**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECÂNICA**

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR PID PARA
APLICAÇÃO EM UMA MESA ANGULAR ROTATIVA**

JOSÉ ANTONIO PINHEIRO

Serviço de Pós-Graduação EESC/USP

EXEMPLAR REVISADO

Data de entrada no Serviço... 31 / 07 / 09

Ass: *Onma Cláudio*

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, como parte dos pré-requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica.

Orientador: Prof. Assoc. **Jaime Gilberto Duduch**

Class.	TESE ✓
Cutt.	7164
Tombo	T0169/09
Sysno	1768329

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

P654d Pinheiro, José Antonio
Desenvolvimento de um controlador PID para aplicação
em uma mesa angular rotativa / José Antonio Pinheiro ;
orientador Jaime Gilberto Duduch. -- São Carlos, 2009.

Dissertação (Mestrado-Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Mecânica e Área de Concentração em Projeto
Mecânico) -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2009.

1. Atuadores piezelétricos. 2. Microposicionamento.
3. Ultraprecisão. 4. Técnica de controle. 5. PID.
I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Licenciado **JOSÉ ANTONIO PINHEIRO**

Dissertação defendida e julgada em 24/04/2009 perante a Comissão Julgadora:

Prof. Associado **JAIME GILBERTO DUDUCH (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

APROVADO

Prof^a. Dr^a. **LUCIANA MONTANARI**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

aprovado

Dr. **MARCELO DE ASSUMPÇÃO PEREIRA DA SILVA**
(Instituto de Física de São Carlos/IFSC)

Aprova L

Prof. Associado **JONAS DE CARVALHO**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Mecânica

Prof. Associado **GERALDO ROBERTO MARTINS DA COSTA**
Presidente da Comissão da Pós-Graduação da EESC

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pelo dom da vida.

Ao professor Dr. Jaime Gilberto Duduch, pela oportunidade para que esse trabalho se concretizasse.

Aos meus pais, Ana Alice e Aparecido, pelo apoio e carinho incondicional.

A minha irmã Ednéia, pelo companheirismo, amizade e incentivo.

A minha namorada Loredana, pelo apoio e incentivo nos momentos em que precisei.

Ao professor Dr. Glauco Augusto de Paula Caurin, pelas conversas esclarecedoras.

Ao engenheiro Jorge Nicolau dos Santos, pela ajuda indispensável com a programação em LabVIEW®.

Ao engenheiro Paulo Roberto Berto, pelas dicas e sugestões.

Aos amigos Renato, Edgar e Ricardo, companheiros de jornada.

Aos amigos do laboratório de precisão: Laércio, Maeda, Danver e André.

A todos os amigos que verdadeiramente torceram por mim durante esse novo desafio.

Ao CNPq pelo apoio financeiro para que o trabalho se tornasse possível.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	iii
LISTA DE TABELAS.....	vi
LISTA DE SIMBOLOS.....	vii
RESUMO.....	ix
ABSTRACT.....	x
1 – INTRODUÇÃO.....	1
1.1 - Considerações Iniciais.....	1
1.2 – Formulação do Problema.....	3
1.3 – Objetivos.....	4
1.4 – Justificativa e motivações.....	4
1.5 – Estrutura da Dissertação	5
2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	6
2. 1– Introdução	6
2.2 – Aspectos Gerais do Projeto da MAR	6
2.2.1 – Mancel de Flexão.....	9
2.2.2 – Apoio Cinemático.....	10
2.2.3 – Plataforma de Stewart (Simplificada).....	11
2.2.4 – Atuadores Piezelétricos.....	11
2.2.4.1 – A Histerese.....	16
2.2.5– Energização	17
2.3 – Sistemas de Controle.....	19
2.3.1 – Introdução aos Sistemas de controle.....	19
2.3.2 – Sobre a História.....	19
2.3.3 – Técnicas de Controle Convencionais e Não-Convencionais.....	21
2.3.4 – Redes Neurais Artificiais.....	21
2.3.5 – Lógica Difusa.....	22
2.3.6 – Técnicas de Controle Convencionais.....	23
2.3.6.1 – Controle Proporcional	23
2.3.6.2 – Controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID).....	25
2.3.7 – Efeito Reset – Windup.....	28
2.3.8 – Sintonia dos Controladores PID	29
2.3.8.1 – Particularidades da Sintonia PID.....	33
2.3.9 – Filtros Digitais.....	33
2.3.9.1 – Fitro Passa-baixas (SEDRA & SMITH, 2000).....	33
2.3.9.2 – Filtro de Chebyshev	36
2.3.9.3 – Filtros Digitais FIR (HAYKIN, 2001).....	36
3 METODOLOGIA	39
3.1 – Introdução	39
3.2 – Realização dos Testes Mecânicos Preliminares.....	41
3.3 – Estratégia de Controle.....	43

	3.3.1 – Aquisição de dados	43
	3.3.1.1 – Rotina para Aquisição de Dados.....	46
	3.4 – Polinômios	48
	3.5 – Sistema de Controle.....	51
	3.5.1 – Rotina de Controle.....	51
4	RESULTADOS.....	55
	4.1 – Testes do Controle.....	55
	4.1.1 – Testes.....	56
	4.1.2 – Análise dos Resultados	57
5	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	63
	5.1 – Conclusões.....	63
	5.2 – Sugestões para Trabalhos Futuros.....	65

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Foto da MAR.....	7
Figura 2.2	MAR sem a base superior	8
Figura 2.3	Gráfico de Tensões de Von Misses (MONTANARI, 2004).	9
Figura 2.4	Canaletas em “V” (Apoio de Maxwell)	10
Figura 2.5	Representação esquemática da plataforma de Stewart	11
Figura 2.6	Representação esquemática de dipolos elétricos em um material piezelétrico	12
Figura 2.7	Atuadores piezelétricos.....	13
Figura 2.8	Tipos de Atuadores Piezelétricos (WECK et al., 1991).....	13
Figura 2.9	Curva de Histerese de um cristal piezelétrico (TZEN et al., 2003).....	16
Figura 2.10	Esquema de energização dos atuadores através de anéis coletores e escovas (BURATO, 2003)	18
Figura 2.11	Estrutura da Revisão da Literatura sobre técnicas de controle	19
Figura 2.12	Diagrama em bloco do controlador proporcional	23
Figura 2.13	Resposta característica de um sistema dinâmico sub-amortecido com sobrepassagem e erro de regime permanente (CAMPOS RUBIO, 2000)	25
Figura 2.14	Diagrama em bloco do controlador PID	26
Figura 2.15	Curva de resposta em forma de S	31
Figura 2.16	Sistema de malha fechada com controlador proporcional..	32
Figura 2.17	Filtro passa-baixas (SEDRA & SMITH, 2000).....	34
Figura 2.18	Especificação das características de transmissão do filtro passa-baixas (SEDRA & SMITH, 2000).....	35

Figura 3.1	Esquema de montagem da Mesa Angular Rotativa (MAR) no torno CNC ASG 2500 Rank Pneumo	40
Figura 3.2	Metodologia usada para o desenvolvimento do sistema de controle PID	4 1
Figura 3.3	Esquema de montagem para realização dos testes mecânicos	42
Figura 3.4	Montagem do sistema	43
Figura 3.5	Esquema montado para aquisição de dados	45
Figura 3.6	Diagrama de blocos da <i>rotina</i> de aquisição de dados	46
Figura 3.7	Painel principal para a aquisição e armazenamento de dados.....	47
Figura 3.8	Gráfico (TAq) x (DA _t) para deslocamentos de 0 a 25 µm...	49
Figura 3.9	Gráfico (TAq) x (DA _t) para deslocamentos de 0 a 10 µm...	50
Figura 3.10	Gráfico (TAq) x (DA _t) para deslocamentos de 0 a 3 µm.....	50
Figura 3.11	Esquema de montagem para realização dos testes	51
Figura 3.12	Diagrama de blocos da rotina de acionamento e controle.	52
Figura 3.13	Painel principal para da rotina de controle	52
Figura 3.14	Montagem do sistema para controle na MAR	54
Figura 4.1	Resolução de 0,5 µm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 6, 15 e 24 µm ($K_c = 0,4$; $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$)	58
Figura 4.2	Resolução de 0,25 µm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 9, 7 e 9 µm ($K_c = 0,4$; $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$)	59
Figura 4.3	Resolução de 0,05 µm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 1, 2 e 3 µm ($K_c = 0,38$; $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$)	60
Figura 4.4	Resolução de 0,5 µm e frequência de acionamento de 3 hertz para deslocamentos de 24 µm ($K_c = 0,35$; $T_d = 0,00017$; $T_i = 0,00001$)	61

Figura 4.5	Resolução de $0,25\ \mu\text{m}$ e frequência de acionamento de 3 hertz para deslocamentos de $9\ \mu\text{m}$ ($K_c = 0,5$, $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$)	61
Figura 4.6	Resolução de $0,05\ \mu\text{m}$ e frequência de acionamento de 3 hertz para deslocamentos de $3\ \mu\text{m}$ ($K_c = 0,45$, $T_d = 0,00015$; $T_i = 0,00001$)	62

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	Sugestão de valores para K_p , T_i e T_d no primeiro método.....	31
Tabela 2.2	Sugestão de valores para K_p , T_i e T_d no segundo método.....	32

LISTA DE SÍMBOLOS

ΔL	Resultado da Deformação
ASG	Aspheric Surface Generator
$A_{\text{máx}}$	Limite máximo
$A_{\text{mím}}$	Limite mínimo
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DA _t (y)	Deslocamento da MAR
DP	Direção de Polarização
E	Campo Elétrico (V/μm)
e(t)	Sinal de Erro
E_q	Erro Médio Quadrático
E_m	Erro Médio
FIR	Finite Impulse Response
FV	Fibra de Vidro
$h_d[n]$	Transformada Inversa de Fourier no Tempo Discreto
K_d	Fator Derivativo
K_i	Fator Integrativo
K_p	Ganho Proporcional
L	Tempo de Retardo
L_i	Limite de Integração
MAR	Mesa Angular Rotativa
MS/s	Mega Sample por segundo
P	Proporcional
rpm	Rotações por Minuto
PID	Proporcional- Integral-Derivativo
T	Constante de Tempo
TA	Tensão de Alimentação
TA _q (x)	Tensão de aquisição
T_d	Tempo Derivativo
T_e	Tempo de Acomodação
T_i	Tempo Integral
T_p	Tempo de Pico
u(t)	Ação de Controle
V	Tensão (Volts)
ω_p	Borda da Faixa de Passagem
ω_s	Borda da Faixa de Bloqueio

