada na Figura 99 foi utilizada para o filtro, de forma a gerar o sinal de referência e as derivadas da trajetória de referência requeridas pelo controlador adaptativo.

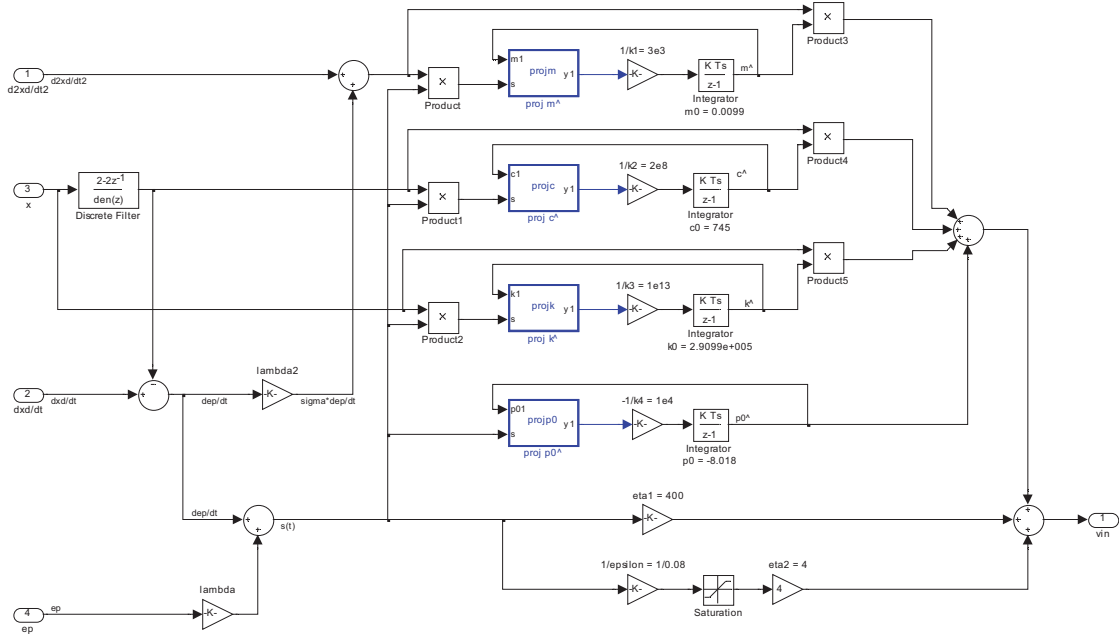


Figura 98 - Diagrama de blocos do controlador adaptativo robusto.

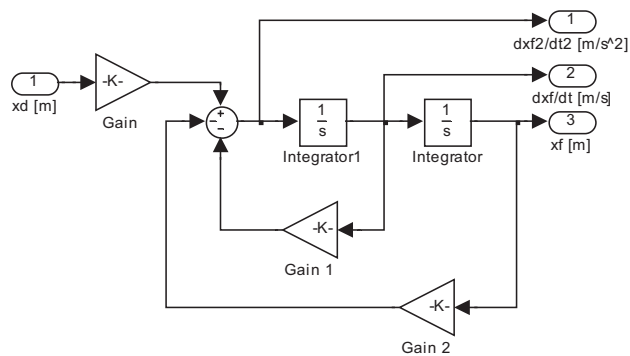


Figura 99 - Filtro $H(s)$ de segunda ordem.

Os parâmetros do controlador usados nos experimentos foram escolhidos por meio do procedimento apresentado no capítulo 6. Os valor de cada parâmetro é mostrado na Tabela 6.

Tabela 6 - Valor dos parâmetros do controlador para os experimentos.

Parâmetros do controlador			
λ	ε	η_1	η_2
1000	0,08	400	4
Ganhos de adaptação			
$1/k_1$	$1/k_2$	$1/k_3$	$1/k_4$
$3 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^8$	$1 \cdot 10^{13}$	$1 \cdot 10^4$
Estimativa inicial dos parâmetros			
$\hat{m}(0)$	$\hat{c}(0)$	$\hat{k}(0)$	$\hat{p}_0(0)$
0,0099	745,0	$2,9099 \cdot 10^5$	-8

As figuras a seguir apresentam as respostas a ondas senoidais e triangulares de diferentes frequências. São apresentadas as curvas de referência e de saída do sistema, o erro de posição do atuador, o plano de fase e as curvas de adaptação dos parâmetros do controlador adaptativo para cada uma das trajetórias desejadas. Os planos de fase apresentam a trajetória do erro de posição ($e = x_d - x$) e de sua primeira derivada, bem como os limites do erro em regime permanente apresentados pelas equações (6.40) e (6.44), sendo:

$$\beta = \frac{\delta}{\lambda} = \frac{\eta_2 \varepsilon}{\lambda(\eta_1 \varepsilon + \eta_2)}. \quad (7.2)$$

Os experimentos foram feitos com o atuador sem carga.

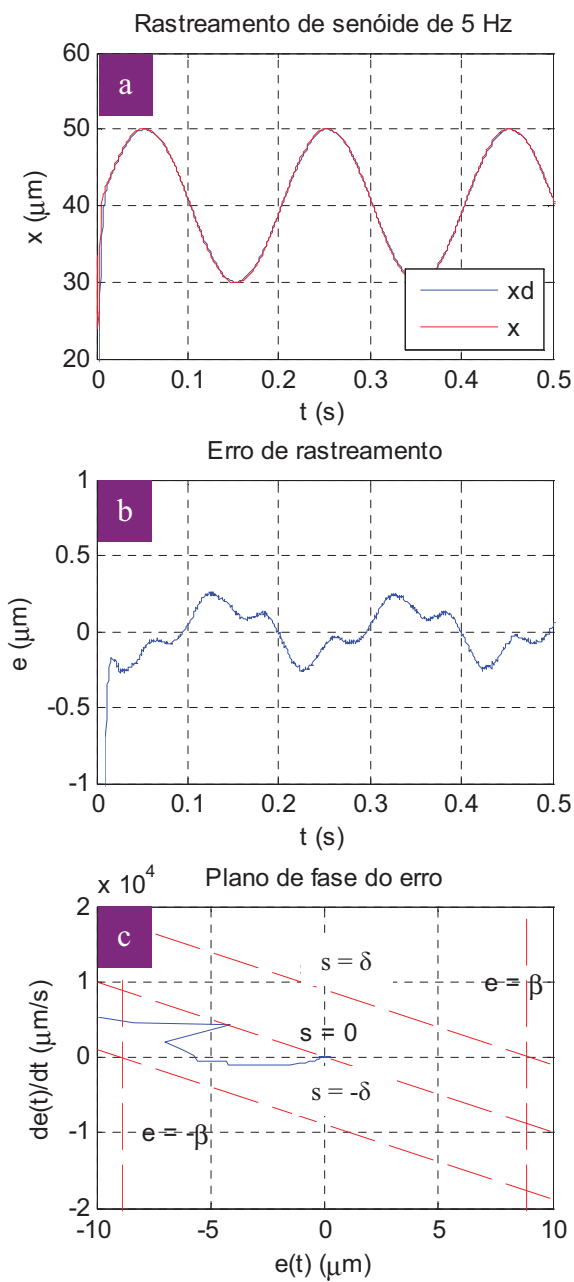


Figura 100 - Resposta do controlador adaptativo a senóide de 5 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento, (c) Plano de fase do erro.

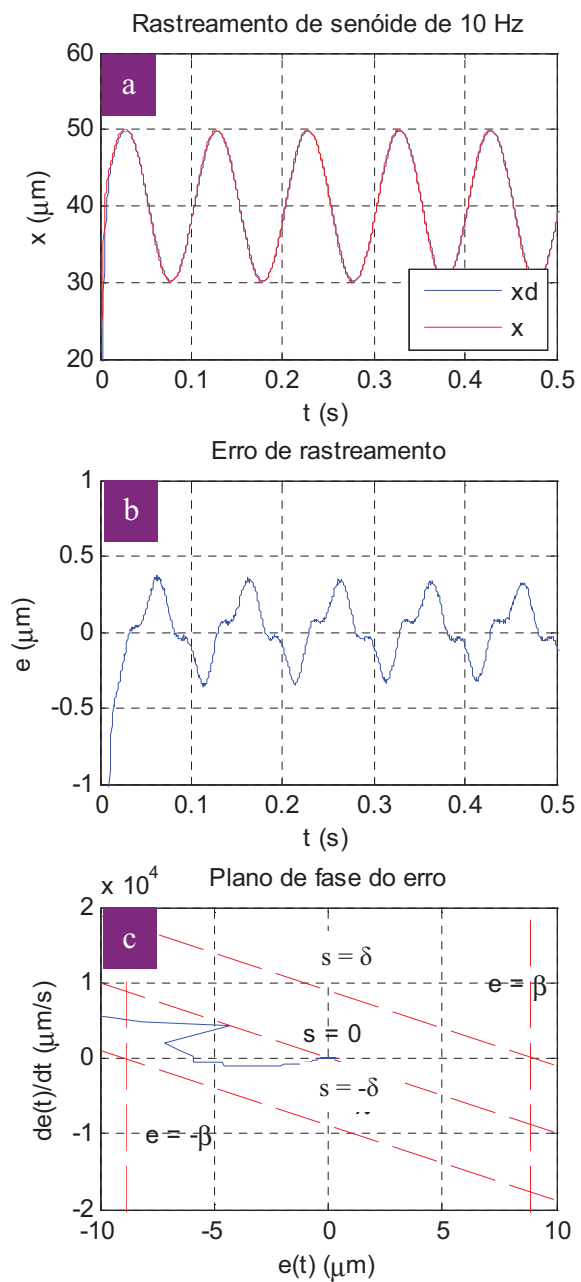


Figura 101 - Resposta do controlador adaptativo a senóide de 10 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento, (c) Plano de fase do erro.

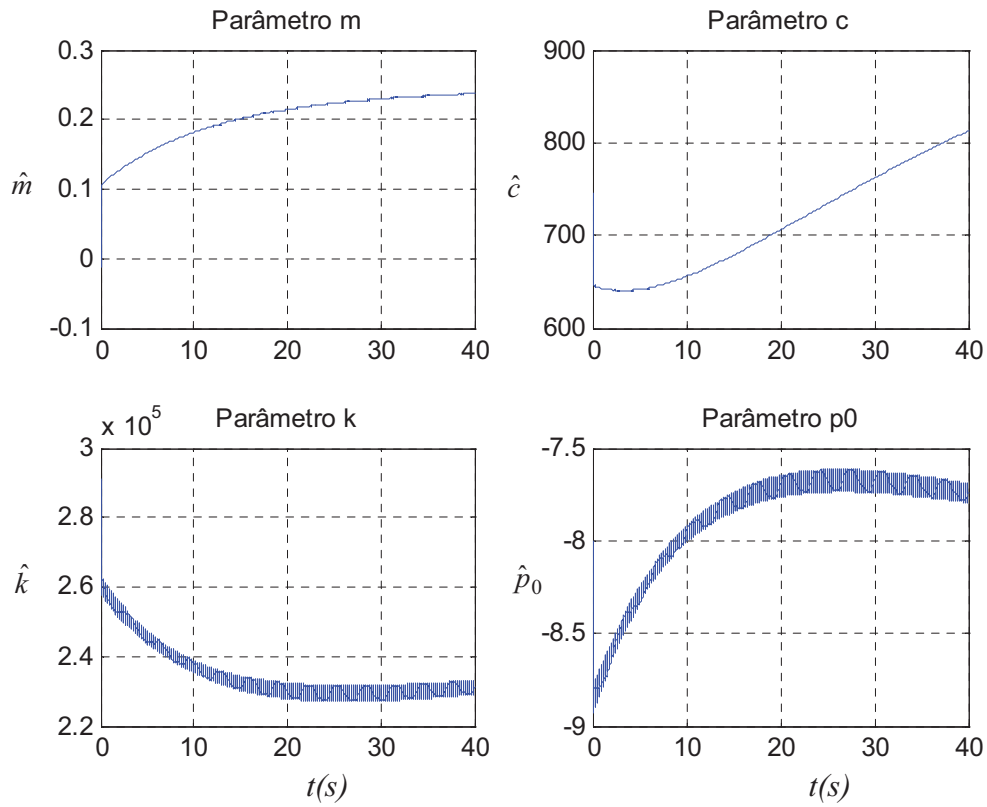


Figura 102 - Adaptação dos parâmetros do controlador para entrada senoidal de 5 Hz.

