

LEONARDO MASSUNARI LIEU

**PROJETO DE MICROPOSICIONADOR PARA MÁQUINA DE
MEDIÇÃO DE CIRCULARIDADE**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para obtenção
do título de Mestre em Engenharia

São Paulo

2005

014

LEONARDO MASSUNARI LIEU

**PROJETO DE MICROPOSICIONADOR PARA MÁQUINA DE
MEDIÇÃO DE CIRCULARIDADE**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para obtenção
do título de Mestre em Engenharia

Área de Concentração:
Engenharia Mecânica

Orientador:
Prof. Dr. Agenor de Toledo Fleury

São Paulo
2005

À minha família.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Agenor de Toledo Fleury, que desde o início vem me orientando de maneira exemplar, transmitindo idéias, novos conhecimentos e estando sempre presente nas dificuldades.

Ao Prof Dr. Walter Ponge Ferreira do Laboratório de Vibrações do IPT, pelo esclarecimento de minhas dúvidas e ajuda fornecida desde o início do trabalho.

À Engenheira Marisa Ferraz Figueira Pereira pelo apoio e incentivo ao desenvolvimento do trabalho.

À Mitutoyo e ao Eng^o Walter Link pelo apoio técnico e empréstimo de equipamentos de medição.

Ao físico Douglas Mamoru Yamanaka, pela ajuda ao longo de todo o trabalho e ao técnico Ricardo Luis David, pela ajuda na construção do protótipo.

Aos colegas do IPT que ajudaram de alguma forma o desenvolvimento deste trabalho.

À Universidade de São Paulo pela oportunidade concedida no Programa de Mestrado Acadêmico.

RESUMO

O presente trabalho apresenta o projeto de microposicionamento de uma mesa XY para utilização em máquinas de medição de circularidade ou em outros equipamentos de medições dimensionais onde seja necessária a utilização de posicionamento de alta precisão.

Uma mesa microposicionadora XY foi projetada para centragem automática de um padrão semi esférico, tendo sua funcionalidade comprovada através da construção de um modelo de conceito que, apesar de não apresentar todos os detalhes desenvolvidos ao longo do trabalho, possui recursos suficientes para atender e suportar a aplicação desejada.

O controle de posicionamento é baseado em sistemas discretos. O controlador utilizado é do tipo "Deadbeat" que, em princípio, fornece alta precisão nas respostas.

Desenvolveu-se também uma metodologia baseada em Filtro de Kalman para estimação da verdadeira posição de um apalpador eletrônico utilizado para medição de erro de forma em uma máquina de medir circularidade.

Com o objetivo de complementar e aplicar a teoria desenvolvida, várias simulações numéricas foram executadas ao longo do trabalho.

ABSTRACT

The present work presents the design of a 2 axis table to be used in a roundness measuring machine or any other dimensional measuring equipment, where high precision positioning is required.

A micropositioning 2 axis table has been developed to centralize automatically a roundness standard. Its functionality has been certified by the construction of a prototype which does not feature all the details studied but presents enough resources to attend and support the desired application.

The positioning control is based on a discrete time approach. The controller is “Deadbeat” type, which provides high performance precision response.

Furthermore, a Kalman filter based methodology has been developed, in order to estimate the true position of an electronic pick-up, used to get the form measurement error in a circularity measuring equipment.

In order to give evidences and to complete the development of this work, several numerical simulations have been executed through the timing of the work

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE ABREVIATURAS

LISTA DE SIMBOLOS

GLOSSÁRIO

1) INTRODUÇÃO.....	1
1.1) PANORAMA.....	1
1.2) MOTIVAÇÃO.....	6
1.3) OBJETIVO.....	7
1.4) DESCRIÇÃO DA MÁQUINA DE MEDIR CIRCULARIDADE:	8
1.5) METODOLOGIA	11
1.6) PROCEDIMENTO DE CALIBRAÇÃO.....	12
1.7) POSICIONAMENTO EM MÁQUINAS DE MEDIÇÃO DE CIRCULARIDADE.....	15
1.8) TIPOS DE GUIAS DE POSICIONAMENTO	17
1.9) TIPOS DE EFETUADORES DE DESLOCAMENTO.....	19
1.10) TIPOS DE ATUADORES E ATUADORES COMBINADOS	20
2) MODELAMENTO DO SISTEMA MECÂNICO.....	21
2.1) EQUAÇÕES DO MOVIMENTO PARA MESA XY.....	23
2.2) MODELAMENTO DO MOTOR	25
2.3) MODELAMENTO DO APALPADOR	28
2.4) INCLUSÃO DE NÃO LINEARIDADES	30
2.5) VERIFICAÇÃO DO DESCOLAMENTO DO APALPADOR NO PADRÃO SEMI-ESFÉRICO	32
2.5.1) <i>Resultados experimentais</i>	33
2.5.2) <i>Verificação do descolamento pelo harmônico da rotação</i>	36
3) PROJETO DE CONTROLE PARA O MICROPOSICIONADOR.....	38
3.1) ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO.....	40
<i>Controlabilidade e observabilidade</i>	44

	VIII
3.2) PROJETO DE CONTROLE POR IMPOSIÇÃO DE PÓLOS	45
3.3) PROJETO DE CONTROLE POR LQR.....	49
3.4) PROJETO DE CONTROLE POR “DEADBEAT CONTROL”	52
3.5) MODELAMENTO DO SISTEMA DE CONTROLE PARA UMA MESA XY POR “DEADBEAT CONTROL” COMANDADA POR MOTOR DC	56
<i>Resultado das simulações do controle da mesa XY, com a dinâmica do motor</i>	59
3.6) INCLUSÃO DE ATRITO NA MODELAGEM DO SISTEMA DE CONTROLE PARA UMA MESA XY.....	63
3.7) FILTRO DE KALMAN APLICADO AO APALPADOR ELETRÔNICO.....	68
<i>Resultados da simulação do filtro de Kalman</i>	72
3.8) SIMULAÇÃO FINAL DO CONJUNTO	75
4) PROJETO E CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO	80
4.1) ESPECIFICAÇÕES DO PROTÓTIPO	82
4.2) CIRCUITO ELÉTRICO DO EXPERIMENTO	83
4.2.1) <i>Fonte simétrica</i>	83
4.2.2) <i>Controlador de potência</i>	84
4.2.3) <i>Sensor de posicionamento</i>	85
4.3) DESENHO DO CONJUNTO ELÉTRICO	86
4.4) RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DO PROTÓTIPO DE CONCEITO CONSTRUÍDO	89
4.5) PROJETO FINAL DO CONJUNTO	99
5) CONCLUSÕES.....	101
6) REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	103
7) APÊNDICE A.....	A1

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 ERRO DE FORMA	3
FIGURA 1.2 ERRO DE RETILINEIDADE.....	3
FIGURA 1.3 ERRO DE PLANICIDADE	4
FIGURA 1.4 ERRO DE CIRCULARIDADE.....	5
FIGURA 1.5 ESQUEMA DE UMA MÁQUINA DE MEDIR CIRCULARIDADE.....	6
FIGURA 1.6 ILUSTRAÇÃO DA MÁQUINA DE MEDIR CIRCULARIDADE.....	8
FIGURA 1.7 PARTE SUPERIOR DA MÁQUINA DE MEDIR CIRCULARIDADE.....	10
FIGURA 1.8 GRÁFICO DO ERRO DE FORMA	13
FIGURA 1.9 ERRO DE FORMA DE UM PADRÃO REPRESENTADO EM COORDENADAS CARTESIANAS	14
FIGURA 1.10 GUIA “RABO DE ANDORINHA”	17
FIGURA 1.11 GUIA DE ESFERAS.....	17
FIGURA 1.12 GUIA DE ROLOS.....	18
FIGURA 1.13 POSICIONADOR QUASILINEAR	18
FIGURA 1.14 PARAFUSO.....	19
FIGURA 1.15 MICRÔMETRO	19
FIGURA 1.16 MICRÔMETRO DIFERENCIAL.....	19
FIGURA 1.17 MOTOR DC SEM ESCOVA	20
FIGURA 1.18 A) MICRÔMETRO COM MOTOR DE PASSO B) MICRÔMETRO MOTORIZADO COM ENCODER.....	20
FIGURA 2.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE PARA MOVIMENTAÇÃO DA MESA.....	22
FIGURA 2.2 ESQUEMA DO DESLOCAMENTO DE UMA MESA XY	23
FIGURA 2.3 SISTEMA DE MOVIMENTAÇÃO DA MESA XY UTILIZANDO MOTOR DC.....	25
FIGURA 2.4 DIAGRAMA DO MOTOR DC.....	26
FIGURA 2.5 ESQUEMA DO MOVIMENTO DO APALPADOR.....	28
FIGURA 2.6 (A) CARACTERÍSTICA DO ATRITO VISCOSO. (B) CARACTERÍSTICA DO ATRITO DE COULOMB. (C) CARACTERÍSTICA DE ATRITO COMPOSTO, ILUSTRANDO ATRITO ESTÁTICO, COULOMB E VISCOSO..	30
FIGURA 2.7 GRÁFICO DO DESLOCAMENTO DO APALPADOR – 1º EXPERIMENTO.....	33
FIGURA 2.8 AJUSTE DE CURVAS PARA O EXPERIMENTO	34
FIGURA 2.9 HARMÔNICO DA ROTAÇÃO	36
FIGURA 3.1 ESQUEMA DO MODELO DE ESTUDO CONSTRUÍDO	42
FIGURA 3.2 SISTEMA DE CONTROLE REALIMENTADO DE ESTADO OBSERVADO (OGATA, K., 1993).....	47
FIGURA 3.3 DESLOCAMENTO DA MESA XY, SATURADO EM 20 N	48
FIGURA 3.4 FORÇA DA MESA XY, SATURADO EM 20 N	48

	X
FIGURA 3.5 DESLOCAMENTO DA MESA XY UTILIZANDO LQR	50
FIGURA 3.6 FORÇA DA MESA XY UTILIZANDO LQR.....	51
FIGURA 3.7 MOVIMENTO DA MESA XY POR “DEADBEAT CONTROL”	53
FIGURA 3.8 FORÇAS NA MESA XY UTILIZANDO “DEADBEAT CONTROL” COM SATURAÇÃO.....	54
FIGURA 3.9 DESLOCAMENTO DA MESA XY, COM DINÂMICA DO MOTOR.....	60
FIGURA 3.10 AMPLIAÇÃO DO GRÁFICO DO DESLOCAMENTO DA MESA	61
FIGURA 3.11 TENSÃO DE SAÍDA DO COMPUTADOR PARA ALIMENTAÇÃO DOS MOTORES DC	62
FIGURA 3.12 DESLOCAMENTO DA MESA X EM SISTEMA LINEAR E NÃO LINEAR	65
FIGURA 3.13 AMPLIAÇÃO DO GRÁFICO DO DESLOCAMENTO DA MESA X	65
FIGURA 3.14 TENSÃO DE SAÍDA DO COMPUTADOR PARA UM SISTEMA NÃO LINEAR.....	66
FIGURA 3.15 VELOCIDADE DA MESA X EM FUNÇÃO DO TEMPO PARA SISTEMA NÃO LINEAR.....	67
FIGURA 3.16 DESLOCAMENTO θ EM FUNÇÃO DO TEMPO	72
FIGURA 3.17 VELOCIDADE EM FUNÇÃO DO TEMPO	73
FIGURA 3.18 COVARIANÇA $P_{EST}(1,1)$ EM FUNÇÃO DO TEMPO	73
FIGURA 3.19 COVARIANÇA $P_{EST}(2,2)$ EM FUNÇÃO DO TEMPO	74
FIGURA 3.20 DIAGRAMA DA SIMULAÇÃO DO CONJUNTO.....	75
FIGURA 3.21 VALORES ESTIMADOS PELO FILTRO DE KALMAN	76
FIGURA 3.22 AMPLIAÇÃO DO GRÁFICO DOS VALORES ESTIMADOS PELO FILTRO DE KALMAN	76
FIGURA 3.23 GRÁFICO DO DESLOCAMENTO DO SISTEMA DE CONTROLE	77
FIGURA 3.24 AMPLIAÇÃO DO GRÁFICO DO DESLOCAMENTO DO SISTEMA DE CONTROLE	77
FIGURA 3.25 $P_{EST}(1,1)$ EM FUNÇÃO DO TEMPO.....	78
FIGURA 3.26 $P_{EST}(2,2)$ EM FUNÇÃO DO TEMPO.....	78
FIGURA 3.27 TENSÃO DE SAÍDA DO COMPUTADOR PARA ALIMENTAÇÃO DOS MOTORES DC.....	79
FIGURA 3.28 VELOCIDADE DE MOVIMENTAÇÃO DA MESA X.....	79
FIGURA 4.1 FOTO DA MESA XY DO MODELO DE ESTUDO CONSTRUÍDO.....	81
FIGURA 4.2 FONTE SIMÉTRICA	83
FIGURA 4.3 CONTROLADOR DE POTÊNCIA.....	84
FIGURA 4.4 ESQUEMA ELÉTRICO DO POTENCIÔMETRO DE FIO.....	85
FIGURA 4.5 DESENHO DO CONJUNTO ELÉTRICO	87
FIGURA 4.6 FOTO DO AMPLIFICADOR DO PROTÓTIPO DE CONCEITO	87
FIGURA 4.7 CONJUNTO COMPLETO	88
FIGURA 4.8 FOTO LATERAL DO CONJUNTO.....	88
FIGURA 4.9 DESLOCAMENTO DA MESA SUPERIOR.....	89
FIGURA 4.10 VELOCIDADE DA MESA SUPERIOR	90
FIGURA 4.11 TENSÃO DE SAÍDA DA PLACA PARA A MOVIMENTAÇÃO DA MESA SUPERIOR.....	90
FIGURA 4.12 DESLOCAMENTO DA MESA INFERIOR.....	91

	XI
FIGURA 4.13 VELOCIDADE DA MESA INFERIOR	91
FIGURA 4.14 TENSÃO DE SAÍDA DA PLACA PARA A MOVIMENTAÇÃO DA MESA INFERIOR	92
FIGURA 4.15 DESLOCAMENTO DA MESA SUPERIOR – SATURAÇÃO DE 1.5V	93
FIGURA 4.16 VELOCIDADE DA MESA SUPERIOR – SATURAÇÃO DE 1.5V.....	93
FIGURA 4.17 TENSÃO CALCULADA PARA MESA SUPERIOR – SATURADO EM 1,5V.....	94
FIGURA 4.18 GRÁFICO DO DESLOCAMENTO DA MESA INFERIOR – SATURADO EM 1,5V	94
FIGURA 4.19 VELOCIDADE DA MESA SUPERIOR – SATURADO EM 1,5V	95
FIGURA 4.20 TENSÃO CALCULADA PARA MESA INFERIOR – SATURADO EM 1,5V.....	95
FIGURA 4.21 DESLOCAMENTO DA MESA SUPERIOR – 3° SIMULAÇÃO.....	96
FIGURA 4.22 DESLOCAMENTO DA MESA INFERIOR – 3° SIMULAÇÃO	96
FIGURA 4.23 DESLOCAMENTO DA MESA SUPERIOR – SATURADO EM 1.5V.....	97
FIGURA 4.24 DESLOCAMENTO DA MESA INFERIOR – SATURADO EM 1.5V	98
FIGURA 4.25 PARAFUSO DE ESFERA RECIRCULANTES	99
FIGURA 4.26 COMPARADOR ELETRÔNICO.....	99

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 Tabela de resultados das frequências naturais obtidas.....	35
Tabela 3.1 Tabela de resultados dos controles	55
Tabela 4.1 Especificações do protótipo.....	82

LISTA DE ABREVIATURAS

AC	Alternating current
AD/ DA	Analog-to-digital/ Digital to analog
DAC In	Digital-to-analog converter input
DAC Out	Digital-to-analog converter output
DC	Direct current
DSP	Digital signal processing
FEM	Força eletromotriz
FFT	Fast Fourier Transform
IPT	Instituto de Pesquisas Tecnológicas do Estado de São Paulo
ISA	Industry Standard Architecture
LQR	Linear Quadratic Regulator
LVDT	Linear Variable Displacement Transducer
NAMAS	National Measurement Accreditation Service
NI	National Instruments
PCI	Peripheral Component Interconnect
RAM	Random Access Memory
USP	Universidade de São Paulo

LISTA DE SÍMBOLOS

Alfabeto Romano

A	Matriz de estados do sistema de controle
Aa	Amplitude da haste do apalpador
Ad	Matriz de estados do sistema de controle na forma discretizada
Am	Momento de inércia do conjunto que movimenta a mesa
Amx	Momento de inércia do conjunto que movimenta a mesa X
Amy	Momento de inércia do conjunto que movimenta a mesa Y
b	Coefficiente de amortecimento viscoso da mesa correspondente
Ba	Amortecimento viscoso do apalpador
bp	Coefficiente de amortecimento viscoso do parafuso
bx	Coefficiente de amortecimento viscoso da mesa X
by	Coefficiente de amortecimento viscoso da mesa Y
B	Matriz de entrada do sistema de controle
BM	Coefficiente de amortecimento viscoso do conjunto que movimenta a mesa
BMx	Coefficiente de amortecimento viscoso do conjunto que movimenta a mesa X
BMy	Coefficiente de amortecimento viscoso do conjunto que movimenta a mesa Y
C	Matriz de saída do sistema de controle
Cd	Matriz de saída do sistema de controle na forma discretizada
ea	Tensão de armadura do motor
em	Força contra eletromotriz induzida pela rotação da armadura do motor
Gk	Ganho de Kalman

f	Força aplicada à mesa
Fa	Força que o padrão semi-esférico aplica ao apalpador
fc	Força de atrito de Coulomb
fs	Força de atrito estático
Fx	Força de movimentação da mesa X
Fy	Força de movimentação da mesa Y
ia	Corrente da armadura do motor
if	Corrente de campo do motor
J	Inércia do motor adicionado a inércia do parafuso
JA	Momento de inércia da haste do apalpador
K	Matriz de ganho de realimentação de estado
ka	Constante elástica da mola do apalpador
Kb	Constante de força contra eletromotriz
Ke	Matriz de ganho do observador de estados
Kf	Constante do campo do motor
Kt	Constante de torque do motor
Kl	Constante da armadura do motor
kk	Ganho do controlador para o filtro de Kalman do apalpador
Kv	Constante de tensão do motor elétrico
La	Indutância da armadura do motor
m	Peso da mesa correspondente
M	Matriz de controlabilidade do sistema de controle
mx	Massa relativa ao conjunto da mesa X
my	Massa relativa ao conjunto da mesa Y
N	Matriz de observabilidade do sistema de controle
P	Solução da equação de Riccati
p	Passo do parafuso
Pk	Matriz de covariância do filtro de Kalman do apalpador
Q	Matriz que relaciona a importância relativa do erro
Qk	Matriz de covariância de erro do filtro de Kalman do apalpador

R	Matriz que relaciona o gasto de energia
T	Torque desenvolvido pelo motor
Ra	Resistência da armadura do motor
Rk	Variança do ruído de medida
T	Período da haste do apalpador
t0	Defasagem de tempo para ajuste de curvas
u	Entrada do sistema
w	Velocidade de rotação do motor
x	Deslocamento da mesa X
y	Saída do sistema de controle
Ya	Deslocamento linear da haste do apalpador

Alfabeto Grego

α	Defasagem para o apalpador
ϕ	Fluxo do entreferro
γ	Deslocamento angular do motor
θ	Deslocamento angular do apalpador
τ_{ext}	Torque necessário para a movimentação da mesa correspondente
ω_a	Frequência da haste do apalpador
ω_n	Frequência natural da haste do apalpador
Φ	Matriz de transição
Γ	Ruído na entrada do filtro de Kalman

Simbologia Especial

T	(Sobrescrito) Transposição
^	(sobre a variável) Valor estimado
-	(Sobre a variável) Valor médio
.	(Sobre a variável) Derivada em relação ao tempo
..	(Sobre a variável) Derivada de segunda ordem em relação ao tempo

1) INTRODUÇÃO

1.1) Panorama

A Metrologia dimensional é o ramo de atividade preocupado em determinar comprimentos de linhas, áreas de superfícies e volumes de sólidos a partir de linhas e ângulos.

No âmbito industrial, FARAGO (1968) definem o termo “medições dimensionais” como um conjunto de processos que tem por objetivo determinar as magnitudes lineares e angulares, ou características específicas de peças e componentes técnicos. As medições dimensionais englobam os processos de avaliação de características geométricas pertinentes ao processo de produção que podem afetar o resultado e conseqüentemente a confiabilidade de medição dimensional executada e principalmente a adequação funcional da peça controlada, ou seja, a análise das divergências de forma de uma superfície real com a sua representação ideal ou teórica.

De acordo com REASON (1966), em seu trabalho básico “Report On The Measurement Of Roundness”, a medição de circularidade foi por muito tempo realizada em termos de dois ou três pontos da variação do diâmetro, ou em termos de variações no raio a partir de um eixo de rotação conhecido.

Geometricamente, uma parte pode ser circular, em uma secção transversal, se existir um ponto no qual todos os pontos da periferia são equidistantes. Na prática, o raio do círculo nominal tende a variar de um ponto para outro da periferia e deve-se saber mostrar a dispersão e interpretar esses resultados.

Apesar do alto desenvolvimento tecnológico, obter superfícies perfeitamente exatas será sempre impossível. Por isso é necessário estabelecer um limite de tolerâncias nas medições. As tolerâncias dimensionais são insuficientes para se determinar exatamente como deve estar a peça depois de pronta para que haja trabalho posterior.

Pela comparação da peça real fabricada com a ideal especificada pelo projeto e mostrada no desenho da peça, pode-se determinar que são diferentes. O grau pela qual a

peça real difere da projetada, determinada pela usinagem, caracteriza a precisão de fabricação. Em muitos casos, os desvios da peça original para a peça fabricada podem ser indicados previamente, enquadrando-se assim nas chamadas tolerâncias geométricas, representadas pelos desvios de forma e posição.

Os desvios de forma e posição podem ser classificados em:

A) Desvios de forma – definidos como o grau de variação das superfícies reais com relação aos sólidos geométricos que os definem.

Podem ser classificados em:

- Desvios macrogeométricos – retilidade, circularidade, cilíndricidade, planicidade, etc.
- Desvios microgeométricos – rugosidade superficial.

B) Desvios de posição – definidos como o grau de variação entre as diversas superfícies reais entre si, com relação ao seu posicionamento teórico. São as tolerâncias de paralelismo, ângulos, alinhamento, perpendicularismo, simetria e posicionamento.

A diferença de forma de uma peça é a diferença entre a superfície real da peça e a forma geométrica teórica.

A forma de um elemento isolado será julgada correta quando a distância de cada um de seus pontos a uma superfície de forma geométrica ideal, em contato com ele, for igual ou inferior ao valor da tolerância dada.

A diferença de forma deve ser medida perpendicularmente à forma geométrica teórica, tomando-se sempre o cuidado de que a peça esteja corretamente assentada no dispositivo de medição para não se medir um valor falso. A posição teoricamente correta é determinada quando o valor da diferença de forma f_a , representado na figura 1.1, for mínimo.

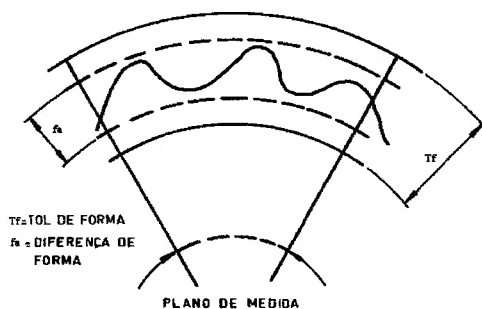


Figura 1.1 erro de forma

As tolerância de forma (diferença de forma admissível) T_f é indicada por duas superfícies paralelas ou, para o caso de perfis, por duas linhas paralelas entre os quais deve-se encontrar o perfil ou superfície real. Quando as tolerâncias devem ser medidas somente em um setor, define-se o ramo da medida, dentro do qual deve ser observada a forma em questão.

As formas e diferenças de forma mais importantes são:

A.1) Diferença da reta (retilidade) – A diferença da linha reta, também denominada desigualdade, é determinada pelo cilindro de diâmetro T_g , correspondente ao espaço de tolerância da diferença admissível da reta (desigualdade admissível) T_g , formado pela intersecção do cilindro de tolerância com dois planos perpendiculares, representado na figura 1.2, que deve resultar no perfil da reta inferior a duas retas paralelas com distância T_g .

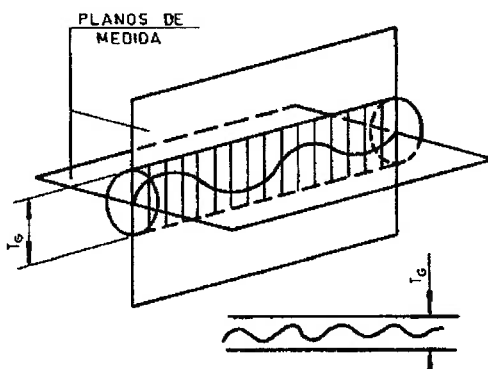


Figura 1.2 Erro de retilidade

Para se medir as desigualdades T_g , pode-se alinhar a peça a ser medida segundo uma reta de comparação (formada pela intersecção dos dois planos de medida conforme a figura 1.2). A diferença medida (máxima diferença de indicação dentro do ramo de medida), não deve ser maior que T_g .

A diferença enunciada neste item também vale para a conceituação de desvios de reta em sólidos de revolução, tais como cilindros, eixos compridos e finos, etc.

A.2) Diferença de plano (planicidade) – A diferença de plano admissível, também conhecida como diferença de planicidade é a distância entre dois planos paralelos, entre os quais deve encontrar-se a superfície real.

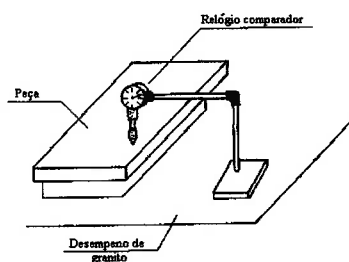


Figura 1.3 Erro de planicidade

Os limites de imperfeição do plano são de grande interesse, especialmente na construção de máquinas ferramentas, onde o assento de carros e caixas de engrenagens sobre guias prismáticas ou paralelas têm grande influência na precisão exigida na máquina.

A.3) Diferença do círculo (circularidade) – As diferenças do círculo real para o círculo teórico são genericamente denominadas ovalizações. Define-se como diferença admissível do círculo (ovalização admissível), T_c , a diferença dos diâmetros D e d de dois círculos concêntricos entre os quais deve encontrar-se o perfil real T_r . Dessas próprias definições, conclui-se que $T_c=2*T_k$, ou seja, no

caso a diferença admissível é o dobro da tolerância de forma , conforme mostra a figura 1.4.

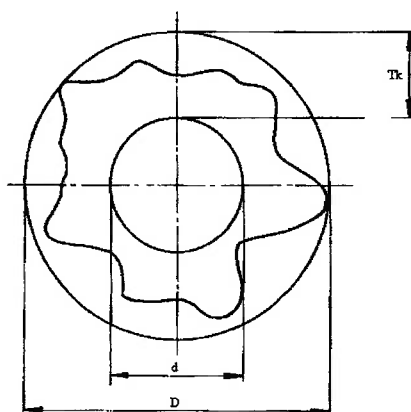


Figura 1.4 Erro de circularidade

Raramente será necessário especificar tolerância de circularidade, visto que os erros de forma, estando dentro das tolerâncias dimensionais, são suficientemente pequenos para se obter montagem e funcionamento adequados da peça. Existem casos, no entanto, que os erros permissíveis, devido a razões funcionais, são tão pequenos que a precisão necessária não pode ser garantida somente pela tolerância dimensional. Nesses casos, será necessário especificar tolerâncias de circularidade. É o caso típico de cilindros de motores a combustão interna, onde a tolerância dimensional pode ser aberta, porém a tolerância de circularidade tem que ser necessariamente estreita, para evitar vazamentos.