RESUMO

PINHEIRO, J. A (2009). *Desenvolvimento de um controlador PID para uma mesa angular rotativa*. 70 p. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

Trata do desenvolvimento de um controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) para uma Mesa Angular Rotativa (MAR) destinada à usinagem de ultraprecisão. O sistema de controle tem como objetivo efetuar posicionamento angular de alta resolução e repetibilidade antes e durante a usinagem de ultraprecisão, propiciando fabricar peças complexas através de torneamento. A MAR faz uso de elementos como mancais de flexão, atuadores piezelétricos, juntamente com o sistema de controle PID. A estratégia de controle é baseada na aquisição de dados na plataforma de desenvolvimento LabVIEW®, para gerar curvas “*tensão de saída do tesatronic versus deslocamento da MAR*” e no processamento dos sinais adquiridos ao longo do microposicionamento da MAR em tempo real para realimentação de posição. Constatou-se que o sistema suporta deslocamentos da MAR correspondendo a expansão do atuador piezelétrico de até 24 μm com frequência de acionamento de até 3 Hz. O uso de filtro Chebyshev provocou atraso na resposta e forte instabilidade no sistema. Conclui-se que para a melhora do desempenho do sistema em termos de frequência pode ser conseguida através do uso de filtro do tipo FIR (Finite Impulse Response).

Palavras chaves: microposicionamento, ultraprecisão, técnica de controle, PID, atuador piezelétrico.

ABSTRACT

PINHEIRO, J. A (2009). Application of a PID Controller for a Piezoelectric Tilt Stage. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

A Micro Tilt Stage (MTS) was developed in the Precision Engineering Laboratory (University of São Paulo) to be used in commercial diamond turning machines. The MTS has the aim of positioning workpieces angularly with high resolution and repeatability before and during ultraprecision machining. The use of flexural bearings and piezoelectric actuators together with a PID control system provided improved dynamic performance. The control strategy is based on data acquisition using LabView™ to create standard curves and perform the correction of positioning errors. Experimental tests are performed with displacement of the (MTS), up to 24 μm , with frequency, up to 3 Hz. The use of a Chebyshev filter caused a delay and a strong instability in the system. In conclusion, in order to improve the performance of the system in terms of frequency, the use of a FIR filter (Finite Impulse Response) may be indicated.

Key word: diamond turning machines, ultra-precision, control techniques, PID, piezoelectric actuators.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 – Considerações Iniciais

Atualmente a crescente necessidade de fabricação de produtos óptico-eletrônicos, da informática e da micro-mecânica, com precisão dimensional e qualidade superficial nanométricas, tem exigido constantes avanços no campo da engenharia de precisão. Devido a esses motivos, torna-se necessário que muitos pesquisadores concentrem esforços no desenvolvimento de máquinas-ferramenta que permitam alcançar os altos níveis de precisão requeridos.

Sabendo que uma máquina-ferramenta de ultraprecisão, de forma geral é composta pela estrutura, sistema de posicionamento e sistemas de medição e controle, com a identificação de uma nova exigência de fabricação, pode-se manter a concepção inicial da máquina, mas melhorar e refinar o sistema de posicionamento (BURATO, 2006). Por exemplo, indexar uma mesa angular ao eixo árvore de um torno de ultraprecisão, para possibilitar a fabricação de peças complexas através de torneamento. Para isso se faz necessário criar um sistema de controle capaz de gerenciar esse dispositivo.

Com relação ao projeto de uma máquina de precisão, é conveniente que ele leve em conta facilitar a incorporação de dispositivos especiais que possibilitem sua adaptação a novas tarefas.

Todos esses conceitos de precisão dimensional, de qualidade superficial e de produtos de alta tecnologia, evoluem com o passar dos anos. É evidente o desafio tecnológico, principalmente da miniaturização de produtos da área optoeletrônica, com precisão de forma micrométrica ou submicrométrica e rugosidade de algumas dezenas de nanômetros (IKAWA et al., 1991). Apenas com o desenvolvimento da engenharia de precisão é que tudo isso se torna possível, e é conveniente salientar que o que é moderno hoje, amanhã estará obsoleto, por isso se justifica o estudo e constante aprimoramento dessa área.

Entende-se que, em máquinas-ferramenta de ultraprecisão, os altos níveis de precisão requeridos, somente podem ser atingidos pela adequada combinação dos sistemas de acionamento, guias, medição e controle (BURATO et al., 2002).

As máquinas-ferramenta de precisão têm como um importante elemento o sistema de controle, que só é possível graças a sensores, atuadores e programas capazes de processar sinais em tempo real. Sofisticadas unidades de microposicionamento conseguem controlar a posição na ordem de 1 nm, fazendo uso da interferometria a laser. Esse controle de posição pode ser realizado com o uso de atuadores piezelétricos, que possuem resolução extremamente fina e curso limitado.

Neste contexto, justifica-se a necessidade do estudo da engenharia de precisão, sendo que esse trabalho tem seu foco voltado ao desenvolvimento de um sistema de controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID) capaz de gerenciar um dispositivo de microposicionamento angular

desenvolvido no Laboratório de Engenharia de Precisão da EESC–USP, conhecido como Mesa Angular Rotativa (MAR) (MONTANARI, 1999).

A MAR tem como objetivo posicionar elementos com alta resolução e repetibilidade durante a usinagem de ultraprecisão, ajudando tanto no posicionamento relativo ferramenta/peça como na compensação dos erros sistemáticos presentes.

As características gerais de projeto desse dispositivo serão descritas no capítulo 2.

1.2 – Formulação do Problema

Máquinas e dispositivos de precisão não permitem o uso de técnicas convencionais de acionamento, pois tornam insuficientes para se obter a precisão e a qualidade de acabamento desejadas.

Dessa forma, quando se ingressa no campo da mecânica de precisão, o desempenho desejado de máquinas de usinagem destinadas à fabricação de componentes de elevada exatidão de forma (da ordem de 10nm, por exemplo, moldes para lentes, discos de memória para computador, lentes e espelhos para sistemas ópticos etc.) demanda o uso de sistemas de posicionamento com melhor precisão (CAMPOS RUBIO, 2000). Torna-se, portanto, clara a necessidade do desenvolvimento de dispositivos que possibilitam posicionamentos com precisão micrométrica e submicrométrica e que garantam a obtenção das tolerâncias de precisão referidas.

1.3 – Objetivos

Esse trabalho tem como objetivo desenvolver um sistema de controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID) para ser aplicado à Mesa Angular Rotativa (MAR), destinada a usinagem de ultraprecisão. A MAR foi desenvolvida para ser empregada no torno ASG 2500 Rank Pneumo® do Laboratório de Engenharia de Precisão. O sistema de controle deverá ser capaz de corrigir erros sistemáticos durante a usinagem e também facilitar os ajustes preliminares de peças na máquina.

1.4 – Justificativa e Motivações

A origem deste trabalho provém da necessidade do laboratório de Engenharia de Precisão da EESC-USP de aprimorar o sistema de posicionamento do torno CNC (ASG 2500 Rank Pneumo®).

A MAR faz parte de um projeto de longo prazo que engloba a usinagem de ultraprecisão de peças de formas complexas através de torneamento, além de permitir a correção de erros da superfície durante processo de usinagem.

O ponto de partida foi a idealização da MAR por MONTANARI (1999) e o aprimoramento por BURATO (2003), para microposicionamento de peças em relação a um referencial estático. A MAR permite o microposicionamento de peças em relação a um referencial que tem movimento de rotação, pois é acionado por atuadores piezelétricos que são energizados por anéis coletores deslizantes. A MAR deverá ter adaptada ao eixo árvore do torno ASG 2500 Rank Pneumo® do laboratório de Engenharia de Precisão da EESC-USP.

Portanto, a motivação desse trabalho é desenvolver um sistema de controle PID capaz de gerenciar a MAR, afim de que ela possa fazer parte do sistema inteligente que está sendo desenvolvido. Sendo possível, futuramente, realizar correções na posição da peça durante a usinagem, possibilitando a fabricação de ultraprecisão de componentes com formas complexas através do torneamento.

A escolha do controlador PID se deve a sua grande aplicabilidade na indústria e também por ser um controlador de projeto relativamente fácil. Segundo OGATA (2003) mais da metade dos controladores industriais em uso atualmente empregam esquemas de controle PID ou PID modificado.

1.5 – Estrutura da Dissertação

No capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica, onde o enfoque é dado aos aspectos gerais do projeto da MAR e as técnicas modernas de controle.

No capítulo 3 é apresentada a metodologia adotada no trabalho.

No capítulo 4 são apresentados os resultados do trabalho.

Por fim, no capítulo 5, serão apresentadas as conclusões como também as sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 – Introdução

Esse capítulo apresenta uma revisão bibliográfica sobre aspectos gerais do projeto da Mesa Angular Rotativa (MAR) que funcionará com o sistema de controle PID proposto. Serão mostrados os elementos que compõem a MAR, com comentários a respeito da sua escolha em relação a elementos disponíveis. Apresenta ainda uma revisão sobre sistemas de controle convencionais e não-convencionais dando ênfase ao controle PID que é objetivo desse trabalho além de filtros digitais.

2.2 – Aspectos Gerais do Projeto da MAR

O sistema de controle PID desenvolvido nesse trabalho foi especialmente projetado para o uso na MAR mostrada na Figura 2.1. Ela consiste de uma parte superior (base móvel) montada cinematicamente sobre uma base inferior (base rígida) e acionada por atuadores piezelétricos (plataforma de Stewart). Três mancais de flexão apóiam a base superior (móvel).

A MAR foi desenvolvida para ser utilizada no torno CNC ASG 2500 Rank Pneumo®. A ela deverá ser fixada uma placa a vácuo giratória e a alimentação dos atuadores é feita por um sistema de escovas deslizantes, que asseguram as mesmas condições de alimentação aos atuadores tanto em bancada como em funcionamento durante a usinagem.

Figura 2.1 – Foto da MAR.