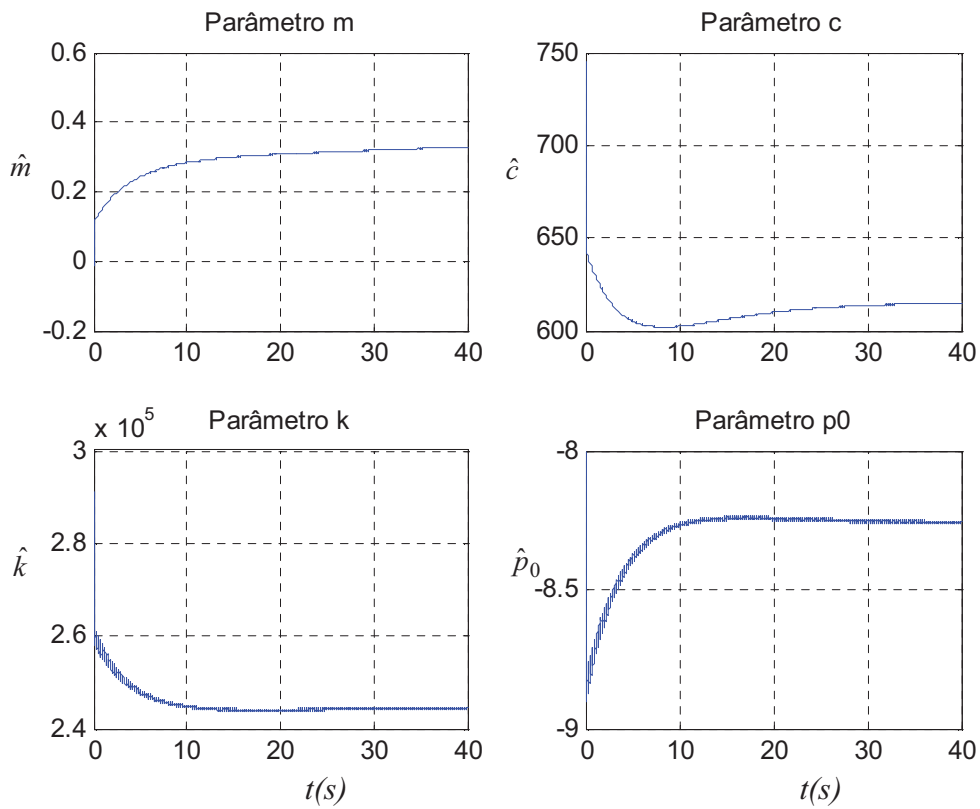


Figura 103 - Adaptação dos parâmetros do controlador para entrada senoidal de 10 Hz.

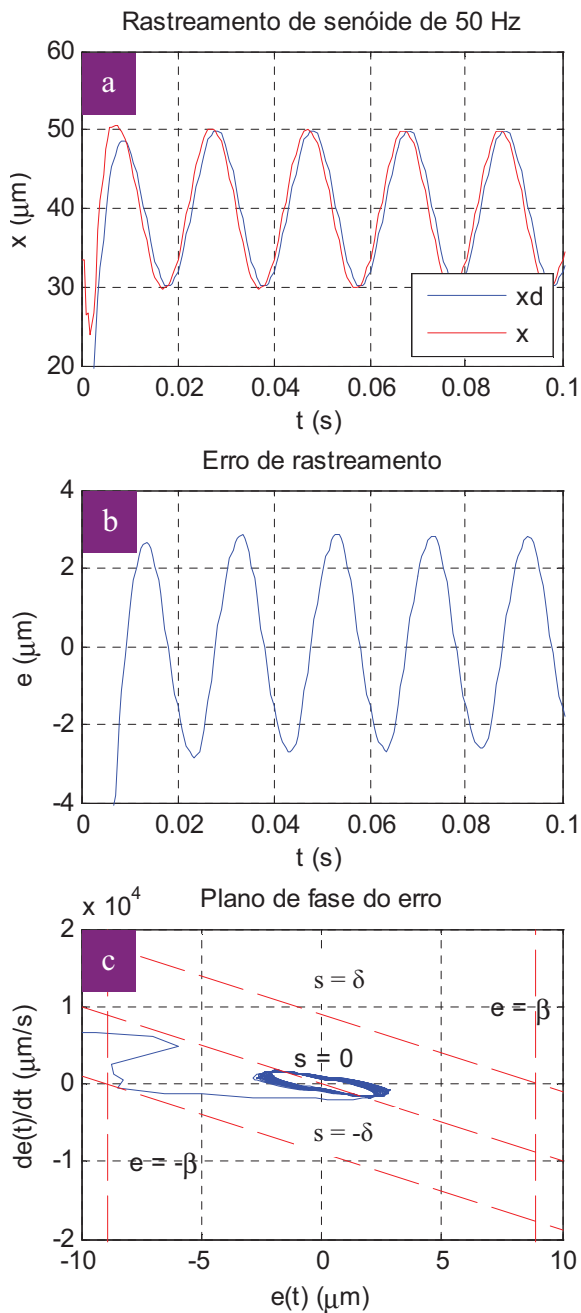


Figura 104 – Resposta do controlador adaptativo a senóide de 50 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento, (c) Plano de fase do erro.

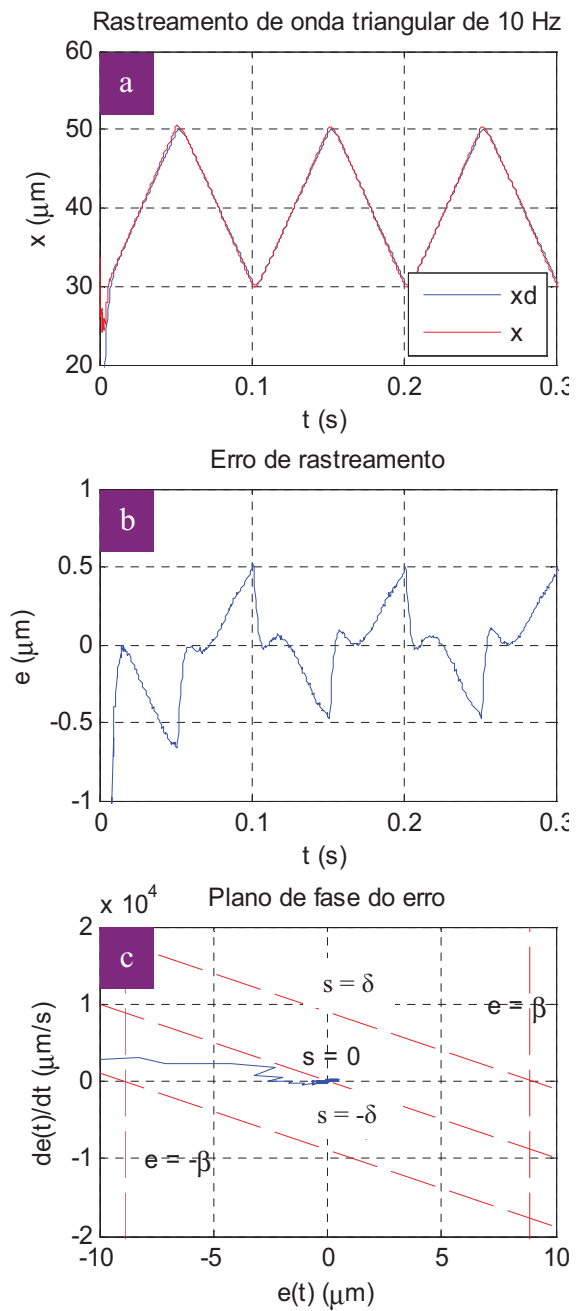


Figura 105 - Resposta do controlador adaptativo a onda triangular de 10 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento, (c) Plano de fase do erro.

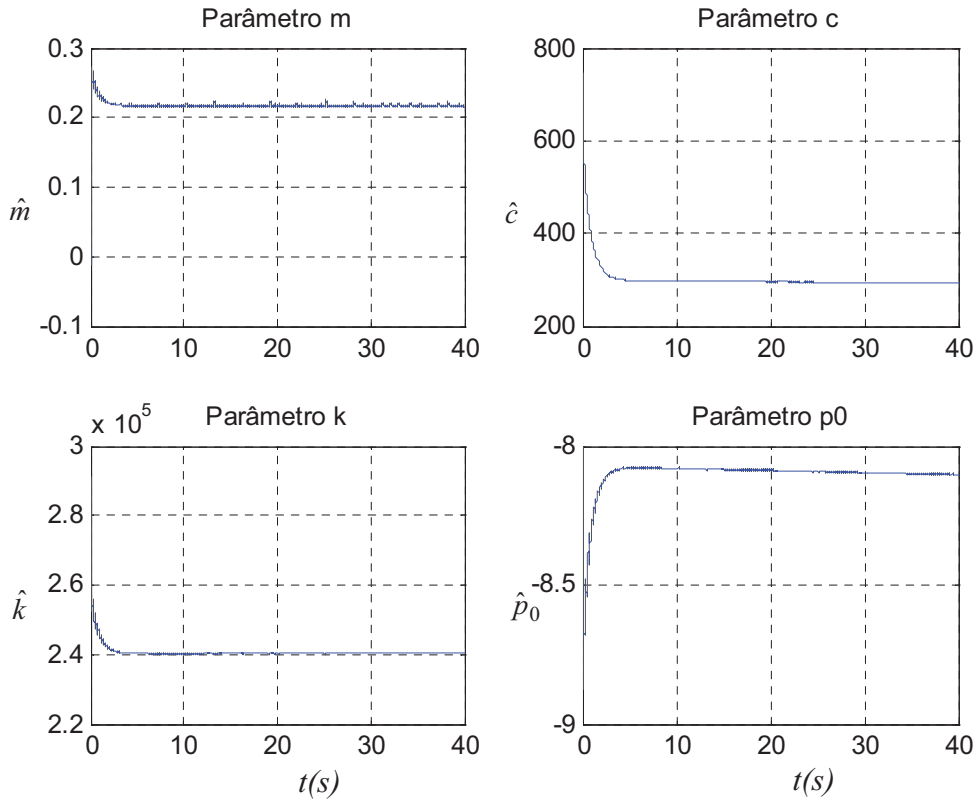


Figura 106 - Adaptação dos parâmetros do controlador para entrada senoidal de 50 Hz.

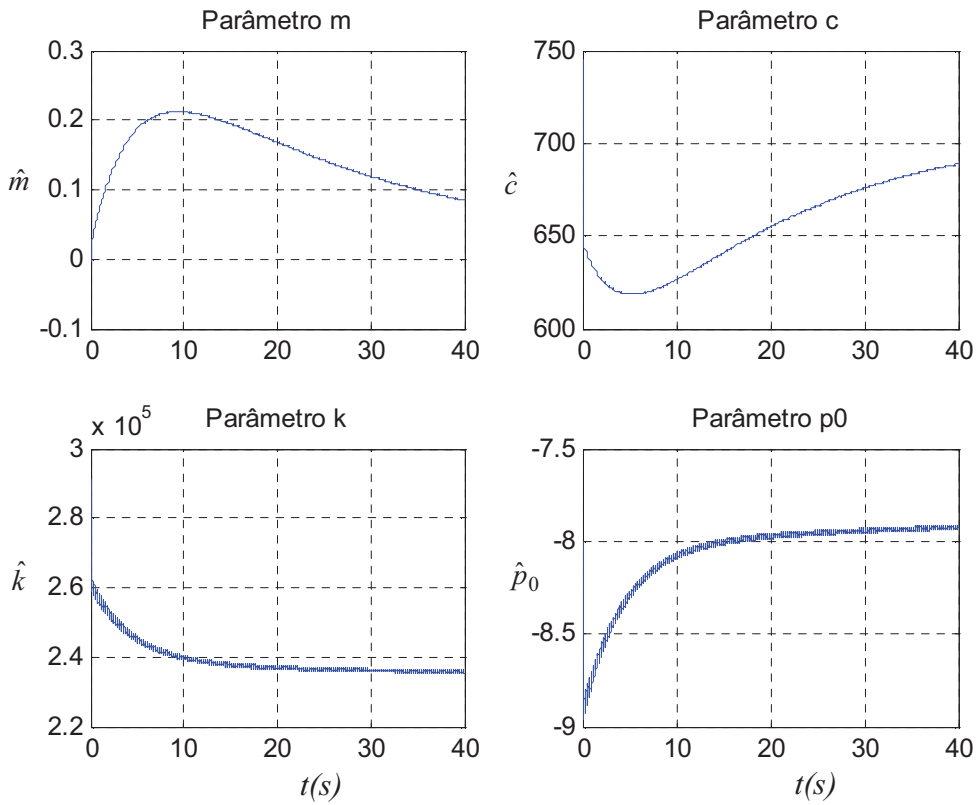


Figura 107 - Adaptação dos parâmetros do controlador para entrada triangular de 10 Hz.

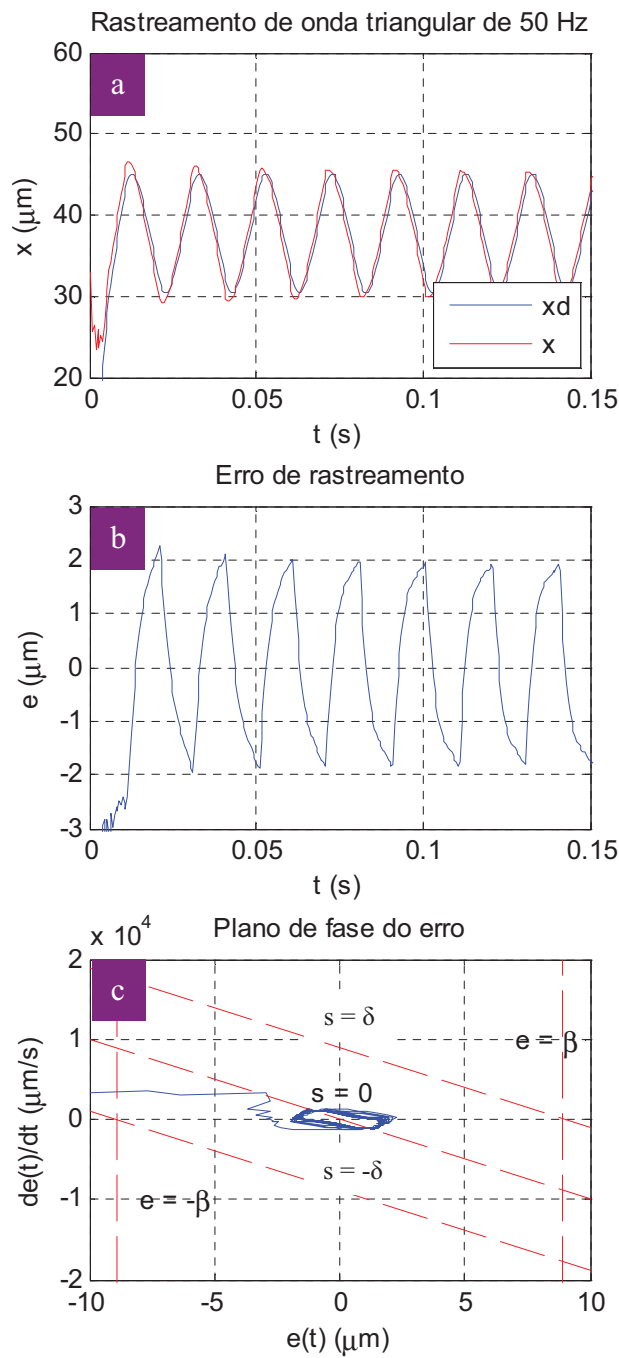


Figura 108 - Resposta do controlador adaptativo a onda triangular de 50 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento, (c) Plano de fase do erro.

