

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

UMA CONTRIBUIÇÃO PARA O DESENVOLVIMENTO E CONTROLE DE
SISTEMAS DE POSICIONAMENTO SUBMICROMÉTRICOS

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR
EM ENGENHARIA MECÂNICA

GILVA ALTAIR ROSSI DE JESUS

FLORIANÓPOLIS, 10 DE DEZEMBRO DE 1999

**UMA CONTRIBUIÇÃO PARA O DESENVOLVIMENTO E CONTROLE DE SISTEMAS
DE POSICIONAMENTO SUBMICROMÉTRICOS**

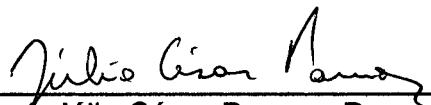
GILVA ALTAIR ROSSI DE JESUS

**ESTA TESE FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
DOUTOR EM ENGENHARIA**

**ESPECIALIDADE ENGENHARIA MECÂNICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL
PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA**



**Prof. Carlos Alberto Martin, Dr.-Ing.
Orientador**

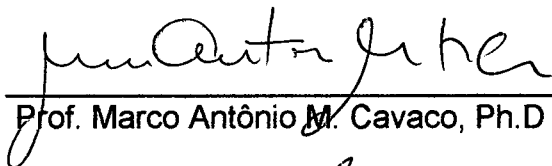


**Prof. Júlio César Passos, Dr.
Coordenador da Pós-Graduação**

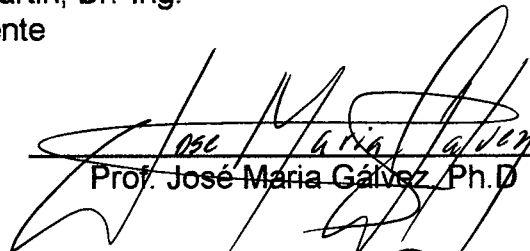
BANCA EXAMINADORA:



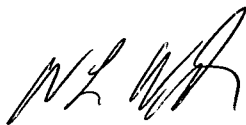
**Prof. Carlos A. Martin, Dr.-Ing.
Presidente**



Prof. Marco Antônio M. Cavaco, Ph.D



Prof. José Maria Gálvez, Ph.D



Prof. Walter L. Weingaertner, Dr.-Ing.



Prof. Lothar Schulze, Dr.-Ing

AGRADECIMENTOS

Ao programa de Bolsas de Estudos CAPES/PICDT, pelo apoio financeiro.

Ao Prof. Dr.-Ing. Carlos Alberto Martin, pela orientação deste trabalho.

Aos professores participantes da banca examinadora pela colaboração e participação.

Aos estagiários Sérgio Luís Cecato, Eduardo Kubo, Silvia Sawada Simões Costa e Jürgen Tatzel, pela assistência durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus Pais, Rui e Luzia, pelo exemplo de honestidade e coragem, e pelo apoio em todos os momentos de minha vida.

Ao amigo Ricardo, que mesmo distante, sempre esteve ao meu lado.

Ao amigo Marcos, por sua presença constante e pelas inúmeras sugestões referentes a este trabalho.

Ao Alexandre, pelo apoio carinhoso, incondicional e companheirismo em todos os momentos, e por criar momentos inesquecíveis que alegraram a minha vida.

À Deus, por ter me dado saúde e disposição, e ter colocado em minha vida amigos e colegas que, direta ou indiretamente, contribuíram para a execução deste trabalho.

ÍNDICE

Lista de Figuras	viii
Simbologia e Abreviaturas.....	xii
Resumo	xiii
Abstract.....	xiv
1. Introdução.....	1
2. Estado da Arte em Sistemas de Posicionamento Submicrométricos.....	5
2.1 - Introdução.....	5
2.2 - Estado da Arte Global.....	5
2.3 - Estado da Arte no Brasil.....	15
2.4 - Conclusão.....	16
3. Concepção de Sistemas de Posicionamento para Máquinas-Ferramenta de Incerteza Submicrométrica	17
3.1 - Avaliação dos Principais Componentes	18
3.1.1 - Guias.....	18
3.1.2 - Acionamentos.....	21
3.1.3 - Acionamento Direto e Transmissão.....	24
3.1.4 - Sensor de Posição.....	26
3.1.5 - Controle (CNC).....	27
3.2 - Caracterização do Sistema de Posicionamento.....	27
3.2.1 - O Eixo Z	28
3.2.2 - O Eixo X	30
3.2.3 - Módulo de Controle CNC.....	33

3.2.4 - Estrutura Básica do Sistema de Posicionamento.....	33
4. Objetivos	36
4.1 - Aspectos a serem Investigados através de Ensaios	38
5. Principais Subsistemas do Sistema de Posicionamento	40
5.1 - Servo-Motor Translativo - Eixo Z	40
5.1.1 - Princípio de Funcionamento	41
5.1.2 - O Servo-conversor.....	42
5.1.3 - Sensores de Efeito Hall e a Comutação das Fases	43
5.1.4 - Primeiros Ensaios de Posicionamento	45
5.1.5 - Influência da Comutação Não Ideal	46
5.1.6 - Novos Ensaios.....	50
5.1.7 - Sugestões para a Solução do Problema	50
5.2 - Servo-Motor Rotativo – Eixo X.....	51
5.2.1 - Princípio de Funcionamento	52
5.2.2 - O Servo-amplificador.....	52
5.2.3 - Primeiros Ensaios de Posicionamento	53
5.2.4 - Novos Ensaios de Posicionamento	54
5.3- Laser Interferométrico.....	55
5.3.1 - Princípio de Funcionamento.....	55
5.3.2 - Saída de Dados Paralela.....	56
5.3.3 - Saída de Dados em Pulso.....	57
5.4 - Escala Opto-Eletrônica.....	58
5.4.1 - Aumento da Resolução	59
5.4.2 - Interfaceamento	62
5.5 - Codificador Opto-eletrônico Rotativo.....	63
5.6 - Módulo de Controle CNC.....	64
5.6.1 - Configuração do Módulo CNC.....	64
5.6.2 - Programas de Movimentação e Monitoração	66
5.6.2.1 - Programa-peça.....	67

5.6.2.2 - Programas de Monitoração	68
6. Descrição do Sistema de Controle de Posição do Posicionador	72
6.1 - O Algoritmo de Controle	73
6.1.1 - Efeito das Ações de Controle	76
6.1.1.1 - Ação de Controle PI-D.....	76
6.1.1.2 - Ação de Controle <i>Feedforward</i> de Velocidade e Aceleração.....	76
6.2 - Auto-ajuste dos Coeficientes	79
6.2.1 - Largura de Banda e Fator de Amortecimento	80
6.3 - Ajuste do Controlador baseado no Método de Posicionamento de Pólos.....	82
6.3.1 - Modelo Matemático do Posicionador.....	83
6.3.1.1 - O Método de Identificação do Modelo Matemático	84
6.3.2 - Projeto do Controlador por Posicionamento de Pólos	88
6.3.2.1- Especificações de Projeto Através da Escolha dos Pólos.	93
6.3.3 - Ajuste do <i>Feedforward</i>	95
6.4 - Conclusão.....	99
7. Ponto de Referência do Posicionador	100
7.1 - Métodos para determinar o Ponto de Referência.	100
7.1.1 - Sinal de Referência da Escala ou <i>Encoder</i>	100
7.1.2 - Interruptor de Contato (liga-desliga)	101
7.1.3 - Sinal de Referência combinado com Interruptor de Contato.....	101
7.1.4 - Monitoração do Erro de Seguimento	102
7.1.5 - Comparação dos Métodos	102
7.2 - Ponto de Referência do Eixo Z.....	103
7.3 - Ponto de Referência do Eixo X.....	104
8. Ensaios Realizados e Análise dos Resultados.....	105
8.1 -Efeitos do Controlador PI-D+FF.....	107
8.1.1 - Verificação dos Efeitos do PI-D através da Resposta ao Degrau	107

8.1.2 - Verificação dos Efeitos do FF através da Resposta à Parábola	110
8.1.3.- Avaliação dos Resultados.....	111
8.2 - Auto-Ajuste do PI-D+FF	112
8.2.1 - Ensaios de Posicionamento	114
8.2.2 - Avaliação do Desempenho do Programa SEP	115
8.3 - Ajuste do PI-D+FF Utilizando a Técnica de Posicionamento de Pólos.....	116
8.3.1 - Primeira Escolha.....	117
8.3.2 - Segunda Escolha	119
8.4 - Avaliação dos Resultados	128
8.4.1 - Ensaios de Posicionamento	128
8.4.2 - Calibração do Eixo X	130
8.5- Auto-Ajuste do PI-D+FF - Eixo Z.....	132
8.5.1 - Ensaios de Posicionamento	133
8.5.2 - Avaliação do Desempenho do Programa SEP.....	134
8.6 - Ajuste do PI-D+FF Utilizando a Técnica de Posicionamento de Pólos.....	134
8.6.1 - Primeira Escolha.....	135
8.6.2 - Segunda Escolha.....	136
8.7 - Influencia na Variação do Entreferro no Erro de partida.....	139
8.8 - Avaliação dos Resultados - Eixo Z.....	142
8.8.1 - Ensaios de Posicionamento	142
8.8.2 - Calibração do Eixo Z	143
9. Conclusão e Recomendações para Trabalhos Futuros.....	146
9.1 - Conclusão.....	146
9.2 - Recomendações para Trabalhos Futuros.....	149
10. Referências Bibliográficas.....	152
11. Apêndices.....	164
A1. Fotos do Sistema de posicionamento.....	163
A2. Dados Técnicos dos Principais Componentes de Cada Eixo.....	165

B. Configuração dos Eixos Z e X	170
B.1 - Variáveis de Inicialização	171
B.2 - Arquivos de Monitoração.....	172
B.3 - Programas Utilizados	175
B.3.1 - Programa 4	175
B.3.2 - Programa 5	177
B.3.3 - Programa 6	178
B.3.4 - Programa 7	180
C. Ponto de Referência dos Eixos.....	182
C.1 - Programas Utilizados.....	182
C.1.1 - Programa 1.....	182
C.1.1 - Programa 2.....	183
D. Transmissão de Dados entre PMAC E PC Utilizando a DPRAM	184
D.1 - Programas Utilizados	186
D.1.1 - Programa 1	186
D.1.2 - Programa 2	187
D.1.3 - Programa 3	188
E. Método do Mínimos Quadrados.....	191

LISTA DAS FIGURAS

Figura 1.1 : Exemplo de Aplicação da usinagem submicrométrica	3
Figura 3.1 : Esboço da ondulação na Força/Torque Resultante.....	23
Figura 3.2 : Servo-motor Rotativo <i>Frameless</i>	25
Figura 3.3 : Fuso de Esferas recirculantes de Precisão.....	25
Figura 3.4 : Servo-motor Translativo DC BL.....	26
Figura 3.5 : Eixo Z utilizando Laser Interferométrico.....	29
Figura 3.6 : Eixo Z utilizando Escala Opto-eletrônica.....	30
Figura 3.7 : Principais Componentes do Eixo X.....	32
Figura 3.8 : Mecânica dos Eixos Z e X do Posicionador.....	32
Figura 3.9 : Esquema Físico do Sistema de Posicionamento.....	34
Figura 5.1 : Servo-motor Translativo	41
Figura 5.2 : Servo-conversor PWM Trifásico.....	42
Figura 5.3 : Princípio de Funcionamento do Sensor de Efeito Hall.....	43
Figura 5.4 : Sensores de Efeito Hall	44
Figura 5.5 : Sinais Elétricos Provenientes dos Sensores Hall.....	44
Figura 5.6 : Seqüência de Comutação das Fases do Motor	45
Figura 5.7 : Ensaio de Posicionamento - (a) 180 mm/min e (b) 60 mm/min	46
Figura 5.8 : Influência da Distância no Campo Magnético	48
Figura 5.9 : Densidade de Campo Magnético	49
Figura 5.10 : Sinais Elétricos Provenientes dos Sensores Hall.....	49
Figura 5.11 : Ensaio de Posicionamento para $v = 100$ mm/min	50
Figura 5.12 : Alternativas para a Montagem do Servo-motor Translativo	51
Figura 5.13 : Servo-Motor de Torque Rotativo.....	52
Figura 5.14 : Comutação Não Ideal das Fases do Motor.....	54
Figura 5.15 : Ensaio de Posicionamento - (a) 10 mm/min e (b) 1 mm/min.....	55
Figura 5.16 : Princípio de Funcionamento do Laser Interferométrico.....	55
Figura 5.17 : Sensor Laser [HWS/CSO, 1991]	55