O posicionador angular consiste de uma parte superior (base móvel) montada sobre uma parte inferior (base rígida), onde são fixados os atuadores piezelétricos e um ponto fixo a uma distância l do centro e distantes 120 graus entre si.

A Figura 2.2 mostra a MAR com seus dois atuadores piezelétricos e o falso atuador e sem a base superior.

Figura 2.2 – Mar sem a base superior.

MONTANARI (2004) através do método dos elementos finitos encontra o primeiro modo de vibrar da MAR em 776.32 HZ e também mostra que a parte superior da MAR é suficientemente rígida para que seja considerada sem deformações durante o movimento dos atuadores piezelétricos.

A Figura 2.3 mostra gráfico de Tensões de Von Mises para uma simulação, onde aplica-se em um dos pontos de apoio dos atuadores um deslocamento de 15 μm no sentido positivo de (y), e no outro atuador um deslocamento de 15 μm no sentido negativo de (y).

Figura 2.3 – Gráfico de Tensões de Von Misses “unidade mega-pascal” (MONTANARI, 2004).

Pode-se observar que as tensões se concentram na região das molas e não no anel externo.

A MAR é um posicionador que conjuga aspectos importantes de projeto como: mancal de flexão, apoio cinemático, plataforma de Stewart (simplificada) e atuadores piezelétricos.

2.2.1 – Mancal de Flexão

Mancais de escorregamento e de rolamentos dependem de algum tipo de contato mecânico ou fluídico para manter a distância entre dois objetos permitindo ao mesmo tempo um movimento entre eles. Nenhuma superfície é perfeita e nenhum sistema fluídico é livre de efeitos dinâmicos ou térmicos por isso todos esses mancais têm limitações em seu desempenho. Mancais de flexão por outro lado têm o movimento conseguido

graças à deformação elástica do material (SLOCUM, 1992). Têm como restrição o curso limitado, mas no caso da MAR não chega a ser um problema, pois o deslocamento máximo requeridos será de 25 μm .

2.2.2 – Apoio Cinemático

Historicamente a montagem usando três “V” é chamada de “apoio de Maxwell” (HOCKEN, 1995). Essas três canaletas em “V” estão na parte inferior da base superior da MAR, duas dessas canaletas têm contato com uma esfera situada na extremidade livre do atuador piezelétrico e a terceira canaleta tem contato com uma esfera situada na extremidade superior do ponto fixo (falso atuador).

A Figura 2.4 mostra as três canaletas em “V” que formam o apoio de Maxwell.

Figura 2.4 – Foto das canaletas em “V” da MAR (Apoio de Maxwell).

2.2.3 – Plataforma de Stewart (Simplificada)

O sistema denominado de plataforma de Stewart permite a obtenção de seis graus de liberdade, fazendo uso seis atuadores. A figura 2.5 mostra a representação esquemática da plataforma de Stewart.

Figura 2.5 – Representação esquemática da plataforma de Stewart

O sistema denominado de plataforma de Stewart (Simplificada), utilizado na MAR, é constituído por uma plataforma apoiada sobre dois atuadores translativos e um ponto fixo (falso atuador), ver Figura 2.1. O sistema permite a correção ou o posicionamento angular através da movimentação destes atuadores, permitindo movimentos com dois graus de liberdade.

2.2.4 – Atuadores Piezelétricos

A piezeletricidade foi descoberta pelos irmãos Pierre e Jacques Curie em 1880 (FUJINO, 2006). No entanto, na época não havia encontrado uma aplicação para a descoberta, que até 1940 era tratada como uma curiosidade.

Os materiais piezelétricos têm como principal característica a capacidade de converter energia mecânica em energia elétrica e vice-versa.

Quando se aplicam tensões compressivas sobre o material ocorre uma redução no seu comprimento na direção das tensões diminuindo o momento dipolar total por unidade de volume do material. Esta variação provoca a alteração da densidade da carga nas extremidades do material, provocando a aparição de uma diferença de potencial. Ao aplicar um campo elétrico entre as extremidades do material, a densidade de carga superficial sofre alteração que resulta em variação na dimensão da amostra, segundo a direção do campo aplicado, como ilustra a Figura 2.6 (HASEGAWA, 2004).

Figura 2.6 – Representação esquemática de dipolos elétricos em um material piezelétrico (a) sem aplicação de tensão ou diferença de potencial (b) com aplicação de tensões compressivas resultando no aparecimento de uma diferença de potencial (c) com aplicação de uma diferença de potencial resultando em uma diferença dimensional (HASEGAWA, 2004).

Um material piezelétrico tem estrutura cristalina que produz tensão em sua superfície quando tracionado ou comprimido (SLOCUM, 1992). Nesse estudo, os elementos cerâmicos são utilizados de maneira inversa a este, isto é, uma mudança geométrica do contorno externo do material é provocada devida a aplicação de uma tensão elétrica.

Como substâncias cristalinas de um atuador piezelétrico, são empregados materiais cerâmicos sintetizados, à base de bário (Ba), chumbo (Pb), titânio (Ti) e zircônio (Zr), que são baseados na propriedade de induzir carga elétrica proporcional à mecânica aplicada (TAVARES, 1995). Um

atuador piezelétrico converte energia elétrica em movimento linear (energia mecânica) virtualmente sem limites de resolução e são projetados para combinar grande precisão com uma longa vida útil em aplicações científicas e industriais. A Figura 2.7 mostra dois atuadores piezelétricos comerciais do tipo que será usado nesse trabalho.

Figura 2.7 – Atuadores piezelétricos (PHYSIK INSTRUMENTE, 2009).

A expansão piezelétrica é muito empregada para movimentação e posicionamento de sistemas mecânicos. Essa deformação é alcançada pela aplicação dos efeitos longitudinais ou transversais os quais podem ser observados na Figura 2.8, (WECK et al., 1991).

Figura 2.8 – Tipos de Atuadores Piezelétricos (WECK et al., 1991)

O efeito longitudinal descreve a deformação na direção de polarização (DP) do elemento piezelétrico (Figura 2.8 a). Para uma pilha de

elementos piezelétricos, denominada de transdutor, o resultado da deformação (Δl) equivale ao somatório das deformações de cada um dos elementos isoladamente. Esse tipo de configuração é muito usado e consiste em vários discos cerâmicos com espessura variando entre 0,3 a 1 mm. Cada disco encontra-se situado entre placas planas condutoras (eletrodos); os vários conjuntos estão unidos entre si por um tipo de cimento epóxi isolante, por fim o arranjo completo é lacrado hermeticamente em uma cápsula de aço. Desta forma, esse tipo de configuração alcança boa rigidez e alta resistência mecânica associadas às características dinâmicas próprias dos piezelétricos (CAMPOS RUBIO, 2000).

Por outro lado, o efeito transversal descreve a contração transversal (Δl) do elemento piezelétrico devido à tensão aplicada na direção de polarização (E), isto significa que cada elemento realiza o movimento completo (distância total). A conexão em paralelo de camadas serve para aumentar a rigidez e a estabilidade. Um dos tipos mais comuns de atuadores baseados nesse efeito é o que se utiliza da conexão de lâminas em paralelo (Tipo laminar) (Figura 2.8 b). Nesse tipo de arranjo, o número de lâminas colocadas em paralelo determina a rigidez e estabilidade do atuador (BURATO, 2003).

O atuador bimorfo é um tipo especial de atuador piezelétrico constituído de duas lâminas de cristais piezelétricos manufaturadas convenientemente (Figura 2.8 c). Essas duas lâminas são unidas de modo que quando aplicado o campo elétrico sobre os cristais, o movimento por eles efetuados seja do tipo de um atuador rotativo de curso limitado, com centro de giro na extremidade oposta do atuador (CAMPOS RUBIO, 2000).

Aspectos positivos dos atuadores piezelétricos quanto a sua funcionalidade e aplicação:

- ✓ Não possui partes móveis, sua expansão é conseguida exclusivamente pela deformação do material (PHYSIK INSTRUMENTE, 1992).
- ✓ A velocidade de expansão é somente limitada pela velocidade do som no material cerâmico (PHYSIK INSTRUMENTE, 1992).
- ✓ Permite resoluções nanométricas de posicionamento, através do controle da tensão aplicada e a utilização de sensores de posição adequados (CAMPOS RUBIO, 2000).
- ✓ Não se desgasta.
- ✓ É imune a campos magnéticos.
- ✓ Capacidade de suportar altas cargas (até 30 000 N).

Os atuadores piezelétricos possuem capacidade de suportar altas cargas (até 30 000 N), mas essa capacidade não se repete quanto a trações e esforços não paralelos a seu eixo longitudinal. Os atuadores piezelétricos não são indicados para suportar cargas fora de centro e esforços de tração, e muitos vêm equipados com molas internas de pré-carga.

Deve ser evitada a aplicação de tensões muito altas. Se uma tensão reversa (que provoca contração) superior a 20% do valor da nominal for aplicada, o piezelétrico despolariza-se irreversivelmente. Além disso, tensões muito altas criam canais de condução elétrica na cerâmica, ocorrendo um curto circuito, diminuindo a sua resistência e prejudicando a sua expansão (CAMPOS RUBIO et al., 1997).

O modelo de atuador utilizado na MAR é o P410.30 da physik instrumente que possui deslocamento máximo de 30 μm a uma tensão de 800 Volts.

Como aspecto negativo dos atuadores piezelétricos destaca-se a presença de histerese como descrito abaixo.

2.2.4.1 – A Histerese

Quando se trabalha com materiais piezelétricos, o maior problema encontrado é a histerese. A histerese, no caso dos materiais piezelétricos, é a diferença de tamanho do material antes de se aplicar uma tensão e após a sua retirada. Quando é aplicada uma tensão de entrada no piezelétrico, há um deslocamento dos cristais, no entanto, quando a tensão é retirada, há uma defasagem entre a curva de entrada e a curva de saída (TZEN et al., 2003). Essa defasagem recebe o nome de histerese e é proporcional ao deslocamento dos atuadores.

A Figura 2.9 mostra um gráfico retratando o efeito da histerese em um cristal piezelétrico (tensão x deslocamento).

Figura 2.9 – Curva de Histerese de um cristal piezelétrico (TZEN et al., 2003).