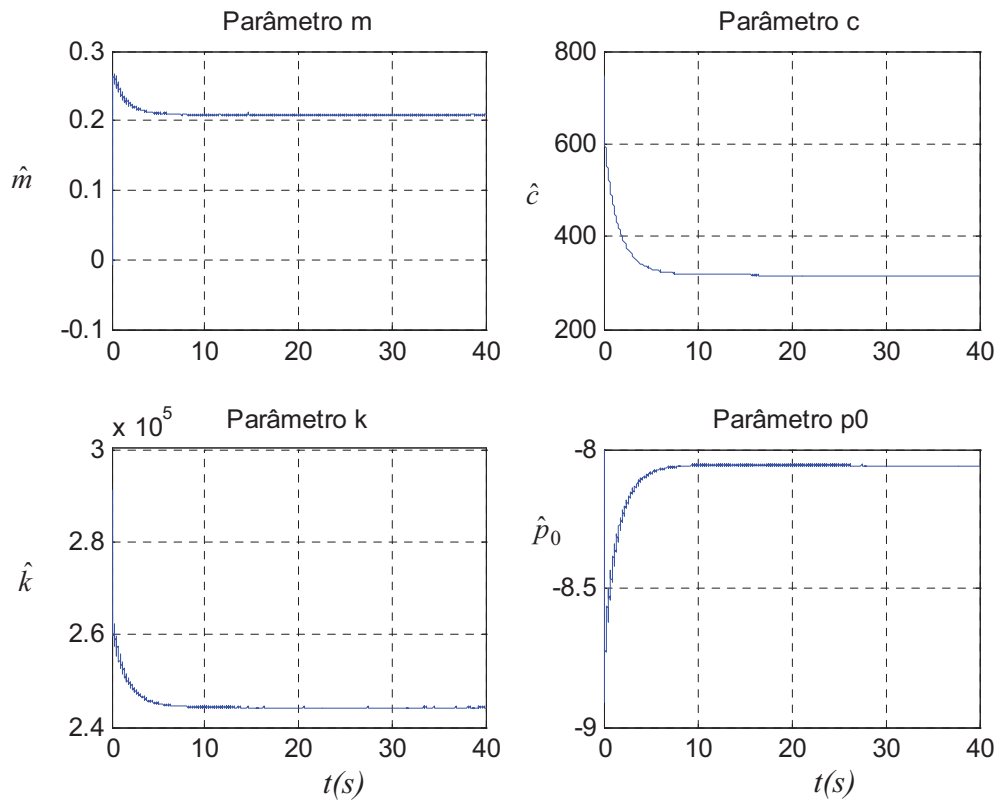


Figura 109 - Adaptação dos parâmetros do controlador para onda triangular de 50 Hz.

A análise dos gráficos mostra claramente a diminuição nos erros de rastreamento com relação ao controlador PI, apresentados na seção 7.2, para todos os sinais aplicados, especialmente em frequências mais elevadas. A análise dos gráficos de adaptação dos parâmetros para os diferentes sinais constata a convergência dos parâmetros em praticamente todos os casos, especialmente quando aplicados sinais com composição espectral mais rica, como apresentado na Figura 109 para o sinal triangular de 50 Hz. A decomposição desse sinal de entrada em série de Fourier apresenta mais de uma frequência fundamental, permitindo assim a rápida estimação dos quatro parâmetros desconhecidos no controlador adaptativo.

7.4 Desempenho do controlador adaptativo robusto com compensação paralela

Um compensador em paralelo foi obtido baseado na dinâmica modelada da planta

conforme apresentado no capítulo 6 A planta aumentada $G_I(s)$ obtida, para $\omega_1 = 5000$ rad/s, é dada por:

$$G_I(s) = \frac{0,01141s^3 + 171,1s^2 + 8,556 \cdot 10^5 s + 1,426 \cdot 10^9}{s^4 + 4856s^3 + 5,773 \cdot 10^7 s^2 + 2,27 \cdot 10^{11} s + 3,885 \cdot 10^{14}} \quad (7.3)$$

A Figura 110 apresenta a resposta em frequência para a planta original $G_p(s)$ e a planta aumentada $G_I(s)$. Percebe-se uma redução significativa no atraso de fase da planta aumentada, enquanto os ganhos de $G(s)$ e $G_I(s)$ são praticamente idênticos para sinais de até 300 Hz aproximadamente.

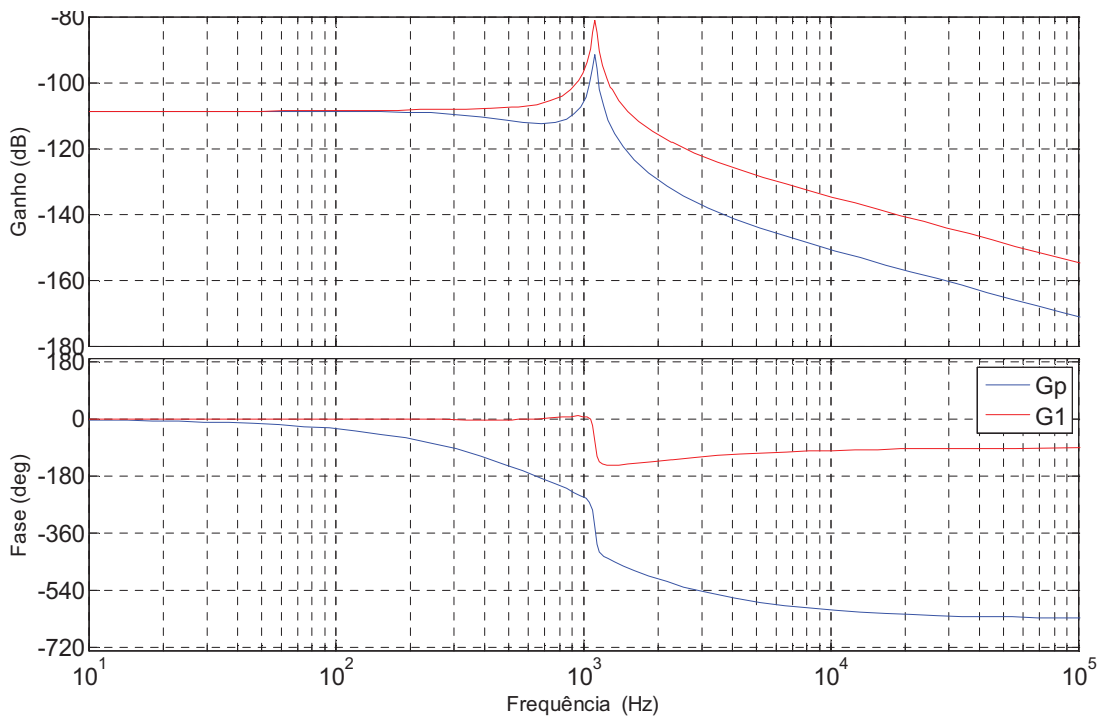


Figura 110 - Resposta em frequência para planta original G_p e da planta aumentada G_1 .

O diagrama de blocos da Figura 111 apresenta a estrutura o controlador adaptativo robusto com compensação paralela proposto. Foram utilizados os mesmos parâmetros para o controlador adaptativo utilizado no experimento anterior, apresentados na Tabela 6.

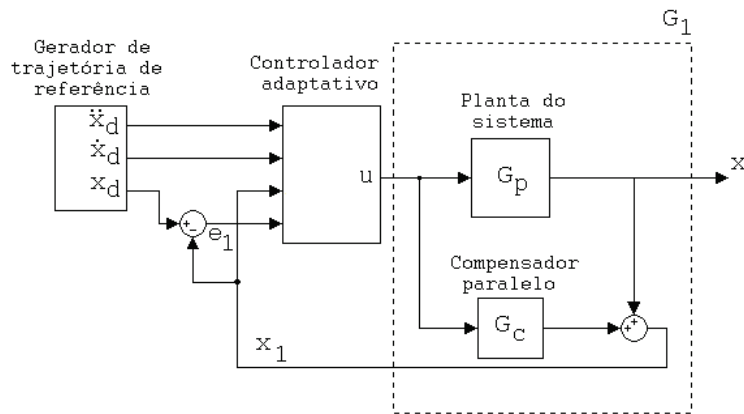


Figura 111 - Diagrama de blocos do controlador adaptativo com compensação paralela proposto.

As figuras seguintes apresentam as respostas a ondas senoidais e triangulares de diferentes frequências. São apresentadas as curvas de referência e de saída do sistema, o erro de posição do atuador, o plano de fase e as curvas de adaptação dos parâmetros do controlador adaptativo para cada uma das trajetórias desejadas. Os planos de fase apresentam a trajetória do erro de posição ($e = x_d - x$) e de sua primeira derivada, bem como os limites do erro em regime permanente apresentados pelas equações (6.40) e (6.44). Os experimentos foram feitos com o atuador sem carga.

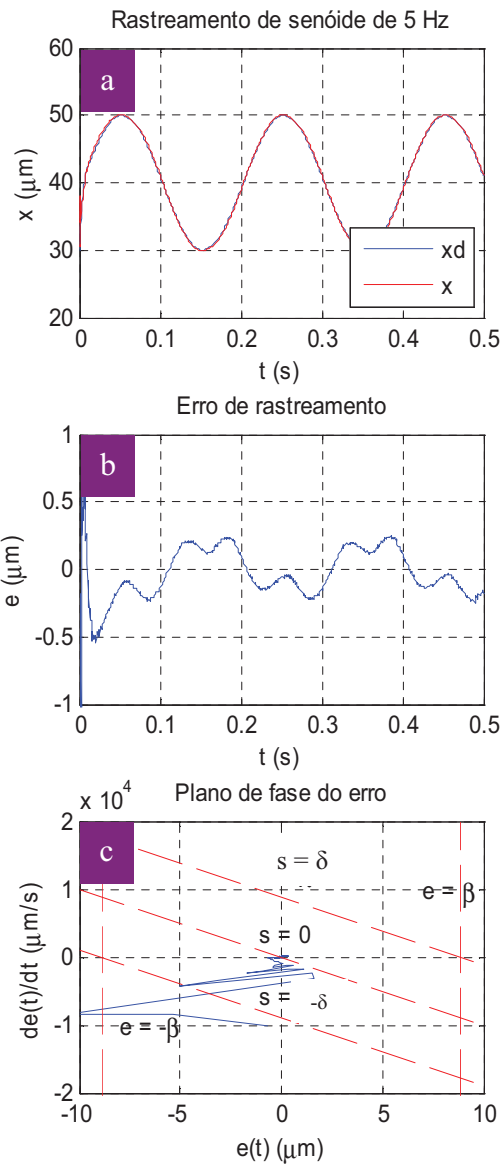


Figura 112 - Resposta do controlador adaptativo com compensação paralela a senóide de 5 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento, (c) Plano de fase do erro.

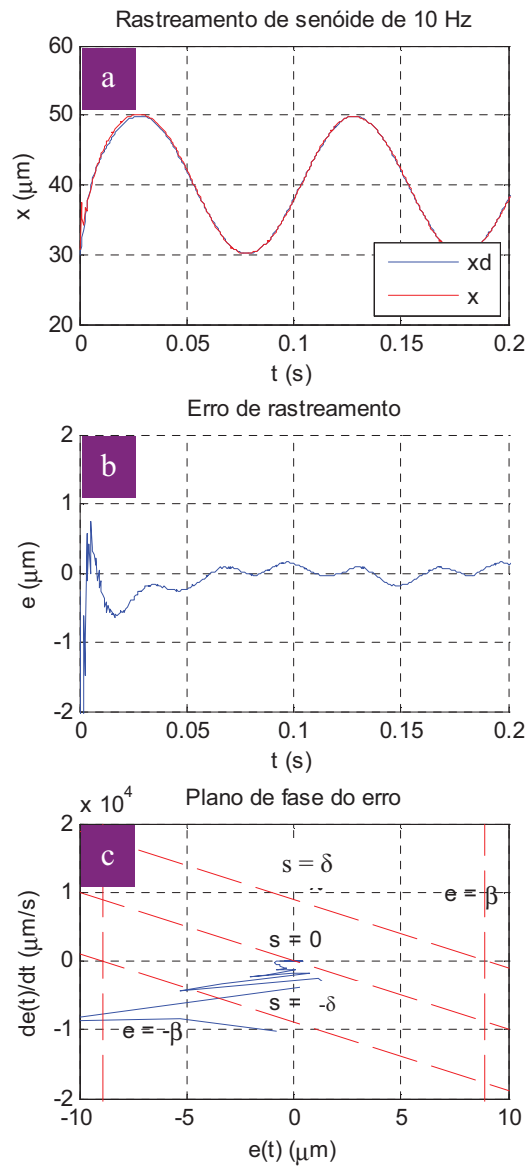


Figura 113 – Resposta do controlador adaptativo com compensação paralela a senóide de 10 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento, (c) Plano de fase do erro.