Figura 5.18: Saídas do Condicionador de Sinais do Laser Interferométrico.....	56
Figura 5.19 : Escala Opto-eletrônica [Heidenhain, 1999].....	58
Figura 5.20 : Sensor Óptico e Escala Graduada.....	59
Figura 5.21 : (a) Circuito Eletrônico de Interpolação; b) Sinais de Entrada; c) Sinais de Saída com frequência 5 vezes maior que a Entrada.....	61
Figura 5.22 : Comunicação entre Transdutores (Escala ou <i>Encoder</i>) e CNC.....	62
Figura 5.23 : <i>Encoder</i> [Heidenhain, 1990].....	63
Figura 5.24 : Fluxo de Sinais entre Módulo CNC e Posicionador.....	66
Figura 5.25 : (a) Perfil Trapezoidal e (b) Perfil Misto.....	67
Figura 5.26 : (a) Fins-de-Curso localizados no Eixo Z e (b) Diagrama Esquemático do Circuito de relés.....	69
Figura 5.27 : Fluxograma do Programa CLP do Sistema de Posicionamento.....	70
Figura 6.1 : Diagrama de Blocos do Sistema de Controle do Posicionador (eixo Z).....	72
Figura 6.2 : Diagrama de Blocos do Algoritmo de Controle Estendido.....	74
Figura 6.3 : Diagrama de Blocos da Malha Fechada com controlador PI-D + FF...	75
Figura 6.4 : Correlação Unitária.....	78
Figura 6.5 : Perfil de Deslocamento, Velocidade e Aceleração.....	78
Figura 6.6 : Diagrama de Bode - Largura de Banda.....	81
Figura 6.7 : Fator de Amortecimento - ζ	82
Figura 6.8 : Sistema de Controle Digital.....	83
Figura 6.9 : Diagrama Esquemático do Ensaio e Coleta de dados.....	87
Figura 6.10 : Diagrama de Blocos - Ação de Controle PI-D.....	89
Figura 6.11 : Diagrama de Blocos - Ação de Controle PI-D+FF	90
Figura 6.12 : Plano z e Mapeamento de ζ e ω_N [Äström, 1990].....	94
Figura 6.13 : Diagrama de Blocos do Sistema de Controle PI-D+FF.....	98
Figura 7.1 : Ensaio de Busca da Referência.....	104
Figura 8.1 : Exemplos de (a) Perfil de Velocidade; (b) Curva de Deslocamento Comandado, Deslocamento Real e Erro	106
Figura 8.2 : Resposta ao Degrau - Controlador tipo P.....	108
Figura 8.3 : Resposta ao Degrau - Controlador P-D.....	109
Figura 8.4 : Resposta ao Degrau - Controlador PI-D.....	109

Figura 8.5 : Resposta à Parábola.....	111
Figura 8.6 : Resposta à Parábola.....	111
Figura 8.7 : Comportamento Instável do Posicionador.....	113
Figura 8.8 : Ensaio de Posicionamento - (a) 1 mm/min e (b) 10 mm/min.....	114
Figura 8.9 : Ensaio de Posicionamento - (a) 25 mm/min e (b) 100 mm/min.....	115
Figura 8.10 : Ensaio de Posicionamento - (a) 5 mm/min e (b) 10 mm/min.....	118
Figura 8.11 : Ensaio de Posicionamento - (a) 1 mm/min e (b) 5 mm/min.....	119
Figura 8.12 : Ensaio de Posicionamento - (a) 10 mm/min e (b) 25 mm/min.....	120
Figura 8.13 : Ensaio de Posicionamento - 100 mm/min.....	120
Figura 8.14 : Ensaio de Posicionamento - 25 mm/min.....	121
Figura 8.15 : Ensaio de Posicionamento - (a) 50 mm/min e (b) 100 mm/min.....	121
Figura 8.16 : Ensaio de Posicionamento - Sem FF.....	122
Figura 8.17 : Ensaio de Posicionamento - (a) Sem FF e (b) Com FF.....	122
Figura 8.18 : Ensaio de Posicionamento - (a) Sem FF e (b) Com FF.....	122
Figura 8.19 : Reversão do Movimento - (a) 10 mm/min e (b) 50 mm/min.....	123
Figura 8.20 : Reversão de Movimento - 10 mm/min.....	124
Figura 8.21 : Perfil de Velocidade - 10 mm/min.....	124
Figura 8.22 : Resposta à Parábola - Com FF - Baixas Velocidade.....	125
Figura 8.23 : Resposta à Parábola - Sem FF - Baixas Velocidades.....	125
Figura 8.24 : Resposta à Parábola - Com FF - Altas Velocidade.....	125
Figura 8.25 : Resposta à Parábola - Sem FF - Altas Velocidades.....	126
Figura 8.26 : Ensaio de Posicionamento - 0,5 mm/min.....	126
Figura 8.27 : Ensaio de Posicionamento - (a) 0,1 mm/min e (b) 10 μ m/min.....	127
Figura 8.28 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de 1 μ m.....	127
Figura 8.29 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de 0,5 μ m.....	128
Figura 8.30 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de 50 nm.....	128
Figura 8.31 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de 10 nm.....	128
Figura 8.32 : Calibração do Eixo X - Passo de 40 mm.....	131
Figura 8.33 : Ensaio de Posicionamento - (a) 5 mm/min e (b) 10 mm/min.....	133
Figura 8.34 : Ensaio de Posicionamento - 25 mm/min.....	134
Figura 8.35 : Ensaio de Posicionamento - 10 mm/min.....	136
Figura 8.36 : Ensaio de Posicionamento - 0,1 mm/min.....	137

Figura 8.37 : Ensaio de Posicionamento - 1 mm/min	137
Figura 8.38 : Ensaio de Posicionamento - 10 mm/min	137
Figura 8.39 : Ensaio de Posicionamento - 20 mm/min	138
Figura 8.40 : Ensaio de Posicionamento - 50 mm/min	138
Figura 8.41 : Ensaio de Posicionamento - 10 mm/min	139
Figura 8.42 : Ensaio de Posicionamento - (a) 5 mm/min e (b) 10 mm/min	140
Figura 8.43 : Ensaio de Posicionamento - 30 mm/min	140
Figura 8.44 : Ensaio de Posicionamento - 10 mm/min	141
Figura 8.45 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de 1 μm	141
Figura 8.46 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de 0,5 μm	142
Figura 8.47 : Ensaio de Posicionamento	145

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS

Simbologia

e_p	-	Erro de Partida
e_{ss}	-	Erro de Seguimento
K_D	-	Ganho Derivativo
K_I	-	Ganho Integral
K_p	-	Ganho Proporcional
K_{VV}	-	Ganho <i>Feedforward</i> de Velocidade
K_{AA}	-	Ganho <i>Feedforward</i> de Aceleração
R_a	-	Rugosidade Superficial Média
T_A	-	Tempo de Aceleração
T_s	-	Tempo de Amostragem
ω_N	-	Frequência Natural
ω_B	-	Largura de Banda
λ	-	Comprimento de Onda do Feixe Laser
ζ	-	Fator de Amortecimento

Abreviaturas

BL	-	<i>Brushless</i>
CA	-	Corrente Alternada
CC	-	Corrente Contínua
CLP	-	Controlador Lógico Programável
CNC	-	Comando Numérico Computadorizado
DPRAM	-	Dual Ported Randomic Memory
DSP	-	<i>Digital Signal Processor</i>
FF	-	<i>Feedforward</i>
DSP	-	<i>Digital Signal Processor</i>

Laser	-	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LLNL	-	Laboratório Nacional de Lawrence Livermore
LHW	-	Laboratório de Hardware
LMP	-	Laboratório de Mecânica de Precisão
MRAC	-	Controle adaptativo por Modelo de Referência
MPPS	-	Milhões de Pulsos Por Segundo
PMAC	-	<i>Programmable Multi-Axes Controller</i>
PI-D	-	Proporcional, Integral e Derivativo
PID+FF	-	Proporcional, Integral, Derivativo, mais <i>Feedforward</i>
rpm	-	Rotação Por Minuto
SEP	-	<i>Servo Evaluation Program</i>
UAR	-	Unidade de Aumento de Resolução
UFSC	-	Universidade Federal de Santa Catarina
USP	-	Universidade de São Paulo
ULA	-	Unidade Lógica Aritmética
ZEC	-	Zona de Enfraquecimento de Campo

RESUMO

A forte competição internacional na área tecnológica vem tendo uma influência cada vez maior no desenvolvimento de sistemas mecânicos de baixa incerteza. Hoje em dia, aplicações da tecnologia de precisão são encontradas na fabricação de itens tais como espelhos, lentes especiais, componentes de disco rígido, etc. A tecnologia utilizada para se fabricar peças para tais aplicações exige máquinas-ferramenta de baixa incerteza, especialmente projetadas para esta função, operando sob condições controladas de temperatura, umidade e isolamento do meio ambiente. A qualidade de forma, a precisão dimensional e a rugosidade da peça produzida podem ser influenciadas por diversos fatores relacionados com o projeto da máquina-ferramenta, entre eles, a exatidão de posicionamento e repetitividade.

Este trabalho de tese apresenta a tecnologia de acionamento e controle empregadas no desenvolvimento do sistema de posicionamento de um torno, onde é fixado o suporte com a ferramenta e a sua função será de transmitir à ferramenta os movimentos de avanço e posicionamento com incerteza submicrométrica. Também é realizada a análise do comportamento de cada subsistema que compõe a estrutura de acionamento de cada eixo do posicionador, além do interfaceamento destes subsistemas, e por fim, é aplicada a técnica de controle PI-D+FF para se atingir uma melhor exatidão de posicionamento, dentro dos limites que a estrutura eletro-mecânica impõe. O sistema de posicionamento possui dois eixos com estruturas eletro-mecânica diferentes, sendo que, no eixo Z implementa-se o controle direto da posição do carro, ao contrário do eixo X, no qual implementa-se o controle indireto da posição. Os ensaios de posicionamento mostram que o eixo Z alcança a incerteza submicrométrica, já o eixo X sofre a influência de micro folgas, as quais terão que ser minimizadas para que se possa atingir a incerteza submicrométrica.

ABSTRACT

The strong worldwide technological competition has an increasing influence in the development of high precision mechanical systems. Nowadays, precision applications can be found in the manufacturing of items such as mirrors and special lenses, hard disk components, semiconductors, etc. To produce these items, it is required high-precision machine-tools, specially designed for this purpose, under controlled conditions of temperature and humidity, and mechanical isolation from the environment. The produced component form, surface roughness and dimensional accuracy are influenced by several factors related to the machine-tool design, such as its precision and repeatability capacity.

This thesis discusses the drive and control technology employed at a positioning system that will be used as a lathe where the tool support will be fixed on a cross-table and its function will be to transmit with submicrometric precision movements to the tool. The positioning system has different electromechanical structures for each axis. The subsystems that compose the drive and control structure and the interfaces among subsystems are described and analyzed. Direct positioning control is employed in the Z axis and indirect position control is employed in the X axis. A PI-D+FF control technique is employed in each axis in order to reach improved positioning precision.

The positioning tests showed that the Z axis reaches submicrometric precision. They also showed that the X axis positioning is influenced by gaps presented in its structure that had to be minimized to get the submicrometric precision. Several experimental results performed on the prototype showing its submicrometric precision features are presented at last.

1. INTRODUÇÃO

A engenharia de precisão tem sido reconhecida como um tópico de tecnologia de importância estratégica no desenvolvimento competitivo internacional. Atualmente, a indústria é altamente dependente de máquinas de precisão, podendo ser citado como exemplo a fabricação de espelhos planos utilizados em sistemas de medição laser, lentes especiais com formas anesféricas usadas em máquinas fotográficas, componentes de disco rígido para computadores e cilindros para fotocopiadoras.

A tecnologia de usinagem de ultra-precisão, também conhecida por tecnologia submicrométrica, é definida como sendo o limite tecnológico atual dos processos de usinagem que utilizam ferramentas de corte de geometria definida e, permitem a fabricação de componentes ópticos, mecânicos e eletrônicos com precisão dimensional e precisão de forma na faixa submicrométrica e rugosidade de algumas dezenas de nanômetros ([Weingaertner, 1992] e [Ikawa et al., 1991]). Esta tecnologia emprega ferramentas de diamante monocristalino de elevada exatidão em máquinas-ferramenta especialmente projetadas para esta função e sob condições controladas de temperatura, umidade e isolamento do meio ambiente. Através deste processo é possível usinar uma extensa gama de materiais, como metais, plásticos, materiais semicondutores, vidros e cerâmicas, com praticamente todas as formas desejadas, sendo que processos posteriores de lapidação e polimento não são necessários.

As características de uma máquina-ferramenta de ultra-precisão têm uma grande influência sobre a qualidade final da peça produzida, podendo ser a máquina-ferramenta considerada como elemento mais crítico para uma usinagem bem sucedida com ferramentas de diamante. Qualquer incerteza na máquina-ferramenta será repassada para a superfície da peça usinada. A qualidade de forma e dimensional e a

rugosidade da peça produzida podem ser influenciadas por diversos fatores relacionados à máquina-ferramenta, como por exemplo :

- Movimentos relativos entre a peça e a ferramenta, causadas por tolerâncias da árvore ou das guias;
- Comportamento térmico da máquina;
- Deformações da estrutura da máquina devido ao peso próprio ou das forças de usinagem;
- Comportamento dinâmico relacionado a vibrações;
- Variações na velocidade de avanço;
- Incerteza de posicionamento;
- etc.