A medição mais adequada de erro de forma em metrologia e laboratórios é feita com o dispositivo esquematizado na figura 1.5.

A peça deve ser alinhada de modo que o eixo de rotação do dispositivo de medida encontre-se na intersecção de dois diâmetros da peça mutuamente perpendiculares e perpendiculares ao plano de corte da peça. Com esse método de medida é possível medir-se a diferença de forma f_a apresentado na figura 1.1. A diferença medida, ou seja, a diferença de máxima indicação não deve ser em nenhum ponto do perímetro maior que a tolerância T_c .

A medição da circularidade neste caso, pode ser feita em aparelhos especiais de medir circularidade, utilizados em Metrologia e Laboratórios de Medição.

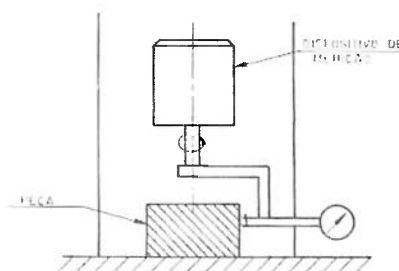


Figura 1.5 Esquema de uma máquina de medir circularidade

1.2) Motivação

O Laboratório de Metrologia Mecânica de Divisão de Mecânica e Eletricidade do IPT atua há muitos anos na prestação de serviços de medição e calibração de diversos tipos de equipamentos dimensionais, entre eles, calibração de padrões semi-esféricos, utilizando basicamente o método de calibração por comparação.

Ao longo dos anos, tem-se percebido a crescente demanda por calibrações de instrumentos com níveis de incerteza cada vez menores. Isto se deve, entre outros fatores, à implantação de sistemas de qualidade nas empresas, conscientização dos usuários dos instrumentos, necessidade de melhoria dos processos e desenvolvimento da instrumentação.

Assim, de forma a atender às necessidades do meio, o Laboratório de Metrologia do IPT tem procurado, na medida do possível, melhorar seus processos de calibração reduzindo incertezas e melhorando medições.

Essas melhorias nem sempre estão disponíveis no mercado e muitas vezes têm de ser desenvolvidas com recursos próprios, como é o caso do desenvolvimento deste trabalho.

1.3) Objetivo

Os padrões semi-esféricos, amplamente utilizados em indústrias para a calibração de máquinas de medir circularidade, podem ser de diversos tamanhos e todos com grande precisão de circularidade em seu diâmetro nominal. Para viabilizar a calibração destes padrões semi-esféricos, são usadas máquinas de medição de circularidade de grande precisão, capazes de medir erro de forma com uma precisão inferior a $0.05 \mu\text{m}$.

O Laboratório de Metrologia do IPT possui uma máquina de medição de circularidade "Talyrond 51", da década de 60, cujo fuso de alta qualidade pode fornecer grande precisão na medição de erro de forma de um padrão semi-esférico. Devido ao não funcionamento da parte elétrica do equipamento, o objetivo deste trabalho consiste no projeto de um microposicionador para centragem do padrão semi-esférico em relação ao fuso, em um sistema onde os parâmetros de posicionamento são obtidos pelas indicações do apalpador após completar um ciclo em torno do padrão semi-esférico.

Um posicionamento esperado com uma precisão próxima de $1 \mu\text{m}$, permitirá a utilização do apalpador eletrônico em sua melhor faixa de trabalho, minimizando erros e contribuindo para a determinação do erro de forma do padrão semi-esférico por meio de leitura direta. Além do microposicionamento, a rotação do padrão semi-esférico em torno do seu eixo longitudinal a cada 30° até completar um ciclo completo, após cada série de medição, possibilita a utilização de algoritmos que determinam o erro do conjunto formado pelo fuso e pela mesa microposicionadora.

O objetivo do projeto de um microposicionador para a centragem do padrão semi-esférico em relação ao fuso, tem como finalidade básica a eliminação da utilização dos micrômetros de movimentação do fuso já existentes na máquina, além da otimização de tempo para a centragem do padrão semi-esférico. A eventual utilização dos micrômetros de movimentação do fuso foi previamente estudada e posteriormente abandonada pela necessidade de desmontar a máquina, o que pode trazer danos ou prejuízos em relação a precisão de giro do fuso durante a remontagem do mesmo.

1.4) Descrição da máquina de medir circularidade:

O modelo 51 Talyrond fabricado na década de 60 é um instrumento compacto de medir circularidade, construído com precisão para medições de pequenos tipos de componentes como pistões, cilindros, rolamentos, etc. A precisão da medição é devida ao grau de precisão do fuso (F da figura 1.6) e sobretudo condições ambientais, vibrações, correntes de ar. Por essa razão o local de instalação da máquina de medição de circularidade deve ser escolhido cuidadosamente para evitar correntes de ar e vibrações.

Para a calibração de padrões semi-esféricos, a sala deve ter a temperatura controlada a fim de assegurar a precisão da calibração.

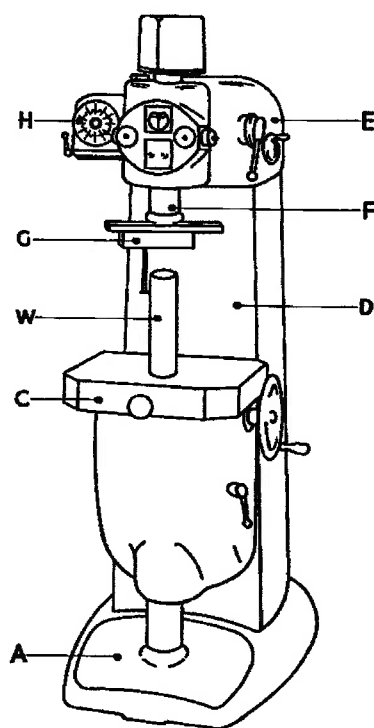


Figura 1.6 Ilustração da máquina de medir circularidade

Partes da máquina de medir circularidade:

- A – Base
- C – Mesa de trabalho
- D – Coluna
- E – Cabeça
- F – Fuso
- G – Apalpador
- H – Unidade de gravação
- W – Peça a ser medida

O princípio do “Talyrond” é mostrado de acordo com a figura 1.6 que é, em grande parte, auto explicativa.

A peça W a ser medida é posicionada sobre a mesa C. Na parte superior um preciso fuso F é fixado em seu eixo vertical na cabeça E, este montado no topo da coluna D. A parte inferior do fuso carrega um apalpador G e com um ajuste radial garante-se o contato com a superfície da peça a ser medida. Um motor posicionado na cabeça E, fornece o movimento de rotação do fuso F para que o apalpador possa traçar a variação da peça W a ser medida.

A figura 1.7 mostra a parte superior da máquina.

Na utilização prática, a peça a ser medida é centrada na medida do possível com o eixo do fuso, movimentando a mesa C com os controles de movimento lateral e transversal C1 e C2. O ajuste fino é fornecido pelo movimento de translação do fuso realizado pela rotação manual dos micrômetros E1 e E2. O ajuste correto é atingido quando as oscilações do indicador E6 da figura 1.7, apresentado na seqüência, se encontram dentro da faixa de tolerância estabelecido pelo fabricante do equipamento.

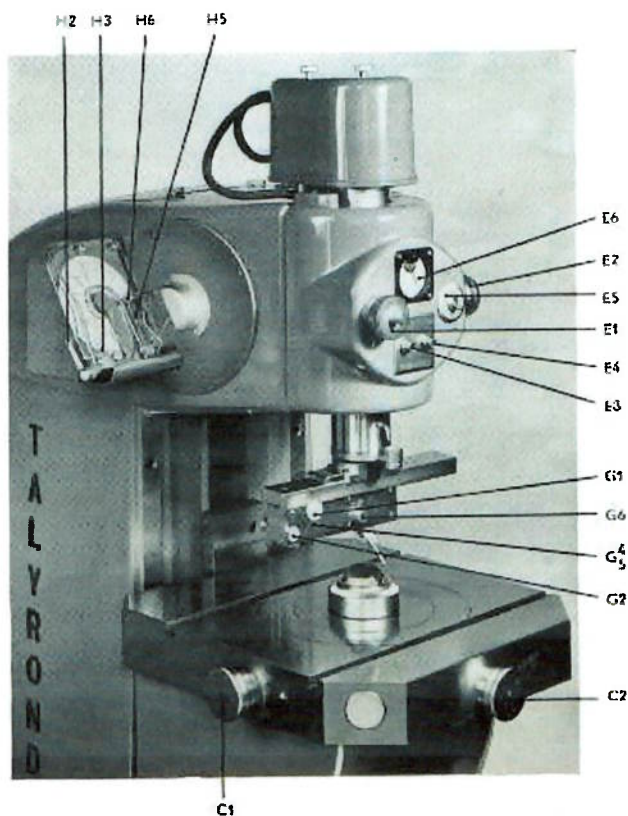


Figura 1.7 Parte superior da máquina de medir circularidade

Os micrômetros E1 e E2, fornecem um fino ajuste de centragem, onde, E1 fornece o movimento frontal e E2 fornece o movimento lateral do fuso F. Cada botão de giro possui uma faixa de deslocamento total de 0.5 mm.

Na etapa seguinte, após a centragem da peça a ser medida, o apalpador percorre o contorno da peça e um amplificador eletrônico, que recebe e amplifica os sinais provenientes do apalpador, alimenta uma pena H6 que traça o gráfico simultâneo do contorno da peça em um disco de papel milimetrado.

Atualmente, devido a inexistência de peças de reposição, o amplificador eletrônico, bem como toda a parte eletrônica da máquina, se encontram fora de uso.

1.5) Metodologia

Com a intenção do aproveitamento da máquina de medição de circularidade “Talyrond 51”, limitando seu uso para a calibração de padrões semi-esféricos, uma das etapas fundamentais para sua implementação consiste basicamente na centragem do padrão semi-esférico em relação ao fuso F da máquina, de maneira que o apalpador possa trabalhar em sua melhor faixa de trabalho. Essa centragem pode ser realizada com a movimentação do fuso da máquina ou com a movimentação do padrão semi-esférico. A máquina de medição de circularidade permite a translação de seu fuso F em até 0,5 mm pela movimentação de seus micrômetros E1 e E2.

Analisando o problema a ser solucionado, foi adotado o desenvolvimento de uma mesa microposicionadora em malha fechada para a centragem do padrão semi-esférico em relação ao fuso. Com a finalidade de garantir a precisão da máquina mantendo a sua forma original, a mesa microposicionadora evita a necessidade de motorização dos micrômetros, o que além de complexo, poderia comprometer a precisão do fuso durante a sua implementação.

O microposicionador será referenciado pelas medidas obtidas pelo apalpador e deverá posicionar um peso de aproximadamente 1 kg, correspondente ao peso aproximado do padrão a ser calibrado adicionado ao peso do sistema de giro da peça, com uma precisão esperada de aproximadamente 1 μm , sem a necessidade de manipulação.

O valor estipulado de 1 μm , corresponde a um valor ideal para que o apalpador trabalhe em sua melhor faixa de trabalho, ou seja, sendo o erro de forma relativo de um padrão semi-esférico aproximadamente 0,06 μm , seria necessário uma medição capaz de medir 0,01 μm para que se possa analisar o erro ao longo de sua extensão. Considerando que o apalpador trabalhe de maneira ideal com uma variação de curso correspondente a 100 vezes o valor do erro a ser determinado, a semi-esfera neste caso, poderá ser posicionada com uma precisão de até 6 μm em relação ao fuso, incluindo o erro de posicionamento devida a rotação da semi-esfera em torno de seu eixo longitudinal.

1.6) Procedimento de calibração

A calibração do padrão semi-esférico, consiste basicamente na determinação de seu erro de forma, onde, para a calibração do padrão semi-esférico, a semi-esfera a ser calibrada é posicionada sobre a mesa microposicionadora localizada sobre a mesa de trabalho C da máquina de medição de circularidade.

Inicialmente, deverá ser feito o ajuste da altura de medição, posicionando a ponta da esfera do apalpador G em uma altura entre 4 e 6 mm a partir da base da esfera.

O apalpador, primeiramente percorre o contorno da semi-esfera para determinar os parâmetros de posicionamento em relação ao fuso, para que a mesa realize o posicionamento. Em seqüência, baseado nas medidas do apalpador, é feita a centragem da semi-esfera de maneira que seu centro fique alinhado ao mesmo centro do fuso F.

Uma segunda centragem pode ser necessária para assegurar a precisão do posicionamento dentro dos parâmetros estabelecidos.

Para a calibração do padrão semi-esférico, conforme especificado pelo fabricante, é utilizada uma velocidade constante de rotação do fuso de 6 rotações por minuto. Um estudo baseado na resposta do apalpador eletrônico foi realizado e apresentado no capítulo 2.5, comprovando a confiabilidade da velocidade de trabalho em relação à possibilidade de descolamento do apalpador do padrão semi-esférico. Em um sistema onde o posicionamento é referenciado pelas medidas obtidas pelo apalpador, estima-se aproximadamente 3 voltas percorridas pelo apalpador para a realização do posicionamento do padrão semi-esférico. Após essa etapa, uma seqüência de mais três voltas para leituras, onde serão levados em consideração para o cálculo de incerteza e determinação do erro de forma, o desvio padrão, valor médio, máximo e mínimo de cada série de medição.

A série de medição realizada pelo apalpador após cada rotação de aproximadamente 30° da esfera em torno de seu eixo longitudinal até completar um ciclo completo, permite a determinação do erro de giro do fuso e do erro de centragem do padrão a ser medido por meio de algoritmos matemáticos, dessa maneira possibilitando determinar o valor verdadeiro do erro de forma do padrão semi-esférico.

Analisando os valores do erro de circularidade de um padrão semi-esférico, obtidas do Certificado de Calibração (RANK TAYLOR HOBSON CALIBRATION LABORATORY, 1991), foram estabelecidos os limites de precisão para o posicionamento do padrão semi-esférico em relação ao fuso. A figura 1.8 apresenta o gráfico do erro de circularidade deste Certificado de Calibração de padrão semi-esférico.

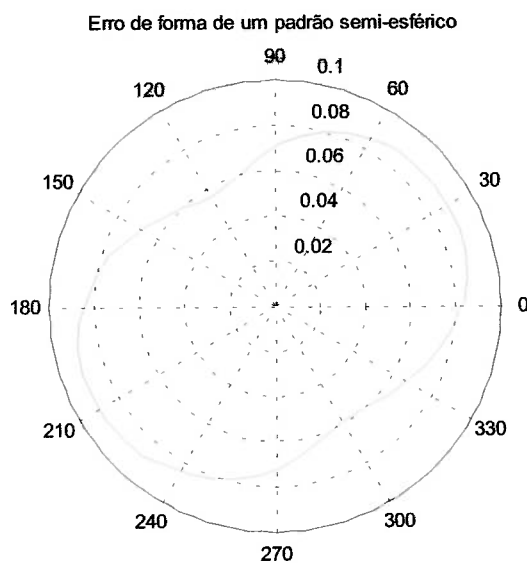


Figura 1.8 Gráfico do erro de forma

De acordo com o gráfico da figura 1.8, podemos observar que o erro de forma do padrão semi-esférico, de uma maneira geral, apresenta uma variação entre $0,03 \mu\text{m}$ e $0,09 \mu\text{m}$, o que corresponde a um erro relativo de aproximadamente $0,06 \mu\text{m}$. Baseado nesse valor, podemos estabelecer parâmetros para a centragem do padrão semi-esférico.

Representando o gráfico do erro de forma em coordenadas cartesianas, também é possível notar a variação do erro de forma. Um círculo perfeito, resultaria em uma perfeita senoide.

O gráfico da figura 1.9 representa o gráfico do erro de forma do padrão semi-esférico em função do ângulo, representado em coordenadas cartesianas.

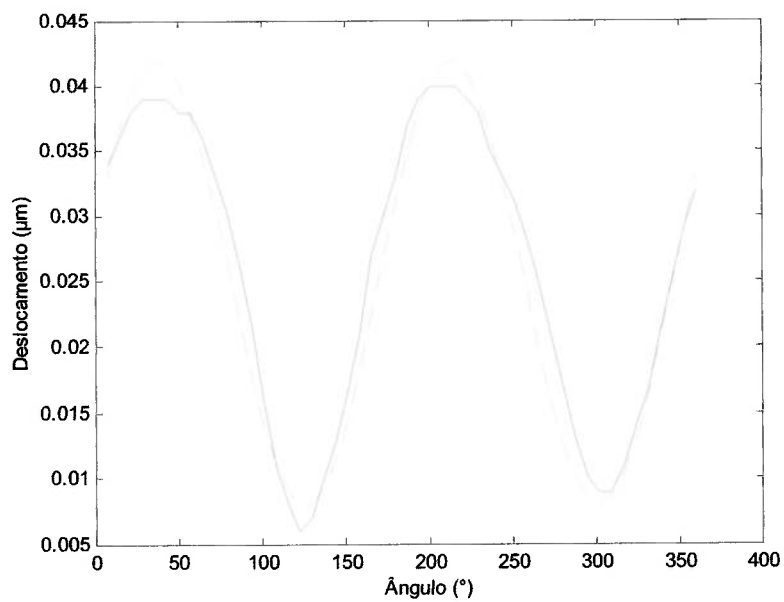


Figura 1.9 Erro de forma de um padrão representado em coordenadas cartesianas

De acordo com o gráfico da figura 1.9, apresentada acima, podemos notar o gráfico do erro de forma de um padrão semi-esférico, representado em linha contínua em relação a um círculo perfeito, representado em linha tracejada.

1.7) Posicionamento em máquinas de medição de circularidade

A precisão na medição de circularidade é dada, em grande parte, pela precisão do fuso da máquina de medição de circularidade “Talyrond 51”. Esse fuso é fixado no centro na junção de duas chapas que formam um ângulo agudo entre si. Essas são fixadas no corpo da máquina e movidas em pequenos ângulos através de micrômetros montados na capa frontal da máquina, oferecendo assim um fino ajuste, necessário para a centragem final. De acordo com o catálogo do fabricante, o fuso possui uma precisão superior a $0.025 \mu\text{m}$ e permite um curso máximo de movimentação radial do fuso de 0.5 mm.

Uma alternativa para a automação e melhoria da precisão do movimento do fuso pode ser realizada com a utilização de mancal aerostático.

Mancais de rotação são elementos mecânicos básicos e sua forma construtiva afeta a precisão de máquinas de medição como as de medição de circularidade (HORIKAWA e SATO, 1996). Mancais aerostáticos em particular são precisos, limpos e de baixíssimo atrito porque utilizam filmes de ar pressurizado para sustentar fusos. Logo, mancais aerostáticos são elementos essenciais para mecanismos de movimento de precisão. Contudo, a rigidez e a capacidade de amortecimento dos mancais são baixas e com isso é difícil inibir o erro de movimento do fuso causado por forças de perturbação e massa desbalanceada. Erros de perfil do mancal e do fuso causam erros de movimentos, embora o filme de ar ajude a regular o efeito de erros de perfis. (HORIKAWA e SATO, 1996)

O objetivo da pesquisa publicada por HORIKAWA e SATO (1996) consiste em desenvolver um mancal aerostático que tenha capacidade de compensar erros de movimento do fuso devido a erros de perfis do mancal e da superfície do fuso, alta rigidez dinâmica e alto amortecimento a vibração, rápida redução de erros de movimento e vibração residual devida a forças de perturbação e massa desbalanceada do fuso, controle de posicionamento e rigidez dinâmica.

Um método capaz de controlar a posição radial dos eixos, (HORIKAWA e SATO, 1995), utiliza sensores sem contato para a determinação da posição radial dos eixos, e

atuadores também sem contato (palhetas móveis direcionados por atuadores piezoelétricos) para sustentar e guiar os eixos, além de um controlador para regular todo o sistema.

Apesar das grandes vantagens, não é viável a substituição do mancal da máquina de medição de circularidade por mancal aerostático. O mancal aerostático necessita de uma linha de pressão para sua alimentação, além de causar elevado custo de implantação do mesmo nesse tipo de equipamento.

Além da precisão de giro do fuso, o posicionamento da peça a ser calibrada também influencia a precisão na medição de circularidade.

Para o microposicionamento em um plano horizontal, atualmente existem mesas XY comandadas por motores DC, disponíveis para aquisição. A Ealing comercializa mesas microposicionadoras, disponíveis em 4 faixas de trabalho: 10 mm, 13 mm, 25 mm e 50 mm. Segundo o catálogo, podem chegar a uma resolução de aproximadamente 0.1 μm . Se utilizado em malha fechada em um sistema de controle por computador operado com motores DC e encoders de rotação, a resolução pode ser melhorada para 0.02 μm (0.05 μm para deslocamento de 10 mm). (EALING CATALOG, 2005)

Para microposicionamento é necessário um sistema que forneça uma força regulada para o posicionador. Os atuadores mais comuns para sistemas de microposicionamento, são os atuadores piezoelétricos e os parafusos micrométricos acionados por motores elétricos convencionais.

Os atuadores piezoelétricos possuem uma capacidade de posicionamento na ordem de nanometro, mas com uma faixa de atuação muito limitada. Os parafusos micrométricos possuem precisão de posicionamento, em determinados casos, na ordem de μm , mas com faixa de operação bem maior.

Os atuadores piezoelétricos podem produzir deslocamentos nanométricos, através da variação da tensão de operação, possuem grande rigidez e expansão rápida, podendo mover grandes cargas ou pequenas cargas a alta frequência. São basicamente materiais cerâmicos (frágeis), que tipicamente suportam grande pressão de compressão. Devido à natureza dos elementos normalmente utilizados na confecção da cerâmica, o atuador piezoelétrico apresenta histerese no seu deslocamento, ou seja, a cerâmica

piezométrica mantém uma polarização residual, caracterizada por um deslocamento permanente acima do ponto zero original.

Os parafusos micrométricos possuem faixas de trabalho bem maiores que a dos atuadores piezométricos, são também de baixo custo e de fácil aquisição e instalação, e podem permitir posicionamentos inferiores a décimos de μm . Naturalmente autotravantes, tornam desnecessária a utilização de um sistema auxiliar que sustente o objeto na posição desejada. (RABE, R., 2001)

1.8) Tipos de guias de posicionamento

(SEBASTIAN, R. ; GRIOT, M. , 2004)

Para a movimentação transversal de uma mesa XY em um plano, existem vários tipos de guias capazes de realizar este movimento, dentre os quais se destacam três tipos: **Guia do tipo “rabo de andorinha”** – oferece uma solução simples e de baixo custo para sistemas que exigem grandes cursos de movimentação. Não são apropriados para sistemas de alta precisão devido ao seu elevado atrito viscoso e estático, além de depender efetivamente da lubrificação total de sua superfície de contato.

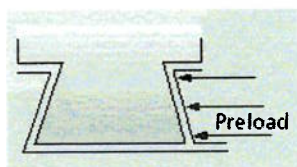


Figura 1.10 Guia “Rabo de andorinha”

Guia de esferas – composto por esferas que giram dentro de sulcos de uma fita plana, substituem o atrito de deslizamento por atrito de rolamento, devido à sua pequena área de contato entre a esfera e a guia, possuem atrito insignificante e não são recomendadas para cargas elevadas.

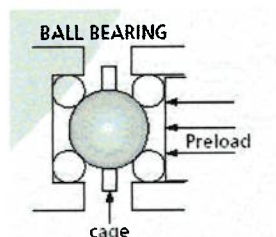


Figura 1.11 Guia de esferas

Guia de rolos – possuem área de contato maior que a guia de esferas, linhas no lugar de pontos de contato, possibilitando a utilização de cargas elevadas, possui baixo atrito e alta repetitividade de movimento na ordem de poucos μm .

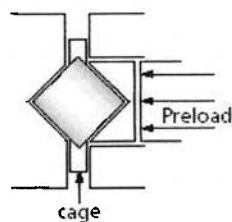


Figura 1.12 Guia de rolos

Posicionador quasilinear – composto basicamente por duas lâminas paralelas que movimentam uma mesa formando um movimento de arco, possui curso de deslocamento limitado a poucos mm e atrito seco e viscoso praticamente nulos. Recomendado para sistemas onde é necessário grande precisão de posicionamento linear e para sistemas onde o movimento de arco possa ser compensado ou calculado.

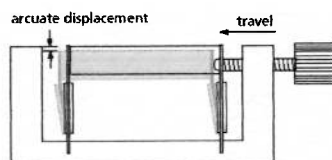


Figure 1.13 Flexure
provide quasilinear
translation without
stick-slip and friction
but flexure-based
translational motion
is inherently
accurate.

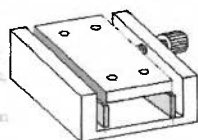


Figura 1.13 Posicionador quasilinear

1.9) Tipos de efetadores de deslocamento

Parafuso – capazes de fornecer grandes deslocamentos a baixo custo, são de fácil instalação e sua precisão é diretamente ligada a qualidade de usinagem. Apresentam baixa linearidade devido à existência de folgas e imperfeições no conjunto.

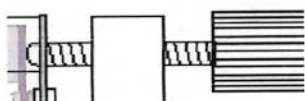


Figura 1.14 Parafuso

Micrômetros – composto basicamente por um parafuso acoplado à uma escala e com movimentação por um tambor escalonado, são capazes de fornecer um deslocamento de 4 mm a 80 mm e resolução na ordem de 10 μm , dependendo do modelo.

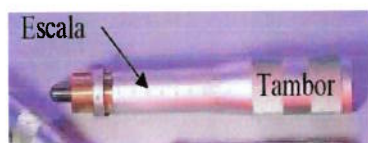


Figura 1.15 Micrômetro

Micrômetros diferenciais – com funcionamento semelhante aos parafusos micrométricos convencionais, seu princípio é baseado no uso de 2 parafusos acoplados um dentro do outro. Com ajuste fino de curso variando de 0,15 mm a 1 mm é capaz de fornecer uma sensibilidade próxima de 0,1 μm , dependendo da faixa de trabalho do micrômetro diferencial.



Figura 1.16 Micrômetro diferencial

Parafusos micrométricos e diferenciais são naturalmente autotravantes, o que torna desnecessária a utilização de um sistema auxiliar que trave o sistema. (PI, 2005)

1.10) Tipos de atuadores e atuadores combinados

Entre os principais tipos de atuadores, se destacam os motores do tipo DC, amplamente utilizados em indústrias pela sua relação velocidade-torque.

Motor DC convencional – com comutação realizada por escovas, o processo de inversão de rotação em um motor DC convencional, pode influenciar no ajuste das escovas causando perda de precisão de posicionamento. (ELECTRIC MOTORS, 2005)

Motor DC sem escova – apesar de sua qualidade superior, ainda são menos comercializados que os motores com escova. Nos motores do tipo DC, o enrolamento do estator é comutado eletronicamente, enquanto que em um motor DC convencional a comutação é feita por escovas. Devida a ausência de comutadores, motores do tipo DC sem escovas são mais eficientes, necessitam menos manutenção e podem operar em velocidades superiores aos motores DC convencionais. (ELECTRIC MOTORS, 2005)



Figura 1.17 Motor DC sem escova

Parafusos micrométricos motorizados – a utilização de um motor do tipo DC com um sistema de controle acoplado a um parafuso micrométrico pode ser uma forma simples e barata para um posicionamento preciso. A PI comercializa parafusos micrométricos motorizados, conforme apresentado na figura 1.18. (PI, 2005)



Figura 1.18 a) Micrômetro com motor de passo b) Micrômetro motorizado com encoder

De acordo com o fabricante, os micrômetros motorizados são disponíveis com cursos de 10, 20 e 50mm com resolução de 0,1 μm e 0,05 μm , respectivamente.