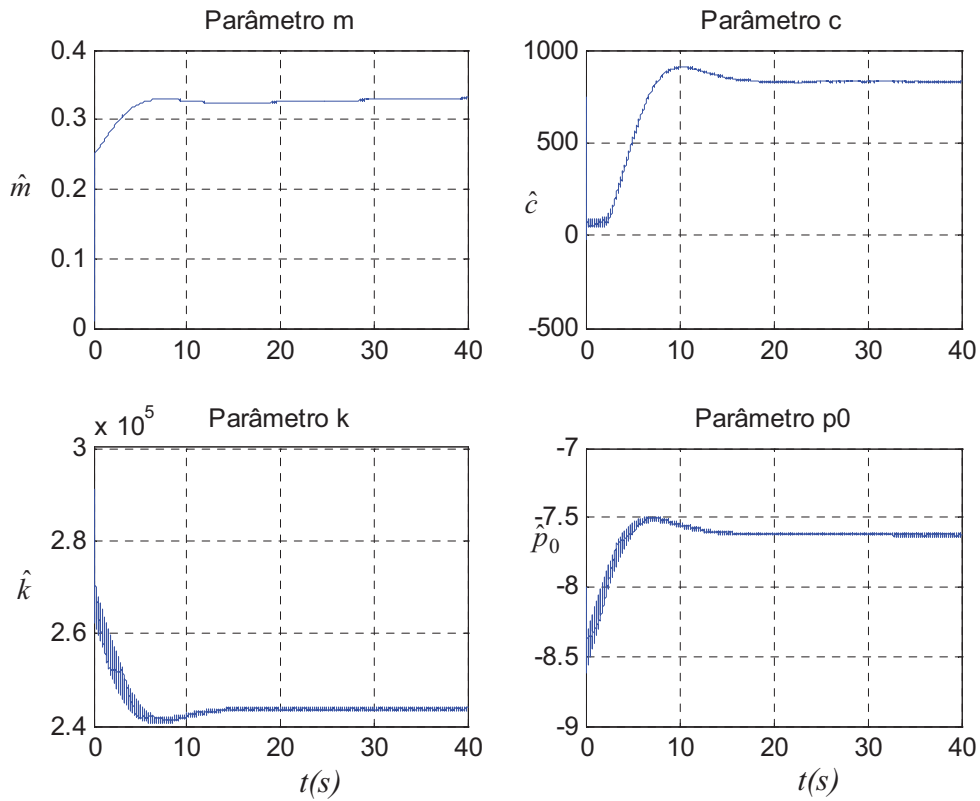


Figura 114 - Adaptação dos parâmetros do controlador com compensação paralela para entrada senoidal de 5 Hz.

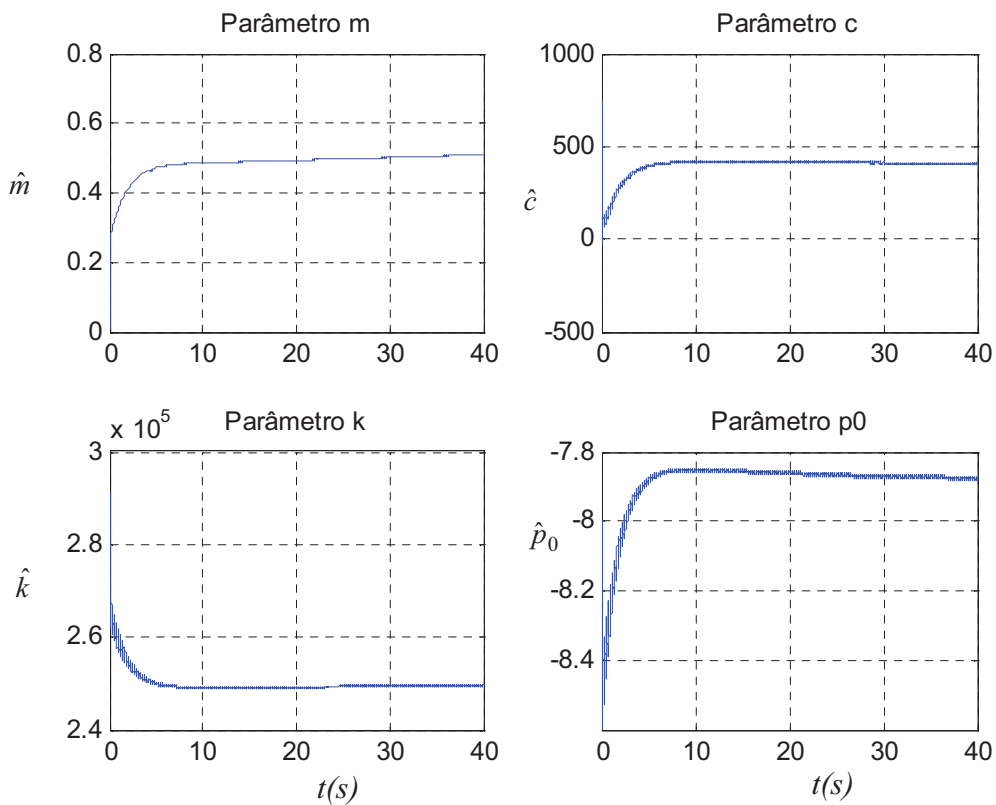


Figura 115 - Adaptação dos parâmetros do controlador com compensação paralela para entrada senoidal de 10 Hz.

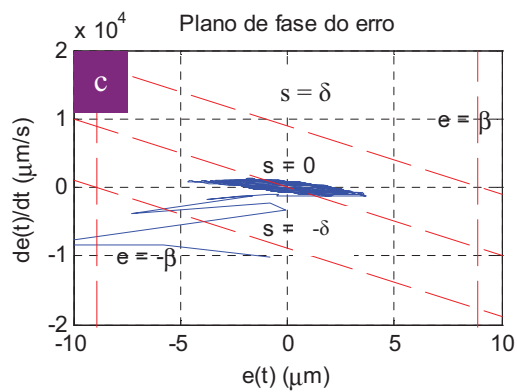
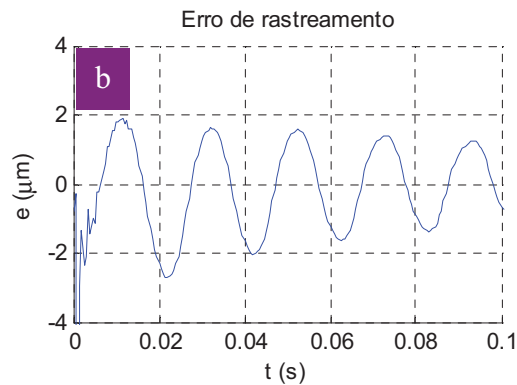
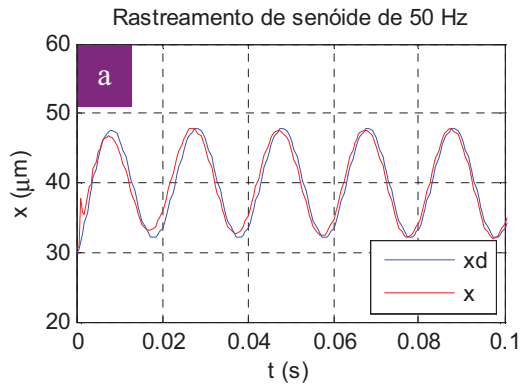


Figura 116 - Resposta do controlador adaptativo com compensação paralela a senóide de 50 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento, (c) Plano de fase do erro.

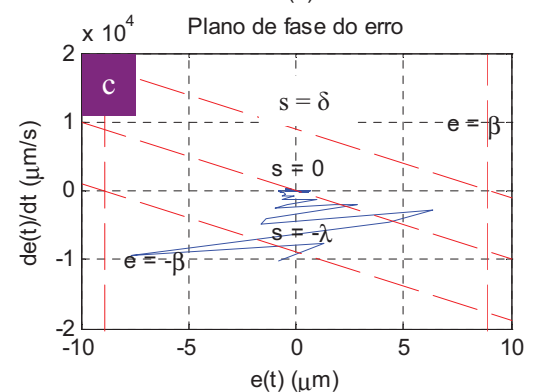
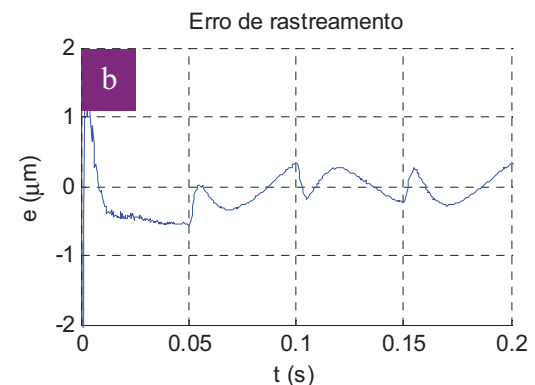
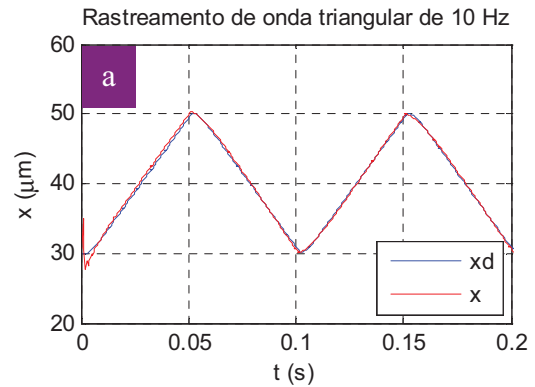


Figura 117 - Resposta do controlador adaptativo com compensação paralela a onda triangular de 10 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento, (c) Plano de fase do erro.

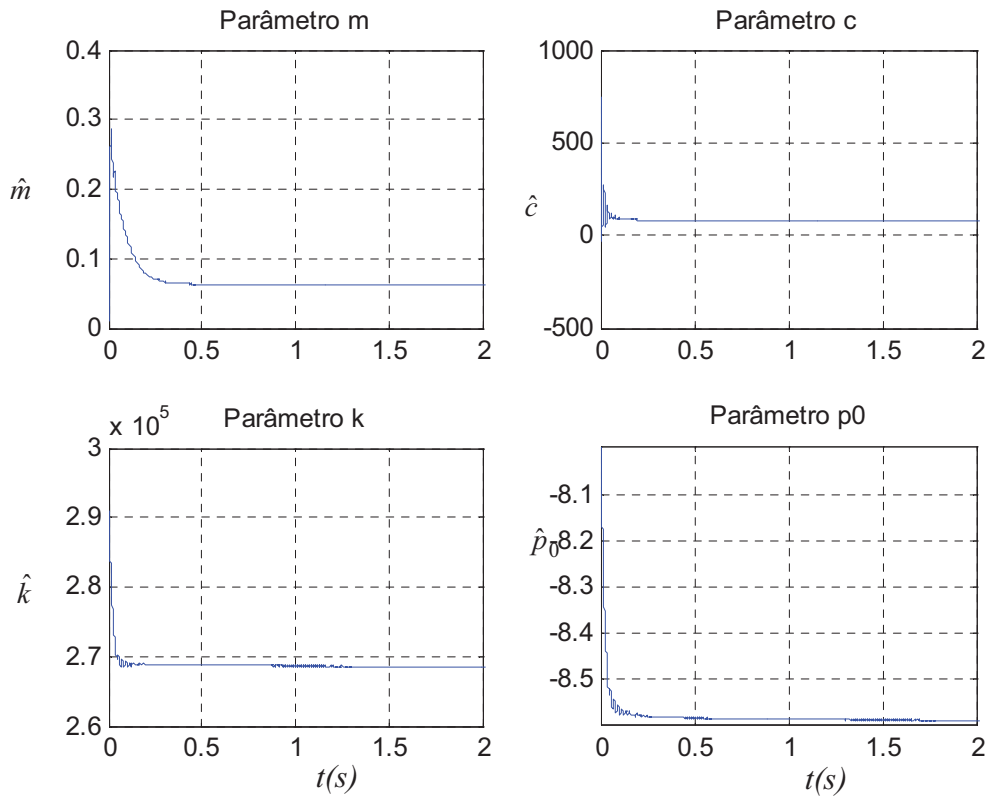


Figura 118 - Adaptação dos parâmetros do controlador com compensação paralela para entrada senoidal de 50 Hz.

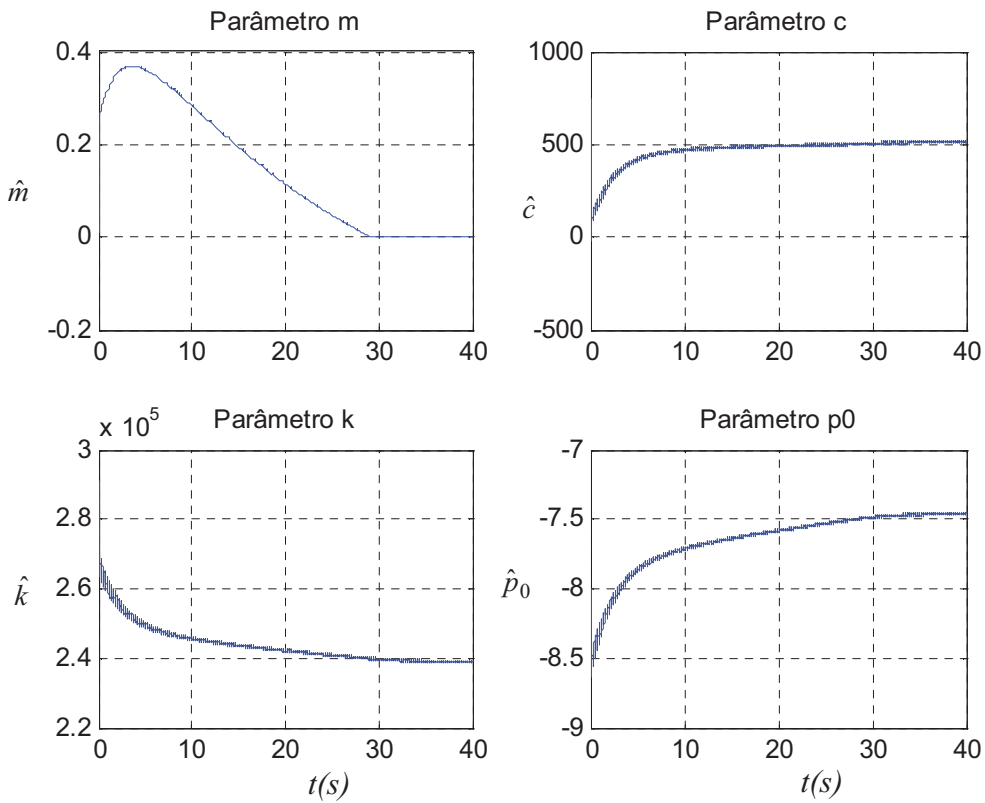


Figura 119 - Adaptação dos parâmetros do controlador adaptativo com compensação paralela para entrada triangular de 10 Hz.