Portanto, para se alcançar a incerteza submicrométrica é necessário aperfeiçoar o desempenho dos vários subsistemas que compõem a máquina-ferramenta, procurando estruturar a máquina de forma a minimizar os fatores que prejudicam os resultados. Todas as peças que compõem a estrutura mecânica da máquina devem ser construídas com esta preocupação, da mesma forma que os sistemas de medição, os sistemas de acionamento e controle dos eixos, além da escolha adequada da homogeneidade e pureza do material da peça e o emprego correto das técnicas de usinagem.

Pelo fato da exatidão de posicionamento e a suavidade do movimento serem fatores determinantes da precisão de forma e da rugosidade da peça produzida, o sistema de posicionamento é considerado um dos pontos críticos de uma máquina-ferramenta. O máximo de precisão que a máquina pode alcançar está diretamente vinculado à capacidade do sistema de posicionamento. Quanto mais se minimizar a interferência dos demais fatores que prejudicam os resultados, mais próximo se chegará deste número. Portanto, garantir um sistema de posicionamento capaz de movimentar-se suavemente e com incerteza submicrométrica é um passo decisivo na direção de se obter uma máquina-ferramenta de ultra-precisão. Além disso, quando se deseja realizar usinagem de ultra-precisão também de peças com formas mais complexas,

como por exemplo, formas anesféricas, é necessário que o sistema de posicionamento tenha realimentação de posição, ou seja, que o sistema de controle seja em malha fechada. Atualmente, a incerteza de posicionamento de máquinas de ultra-precisão comercialmente disponíveis encontra-se na ordem de 10 nm.

Na tabela abaixo são apresentados alguns exemplos da aplicação da tecnologia de ultra precisão, juntamente com as especificações de precisão de forma e materiais usados.

Campo de Aplicação	Materiais	Especificações
Espelhos poligonais para impressoras laser Espelhos metálicos em geral Cilindros para fotocopiadoras Luvas aerostáticas Espelhos planos para laser	<ul style="list-style-type: none"> - Alumínio e ligas - Cobre e ligas - Ouro - Zinco - Platina - Prata 	Precisão de forma 0,2 ...0,01 μm Rugosidade $R_a \leq 0,025 \mu\text{m}$
Lentes para fotocélulas Elementos ópticos para CD's Lentes de Contato Lentes em geral	<ul style="list-style-type: none"> - Plásticos ópticos - Germânio - Silício - Sulfeto de Zinco - Seleneto de Zinco - Arsenato de Gálio 	Precisão de forma 1 ...0,01 μm Rugosidade $R_a < 0,01 \mu\text{m}$
Discos rígidos para computadores Cabeçotes de vídeo Conexões para fibra óptica	<ul style="list-style-type: none"> - Alumínio e ligas - Cobre e ligas - Grafite - Plásticos - Ouro 	Precisão de forma 0,5 ...0,1 μm Rugosidade $R_a \cong 0,01 \mu\text{m}$

Figura 1.1 : Exemplo de Aplicação da Usinagem de Ultra-precisão ([Schroeter, 1997], [Purquério et al., 1994])

Em virtude da necessidade de acompanhar a tecnologia mundial empregada na construção de máquinas de ultra-precisão para a fabricação de peças com precisão de forma e rugosidade na ordem submicrométrica, um sistema de posicionamento foi desenvolvido. Através deste desenvolvimento ampliam-se os conhecimentos acerca

do assunto, pois somente através da experiência prática consegue-se verificar as reais dificuldades e limitações e, juntamente com o conhecimento teórico do assunto, pode-se vislumbrar possíveis soluções. Embora o mercado internacional disponha de sistemas de posicionamento de altíssima exatidão para este tipo de aplicação e até mesmo oferta de máquinas-ferramenta de ultra-precisão, tem-se como inconveniente o alto custo do produto além do alto custo também da sua manutenção. Normalmente são vendidos sistemas fechados e sempre haverá a dependência do fabricante. Embora a compra de um produto pronto agilize as pesquisas na área específica de usinagem de ultra-precisão, quase nada contribui em relação ao desenvolvimento de máquinas-ferramenta de ultra-precisão.

O trabalho apresentado aqui está estruturado segundo o critério didático, da seguinte forma : o capítulo 2 apresenta o estado da arte em sistemas de posicionamentos para máquinas de precisão, procurando salientar os aspectos referentes ao sistema de acionamento e controle dos eixos, e mostra a grande diferença entre o estado da arte global e o estado da arte no Brasil. No capítulo 3, baseado no estado da arte, são discutidos os componentes compatíveis com tais sistemas, e também apresenta a seleção realizada e, com isso, define-se a estrutura eletro-mecânica do sistema de posicionamento. O capítulo 4 apresenta os objetivos que se propôs alcançar e os tipos de ensaios realizados. A partir do capítulo 5 a análise é mais direcionada aos resultados obtidos nos ensaios. Muitas vezes, foi necessário relatar princípios físicos relativamente básicos a fim de se esclarecer os problemas ocorridos na prática. O capítulo 6 apresenta o estudo do algoritmo de controle do posicionador. Inicialmente, é apresentado o algoritmo de controle já implementado no módulo de controle (CNC) e o programa de auto-ajuste do controlador. Em seguida, é apresentado a aplicação do método de posicionamento de pólos utilizado para calcular os parâmetros do controlador. O capítulo 7 apresenta a implementação do ponto de referência do posicionador e o capítulo 8 apresenta diversos ensaios realizados, e é mostrada a influência do controlador no comportamento do sistema. No capítulo 9 constam observações a respeito dos resultados obtidos e sugestões para futuros trabalhos nesta linha de pesquisa.

2. ESTADO DA ARTE EM SISTEMAS DE POSICIONAMENTO SUBMICROMÉTRICOS

O estado da arte em sistemas de posicionamento de ultra-precisão está fortemente interligado ao estado da arte de máquinas-ferramentas de ultra-precisão. O próprio desenvolvimento tecnológico na área de fabricação e projetos de máquinas, favorece a obtenção de peças com precisão de forma cada vez menor e que irão por sua vez compor as futuras máquinas, sendo possível avançar mais ainda em seu desenvolvimento tecnológico.

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados sistemas de posicionamento de incerteza submicrométrica, cuja aplicação é em máquinas-ferramentas de ultra-precisão. Inicialmente, são apresentados as pesquisas desenvolvidas no exterior e logo em seguida, são apresentadas as pesquisas desenvolvidas no Brasil.

2.2 ESTADO DA ARTE GLOBAL

Máquinas-ferramenta especiais que utilizam ferramentas de diamante monocristalino começaram a tomar forma somente após a metade dos anos 60. Uma destas máquinas foi desenvolvida no Laboratório Nacional de Lawrence Livermore (LLNL) nos Estados Unidos [Kurfess, 1996]. A filosofia básica de projeto empregada pelos engenheiros no LLNL, até os dias de hoje, é conhecida como teoria determinística, e tem como premissa básica que a estrutura eletro-mecânica da máquina deve ser projetada de maneira otimizada, pois desta forma, o trabalho do engenheiro de automação é amplamente simplificado, porém, para alcançar o melhor desempenho possível, um sistema de controle de posição ainda tem que ser empregado. O sistema

de controle pode minimizar os erros do sistema de posicionamento somente até um certo limite. Uma máquina bem projetada mecanicamente juntamente com equipamentos de baixa incerteza, tais como laser interferométrico, atuadores piezelétricos, guias hidrostáticas ou aerostáticas e servo-motores são elementos críticos para se alcançar uma baixa incerteza. Estes subsistemas estão sendo usados mais freqüentemente já que seus custos diminuíram e a disponibilidade aumentou.

Como exemplo de máquina de ultra-precisão de ponta, pode-se citar a máquina de torneamento óptico (*large optic turning machine*) desenvolvida pelo LLNL [Kurfess, 1996]. Esta máquina opera com um erro dimensional de 25 nm e acabamento superficial (R_a) de 5 nm, e já torneou peças ópticas para muitos sistemas inclusive o espelho secundário para o telescópio Keck II, situado no Havaí. Além de se obter uma forma óptica precisa o suficiente sem o uso de outros processamentos após a usinagem, apresenta também um acabamento superficial de alta qualidade, de modo que pode-se dispensar o polimento. Para alcançar uma incerteza nesta ordem de grandeza, é necessário manter condições ambientais (por exemplo, temperatura, umidade e isolamento de vibrações) rigorosamente controladas. O sistema de medição laser interferométrico possui uma resolução de 1,27 nm. O caminho percorrido pelo feixe laser é envolvido por um tubo em cujo interior é criado vácuo, de modo a isolar o feixe de efeitos provocados pela turbulência do ar (variação do índice de refração). O sistema interferométrico mede a posição da ferramenta e um sensor capacitivo com resolução de 0,32 nm mede a posição da peça. O sistema de controle monitora a posição da ferramenta em relação à peça. Os sistemas de medição utilizados nesta máquina tem como referência uma estrutura externa à máquina especialmente construída para este fim, de modo a não sofrer influência devido à variação de carga. As transmissões principais para movimentação dos dois eixos são rodas de atrito, acionados por servo-motor CC com taco-gerador para medir e realimentar a velocidade. O mínimo incremento para cada eixo é de 2,5 nm.

Ainda no trabalho apresentado por [Kurfess, 1996], é feito um estudo dos sistemas de controle dos eixos X e Z de uma máquina de torneamento a diamante, também desenvolvida no LLNL, e a determinação dos ajustes apropriados dos mesmos. Para o

desenvolvimento do sistema de controle, a equipe de projeto do LLNL se baseia no entendimento fundamental do controle clássico, identificação de sistemas dinâmicos, acionamentos e sistemas de realimentação. O controlador da malha de velocidade é do tipo proporcional-integral e da malha de posição é do tipo proporcional.

[Ueda et. al.,1991] apresentam uma máquina-ferramenta de ultra-precisão para usinagem de espelhos que alcança uma precisão de forma de $0,1 \mu\text{m}$ e rugosidade R_a de 2 nm . O carro desta máquina, formada por um posicionador de dois eixos, utiliza guias hidrostáticas e um servo-motor CA de baixa rotação, especialmente desenvolvido para esta aplicação. Assim como no caso anterior, aqui são controladas posição e velocidade de cada eixo, no entanto, não é citado o tipo de controlador utilizado. O rotor do motor e o codificador opto-eletrônico incremental rotativo (também conhecido por *encoder*), usados para realimentar a velocidade, são fixados diretamente ao fuso. A realimentação de posição é feita através de um laser interferométrico com $2,5 \text{ nm}$ de resolução. Alguns cuidados em relação ao sistema de medição laser são citados neste trabalho. Os espelhos refletores do laser são localizados tão próximos quanto possível do suporte da ferramenta para minimizar os efeitos térmicos. O interferômetro do sistema é montado em um suporte, separado da máquina, sobre uma base de granito. Todo caminho do laser é envolvido por uma proteção em forma de tubo.

[Flügge, 1994] faz um estudo comparativo entre um sistema de medição que opera sem esta proteção e o mesmo utilizando a proteção. Os experimentos realizados mostram que a turbulência do ar produz alterações rápidas na temperatura do ar que envolve o feixe laser, e sensores de temperatura do sistema de medição interferométrico, que normalmente possuem uma dinâmica mais lenta, não são capazes de detectar esta mudança de temperatura com rapidez suficiente. Conseqüentemente, a correção que deveria ser realizada no comprimento de onda do feixe laser em função da variação de temperatura, neste caso não é realizada. Tal influência causa uma distorção significativa na medição. Além disso, esta proteção evita interrupções acidentais do feixe laser causadas pelo operador e minimiza a contaminação óptica por fluido de corte e cavaco.

Uma das concepções utilizadas para se alcançar posicionamento com incerteza submicrométrica envolve dois mecanismos de acionamento e controle em um único eixo, denominados estágio de posicionamento grosso e estágio de posicionamento fino ([Armstrong-Hélouvry et al., 1994] e [Yonezawa et al., 1990]). O estágio de posicionamento grosso atua em deslocamentos milimétricos rápidos e a incerteza resultante não é de grande interesse. Já o estágio de posicionamento fino atua em deslocamentos menores na faixa micrométrica e a incerteza obtida alcança a ordem nanométrica. De grosso modo, pode-se afirmar que o sistema de posicionamento de ultra-precisão de dois estágios é a integração de um posicionador de precisão de curso longo (estágio grosso) e de um posicionador de ultra-precisão de curso micrométrico (estágio fino). A otimização da estrutura mecânica de posicionadores de precisão e de seu sistema de controle tem sido estudado por [Kurfess, 1996], [Rao e Ro, 1995], [Smith et al., 1995], [Mizumoto et al., 1995], [Armstrong-Hélouvry et al., 1994], [Southward et al., 1991], [Karnopp, 1985], [Haessing et al., 1991], [Wang, 1991], [Dessaint, 1990], etc. Já os posicionadores de ultra-precisão de curso micrométrico tem sido estudado por [Ro et al., 1993], [Ro et al., 1991], [Futami et al., 1990], [Li, J.-T. et al., 1991], , etc. Nestes trabalhos as seguintes técnicas de controle são citadas: PID, PD+*feedforward*, ganho proporcional ajustável, estratégias de controle adaptativa, controle adaptativo por modelo de referência e controle dual (*dual mode control*). No controle dual, um único estágio utiliza dois algoritmos de controle diferentes e a alternância de controladores é feita com base em determinada variável medida do posicionador (erro de posicionamento, por exemplo).