2) MODELAMENTO DO SISTEMA MECÂNICO

A configuração original da máquina de medição de circularidade não possui centragem automática, sendo a mesma realizada por ajuste manual. Esses ajustes são feitos por dois micrômetros localizados na parte superior do fuso, que movimentam o fuso nos eixos horizontais.

Com o objetivo de automatizar a máquina de medição de circularidade, uma das etapas consiste no posicionamento do padrão semi-esférico de maneira que seu centro fique alinhado ao mesmo centro do fuso F, de modo a permitir que o apalpador G trabalhe em sua melhor faixa de medição.

Uma das possibilidades de centragem automática do padrão semi-esférico, pode ser feita com acoplamento de motores que movimentem os micrômetros E1 e E2 da máquina, de maneira a fornecer um posicionamento preciso o suficiente para se realizar a calibração do padrão semi-esférico. A utilização desse sistema de controle necessita que os micrômetros E1 e E2 sejam desmontados para o acoplamento dos motores aos micrômetros, o que pode trazer danos ou prejuízos em relação à precisão do equipamentos durante a remontagem do conjunto.

Outra possibilidade consiste na utilização de uma mesa microposicionadora a ser colocada sobre a mesa de trabalho C da figura 1.6, eliminando assim, a necessidade da utilização dos micrômetros E1 e E2 da figura 1.7 e conseqüentemente a necessidade de desmontar parte da máquina, assim preservando a precisão e confiabilidade do equipamento.

O controlador para o microposicionamento de uma mesa XY, recebe as informações provenientes da leitura do deslocamento do apalpador G, onde através de um ajuste de círculo é possível determinar a distância de referência entre o centro do fuso F e o centro do padrão semi-esférico a ser calibrado.

A figura 2.1 apresenta um esquema da mesa XY em diagrama de blocos.

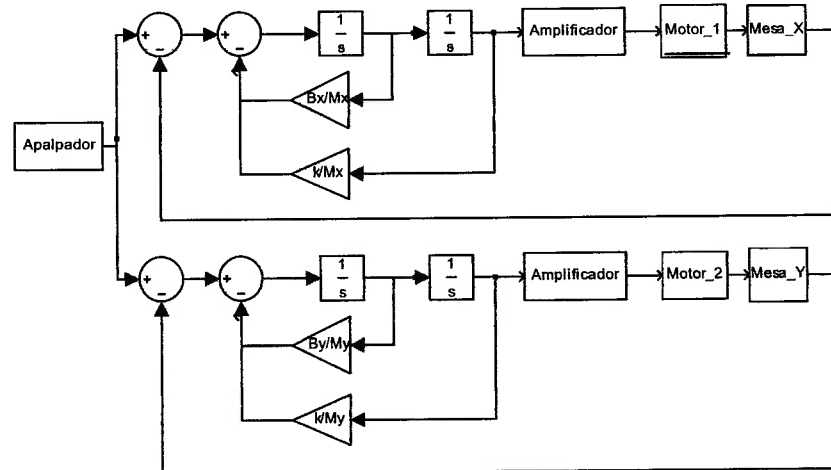


Figura 2.1 Diagrama de blocos do controle para movimentação da mesa

No item 2.1, apresentam-se as equações do movimento para a mesa XY segundo os dois graus de liberdade que a mesa descreve, e o modelo do mesmo incluindo as não linearidades devido ao atrito estático é apresentada no item 2.4..

Na seção 2.2, descreve-se o modelo do motor DC, utilizado para a movimentação da mesa XY em um sistema de controle em malha fechada.

No item 2.3, apresenta-se a equação do movimento do apalpador, utilizado no desenvolvimento do filtro de Kalman e na verificação do descolamento do apalpador do padrão semi-esférico.

A verificação da possibilidade de descolamento do apalpador do padrão semi-esférico foi realizada e apresentada no item 2.5.

2.1) Equações do movimento para mesa XY

As mesas XY são dispositivos de grande utilidade em Laboratórios de Calibração da área dimensional, empregados em calibrações como régua de vidro angular, posicionamento para a determinação do perfil de objetos, centragem de escala de máquina de impacto, entre outros existentes.

O sistema de movimentação de uma mesa XY, consiste basicamente em um sistema mecânico que permite o movimento de translação em dois eixos, adotando um sistema de coordenadas XY.

Com o objetivo da centragem automática do padrão semi-esférico em relação ao fuso F, este trabalho visa a utilização de uma mesa XY controlada por motores do tipo DC para realizar esse posicionamento.

A figura abaixo, apresenta um esquema de montagem de uma mesa de dois graus de liberdade em translação, normalmente conhecida como mesa XY.

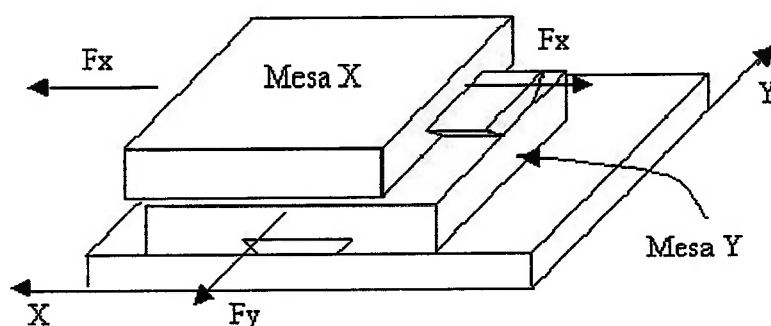


Figura 2.2 Esquema do deslocamento de uma mesa XY

Para uma mesa XY, em um sistema de dois graus de liberdade, uma mesa X de massa m_x , se desloca sobre uma superfície (mesa Y), permitindo a movimentação em

dois sentidos da peça a ser calibrada. Neste caso a massa m_y corresponde à soma das massas da mesa inferior e da mesa superior.

Adota-se b_x como sendo o coeficiente de amortecimento viscoso relativo a mesa X e b_y como sendo o coeficiente de amortecimento viscoso da mesa Y. O sistema de movimentação composto de duas superfícies distintas, faz com que o valor de b_x seja diferente de b_y . Eventualmente, se as superfícies de apoio das mesas X e Y tiverem os mesmos coeficientes de rugosidade e lubrificação, os valores de b_x e b_y poderão ser muito próximos, diferindo ligeiramente devido a posição de encaixe, montagem e configuração do centro de massa de cada uma das mesas.

O sistema de equações diferenciais do movimento de uma mesa XY, como a descrita abaixo, resulta da aplicação direta da 2ª Lei de Newton ou do Teorema do Movimento do Baricentro.

$$\begin{aligned} m_x * \frac{d^2x}{dt^2} + b_x * \frac{dx}{dt} &= F_x(t) \\ m_y * \frac{d^2y}{dt^2} + b_y * \frac{dy}{dt} &= F_y(t) \end{aligned} \quad (1)$$

A força F_x , corresponde à força necessária para a movimentação da mesa X e F_y , corresponde a força necessária para a movimentação da mesa Y. Apesar da mesa Y movimentar juntamente com ela a mesa X, as forças F_y e F_x atuam de maneira independente, de maneira que a força F_x não necessariamente deve ser igual a força F_y .

2.2) Modelamento do motor

Atualmente muito utilizado em indústrias, os motores DC são caracterizados pelo seu baixo custo, tamanho compacto e longa vida útil. Neste trabalho serão aplicados como fonte de energia mecânica para os parafusos de movimentação das mesas XY, ou seja, serão utilizados para deslocar uma mesa XY para o posicionamento do padrão semi-esférico.

A figura 2.3 apresentada na seqüência mostra o esquema da utilização dos motores DC para a movimentação da mesa XY.

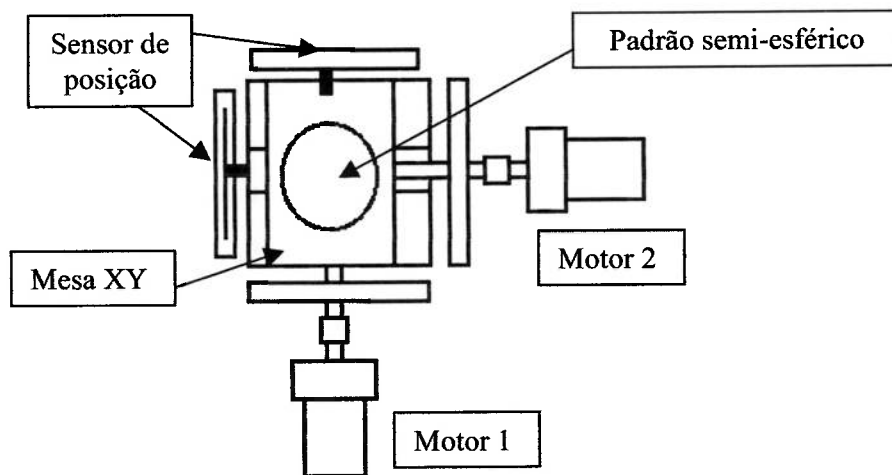


Figura 2.3 Sistema de movimentação da mesa XY utilizando motor DC

Assim, de acordo com o esquema apresentado na figura 2.3, o motor 1 movimenta um parafuso de rosca sem fim que desloca a mesa inferior. A mesa inferior, por sua vez, desloca juntamente a ela, a mesa superior, o motor da mesa superior e o respectivo sensor de deslocamento. A mesa superior, de maneira análoga à mesa inferior, é movimentada pelo motor 2, que movimenta um parafuso de rosca sem fim, proporcionando seu posicionamento na posição desejada.

Particularmente em motores DC, a ação geradora do movimento do rotor é baseada na Lei da indução eletromagnética de Faraday, a qual afirma que uma tensão (fem) será induzida num condutor que “corte” linhas de fluxo magnético, isto é, o movimento relativo entre o condutor e as linhas de fluxo forma um ângulo reto e, se o movimento não for em ângulo reto, então somente a componente ortogonal será útil para a indução da tensão. (NASAR, S. A., 1984).

Em um sistema de controle de velocidade, a velocidade do motor $w(t)$ é controlada pela variação de tensão de armadura $e_a(t)$. Assim, $e_a(t)$ é a variável de entrada e $w(t)$ é a variável de saída.

Desta forma, analisando o esquema elétrico de um motor do tipo DC, a armadura possui uma resistência (R_a), uma indutância (L_a) e uma força contra eletromotriz é gerada na armadura com o movimento de sua bobina no campo magnético do motor.

A figura 2.4, apresenta o diagrama do circuito de um motor DC

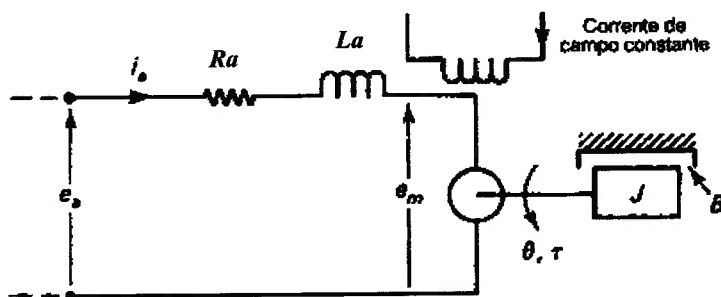


Figura 2.4 Diagrama do motor DC

O torque T desenvolvido pelo motor DC é proporcional ao produto da corrente da armadura i_a pelo fluxo ϕ do entreferro de ar, que por sua vez é proporcional à corrente de campo,

$$\phi = K_f \cdot i_f \quad (2)$$

como K_f é uma constante, o torque T pode ser escrito

$$T = K_f \cdot i_f \cdot K_1 \cdot i_a \quad (3)$$

onde K_1 é uma constante.

Para uma corrente de campo constante, o torque se torna diretamente proporcional à corrente da armadura, de modo que,

$$T = K_t \cdot i_a \quad (4)$$

onde K_t é uma constante de torque do motor. Se o sinal da corrente i_a for invertido, o sinal de torque T será invertido, resultando na inversão do sentido de rotação do motor.

A velocidade de um motor DC controlado por armadura é controlada pela tensão de armadura e_a e suprida por um amplificador. A equação diferencial para o circuito da armadura é

$$e_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + e_m \quad (5)$$

A rotação da armadura induz uma força contra-eletromotriz proporcional ao produto do fluxo pela velocidade angular. Para um fluxo constante, a tensão induzida e_m é diretamente proporcional a velocidade angular,

$$e_m(t) = K_b \cdot \frac{d\gamma(t)}{dt} \quad (6)$$

2.3) Modelamento do apalpador

O apalpador é um instrumento de medição comparativa, que pode ser adaptado a suportes e mesas de medição. Adequado para utilização em muitos tipos de trabalho, pode ser usado para testar excentricidade, centrar, testar paralelismo e alinhar. Desempenha um papel fundamental na medição de erro de forma de padrões semi-esféricos.

Na determinação do erro de forma de um padrão semi-esférico, o apalpador é o instrumento que tem a finalidade de fornecer o deslocamento linear correspondente ao erro de forma do padrão semi-esférico pelo contato com a superfície do mesmo.

O conjunto do apalpador eletrônico pode ser resumido praticamente em uma haste que descreve um movimento pendular, com movimento restrito por uma determinada mola de constante k_a . O sinal proveniente do apalpador, será utilizado como parâmetro para o posicionamento da mesa XY, de modo que seja possível executar o alinhamento entre a peça e o fuso de maneira automática.

A mola do apalpador é fixa de maneira que, sem a atuação de forças externas, a haste permaneça sempre na mesma configuração.

A figura 2.5 mostra o esquema mecânico do apalpador eletrônico.

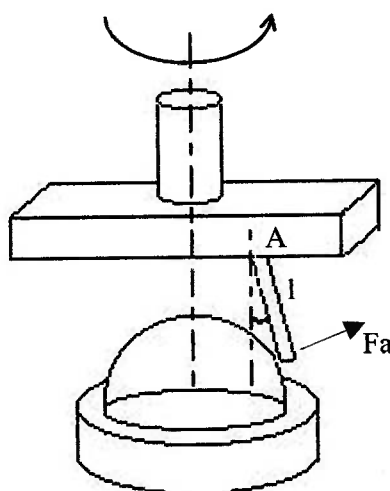


Figura 2.5 Esquema do movimento do apalpador

De acordo com a figura 2.5, o apalpador descreve fisicamente um sistema composto de dois graus de liberdade. Um grau de liberdade correspondente ao movimento de rotação da haste do apalpador em torno do padrão semi-esférico no plano formado pelos eixos X e Y, e um segundo grau de liberdade correspondente ao deslocamento angular formado pela haste do apalpador e o eixo Z, descrevendo um movimento semelhante ao de um pêndulo simples. Esse movimento mede os deslocamentos e imperfeições do padrão a ser calibrado.

Neste item, será apresentado somente o modelo correspondente ao movimento formado pela haste do apalpador e o eixo Z, porque corresponde ao movimento que viabiliza a determinação do erro de forma do padrão semi-esférico pelo apalpador, objetivo deste trabalho.

Aplicando o Teorema do momento angular em torno do eixo Z, pelo pólo A, obtemos

$$J_a * \frac{d^2\theta}{dt^2} + B_a * \frac{d\theta}{dt} + k_a * \theta = F_a * l \quad (7)$$

onde, J_a corresponde ao momento de inércia da haste do apalpador, B_a ao amortecimento viscoso formado na junta A e k_a à constante elástica da mola do apalpador. A força F_a , como indicado na figura 2.5, corresponde a força que o padrão semi-esférico aplica ao apalpador.

Com a intenção de melhorar a precisão do apalpador eletrônico, no item 3.7, será apresentada um estudo de um estimador ótimo baseado em filtro de Kalman, utilizando a equação do movimento acima descrito, para a determinação da verdadeira posição do apalpador.

2.4) Inclusão de não linearidades

Não linearidades devem ser acrescentadas ao modelo e ao projeto para melhorar o desempenho de um sistema de controle, principalmente se houver a necessidade de uma resposta precisa a baixos níveis de sinal. No caso tratado, o principal fator não linear está ligado ao atrito nas mesas e no motor. O atrito não linear pode ser descrito como uma combinação de atrito estático e atrito de Coulomb, fenômeno que ocorre quando duas faces estão em contato entre si. O atrito estático é definido como a força (ou torque) f_s , que deve ser exercida entre dois corpos para iniciar um movimento relativo entre eles. Existe somente quando a velocidade do corpo é nula e a força aplicada não excede o valor de f_s . O atrito de Coulomb é definido como a força, ou torque f_c que deve ser exercida para manter o corpo em movimento, corresponde à uma força constante que se opõe ao movimento e possui uma amplitude que é independente da velocidade.

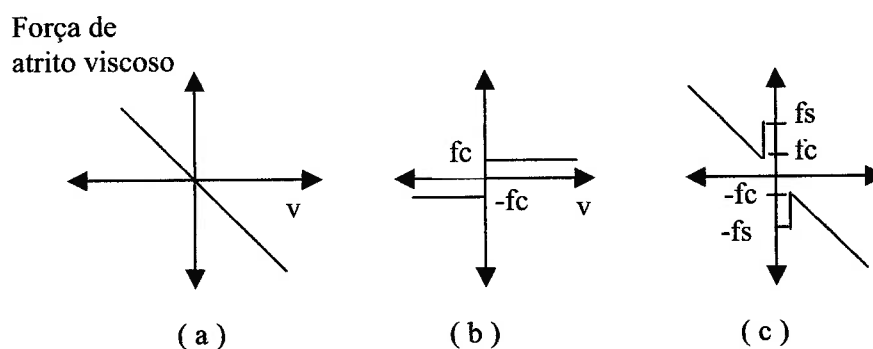


Figura 2.6 (a) Característica do atrito viscoso. (b) Característica do atrito de Coulomb. (c) Característica de atrito composto, ilustrando atrito estático, Coulomb e viscoso

Se as componentes de atrito estático e atrito de Coulomb são considerados em combinação, o sistema pode ser modelado usando uma combinação de três modelos lineares, com mudanças entre esses modelos que ocorrem como uma função de níveis de sinais e polaridades.

As três regiões que exibem modelos lineares diferentes são $v=0$; $v>0$ e $v<0$, onde os modelos lineares correspondentes são:

$$V(t) = 0, v = 0 \text{ e } |f(t)| \leq f_s \quad (8)$$

$$f(t) = m \ddot{x} + b \dot{x} + f_c \text{ para } v > 0 \quad (9)$$

E

$$f(t) = m \ddot{x} + b \dot{x} - f_c \text{ para } v < 0 \quad (10)$$

Se o sistema está inicialmente em repouso e o valor da força aplicada aumenta para superar o valor do atrito estático f_s , e o modelo muda da equação 8 para a equação 9 ou 10, dependendo do sentido de atuação do força, se positivo ou negativo. Se a velocidade em algum ponto do tempo diminui em valor e cai à zero, o modelo reverte para a equação 8 com dv/dt instantâneo forçado à zero. A velocidade, então, pode permanecer em zero por algum tempo, ou a transição para o modelo de velocidade zero pode precipitar outra transição se a amplitude $f(t)$ exceder f_s na direção oposta. A velocidade v , não mudará instantaneamente porque dv/dt deve ser finito. Entretanto, mudanças instantâneas em dv/dt devem ser observadas quando os componentes de atrito não linear mudam instantaneamente (LEWIS & YANG, 1997).

2.5) Verificação do descolamento do apalpador no padrão semi-esférico

Devido a rotação do fuso F em relação ao eixo de referência Z, durante a calibração, pode ocorrer o descolamento do apalpador eletrônico G do padrão semi-esférico a ser calibrado, este podendo ser devido a velocidade de rotação do fuso F da máquina, ou devida às imperfeições da peça a ser calibrada.

Apesar do manual do fabricante especificar uma rotação de trabalho de 6 rpm, foi feita uma verificação da possibilidade do descolamento da haste do apalpador do padrão semi-esférico. A verificação do descolamento foi feita pela análise da constante elástica da mola do conjunto do apalpador eletrônico.

A mola do conjunto do apalpador eletrônico deve ser rígida o suficiente, de maneira que a força na haste do apalpador gerada pela rotação do fuso não cause um descolamento no padrão semi-esférico a ser calibrado. No entanto, o descolamento da haste do apalpador no padrão semi-esférico pode ser causada também por imperfeições do padrão a ser calibrado. Para evitar este tipo de problema, o conjunto do apalpador deve ter uma resposta rápida o suficiente para determinar o erro de forma ao passar por imperfeições da peça.

A resposta da mola do apalpador pode ser verificada pela sua frequência natural, devendo esta ser dimensionada de maneira que sua frequência natural seja superior a frequência gerada pela rotação do fuso F, para que não ocorra o descolamento anteriormente mencionado.

A determinação da frequência natural ω_n do apalpador G, foi realizada pela medição de seu deslocamento, com uma frequência de amostragem de 1 milisegundo após a aplicação de uma força instantânea na haste do apalpador. Um acelerômetro, com taxa de amostragem de 1 ms e 4000 amostras, foi utilizado para a determinação do deslocamento da haste.

A figura 2.7, ilustra o gráfico do deslocamento da haste do apalpador gerada pelo acelerômetro, em função do tempo, após uma excitação manual aplicada à haste do mesmo.

2.5.1) Resultados experimentais

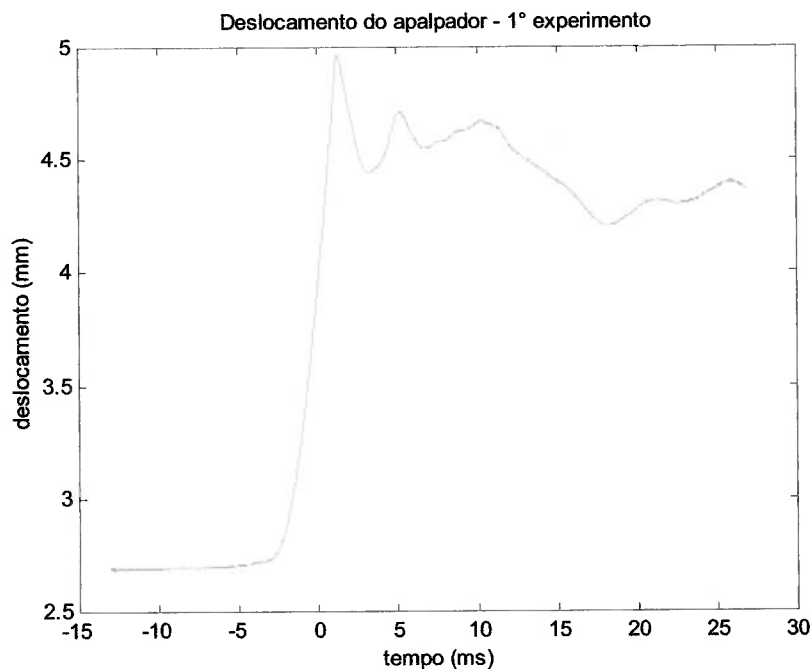


Figura 2.7 Gráfico do deslocamento do apalpador – 1º experimento

Para a determinação da frequência natural, foi utilizado um ajuste de curvas de maneira que a curva ajustada tenha um desvio mínimo em relação a curva obtida pelos dados experimentais (apresentado na figura 2.7). Sendo a solução característica para uma equação diferencial de 2º ordem do tipo momento de inércia e mola, considerando desprezível o amortecimento viscoso do apalpador, pode-se escrever:

$$Y_a = A_a \cdot \cos(\omega_a \cdot t + \alpha), \quad (11)$$

onde Y corresponde ao deslocamento da haste do apalpador, A_a corresponde à amplitude e α à fase inicial. A frequência pode ser escrito da seguinte forma:

$$\omega_a = \frac{2 \cdot \pi}{T}$$

com T , sendo o período.

A forma utilizada para o ajuste de curvas na determinação da frequência natural, corresponde ao inverso da relação acima, de acordo com a seguinte equação

$$Y_a = A_a * \left(1 - \cos \left(2 * \pi * \frac{(t - t_0)}{T} \right) \right) + \alpha \quad (12)$$

onde o período T em segundos corresponde ao inverso da frequência natural, como apresentado a seguir.

Ajustando a curva do deslocamento do apalpador em função do tempo, apresentado na figura 2.8 de acordo com a equação 11, adotando $\alpha = 2.69$ e período T = 0.019 segundos, obtemos,

$$\omega_n = \frac{1}{T} = 53 \text{ Hz}$$

A figura 2.8, apresenta o gráfico do deslocamento do apalpador, conforme descrito na figura 2.7 e da sua curva ajustada de acordo com a equação (12), para a determinação da frequência natural.

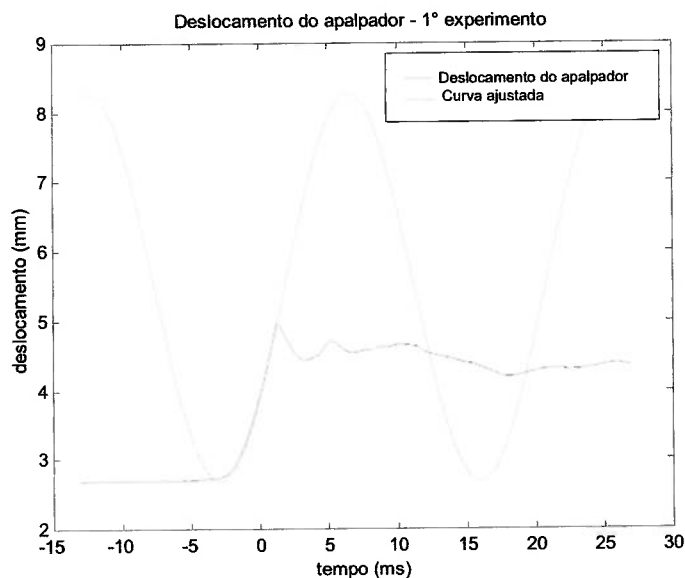


Figura 2.8 Ajuste de curvas para o experimento

De maneira análoga ao descrito no primeiro experimento, foram realizados mais dois experimentos para a confirmação dos resultados obtidos, apresentados na tabela seguinte:

Tabela 2.1 Tabela de resultados das frequências naturais obtidas

	Período – T (segundos)	ω_n (Hertz)
1° Experimento	0.018915	53
2° Experimento	0.021000	48
3° Experimento	0.021556	46

De acordo com a tabela dos resultados obtidos, podemos notar que a frequência natural do sistema apalpador é muito superior ao triplo da frequência de rotação do fuso. A velocidade de rotação do fuso de 6 rpm, ou 0.1 Hz, é muito inferior ao valor da frequência natural obtida para o apalpador, aproximadamente 48.9 Hz, confirmando, portanto, a inexistência do descolamento do apalpador devido a velocidade de rotação do fuso, já que a velocidade de resposta da mola é superior a rotação do fuso.

Para uma frequência natural de aproximadamente 48.9 Hz, de acordo com a teoria de “Nyquist”, a velocidade de rotação do fuso da máquina poderia ser aumentada para valores próximos a 24.45 Hz ou 1467 rpm, valor este que corresponde à metade do valor da frequência natural da mola do apalpador. A utilização da máquina nestes limites estabelecidos, evita o *Aliasing*.