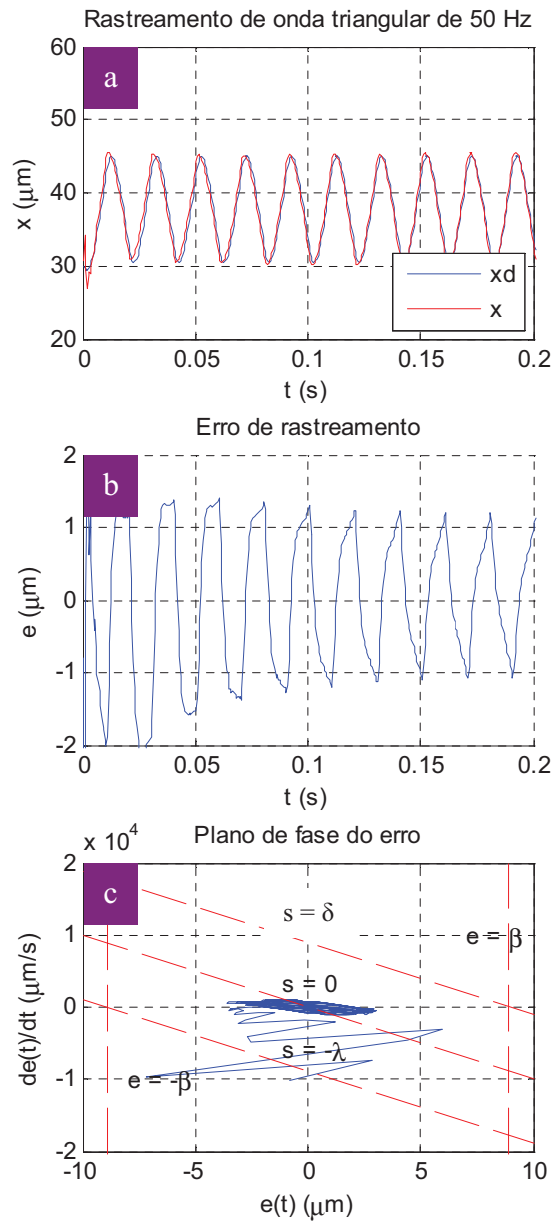


Figura 120 - Resposta do controlador adaptativo com compensação paralela à onda triangular de 50 Hz: (a) Entrada e saída do sistema, (b) Erro de rastreamento, (c) Plano de fase do erro.

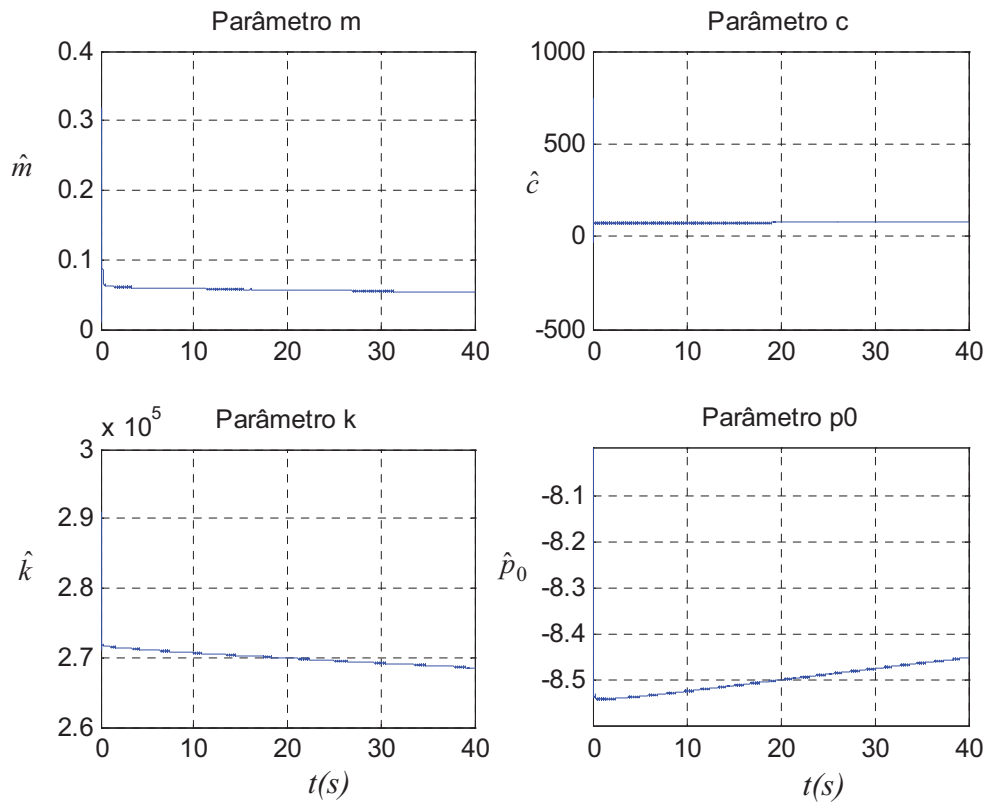


Figura 121 - Adaptação dos parâmetros do controlador com compensação paralela para onda triangular de 50 Hz.

A utilização da compensação paralela faz com que o atraso de fase da planta seja reduzido, principalmente para frequências mais elevadas, fazendo com que haja diminuição no erro de rastreamento de um sinal de referência periódico.

Observa-se ainda pelos gráficos de adaptação dos parâmetros adaptados uma melhora significativa na velocidade com que estes se adaptam. Aparentemente essa melhora se deve ao fato da planta aumentada se assemelhar mais de uma planta de segunda ordem (vide diagrama de Bode da Figura 110) que a planta real utilizada no controlador adaptativo robusto puro, melhorando assim o desempenho da lei de adaptação.

A seguir é apresentada a comparação entre as estratégias de controle testadas.

7.5 Comparação entre os controladores

7.5.1 Erro em regime permanente

Duas medidas de erro foram calculadas a fim de analisar o desempenho dos controladores analisados. Foram definidos os seguintes erros de rastreamento [13]:

- I. Erro final (e_F): valor máximo absoluto do erro de rastreamento durante os dois últimos períodos do experimento, dado pela seguinte equação:

$$e_F = \max_{T_f - 2T \leq t \leq T_f} \{|e(t)|\}, \quad (7.4)$$

com,

$$e(t) = x_d(t) - x(t), \quad (7.5)$$

sendo T_f o tempo final do experimento e T o período de um sinal periódico de referência.

- II. Desempenho médio de rastreamento ($L_2[e]$): norma escalar L_2 do erro de rastreamento, dada pela equação:

$$L_2[e] = \sqrt{\frac{1}{T_F} \int_0^{T_F} |e(t)|^2 dt}. \quad (7.6)$$

As duas medidas são apresentadas nas tabelas 7 e 8, nas quais as colunas *MA*, *PI*, *AR* e *AR+CP*, representam a resposta obtida quando utilizado o sistema em malha aberta, com controlador PI proprietário do amplificador E-665, com controlador adaptativo robusto e adaptativo robusto com compensação paralela respectivamente.

A análise dos erros apresentados nas tabelas 7 e 8 evidencia a diminuição no erro de rastreamento para praticamente todos os casos quando comparados o controlador adaptativo e o PI. Este último apresenta erros de rastreamento um pouco melhores que os casos de aberta, chegando a apresentar resultados piores para frequências mais elevadas. No entanto a existência de perturbações externas impossibilita a utilização do atuador em malha aberta, sendo na prática indispensável à utilização de um controlador realimentado.

Tabela 7 – Erro final para os controladores testados.

e_F (μm)					
Sinal de referência		MA	PI	AR	AR+CP
Senóides	5 Hz	1,4795	0,7589	0,2139	0,3865
	10 Hz	1,7255	1,5455	0,2103	0,1724
	50 Hz	3,7985	7,3495	1,7830	0,5592
Triangular	10 Hz	1,408	1,0705	0,3643	0,4005
	50 Hz	2,7695	5,1590	1,3880	0,4815

Tabela 8 - Desempenho médio de rastreamento para os controladores testados.

$L_2[e]$ (μm)					
Sinal de referência		MA	PI	AR	AR+CP
Senóides	5 Hz	0,9379	1,1359	0,2413	0,2979
	10 Hz	1,1140	1,4800	0,2290	0,2649
	50 Hz	2,5767	5,2011	1,3280	0,7780
Triangular	10 Hz	1,0904	1,1604	0,2615	0,3034
	50 Hz	2,3289	4,4440	1,0095	0,7684

Para baixas frequências a estratégia de controle adaptativa robusta apresenta erros de rastreamento da mesma ordem do controlador adaptativo robusto com compensação paralela proposto nesse trabalho. No entanto, quando aplicados sinais de frequência mais elevada, tornam-se evidente as melhorias introduzidas pela compensação paralela, a qual reduz o atraso de fase entre sinal de referência e a saída da planta, possibilitando assim melhor desempenho do controlador.

Os gráficos das figuras 122 a 124 apresentam a comparação entre as saídas medidas para três sinais senoidais de diferentes frequências, utilizando-se os diferentes controladores testados.

O melhor desempenho dos controladores adaptativos com e sem compensação é visível nos gráficos para todas as frequências. Observa-se nos dois últimos gráficos o melhor desempenho do controlador quando incluída a compensação paralela.

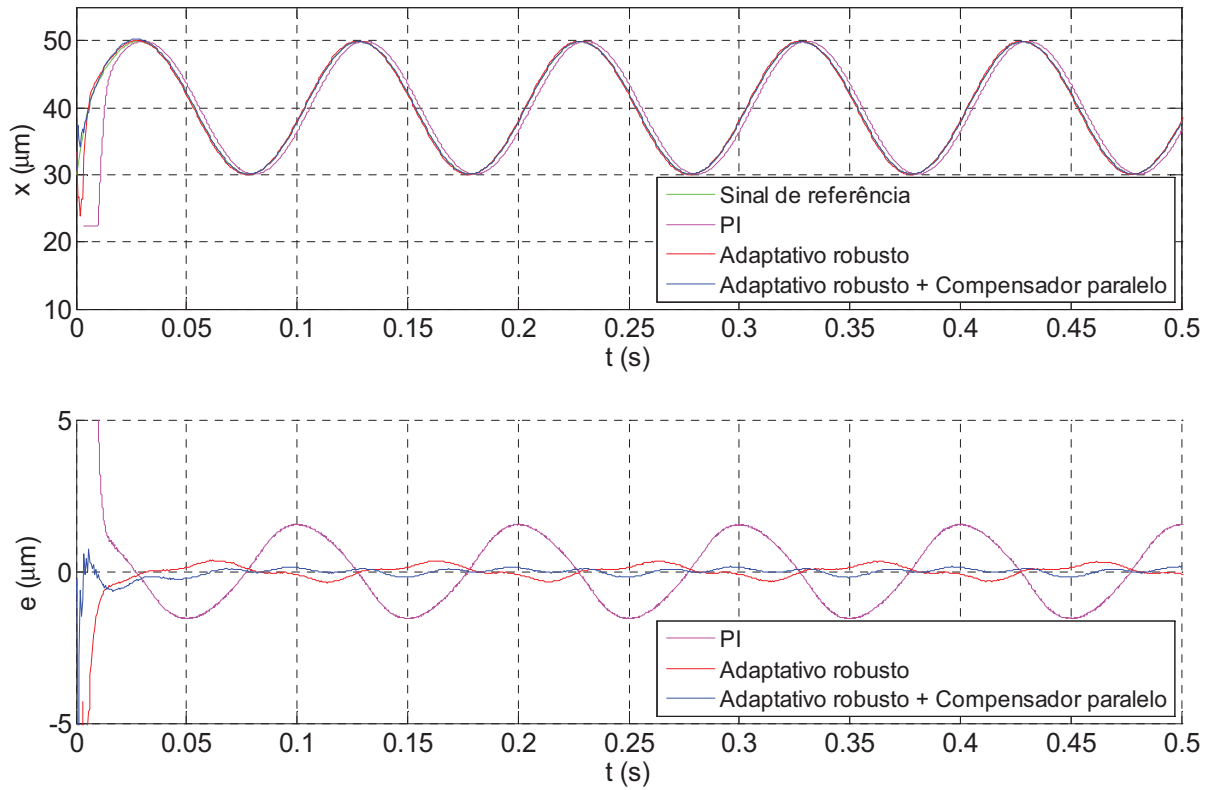


Figura 122 - Posição efetiva e erro de rastreamento para sinal de entrada de 10 Hz.