Este efeito, denominado de histerese, pode alcançar 15% da expansão total do piezelétrico, porém pode ser corrigido por um sistema de controle que realiza o sensoriamento da posição e a correção do eventual desvio. Alguns atuadores comerciais possuem internamente uma ponte de Wheatstone de extensômetros, ou sensores capacitivos ou indutivos com esta finalidade (CAMPOS RUBIO, 2000).

2.2.5 – Energização

A MAR foi desenvolvida para ser utilizada no torno ASG 2500 Rank Pneumo®. Ela deverá ser fixada ao eixo-árvore do torno e para resolver o problema da energização dos atuadores piezelétricos foram fixados na parte externa da MAR três anéis deslizantes de cobre revestidos em prata, dos quais dois anéis são responsáveis pela energização e transmissão de corrente elétrica para os atuadores e um para fazer o aterramento do sistema. Há também dois tipos de isolamento elétrico feitos por anéis de fibra de vidro: um isolamento é realizado entre os anéis deslizantes e o posicionador e o outro é efetuado entre os próprios anéis coletores, evitando que haja a criação de correntes parasitas, permitindo manter a transmissão da corrente elétrica em torno de 50 mA (BURATO, 2003).

Os cabos coaxiais dos atuadores chegam até os anéis deslizantes por dois furos feitos no posicionador e são ligados aos anéis de cobre revestidos de prata, como mostra a Figura 2.10.

Figura 2.10 – Esquema de energização dos atuadores através de anéis coletores e escovas (BURATO, 2003).

As escovas são fabricadas com 65% prata e 35% grafite. BURATO (2003) garante a funcionalidade da MAR para um sistema rotativo com o mesmo desempenho obtido com relação a um referencial estático, ou seja, permite obter amplitude de deslocamento da base deformável da MAR de até 30 μm , a uma rotação máxima da placa do torno, por motivo de segurança, de 1000 rpm, garantindo que a energização da MAR, quando for utilizada no torno, tenha a mesma qualidade da energização feita em bancada.

2.3 – SISTEMAS DE CONTROLE

Esta seção é destinada a revisão bibliográfica abordando técnicas de controle, em especial a Proporcional-Integral-Derivativa.

2.3.1 – Introdução aos Sistemas de controle

Este tópico é dedicado aos sistemas de controle e está estruturado conforme a Figura 2.11.

Figura 2.11 – Estrutura da Revisão da Literatura sobre técnicas de controle.

2.3. 2 – Sobre a História

O primeiro trabalho significativo de controle foi o regulador centrífugo construído por James Watt para o controle de velocidade de uma máquina a vapor, século XVIII (OGATA, 2003). O regulador de esferas de James Watt para o controle de velocidade, desenvolvido em 1788, pode ser considerado

o primeiro sistema de controle com retroação, não envolvendo o operador humano, utilizado largamente. Maxwell, em 1868, fez um estudo analítico da estabilidade deste regulador de esferas (D'AZZO, 1984).

Em 1922, Minorsky trabalhou em controladores automáticos para pilotagem em embarcações e demonstrou como a estabilidade poderia ser determinada a partir de equações diferenciais que descrevem o sistema. Em 1932, Nyquist desenvolveu um procedimento relativamente simples para a determinação da estabilidade de sistemas de malha fechada com base na resposta de malha aberta a excitações senoidais estacionárias. Em 1934, Hazen, que introduziu o termo *servomecanismos* para sistemas de controle de posição, discutiu o projeto de servomecanismos a relé, capaz de acompanhar de perto uma variação de entrada (OGATA, 2003).

Na década 1940, os métodos de resposta em frequência desenvolvidos tornaram possível o projeto de sistemas de controle realimentados lineares (DOMINGUES, 1993).

O método de lugar das raízes foi plenamente desenvolvido por Evans, no final da década de 40 e início da de 50 (OGATA, 2003).

Os estudos e postulados de Sperry e Minorsky culminaram no primeiro projeto de um controlador automático do tipo PID, e que até hoje continua sendo um dos mais usados em sistemas de navegação e também como controladores industriais (ROBERTS et al., 2003).

Com o desenvolvimento dos sistemas de controle foram surgindo técnicas cada vez mais modernas, como é o caso da lógica difusa e as redes neurais.

2.3. 3 – Técnicas de Controle Convencionais e Não-Convencionais

De uma forma geral, os métodos ou técnicas convencionais têm sido desenvolvidos com modelos matemáticos no domínio do tempo (controle moderno) e frequência (controle clássico) (OGATA, 2003). Dentre as técnicas de controle convencionais pode-se destacar o controle proporcional (P), proporcional-integral (PI), proporcional-derivativo (PD) e o Proporcional-Integral-Derivativo (PID).

A expressão controle não-convencional surgiu para referenciar as novas técnicas de controle. Dentre as técnicas de controle não convencionais, cabe destacar as redes neurais artificiais e a lógica difusa.

2.3.4 – Redes Neurais Artificiais

São formadas pela interconexão e elementos básicos denominados de neurônios, cada um destes elementos de processamento contém uma função de transferência, um número determinado de entradas e uma única saída.

Redes neurais têm sido empregadas na solução de problemas de controle, onde as técnicas convencionais de controle não têm conseguido atingir desempenho satisfatório.

CAMPOS RÚBIO (2000), lista algumas das principais vantagens dessa técnica de controle:

- ✓ Capacidade de realizar mapeamento contínuo com grau de precisão satisfatório para diversas aplicações;

- ✓ Conhecimento adquirido através de um processo de aprendizado e armazenamento na rede através dos valores dos pesos, simplificando sua implementação em hardware;
- ✓ Devido a suas ações serem produto de experiências, permite que estas sejam adaptadas na resolução de outros problemas similares;
- ✓ Comportamento altamente distribuído e paralelo, e que geralmente as torna tolerantes a eventuais falhas além da rapidez de execução;
- ✓ Permite sua aplicação em sistemas com incerteza e/ou dificuldades de modelagem e comportamento não-linear.

2.3.5 – Lógica Difusa

A lógica difusa também é chamada de controle nebuloso. O controle de processos nos quais a modelagem é difícil de ser obtida ou na qual a solução analítica não é viável tem sido simplificada através do controle difuso.

O controle difuso é baseado no emprego de regras de decisão heurística, tendo como idéia básica reproduzir o comportamento de um operador experiente.

CAMPOS RÚBIO (2000), destaca as principais vantagens desta técnica de controle:

- ✓ Não requer um modelo matemático detalhado para definição do algoritmo de controle;
- ✓ Pode trabalhar com um número incompleto de regras;

- ✓ Gerar um sinal de saída do controlador que varia suavemente.

2.3.6 – Técnicas de Controle Convencionais

De uma forma geral, os métodos ou técnicas convencionais têm sido desenvolvidas com modelos matemáticos no domínio do tempo (controle moderno) e frequência (controle clássico) (OGATA, 2003).

São descritas algumas das principais técnicas de controle convencionais, sendo elas a proporcional (P) e Proporcional-Integral-Derivativo (PID).

2.3.6.1 – Controle Proporcional (P)

Muitas vezes, processos simples podem ser controlados satisfatoriamente apenas com a ação proporcional, que trabalha através da multiplicação do sinal de erro (diferença entre o valor real e o esperado) por um fator K_p , que é especificado pelo usuário. O resultado dessa operação é usado como sinal de correção.

A Figura 2.12 mostra o diagrama de blocos do controlador proporcional.

Figura 2.12 – Diagrama em bloco do controlador proporcional.

A função transferência do controlador proporcional é dada por:

$$\frac{u(s)}{e(s)} = K_p$$

(2.1)

Onde, K_p o ganho proporcional do controlador.

Mudanças na posição em sistemas dinâmicos ocorrem durante comandos de aceleração, desaceleração e em movimentos onde existe uma alteração da velocidade. Uma vez que K_p aumenta o valor do erro, esse é mais rapidamente corrigido. Entretanto, se K_p é aumentado em demasia, a resposta do sistema dinâmico apresentará sobrepassagens muito altas, conforme mostra a Figura 2.13, assim como o aparecimento de oscilações em torno do ponto desejado, podendo vir a se tornar instável caso o amortecimento não seja suficiente. Por outro lado, valores de K_p mais baixos não conseguem eliminar o erro por completo, uma vez que ao se aproximar de zero o valor da correção ($K_p * e$) não gerará um valor suficiente capaz de alterar a posição atual, dando origem a um erro denominado de regime permanente ou estacionário (*steady-state error*) (CAMPOS RÚBIO, 2000).

Figura 2.13 – Resposta característica de um sistema dinâmico sub-amortecido com sobrepassagem e erro de regime permanente (CAMPOS RUBIO, 2000).

2.3.6.2 – Controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID)

Apesar do constante avanço da tecnologia e do conhecimento científico na área de controle, controladores proporcional-integral-derivativo, comumente conhecido como PID, ainda são muito utilizados na indústria. Controladores PID são facilmente implementáveis, de baixo custo, robustos e versáteis, com a capacidade de fornecer comportamentos transitório e de regime permanente satisfatórios para uma grande variedade de processos encontrados na indústria (CAMPESTRINI, 2006).

O Controlador PID resulta da combinação dos fatores proporcional, integral e derivativo em um único bloco de compensação. A maior dificuldade de se projetar um controlador PID clássico está em estabelecer o modelo do sistema mecânico.

Segundo CAON JÚNIOR (1999), o controlador PID soma à ação proporcional as ações integral e derivativa. A ação integral elimina erro em regime estacionário, pois o sinal de controle apresenta um valor não nulo quando o erro for nulo; a ação integral entretanto pode introduzir oscilação na resposta pelo aumento da ordem do sistema. A ação derivativa antecipa o erro atuante e produz ação corretiva mais cedo (pois responde a taxa de variação do erro atual).

Esse controlador controla as variações do sistema através da combinação de três ações, onde a cada ação é atribuído um ganho ajustável. As ações são: proporcional ao sinal de erro atuante no sistema, onde esse erro é a diferença entre a entrada de referência e a resposta na saída; integrativa ao sinal do erro atuante no sistema; derivativa ao sinal do erro atuante no sistema (DOMINGUES, 1993).

A Figura 2.14 mostra o diagrama de blocos correspondente ao controlador PID.

Figura 2.14 – Diagrama em bloco do controlador PID.