2.5.2) Verificação do descolamento pelo harmônico da rotação

Em alguns casos pode ocorrer o descolamento do apalpador devido a imperfeições da peça a ser medida. Para que isso não ocorra é necessário que a velocidade de resposta do conjunto apalpador seja rápido o suficiente para que o apalpador possa medir essas imperfeições.

A verificação do descolamento do apalpador devido a imperfeições da peça, foi realizada utilizando a FFT do erro de forma de um padrão semi-esférico.

A figura 2.9 apresenta o gráfico da FFT do erro de forma de um padrão semi-esférico em função do Harmônico da Rotação. Os valores relativos aos erros de forma foram obtidos do Certificado de Calibração (RANK TAYLOR HOBSON CALIBRATION LABORATORY, 1991). O erro correspondente ao harmônico 0, representa a média dos erros de forma do padrão semi-esférico.

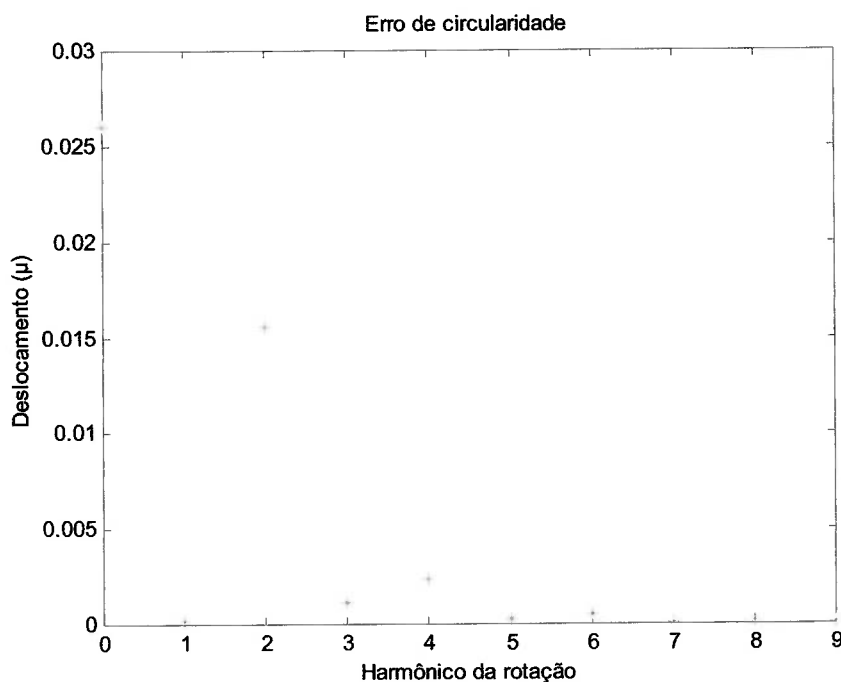


Figura 2.9 Harmônico da rotação

Para evitar o descolamento, o Harmônico da Rotação multiplicado pela frequência de rotação do apalpador (ω_a), deve ser pelo menos um terço da frequência natural do conjunto apalpador (apresentado na tabela 1), em pontos em que a FFT do erro seja significativa (BENDAT & PIERSOL, 1980).

De acordo com o gráfico 2.11 acima, podemos verificar o erro decrescente a medida que aumenta a ordem do harmônico da rotação. Nota-se um erro significativo no segundo harmônico e um erro já menos significativo no sexto harmônico. A partir do sétimo harmônico observamos um erro muito próximo de zero, praticamente desprezível.

Considerando o erro como sendo significativo até o sexto harmônico da rotação, e comparando com a frequência natural da mola do apalpador (ω_n) obtemos, $\omega_a^6 \ll \omega_n$, confirmando a inexistência de descolamento até essa ordem.

Para uma frequência natural de 48.9 Hz, aproximadamente uma média das frequências naturais apresentados na tabela 1.1, considerando o erro como sendo significativo até o sexto harmônico, a velocidade de rotação do fuso pode ser de até 1/18 da frequência natural, ou aproximadamente 2.71 Hz (162 RPM), para que o apalpador possa medir as imperfeições da peça.

De acordo com os valores obtidos no item 2.3, comprovou-se que a velocidade de rotação de 6 rpm, especificada de acordo com o manual do fabricante, é uma velocidade de trabalho segura para que não ocorra o descolamento do apalpador do padrão semi-esférico.

3) PROJETO DE CONTROLE PARA O MICROPOSICIONADOR

O sistema de posicionamento controlado a ser analisado é composto basicamente por uma mesa XY, que movimenta um padrão semi-esférico de aproximadamente 1 kg, com uma precisão próxima de 1 μm . A utilização de uma mesa XY, acionada por motores elétricos do tipo DC independentes (um motor para cada eixo), permite a movimentação do padrão semi-esférico em dois eixos cartesianos (X-Y). Este sistema com princípio de funcionamento em malha fechada, deverá fornecer um posicionamento preciso dentro da grandeza esperada. A partir de uma referência obtida pelo apalpador eletrônico, o sistema de malha fechada consiste basicamente em um sistema realimentado, onde os sensores de posição enviam sinais da configuração do sistema para o computador, onde são analisados e processados. A partir deste processamento, baseado em algoritmos, o computador envia sinais para uma placa de processamento de sinais digitais, onde este envia o sinal que é amplificado no amplificador de potência para a alimentação dos motores. Os motores movimentam a mesa XY, composta basicamente por duas placas sobrepostas uma à outra, com movimentos independentes e ortogonais entre si.

Para a verificação dos resultados obtidos em simulações por métodos computacionais, foi projetado e construído um modelo de estudo, adotando um sistema de controle do tipo “Deadbeat”, com funcionamento em malha fechada.

Neste capítulo, serão apresentadas as especificações do protótipo construído e os desenvolvimentos relativos aos sistemas de controle utilizados neste projeto.

Alguns estudos baseados em três métodos de projeto de sistemas de controle foram analisados e apresentados na seqüência do trabalho para comparação dos resultados, visando um controle preciso onde o tempo de resposta não foi levado como parâmetro principal. Para a escolha do sistema de controle mais adequado, foram realizadas simulações envolvendo controles do tipo alocação de pólos, LQR e “Deadbeat”.

Na seção 3.1 são apresentados todos os parâmetros utilizados nas simulações dos sistemas de controle e do filtro de Kalman. Nos itens 3.2, 3.3 e 3.4, são apresentados os modelamentos dos sistemas de controle com múltiplas entradas e múltiplas saídas para uma mesa XY, pelo método de imposição de pólos, LQR e controle do tipo “Deadbeat”, respectivamente.

No item 3.5 é apresentado o detalhamento do controle do tipo “Deadbeat” para uma mesa XY comandada por motores DC e no item 3.6 segue o mesmo modelo, porém, levando em consideração os fatores não lineares devido ao atrito estático.

Um modelo para o apalpador em um sistema de um grau de liberdade utilizando-se Filtro de Kalman foi desenvolvido e apresentado no item 3.7 para a estimação da verdadeira posição do apalpador.

No item 3.8 é apresentado a simulação dinâmica do conjunto formado pelo filtro de Kalman alimentando o controlador do tipo “Deadbeat”, levando em consideração as não linearidades devido ao atrito estático do sistema.

3.1) Especificações do Projeto

Para a simulação do conjunto formado pelo controlador, filtro de Kalman e observador de estados, foram adotados como parâmetros os valores relativos ao protótipo construído, afim de facilitar futuramente a comparação dos resultados.

Segue abaixo os valores dos parâmetros utilizados para as simulações:

Dados da mesa micropsicionadora:

Peso da mesa superior do microposicionador: $m_x = 0,452 \text{ kg}$

Amortecimento viscoso da mesa superior: $b_x = 0,5 \text{ kg*s/m}$

Peso da mesa inferior do microposicionador: $m_y = 0,8366 \text{ kg}$

Amortecimento da mesa inferior: $b_y = 0,5 \text{ kg*s/m}$

Referência para posicionamento: $Ref = 30 \text{ mm}$

Força de saturação dos motores para movimentação da mesa: 20 N

Força de atrito estático: $f_a = 0,1 \text{ V}$

Força de atrito de Coulomb: $f_c = 0,05 \text{ V}$

Dados da placa AD/DA do computador:

Tensão de saturação da placa AD/DA = 2 V

Dados do motor DC:

Resistência do motor DC: $R_m = 10,8 \text{ } \Omega$

Indutor do motor DC: $L = 0,0054 \text{ H}$

Constante de torque do motor: $k_t = 0,0216 \text{ N.m/A}$

Constante de tensão do motor: $k_v = 0,0216 \text{ V/rad/s}$

Parâmetros utilizados para a simulação do filtro de Kalman:

Taxa de amostragem $dt = 0,001$ segundo

Amortecimento viscoso do apalpador $B1 = 0,0001$ kg/s

Inércia de rotação da haste $J = 5.0417e-006$ kg*m²

Constante elástica da mola do apalpador $KA = 0,0004$ kg/m

Comprimento da haste do apalpador $l = 0,005$ m

Comprimento do ponto de rotação A à mola $l = 0,005$ m

Variança do ruído de medida $R = 0,003$ mm²

Matriz de covariança de ruído no espaço $Q = 0,005$ *Matriz Identidade

Estado inicial $X0 = \begin{bmatrix} 0,5 \\ 0 \end{bmatrix}$

Matriz de covariança $\hat{P} = 0,005 * \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

Com a finalidade de centralizar o padrão semi-esférico de uma maneira automática, um microposicionador com funcionamento em malha fechada, foi projetado e apresentado seu desenho de conjunto no “Apêndice A”. Para a verificação dos resultados e simulação do funcionamento do sistema de controle adotado, um modelo de estudo foi construído e implementado utilizando um sistema de controle do tipo “Deadbeat” em malha fechada.

A figura 3.1 apresentado a seguir, ilustra o funcionamento do modelo de estudo construído.

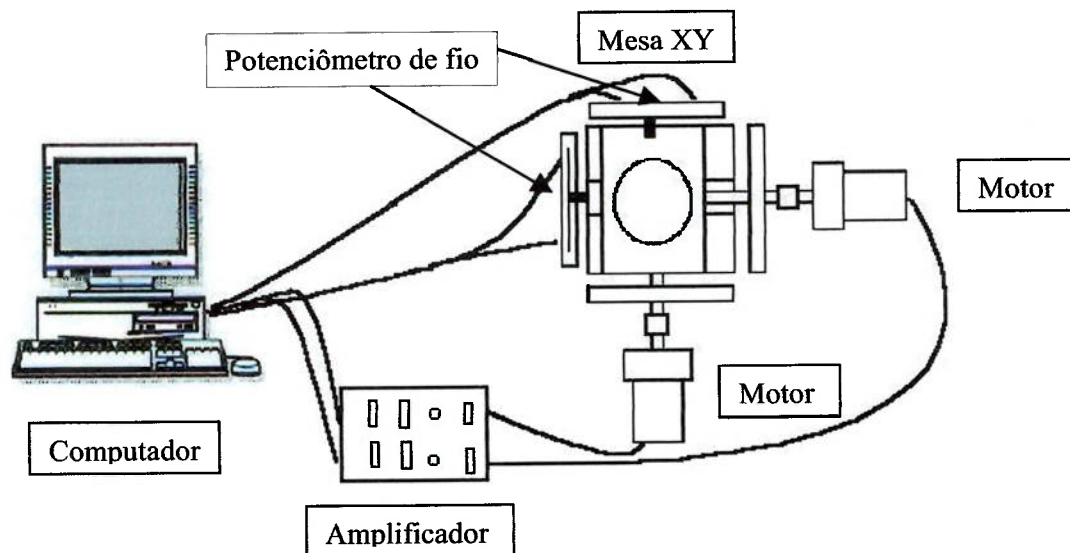


Figura 3.1 Esquema do modelo de estudo construído

De acordo com o esquema do modelo de estudo, o sinal emitido pelo computador é amplificado e utilizado para a alimentação dos motores DC, que por sua vez movimentam as mesas. Dois potenciômetros de fio foram utilizados como sensores de deslocamento da mesa, fornecendo a configuração do sistema. No capítulo 4, será apresentada com mais detalhes as informações relativas à construção do protótipo.

Uma vez que a mesa inferior movimenta juntamente à ela a mesa superior, o valor do peso m_y , corresponde ao peso m_x adicionado ao peso do motor, hastes de sustentação do motor e potenciômetro de fio. Os valores correspondentes aos amortecimentos viscosos das mesas foram estimados.

As equações diferenciais do movimento da mesa XY, de forma análoga ao item 2.1, são:

$$m_x * \frac{d^2x}{dt^2} + b_x * \frac{dx}{dt} = F_x(t)$$

$$m_y * \frac{d^2y}{dt^2} + b_y * \frac{dy}{dt} = F_y(t)$$

A representação do sistema de equações diferenciais em espaço de estados, resulta em um sistema de equações do tipo:

$$\dot{x} = A * x(t) + B * u(t)$$

$$y(t) = C * x(t) \quad (13)$$

onde, $u(t)$ corresponde a entrada do sistema e $y(t)$ corresponde à saída do sistema.

Representando o sistema de equações diferenciais do modelamento da mesa XY, apresentado no item 2.1, em espaços de estados, resulta em um sistema

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{y} \\ \ddot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-bx}{mx} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-by}{my} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ y \\ \dot{y} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{mx} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{my} \end{bmatrix} * u$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ y \\ \dot{y} \end{bmatrix}$$

onde, a matriz C corresponde aos parâmetros obtidos pelos sensores de deslocamento, ou seja, os parâmetros medidos do deslocamento da mesa X, correspondente a primeira linha da matriz C e o deslocamento da mesa Y, correspondente a segunda linha da matriz C.

Utilizando os parâmetros acima e escrevendo as equações do modelamento da mesa XY em espaço de estados, obtemos:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1,0000 & 0 & 0 \\ 0 & -1,1062 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1,0000 \\ 0 & 0 & 0 & -0,5977 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2,2124 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1,1953 \end{bmatrix} ; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} ,$$

onde a matriz A, corresponde à matriz de estados, a matriz B, corresponde à matriz de entrada e finalmente a matriz C corresponde à matriz de saída do sistema, determinada a partir dos parâmetros observáveis.

Controlabilidade e observabilidade

A verificação da controlabilidade e da observabilidade do sistema, corresponde a uma etapa fundamental que antecede a determinação da lei de controle.

Um sistema é dito controlável no instante t_0 se for possível, por meio de um vetor de controle sem restrições, transferir um sistema de qualquer estado inicial $x(t_0)$ para outro estado em um intervalo finito de tempo. (OGATA, K., 1993). Aplicando o teste padrão para sistemas lineares:

$$M=[B|AB|A^2*B|\dots|A^{(n-1)}*B] \quad (14)$$

O posto da matriz de controlabilidade M é igual a 4, portanto o sistema é completamente controlável.

O sistema é dito ser completamente observável se todo estado inicial pode ser determinado a partir da observação de $y(t)$ e da história de controle $u(t)$ durante um intervalo de tempo finito, $t_0 \leq t \leq t_1$. O sistema portanto é completamente observável se toda transição do estado afeta cada elemento do vetor de saída. (OGATA, K., 1993). Aplicando o teste padrão agora para a observabilidade:

$$N=[CT|ATCT|AT^2*CT|\dots|AT^{(n-1)}*CT] \quad (15)$$

O posto da matriz de observabilidade N é igual a 4, portanto o sistema é observável.

3.2) Projeto de controle por imposição de pólos

Nessa seção será apresentada o projeto do controlador para uma mesa XY, primeiramente utilizando-se um controle por imposição de pólos.

Se o sistema for considerado completamente controlável pelo estado, os pólos de malha fechada podem ser colocados em quaisquer posições desejadas por meio de realimentação de estado apropriada. (OGATA, K., 1993)

O projeto de atribuição de pólos é baseado no modelo de estado do sistema. Uma vez que consideramos apenas os sistemas analógicos lineares invariantes no tempo, o modelo do sistema pode ser expresso como:

$$\dot{x} = A * x(t) + B * u(t)$$

$$y(t) = C * x(t)$$

onde, $u(t)$ corresponde a entrada do sistema e $y(t)$ corresponde a saída do sistema.

Considerando o sistema descrito no item 3 e o sinal de controle com sendo,

$$u = -K * x \tag{16}$$

onde a matriz K é denominada matriz de ganho de realimentação de estado, substituindo a equação 6 na equação 10, resulta

$$\dot{x}(t) = (A - B * K) * x(t) \tag{17}$$

cuja solução é dada por:

$$x(t) = e^{(A - B * K) * t} * x(0) \tag{18}$$

onde $x(0)$ é o estado inicial causado pelas perturbações externas. As características da resposta transitória e a estabilidade são determinadas pelos autovalores da matriz $(A - B * K)$ chamados pólos reguladores. Os pólos reguladores devem ser localizados no semi-

plano esquerdo do plano imaginário para que $x(t)$ tenda para 0 em um tempo t tendendo a infinito.

Alocando os pólos de malha aberta inicialmente localizados em $s = [0; -1,1062; 0; -0,5977]$, sendo s correspondente aos autovalores da matriz A , para os pólos de malha fechada localizado em $s = [-30; -11,1062; -30; -10,5977]$, obtemos a matriz de ganho do controlador K satisfazendo o polinômio característico $|s*I-A+B*K|$. (19)

Os pólos de malha fechada foram escolhidos de maneira a proporcionar um ganho adequado para a estabilização do sistema à valores próximos de zero.

No entanto, na prática nem todas as variáveis de estado estão disponíveis para realimentação, sendo necessário estimar as variáveis de estado não disponíveis. Um observador de estados estima as variáveis de estado baseado nas medidas das variáveis de saída e de controle, e só pode ser projetado se e somente se a condição de observabilidade for satisfeita.(OGATA, K., 1993).

O problema de projetar um observador de estados de ordem plena torna-se aquele da determinação da matriz de ganho do observador K_e tal que as dinâmicas de erro sejam assintoticamente estáveis com suficiente velocidade de resposta. Por conseguinte, o projeto do observador de ordem plena torna-se aquele da determinação de um K_e apropriada, tal que $A-K_e*C$ tenha autovalores desejados. Assim, o problema torna-se o mesmo da imposição de pólos apresentado no sub-item anterior.

Considerando o sistema definido pela equação (13), a matriz de ganho do observador pode ser obtido resolvendo a equação:

$$[s * I - [A - K_e * C]] = (s + \mu_1) * (s + \mu_2) * \dots * (s + \mu_n) \quad (20)$$

onde n é a dimensão do estado e $(s+\mu)$ corresponde respectivamente a parte real e imaginária dos pólos desejados para o observador.

O projeto de imposição dos pólos e o projeto do observador são independentes um do outro. Eles podem ser projetados separadamente e combinados juntos para formar um sistema de controle realimentado.

Os pólos de malha fechada desejados a serem gerados pela realimentação de estado (imposição de pólos) são escolhidos de tal maneira que o sistema satisfaça os requisitos de desempenho. Os pólos são usualmente escolhidos de modo que a resposta do observador seja muito mais rápida do que a resposta do sistema.

A figura 3.2 representa o diagrama de blocos de um sistema de controle realimentado por observador de estados.

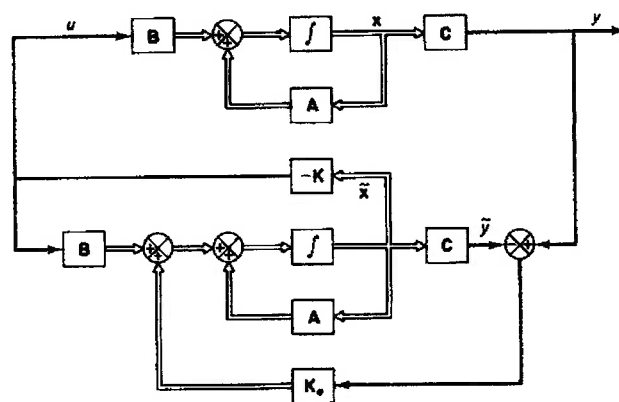


Figura 3.2 Sistema de controle realimentado de estado observado (OGATA, K., 1993)

Para a determinação da matriz de ganho do observador de estados (K_e) foram adotados os pólos 1.5 vezes superior aos pólos do controlador. Sendo os pólos iniciais de malha aberta localizados em $s = [0; -1,1062; 0; -0,5977]$, os pólos do observador de estados foram alocados para $s = [-45; -16,6593; -45; -15,8965]$, de maneira a satisfazer o polinômio característico 20 apresentada anteriormente.

Fisicamente, a força necessária para a movimentação das mesas é limitada pela potência dos motores utilizados no sistema. A força de saturação corresponde à força máxima que os motores podem aplicar fisicamente às mesas X e Y para seu posicionamento. Para tornar mais real a simulação de um sistema de controle é necessário levar em conta a saturação para que não ultrapasse a capacidade física dos motores utilizados.

Para esse sistema, de acordo com os dados apresentados no item 3.1, foi considerado uma força de saturação de 20 N e uma referência de posicionamento de 30 mm para a movimentação das mesas X e Y.

A figura 3.3 abaixo, representa o gráfico do deslocamento da mesa superior X e da mesa inferior Y em função do tempo.

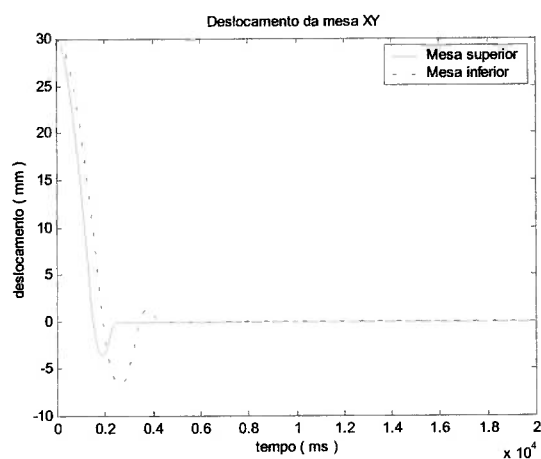


Figura 3.3 Deslocamento da mesa XY, saturado em 20 N

De acordo com a simulação apresentada no gráfico da figura 3.3, as mesas X e Y estabilizaram em $1.4e-075$ mm e $1.6e-074$ mm, respectivamente.

A figura 3.4 representa o gráfico da força necessária para a movimentação da mesa superior X e da mesa inferior Y.

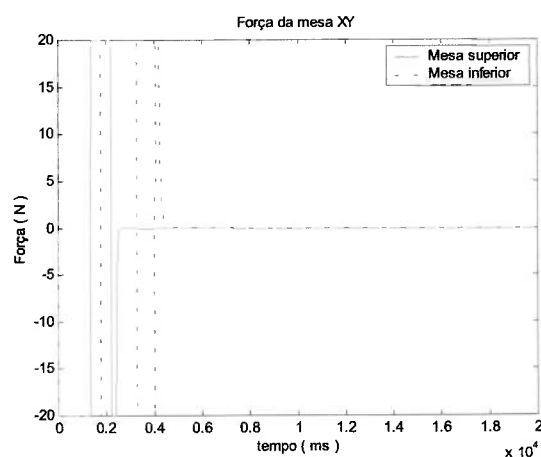


Figura 3.4 Força da mesa XY, saturado em 20 N

3.3) Projeto de controle por LQR

O controle do tipo LQR, é um sistema de controle do tipo regulador, onde basicamente se procura minimizar um índice de desempenho quadrático. Resume na determinação dos elementos da matriz de controle K , onde a lei de controle segue a equação

$$u(t) = -K * x(t)$$

Para a determinação do vetor de controle $u(t)$ para o sistema descrito pela equação 7, o índice de desempenho é dado por

$$J = \int_0^{\infty} (x^T * Q * x + u^T * R * u) * dt \quad (21)$$

onde Q é uma matriz definida positiva (ou semi-definida positiva) hermitiana ou real e simétrica, R é uma matriz positiva definida hermitiana ou real e simétrica e u não sofre restrições. (OGATA, K. , 1993)

As matrizes Q e R relacionam a importância relativa do erro e do gasto da energia de controle. Supondo que a matriz $A-B*K$ é estável, ou que seus autovalores possuem partes reais negativas, substituindo a equação $u(t) = -K*x(t)$ na equação de modelo do sistema e minimizando J com relação a K , obtemos a matriz ótima K . Assim a lei de controle para um sistema LQR é dado por

$$u(t) = -K * x(t) = -R^{-1} * B^T * P * x(t) \quad (22)$$

A matriz P na equação 20 deve satisfazer a equação algébrica matricial de Riccati (OGATA, K., 1993)

$$A^T * P + P * A - P * B * R^{-1} * B^T * P + Q = 0 \quad (23)$$

No presente trabalho a matriz de controle K foi determinado e as simulações realizadas, utilizando o software computacional “Matlab”, fixando-se a matriz R e variando-se a matriz Q anteriormente descrita.

Considerando as matrizes A, B e C apresentadas nos resultados pelo método de imposição de pólos, fixando o valor da matriz R como sendo igual a I, e variando a matriz Q, de acordo com os resultados abaixo:

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 1500 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1500 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1500 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1500 \end{bmatrix}$$

Utilizando os valores das matrizes Q e R acima obtemos a matriz de controle K que posiciona os pólos inicialmente localizados em $s = [0; -1,1062; 0; 0,5977]$ para $s = [-1; -85,6868; -46,2874; -1,0002]$, em um sistema característico conforme a equação (19).

O gráfico da figura 3.5, apresenta o gráfico do deslocamento da mesa XY, considerando uma força de saturação do sistema de 20 N, adotando um deslocamento inicial de 30 mm para as mesas X e Y e velocidades iniciais nulas.

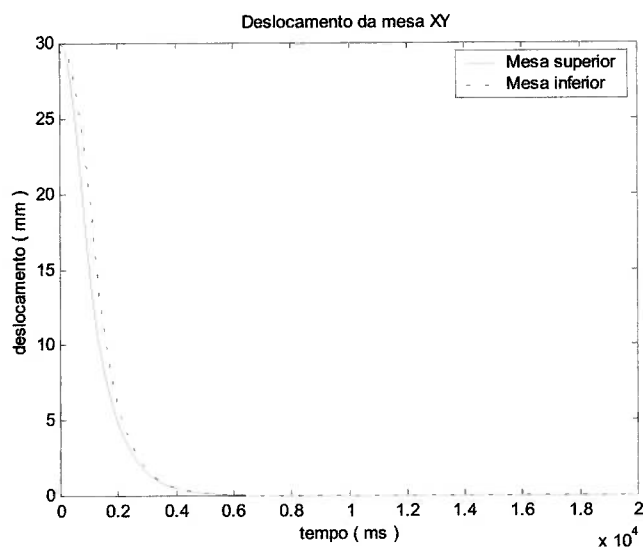


Figura 3.5 Deslocamento da mesa XY utilizando LQR

Na simulação apresentada na figura 3.5, a mesa X estabilizou em $5.4e-008$ mm e a mesa Y estabilizou em $4.6e-008$ mm, ambas as mesas partindo de um deslocamento inicial de 30 mm.

A figura 3.6 a seguir, representa o gráfico da força de atuação na mesa XY.