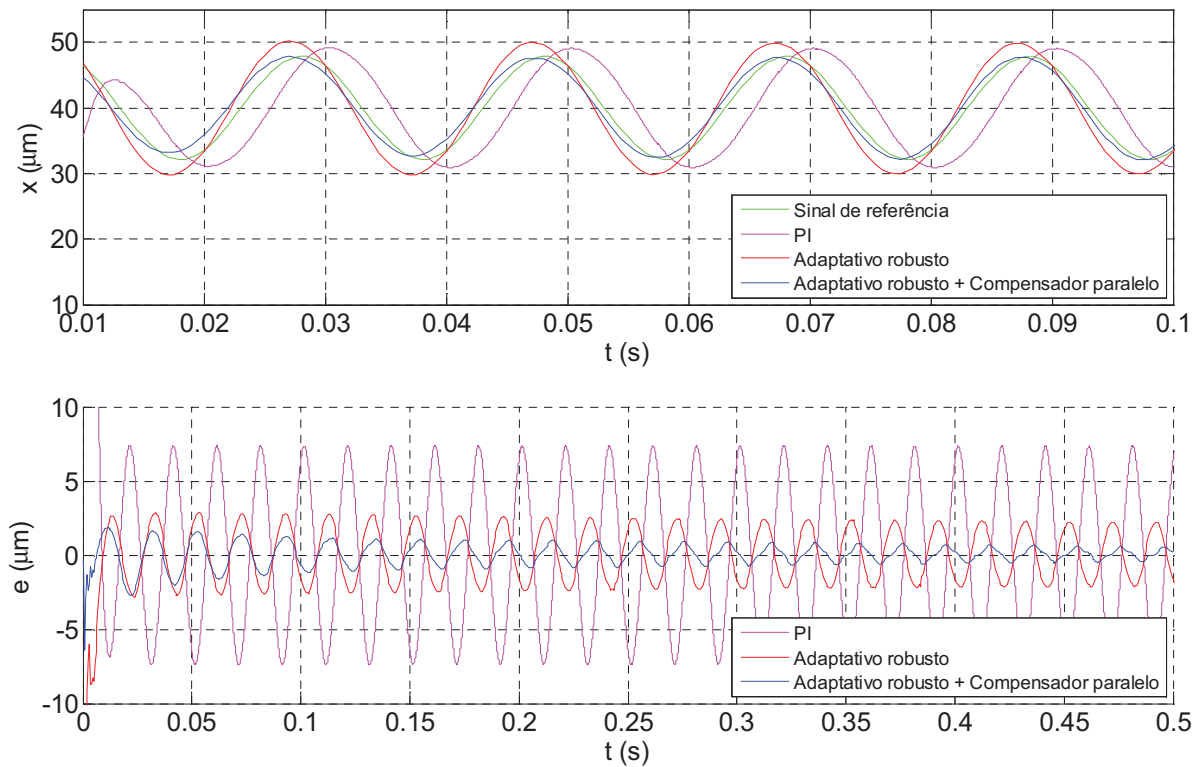


Figura 123 - Posição efetiva e erro de rastreamento para sinal de entrada de 50 Hz.

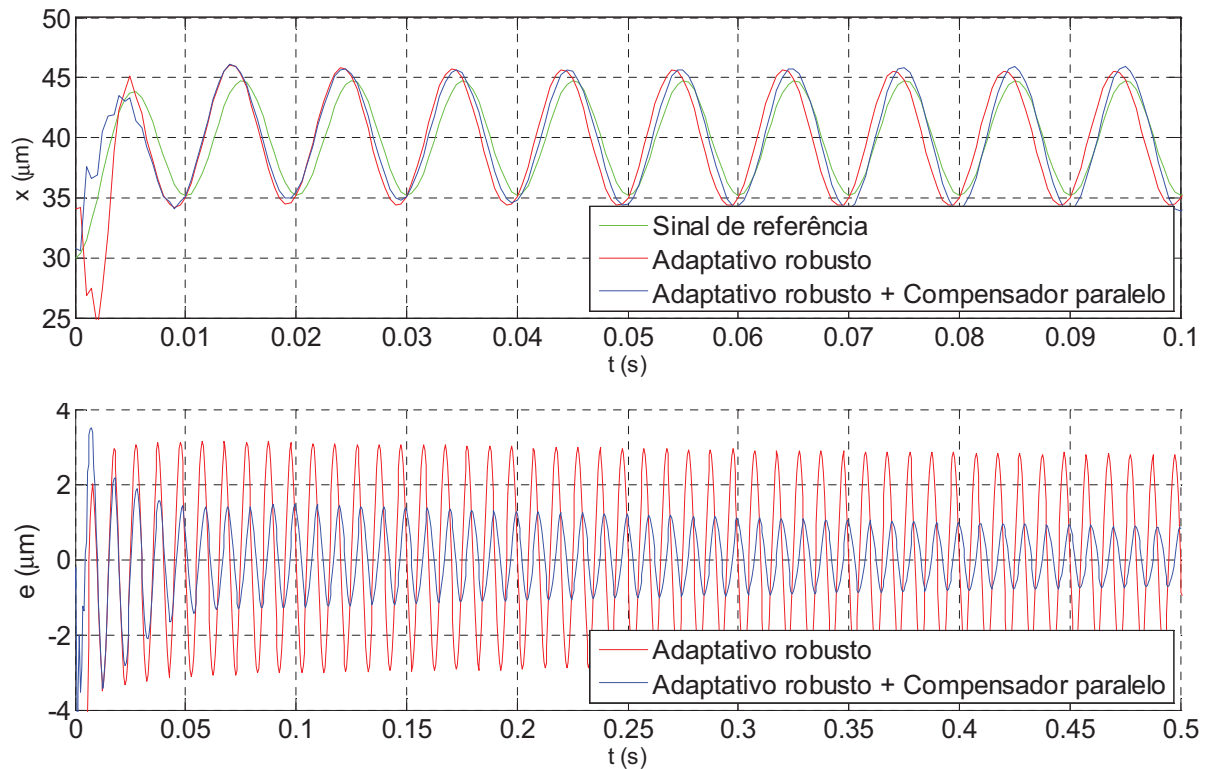


Figura 124 - Posição efetiva e erro de rastreamento para sinal de entrada de 100 Hz.

7.5.2 Supressão da histerese

A determinação de uma ferramenta de medição de desempenho é necessária para que diferentes controladores possam ser qualitativamente comparados sob uma dada condição de operação, e poder se avaliar a robustez do controlador quanto a variações da planta e a outras fontes de incerteza. A principal preocupação aqui é determinar o quanto um dado controlador é capaz de minimizar os efeitos da histerese sob um sistema piezoatuado e apresentar uma ferramenta que possibilite comparar dois controladores quanto a essa capacidade.

Dado um conjunto de sinais de entrada, no qual se varia amplitude e frequência do sinal, é registrado o *loop* de histerese de entrada-saída, sob o qual as medições de desempenho são realizadas. Duas medidas foram propostas: medição do comprimento (M_l) e da média (M_a) [69].

7.5.2.1 Medição do comprimento (M_l)

Esse parâmetro consiste na medição do comprimento total de um *loop* de histerese completo, sendo esse aproximado por um conjunto de segmentos de reta. Essa medição se baseia no fato de que para um sinal de entrada qualquer em um mesmo sistema dinâmico, o comprimento da curva será tanto menor quanto menor for o efeito da histerese, chegando a um mínimo na ausência de histerese, situação esta em que o sistema pode ser descrito por um sistema linear puro.

Considere o mapeamento contínuo dentro de um intervalo de tempo $t_a \leq t \leq t_b$ de um arco de *loop* no plano entrada-saída, ordenado de acordo com valores crescentes de t . Seja $v(t)$, $u(t)$ e $y(t)$ o arco de *loop*, entrada e saída do sistema respectivamente, de forma que:

$$v(t) = u(t) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + y(t) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (7.7)$$

O intervalo $[t_a, t_b]$ é dividido em N subintervalos de igual comprimento $t_{i+1} - t_i = \frac{b-a}{N}$, para $0 \leq i \leq (N-1)$. O comprimento da linha poligonal que liga os pontos dois a dois sucessivamente é dado por:

$$S_N = \sum_{i=0}^{N-1} |v(t_{i+1}) - v(t_i)|. \quad (7.8)$$

De acordo com o teorema do valor médio:

$$|v(t_{i+1}) - v(t_i)| = (t_{i+1} - t_i) \left(u'(t_i^*)^2 + y'(t_i^*)^2 \right)^{1/2}, \quad (7.9)$$

sendo t_i^* um instante entre t_{i+1} e t_i . Assim, o comprimento da linha poligonal usada para aproximar o *loop* é dado por:

$$\begin{aligned} M_l = S_N &= \sum_{i=0}^{N-1} \left[(t_{i+1} - t_i) \left(u'(t_i^*)^2 + y'(t_i^*)^2 \right)^{1/2} \right] \\ &\approx \sum_{i=0}^{N-1} \left[(t_{i+1} - t_i) \left(\frac{(u(t_{i+1}) - u(t_i))^2}{(t_{i+1} - t_i)^2} + \frac{(y(t_{i+1}) - y(t_i))^2}{(t_{i+1} - t_i)^2} \right)^{1/2} \right] \\ M_l &= \sum_{i=0}^{N-1} \left[(u(t_{i+1}) - u(t_i))^2 + (y(t_{i+1}) - y(t_i))^2 \right]^{1/2}, \end{aligned} \quad (7.10)$$

na qual t_0 e t_N são escolhidos de forma que o intervalo de tempo seja o menor necessário para se traçar um *loop*, ou seja, $v(t_0) = v(t)$.

Um problema associado a essa medida de desempenho é o efeito do ruído, o qual pode ser aliviado filtrando-se os sinais de entrada e saída com um mesmo filtro, de forma a defasar os dois sinais igualmente, preservando a relação entrada-saída. Outro ponto fraco desse parâmetro é o fato de não haver um limite último inferior fixo, sendo o limite inferior igual ao comprimento do *loop* no sistema sem histerese.

7.5.2.2 Medição da média (M_a)

O *loop* $v(t)$ criado por uma entrada oscilatória é dividido nos caminhos de subida (l_a) e de descida (l_b), conforme ilustrado na Figura 125.

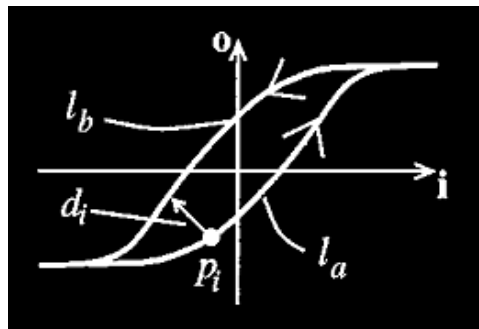


Figura 125 - *Loop* de histerese dividido entre caminhos de subida l_a e descida l_b .

Seja um ponto p_i pertencente a l_a e d_i a distância euclidiana desse ponto até l_b , conforme ilustrado na Figura 126. Se l_a e l_b se sobrepõem, a distância d_i é zero. Cada caminho é dividido em N segmentos iguais, de t_a até t_b no caminho de subida (l_a) e de t_b até t_c no caminho de descida (l_b).

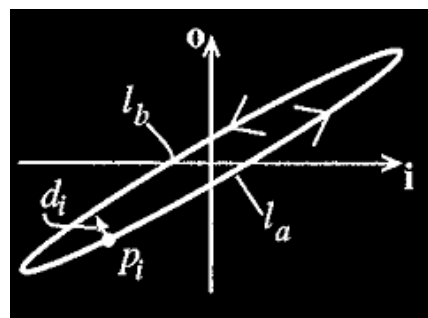


Figura 126 - Distância d_i entre p_i pertencente a l_a e o arco de descida l_b .

As distâncias dos pontos p_i pertencentes a l_a aos pontos p_{N-i} pertencentes à l_b são medidos e somados de $i = 0, \dots, N$. Para um *loop* amostrado finitamente, M_a é expresso como:

$$M_a = \sum_{i=0}^N \sqrt{(u_i - u_{N-i})^2 + (y_i - y_{N-i})^2}. \quad (7.11)$$

A distância é sempre positiva, e será zero quando $v(t)$ for tal que os caminhos se sobreponham, o que acontece precisamente para sistemas sem memória. É possível usar a medição de média para se obter um espaço métrico, sendo a função distância M_a e o elemento zero definido. Se a medida é zero para todas as entradas positivas, então uma redução perfeita foi alcançada e o controlador tem o melhor desempenho possível em termos de redução de histerese e defasagem.

7.5.2.3 Medição da supressão de histerese e atraso de fase

A Figura 127 apresenta os gráficos de entrada-saída do sistema em malha aberta e em malha fechada utilizando controladores PI e Robusto Adaptativo para diferentes frequências do sinal de referência. É importante perceber que os gráficos apresentam não só a característica de histerese do sistema, como também o efeito do atraso de fase da planta, uma vez que não foi feita compensação de fase entre os sinais de entrada e saída

As medições foram feitas alguns segundos após o transiente. Utilizaram-se como sinais de referência senóides de 5, 10 e 50 Hz e 20 μm pico-a-pico.