PARNICHKUN & NGAECHAROENKUL (2001), descrevem a função transferência, como:

$$\frac{u(s)}{e(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d.s$$

(2.2)

OGATA (2003) descreve a função transferência do controlador PID como:

$$\frac{u(s)}{e(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.3)$$

Onde, K_p é o fator proporcional, T_i o tempo integral e T_d o tempo derivativo.

A combinação dos fatores proporcional, integral e derivativo (PID) em um único bloco de compensação tem várias versões difundidas nas mais diversas aplicações. O elemento usado para realimentação da saída tem uma função primordial no desempenho do controlador e o ajuste dos coeficientes K_p , K_i e K_d , deve levar em consideração essa característica, assim como dos demais elementos mecânicos envolvidos.

BERTUCCI NETO (1990) afirma que os parâmetros K_p , K_i ou K_d , se por um lado podem trazer muitas melhorias à variável de saída, por outro podem ser insignificantes, ou pior ainda, podem causar respostas desastrosas. Assim é preciso haver algum critério de ajuste desses parâmetros, o que começa a complicar quando estes são muitos.

A atual estrutura dos controladores PID são bastante diferentes dos controladores PID analógicos, agora a implementação é baseada no projeto digital. Estes PID digitais incluem muitas formas para melhorar seu desempenho, tais como antiwind-up, auto-tuning, adaptive, fuzzy fine-tuning. Contudo, suas ações básicas permanecem as mesmas (ÅSTRÖM, ALBERTOS & QUEVEDO, 2001).

Para a aplicação do controlador PID, alguns cuidados devem ser tomados, para que se consiga um comportamento adequado do sistema controlado. Sem eles o efeito final do controlador pode ser degradado ou mesmo inadequado. Para CAON JÚNIOR (1999), os principais efeitos a serem considerados são: a saturação do sinal atuante, a limitação do ganho

do termo derivativo em altas frequências e a ponderação do sinal de referência por um fator adequado.

O controle PID é muito usado na indústria devido a sua confiabilidade, compreensibilidade, simplicidade e baixo custo. Além de ser indicado para controlar processos que não possuem um modelamento matemático simples e eficaz (DOMINGUES 1993).

O aumento do ganho proporcional do controlador tem impacto direto na rapidez da resposta do sistema, no máximo sobrepasso do sinal de saída e no valor do erro de regime permanente. Quanto maior a ponderação da ação integral, o sistema tende a apresentar comportamento mais oscilatório e apresentar um sobrepasso mais elevado. A ação derivativa tem como propósito melhorar o comportamento transitório do sistema em malha fechada. Devido à dinâmica do processo, uma mudança na variável de controle somente irá aparecer na saída do processo após algum tempo. Assim, a ação de controle irá corrigir o erro do sistema com um certo atraso. Dessa forma, a ação de um controlador com ações proporcional e derivativa pode ser interpretado como sendo uma prognóstico da saída do processo.

2.3.7 – Efeito Reset – Windup

CAON JÚNIOR (1999) descreve a ação temporal do controlador PID como:

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.4)$$

Na equação (2.4) do controlador PID, pode-se observar que quando o sinal de erro for muito grande a saída $u(t)$ do controlador também será,

podendo acarretar uma saturação dos atuadores, fonte de potência ou do próprio processo. Este sinal excessivo pode criar um retardo para que a saída alcance o valor esperado da referência, conservando o sinal do erro ainda positivo, e aumentando a ação de controle, devido ao efeito da integração do controlador PID. No momento em que atingir o valor esperado, a inversão de sinal do erro $e(t)$ poderá demorar a produzir efeito sobre a ação de controle $u(t)$, graças ao grande valor alcançado pelo termo integral. Esse efeito recebe o nome de *reset-windup*.

Para que não ocorra esse efeito, usa-se um esquema denominado *anti-reset-windup* que pode ser implementado de várias formas, por exemplo, as sugeridas por ISERMANN (1989):

1. Cancelamento da integração.

Nesse caso faz-se:

$$\Delta u_1(k) = 0 \text{ quando } u(k) \geq u_{\text{máx.}}$$

2. Integração condicional.

Aqui faz-se:

$$\Delta u_1(k) = 0 \text{ se } |e(k)| \geq e_{\text{máx.}}$$

Onde $u_1(k)$ é a contribuição da ação de controle integral na saída do controlador PID discreto.

No segundo caso o valor de $e_{\text{máx.}}$ pode ser determinado por experimentos ou simulação a partir da função de transferência do processo (CAON JÚNIOR, 1999).

2.3.8 – Sintonia dos Controladores PID

Existem muitos métodos para a sintonia dos controladores PID, dentre eles os mais conhecidos são os propostos por Ziegler e Nichols que sugeriram regras para a sintonia de controladores PID (o que significa ajustar os valores de K_p , T_i e T_d) baseadas na resposta experimental ao degrau ou no valor de K_p , que resulta de uma estabilidade marginal, quando somente uma ação proporcional é utilizada (OGATA, 2003). As regras de Ziegler e Nichols são úteis quando os modelos matemáticos da planta não são conhecidos, embora claro, também possam ser aplicadas ao projeto de modelos matemáticos conhecidos. Existem dois métodos que são denominados Ziegler e Nichols, OGATA (2003) os descreve assim:

Primeiro método: obtém-se experimentalmente a resposta da planta a uma entrada em degrau unitário. Se a planta não envolver nem integrador(es) nem pólos complexo-conjugados dominantes, então uma tal curva de resposta ao degrau unitário pode aparecer em forma de **S**. (Se a resposta não apresenta uma curva em forma de S, este método não se aplica). Tais curvas de resposta podem ser obtidas experimentalmente ou a partir de simulação dinâmica da planta.

A curva em forma de **S** pode ser caracterizada por duas constantes, tempo de retardo L e constante de tempo T . O tempo de retardo e a constante de tempo são determinadas desenhando-se uma reta tangente no ponto de inflexão da curva em forma de **S** e determinado-se as interseções da tangente com o eixo dos tempos e com a reta $c(t) = K$, conforme mostra a Figura 2.15.

Figura 2.15 – Curva de resposta em forma de S.

A função transferência pode ser aproximada por um sistema de primeira ordem com um atraso de transporte.

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (2.5)$$

Ziegler e Nichols sugeriram estabelecer os valores K_p , T_i e T_d de acordo com a Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Sugestão de valores para K_p , T_i e T_d no primeiro método.

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	T / L	∞	0
PI	$0,9(T / L)$	$T / 0,3$	0
PID	$1,2(T / L)$	$2L$	$0,5L$

Segundo método: primeiro se estabelece $T_i = \infty$ e $T_d = 0$. Usando a ação de controle proporcional somente, aumentar K_p desde 0 até um valor crítico K_{σ} onde a saída primeiro exhibe oscilações mantidas. (Se a saída não exhibir oscilações mantidas para qualquer que seja o valor de K_p pode-se assumir que este método não se aplica). Portanto, o ganho crítico K_{σ} e o período correspondente P_{σ} são experimentalmente determinados.

A Figura 2.16 mostra um controle proporcional em malha fechada.

Figura 2.16 – Sistema de malha fechada com controlador proporcional.

Ziegler e Nichols sugeriram estabelecer os valores K_p , T_i e T_d de acordo com a Tabela 2.2:

Tabela 2.2 – Sugestão de valores para K_p , T_i e T_d no segundo método.

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_{\sigma}$	∞	0
PI	$0,45 K_{\sigma}$	$(1 / 1,2)P_{\sigma}$	0
PID	$0,6K_{\sigma}$	$0,5P_{\sigma}$	$0,125 L$

Alguns autores fizeram uso das regras de Ziegler e Nichols como base e fizeram um refinamento; ex: MANTZ & TACCOMI (1989) fazem uso de uma conexão particular do controlador clássico PID sugerido por Ziegler e Nichols, melhorando o comportamento da planta sem alterar as características iniciais do controlador. HANG et al. (1991) introduzem um fator de ponderação β sobre a referência desejada no termo proporcional.

2.3.8.1 – Particularidades da Sintonia PID

Segundo APOLÔNIO (1988), os controladores PID possuem algumas particularidades, como: facilidade de sintonia por métodos de tentativa e

erro, devido ao significado físico dos parâmetros do controlador e robustez aos erros de modelação. Uma vez montado o sistema, pode-se fazer um ajuste experimental dos parâmetros do controlador PID, a facilidade se dá pelo fato que para cada valor dos ganhos (K_p , T_i e T_d) dado ao sistema, se pode analisar a resposta do sistema em tempo real e fazer os ajustes necessários e novamente avaliar a necessidade de novos ajustes. Isso somado aos conhecimentos adquiridos com relação às propriedades de cada tipo de controle possibilita fazer o ajuste do controlador PID de forma experimental.

2.3.9. – Filtros Digitais

Abaixo estão descritos dois tipos de filtros que são citados mais adiante nos capítulos 4 e 5 deste trabalho.

2.3.9.1 – Filtro Passa-baixas (SEDRA & SMITH, 2000)

A Figura 2.17 mostra as características de transmissão ideais do filtro passa-baixas.

Figura 2.17 – Filtro passa-baixas (SEDRA & SMITH, 2000).

O projeto de um filtro se inicia com o usuário especificando as características de transmissão exigidas pelo filtro. A Figura 2.18 mostra as especificações reais para as características de transmissão de um filtro passa-baixas. Na prática, um circuito físico não pode fornecer uma transmissão constante em todas as frequências na faixa de passagem e, portanto, as especificações devem considerar um desvio de transmissão na faixa de passagem em relação à ideal zero dB, impondo um limite, $A_{\max}(\text{dB})$, para esse desvio. Dependendo da aplicação, a faixa de $A_{\max}$ varia tipicamente de 0,05 a 3dB. Além disso, como um circuito físico não pode fornecer uma transmissão zero em todas as frequências da faixa de bloqueio as especificações na Figura 2.18 admitem também alguma transmissão na faixa de bloqueio. Contudo, as especificações requerem que os sinais na faixa de bloqueio sejam atenuados em pelo menos $A_{\min}(\text{dB})$ em relação aos sinais da faixa de passagem. Dependendo da aplicação do filtro, $A_{\min}$ pode variar de 20 a 100dB (SEDRA & SMITH, 2000).

Figura 2.18 – Especificação das características de transmissão do filtro passa-baixas (SEDRA & SMITH, 2000).