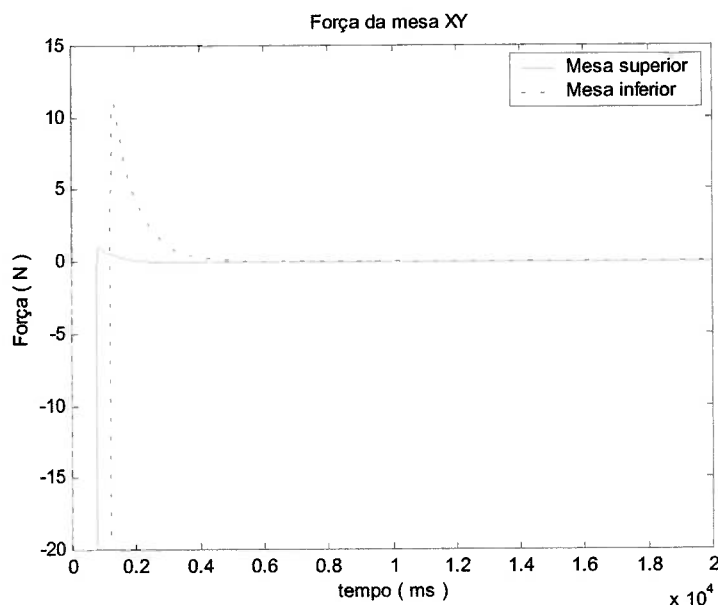


Figura 3.6 Força da mesa XY utilizando LQR

Nota-se na figura 3.6 que a curva da força para a movimentação da mesa X difere ligeiramente da curva da força para a movimentação da mesa Y. As forças para a movimentação das mesas X e Y estabilizam no valor zero, partindo da força de saturação do sistema equivalente a 20 N.

3.4) Projeto de controle por “Deadbeat control”

Com a intenção de melhorar ainda mais a precisão do posicionamento final da mesa e devido à necessidade da implementação física trabalhar em sistema discreto, foi projetado um sistema de controle do tipo “Deadbeat”.

O conceito da resposta “Deadbeat” é único para sistemas de controle em tempo discreto. Não existe resposta Deadbeat em sistemas de controle em tempo contínuo. Em controle “deadbeat”, qualquer vetor de erro diferente de zero será direcionado ao zero em no máximo n períodos de amostragem, onde n corresponde a ordem do sistema. Note que não é fisicamente possível aumentar o módulo do sinal de controle ilimitadamente. Se esse módulo é grande o suficiente, o fenômeno da saturação deve ser levado em consideração.

Para o sistema linear, de modo análogo ao sistema de equações 13, porém, adotando as matrizes A e B nas formas discretizadas, temos a estratégia de controle correspondente à $|s^*I - A + B^*K| = 0$ (24)

O Observador de estados deve ser calculado de maneira que a equação característica seja:

$$|s^*I - A + C^*K_e| = 0, \quad (25)$$

onde K_e corresponde ao ganho do observador de estados (OGATA, K., 1995).

Alocando os pólos para zero, obtemos a matriz de ganho do controlador K ,

$$K = 1 * 10^5 \begin{bmatrix} 4.5225 & 0.0068 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 8.3685 & 0.0125 \end{bmatrix}$$

de maneira análoga para o observador de estados, obtemos

$$K_e = \begin{bmatrix} 1.9989 & 998.3420 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.9994 & 999.1039 \end{bmatrix}$$

O gráfico da figura 3.7 abaixo, mostra o gráfico da resposta do movimento da mesa XY, utilizando um controle do tipo “Deadbeat control”, com deslocamento inicial de 30 mm para as mesas X e Y e velocidades nulas, com saturação da força do sistema.

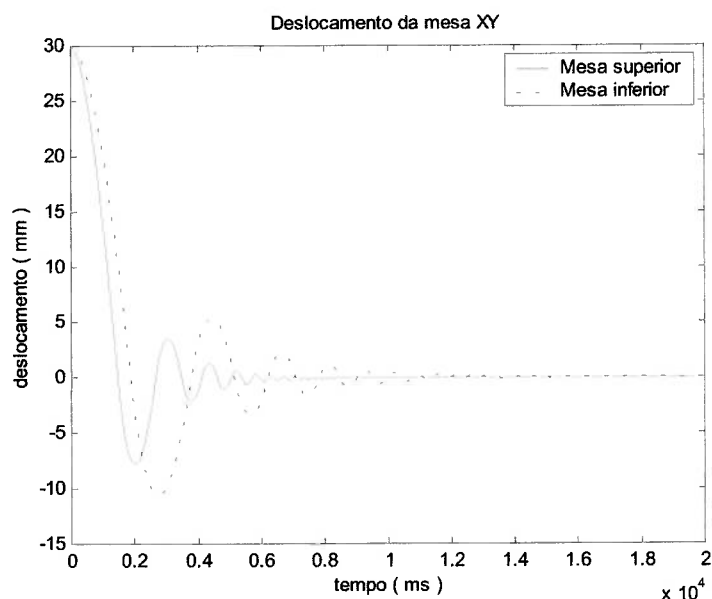


Figura 3.7 Movimento da mesa XY por “Deadbeat control”

De acordo com o gráfico da figura 3.7, podemos notar uma convergência mais precisa que os outros tipos de controle demonstrados neste trabalho. Em simulação feita no software “Matlab”, a mesa superior X, bem como a mesa inferior Y estabilizaram em 0 mm, ambas partindo de um deslocamento inicial de 30 mm.

A figura 3.8 a seguir, representa o gráfico da força necessária para a movimentação da mesa XY em função do tempo para um controle do tipo “Deadbeat”. Da mesma maneira como realizados nas simulações dos outros tipos de controle, a força do sistema foi limitada em 20 N.

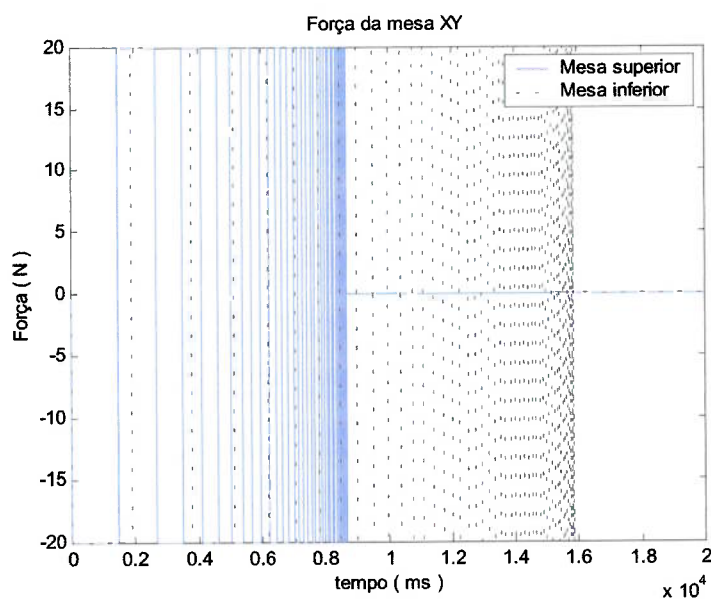


Figura 3.8 Forças na mesa XY utilizando “Deadbeat control” com saturação

No gráfico da figura 3.8, observa-se que a força para a movimentação da mesa atua até que o deslocamento estabilize no valor zero. Os ganhos de controle com valores elevados em um sistema saturado em 20 N, faz com que o sentido de ação da força se alterne até que o sistema estabilize no valor desejado.

Tabela 3.1 Tabela de resultados dos controles

A tabela 3.1 apresenta os resultados dos valores de estabilização das mesas X e Y, das simulações realizadas com o software “Matlab” utilizando os três tipos de controle “Imposição de Pólos”, “LQR”, “Deadbeat”.

Tipo de controle	mesa X (superior)	mesa Y (inferior)
Imposição de Pólos	1.4e-075 mm	1.6e-074 mm
LQR	5.4e-008 mm	4.6e-008 mm
Deadbeat	0 mm	0 mm

Nas simulações dos controles utilizado para o posicionamento da mesa XY, foram adotados um deslocamento inicial das mesas X e Y = 30 mm e velocidades iniciais nulas. Os valores apresentados na tabela 3.1 mostram os valores de estabilização das mesas X e Y utilizando os três tipos de controle anteriormente descritos.

Analisando a tabela dos resultados das simulações dos diferentes tipos de controle, nota-se que os controles do tipo “Imposição de Pólos” e “LQR”, descrevem um movimento assintótico, uma vez que, o sistema parte de um deslocamento inicial de 30 mm e apresentam valores muito próximos de zero, após uma simulação de 20 segundos.

Pode-se observar também, que o controle do tipo “Deadbeat”, apresentou melhor performance entre as simulações realizadas, o que levou a utilização deste método.

3.5) Modelamento do sistema de controle para uma mesa XY por “Deadbeat Control” comandada por motor DC

Para movimentar a mesa de maneira automática por meio de motores elétricos, foi acrescentado o modelo da sua dinâmica ao sistema de controle para garantir melhor precisão de posicionamento, assim, de maneira análoga ao item 2.1, inicialmente foi adotado um modelamento para um sistema de um grau de liberdade (X), devido à semelhança ao modelo composto por dois graus de liberdade (X-Y) utilizado no projeto.

O equacionamento do modelo da mesa considerando-se um grau de liberdade, com movimentação direta por parafuso de rosca-sem-fim acionado por motor elétrico, pode ser escrito da seguinte forma:

$$m \cdot \ddot{x} + b \cdot \dot{x} = F_{ext}$$

$$J \cdot \ddot{\gamma} + b_p \cdot \dot{\gamma} = -\tau_{ext} + K_t \cdot i \quad (26)$$

$$R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + K_v \cdot \dot{\gamma} = U$$

Sendo,

m : Massa da mesa em questão

b: Amortecimento viscoso da mesa

F_{ext} : força necessária para a movimentação da mesa

J : inércia do motor adicionado a inércia do parafuso

b_p : amortecimento viscoso do parafuso de movimentação da mesa

τ_{ext} : força de movimentação da mesa

K_t : Constante de torque do motor elétrico

R_a : Resistência elétrica do motor elétrico

L_a : Indutância do motor elétrico

K_v : Constante de tensão do motor elétrico

U : Tensão de alimentação do motor elétrico

ia : Corrente de alimentação do motor elétrico

γ : Movimento angular do parafuso de movimentação da mesa

As duas primeiras equações do sistema de equações (26) correspondem à dinâmica da mesa e a última equação corresponde à dinâmica do motor elétrico.

Sendo p o passo do parafuso de movimentação da mesa, o deslocamento x apresentado abaixo corresponde ao deslocamento linear da mesa em função do deslocamento angular γ .

$$x = \frac{p}{2 * \pi} * \gamma \quad (27)$$

Derivando a equação (27) em relação ao tempo, obtemos a velocidade e aceleração relativa ao deslocamento x que corresponde ao movimento da mesa X .

$$\dot{x} = \frac{p}{2 * \pi} * \dot{\gamma},$$

$$\ddot{x} = \frac{p}{2 * \pi} * \ddot{\gamma}$$

Substituindo as equações de x, \dot{x} e \ddot{x} na primeira equação do sistema de equações (26), resulta:

$$m * \ddot{x} + b * \dot{x} = \frac{\tau_{ext} * 2 * \pi}{p}$$

$$m * \frac{p}{2 * \pi} * \ddot{\gamma} + b * \frac{p}{2 * \pi} * \dot{\gamma} = \tau_{ext} * \frac{2 * \pi}{p} \quad (28)$$

$$m * \frac{p^2}{4 * \pi^2} * \ddot{\gamma} + b * \frac{p^2}{4 * \pi^2} * \dot{\gamma} = \tau_{ext}$$

Adicionando a equação 28 com a segunda equação do sistema de equações 26, obtemos

$$\left(J + \frac{m * p^2}{4 * \pi^2} \right) * \ddot{\gamma} + \left(bp + \frac{b * p^2}{4 * \pi^2} \right) * \dot{\gamma} - Kt * i = 0 \quad (29)$$

$$\dot{i}a = -\frac{Ra}{La} * ia - \frac{Kv}{La} * \dot{\gamma} + \frac{U}{La}$$

Admitindo,

$$BM = bp + \frac{(B * p^2)}{(4 * \pi^2)} \quad (30)$$

$$Am = \left(J + \frac{m * p^2}{4 * \pi^2} \right)$$

Escrevendo em espaço de estado o equacionamento da mesa para um grau de liberdade,

$$\begin{bmatrix} \dot{\gamma} \\ \dot{\gamma} \\ \dot{\gamma} \\ \dot{i}a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{-BM}{Am} & \frac{Kt}{Am} \\ 0 & \frac{-Kv}{La} & \frac{-R}{La} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \gamma \\ \dot{\gamma} \\ \dot{\gamma} \\ i a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ \frac{1}{La} \end{bmatrix} * u \quad (31)$$

de maneira análoga a um sistema com um grau de liberdade (31), a representação em espaço de estado da mesa para um sistema composto por dois graus de liberdade, resulta:

$$\begin{bmatrix} \dot{\gamma}x \\ \dot{\gamma}x \\ \dot{i}ax \\ \dot{\gamma}y \\ \dot{\gamma}y \\ \dot{i}ay \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-BMx}{Amx} & \frac{Kt}{Amx} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-Kv}{La} & \frac{-Ra}{La} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-BMy}{Amy} & \frac{Kt}{Amy} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-Kv}{La} & \frac{-Ra}{La} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \gamma x \\ \dot{\gamma} x \\ \dot{i} a x \\ \gamma y \\ \dot{\gamma} y \\ \dot{i} a y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{La} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{La} \end{bmatrix} * u$$

Resultado das simulações do controle da mesa XY, com a dinâmica do motor

As simulações realizadas para a mesa XY com a dinâmica do motor, foi utilizado um controle do tipo “Deadbeat” com força de saturação de 20 N.

Utilizando os dados experimentais do item 3.1, em um sistema do tipo:

$$\dot{x} = A * x(t) + B * u(t)$$

$$y(t) = C * x(t)$$

as matrizes A, B e C do sistema de equações representado em espaço de estados, resulta em

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -9845 & 21265 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & -2000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -98039 & 211765 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -4 & -2000 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 185.1852 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 185.1852 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Utilizando um controle do tipo “Deadbeat”, os valores dos ganhos da matriz de controle K em sistema discreto, simulado no software “Matlab”, resulta

$$K = 1000 * \begin{bmatrix} 5.7981 & 0.0006 & 0.0060 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5.7996 & 0.0001 & 0.0060 \end{bmatrix}$$

E os valores do ganho da matriz do observador de estados, K_e resultante é

$$K_e = \begin{bmatrix} 1.1339 & 41.6261 & 15.3351 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.1341 & 41.7501 & 18.9327 \end{bmatrix}$$

Conforme a especificação do projeto apresentada no item 3.1 e detalhada no item 4, admitindo uma tensão de saturação de 2 V da saída da placa AD/DA do computador e uma tensão variando de -2V a 2V correspondente ao deslocamento da mesa fornecido pelo potenciômetro de fio, o gráfico da figura 3.9 apresenta o deslocamento da mesa superior X e da mesa inferior Y em função do tempo, onde foi adotado para ambas as mesas um deslocamento inicial de 1 cm (~1 volt no potenciômetro de fio).

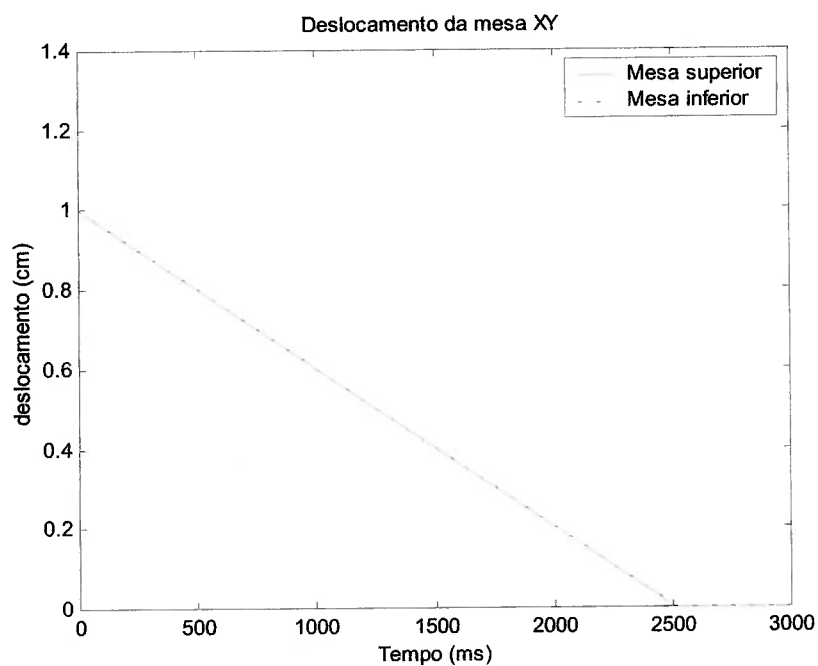


Figura 3.9 Deslocamento da mesa XY, com dinâmica do motor

De acordo com o gráfico da figura 3.9, ambas as mesas se movem praticamente juntas, estabilizando ambas em 0.0003 volts (aproximadamente 0.0003 cm).

Para facilitar a visualização do comportamento do gráfico da figura anterior, o gráfico da figura 3.10 apresenta o deslocamento da mesa XY em uma escala ampliada da região de estabilização do sistema:

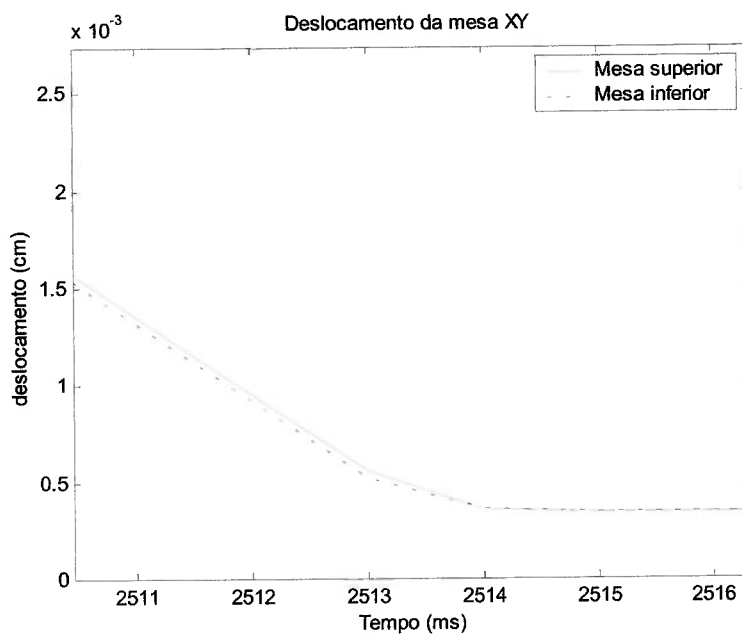


Figura 3.10 Ampliação do gráfico do deslocamento da mesa

A figura 3.11 a seguir, representa o gráfico da tensão de saída do computador para a movimentação da mesa XY em função do tempo para alimentação dos motores DC, utilizando um controle do tipo "Deadbeat".

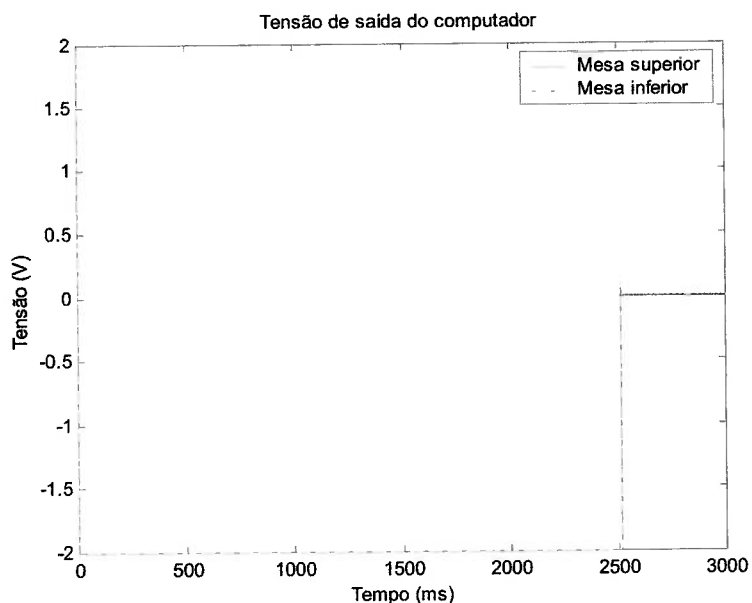


Figura 3.11 Tensão de saída do computador para alimentação dos motores DC

O computador possui duas saídas de tensão analógicas, onde cada uma delas controla o movimento de uma mesa. O gráfico da figura 3.11, mostra que a tensão de saída do computador para a movimentação das mesas são praticamente idênticas ao longo do tempo. A tensão de saída do computador é amplificada no amplificador de potência até uma tensão máxima de 12 volts e 0.5 amper, para o acionamento dos motores DC que controlam o movimento das mesas.

3.6) Inclusão de atrito na modelagem do sistema de controle para uma mesa XY

A utilização de um modelo linear determinado não considera a existência de atritos não lineares que prejudicam as características de desempenho. Às componentes de atrito estático e de Coulomb fornecem maiores contribuições para a caracterização do fenômeno. O uso de controladores com ganhos elevados em malha fechada diminui os efeitos indesejáveis dos atritos não lineares. A presença de atrito de Coulomb e estático é observado principalmente como uma tendência de impedir o movimento quando a força do controle está em um nível baixo, e o efeito é evidente quando a operação envolve controle preciso de posição de estado estático, ou movimento lento variando o sinal de referência. (LEWIS & YANG, 1997)

O modelo de controle para a mesa XY, considerando os efeitos de atrito não lineares, permanece idêntico ao modelamento do sistema de controle da mesa XY comandada por motor DC, apresentado no item 3.5, com os parâmetros definidos no item 3.

A introdução do efeito de forças de atrito não lineares em um sistema de controle de movimento, consiste basicamente na consideração de três modos apresentados na seqüência, onde são analisados os parâmetros da força f (força aplicada à mesa) e a velocidade da mesa a ser posicionada antes de executar cada interação.

Modo 1

O atrito estático é observado quando a velocidade é nula. Se uma força f é aplicada à uma massa com velocidade inicial nula, a força aumenta até que sua amplitude supere a força estática F_s , quando inicia o movimento. O modo estático é descrito por:

$$V=0 \text{ e } |f_a| \leq F_s \quad (32)$$

Se a força é positiva e excede a força estática, a simulação muda para uma velocidade positiva descrita no modo 2.

Modo 2

Com velocidade positiva e diferente de zero, a força estática é substituída pela constante de Coulomb (F_c) com $F_c \leq F_s$, onde f_c (atrito de Coulomb) corresponde à uma força constante direcionada em sentido contrário ao movimento do corpo.

$$f(t) = M * \ddot{x} + B * \dot{x} + F_c \quad (33)$$

$v > 0$;

Modo 3

Uma velocidade diferente de zero também pode ser obtida se a força aplicada possuir um valor negativo suficiente para superar o valor da força estática. Nesse caso, a simulação muda para uma velocidade negativa descrita a seguir.

$$F(t) = M * \ddot{x} + B * \dot{x} - F_c \quad (34)$$

$V < 0$;

Se a força inicial produz o movimento e então diminui ou muda o sinal, o modo 2 não é interrompido até que a velocidade seja zero. Agora possui duas ações possíveis. Se $f(t) < F_s$ quando a velocidade retorna para zero então a simulação retorna ao modo 1. No entanto, a presença de inércia pode causar a velocidade e a demora na variação da resposta da força, e se a força possuir um valor menor que $-f_s$, então a velocidade retorna a zero, e a simulação mudará para o modo 3. Se a velocidade retornar a zero, o sistema mudará para o modo 1 ou 2.

As simulações apresentadas na seqüência deste item foram realizadas somente para a mesa X, com a finalidade de fornecer uma comparação do comportamento entre um sistema com atrito não linear e um sistema sem atrito linear.

O gráfico da figura 3.12 apresentado na seqüência, representa o gráfico do deslocamento da mesa superior X, com a atuação de forças não lineares e do mesmo sistema sem atuação de forças não lineares, em função do tempo, adotando um deslocamento inicial correspondente a tensão de 1 volt no potenciômetro de fio (~1 cm).

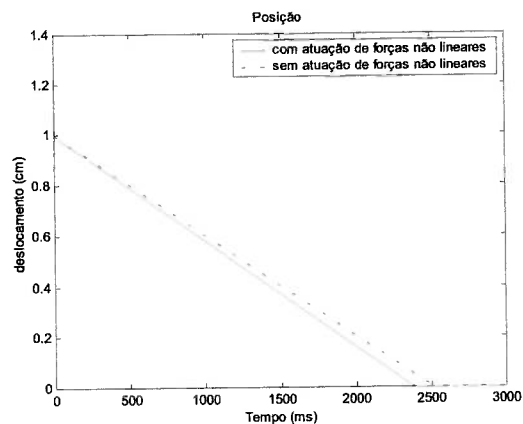


Figura 3.12 Deslocamento da mesa X em sistema linear e não linear

De acordo com o gráfico acima, o sistema de controle com forças não lineares, apresentou uma ligeira melhora no desempenho em relação ao mesmo sistema linear. A convergência do controle adotando as forças não lineares apresentou uma melhora de 0,000044 cm em relação ao mesmo sistema desconsiderando as forças não lineares.

Para melhor visualização, a figura 3.13, abaixo, apresenta uma ampliação da região de estabilização do sistema, apresentado na figura 3.12.

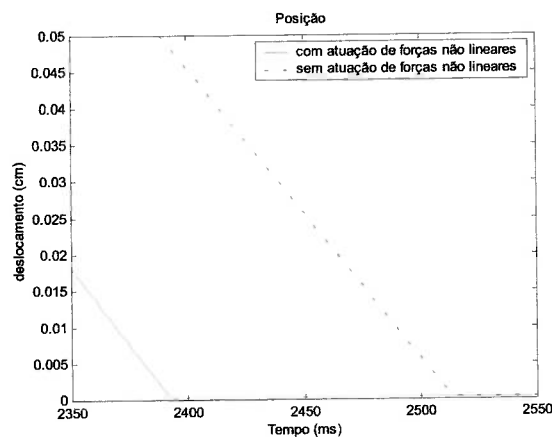


Figura 3.13 Ampliação do gráfico do deslocamento da mesa X

A figura 3.14 a seguir, representa o gráfico da tensão de saída do computador para a movimentação da mesa XY em função do tempo em ms para alimentação dos motores DC, utilizando um controle do tipo “Deadbeat control”. A linha contínua representa a força necessária para a movimentação da mesa superior X com atuação das forças estáticas não lineares e a linha tracejada corresponde a força necessária para a movimentação da mesma mesa X em um sistema linear.