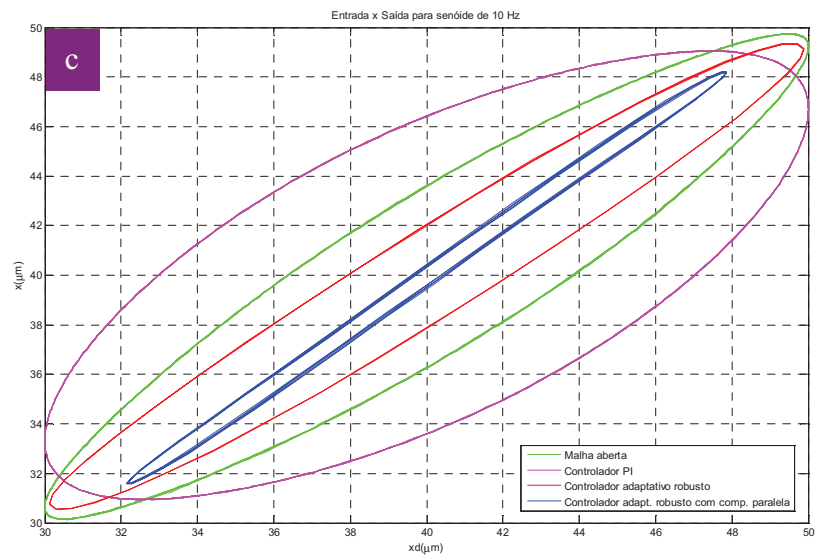
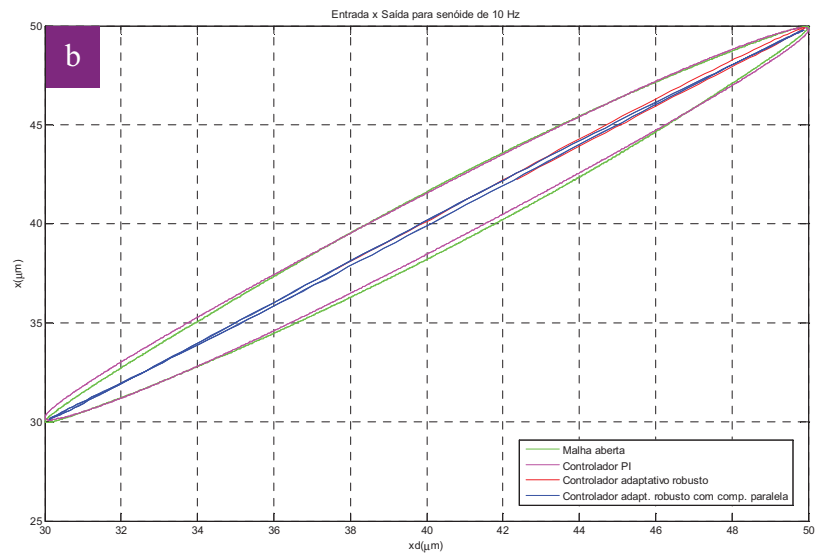
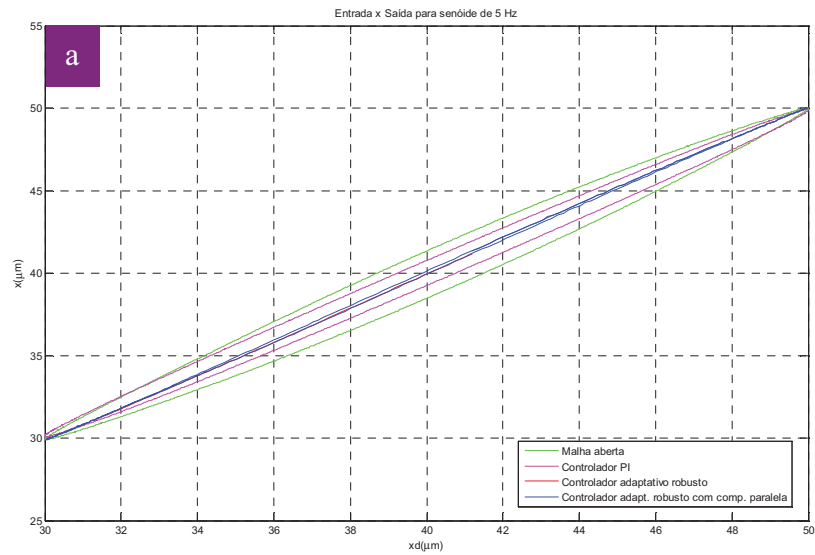


Figura 127 – Entrada-saída do sistema para diferentes frequências: (a) 5 Hz, (b) 10 Hz, (c) 50 Hz.

É evidente pelos gráficos o melhor desempenho das estratégias adaptativas sobre os demais métodos. Para os sinais de 5 e 10 Hz, as curvas de entrada e saída para o sistema com e sem a compensação paralela quase coincidem. No entanto para frequências mais elevadas as duas curvas são visivelmente distintas, principalmente devido ao fato da compensação paralela minimizar o atraso entre entrada e saída.

A Tabela 9 apresenta os valores calculados do comprimento M_l para diferentes frequências do sinal de referência. Na Tabela 10 são apresentadas as medições de M_a .

Tabela 9 – Medição do comprimento M_l para diferentes sinais de referência.

M_l (μm)					
Sinal de referência		MA	PI	AR	AR+CP
Senóides	5 Hz	57,3605	56,6364	56,6470	56,8280
	10 Hz	57,1313	56,7783	55,6516	55,8902
	50 Hz	57,4423	57,9155	53,2829	45,3945

Tabela 10 – Medição da média M_a para diferentes sinais de referência.

M_a (μm)					
Sinal de referência		MA	PI	AR	AR+CP
Senóides	5 Hz	13,2117	9,7699	1,5678	1,7392
	10 Hz	17,9159	19,1908	3,3740	3,2186
	50 Hz	38,0710	84,7028	22,8009	5,5247

Da análise dos resultados conclui-se que o parâmetro M_l como proposto não é o mais adequado como ferramenta de medição de supressão de histerese e atraso de fase do sistema, tendo em vista que através dos dados obtidos não é possível se estabelecer uma relação de proporcionalidade entre o valor medido e os efeitos da histerese e fase. Uma vez que o parâmetro representa uma medida de comprimento de um ciclo da curva de entra-saída, é possível se chegar a resultados onde a curva apresente menor comprimento, ainda que com maior histerese, como se pode observar na comparação entre as medidas de M_l para o caso $AR+CP$ com 10 e 50 Hz. É visível na Figura 127 a maior histerese para frequência de 50 Hz, porém com menor excursão do sinal de saída. Isso faz com que M_l adquira valores menores, indicando uma falsa redução de histerese.

Assim, a medição é sensível a diferenças de amplitude no sinal de saída da planta, pode-se chegar uma falsa indicação de supressão de histerese e atraso de fase.

A utilização da medição da média M_a representa mais satisfatoriamente os efeitos da histerese e atraso de fase sobre o sistema, conforme pode se observar na Tabela 10. Essa medida representa a área interna de um *loop* de histerese, de forma que para uma saída livre de histerese e atraso, seu valor tende a zero. A comparação dos resultados obtidos de M_a para as diferentes configurações do sistema e sinais aplicados evidencia o melhor desempenho dos controladores adaptativos e daquele com compensação paralela para frequências mais elevadas. Pode-se ainda quantificar o aumento da histerese e atraso para frequências mais altas, para todas as configurações. Tal inferência não pode ser obtida através da medida de M_l conforme discutido anteriormente.

7.5.3 Resposta em frequência dos controladores

A Figura 128 apresenta o erro de rastreamento dos diferentes controladores em função da frequência do sinal de referência, semelhante ao apresentado em [54], com o objetivo de mostrar a variação do erro de rastreamento do controlador com relação a frequência da trajetória desejada. Para o experimento, um *chirp* de 1 V de amplitude e frequência crescente entre 0,1 e 200 Hz em 60 s é aplicado como sinal de referência ao sistema em malha fechada. Observa-se melhora significativa no rastreamento do sinal para altas frequências de rastreamento quando utilizada a compensação paralela.

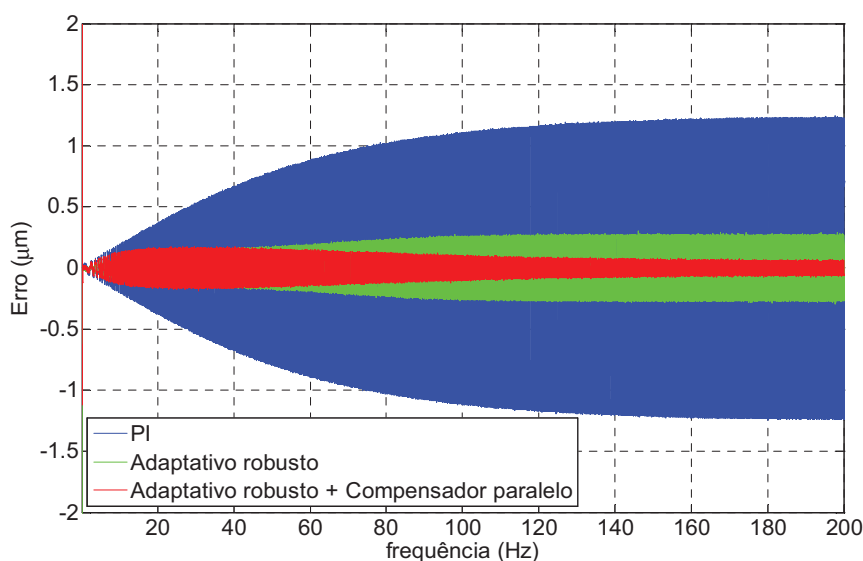


Figura 128 - Erro de posição em função da frequência para os controladores PI e adaptativo robusto.

7.6 Conclusão do capítulo

Nesse capítulo foram apresentados dados experimentais e a comparação entre os resultados obtidos para o rastreamento de trajetórias periódicas de entrada para quatro diferentes configurações de controle: em malha aberta, com o servo-controlador PI do módulo E-665, com controle adaptativo robusto com e sem a compensação paralela.

Os resultados das diferentes estratégias de controle foram comparados, avaliando-se o erro de rastreamento, resposta em frequência e capacidade de supressão de histerese de cada um dos esquemas.

Ambos os controladores adaptativos superaram o PI. Conclui-se ainda que a adição da compensação paralela é capaz de reduzir significativamente o erro de rastreamento do sistema em altas frequências, contornando satisfatoriamente os efeitos de fase não-mínima e histerese apresentados pela planta testada, mesmo em frequências mais altas do que as consideradas em trabalhos similares da literatura.

No capítulo seguinte são apresentadas as conclusões finais do trabalho e propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 8

Conclusões

O objetivo deste trabalho foi desenvolver um controlador capaz de realizar microposicionamento de precisão de um sistema piezoatuado incerto, caracterizado por uma planta não-linear com histerese e fase não-mínima.

Uma estratégia de controle adaptativa robusta com compensação paralela foi apresentada e analisada para um sistema de nanoposicionamento piezoatuado. A modelagem da planta foi obtida, incluindo os efeitos das não linearidades e de fase não-mínima. Controladores adaptativos robustos, com e sem compensação paralela, foram implementados e tiveram o seu desempenho comparado com o controlador PI do fabricante dos equipamentos utilizados. Ambos os controladores adaptativos superaram o desempenho do PI. A adição da compensação paralela foi capaz de reduzir significativamente o erro de rastreamento do sistema em altas frequências, contornando satisfatoriamente os efeitos de fase não-mínima e histerese apresentados pela planta testada, mesmo em frequências mais altas do que as consideradas em trabalhos similares da literatura. O projeto de compensadores paralelos de forma mais sistemática e eficiente é um tópico que está sendo desenvolvido atualmente.

As principais contribuições deste trabalho foram:

- Estudo de nanoposicionadores, montagem de um sistema de nanoposicionamento controlado por computador no GSCAR, do Programa de Engenharia Elétrica da COPPE/UFRJ;
- Modelagem e caracterização de um sistema experimental de nanoposicionamento piezoatuado, com a determinação de sua função de transferência linear, histerese e *creep*;
- Identificação do fenômeno de fase não-mínima em sistemas piezoatuados;
- Implementação experimental da estratégia de controle adaptativa proposta por [54]. Sintonia do controlador aplicada à planta real estudada;
- Proposta de um compensador paralelo, associado ao controle adaptativo, aplicada ao controle de sistemas de nanoposicionamento. Comparação das

diferentes estratégias de controle estudadas.

Como trabalhos futuros, têm-se como principais sugestões:

- Estudo aprofundado da compensação paralela aplicada ao controle da nanoposicionadores associada a diferentes esquemas de controle;
- Avaliação do comportamento da estratégia de controle proposta sob aplicação de perturbações ao sistema, tais como a adição de massas externas sobre o atuador;
- Identificar a origem do efeito de fase não-mínima visualizado no sistema em estudo;
- Avaliação da influência do compensador paralelo sobre a sintonia do controlador adaptativo;
- Estudo das fontes de ruído de medição e proposição de alternativas para redução do mesmo;
- Aplicação e avaliação do controle desenvolvido a outras plantas piezoatuadas através da substituição do atuador utilizado.

Referências Bibliográficas

- [1] DEVASIA, S., ELEFTHERIOU, E., MOHEIMANI, S. O. R., “A Survey of Control Issues in Nanopositioning”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v.15, n. 5, pp. 802-823, 2007.
- [2] YU, S., SHIRINZADEH, B., ALICI, G., SMITH, G., “Sliding Mode Control of a Piezoelectric Actuator with Neural Network Compensating Rate-Dependent Hysteresis”, *International Conference on Robotics and Automation*, pp. 3641-3645, 2005.
- [3] BANKS, D., *Microengineering MEMs and Interfacing: A Practical Guide*, 1 ed., Boca Raton, CRC Press, 2006.
- [4] BHUSHAN, B., *Nanotribology and Nanomechanics: An Introduction*, 1 ed., Berlim, Springer, 2005.
- [5] BHIKKAJI, B., RATNAM, M., FLEMING, A. J., MOHEUMANI, S. O. R., “High-Performance Control of Piezoelectric Tube Scanners”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v.15, n. 5, pp. 853-866, 2007.
- [6] KUHNEN, K., JANOCHA, H., “Compensation of the Creep and Hysteresis Effects of Piezoelectric Actuators with Inverse Systems” In: *6th International Conference on New Actuators*, pp. 309-312, Bremen, 1998.
- [7] SCHITTER, G., STEMMER, A., “Identification and Open-Loop Tracking Control of a Piezoelectric Tube Scanner for High-Speed Scanning-Probe Microscopy”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v.12, n.3, pp. 449-454, 2004
- [8] ALLEN, J. J., *Micro Electro Mechanical Systems Design*, 1 ed., Boca Raton, CRC Press, 2005.
- [9] PREUMONT, A., *Mechatronics: Dynamics of Eletromechanical and Piezoelectric Systems*, 1 ed., Netherlands, Springer, 2006.