Como a transmissão de um circuito físico não pode mudar abruptamente na borda da faixa de passagem, as especificações da Figura 2.18 apresentam uma faixa de frequências na qual a atenuação aumenta de cerca de 0dB a $A_{\min}$. Essa **faixa de transição** se estende da borda da faixa de passagem ω_p até a borda da faixa de bloqueio ω_s . A razão ω_s/ω_p é normalmente usada como medida da nitidez do filtro passa-baixas e é chamada de **fator de seletividade**. Finalmente, pode ser observado que, por conveniência, a transmissão na faixa de passagem é especificada como 0dB. Contudo, o filtro final pode ter um determinado ganho na faixa de passagem, se desejado, sem alteração em suas características de seletividade (SEDRA & SMITH, 2000).

SEDRA & SMITH (2000) ainda resumem a transmissão de um filtro passa-baixas que é especificada por quatro parâmetros:

1. a borda da faixa de passagem, ω_p ,
2. a variação máxima permitida na transmissão da faixa de passagem, $A_{\max}$,
3. a borda da faixa de bloqueio, ω_s ,

4. a atenuação mínima necessária para a faixa de bloqueio, $A_{\min}$.

Quanto mais severo for a especificação do filtro, ou seja, $A_{\max}$ menor, $A_{\min}$ maior e/ou a razão de seletividade ω_s/ω_p mais perto da unidade, mais próxima será a resposta deste filtro da ideal. No entanto, o circuito do filtro resultante será mais complexo e de maior custo.

2.3.9.2 – Filtro de Chebyshev

O filtro Chebyshev é um filtro passa-baixas e sua função transferência pode ser escrita como na equação 2.6, a demonstração pode ser encontrada em (SEDRA & SMITH, 2000).

$$T(s) = \frac{K \omega_p^n}{\varepsilon 2^{N-1} (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_N)}$$

(2.6)

onde K é o ganho que o filtro precisa ter e ε é a ondulação da faixa de passagem que é dada por:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1} \quad (2.7)$$

2.3.9.3 – Filtros Digitais FIR (HAYKIN, 2001)

Uma propriedade inerente dos filtros FIR (Finite Impulse Response) é que eles podem realizar uma resposta em frequência com *fase linear*. Reconhecendo que uma resposta em fase linear corresponde a um retardo constante, o problema da aproximação no projeto de filtros digitais FIR torna-se muito simplificado.

Especificamente, o projeto simplifica-se em se aproximar a resposta em modulo desejada.

Admitindo que $h[n]$ denote a resposta ao impulso de um filtro digital FIR, definida como a transformada inversa de Fourier de tempo discreto da resposta em freqüência $H(e^{j\Omega})$. Admitindo ainda que M denote a ordem do filtro, correspondente a um comprimento de filtro $M+1$. Para se projetar o filtro é necessário que se determine os coeficientes de filtro, $h[n]$, $n=0,1,\dots, M$, de uma boa aproximação para uma resposta em freqüência $H_d(e^{j\Omega})$ desejada ao longo do intervalo de freqüência $-\pi < \Omega < \pi$. Como uma medida da qualidade desta aproximação, define-se o erro médio quadrático.

$$E_q = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H_d(e^{j\Omega})|^2 d\Omega \quad (2.8)$$

Admitindo que $h_d[n]$ denote a transformada inversa de Fourier no tempo discreto de $h_d(e^{j\Omega})$. Então, invocando o teorema de Parseval, pode-se definir o erro médio E_m na forma equivalente:

$$E_m = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |H_d[n] - h[n]|^2 \quad (2.9)$$

Os únicos parâmetros ajustáveis nesta equação são os coeficientes de filtro $h[n]$. Conseqüentemente, a medida de erro é minimizada fazendo:

$$h[n] = \begin{cases} h_d[n], & n \leq M \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.10)$$

A aproximação da equação (2.10) é equivalente ao uso de uma janela retangular definida por:

$$w[n] = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.11)$$

Portanto, pode-se reescrever a equação (2.10) na forma equivalente:

$$h[n] = w[n]h_d[n] \quad (2.12)$$

E por este motivo que o projeto de um filtro FIR baseado na equação (2.10) é chamado *método de janela*. O erro médio quadrático resultante do uso do método da janela é:

$$E = \sum_{n=-\infty}^{-1} h_d^2[n] + \sum_{n=M+1}^{\infty} h_d^2[n] \quad (2.13)$$

Uma vez que a multiplicação de duas seqüências é equivalente à convolução de duas transformadas de Fourier em tempo discreto, pode-se expressar a resposta em frequência do filtro FIR com resposta ao impulso $h[n]$ da seguinte maneira:

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^M h[n]e^{j\omega n} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} W(e^{j\omega}) H_d(e^{j(\omega-\omega')}) d\omega' \quad (2.14)$$

A função $W(e^{j\Omega})$ é a resposta em frequência da janela retangular $W[n]$; definida por:

$$W(e^{j\Omega}) = \frac{\text{sen}[\Omega(M+1)/2]}{\text{sen}[\Omega/2]} e^{-j\Omega(M+1)/2}; \quad -\pi < \Omega < \pi$$

(2.15)

Capítulo 4

RESULTADOS

4.1 – Testes do Controle

Os testes foram todos realizados em uma montagem em uma mesa inercial, como mostra a figura 3.14. Para a realização dos testes, foram adicionadas frequências de correção, simulando possíveis problemas que podem ser encontrados na utilização da MAR. Essa frequência é calculada com base em um controle de tempo que foi inserido na *rotina* de controle.

Neste trabalho a sintonia dos parâmetros do controlador PID é feita experimentalmente com auxílio de todo equipamento existente no Laboratório de Engenharia de Precisão da EESC, sem fazer uso de métodos de sintonia criados por Ziegler-Nichols nem suas modificações, isso se deve à facilidade de implementação de um controlador PID. A facilidade em fazer a sintonia utilizando os recursos disponíveis como microcomputador, *rotina* adequada, assim como sensores e placa de aquisição e o conhecimento do efeito que cada uma das ações do controle PID proporciona, levou a escolha de se fazer uma sintonia experimental para o controlador PID.

Segundo APOLÔNIO (1988), os controladores PID possuem algumas particularidades, como: facilidade de sintonia por métodos de tentativa e erro, devido ao significado físico dos parâmetros do controlador e robustez aos erros de modelação. Uma vez montado o sistema, foi possível fazer um ajuste experimental dos parâmetros dos parâmetros (K_p , T_i e T_d) do controlador PID, dada facilidade de poder analisar a resposta do sistema em tempo real e fazer os ajustes necessários. Isso somado aos conhecimentos adquiridos com relação às propriedades de cada tipo de controle possibilitou o ajuste do controlador PID de forma experimental.

4.1.1 – Testes

A grande dificuldade de se fazer o controle de sistemas contendo atuadores piezelétricos é a presença de histerese do material, como mostrado no capítulo 2, seção 2.2.4.1, pois sistemas de controle com essa não-linearidade podem-se tornar instáveis com ganhos finitos comparado com um sistema mecânico semelhante exceto pela presença do elemento não-linear (histerese).

Os testes foram realizados da seguinte maneira:

Foi analisado o deslocamento correspondente à expansão de cada um dos atuadores da MAR de forma independente e com o sensor LVDT alinhado com o eixo do atuador, medindo sobre a base superior. O resultado para ambos foi igual, mostrando que a montagem mecânica de ambos atuadores tem a mesma eficiência. Além disso, o disco superior é montado com pré-carga sobre as esferas dos atuadores e do ponto fixo para eliminar possíveis folgas.

Análise 1:

Análise de diferentes deslocamentos dentro de uma mesma frequência. Permite verificar o funcionamento do controle para vários deslocamentos dentro de uma mesma frequência.

Análise 2:

Análise do deslocamento da MAR no ponto imediatamente acima do atuador piezelétrico em função da frequência. Tem como objetivo verificar se ocorre variação do deslocamento alterando a frequência de acionamento.

4.1.2 – Análise dos Resultados**Análise 1:**

A Figura 4.1 mostra o teste realizado com resolução de 0,5 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 6, 15 e 24 μm . Verifica-se que para todos os deslocamentos aplicados, o gráfico apresenta comportamento constante ao longo do tempo, com uma mesma frequência de acionamento. Pode-se verificar no momento em que a MAR devia se estabilizar em uma dada posição, que existe uma pequena oscilação nessas posições, no entanto estando dentro da resolução do aparelho para essa escala que é de 0,5 μm . Testes nos quais mede-se a posição de um objeto parado, mostraram oscilações parecidas (dentro desta faixa de resolução), de onde se conclui ser essa uma limitação do sistema de medida usado relacionado com sua resolução ou ruídos externos sendo impossível analisar qualquer desvio de posição dentro desta limitação. Os testes para resolução de 0,25 μm e 0,05 μm para objetos parados mostraram também oscilações, sendo que para a resolução de 0,25 μm ela foi igual à resolução para tal escala e para a escala de 0,05 μm as oscilações ficaram torno de 0,1 μm .

Figura 4.1 – Resolução de 0,5 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 6, 15 e 24 μm ($K_c = 0,4$; $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$).

A Figura 4.2 mostra o teste realizado com resolução de 0,25 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 5, 7 e 9 μm. Verifica-se que para todos os deslocamentos aplicados, o gráfico apresenta comportamento constante ao longo do tempo, com uma mesma frequência de acionamento. Assim como na Figura 4.1, pode-se verificar no momento em que a MAR devia se estabilizar em uma dada posição, que existe uma pequena oscilação nessas posições, no entanto estando dentro da resolução do aparelho para essa escala que é de 0,25 μm.

Figura 4.2 – Resolução de 0,25 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 5, 7 e 9 μm ($K_c = 0,4$; $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$).

A Figura 4.3 mostra o teste realizado com resolução de 0,05 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 1, 2 e 3 μm . Verifica-se que para todos os deslocamentos aplicados, o gráfico apresenta um comportamento constante ao longo do tempo, com uma mesma frequência de acionamento. Assim como nas Figuras 4.1 e 4.2, pode-se verificar no momento em que a MAR devia se estabilizar em uma dada posição, que existe uma pequena oscilação nessas posições, no entanto estando desta vez na faixa de 0,2 μm , o que está acima da resolução do aparelho pra esta escala que é 0,05 μm .