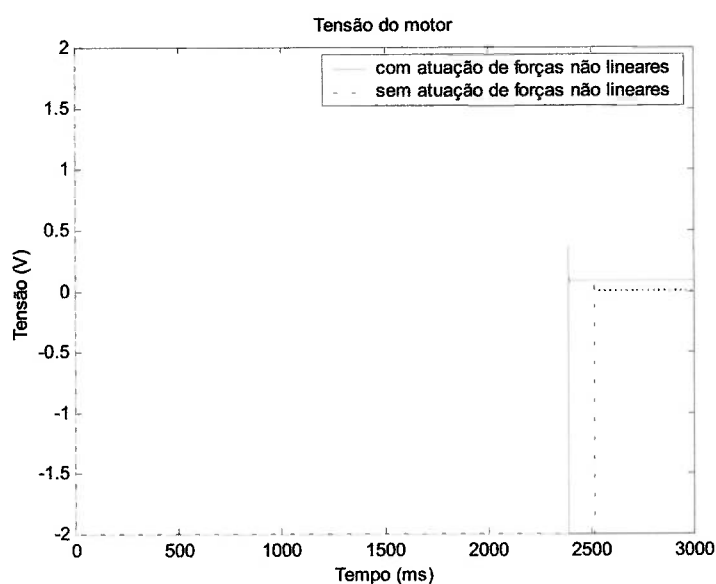


Figura 3.14 Tensão de saída do computador para um sistema não linear

O gráfico da figura 3.14 mostra que a tensão de saída do computador, para a movimentação da mesa X ao longo do tempo, para um sistema de controle não linear não estabiliza em zero, devido a tensão fornecida pelo computador ser insuficiente para o motor superar a força de Coulomb (f_c), por outro lado, em um sistema linear, a tensão estabiliza no valor zero devido a desconsideração de forças estáticas.

Para a simulação do sistema de controle considerando as forças de atrito estático (f_s) e atrito de Coulomb (f_c), são analisadas a velocidade e a força aplicada pelo motor, de maneira que a força aplicada à mesa supere a força de Coulomb (f_c), em um sistema em movimento, até atingir o posicionamento esperado

A figura 3.15 a seguir, representa o gráfico da velocidade da mesa X em função do tempo, considerando a atuação das forças estáticas não lineares e considerando um sistema linear.

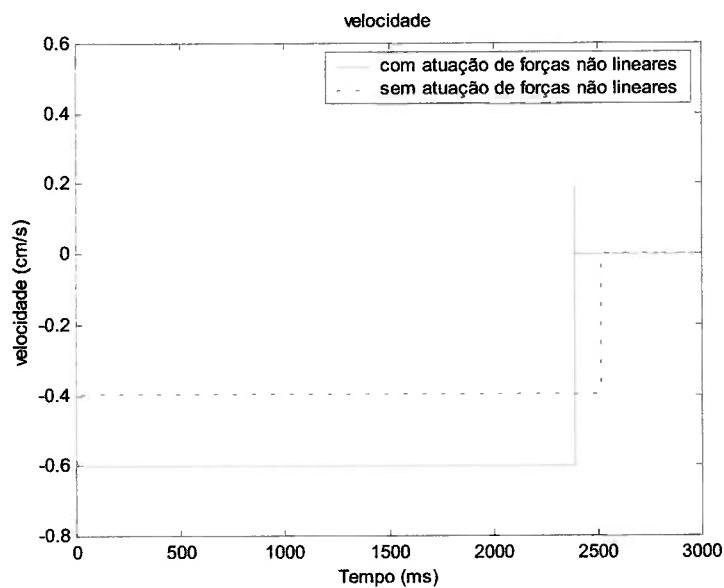


Figura 3.15 Velocidade da mesa X em função do tempo para sistema não linear

O gráfico da figura 3.15 mostra que velocidade da mesa X ao longo do tempo, considerando um sistema de controle não linear e um sistema de controle linear para o mesmo sistema, estabilizam em valor zero.

3.7) Filtro de Kalman aplicado ao apalpador eletrônico

Na presente dissertação, o Filtro de Kalman foi utilizado como um estimador ótimo com o objetivo de estimar a verdadeira posição baseado nas medidas obtidas pelo apalpador.

Um estimador é uma função que, aplicada sobre o vetor de observações produz uma estimativa ótima segundo algum critério.

Um estimador ótimo é um algoritmo computacional que processa as medições conduzindo a um erro mínimo de estado estimado, utilizando o conhecimento do sistema e medições dinâmicas, levando em conta ruídos, erros de medição e a condição inicial do sistema.

A escolha do critério de otimização leva a uma série de procedimentos de estimação. Uma primeira classificação, bastante comum, é a de se separar os estimadores em Bayesianos e não Bayesianos. Um estimador Bayesiano é aquele que se preocupa em obter, para qualquer instante de tempo, a função densidade de probabilidade do vetor de estado, condicionado às medidas feitas. Estimadores não Bayesianos são aqueles em que não há a necessidade de se obter a função densidade condicionada.

Provavelmente a técnica mais comum de filtro ótimo foi desenvolvida por Kalman para estimar o estado de um sistema linear.

O filtro de Kalman é um estimador Bayesiano não viesado de mínima variância de erro. Isso significa que, em condições iniciais, o filtro de Kalman produz uma estimativa, que em média deve empatar com o valor verdadeiro do vetor de estado.

O filtro de Kalman discreto/ discreto corresponde a uma sucessão de propagações e atualizações, onde foi adotado o sobrescrito “-” para os valores na propagação e “^” para os valores imediatamente após a atualização .

Dado um modelo de observações do tipo:

$$\dot{\theta} = A * \theta(t) + B * u(t)$$

$$y(t) = C * \theta(t)$$

conforme descrito no item 3.1, o ciclo de propagação para o filtro de Kalman em um sistema discreto pode ser escrito como:

$$\text{Média : } \bar{\theta}(k+1) = \Phi(k+1, k) * \hat{\theta}(k) \quad (35)$$

$$\text{Covariância : } \bar{P}k(k+1) = \Phi(k+1, k) * \hat{P}k(k) * \Phi^T(k+1, k) + \Gamma(k) * Qk(k) * \Gamma^T(k) \quad (36)$$

Ciclo de atualização:

$$\text{Média : } \hat{\theta}(k+1) = \bar{\theta}(k+1) + Gk(k+1) * [y(k+1) - Cd(k+1) * \bar{\theta}(k+1)] \quad (37)$$

$$\text{Covariância : } \hat{P}k(k+1) = \bar{P}k(k+1) - Gk(k+1) * Cd(k+1) * \bar{P}k(k+1) \quad (38)$$

Ganho de Kalman :

$$Gk(k+1) = \bar{P}k(k+1) * Cd^T(k+1) * [Cd(k+1) * \bar{P}k(k+1) * Cd^T(k+1) + Rk(k+1)]^{-1} \quad (39)$$

Onde:

$k+1$ e k representam os instantes do tempo em que o sistema é amostrado

$\bar{\theta}$ é a média do estado

$\hat{\theta}$ é o estado estimado

$\bar{P}k$ é a média da covariância

$\hat{P}k$ corresponde a covariância estimada

Para o sistema acima, a matriz Φ corresponde à matriz de transição do sistema, onde:

$$\Phi = e^{A*dt} \quad (40)$$

As equações do filtro de Kalman acima correspondem às equações obtidas no filtro contínuo/discreto quando se usa a representação da matriz de transição de estado, fato este que deveria ser esperado.

Para a simulação do filtro de Kalman em questão, foram adotados A_d , C_d e B_d como sendo equivalentes a matriz de estado A , matriz de saída C e matriz de entrada B na forma discretizada.

O vetor de medidas $\hat{\theta}$ foi inicialmente adotado partindo de $\hat{\theta}=[0; 0]$. Este será atualizado no ciclo de atualização do filtro de Kalman e substituído na equação de $\bar{\theta}$ durante o ciclo de propagação, a cada interação.

Adotando a matriz de covariância de ruído no espaço como sendo:

$$Q_k = \Gamma(K) * Q_k(K) * \Gamma^T(K) \quad (41)$$

onde Q_k é uma matriz semi-definida positiva, neste trabalho adotado como sendo constante e igual a $Q_k=0,005*I$, onde I corresponde a matriz identidade.

A matriz de ruído $R_k(t)$ é sempre definida positiva e, assim como a matriz de covariância de ruído no estado, é simétrica e para a simulação em questão foi utilizado $R_k = 0,003 \text{ mm}^2$. Valores de ruído de medição elevados resultam em pequenos aumentos na inversa do erro de covariância e pouco contribuem para reduzir o erro estimado. Quando não existe ruído de medição, não existe a inversa do ruído, sendo necessária a utilização de outra expressão.

Neste trabalho, a matriz de covariância de erro \hat{P}_k também é adotada como sendo inicialmente igual a $0,005*I$, onde I é a matriz identidade de ordem 2. A matriz de covariância de erro será atualizada durante o ciclo de atualização e substituído na equação de \bar{P}_k durante o ciclo de propagação.

Escrevendo a equação do modelamento do apalpador em espaços de estado,

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_a * l^2}{J_a} & -\frac{B_a * l^2}{J_a} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_a} \end{bmatrix} * u \quad (42)$$

A mola do apalpador no modelo em questão, é fixada a uma distância l do ponto de rotação A da figura 2.5, fornecendo uma rigidez equivalente a $K_a * l^2$ e um amortecimento equivalente a $B_a * l^2$.

Utilizando os parâmetros definidos no item 3.1, na simulação do filtro de Kalman, a matriz de controle foi utilizada somente para diminuir o tempo de estabilização do sistema.

Alocando os pólos de malha aberta inicialmente localizados em $s = [0; 0,0005]$, para os pólos de malha fechada localizado em $s = [-0,01; -0,0105]$, sendo s correspondente aos autovalores da matriz de estados A do sistema em questão, foi obtida a matriz de ganho do controlador kk , utilizada na matriz de transição do sistema Φ .

$$kk = [0.0529 \quad 10.0833]$$

Resultados da simulação do filtro de Kalman

A simulação do apalpador com filtro de Kalman com ruído de entrada foi feita utilizando $Q_k = 0.005 \cdot I$ e $R_k = 0.003 \text{ mm}^2$, sendo I a matriz identidade de ordem 2. Os demais parâmetros da simulação não foram alterados em relação a simulação sem ruído de entrada.

O gráfico da figura 3.16, apresenta o resultado da simulação do deslocamento de uma distância θ em função do tempo, em um período de 7000 amostragens, utilizando o filtro de Kalman, com um ruído de entrada variando 0 à 0,0001 cm.

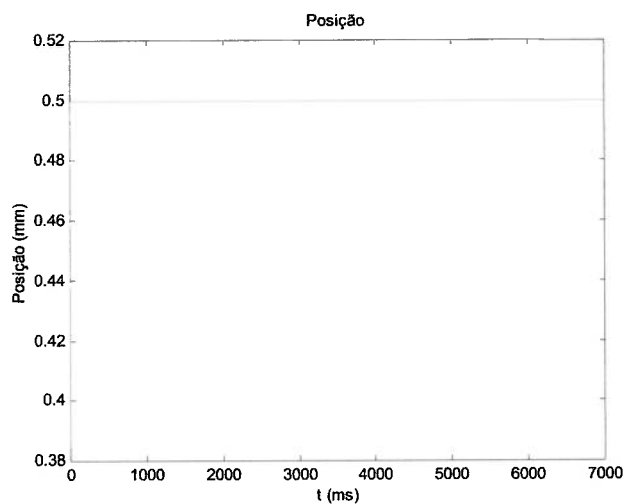


Figura 3.16 Deslocamento θ em função do tempo

De acordo com a figura 3.16, é possível observar o comportamento da posição estimada pelo filtro que utiliza um ganho k_k descrito anteriormente.

A simulação apresentada na figura 3.17, apresenta o gráfico da velocidade $\dot{\theta}$ estimada pelo filtro, em função do tempo.

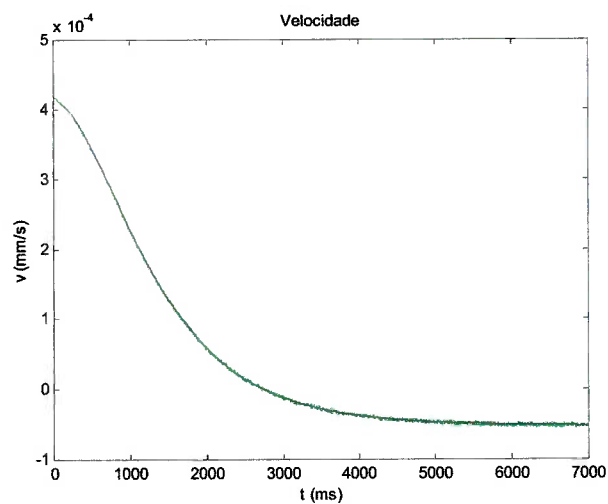


Figura 3.17 Velocidade em função do tempo

A figura 3.18 (abaixo) mostra o gráfico do comportamento do primeiro elemento da diagonal da matriz de covariância P_{k_est} ou $P_{k_est}(1,1)$ em função do tempo em ms.

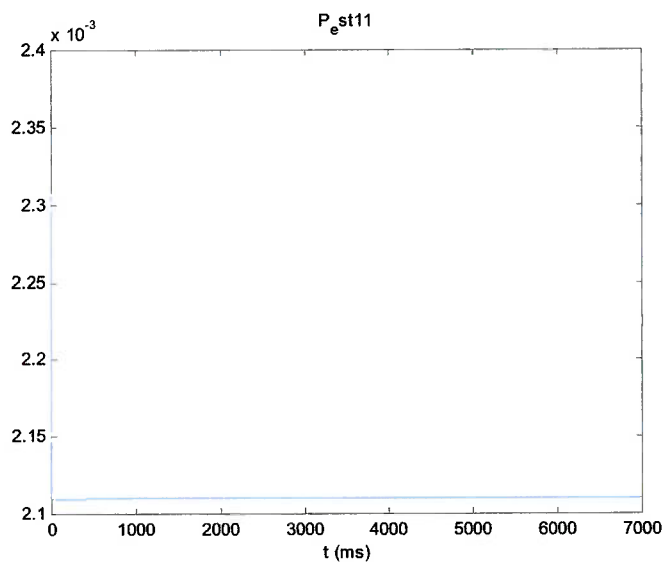


Figura 3.18 Covariância $P_{est}(1,1)$ em função do tempo

O gráfico da figura 3.19, mostra o comportamento do segundo elemento da segunda coluna da matriz de covariança P_{est} ou $P_{est}(2,2)$ em função do tempo em ms.

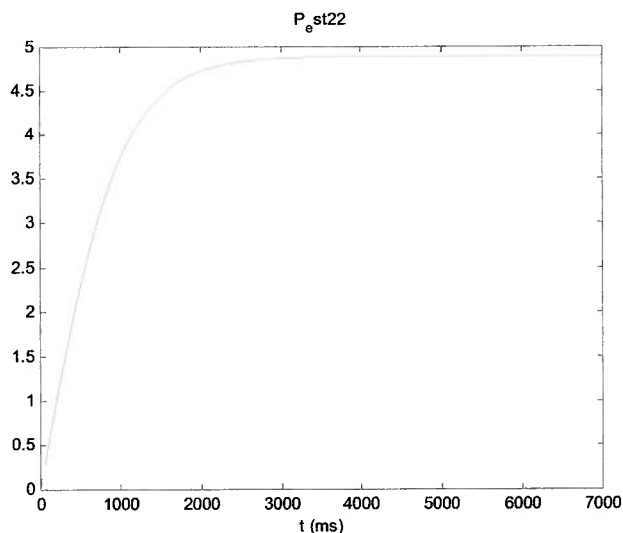


Figura 3.19 Covariância $P_{est}(2,2)$ em função do tempo

Para a simulação do filtro de Kalman com o ruído de entrada observou-se que a medida que se aumenta o valor nominal da incerteza R_k em relação a matriz de covariância de erro Q_k , o gráfico resultante da simulação apresenta-se de forma mais “limpa” do que quando utiliza-se um valor de R baixo em relação a matriz Q_k .

Pode-se observar no gráfico do primeiro elemento da matriz de covariância, apresentado na figura 3.18, que o sistema apresentou estabilidade em valores inferiores à variância do ruído de medida R_k , o que comprova a eficiência desse método.

3.8) Simulação final do conjunto

Como foi possível observar no item 3.7 que o filtro de Kalman reduz os ruídos brancos provenientes do conjunto através de algoritmos matemáticos. Este filtro foi aplicado para a alimentação do controle do tipo “Deadbeat” que também leva em consideração as não linearidades do sistema estático. Assim com a finalidade de comprovar a funcionalidade do conjunto, foi realizado uma nova simulação desta vez considerando juntamente o filtro de Kalman, controle do tipo “Deadbeat” e os atritos estáticos dinamicamente de acordo com o diagrama apresentado abaixo.

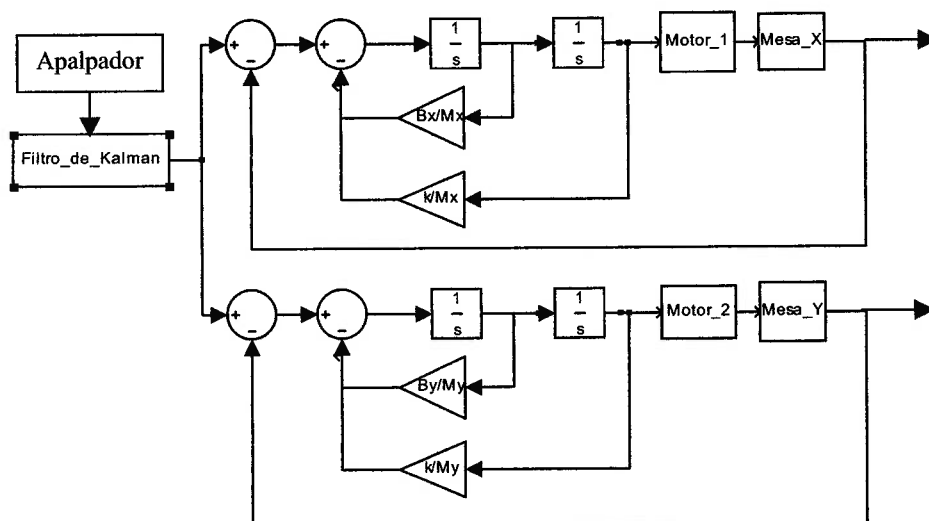


Figura 3.20 Diagrama da simulação do conjunto

No diagrama, um apalpador eletrônico, que percorre o padrão semi-esférico, gera sinais que, ao passar pelo Filtro de Kalman, fornecem as referências ao controlador para posicionamento da mesa XY e considera em seu algoritmo matemático as não linearidades devido ao atrito estático da mesa. A mesa controlada é movimentada por

motores DC e possui um sensor de posição para cada eixo de translação que realimentam o sistema.

Em uma simulação do conjunto descrito no início do presente item, para um deslocamento inicial de 0,5 cm e um ruído branco variando de 0 à 0,0001 cm na medida da posição, obtemos o gráfico dos valores de deslocamento estimados pelo filtro de Kalman, apresentado na figura 3.21.

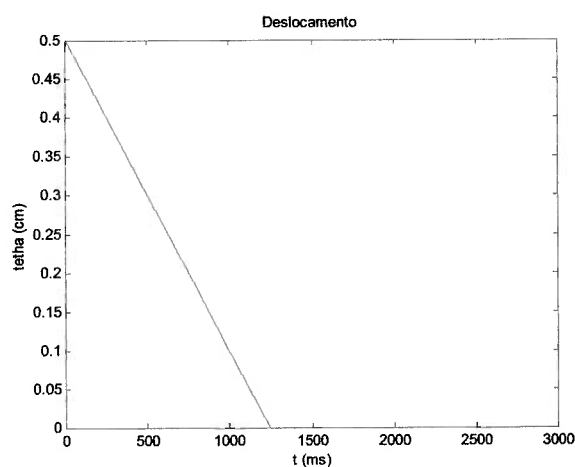


Figura 3.21 Valores estimados pelo filtro de Kalman

Para melhor visualização, a figura 3.22 apresenta uma ampliação da região de estabilização dos valores estimados pelo Filtro de Kalman (figura 3.21)

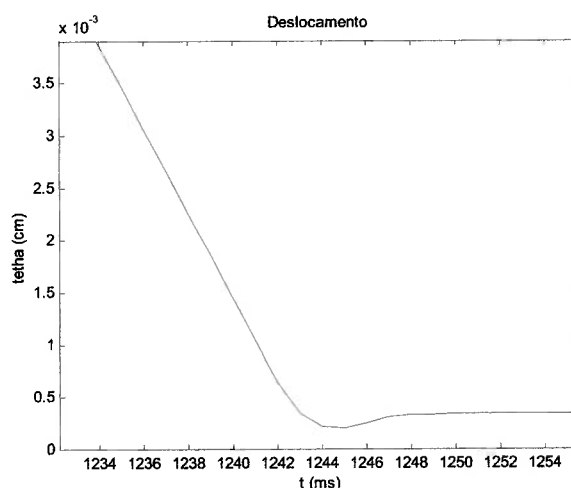


Figura 3.22 Ampliação do gráfico dos valores estimados pelo Filtro de Kalman

Os valores estimados pelo filtro de Kalman, foram utilizados como sendo o deslocamento da mesa XY. Para a simulação em questão, foram considerados deslocamentos iguais para as mesas X e Y.

O gráfico apresentado na figura 3.23 apresenta o deslocamento do conjunto final adotando um posicionamento inicial de aproximadamente 0,5 cm.

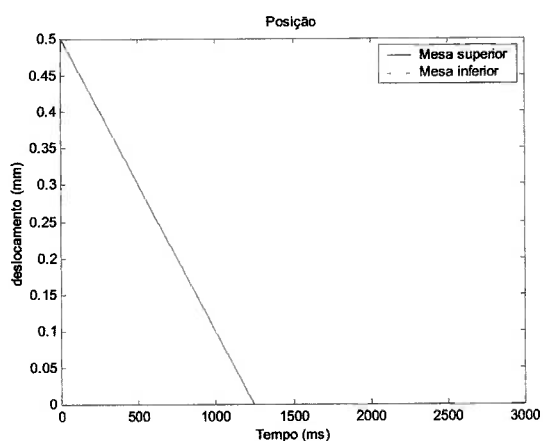


Figura 3.23 Gráfico do deslocamento do sistema de controle

Para facilitar a visualização, a figura 3.24 apresenta a região de estabilização do gráfico apresentado na figura 3.23 em uma escala ampliada.

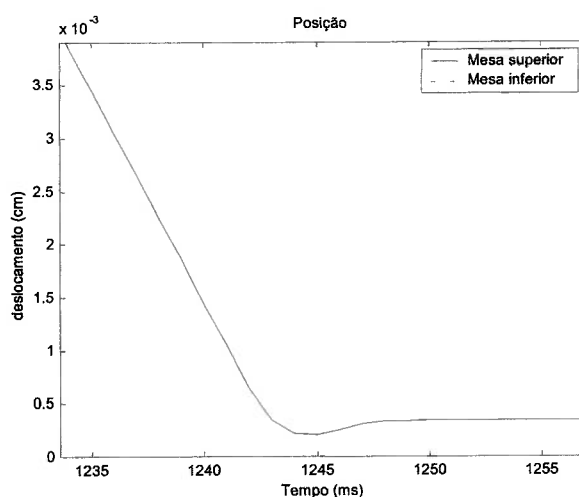


Figura 3.24 Ampliação do gráfico do deslocamento do sistema de controle

De acordo com o gráfico observamos um comportamento semelhante para ambas as mesas com um posicionamento final de 0,0004 cm.

A figura 3.25 apresenta o gráfico do primeiro elemento da diagonal da matriz de covariância P , ou $P(1,1)$ em função do tempo.

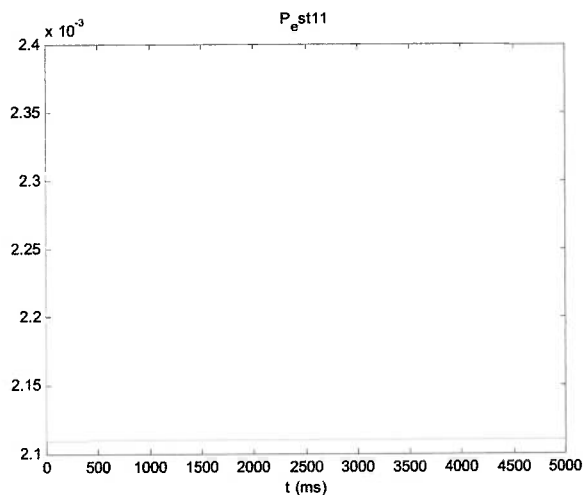


Figura 3.25 $P_{est}(1,1)$ em função do tempo

A figura 3.26 (abaixo) apresenta o gráfico do segundo elemento da diagonal da matriz de covariância P , ou $P(2,2)$ em função do tempo.

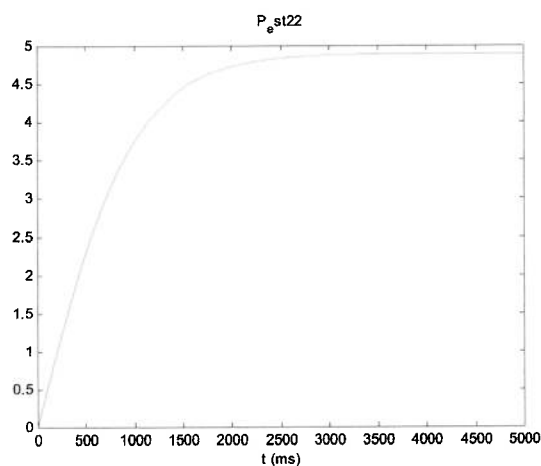


Figura 3.26 $P_{est}(2,2)$ em função do tempo

A velocidade de movimentação dos motores é controlada pela variação de tensão fornecida pela placa AD/DA. Com o objetivo de posicionar o sistema de acordo com a posição estimada pelo filtro e posicionada com o algoritmo de controle que controla o conjunto posicionador, o gráfico abaixo apresenta uma simulação da tensão de saída da placa AD/DA que alimenta os motores de movimentação da mesa. Foi considerada uma saturação de 2V que corresponde à faixa de trabalho da placa AD/DA utilizada para a construção do protótipo.

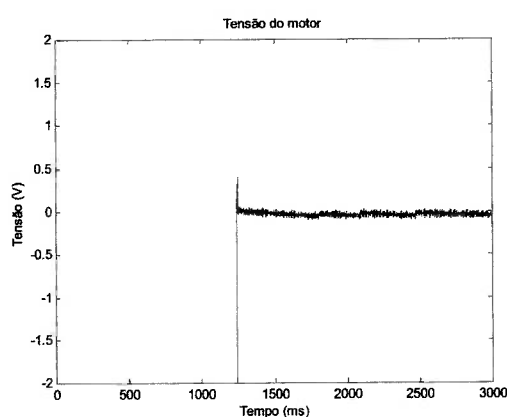


Figura 3.27 Tensão de saída do computador para alimentação dos motores DC

Em uma simulação do conjunto levando em consideração a atuação das forças estáticas não lineares, o gráfico da velocidade da mesa X em função do tempo é apresentado abaixo.

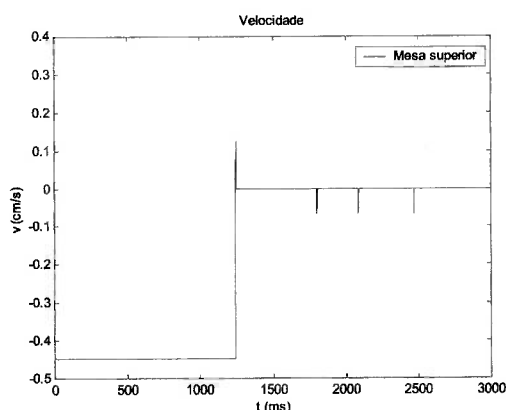


Figura 3.28 Velocidade de movimentação da mesa X

4) PROJETO E CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

A proposta inicial do trabalho consiste no desenvolvimento do projeto de um microposicionador para máquina de medição de circularidade . Devido às limitações financeiras, não é possível executar o projeto elaborado integralmente. Como alternativa para a constatação da funcionalidade do sistema, optou-se pela construção de um protótipo de conceito, usando dispositivos disponíveis que apresentassem, porém, condições razoáveis para a realização dos ensaios desejados. O protótipo foi então construído conforme especificado no item 3.1 e detalhado na seqüência deste capítulo, sendo possível dessa maneira, comprovar a eficácia do projeto elaborado, sempre levando em conta que os equipamentos utilizados não têm as características desejáveis para um dispositivo de precisão. Os equipamentos para uma versão final são aqueles apresentados no item final deste capítulo.