A principal desvantagem do mecanismo de dois estágios é a complexidade : dois atuadores e dois controladores por cada eixo são necessários e estes devem ser perfeitamente coordenados, de tal forma que na trajetória desenvolvida não se perceba que houve troca no mecanismo de acionamento e controle, ou seja, não pode haver trepidação. Este é o principal desafio deste tipo de sistema, principalmente quando mais de um eixo está envolvido.

O trabalho apresentado por [Yonezawa et al., 1990] mostra ensaios realizados em uma mesa de posicionamento de baixa incerteza e alta velocidade, que possui dois

mecanismos de acionamento (estágio de posicionamento grosso e fino) e controle dual. O estágio de posicionamento grosso consiste de um motor e um fuso de esferas recirculantes, e o estágio de posicionamento fino consiste de um atuador piezelétrico cilíndrico. Utiliza-se um laser interferométrico cuja resolução é de 5 nm para obter realimentação de posição no sistema de controle e um *encoder* é acoplado ao motor de modo que a velocidade angular possa ser usada para compensação de atrito. É implementado um controlador dual segundo a faixa de erro de posicionamento detectado : quando o erro de posicionamento está além de 2,5 μm , um sistema de controle implementa a ação PD+*feedforward* e compensa o atrito dinâmico de acordo com a velocidade de referência da mesa e da velocidade angular do motor; quando o erro fica abaixo de 2,5 μm , a correção é feita baseada numa relação estatística em função do erro de posicionamento; quando o erro fica abaixo de 0,5 μm o sistema de controle deixa de implementar a malha de controle grosso e passa a implementar a malha de controle fino com o atuador piezelétrico, e a ação de controle é do tipo PI. Simulações mostraram que a frequência de amostragem do sistema deveria ser maior que 2 kHz, portanto, foi usado como controlador um DSP que executa operação em ponto flutuante de 32 bits, e foi estabelecido um servo-ciclo de 0,15 ms, o que corresponde a uma frequência de amostragem de 6,7 kHz. A incerteza de posicionamento resultante ficou na faixa de 3,3 nm (desvio padrão) para testes de resposta ao degrau de 15 mm de amplitude. O tempo de posicionamento do estágio grosso foi de 0,13 s e o estágio fino completou o movimento em 35 ms. O erro de posicionamento apresentou valores elevados, em torno de 0,2 μm , durante a transição entre os dois estágios. O curso total da mesa é de 100 mm e esta possui somente um grau de liberdade.

O trabalho apresentado por [Ro e Hubbel, 1993] possui um único mecanismo de acionamento e é usado um controlador dual. Os resultados apresentados mostraram ensaios na faixa de movimentação entre 10 μm e 25 nm, buscando a incerteza submicrométrica. São utilizados fusos de esferas recirculantes, servo-motor rotativo CC e a realimentação de posição é realizada através de um sensor capacitivo com resolução nanométrica (2,54 nm/mv). Estudos de sistemas de posicionamento de ultra-precisão, que empregam fusos de esferas recirculantes ([Ro e Hubbel, 1992]),

mostram, que o seu comportamento pode ser dividido em dois estágios, o *microdinâmico* e o *macrodinâmico*. O estágio microdinâmico ocorre na faixa de deslocamentos submicrométricos e nanométricos, e é caracterizado pela deformação elástica que ocorre entre os contatos em atrito das esferas, trilhas da castanha e do fuso. O estágio macrodinâmico começará a ocorrer após um torque mínimo, denominado “torque de grudamento”, e os efeitos dominantes estão relacionados com o atrito estático e dinâmico. No estágio macrodinâmico, o atrito estático entre o fuso e a castanha, e também a elasticidade dos elementos de transmissão mecânica, tais como acoplamentos, redutores, etc., induzem à ocorrência do efeito *stick-slip*¹ ao se trabalhar com velocidades muito baixas. Para reduzir as chances de tal efeito ocorrer, o fuso é montado pré-tensionado e o motor é montado diretamente no fuso, e assim, folgas e elasticidade são reduzidas. Cada estágio é descrito por um modelo matemático linear. O modelo referente ao estágio microdinâmico, descreve o comportamento elástico que ocorre em movimentos nanométricos e submicrométricos (antes do “torque de grudamento”) e o outro, referente ao estágio macrodinâmico, reproduz o atrito estático e dinâmico. A técnica de controle usada é o controle adaptativo por modelo de referência (MRAC), pois foi detectado que as características friccionais não eram constantes ao longo do espaço de trabalho de cada estágio. Portanto, o esquema adotado resultou em um controle dual; isto é, dois controladores adaptativos, um, projetado usando como modelo de referência o modelo do estágio microdinâmico e o outro usando o modelo do estágio macrodinâmico. No início do movimento, o controle está sempre no modo microdinâmico e irá chavear para o modo macrodinâmico quando o torque aplicado exceder um certo valor, valor este determinado experimentalmente. O algoritmo de controle foi implementado em um DSP e o tempo de amostragem foi de 0,5 ms. O posicionador apresentou bom desempenho para degraus de 25 nm a 400 nm (atuação no modo microdinâmico) e

¹ *Stick-slip* é um tipo de atrito não linear no ponto $V_r = 0$ (V_r é a velocidade relativa entre dois corpos em atrito). Neste ponto, a função que representa o atrito *stick-slip* é não unívoca, o que implica que a força de atrito poderá assumir qualquer valor na faixa $[+F_H, -F_H]$. O efeito desta não linearidade é um movimento não uniforme [Haessig, D. A. et al, 1991].

para degraus de $1\ \mu\text{m}$ e $10\ \mu\text{m}$ (atuação no modo macrodinâmico), mas não teve bom desempenho quando operando na faixa entre $500\ \text{nm}$ a $1\ \mu\text{m}$, com nenhum dos dois controladores. Neste trabalho não é citada a incerteza alcançada. O autor sugere que, para melhorar o comportamento do posicionador, se utilize um único modelo não-linear que abranja ambas as faixas e um único controlador.

[Li, J.-T. et al., 1991] apresentam um posicionador de ultra-precisão e curso micrométrico, que possui dois eixos, X e Z. Cada eixo possui um único estágio de posicionamento, e utiliza um motor de torque CC para movimentar o carro por meio de um mecanismo de transmissão por atrito, que transforma a rotação do eixo do motor em deslocamento linear. Os carros dos eixos X e Z, se deslizam sobre guias aerostáticas. A realimentação de posição para o sistema de controle é feita através de um sistema laser interferométrico. A incerteza alcançada foi de $0,25\ \mu\text{m}$ e $0,40\ \mu\text{m}$ para o eixo X e Z, respectivamente. O algoritmo de controle de posicionamento implementado é de um controlador tipo P (proporcional) com ganho variável juntamente com um controlador *feedforward*.

[Rao e Ro, 1995] apresentam um sistema de posicionamento de ultra-precisão, curso micrométrico, e que possui um único mecanismo de acionamento e controle. Foram apresentados ensaios de movimentação de $1\ \mu\text{m}$ e $0,1\ \mu\text{m}$. Este posicionador utiliza o acionamento tipo roda de atrito acionada diretamente por um servo-motor, sem acoplamentos e reduções. O sensor de realimentação de posição usado é do tipo capacitivo. Neste posicionador, um esquema de controle PID clássico é comparado com um PID com realimentação de estados, ambos com frequência de amostragem de $3\ \text{kHz}$. Este último proporcionou ao posicionador um tempo de resposta quatro vezes mais rápida que o PID clássico, e também maior capacidade de rejeitar perturbação. O erro de seguimento a uma senoide de $0,5\ \text{Hz}$ e $1\ \mu\text{m}$ de amplitude ficou em torno de $\pm 50\ \text{nm}$ com o PID clássico e em torno de $\pm 25\ \text{nm}$ para o PID com realimentação de estados.

[Wang, 1991] apresenta um sistema de posicionamento de estágio único. A amplitude dos deslocamentos apresentados nos ensaios realizados foi de $0,4\ \text{mm}$. Este

posicionador utiliza um servo-motor translativo CC, um laser interferométrico que provê a informação sobre realimentação de posição com uma resolução de 80 nm. O motor translativo desloca diretamente o carro do posicionador, que se desliza sobre guias com elementos rolantes. Um processador de alta velocidade implementa um sistema de controle realimentado juntamente com um controlador *feedforward*. Ensaios de seguimento de uma trajetória senoidal de amplitude 0,4 mm pico a pico e freqüência de 14,3 Hz mostrou que o máximo erro de trajetória é em torno de 8 μm . Para trajetória triangular cíclica cuja freqüência é de 14,3 Hz e amplitude de 0,4 mm, o máximo erro ocorre nos cantos e é de 9 μm .

[Smith et al., 1995] apresentam um sistema de posicionamento de curso longo, que utiliza um único estágio de acionamento e controle. Os ensaios apresentados mostraram degraus de movimentação entre 20 mm e 10 mm. O sistema de posicionamento consiste de uma mesa acionada por um motor CC sem escovas através de um fuso de esferas recirculantes de precisão. Com o codificador optoeletrônico rotativo utilizado para realimentação obtém-se uma resolução de 1,27 μm . A estratégia de controle é implementada em um DSP de 33 MHz. São implementadas as técnicas de controle PID, PID adaptativa e avanço de fase adaptativo (parâmetros adaptativos). O controle PID torna-se instável diante do aumento de carga inercial do posicionador, e em comparação com os demais métodos apresentou o pior resultado. O PID adaptativo e avanço de fase adaptativo apresentaram erro de posicionamento em regime estacionário de 5 μm para deslocamentos tipo degrau de 20 mm de amplitude, e para sinais senoidais de amplitude 10 mm e freqüência de 1 Hz o erro foi de 100 μm . Este erro se manteve diante do aumento de carga. O avanço de fase adaptativo apresenta um comportamento em regime transitório mais amortecido que o PID adaptativo. O tempo de execução dos métodos adaptativos é de 100 μs cada, enquanto que do PID comum é de 50 μs .

O desempenho de uma máquina-ferramenta depende tanto da estrutura eletromecânica da máquina quanto do controlador CNC utilizado. Por isso, um outro aspecto que está fortemente interligado à evolução do seu estado da arte e conseqüentemente também envolve o sistema de posicionamento é a estrutura do controlador CNC

empregado. A tarefa fundamental dos CNCs é a de conversão das informações de geometria espacial (comandos de entrada) em comandos para os dispositivos de acionamento (comandos de saída), no entanto, os CNCs atuais são muito mais interativos, permitindo ao usuário definir as operações em mais alto nível, tais como o planejamento do processo, monitorar a execução local ou remotamente, ou mesmo controlar a operação de várias células de produção simultaneamente. Os CNCs convencionais, por possuírem uma estrutura fechada, não permitem que os usuários construam e reconfigurem, de maneira relativamente fácil, os seus próprios sistemas, de forma a incorporar somente as atividades relevantes para aquela aplicação.

Para ir de encontro a estes ideais, o controlador deve ser de tal forma transparente que os construtores de máquinas-ferramenta e usuários finais possam implementar livremente as suas idéias, obtendo assim, o controlador que mais se adapta às suas necessidades. Esta tendência está levando a uma nova onda de desenvolvimento dos controles CNCs que vem sendo chamado de controlador de arquitetura aberta. Em relação a tais sistemas abertos deve se levar em conta vários aspectos : (1) quais recursos de *software* e *hardware* usar, (2) quais as tarefas e o nível de sofisticação de cada tarefa que os CNCs abertos devem ser capazes de cumprir, e também (3) a capacidade de aperfeiçoamento do desempenho da máquina, de forma a obter menor incerteza utilizando técnicas de interpolação e de controle mais apropriadas. Devido ao custo cada vez menor dos computadores, os sistemas de controle CNC abertos vêm sendo desenvolvidos adicionando-se um módulo de controle em seu barramento, sendo que tais módulos possuem o seu próprio processador aritmético e banco de memórias, e possuem a capacidade de controlar a posição e velocidade dos eixos (um módulo chega a controlar até 32 variáveis), monitorar variáveis medidas na máquina e gerar perfis de trajetórias com diferentes níveis de complexidade (interpolação linear, circular, cúbica e spline), além de permitir que o usuário implemente algoritmos de controle diferentes daquele que já vem implementado no módulo. Diversos autores ([Yamazaki, K., 1997], [Pritschow et al., 1996], [Satoro et al., 1997], [Kramer, 1996] e [Inokuma, 1996]) apresentam análises da potencialidade de módulos CNC, sua versatilidade e o nível de aperfeiçoamento que se pode alcançar.