Figura 4.3 – Resolução de 0,05 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 1, 2 e 3 μm ($K_c = 0,38$; $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$).

Foi feita uma análise do sinal adquirido, constatado que este possuía várias frequências de ruído, foi tentado eliminá-lo com um filtro passa-baixas (Chebyshev), no entanto esse filtro provocou um atraso grande (50 milissegundos) na resposta do sistema e também uma forte instabilidade. Além disso, foi verificado ruído em baixíssimas frequências (abaixo de 1 Hz), que o filtro passa-baixas não poderia cortar, pois caso a cortasse também estaria cortando a frequência de atuação para alguns casos.

Na literatura foi verificado a possibilidade de se implementar um filtro *FIR* que ao contrário do filtro passa-baixas não provoca atraso no sinal. Nesse tipo de filtro é possível cortar todas as frequências de ruído e deixar apenas as frequências de sinal que interessam, no entanto esse tipo de filtro é difícil de ser implementado e necessita de um microcomputador com uma capacidade de processamento muito alta. O computador usado nos testes é um Pentium IV de 1,6 Ghz e 512 Mb de memória, inviável para esse tipo de filtro digital, pois ele trabalha realizando cálculos complexos como a Transformada Rápida de Fourier e a sua inversa em tempo real.

Ensaio 2:

A figura 4.4 mostra deslocamentos de 24 μm , com frequência de acionamento de 3 hz e resolução de 0,5 μm .

Figura 4.4 – Resolução de 0,5 μm e frequência de acionamento de 3 hertz para deslocamentos de 24 μm ($K_c = 0,35$; $T_d = 0,00017$; $T_i = 0,00001$).

A figura 5.5 mostra deslocamentos de 9 μm , com frequência de acionamento de 3 hz e resolução de 0,25 μm .

Figura 4.5 – Resolução de 0,25 μm e frequência de acionamento de 3 hertz para deslocamentos de 9 μm ($K_c = 0,5$; $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$).

A figura 4.6 mostra deslocamentos de 3 μm , com frequência de acionamento de 3 hz e resolução de 0,05 μm .

Figura 4.6 – Resolução de 0,05 μm e frequência de acionamento de 3 hertz para deslocamentos de 3 μm ($K_c = 0,45$; $T_d = 0,00015$; $T_i = 0,00001$).

Como se pode observar nas figuras 4.4, 4.5 e 4.6, não houve variação no deslocamento, quando aumentada a frequência de acionamento dos atuadores.

Capítulo 4

RESULTADOS

4.1 – Testes do Controle

Os testes foram todos realizados em uma montagem em uma mesa inercial, como mostra a figura 3.14. Para a realização dos testes, foram adicionadas frequências de correção, simulando possíveis problemas que podem ser encontrados na utilização da MAR. Essa frequência é calculada com base em um controle de tempo que foi inserido na *rotina* de controle.

Neste trabalho a sintonia dos parâmetros do controlador PID é feita experimentalmente com auxílio de todo equipamento existente no Laboratório de Engenharia de Precisão da EESC, sem fazer uso de métodos de sintonia criados por Ziegler-Nichols nem suas modificações, isso se deve à facilidade de implementação de um controlador PID. A facilidade em fazer a sintonia utilizando os recursos disponíveis como microcomputador, *rotina* adequada, assim como sensores e placa de aquisição e o conhecimento do efeito que cada uma das ações do controle PID proporciona, levou a escolha de se fazer uma sintonia experimental para o controlador PID.

Segundo APOLÔNIO (1988), os controladores PID possuem algumas particularidades, como: facilidade de sintonia por métodos de tentativa e erro, devido ao significado físico dos parâmetros do controlador e robustez aos erros de modelação. Uma vez montado o sistema, foi possível fazer um ajuste experimental dos parâmetros dos parâmetros (K_p , T_i e T_d) do controlador PID, dada facilidade de poder analisar a resposta do sistema em tempo real e fazer os ajustes necessários. Isso somado aos conhecimentos adquiridos com relação às propriedades de cada tipo de controle possibilitou o ajuste do controlador PID de forma experimental.

4.1.1 – Testes

A grande dificuldade de se fazer o controle de sistemas contendo atuadores piezelétricos é a presença de histerese do material, como mostrado no capítulo 2, seção 2.2.4.1, pois sistemas de controle com essa não-linearidade podem-se tornar instáveis com ganhos finitos comparado com um sistema mecânico semelhante exceto pela presença do elemento não-linear (histerese).

Os testes foram realizados da seguinte maneira:

Foi analisado o deslocamento correspondente à expansão de cada um dos atuadores da MAR de forma independente e com o sensor LVDT alinhado com o eixo do atuador, medindo sobre a base superior. O resultado para ambos foi igual, mostrando que a montagem mecânica de ambos atuadores tem a mesma eficiência. Além disso, o disco superior é montado com pré-carga sobre as esferas dos atuadores e do ponto fixo para eliminar possíveis folgas.

Análise 1:

Análise de diferentes deslocamentos dentro de uma mesma frequência. Permite verificar o funcionamento do controle para vários deslocamentos dentro de uma mesma frequência.

Análise 2:

Análise do deslocamento da MAR no ponto imediatamente acima do atuador piezelétrico em função da frequência. Tem como objetivo verificar se ocorre variação do deslocamento alterando a frequência de acionamento.

4.1.2 – Análise dos Resultados**Análise 1:**

A Figura 4.1 mostra o teste realizado com resolução de 0,5 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 6, 15 e 24 μm . Verifica-se que para todos os deslocamentos aplicados, o gráfico apresenta comportamento constante ao longo do tempo, com uma mesma frequência de acionamento. Pode-se verificar no momento em que a MAR devia se estabilizar em uma dada posição, que existe uma pequena oscilação nessas posições, no entanto estando dentro da resolução do aparelho para essa escala que é de 0,5 μm . Testes nos quais mede-se a posição de um objeto parado, mostraram oscilações parecidas (dentro desta faixa de resolução), de onde se conclui ser essa uma limitação do sistema de medida usado relacionado com sua resolução ou ruídos externos sendo impossível analisar qualquer desvio de posição dentro desta limitação. Os testes para resolução de 0,25 μm e 0,05 μm para objetos parados mostraram também oscilações, sendo que para a resolução de 0,25 μm ela foi igual à resolução para tal escala e para a escala de 0,05 μm as oscilações ficaram torno de 0,1 μm .

Figura 4.1 – Resolução de 0,5 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 6, 15 e 24 μm ($K_c = 0,4$; $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$).

A Figura 4.2 mostra o teste realizado com resolução de 0,25 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 5, 7 e 9 μm. Verifica-se que para todos os deslocamentos aplicados, o gráfico apresenta comportamento constante ao longo do tempo, com uma mesma frequência de acionamento. Assim como na Figura 4.1, pode-se verificar no momento em que a MAR devia se estabilizar em uma dada posição, que existe uma pequena oscilação nessas posições, no entanto estando dentro da resolução do aparelho para essa escala que é de 0,25 μm.

Figura 4.2 – Resolução de 0,25 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 5, 7 e 9 μm ($K_c = 0,4$; $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$).

A Figura 4.3 mostra o teste realizado com resolução de 0,05 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 1, 2 e 3 μm. Verifica-se que para todos os deslocamentos aplicados, o gráfico apresenta um comportamento constante ao longo do tempo, com uma mesma frequência de acionamento. Assim como nas Figuras 4.1 e 4.2, pode-se verificar no momento em que a MAR devia se estabilizar em uma dada posição, que existe uma pequena oscilação nessas posições, no entanto estando desta vez na faixa de 0,2 μm, o que está acima da resolução do aparelho pra esta escala que é 0,05 μm.

Figura 4.3 – Resolução de 0,05 μm e frequência de acionamento de 1 hertz para deslocamentos de 1, 2 e 3 μm ($K_c = 0,38$; $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$).

Foi feita uma análise do sinal adquirido, constatado que este possuía várias frequências de ruído, foi tentado eliminá-lo com um filtro passa-baixas (Chebyshev), no entanto esse filtro provocou um atraso grande (50 milissegundos) na resposta do sistema e também uma forte instabilidade. Além disso, foi verificado ruído em baixíssimas frequências (abaixo de 1 Hz), que o filtro passa-baixas não poderia cortar, pois caso a cortasse também estaria cortando a frequência de atuação para alguns casos.

Na literatura foi verificado a possibilidade de se implementar um filtro *FIR* que ao contrário do filtro passa-baixas não provoca atraso no sinal. Nesse tipo de filtro é possível cortar todas as frequências de ruído e deixar apenas as frequências de sinal que interessam, no entanto esse tipo de filtro é difícil de ser implementado e necessita de um microcomputador com uma capacidade de processamento muito alta. O computador usado nos testes é um Pentium IV de 1,6 Ghz e 512 Mb de memória, inviável para esse tipo de filtro digital, pois ele trabalha realizando cálculos complexos como a Transformada Rápida de Fourier e a sua inversa em tempo real.

Ensaio 2:

A figura 4.4 mostra deslocamentos de 24 μm , com frequência de acionamento de 3 hz e resolução de 0,5 μm .

Figura 4.4 – Resolução de 0,5 μm e frequência de acionamento de 3 hertz para deslocamentos de 24 μm ($K_c = 0,35$; $T_d = 0,00017$; $T_i = 0,00001$).

A figura 5.5 mostra deslocamentos de 9 μm , com frequência de acionamento de 3 hz e resolução de 0,25 μm .

Figura 4.5 – Resolução de 0,25 μm e frequência de acionamento de 3 hertz para deslocamentos de 9 μm ($K_c = 0,5$; $T_d = 0,0002$; $T_i = 0,00001$).

A figura 4.6 mostra deslocamentos de 3 μm , com frequência de acionamento de 3 hz e resolução de 0,05 μm .

Figura 4.6 – Resolução de 0,05 μm e frequência de acionamento de 3 hertz para deslocamentos de 3 μm ($K_c = 0,45$; $T_d = 0,00015$; $T_i = 0,00001$).

Como se pode observar nas figuras 4.4, 4.5 e 4.6, não houve variação no deslocamento, quando aumentada a frequência de acionamento dos atuadores.