O protótipo foi construído e projetado utilizando-se motores DC, de marca Pittman e modelo GM8712 de 24 V para a movimentação da mesa XY. A mesa XY foi construída em aço inox, com guias de movimentação do tipo “rabo de andorinha” e movimentação por sistema de parafusos de rosca sem fim, controlados pelos motores elétricos. No item 4.1 são apresentados os parâmetros do protótipo de conceito construído. No item 4.2 é apresentado o esquema elétrico do amplificador que fornece a potência necessária para alimentação dos motores DC para o posicionamento da mesa XY.

O protótipo foi montado utilizando um computador “Pentium 100 MHz”, com 8 Mb de memória RAM, com programa feito em linguagem de programação “LABView”, que faz a comunicação com a placa de aquisição AD/DA “NI-DSP 2200”. Esta linguagem de programação foi utilizada por melhor se adequar aos recursos disponíveis.

O computador recebe os sinais da posição dos sensores de deslocamento acoplados a mesa XY, onde são processados e emitidos sinais de tensão analógica através da placa “NI DSP 2200”. Esses sinais passam, então, por um circuito elétrico onde são amplificados para alimentar os motores DC que movimentam a mesa para a posição desejada. Foram utilizados potenciômetros de fio do tipo “deslizante” como sensores de posição. A figura 4.1 abaixo apresenta a foto da mesa XY do modelo de estudo construído.

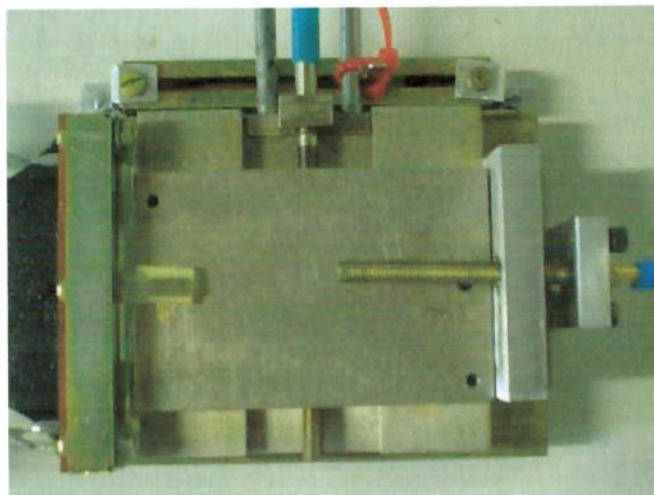


Figura 4.1 Foto da mesa XY do modelo de estudo construído

4.1) Especificações do protótipo

Os parâmetros relativos as especificações do protótipo são apresentados na tabela abaixo:

Tabela 4.1 Especificações do protótipo

Dados do motor:	Dados da mesa:
Constante de torque (K_t) = 0,0216 N.m/A	Peso da mesa superior = 0,452 kg
Constante de tensão (K_v) = 0,0216 V/rad/s	Peso da mesa inferior = 0,8366 kg
Resistência (R_t) = 10,8 Ω	Peso do motor = 0,1987 kg
Indutância (L_a) = 5,40 mH	Potenciômetro de fio = 0,0148 kg
Corrente sem carga (I_n) = 0,14 A	Haste de fixação do motor = 0,008 kg
Constante do motor (K_m)=0,00657 N.m/raiz(W)	
Inércia do rotor (J_m) = 0,00000092 kg.m ²	
Amortecimento viscoso (D) = 0,000043 N.m.s	
Redução: 2:1	
Eficiência: 0,81	
Torque máximo permitido 0,71 N.m	

4.2) Circuito elétrico do experimento

No computador utilizado para a construção do protótipo, foi instalada uma placa de aquisição AD/ DA “DSP-2200” da National Instruments, cuja faixa de trabalho é de -2.82 V até $+2.82\text{ V}$. No entanto, os motores utilizados para a movimentação da mesa XY trabalham com tensão de 24 V e 150 mA , sendo assim necessária a construção de um amplificador de sinal para alimentar os motores DC. Por questões de segurança, os motores foram alimentados com tensão média de 12 V .

O amplificador de potência é composto de uma fonte simétrica para fornecer a tensão e a corrente necessária para a movimentação dos motores e um controlador de tensão que amplificará a tensão de saída da placa do computador.

4.2.1) Fonte simétrica

A fonte simétrica, utilizada para alimentar o controlador de potência, é alimentada por um transformador AC e através do circuito converte uma tensão de entrada de 12 V AC para uma tensão de 12 V DC .

A figura 4.2 mostra o circuito elétrico da fonte simétrica

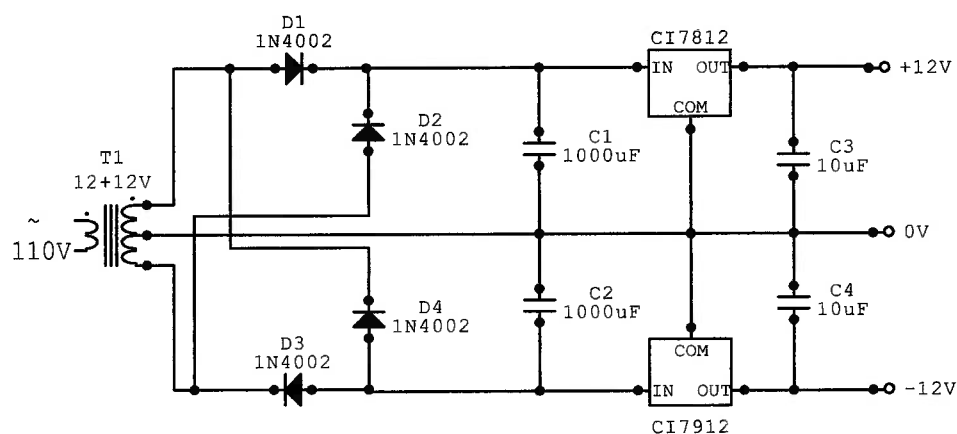


Figura 4.2 Fonte simétrica

Na figura 4.2, os seguintes símbolos foram utilizados:

CI 7812 – Regulador positivo de tensão

CI 7912 – Regulador negativo de tensão

D1 a D4 – 1N4002 – diodos de silício

T1 – Transformador com primário de acordo com a rede local e secundário de 12V+12V, com 1 A de corrente

C1, C2 – 1000 μ F x 25V – capacitor eletrolítico

C3, C4 – 10 μ F x 16V – capacitor eletrolítico

4.2.2) Controlador de potência

O controlador de potência tem a finalidade de controlar a tensão de alimentação do motor DC, com um sinal de tensão variando de $-2,8$ V a $+2,8$ V fornecido pelo computador. O controlador de potência controla a velocidade da saída do motor DC, inclusive seu sentido de rotação.

A figura 4.3 mostra o esquema elétrico do controlador de potência

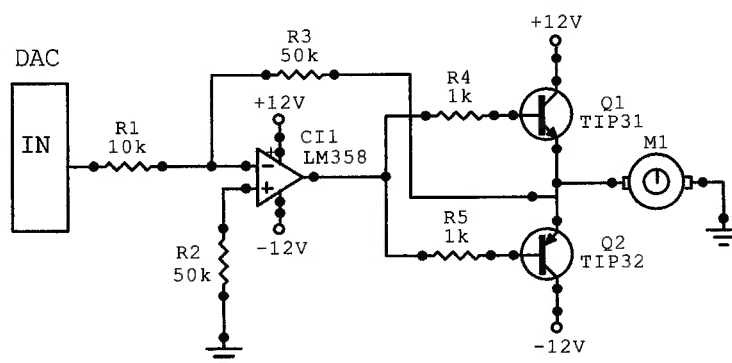


Figura 4.3 Controlador de potência

Na figura 4.3, os seguintes símbolos foram utilizados:

CI1 – LM358 – Amplificador operacional

Q1 – TIP31 – Transistor NPN de potência

Q2 – TIP32 – Transistor PNP de potência

R1 – Resistor de 10 k Ω

R2, R3 – Resistores de 50 k Ω

R4, R5 – Resistores de 1 k Ω

4.2.3) Sensor de posicionamento

Como sensor de posicionamento foram utilizados potenciômetros de fio do tipo “deslizante”, com resistores ligados em série para atenuar as tensões de entrada na placa do computador.

O potenciômetro de fio é alimentado com uma tensão constante e igual a 12V, fornecido pela fonte simétrica. Como a placa trabalha numa faixa de -2.8 V até $+2.8$ V, dois resistores foram ligados em série junto à saída do resistor “deslizante” para limitar a tensão na entrada do computador.

A figura 4.4 mostra o esquema elétrico do potenciômetro com dois resistores ligados em série para limitar a tensão de saída.

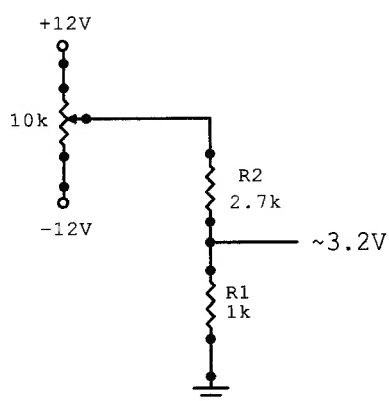


Figura 4.4 Esquema elétrico do potenciômetro de fio

Na figura 4.4, os seguintes símbolos foram utilizados

Potenciômetro de fio deslizante de $10k\Omega$

R1 – Resistor de $1k\Omega$

R2 – Resistor de $2.7k\Omega$

Com esse circuito a tensão máxima na entrada da placa AD/DA é dada por:

$$U = \frac{R_p * V_{cc}}{R_p + R} \quad (43)$$

Substituindo os valores, obtém-se:

$$U = 3.2 \text{ V}$$

que é compatível com as especificações da placa, já que não será utilizado o curso máximo dos potenciômetros de fio .

4.3) Desenho do conjunto elétrico

A figura 4.4 ilustra o desenho de conjunto da parte elétrica do protótipo montado. A tensão recebida pela placa do computador está simbolizada pelas letras “DAC IN”, limitada ao máximo de 3.2 V. O sinal de tensão emitido pelo computador está simbolizado por “DAC Out”. A parte mais a esquerda do esquema elétrico corresponde à fonte simétrica, a mais a direita ao controlador de potência e as partes superior e inferior do desenho correspondem aos sensores de deslocamento ou potenciômetros de fio deslizantes.

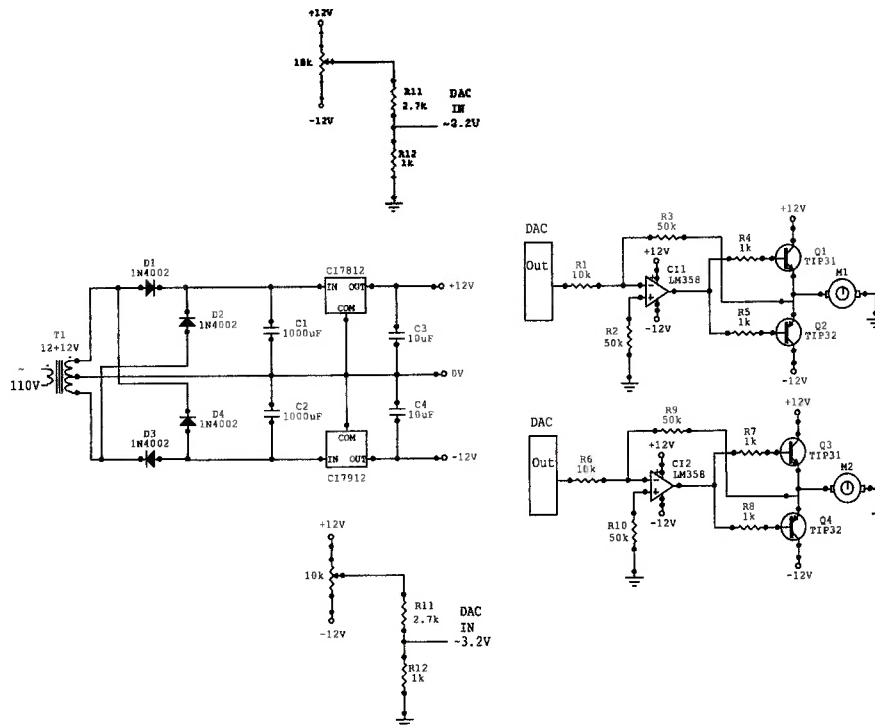


Figura 4.5 Desenho do conjunto elétrico

A figura 4.6 abaixo apresenta a foto do amplificador construído para o protótipo de conceito.

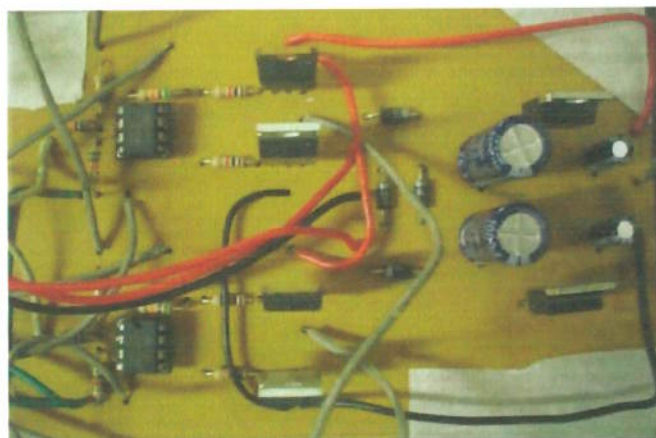


Figura 4.6 Foto do amplificador do protótipo de conceito

Seguem abaixo as fotos do conjunto completo do protótipo de conceito construído.

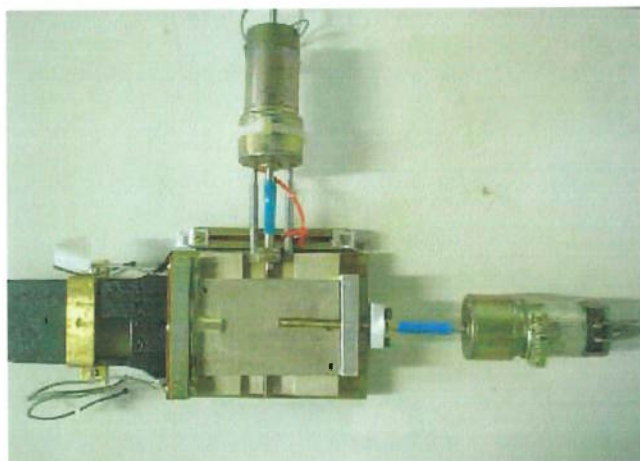


Figura 4.7 Conjunto completo

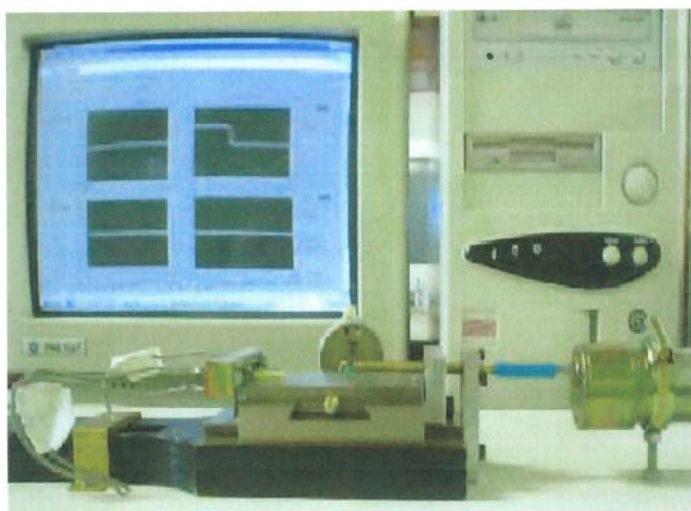


Figura 4.8 Foto lateral do conjunto

4.4) Resultados das simulações do protótipo de conceito construído

Para a comparação dos resultados obtidos em simulações numéricas com o modelo real, algumas simulações no modelo de estudo construído foram realizadas. Durante a simulação, foi observada uma variação de tensão de aproximadamente 0,003 V, correspondente a aproximadamente 30 μm de deslocamento no potenciômetro de fio utilizado para medição da posição, mesmo sem movimentação do conjunto. Por esse motivo, foi adotada uma zona morta de tensão de $\pm 0,005$ V ou aproximadamente ± 50 μm de deslocamento no potenciômetro. Além dessa tolerância, a saída de tensão da placa “NI-DSP 2200”, que tem faixa nominal de $-2,84$ V a $2,84$ V foi limitada a $\pm 2,5$ V por questões de segurança.

Uma simulação dinâmica realizada no protótipo de conceito, adotando um ciclo de 300 amostragens para o posicionamento da mesa. Nessa simulação, a mesa superior inicialmente localizada em 0,5 cm deve ser deslocada para a referência zero, enquanto a mesa inferior permanece parada, visando a verificação das possíveis influências da mesma ao movimento da mesa superior, na posição da inferior. O gráfico da figura 4.9 apresenta o deslocamento da mesa superior em função do tempo.

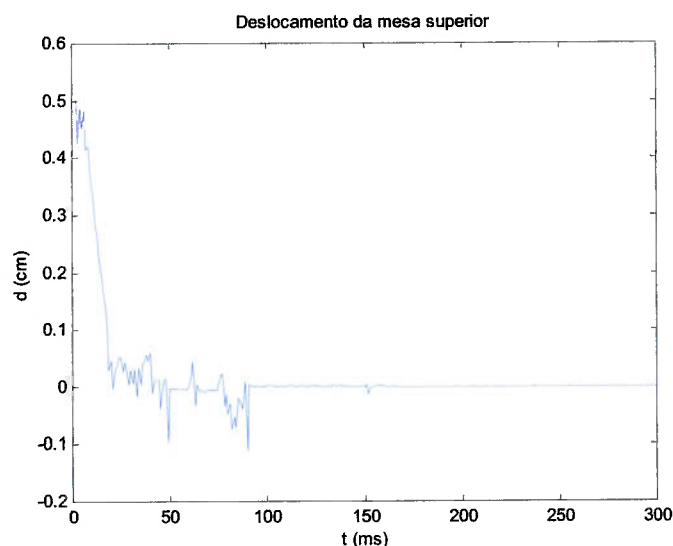


Figura 4.9 Deslocamento da mesa superior

A figura 4.10 apresentado na seqüência mostra o gráfico da velocidade da mesa superior em relação ao tempo.

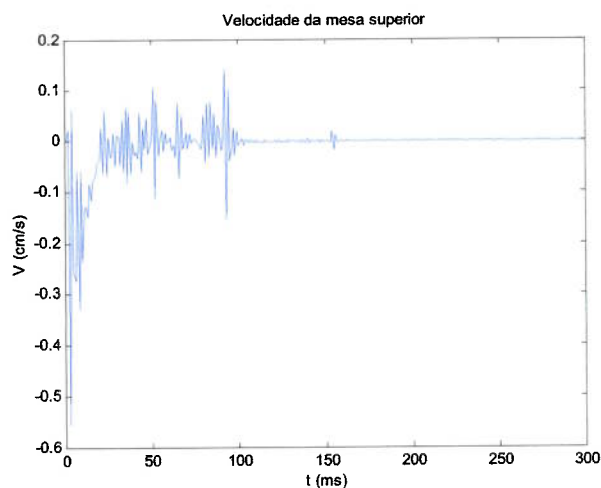


Figura 4.10 Velocidade da mesa superior

Para a alimentação dos motores elétricos, um sinal de tensão emitido pela placa AD/DA é amplificado para fornecer a potência necessária para seu funcionamento. A figura 4.11 apresenta o gráfico da tensão na saída da placa AD/DA para a movimentação do motor da mesa superior.

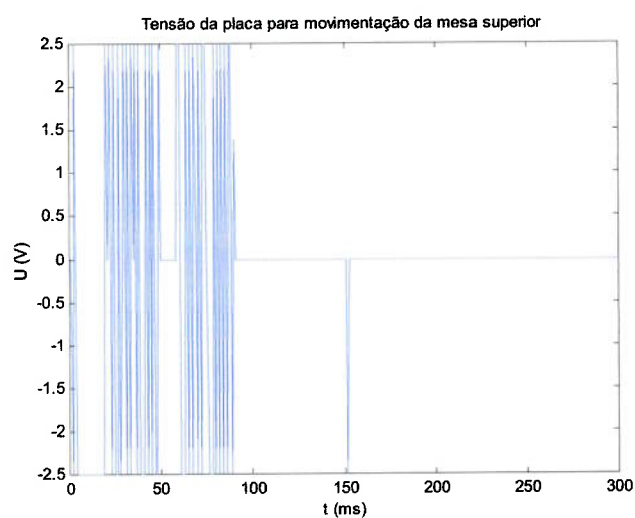


Figura 4.11 Tensão de saída da placa para a movimentação da mesa superior

Para a mesma simulação, o gráfico da figura 4.12 apresenta o deslocamento da mesa inferior em relação ao tempo.

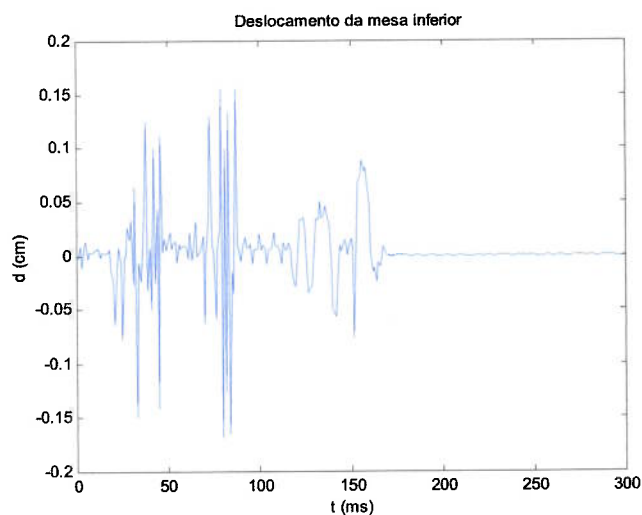


Figura 4.12 Deslocamento da mesa inferior

De acordo com a figura 4.12, foi possível verificar a estabilização da mesa inferior em 0,002 cm. A figura 4.13 apresenta o gráfico da velocidade em relação ao tempo para a mesma mesa.

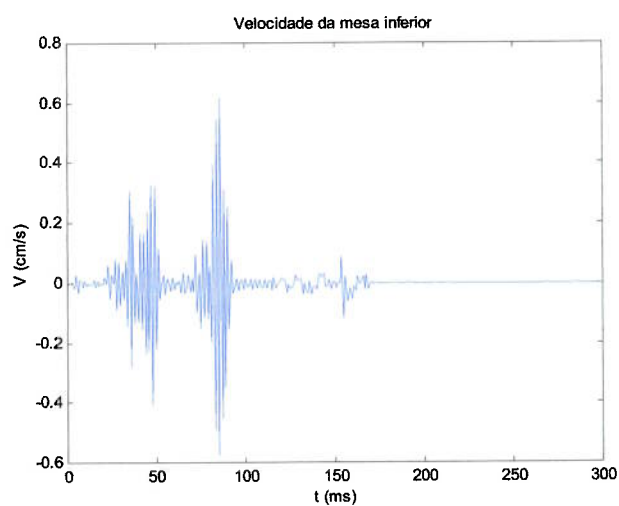


Figura 4.13 Velocidade da mesa inferior

De maneira análoga ao descrito na figura 4.11, a figura 4.14 apresenta o gráfico da tensão na saída da placa AD/DA para a movimentação do motor da mesa superior.

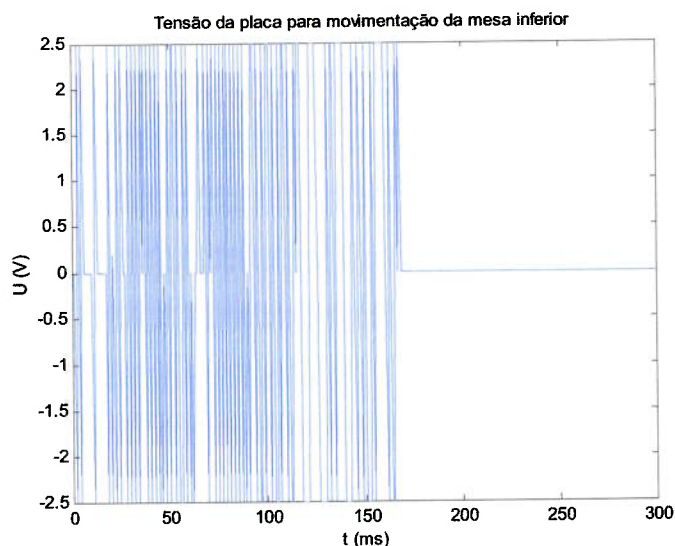


Figura 4.14 Tensão de saída da placa para a movimentação da mesa inferior

Analisando os gráficos obtidos para o deslocamento das mesas, observamos que ambas as mesas estabilizaram em valores esperados de posicionamento. A mesa superior estabilizou em zero e a inferior apresentou estabilidade em 0.002 cm. Foi possível verificar também, que a mesa inferior sofreu uma pequena variação de posição devido ao posicionamento da mesa superior. Isso se deve ao fato de vibrações e ao deslizamento da mesa superior. A presença de ruídos, causados possivelmente por folgas existentes na mesa XY, vibrações devido a rotação dos motores e atritos, podem ser facilmente constatado em todos os gráficos apresentados. Nos gráficos de velocidade foi constatada estabilização em valores próximos mas diferentes de zero, provavelmente devido a ruídos e atritos.

Realizando novamente a simulação anterior, porém reduzindo a tensão de saturação da placa AD/DA de 2,5V para 1,5V, a velocidade de trabalho do motor será reduzida significativamente, permitindo um posicionamento com a mesma precisão em um intervalo de tempo inferior. A figura 4.15 abaixo apresenta o gráfico do deslocamento da mesa superior nesta nova simulação.