As características de entrada/saída e velocidade de processamento do módulo CNC podem ser usadas para definir o seu estado da arte atual, isto é, a velocidade do processador utilizado, a resolução da conversão do sinal digital para analógico (D/A) e a máxima frequência de leitura do sinal de realimentação. Atualmente, tem sido empregados processadores DSP (*Digital Signal Processor*) devido à maior rapidez de processamento, quando comparados com microprocessadores similares de uso geral.

Módulos de controle com DSP de 100 MHz, com taxa de amostragem de 18 μ s por eixo (servo-ciclo de 55 kHz), capaz de ler sinais provenientes de codificadores optoeletrônicos (sinal A/B em quadratura) até uma frequência máxima de 40 MPPS e resolução de conversão D/A de 18 bits, já estão disponíveis no mercado.

A diferença básica entre os DSPs e os microprocessadores e microcontroladores convencionais é que estes últimos possuem um único barramento para comandos de programa e dados e uma única memória para armazená-los (arquitetura "Von Neumann"); já os DSP's utilizam uma arquitetura de barramento duplo que permite processamento simultâneo de instruções de programa e de dados e possuem memórias separadas para armazená-los (arquitetura Harvard). Uma outra grande diferença é em relação ao modo de operação da unidade lógica aritmética, ULA. A ULA convencional multiplica números, via *software* (micro-códigos), através de adições repetitivas, já a ULA do DSP executa, via *hardware*, a instrução multiplica-acumula, ou seja, um único comando enviado multiplica dois números, adiciona o produto a um acumulador e desloca o resultado para um registrador. Estas são as principais diferenças que tornam os DSP's mais rápidos que um microprocessador equivalente e portanto mais apropriados quando se deseja implementar algoritmos de controle mais complexos ([Bucella, 1990], [Yogendra, 1990]).

Com o emprego do módulo CNC de arquitetura aberta, o usuário tem a possibilidade de implementar novos tipos de algoritmos de controle com o intuito de, por exemplo, se alcançar uma menor incerteza de posicionamento. Pode-se citar como exemplos, as técnicas de controle de posição adaptativas e também a utilização da realimentação da

força da ferramenta para compensação do erro dinâmico a fim de melhorar a precisão de forma e acabamento superficial [Krammer, 1996].

2.3 ESTADO DA ARTE NO BRASIL

No Brasil, os trabalhos na área de mecânica de precisão se iniciaram na década de 70, com as pesquisas na área de mancais aerostáticos liderados pelo professor Benedito de Moraes Purquério na Universidade Federal de São Carlos (USP) em São Paulo. Atualmente, nesta mesma universidade, está em andamento o desenvolvimento de um sistema de micro-posicionamento de ultra-precisão, com o objetivo de futuramente ser incorporado à uma máquina-ferramenta. Neste sistema é utilizado um atuador do tipo magnetoestrutivo e para realimentação de posição é utilizado um sistema de medição laser interferométrico [Rubio et al., 1997]. O trabalho ainda está em desenvolvimento, não possuindo ainda resultados experimentais.

A primeira máquina-ferramenta de usinagem de ultra-precisão desenvolvida no Brasil foi projetada no Laboratório de Mecânica de Precisão (LMP) em parceria com o Laboratório de Hardware (LHW), ambos da Universidade Federal de Santa Catarina, em 1987, e tinha um objetivo preestabelecido que era usinar cilindros fotoreceptores com precisão dimensional de centésimos de milímetro e rugosidade R_a de aproximadamente 25 nm. Tal máquina possui um eixo de deslocamento e um de posicionamento. O eixo de deslocamento emprega guias aerostáticas e é acionado por um cilindro hidráulico. Os eixos não apresentam controle de posição em malha fechada. Com esta máquina de ultra-precisão foi possível obter cilindros fotoreceptores com uma rugosidade R_a de 8 nm [Weingaetener, 1992].

Desde então, vários outros trabalhos relacionados com a área de ultra-precisão foram desenvolvidos no Departamento de Engenharia Mecânica da UFSC, os quais contribuíram de alguma forma para a evolução deste trabalho. No trabalho desenvolvido por [Vásquez, 1994] é realizado o estudo dos elementos de acionamento e controle que compõem um posicionador de ultra-precisão que utiliza guias aerostáticas. [Stoeterau, 1992] apresenta o desenvolvimento e o estudo do

comportamento estático e dinâmico de guias cilíndricas aerostáticas. A fabricação de mancais aerostáticos para árvores e mesas rotativas, para diferentes aplicações, utilizando diferentes técnicas de projeto é apresentada por ([Pereira, 1997], [Oliveira, 1994], [Mulier, 1994]), [Rocha, 1994] e [Moreira, 1994]).

Como continuidade desta linha de pesquisa, por volta de 1992, deu-se início o projeto e a fabricação de uma máquina-ferramenta cujo objetivo é a fabricação de peças com formas mais complexas que um cilindro, e com precisão dimensional submicrométrica. O trabalho apresentado aqui mostra o estado atual deste desenvolvimento.

2.4 CONCLUSÃO

Através da análise do estado da arte global e no Brasil constatou-se que enquanto no exterior inúmeras pesquisas em sistemas de posicionamento vem sendo desenvolvidas, no Brasil, poucos centros de pesquisas se dedicam a tais desenvolvimentos. Além disso, o alto investimento de capital que ocorre no exterior, já não ocorre no Brasil. Tais fatos justificam ainda mais a necessidade de se desenvolver, aqui no Brasil, pesquisas nesta área. No próximo capítulo serão apresentados os principais componentes que compõem cada eixo do sistema de posicionamento.

3. CONCEPÇÃO DE SISTEMAS DE POSICIONAMENTO PARA MÁQUINAS-FERRAMENTA DE INCERTEZA SUBMICROMÉTRICA

Uma máquina de ultra-precisão requer um sistema de posicionamento com uma estrutura eletro-mecânica capaz de proporcionar uma incerteza de posicionamento submicrométrica e suavidade de movimento de acordo com a incerteza que se quer alcançar. Além disso, para se usinar formas geométricas mais complexas, são necessários no mínimo 2 eixos de deslocamento. O sistema de medição de posição deve possuir altíssima resolução e as guias juntamente com o sistema de acionamento e transmissão devem permitir que se obtenha alta resolução, além de movimentos suaves e com retilineidade. E por último, a implementação de um sistema de controle em malha fechada torna possível obter um sistema com maior exatidão de posicionamento, rigidez e rapidez de resposta.

De acordo com o capítulo 2, pode-se alcançar a incerteza submicrométrica com sistemas de posicionamento onde cada eixo possui um único mecanismo de acionamento e controle, e também com sistemas de posicionamento que são constituídos por dois mecanismos de acionamento e controle (estágio de posicionamento fino e estágio de posicionamento grosso) em cada eixo. Usualmente são utilizadas guias aerostáticas ou guias hidrostáticas, e sistemas de medição de altíssima resolução que realizam medição direta da posição, sendo o sistema laser interferométrico o mais citado, pois satisfaz tais exigências. Tem-se como regra básica que a resolução do sistema de medição deve ser em torno de 10 vezes maior que a resolução de posicionamento pretendida. Como sistema de acionamento, utiliza-se servo-motores CC sem escovas (*brushless* - BL). Os atuadores piezelétricos e os sensores capacitivos são usados em sistemas de posicionamento com curso micrométrico.

Além do cuidado com a escolha dos componentes do sistema de posicionamento, pela análise do capítulo 2 pode-se constatar que (1) usar bases diferentes para o sistema de posicionamento e sensor laser, e (2) utilizar uma tubulação que envolva o feixe laser, torna o sistema menos sensível à perturbações externas, e conseqüentemente, pode-se alcançar uma menor incerteza. A seguir, os principais componentes envolvidos na concepção de um sistema de posicionamento com incerteza submicrométrica, conforme mostrado capítulo 2, serão analisados.

3.1 AVALIAÇÃO DOS PRINCIPAIS COMPONENTES

São vários os componentes que podem compor um sistema de posicionamento de uma máquina-ferramenta e as escolhas irão depender do objetivo específico da máquina, como por exemplo, da complexidade das formas geométricas que serão usinadas, da incerteza e rugosidade que se quer alcançar.

Um sistema de posicionamento com incerteza submicrométrica poderia empregar guias aerostáticas; servo-motores especialmente desenvolvido para proporcionar torque constante (com oscilação mínima) em baixas velocidades; sistemas de medição laser interferométrico de alta resolução e um sistema de controle em malha fechada. A seguir, será apresentada uma análise mais detalhada dos principais componentes envolvidos na concepção de um sistema de posicionamento com incerteza submicrométrica.

3.1.1 - Guias

Guias são elementos estruturais que permitem o movimento de um elemento em relação a outro, sendo que, em geral, o movimento é restrito a um grau de liberdade. Em um posicionador, as guias utilizadas exercem grande influência na exatidão de posicionamento, pois o comportamento friccional entre as partes em movimento relativo afeta a exatidão de posicionamento e uniformidade do movimento. As guias devem apresentar alta rigidez, bom comportamento friccional, retilineidade e baixo desgaste. Em ([Pereira, 1997], [Stoeterau, 1997], [Slocum, 1992] e [Gross, 1983]) são

apresentados estudos de guias do tipo escorregamento, elementos rolantes, a filme fluido e magnéticos, que são as mais utilizadas atualmente, salientando os pontos que devem ser observados quando se procura adequá-las à uma escolha específica, pois cada aplicação exige um desempenho diferente do conjunto. Em máquinas-ferramenta de ultra-precisão, onde não se admite qualquer indício de *stick-slip*, a liberdade de escolhas entre as concepções de guias aplicáveis é bem menor que em máquinas convencionais. No estado da arte atual, as guias mais apropriados para o uso em ultra-precisão ([Stoeterau, 1997], [Purquério, 1994] e [Slocum, 1992]) são as guias com filme de fluido (aerostáticas e hidrostáticas) e as guias magnéticas.

Guias com filme de fluido baseiam-se na utilização de algum tipo de fluido, que injetado sob alta pressão na fenda entre as partes com movimento relativo, permitem o movimento livre de contato metálico entre superfícies, reduzindo fortemente o atrito estático e dinâmico. Na folga entre as partes com movimento relativo gera-se uma pressão estática que determina as características de rigidez e capacidade de carga da guia. Dependendo do tipo de fluido utilizado pode-se distinguir entre guias hidrostáticas e aerostáticas.

Nas guias hidrostáticas, o óleo pressurizado é alimentado externamente e convém ser reutilizado no próprio sistema, portanto, é necessário um sistema de coleta, tratamento e recirculação. A viscosidade do óleo é sensível às variações de temperatura, o que influencia a sua capacidade de carga. Conseqüentemente, principalmente em altas velocidades, é necessário um controle de sua temperatura para manter o comportamento do sistema hidrostático mais estável. Normalmente, é necessário um sistema de vedação adequado para as guias hidrostáticas, o que encarece ainda mais o sistema. As guias hidrostáticas apresentam a vantagem de permitirem um elevado carregamento, sendo mais adequadas para componentes pesados, e além disso, tem atrito estático desprezível de modo que a resolução realizável é teoricamente ilimitada.

Nas guias aerostáticas, o uso do ar dispensa o uso de sistemas de re-coleta e recirculação necessários nas guias hidrostáticas. É um sistema “limpo”, e o ar pode ser liberado para a atmosfera, não sendo necessárias vedações. O atrito estático neste

caso também é desprezível e portanto, a resolução realizável é teoricamente ilimitada e não se tem o efeito *stick-slip* ([Lammers, 1994], [Slocum, 1992], [Weck, 1984]). Além disso, possuem vida útil teoricamente infinita e a variação da viscosidade do ar é muito pequena com a variação da temperatura, tornando a capacidade de carga mais estável. As guias aerostáticas despertam um interesse especial para aplicações em ultra-precisão onde os carregamentos são pequenos e, em consequência, não há necessidade de uma grande capacidade de carga. A fabricação das guias aerostáticas tem custo alto, e deve-se somar a este custo o fato de que o ar pressurizado injetado tem que ser tratado (filtro e secador). As guias aerostáticas são muito sensíveis às impurezas injetadas junto com o ar, o que pode alterar a folga entre luva e guia e conseqüentemente a sua capacidade de carga, chegando até mesmo a comprometer a capacidade de movimentação do sistema. Via de regra, deve-se eliminar partículas maiores que 1 μm de diâmetro.

O funcionamento das guias magnéticas baseia-se no princípio da atração e repulsão entre pólos magnéticos opostos. Os campos magnéticos opostos mantêm o elemento móvel suspenso e portanto não ocorre contato entre as partes metálicas. A necessidade de um sistema de controle em malha fechada torna o sistema mais complexo, no entanto, possibilita obter uma alta capacidade de amortecimento e alta rigidez. As desvantagens das guias magnéticas são o custo elevado, o peso, o volume, além do aquecimento, requerendo dispositivos externos de resfriamento.