- [10] UCHINO, K., GINIEWICZ, J. R., *Micromechatronics*, 1 ed., New York, Marcel Dekker, Inc., 2003.
- [11] GAD-EL-HAK, M., *The MEMS Handbook: MEMS Applications*, 2 ed., Boca Raton, CRC Press, 2006.
- [12] BASHASH, S., JALILI, N., “Robust Multiple Frequency Trajectory Tracking Control of Piezoelectrically Driven Micro/Nanopositioning Systems”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 15, n. 15, pp. 867-878, 2007.
- [13] ZHONG, J., YAO, B., “Adaptive Robust Precision Motion Control of a Piezoelectric Positioning Stage”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 16, n. 5, pp. 1039-1046, 2008.
- [14] CROFT, D., SHED, G., DEVASIA, S., “Creep, Hysteresis, and Vibration Compensation for Piezoactuators: Atomic Force Microscopy Application”, *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, v. 123, pp. 35-43, 2001.
- [15] SEBASTIAN, A., SALAPAKA, S. M., “Design Methodologies for Robust Nano-Positioning”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 13, n. 6, pp. 868-876, 2005.
- [16] MRAD, R. B., HU, H., “Dynamic Modeling of Hysteresis in Piezoceramics”, *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronic*, pp. 510-515, 2001.
- [17] SONG, G., ZHAO, J., ZHOU, X., ABREU-GARCÍA, J. A., “Tracking Control of a Piezoceramic Actuator with Hysteresis Compensation Using Inverse Preisach Model”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, v.10, n. 2, pp. 198-209, 2005.
- [18] ASHLEY, S. C., ARIDOGAN, U., LEANG, K. K., “Hysteresis Inverse Iterative Learning Control of Piezoactuators in AFM”. In: *17th IFAC World Congress, Invited Session on Dynamics and Control of Micro- and Nanoscale Systems*, pp. 8269-9274, Seoul, Coréia, Julho, 2008.
- [19] SONG, D., LI, C. J., “Modeling of Piezo Actuator's Nonlinear and Frequency Dependent Dynamics”, *Mechatronics*, v. 9, pp. 391-410, 1999.

- [20] KUHNEN, K., JANOCHA, H., “Adaptative Inverse Control of Piezoelectric Actuators with Hysteresis Operators”, In: *Proceedings of the European Control Conference*, Karlsruhe, 1999.
- [21] WANG, Q., SU, C., TAN, Y., “On the Control of Plants with Hysteresis: Overview and a Prandtl-Ishlinskii Hysteresis Based Control Approach”, *ACTA Automatica Sinica*, v. 31, n. 1, pp. 92-104, 2005.
- [22] JANOCHA, H., KUHNEN, K., “Real-Time Compensation of Hysteresis and Creep in Piezoelectric Actuators”, *Sensors Actuators A*, v. 79, pp.83-89, 2000.
- [23] KREJCI, P., KUHNEN, K., “Inverse Control of Systems with Hysteresis and Creep” In: *IEEE Proc.Control Theory Appl.*, v. 148, n. 3, pp. 185-192, 2001.
- [24] HORNIG, K. H., *Parameter Characterization of the Bouc/Wen Mechanical Hysteresis Model for Sandwich Composite Materials by Using Real Coded Genetic Algorithms*. In: AL 36849, Auburn University, Mechanical Engineering Department, Auburn, 2004.
- [25] LIN, C., YANG, S., “Precise Positioning of Piezo-Actuated Stages Using Hysteresis-Observer Based Control”, *Science direct Trans*, pp 417-426, 2006.
- [26] SHIEH, H., HSU, C., “An Integrator-Backstepping-Based Dynamic Surface Control Method for a Two-Axis Piezoelectric Micropositioning Stage”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 15, n. 5, pp. 916-926, 2007.
- [27] SHIEH, H., HUANG, P., “Precise Tracking of a Piezoelectric Positioning Stage Via a Filtering-Type Sliding-Surface Control with Chattering Alleviation”, *IET Control Theory Appl.*, v. 1, n. 3, pp. 586-594, 2007.
- [28] RAKOTONDRABE, M., HADDAB, Y., LUTZ, P., “Nonlinear Modeling and Estimation of Force in a Piezoelectric Cantilever. In: *Proc. IEEE ASME AIM (Int. Conf. Advanced Mech.)*, Zurique, Suíça, 2007.
- [29] LIN, F., SHIEH, H., HUANG, P., TENG, L., “Adaptative Control with Hysteresis Estimation and Compensation Using RFNN for Piezo-Actuator”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 53, n. 9, pp. 1649-1661, 2006.

- [30] SHIEH, H., LIN, F., HUANG, P. TENG, L., “Adaptative Displacement Control with Hysteresis Modeling for Piezoactuated Positioning Mechanism”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 3, pp. 905-914, 2006.
- [31] LIN, F., SHIEH, H., HUANG, P., “Adaptative Wavelet Neural Network Control with Hysteresis Estimation for Piezo-Positioning Mechanism”, *IEEE Transactions on Neural Networks*, v. 17, n. 2, pp. 432-444, 2006.
- [32] OH, J., BERNSTEIN, D. S., “Semilinear Duhem Model for Rate-Independent and Rate-Dependent Hysteresis”, *IEEE Transaction on Automatic Control*, v. 50, n. 5, pp. 631-645, 2005.
- [33] STEPANENKO, Y., SU, C., “Intelligent Control of Piezoelectric Actuators”, *IEEE Conference on Decision & Control*, pp. 4234-4239, 1998.
- [34] VÖRÖS, J., “Modeling and Identification of Hysteresis Using Special Forms of the Coleman-Hodgdon Model”, *Journal of Electrical Engineering*, v. 60, n. 2, pp. 100-105, 2009.
- [35] CANUDAS, C., OLSSON, H., ÅSTROM, K. J., LISCHINSKY, P., “A New Model for Control of Systems with Friction”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 40, n. 3, pp. 419-425, 1995.
- [36] LIN, F., SHIEH, H., HUANG, P., SHIEH, P., “An Adaptative Recurrent Radial Basis Function Network Tracking Controller for a Two-Dimensional Piezo-Positioning Stage”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, v. 55, n. 1, pp. 183-198, 2008.
- [37] HUANG, P., SHIEH, P., LIN, F., SHIEH, H., “Sliding-Mode Control for a Two-Dimensional Piezo-Positioning Stage”, *IET Control Theory Appl.*, v. 1, n. 4, pp. 1104-1113, 2007.
- [38] GOLDFARB, M., CELANOVIC, N., “Modeling Piezoelectric Stack Actuators for Control of Micromanipulation”, *IEEE Control Systems*, pp. 69-79, 1997.
- [39] SHIEH, H., HUANG, P., “Trajectory Tracking of Piezoelectric Positioning Stages Using a Dynamic Sliding-Mode Control”, *IEEE Transactions on Ultrasonics*,

Ferroelectrics, and Frequency Control, v. 53, n. 10, pp. 1872-1882, 2006.

[40] JUNG, H., SHIM, J. Y., GWEON, D., “New Open-loop Actuating Method of Piezoelectric Actuators for Removing Hysteresis and Creep,” *Rev. Sci. Instrum.*, v.71, n. 9, pp. 3436-3440, 2000.

[41] SALAPAKA, S., SEBASTIAN A., CLEVELAND, J. P., SALAPAKA, M. V., “High Bandwidth Nano-positioner: A Robust Control Approach”, *Rev. Sci. Instrum.*, v.73, n. 9, pp. 3232-3241, 2002.

[42] TAMER, N., DAHLEH, M., “Feedback Control of Piezoelectric Tube Scanners”, *33rd Conference on Decision and Control*, pp. 1826-1831, 1994.

[43] OGATA, K., *Engenharia de Controle Moderno*. Rio de Janeiro, Prentice/Hall do Brasil, pp. 575, 1985.

[44] LIAW, H. C., SHIRINZADEH, B., SMITH, J., “Sliding-Mode Enhanced Adaptive Motion Tracking Control of Piezoelectric Actuation System for MicroNano Manipulation”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v.16, n. 4, pp. 826-833, 2008.

[45] GE, P., JOUANEH, M., “Tracking Control of a Piezoelectric Actuator”, *IEEE Transactions on Control System Technology*, v. 4, n. 3, pp. 209-216, 1996.

[46] TING, Y., LI, C., JAR, H., CHIANG, C., “Design and Control of a Nano-Precision Cartesian Platform”, *International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 1898-1903, 2006.

[47] LEANG, K. K., DEVASIA, S., Hysteresis, Creep, and Vibration Compensation for Piezoactuators: Feedback and Feedforward Control In: *Proceedings of the 2nd IFAC Conference of Mechatronic Systems*, pp. 283-289, 2002.

[48] CROFT, D., DEVASIA, S., “Vibration Compensation for High Speed Scanning Tunneling Microscopy”, *Rev. Sci. Instrum.*, v. 70, n. 12, pp. 4600-4605, 1999.

[49] TIEN, S., ZOU, Q., DEVASIA, S., “Control of Dynamics-Coupling Effects in Piezo-actuator for High-Speed AFM Operation”, *Proceedings of the 2004 American Control Conference*, pp. 3116-3121, 2004.

- [50] TIEN, S., ZOU, Q., DEVASIA, S., “Iterative Control of Dynamics-Coupling-Caused Errors in Piezoscanners During High-Speed AFM Operation”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 13, n. 6, pp. 921-931, 2005.
- [51] WU, Y., ZOU, Q., “Iterative Control Approach to Compensate for Both the Hysteresis and the Dynamics Effects of Piezo Actuators”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 15, n. 5, pp. 936-944, 2007.
- [52] RU, C., PANG, B., WANG, K., HUANG, C., “Enhancement of Tracking Performance for Piezo-nanopositioning Stage”, *Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, pp. 1477-1482, 2007.
- [53] BASHASH, S., JALILI, N., “Robust Adaptive Control of Coupled Parallel Piezo-Flexural Nanopositioning Stages”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, v. 14, n. 1, pp. 11-20, 2009.
- [54] BASHASH, S., JALILI, N., “Tracking Control of Time-Varying Discontinuous Trajectories with Application to Probe-Based Imaging and Nanopositioning”, *2009 American Control Conference*, pp. 277-282, 2009.
- [55] IOANNOU, P., FIDAN, B., *Adaptive Control Tutorial*. Filadélfia, SIAM, 2006.
- [56] SLOTINE, J. J., LI, W., *Applied Nonlinear Control*. Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1991.
- [57] IOANNOU, P., SUN, J., *Robust Adaptive Control*, Filadélfia, Prentice-Hall, 1996.
- [58] SU, C., STEPANENKO, Y., SVOBODA, J., LEUNG, T. P., “Robust Adaptive Control of a Class of Nonlinear Systems with Unknown Backlash-Like Hysteresis”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 45, n. 12, pp. 2427-2432, 2000.
- [59] UTKIN, V., *Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems*, MIR Publishers, 1978.
- [60] SLOTINE, J. J., SASTRY, S. S., “Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces with applications to robot manipulators”, *Int. J. Control*, v. 38, pp. 465-492, 1983.

- [61] PAZOS, F., HSU, L., “Controle de Robôs Manipuladores em Modo Dual Adaptativo/Robusto”, *Revista da SBA Controle & Automação*, v. 14, n. 1, pp. 30-40, 2003.
- [62] COSTA, R., HSU, L., “Unmodeled Dynamics in Adaptive Control Systems Revisited”, *Systems & Control Letters*, v. 16, n. 5, pp. 341-348, 1991.
- [63] SASTRY, S., BODSON, M., *Adaptive Control: Stability, Convergence, and Robustness*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1989.
- [64] BAR-KANA, I., “Positive Realness in Multivariable Stationary Linear Systems”, *Journal of the Franklin Institute*, v. 328, pp. 403-417, 1991.
- [65] BAR-KANA, I., “Parallel Feedforward and Simplified Adaptive Control”, *Int. J. Adaptive Control and Signal Processing*, v. 1, n. 2, pp. 95-109, 1987.
- [66] BAR-KANA, I., KAUFMAN, H., “Simple Adaptive Control of Uncertain Plants”, *Proceedings of the 26th Conference on Decision and Control*, pp. 20-25, 1987.
- [67] IWAI, Z., MIZUMOTO, I., DENG, M., “A Parallel Feedforward Compensator Virtually Realizing Almost Strictly Positive Real Plant”, *Proceedings of the 33rd Conference on Decision and Control*, pp. 2827-2832, 1994.
- [68] GESSING, R., “Parallel compensator versus Smith predictor for control of the plants with delay”, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences*, v. 56, n. 4, pp. 339-345, 2008.
- [69] CRUZ-HERNÁNDEZ, J. M., HAYWARD, V., “Phase Control Approach to Hysteresis Reduction”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 9, n. 1, pp. 17-26, 2001.