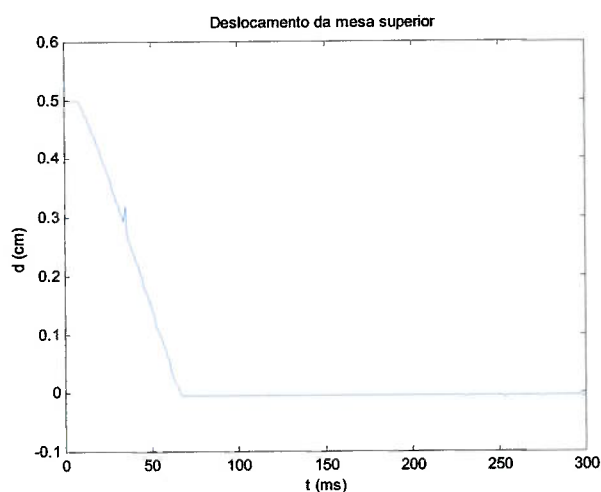


Figura 4.15 Deslocamento da mesa superior – saturação de 1.5V

De maneira análoga, a figura 4.16 apresenta o gráfico da velocidade da mesa superior

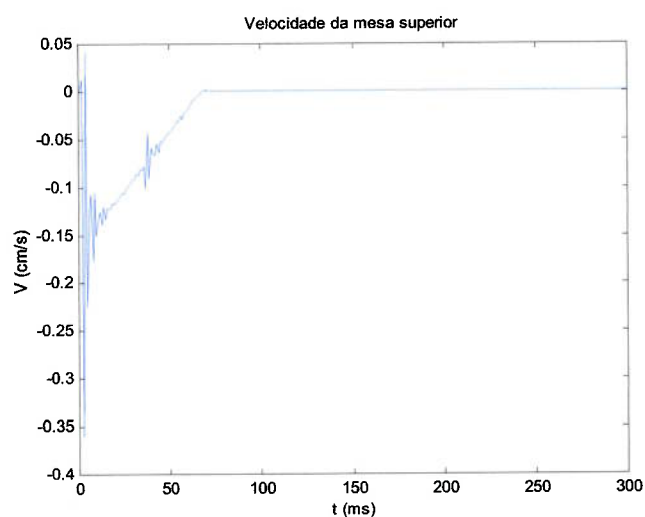


Figura 4.16 Velocidade da mesa superior – saturação de 1.5V

O gráfico da tensão calculada nesta nova simulação é apresentada na figura 4.17.

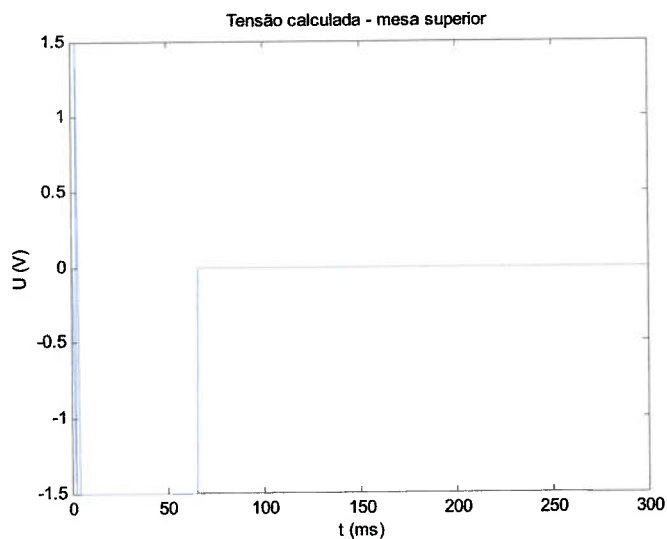


Figura 4.17 Tensão calculada para mesa superior – saturado em 1,5V

De maneira análoga, o gráfico da figura 4.18 abaixo apresenta o deslocamento da mesa inferior.

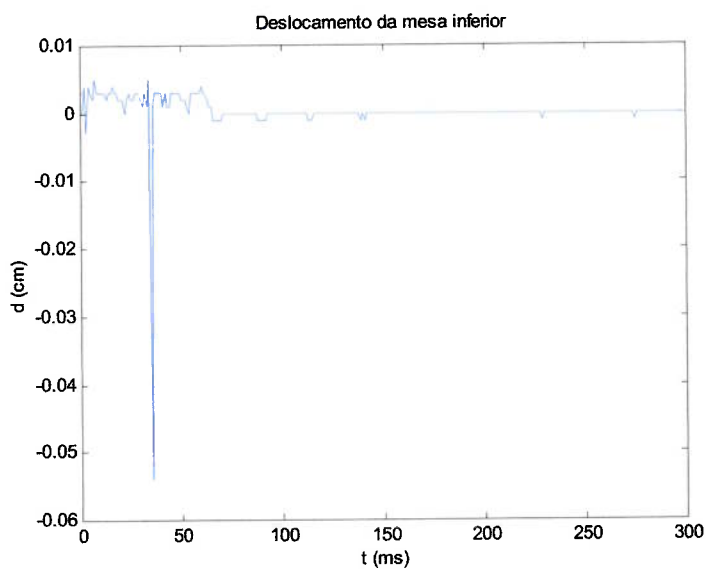


Figura 4.18 Gráfico do deslocamento da mesa inferior – saturado em 1,5V

O gráfico da velocidade da mesa inferior é apresentado na figura 4.19

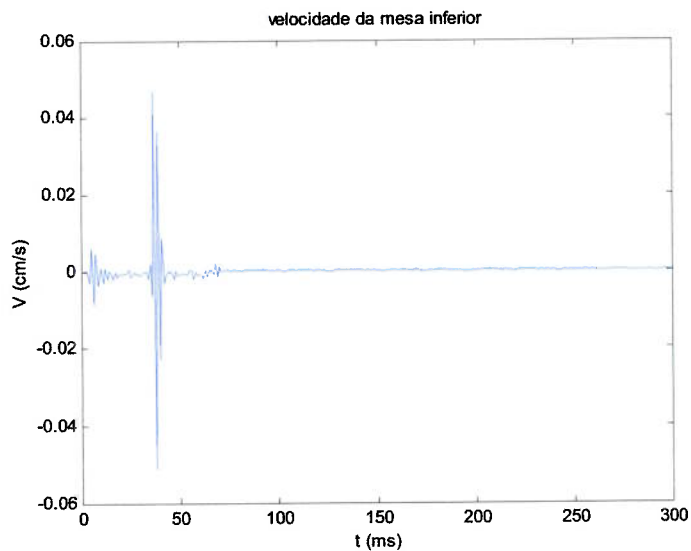


Figura 4.19 Velocidade da mesa superior – saturado em 1,5V

O gráfico da figura 4.20 apresenta a tensão calculada para a movimentação da mesa inferior nesta nova simulação.

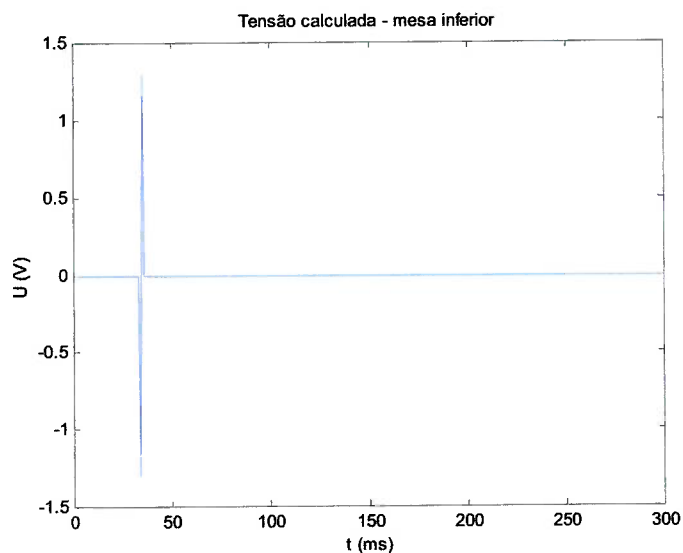


Figura 4.20 Tensão calculada para mesa inferior – saturado em 1,5V

Em uma terceira simulação realizada, da maneira análoga à primeira, adotando um ciclo de 300 amostragens e tensão de saturação de 2.5V, as mesas X e Y inicialmente localizada em 0,5 cm, devem ser deslocada para a referência zero, visando a verificação do funcionamento do sistema.

A figura 4.21 apresenta o gráfico do posicionamento da mesa superior em relação ao tempo.

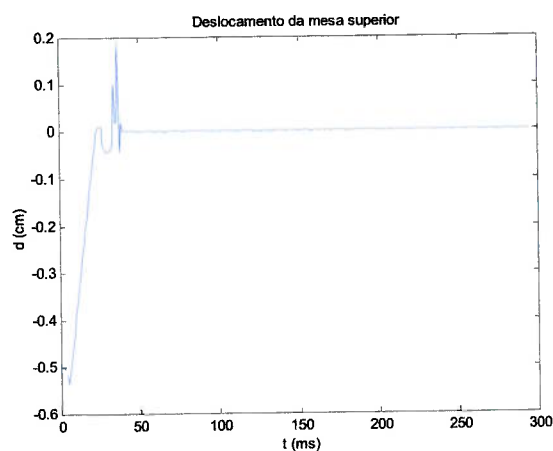


Figura 4.21 Deslocamento da mesa superior – 3^o simulação

Para a mesma simulação, porém, para a mesa inferior, o gráfico da figura 4.22 apresenta o deslocamento da mesa inferior em relação ao tempo.

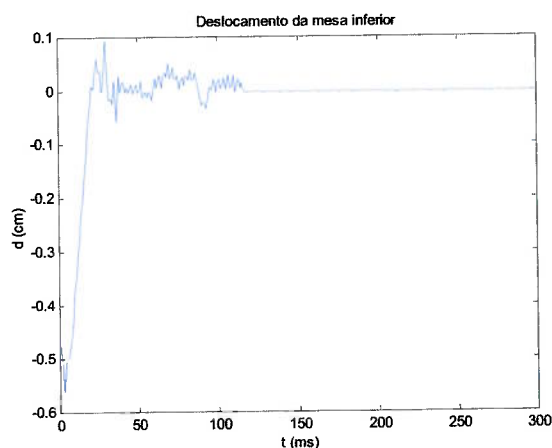


Figura 4.22 Deslocamento da mesa inferior – 3^o simulação

Nos gráficos dos deslocamentos das mesas ao longo do tempo, é possível observar que tanto a mesa inferior, como a superior, convergiram para o valor esperado próximo de zero, o que comprova o funcionamento do sistema movimentando ambas as mesas simultaneamente. Observa-se também que, além da presença de ruídos em ambos os gráficos, uma pequena variação de deslocamento ocorre mesmo com as mesas estando em repouso. Isso se deve ao fato da não linearidade apresentada pelos sensores utilizados, o que leva a necessidade da atribuição de uma zona morta para a estabilização do sistema.

Para comparar a performance do sistema com velocidade de trabalho dos motores reduzida, foi realizada uma simulação utilizando os mesmos parâmetros de posicionamento da terceira simulação do protótipo, porém, com uma tensão de saturação de 1.5V. A figura 4.23 apresenta o gráfico desta simulação.

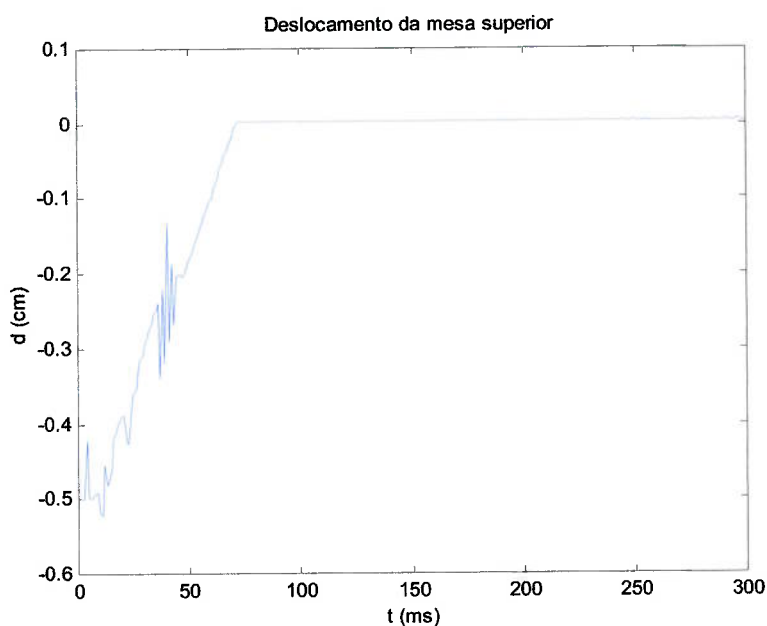


Figura 4.23 Deslocamento da mesa superior – saturado em 1.5V

Para a mesa inferior, temos:

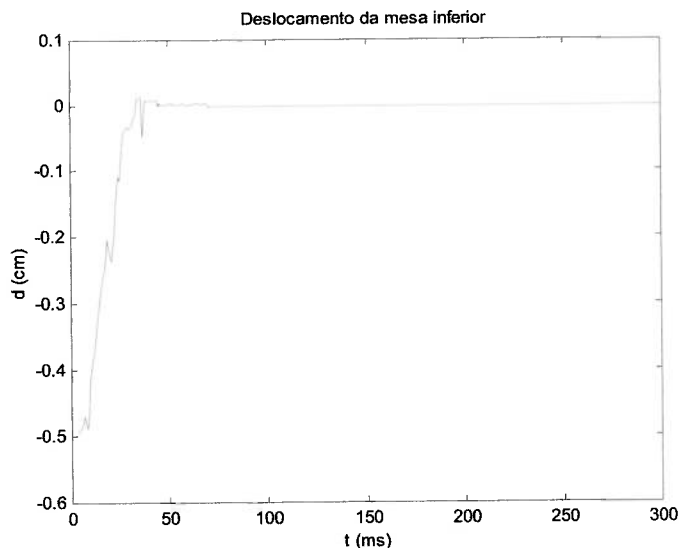


Figura 4.24 Deslocamento da mesa inferior – saturado em 1.5V

De acordo com os gráficos apresentados, é possível observar que a redução da velocidade dos motores, reduz significativamente os ruídos do sistema durante o posicionamento. Isso se deve à redução da vibração causada pelos motores, principalmente em seu processo de inversão de rotação em malha fechada.

Além das simulações realizadas, uma verificação do posicionamento foi efetuado utilizando-se relógios comparadores com resolução de $1\mu\text{m}$. A verificação foi feita deslocando a mesa superior de $-0,5\text{ cm}$ para a referência zero e de $0,5\text{ cm}$ para a referência zero, o que demonstrou que o protótipo é capaz de posicionar com uma precisão aproximada de $0,1\text{ mm}$.

Um dos fatores, que em parte contribui para a imprecisão do posicionamento, se deve à taxa de amostragem utilizada, que apesar do software desenvolvido ser programado para trabalhar com uma taxa de amostragem de 1 ms , o protótipo não apresentou essa performance, o que pode influenciar não só o tempo de posicionamento como também a precisão do mesmo.

4.5) Projeto final do conjunto

Conforme verificado em simulações e ensaios no modelo de estudo construído, foi constatada a necessidade da utilização de peças adequadas para atingir a precisão esperada de $1\ \mu\text{m}$ no posicionador projetado.

Para a movimentação da mesa XY, foi adotada em seu projeto a utilização de parafusos de esferas recirculantes com o objetivo de minimizar o atrito entre o parafuso e a porca. A empresa “Rosa Brasil” comercializa microfusos de esferas recirculantes de classe C5 com diâmetro externo do parafuso a partir de 8 mm. Além disso, guias lineares que impedem o movimento lateral das mesas proporciona o posicionamento em um único sentido. Um desenho de conjunto da mesa XY é sugerido e apresentada no “Apêndice A”.

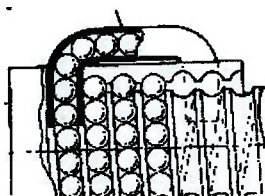


Figura 4.25 Parafuso de esfera recirculantes

A precisão de posicionamento do padrão semi-esférico se deve em grande parte à precisão dos sensores de posição da mesa XY. Como sensores de posição podem ser utilizados comparadores eletrônicos com precisão de décimo de μm . A figura 4.26 apresenta a foto de um comparador eletrônico.



Figura 4.26 Comparador eletrônico

Para a comunicação do computador com a placa de processamento de sinais digitais atualmente é utilizada placas com barramento tipo PCI que proporciona facilidade de configuração e velocidade de resposta. Para a garantia de um posicionamento preciso é recomendada a utilização de placa de processamento de sinais digitais acima de 12 bits para garantir precisão nas leituras e posicionamento correto das mesas. A “National Instruments” fabrica e comercializa placas de processamento de sinais digitais que permitem a interface entre o computador e o amplificador de potência.

Em geral, motores para essa capacidade trabalham com tensões acima de 12 volts e pelo menos 100 mA, que ultrapassam muito a capacidade da placa de processamento de sinais digitais, sendo necessário a utilização de amplificadores de potencia.

Para o posicionamento de padrões semi-esférico com peso aproximado de 1 kg é recomendado o uso de motores do tipo DC que possam desenvolver um torque acima de 1 N.m. com precisão de posicionamento razoável. Para essa aplicação, os motores não precisam atingir alta velocidade de rotação, uma vez que a ênfase é a precisão de posicionamento. Como exemplo, motores da marca Pittman de 24 V DC com redução de 1:2 podem ser utilizados para essa aplicação.

A utilização de redutores entre o eixo do motor e o parafuso de movimentação da mesa é recomendada, pois além de proporcionar um movimento mais lento, fornece um torque maior para a movimentação das mesas. Atualmente existem fabricantes de redutores do tipo rosca sem fim que utilizam engrenagens anti backlash.

5) CONCLUSÕES

O trabalho apresentado teve como meta o projeto de uma mesa microposicionadora, onde através de um controle preciso baseado em sistema de malha fechada, fossem realizados estudos e desenvolvimentos de controles, simulações e construção de protótipo para a verificação da eficácia do sistema.

Dessa forma, foram realizadas simulações com três tipos de controles, onde o controle do tipo “Deadbeat” mostrou-se mais preciso que os demais, sendo assim o tipo escolhido para simulação do protótipo de conceito e utilização eventual nas versões futuras.

Na simulação numérica do controlador “Deadbeat”, foram obtidos resultados bastante próximos do comportamento do protótipo construído, comprovando a eficiência desse método. Como em todo projeto de controle, o desempenho apresentado pelo sistema, depende fortemente dos sensores. Conforme esperado os sensores de deslocamento, potenciômetros de fio do tipo deslizante, não apresentam a precisão desejada para a medição do deslocamento das mesas e, tampouco, boa linearidade ao longo do curso de trabalho. A utilização de medidores de deslocamento mais precisos, como comparadores eletrônicos, LVDT ou medidores de ângulos (encoders) em substituição aos potenciômetros de fio, certamente contribuirá para uma precisão melhor no posicionamento das mesas.

Afim de garantir a precisão de movimento, além dos sensores, identifica-se a necessidade de utilização de um multiplicador de deslocamento que, não só seja capaz de multiplicar o torque fornecido pelo motor, como seja capaz de gerar um movimento mais preciso da mesa, devido à relação estabelecida entre a mesa e o motor.

Para verificação das simulações e constatação de eventuais melhorias, foi construído ao longo do projeto um protótipo de conceito. Nos ensaios realizados, foi constatado que o mesmo funciona dentro do esperado para o sistema, porém, não atinge as precisões desejadas da ordem de $1\ \mu\text{m}$, o que aponta para a necessidade de um projeto completo, o que foi feito, mas não executado em função das restrições financeiras. Ao

analisar o protótipo, foram levantadas praticamente todas possíveis interferências externas tais como ruídos, folgas de ajuste mecânico entre guias e vibrações ocasionada pelos motores, que deverão ser melhor tratadas em outras versões do dispositivo.

6) REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGOSTINHO, O. L.; RODRIGUES, A.C. dos S.; LIRANI, J. **Tolerâncias, ajustes, desvios e análise de dimensões**. São Paulo, Editora Edgard Blucher Ltda, 2001.

BENDAT, J. S. ; PIERSOL, A. G. **Engineering Applications of Correlation and Spectral Analysis**, New York, Jonh Wiley & Sons, Inc, 1980

BRAGA, N. C. **Circuitos e Soluções 101 projetos**, São Paulo, Editora Saber Ltda, v.2, p.33, 2002.

BRAGA, N. C. **Circuitos e Soluções 101 projetos**, São Paulo, Editora Saber Ltda, v.1, p.69, 2002.

“DC Gearmotors”, Estados Unidos. Disponível em:
<www.pittmannet.com> . Acesso em 20 outubro 2004

“Ealing Catalog”, Estados Unidos. Disponível Em:
<http://www.ealingcatalog.com/pdf/motor_micro_intro.pdf>

Acesso em 08 fevereiro 2005

“Electric Motors”, Estados Unidos. Disponível em:
<<http://www.electricmotors.machinedesign.com/> > . Acesso em 08 agosto 2005

FARAGO, F. T. **Handbook of dimensional measurement**, New York, NY Industrial Press Inc., 1968.

FLEURY, A. T. , **Filtro de Kalman Aplicado a Navegação Aérea**, Notas de Aula, SP Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2002.

GELB, A.; KASPER, J. F.; NASH, R.A.; PRICE, C. F.; SUTHERLAND, A.A. **Applied Optimal Estimation**, Massachusetts, The M.I.T. Press, 1974.

HORIKAWA, O.; SATO, K.; SHIMOKOHBE, A. **Achieving Ultra-Precision by Mechatronics: Active Air Journal Bearing**, Brazil, RBCM – J. of the Braz Soc. Mechanical Sciences , v. XVII – n3, p.278-291, 1995.

HORIKAWA, O.; SATO, K.; SHIMOKOHBE, A. **Improvement of Spindle Motion Accuracy by a Control Type Air Rotary Bearing**, Proceedings of the Japan USA Symposium on Flexible Automation, The American Society of Mechanical Engineers Book n IO394B, p. 1145 – 1150, 1996.

LEWIS, P. ; YANG, S. **Basic Control Systems Engineering**, New Jersey, Prentice Hall, Inc, 1997.

NASAR, S. A.. **Máquinas Elétricas**, São Paulo, Editora McGraw-Hill do Brasil, Ltda, 1984.

NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION. **AT-DSP2200 User Manual**. Austin, Texas, USA. National Instruments Corporation, 1993

OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems**, New Jersey, Prentice Hall, 1995.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**, Rio de Janeiro, Prentice Hall do Brasil, 1993.

PHILLIPS, C. L. ; HARBOR, R. D. **Sistemas de Controle e Realimentação**, São Paulo, Makron Books do Brasil Editora Ltda, 1996.

PHYSIKALISCH-TECHNISCHE BUNDESANSTALT. **Kalibrierschein (Calibration Certificate) 4200 PTB 01**, Braunschweig und Berlin, Physikalisch-Technische Bundesanstalt, 2001

“PI (Physik Instrumente)”, Alemanha . **Catálogo de Produtos**. Disponível em:
<<http://www.physikinstrumente.de/products/index.htm>> . Acesso em 01 agosto 2005

RABE, R. G.. **Desenvolvimento de um Sistema de Fixação e Ajustagem de Ferramenta para Usinagem de Ultraprecisão**, Santa Catarina, Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.

RANK TAYLOR HOBSON, **Model 51 ‘Talyrond’ Operating Instructions**, Leicester, England, 1964.

RANK TAYLOR HOBSON CALIBRATION LABORATORY. **Certificate of Calibration n° 0026**, Leicester England, Rank Taylor Hobson Limited, 1991

REASON, R. E. **Report on the Measurement of Roundness**, Leicester, Great Britain, Clarke & Sherwell Ltd., 1966

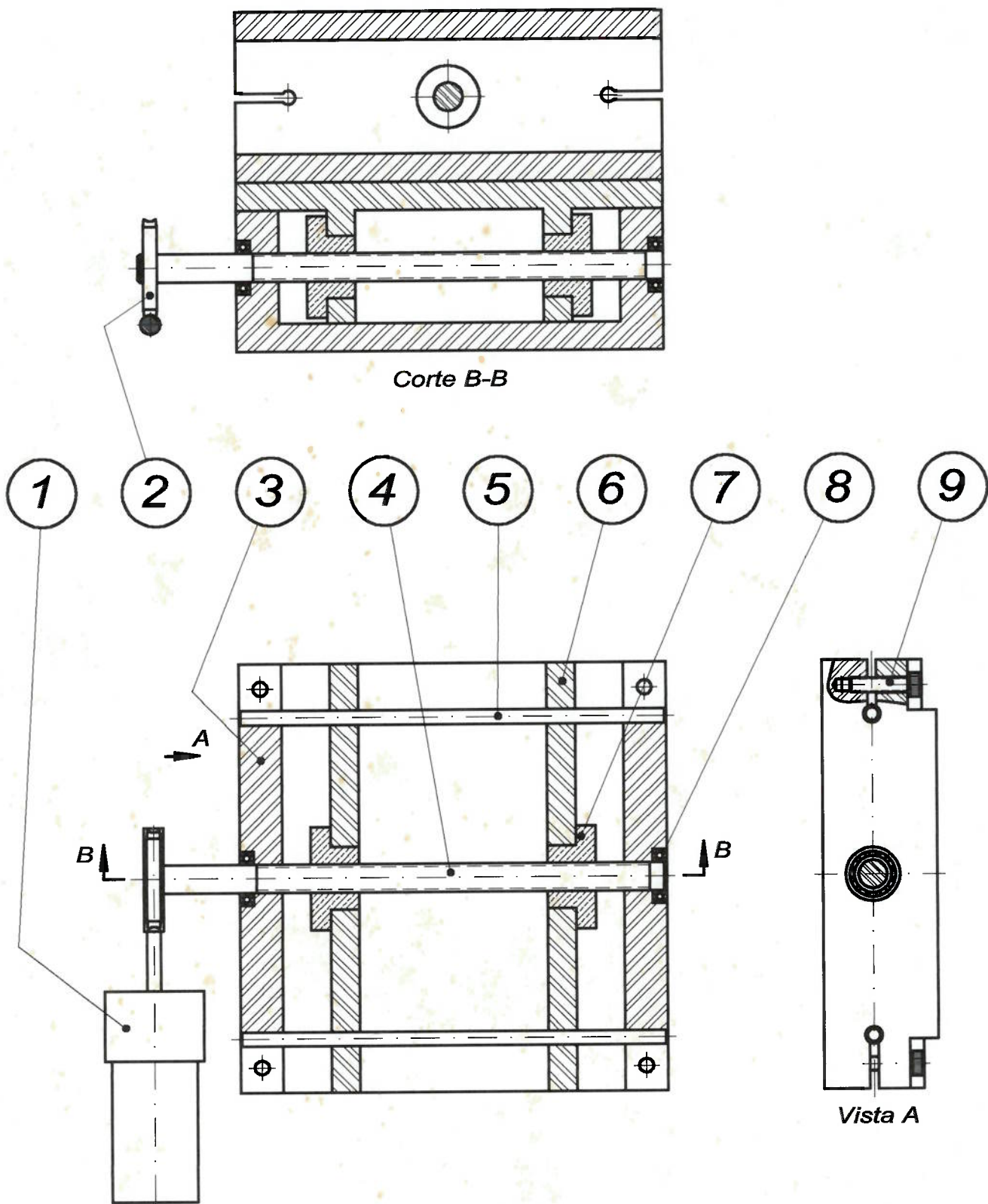
SEBASTIAN, R. ; GRIOT, M. **Getting in Position**, Carlsbad, SPIES’s Oemagazine, 2004. 3p

SHINNERS, M. S. **Modern Control System Theory and Application**, Massachusetts, Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 1972.

RAMIREZ, R. ; RODRIGUES, A. B. **Curso LabVIEW (Basic)**, São Paulo, Instituto de Pesquisas Tecnológicas do Estado de São Paulo, 2001

VENEMA, S. ; HANNAFORD, B. **Kalman Filter Based Calibration of Precision Motion Control**, Seattle, Department of Electrical Engineering University of Washington, 1995. 6p.

7) APÊNDICE A



Corte B-B

Vista A

9	Paraf. cab. sext. interno	M5x20
8	Rolamento $\varnothing 10\text{mm}$	
7	Porca de esferas recirculantes	
6	Suporte de movimentação da mesa	
5	Guia $\varnothing 5\text{mm}$	
4	Fuso de esferas recirculantes	
3	Suporte das guias	
2	Engrenagem rosca sem-fim	
1	Motor DC	