Em resumo, as guias hidrostáticas, aerostáticas e magnéticas apresentam a vantagem de proporcionarem um deslocamento suave e isento de *stick-slip*, e possuem baixa incerteza de posicionamento devido ao fato do atrito estático ser desprezível. A tabela abaixo mostra comparações qualitativas entre guias aerostáticas, hidrostáticas e magnéticas.

Tabela 3.1 - Comparação qualitativa entre guias

Tipo	<u>Aerostáticas</u>	<u>Hidrostáticas</u>	<u>Magnéticas</u>
Capacidade de carga	baixa	alta	alta
Amortecimento	baixo	alto	baxo
Atrito estático	desprezível	desprezível	desprezível
Exatidão	elevada	elevada	elevada
Resolução	ilimitada	ilimitada	ilimitada
Desempenho em baixas velocidades	ótimo	ótimo	bom
Custo	baixo	moderado	alto

3.1.2 - Acionamentos

O acionamento de um sistema de posicionamento, ao receber um sinal de comando vindo do controlador gera uma força/torque que produz o movimento desejado. Em uma máquina-ferramenta pode-se empregar acionamentos elétricos e hidráulicos. Em geral, sistemas hidráulicos são recomendados para aplicações onde os requisitos de potência tornam inviável o uso de sistemas eletro-mecânicos, no entanto, têm como desvantagem o comportamento não linear devido a variações na viscosidade do óleo com a temperatura. Tendo em consideração critérios de custo, flexibilidade, espaço e comportamento dinâmico, os acionamentos elétricos apresentam vantagens significativas, pois apresentam melhor dinâmica, menor custo e ocupam menos espaço que os hidráulicos. Para sistemas de posicionamento com cursos submicrométricos, outros acionamentos têm importância crescente, tais como os baseados no efeito piezelétrico. No entanto, estes realizam somente movimentos na ordem de micrometros, e portanto não se adequam a este caso. Detalhes sobre este tipo de acionamento são discutidos em [Tavares, 1995].

Servo-motores são motores elétricos especialmente projetados para responderem aos comandos impostos com elevada exatidão e rapidez, com o que se distinguem de um motor elétrico comum por serem otimizados visando a obtenção de máximo desempenho dinâmico ao invés de mínimo custo de produção ou máxima eficiência; e

apresentam outras características especiais, como linearidade de resposta e relação inércia/ torque menor quando comparada à um motor elétrico comum. Também são características de um servo-motor, o emprego de um maior número de pólos e a minimização da ondulação de torque via projeto (abaixo de 2% do torque nominal). Eles são apropriados para produzir movimentos suaves em baixa velocidade (abaixo de 100 rpm). Devido às características citadas, são os mais adequados para emprego em sistemas de posicionamento de baixa incerteza [Kurfess, 1996], [Smith, 1995], [Ro e Hubbel, 1993], [Anorad, 1991], [Wang, 1991] e [Slocum, 1992]).

Dentre os servo-motores mais empregados em posicionamento de precisão encontram-se os servo-motores CC BL. No estator localizam-se os ímãs permanentes e no rotor as bobinas. O fato de não possuírem escovas reduz a necessidade de manutenção devido ao desgaste, elimina o risco de faiscamentos, geram muito pouco ruído (em relação ao servo-motor com escovas) e a velocidade nominal permitida é mais alta que a de um servo-motor com escovas. Pelo fato de terem excitação por ímãs permanentes, motores deste tipo apresentam a vantagem de não terem que energizar o estator para gerar o fluxo magnético do campo; com isto elimina-se uma fonte de calor interna presente em motores que não utilizam ímãs permanentes. Ímãs de terras raras utilizados em servo-motores aumentam cerca de 50% a força/torque em comparação à servo-motores com pesos e dimensões semelhantes, que empregam materiais convencionais como por exemplo, o ímã de alnico ou ferrite. Isto permite que motores menores realizem o mesmo torque que grandes e caras unidades convencionais [Pimentel, 1996]. O calor gerado nos enrolamentos de armadura dos servo-motores, é uma importante fonte de erros dimensionais e em sistemas de posicionamento de precisão, deve-se fazer uso de um sistema de arrefecimento.

A força (ou torque) de saída do motor depende da forma de onda da corrente imposta em cada fase (alimentação) e da forma de onda espacial da indução no entreferro. São duas as técnicas de energização que mais se destacam : (a) a técnica trapezoidal, onde a corrente de excitação de cada fase é constante e (b) a técnica senoidal, onde a combinação correta entre a forma de onda da f.e.m. e de uma corrente de excitação senoidal produz um torque/força bem próximo a um valor constante (com ondulação

mínima) [Tavares, 1989]. Os servo-motores que empregam a técnica trapezoidal, muitas vezes são chamados de servo-motores trapezoidais e aqueles que utilizam a técnica senoidal, servo-motores senoidais.

Para fornecer a alimentação para o motor e também realizar a comutação das fases, é necessário usar um servo-conversor, também denominado servo-amplificador ou *drive*.

Fatores que Influenciam a Força ou o Torque Gerado

Uma das características mais interessante dos servo-motores é a capacidade de apresentar um torque/força alto e com mínima ondulação especialmente quando opera em velocidades muito baixa (abaixo de 100 rpm), possibilitando que se obtenha suavidade de movimento. No entanto, devido à própria concepção do servo-motor CC, existe um número discreto de ímãs no estator; conseqüentemente existirá uma pequena ondulação senoidal (*ripple* senoidal) no torque resultante que, por sua vez, pode gerar erros de posicionamento ([Slocum, 1992] e [Basak, 1996]). A figura 3.1 exemplifica a forma de onda da força/torque produzida por um servo-motor CC, quando influenciada pela oscilação senoidal. Como pode ser visto, ocorre periodicamente uma redução na força/torque produzida. Usualmente, isto não irá causar problemas em altas velocidades, pois as inércias do motor e da carga tenderão a suavizar este efeito, mas problemas podem surgir em baixas velocidades, pois este efeito poderá se refletir no deslocamento do carro do posicionador.

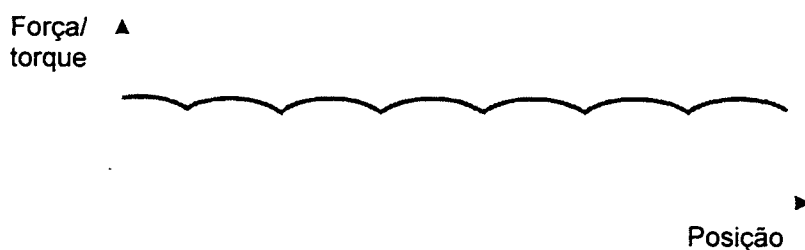


Figura 3.1 : Esboço da ondulação na Força/Torque Resultante

Os servo-motores CC BL que empregam a técnica senoidal tem condições de produzir um torque mais constante (com oscilação mínima) do que aqueles que empregam a técnica trapezoidal ([Parker, 1991] e [Lamers,1994]). De uma maneira geral, existem

várias formas de se reduzir esta ondulação, como por exemplo : (1) os motores podem ser projetados com um maior número de pólos; (2) o aumento do espaçamento de ar (*gap*) entre cursor e estator reduz a ondulação, mas isso resulta em perda de força/torque e conseqüentemente, reduz a eficiência; (3) e conforme já citado, o uso de servo-motores senoidais minimiza esta ondulação em aproximadamente 50%, no entanto, o torque desenvolvido é aproximadamente 10% menor que a dos servo-motores que utilizam a técnica trapezoidal [Tavares, 1989].

Um outro fator que contribui com a oscilação do torque de saída de um motor é o torque de relutância também chamado de torque de *cogging* ou trepidação de torque. O torque de relutância surge em virtude de, a cada posição do rotor, haver relutâncias ligeiramente diferentes que alteram o fluxo total. O rotor tenderá a permanecer nas posições em que o fluxo seja máximo (posições preferenciais). Este fenômeno, conhecido por *cogging*, é facilmente percebido ao girar-se o rotor com a máquina desenergizada. Técnicas de projeto de motores são empregadas para se determinar a inclinação dos pólos, a largura das ranhuras e a largura dos pólos, a fim de se minimizar o torque de relutância de modo que o seu valor represente poucos porcentos do torque nominal (abaixo de 2%) em um motor especialmente projetado [Tavares, 1989].

3.1.3 - Acionamento Direto e Transmissão

Os servo-motores rotativos *frameless* (sem carcaça, sem eixo e sem mancais - **figura 3.2**) possibilitam implementar acionamentos sem o uso de acoplamento, resultando em um sistema com maior rigidez e isento de folgas. No entanto, quando tais motores são empregados, é necessário o emprego de transmissões conversoras (**figura 3.3**), as quais convertem o movimento de rotação em movimento de translação. As transmissões normalmente empregadas em sistemas de posicionamento de incerteza submicrométrica são os fusos de esferas recirculantes de precisão e rodas de atrito. Os servo-motores rotativos *frameless* são montados diretamente na transmissão, sem a necessidade de acoplamentos. No caso do fuso de esferas recirculantes, o estator do servo-motor é montado no chassi do posicionador e o rotor diretamente no próprio

fuso. A desvantagem em se usar transmissões conversoras é a sua deformação elástica. O trabalho desenvolvido por [Ro e Hubbel, 1993], conforme apresentado no capítulo 2, faz a análise dinâmica do comportamento de um fuso de esfera recirculante de precisão e verifica a ocorrência da deformação elástica no regime microdinâmico.

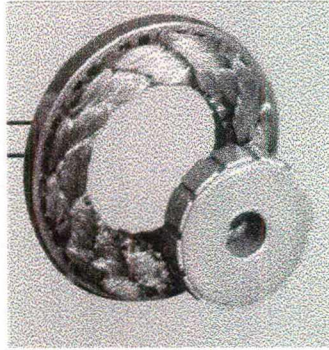


Figura 3.2 : Servo-motor rotativo *frameless* [Aerotech, 1996]

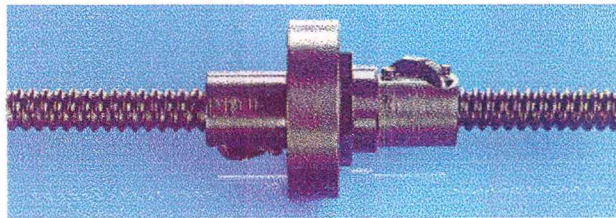


Figura 3.3 Fuso de esferas recirculantes de precisão [Nook, 1999]

Os servo-motores translativos possibilitam implementar acionamentos diretos, que dispensam acoplamentos, transmissões e conversores de movimento permitindo deslocamentos de translação isentos de erros provenientes de folgas devido a acoplamentos; incertezas e elasticidades do fuso. O servo-motor translativo sem escovas desempenha, ao mesmo tempo, as funções de motor, fuso e castanha. Não há nenhum contato metálico entre as partes em movimento e fica dispensado o uso de conversores de movimento rotacional para translacional e de acoplamentos, de modo que a montagem fica livre de problemas como folgas e elasticidades e com isso a rigidez da transmissão entre motor e máquina é maior, o que permite obter respostas mais rápidas e menor incerteza.

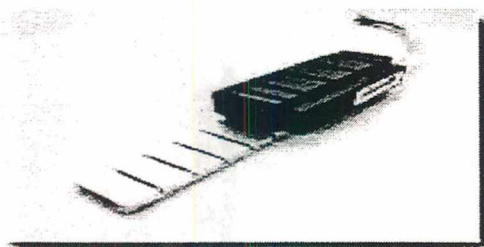


Figura 3.4 : Servo-motor Translativo DC BL [Aerotech, 1996]

3.1.4 - Sensor de Posição

O sistema de medição de posição utilizado em sistemas de posicionamento com curso longo, é o laser interferométrico, o qual proporciona uma resolução na ordem nanométrica. Conforme já citado no capítulo 2, sistemas que utilizam o laser interferométrico necessitam cuidados especiais com relação a sua montagem. Para se evitar a influência da variação do índice de refração devido à turbulência do ar é necessário que o feixe laser esteja envolvido por uma tubulação. Além disso, o sistema de medição deve ter uma base separada da base da máquina para reduzir o efeito das vibrações. Além da elevadíssima resolução, o laser interferométrico apresenta a vantagem de, neste caso, realizar uma medição direta da posição.

Para ser possível o controle em malha fechada, é necessário que o sistema de medição tenha capacidade de obter e transmitir, em tempo real, os valores da grandeza desejada. Alguns módulos CNC (controle numérico computadorizado) já vem interfaceados para receber os dados medidos através da sua entrada em quadratura, até uma frequência de 40 MPPS. Existem disponíveis no mercado mundial, sistemas de medição laser com resolução de 0,6 nm.

Codificadores opto-eletrônicos rotativos (*encoder*) também podem proporcionar uma resolução na ordem nanométrica, sendo possível alcançar uma resolução linear equivalente de 0,77 nm. Neste caso, entretanto, existe a desvantagem de a medição ser indireta, pois o *encoder* deve ficar acoplado ao eixo da transmissão que aciona o carro do sistema de posicionamento e não ao próprio carro, podendo ocorrer que o deslocamento medido pelo *encoder* não retrate exatamente o deslocamento realizado

pelo carro devido às folgas presentes no sistema. À saída do codificador existem sinais em quadratura.