Capítulo 5

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

5.1 – Conclusões

Este trabalho veio contribuir com um projeto de longa duração do Laboratório de Engenharia de Precisão da EESC-USP que trata do aprimoramento de um sistema de posicionamento para uso no torno ASG 2500 Rank Pneumo®, onde será permitido a inclinação da superfície que está sendo usinada com relação ao eixo de giro da placa do torno antes e durante o processo de usinagem. A MAR será fixada diretamente ao eixo-árvore da máquina e uma placa de vácuo será acoplada à base superior da mesa para fixação de peças.

A estratégia de controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID) se baseou em processar os sinais adquiridos ao longo do tempo e na construção de curvas-padrões que são usadas pela rotina de controle PID para correção da posição correspondente a deslocamentos lineares dos atuadores piezelétricos que resultam na inclinação desejada da MAR.

As curvas de tensão do sensor LVDT contra o deslocamento construídas através da rotina em LabVIEW® para a aquisição de dados

mostraram-se lineares de modo que os polinômios resultantes são de primeiro grau. Também foi criado um programa em LabVIEW[®], usando o controlador PID, capaz de gerenciar os dois atuadores piezelétricos da MAR ao mesmo tempo. Foram realizados testes com a intenção de validar o controlador projetado.

Três fundos de escala foram testados, 30 μm , 10 μm e 3 μm , com respectivas resoluções de 0,5 μm , 0,25 μm e 0,05 μm . Os dois primeiros apresentaram oscilações em torno da posição desejada, que poderiam ser provenientes de ruídos de diversas fontes, mas, como têm amplitudes da mesma ordem de grandeza da resolução do sistema de medida (LVDT), não é possível afirmar sua origem. Conclui-se que, para essas faixas de resolução, o desempenho do sistema de controle é melhor que a resolução do sistema de medida. Para a resolução mais fina (0,05 μm), essas oscilações mostraram-se maiores que a resolução do sistema de medida, mas não ultrapassando 0,2 μm . Para esse nível de resolução o controlador PID se mostrou insuficiente, mostrando a necessidade de introdução de filtros digitais. Esse comportamento se manteve constante independente da variação de frequência até 3 Hz. Acima de 3 Hz notaram-se picos de amplitude de até 12%. Esses picos talvez poderiam ser atenuados através do aumento de frequência de ação do controlador PID, através da diminuição do valor Δt da rotina de controle, porém isso requer maior rapidez de processamento que não foi possível implementar com o computador usado para controlar a planta.

Tentou-se melhorar o desempenho do sistema de controle através da introdução de um filtro passa-baixas (Chebyshev) na entrada da rotina de controle (para reduzir o nível de ruído do sinal adquirido), mas esse não conseguiu eliminar todas as faixas de ruído, provocou um atraso de 50 milissegundos na resposta do sistema e ainda provocou uma forte instabilidade.

6.2 – Sugestões para trabalhos futuros

Tentar melhorar a qualidade do sinal adquirido e consequentemente a precisão do sistema de medidas usando um filtro FIR, que não provoca atraso no sinal, sendo necessário para isso um microcomputador com capacidade de processamento bastante alta, dada a complexidade dos cálculos por ele efetuados. Foram feitos testes com esse analisando os sinais gravados em formato “txt”, e esse tipo de filtro se mostrou eficiente ao diminuir a frequência das oscilações em torno da posição desejada, mas diminuindo pouco a amplitude do erro.

Caso sugestão com uso de filtros não atinja os resultados esperados, substituir o sistema de medida composto pelo sensor LVDT e pela unidade de leitura Tesa[®], por um sistema de medida sem contato e menos ruidoso.

Substituir o atuador piezelétrico convencional por um atuador piezelétrico tubular com resolução subnanométrica.

Fazer a adaptação da placa de fixação a vácuo a MAR, para que se possa avaliar o desempenho da MAR na usinagem de ultraprecisão.

RERERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

APOLÔNIO, R. (1988). **Uma proposta de PID auto-ajustável industrial. Florianópolis.** Dissertação (Mestrado) – Engenharia Mecânica – Universidade Federal de Santa Catarina.

ÅSTRÖM, K. J. ALBERTOS, P.; QUEVEDO, J. (2001). PID Control. **Control Engineering Practice**, n.9, Issue 11, p.1159-1161.

BERTUCCI NETO, V. (1990); **Desenvolvimento dos controladores pid.** São Carlos. Dissertação (Mestrado) – Engenharia Elétrica – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

BURATO, C. U., DUDUCH, J. G., MONTANARI, L. (2002); Aspectos de projeto de uma mesa angular rotativa para correção dimensional durante a usinagem de ultraprecisão. (CD-ROM). In: **II CONGRESSO NACIONAL DE ENGENHARIA MECANICA**, João Pessoa. Universidade Federal da Paraíba, cap. 12, referência CPB0658.

BURATO, C. U. (2003). **Desenvolvimento de uma mesa angular rotativa para a usinagem de ultraprecisão.** São Carlos. Dissertação (Mestrado) – Engenharia Mecânica – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

BURATO, C. U., DUDUCH, J. G., MONTANARI, L. & PORTO, A. J. V. (2004). Utilização do software LabVIEW no processamento de sinais para análise do microposicionamento de um dispositivo empregado na usinagem de ultraprecisão. In: **IV CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA**, Gramado, Rio Grande do Sul.

BURATO, C. U. (2006). **Desenvolvimento de um porta ferramenta translativo para a usinagem de ultraprecisão.** Tese (Doutorado) –

Engenharia Mecânica – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

CAMPESTRINI, L.; (2006). **Sintonia de controladores PID descentralizados baseada no método do ponto crítico**. Dissertação (Mestrado). Engenharia Elétrica – Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

CAMPOS RUBIO, J.C., DUDUCH, J. G. & VIEIRA PORTO, A. J. (1997). Utilização de atuadores e servomotores translativos no acionamento direto de máquinas-ferramenta. (CD ROM). In: **VII CONGRESSO IBERO AMERICANO DE ENGENHARIA MECÂNICA**, Havana. ISPJAE.

CAMPOS RUBIO, J. C. (2000). **Projeto, construção e avaliação de microposicionadores para usinagem de ultraprecisão**. São Carlos. Tese (Doutorado) – Engenharia Mecânica – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

CAON JÚNIOR, J. R. (1999). **Controladores PID industriais com sintonia automática por realimentação a relê**. São Carlos. Dissertação (Mestrado) – Engenharia Elétrica – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

D'AZZO, J. J. & HOUPIIS, C. H. (1984). **Sistemas de controle lineares**. Rio de Janeiro, Guanabara Dois.

DOMINGUES, S. G (1993). **Ajuste de controladores PID baseado em sistemas especialistas**. São Carlos. Dissertação (Mestrado) – Engenharia Elétrica – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

- FUJINO, R. T. (2006). **Transições de fases estruturais em cerâmicas ferroelétricas do sistema PMN-PT**. Ilha Solteira. Dissertação (Mestrado) – Ciência dos Materiais – Universidade Estadual Paulista.
- HANG, C. C., ASTROM, K. J. & HO, W. K. (1991). **Refinements of the Ziegler-Nichols formula**. *IEEE Proceedings – D*, 138, n.2, p.111-117.
- HASEGAWA, L. H., (2004); **Crescimento de grãos anômalos em titânio de bário**. São Carlos. Dissertação (Mestrado) – Engenharia de Materiais – Centro de Ciências Exatas e Tecnologia, Universidade Federal de São Carlos.
- HAYKIN, S., VEEN, B. V., (2001); **Sinais e Sistemas**. Editora Bookman. Porto Alegre.
- HOCKEN, R. J.; (1995); **Principles active in the design of precision machines**, Couse Notes, CUPE. Cranfield.
- IKAWA, N., DONALDSON, R. R., KOMANDURI, R., KÖNIG, W., MKEOWN, P. A., MORIWAKI, T. & STOWERS, I. F. (1991). Ultraprecision metal cutting: the past, the present and the future. **Annals of the CIRP**, v.40/2.
- ISERMANN, R. (1989). **Digital control systems**. Heidelberg, Berlim. Springer – Verlag, v.1, second edition.
- MANTZ , R. J.; & TACCONI, E. J. (1989). Complementary rules to Ziegler and Nichols' rules for a regulating and tracking controller. **International Journal of Control**, v. 49, n.5, p. 1465-1471.
- MONTANARI, L. (1999). **Técnicas de projeto aplicadas no desenvolvimento de um microposicionador angular**. São Carlos.

Dissertação (Mestrado) – Engenharia Mecânica – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

MONTANARI, L. (2004). **Reconhecimento de imagens interferométricas aplicado a sistemas de posicionamento de alto desempenho**. Tese (Doutorado) – Engenharia Mecânica – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

OGATA, K. (2003). **Engenharia de controle moderno**. Prentice-Hall do Brasil.

PARNICKUN, M. & NGAECHAROENKUL, C. (2001). Kinematics control of a pneumatic systems by hybrid fuzzy PID. **Mechatronics**, v.11, p.1001-1023.

PHYSIK INSTRUMENT (1992). **Products for micropositioning**. CATALOG (Germany).

PHYSIK INSTRUMENT (2009). www.pi.ws. Acesso em: 27 jan. 2009.

ROBERTS, G. N., SUTTON, R., ZIRILLI, A. & TIANO, A. (2003). Intelligent ship autopilots – a historical perspective. **Mechatronics**, v.13, p.1091-1103.

SEDRA, A. S. & SMITH, K. C. (2000). **Microeletrônica**. Makron Books, São Paulo, 4ª edição.

SLOCUM, A. H. (1992). **Precision Machine Design**. New Jersey, Prentice-Hall, Inc.

TAVARES, R. C. (1995). **Projeto de um posicionador submicrométrico para litografia óptica**. Florianópolis. Dissertação (Mestrado). Universidade Federal de Santa Catarina.

TZEN, J., JENG, S. & CHIENG, W. (2003). Modeling of piezoelectric actuator for compensation and controller design. **Precision Engineering**, v. 27, p. 70 - 86.

WECK, M., BISPINK, T. & PYRA, M. (1991). **Analyzing the dynamics performance of high precision machine**, Tutorial, IPT, Aachen.

Apêndice

Neste apêndice se encontra a programação em blocos da rotina de aquisição de dados e da rotina de controle usadas neste trabalho.

Figura 3.12

Figura 3.16