Escalas opto-eletrônicas apresentam resolução máxima de 10 nm. Portanto, para aplicações de ultra-precisão, estes dispositivos não chegam a satisfazer os elevados níveis de resolução exigidos, que atualmente estão na faixa de 1 a 10 nm.

Sensores de posição capacitivos e indutivos são utilizados para medição de cursos pequenos, na ordem de 1 mm e proporcionam uma resolução na ordem nanométrica. Portanto, não se aplicam no caso de posicionamento de curso mais longo.

3.1.5 - Controle (CNC)

Para projeto de uma máquina-ferramenta de ultra-precisão é de grande interesse ter a versatilidade proporcionada pelos módulos CNC de arquitetura aberta, a fim de se poder implementar novas idéias, como por exemplo, diferentes técnicas de controle. Existem módulos CNC com diferentes níveis de acesso. Como por exemplo, alguns módulos permitem ao usuário configurar o seu próprio sistema de posicionamento (número de eixos, tipo de motor, tipo de sensor de realimentação, etc.), no entanto, apresentam uma estrutura fixa para o algoritmo de controle. Cabe ao usuário ajustar o controlador da maneira que lhe convier. Outros módulos CNC possuem tais algoritmos implementados, no entanto, é permitido que estes sejam substituídos por algoritmos criados pelo usuário.

3.2 CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA DE POSICIONAMENTO

A caracterização do sistema de posicionamento é feita tendo como referencia os trabalhos apresentados no capítulo 2. A seguir serão apresentados os principais componentes dos eixos X e Z do sistema de posicionamento, e por último, do módulo CNC utilizado na monitoração e controle do sistema de posicionamento

3.2.1 - O Eixo Z

Na escolha das guias de cada eixo, um fator muito importante que foi considerado é a experiência do grupo de trabalho do Laboratório de Mecânica de Precisão (LMP) em fabricar guias aerostáticas, empregando técnicas de fabricação que reduzem em muito o custo final do produto. Além disso, é de grande interesse verificar o grau de eficiência das guias fabricadas pelo grupo, nesta aplicação. O fato do custo de um sistema hidrostático ou magnético ser bem maior que o custo de um sistema aerostático também influenciou a decisão. O que poderia limitar o emprego de guias aerostáticas é a sua capacidade de carga, exigindo guias hidrostáticas ou magnéticas, no entanto, como em usinagem de ultra-precisão não é necessária uma capacidade de carga elevada, pode-se optar pelas guias aerostáticas.

As guias aerostáticas apresentam atrito estático desprezível, portanto não apresentam o efeito *stick-slip*, e possuem vida útil teórica infinita. O fato de não apresentarem desgaste/deformações assegura uma exatidão permanente eliminando erros de forma, que surgiriam devido à não-uniformidades, resultante de desgaste ([Horikawa et al., 1994], [Slocum, 1992], [Weck, 1984] e [Lammers, 1994]). O ar pressurizado utilizado nas guias passa por um secador e um filtro para se evitar que impurezas e umidade comprometam o seu desempenho.

Na escolha do servo-motor do eixo Z, optou-se por usar um servo-motor translativo CC BL que emprega a técnica trapezoidal. Com isso, obtém-se um eixo cujo movimento será sem contato mecânico entre parte móvel e fixa, isento de folgas de transmissão. Um ponto negativo do servo-motor translativo utilizado é o fato do estator ser uma estrutura aberta. Conseqüentemente, uma grande força de atração irá atuar entre as partes móveis do posicionador (carro) e o estator, o que requer um projeto mecânico das guias muito mais robusto. Além disso, partículas ferro- magnéticas podem facilmente ser atraídas para o estator, exigindo aqui a utilização de uma proteção apropriada. Existe no mercado mundial motores translativos que tem força de atração nula, no entanto, devido ao seu alto custo, optou-se por um servo-motor translativo mais simples.

As guias utilizadas no eixo Z além de suportarem o carregamento proporcionado pelo peso próprio do eixo X e do suporte de ferramenta, devem suportar também a força de atração magnética exercida pelo motor translativo, a qual é de 2,7 kN (dado do fabricante), resultando em um total de, aproximadamente, 3,7 kN de carregamento axial. Baseado no projeto mecânico desenvolvido [Stoeterau, 1997] obteve-se que são necessários 2 (dois) pares de luvas para a guia Z totalizando uma capacidade de carga nominal de 4,2 kN. A capacidade de carga e a rigidez das guias aerostáticas é determinada pela folga radial e pressão estática do ar no entreferro entre guia e luva aerostática, que deve ser mantida em um valor constante de aproximadamente 7 bar. A folga radial entre luva e guia é de $(25 \pm 5) \mu\text{m}$. O diâmetro de cada luva é de 85 mm e seu comprimento é de 127,5 mm.

Devido à sua alta resolução, o sistema de medição escolhido, foi um sistema de medição laser interferométrico com resolução de 1,54 nm e a comunicação com o módulo CNC é através de uma porta paralela. No entanto, não foi possível utilizá-lo, devido a vários problemas que apresentou, os quais serão detalhados no capítulo 5. Utilizou-se então uma escala opto-eletrônica com resolução de 50 nm como solução alternativa temporária.

Com isso, completa-se a apresentação da configuração concebida para a estrutura eletro-mecânica do eixo Z, que é mostrada nas **figuras 3.5 e 3.6**.

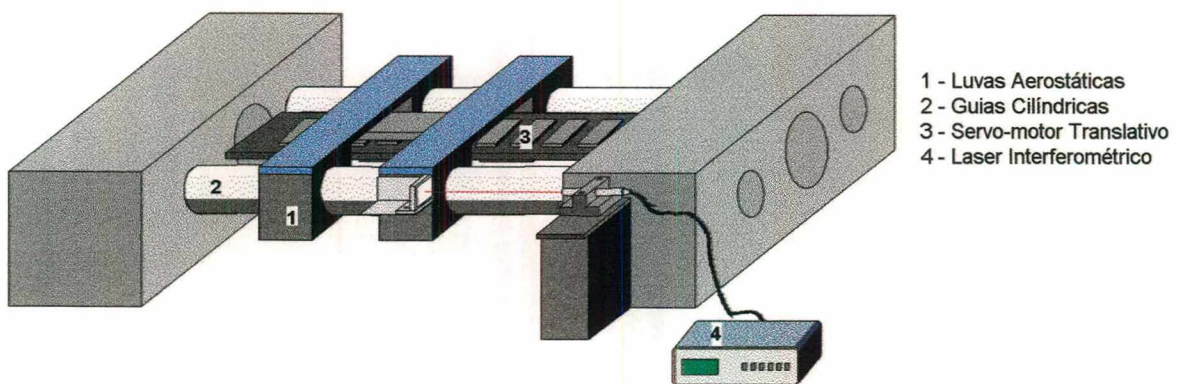


Figura 3.5 : Eixo Z utilizando Laser Interferométrico

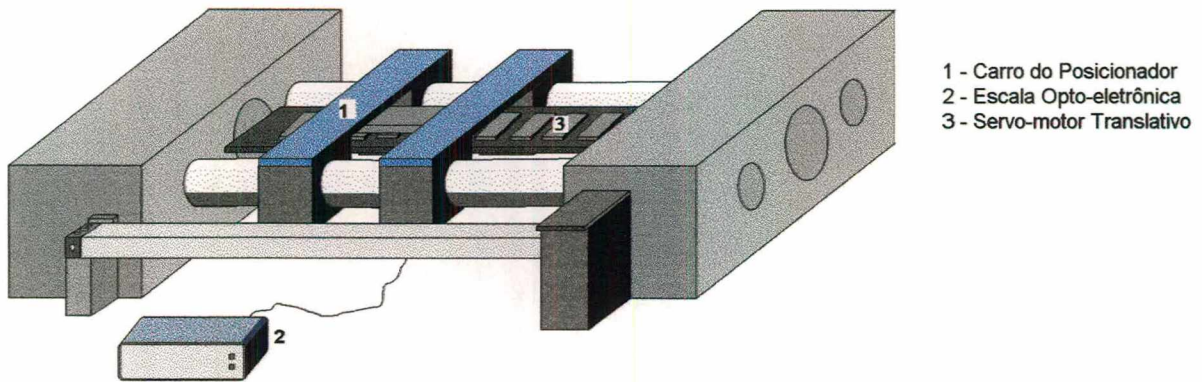


Figura 3.6 : Eixo Z utilizando Escala Opto-eletrônica

Em resumo, o eixo Z é basicamente formado da integração adequada de um sistema de medição de alta resolução, um servo-motor translativo CC BL e guias aerostáticas.

3.2.2 - O Eixo X

Com o intuito de se desenvolver soluções distintas para sistemas de posicionamento com incerteza submicrométrica e compara-las para julgamento de qual melhor se presta para esta aplicação; e definir os pontos positivos e negativos de cada solução, fez-se outras escolhas de componentes para compor o eixo X, diferentes das do eixo Z.

No eixo X também foram utilizadas guias aerostáticas, e essa escolha também se deu devido a experiência do grupo de trabalho do LMP em fabricar guias deste tipo; no entanto, optou-se por um servo-motor CC BL de torque, rotativo e sem carcaça (*frameless*), que emprega a técnica senoidal. Para compor o sistema de transmissão foi utilizado um fuso de esferas recirculantes de precisão com passo de 2 mm. O servo-motor de torque aciona o fuso, que, através da castanha, transmite o movimento translativo a um carro sustentado por guias aerostáticas. O servo-motor utilizado é especialmente concebido para produzir movimento suave, especialmente em

baixíssimas velocidades (1 mm/min); no entanto, a suavidade de movimento pode ser comprometida, se as guias e o fuso estiverem introduzindo certo atrito no sistema. O atrito estático entre o fuso e a castanha, e também a elasticidade dos elementos de transmissão mecânica, tais como fuso e acoplamentos, induzem à ocorrência do efeito *stick-slip* quando se opera à velocidade muito baixa. Para reduzir as chances de tal efeito ocorrer, o fuso é montado pré-tensionado e o servo-motor é montado diretamente no fuso; e assim, folgas e elasticidade são reduzidas.

De forma semelhante ao eixo Z, concebeu-se a utilização de um sistema de medição laser interferométrico com resolução de 1,54 nm. No entanto, não foi possível utilizá-lo devido à problemas que ocorreram, conforme detalhado no capítulo 5. Utilizou-se então um codificador opto-eletrônico rotativo incremental com 25.920 linhas por volta, provendo uma resolução básica de 77 nm e por meio de interpolação, obtém-se uma resolução aumentada de 0,77 nm. Apesar da alta resolução do codificador opto-eletrônico é preciso considerar que ele está conectado ao fuso de esferas recirculantes, sendo assim uma medição indireta do deslocamento do carro, ao contrário da realizada por uma escala opto-eletrônica ou pelo laser interferométrico. Portanto, é necessário analisar os erros de transmissão (deformações elásticas, deformações torcionais, atritos nas esferas, erro do fuso, etc.). Além disso, é necessário que os acoplamentos utilizados na fixação do codificador opto-eletrônico sejam isentos de folgas, resistentes à torção e possuam inércia reduzida. Ensaio de posicionamento estático (capítulo 8) permitem analisar o efeito da medição indireta de posição.

A **figura 3.7** mostra os principais componentes deste eixo. É utilizado um par de luvas aerostáticas, totalizando uma capacidade de carga nominal de 870 N para uma pressão de alimentação do ar de 5 bar [Stoeterau, 1997]. A folga radial entre guia e luva é de $(25 \pm 5) \mu\text{m}$. O diâmetro interno das luvas é de 48 mm e seu comprimento é de 100 mm.

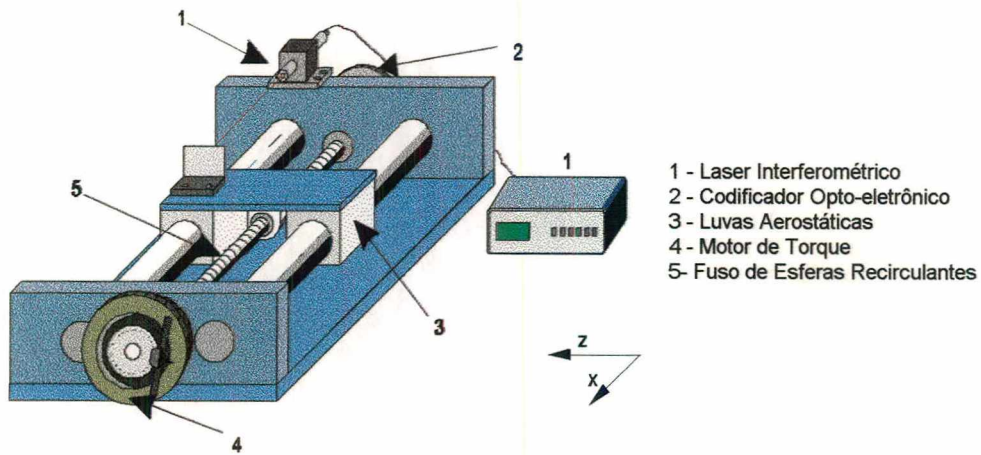


Figura 3.7 : Principais Componentes do Eixo X

Este eixo apresenta maior fator de amortecimento do que o eixo Z devido à presença de atrito no fuso. De modo semelhante ao eixo Z, um projeto mecânico otimizado, um sistema de medição de alta resolução e técnicas de controle apropriadas são requisitos essenciais para se alcançar os objetivos propostos. A **figura 3.8** mostra a disposição dos eixos Z e X.

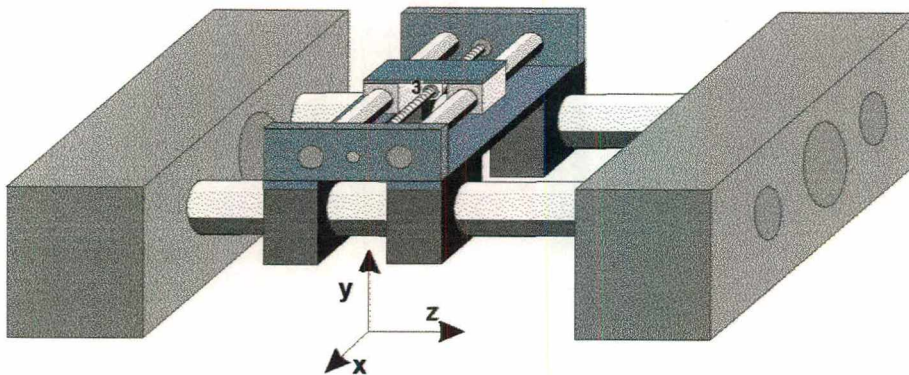


Figura 3.8 : Mecânica dos Eixos Z e X do Posicionador

3.2.3 - Módulo de Controle CNC

O módulo de controle CNC utilizado é classificado como sendo de arquitetura semi-aberta, pois, embora permita configurar as principais características de entrada/ saída de acordo com as necessidades do usuário, o algoritmo de controle de posição possui uma estrutura permanente. No capítulo 5 são mostrados os principais aspectos desta configuração.

O módulo CNC utiliza como processador central um DSP (20 MHz) da motorola (M56002), possui uma memória EPROM de (128 k x 8) bytes para armazenamento do programa de base (programa de decodificação das instruções), uma *flash* RAM de (128 k x 24) bytes para armazenagem das variáveis de inicialização, programas de movimentação (programas-peça) e monitoração tipo CLP. No apêndice A são apresentadas as características principais do módulo CNC, dos servo-motores e sistemas de medição utilizados.

3.2.4 Estrutura Básica do Sistema de Posicionamento

A **figura 3.9** apresenta o esquema físico da infra-estrutura do sistema de posicionamento. No apêndice A são apresentadas fotos do sistema de posicionamento. O sistema opera em malha fechada, e o fluxo básico de informação é representado nesta figura.

Para diminuir o efeito das vibrações, o sistema de posicionamento ZX está montado sobre uma base de granito do tipo rosa, com dimensão de 1600x1000x650 mm e peso aproximado de 4 toneladas. Devido ao acabamento irregular das faces foi montado sobre este bloco uma segunda placa de granito duro preto com 1700x1600x55 mm cuja função é proporcionar a planicidade necessária à montagem dos suportes das guias. O bloco é montado sobre um conjunto de três sapatas de altura ajustáveis que proporcionam o nivelamento do conjunto bloco/placa de granito [Weingaertner, 1992].

O sistema mecânico foi alocado em uma sala com temperatura controlada em $(20 \pm 1)^\circ\text{C}$.

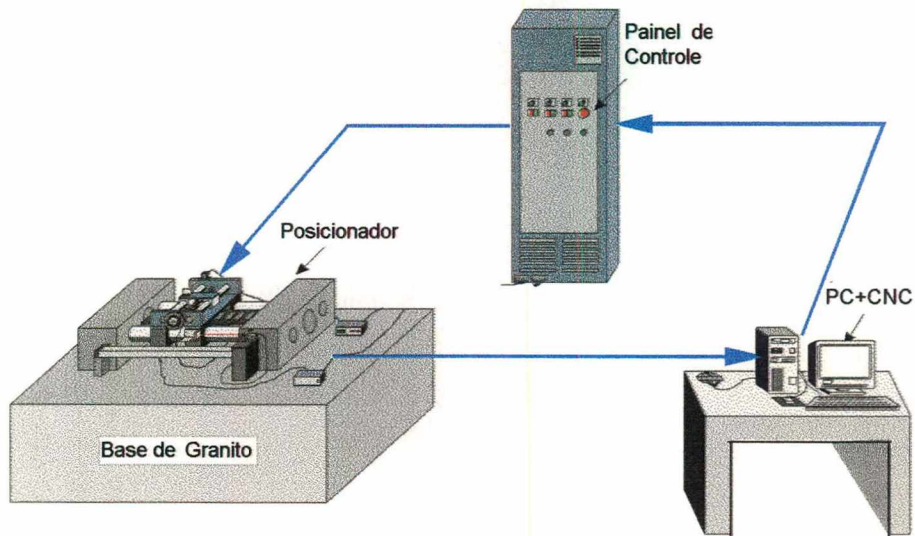


Figura 3.9 : Esquema Físico do Sistema de Posicionamento

Para alimentação do painel de controle é utilizado um estabilizador trifásico (não mostrado na figura) que tem a função de energizar os circuitos de potência de cada um dos motores, os sistemas de medição e controle. Cada circuito possui disjuntores magnéticos e relés térmicos para proteção contra sobre-corrente e curto-circuito na carga. Os servo-conversores dos motores translativo e rotativo estão localizados dentro do painel de controle.

O ar comprimido que alimenta as guias aerostáticas é suprido por um compressor de parafuso, alimentando a linha com ar pressurizado em 7 Bar, localizado distante da sala climatizada para isolamento de vibrações. O ar pressurizado passa por um filtro e um secador antes de alimentar as guias, pois impurezas e umidade contida no ar poderão danificá-las .

O sistema de posicionamento opera em malha fechada e é constituído basicamente pelo módulo de controle CNC (elemento de controle), pelos sistemas de medição de posição (elementos de realimentação) e pelos servo-motores (elementos atuadores). O módulo CNC recebe os sinais enviado pelo sistema de medição de posição, calcula o

erro de posicionamento (diferença entre a posição desejada e a posição medida) e utiliza este erro para calcular o sinal de comando que será enviado para os atuadores (servo-conversor/servo-motor). Uma vez que o elemento atuador recebe o comando, o carro daquele eixo se movimenta. A posição é continuamente medida e a leitura é enviada para o módulo CNC pelo sistema de medição de posição. O módulo CNC recebe o valor da nova posição e calcula o novo erro de posicionamento, e assim, um novo ciclo se inicia.

4. OBJETIVOS

Neste trabalho se objetiva, basicamente, colocar em operação, aperfeiçoar e analisar o comportamento dinâmico e estático de um posicionador de dois eixos, ZX, que vem sendo desenvolvido pelos Laboratórios de Mecânica de Precisão (LMP) e de *Hardware* (LHW). Tal posicionador será utilizado em um torno, cujo carro transportará o suporte da ferramenta, e sua função será de transmitir à ferramenta os movimentos de avanço e posicionamento. O projeto deste sistema de posicionamento envolve a escolha adequada, o desenvolvimento e uma forte integração entre estrutura mecânica e de acionamento e controle. Tais estruturas são compostas basicamente pelos seguintes itens:

Estrutura Mecânica :

- Guias;
- Transmissão;
- Acoplamentos;
- Sistema de isolamento das vibrações via solo;

Estrutura de acionamento e controle :

- Sistema de medição de posição;
- Acionamentos - servo-motores e servo-conversores;
- Microcomputador hospedando módulo de controle CNC;
- *Software* para controle de posicionamento e avanço da ferramenta;
- *Software* para monitoração e controle dos itens de segurança - CLP;
- *Software* para desenvolvimento do programa-peça

O desempenho otimizado de cada item e a perfeita integração do conjunto é essencial para se alcançar a melhor resposta possível. Este trabalho de tese está relacionado com a estrutura de acionamento e controle de posição dos eixos Z e X do posicionador.

Técnicas de controle de posicionamento mais elaboradas que aquelas usualmente empregadas em máquinas-ferramenta deste tipo são usadas no intuito de se obter um sistema com incerteza submicrométrica, capaz de eliminar os efeitos de perturbações. O emprego de correta técnica de controle possibilita reduzir o efeito das vibrações externas (por exemplo, compressor e servo-motores), e também, aumentar a rigidez do sistema. Conseqüentemente, obtém-se um sistema com menor incerteza. No entanto, a incerteza resultante é fortemente dependente do projeto da estrutura mecânica, do servo-motor e do sistema de medição. Se o desempenho de tais subsistemas resultarem em um comportamento insatisfatório, nem mesmo o emprego das mais avançadas técnicas de controle resultará na incerteza ótima. Neste caso, somente alcançar-se-á tal incerteza após a otimização do comportamento do(s) subsistema(s) que estiver(em) causando problema.

Este trabalho de doutorado é dividido em duas etapas principais. Na primeira etapa, os eixos Z e X do posicionador são colocados em operação, e também são implementados itens de segurança para proteção de seus componentes. Na segunda etapa, o enfoque principal é a análise e otimização das características estáticas e dinâmicas do posicionador. Técnicas de controle permitem alterar tais características visando obter um comportamento que atenda às seguintes condições :

- erros de posicionamento e repetitividade de 10 nm ;
- seguimento de trajetórias com erro de 10 nm ;
- obtenção de movimentos suaves e uniformes, especialmente em baixas velocidades (na faixa de 1 mm/min), e até uma velocidade máxima de 100 mm/min;

- garantir as 4 condições acima durante a operação normal da máquina; portanto, o sistema terá que ser o mais insensível possível ao torque introduzido pelos esforços de usinagem e às perturbações provenientes da própria máquina (servo-motores, ar comprimido, etc.) e do meio externo (ar condicionado, compressor, etc.);
- durante a operação de usinagem são usuais as profundidades de corte inferiores a 10 μm [Schroeter, 1997], portanto, o posicionador deverá apresentar a capacidade de executar passos de deslocamento nesta ordem de grandeza.

Em resumo, o trabalho apresentado aqui como tese de doutorado, que objetiva colocar em operação, aperfeiçoar e analisar o comportamento dinâmico e estático dos eixos Z e X do sistema de posicionamento, se dedica ao estudo do comportamento de cada subsistema que integra o sistema posicionador e a obtenção do melhor comportamento possível de cada eixo se movimentando isoladamente.

4.1 - ASPECTOS A SEREM INVESTIGADOS ATRAVÉS DE ENSAIOS

A metodologia adotada se aplica a cada eixo separadamente e consiste basicamente em se realizar ajustes mecânico, eletrônico e do sistema de controle de cada eixo, de forma a se obter resposta com incerteza submicrométrica e alta rigidez. Uma série de ensaios são realizados a fim de avaliar o desempenho de cada eixo. Durante os ensaios de posicionamento, serão avaliados o (a) erro de seguimento, que é o erro durante a movimentação na velocidade programada; (b) o erro de posicionamento, que é o erro em regime permanente quando o posicionador está parado; o erro durante o tempo de partida do movimento, sendo que, é considerado tempo de partida o tempo necessário para que o posicionador saia da velocidade zero e alcance a velocidade programada; e (c) o erro na reversão de movimento, que é o erro que ocorrerá na partida, quando há mudança no sentido de deslocamento. Este erro se soma ao erro de partida.

Os ensaios de seguimento a sinais de referência de posição tipo rampa e parábola possibilitam avaliar o desempenho de cada eixo através do erro de seguimento, de partida e de reversão. É também analisada a capacidade dos eixos de se movimentarem suavemente em velocidades muito baixas, abaixo de 1 mm/min.

Os ensaios de microposicionamentos mostram a capacidade de executar passos iguais e menores que 10 μm , pois, por exemplo, em usinagem de precisão é usual a necessidade de passos de deslocamento nesta ordem de grandeza.

A incerteza de posicionamento em regime permanente e repetitividade de posicionamento são avaliadas por meio de um sistema de medição laser interferométrico fixado paralelamente ao eixo do posicionador. Embora o sistema laser interferométrico não tenha incerteza adequada, é possível obter uma primeira avaliação do desempenho dos eixos.

No próximo capítulo serão apresentados e analisados os principais subsistemas que compõem cada eixo do posicionador.

5. PRINCIPAIS SUBSISTEMAS DO SISTEMA DE POSICIONAMENTO

Neste capítulo serão analisados os principais subsistemas, relacionados com a estrutura de acionamento e controle, do sistema de posicionamento, dando enfoque principalmente ao seu desempenho e à sua integração ao conjunto. Estes subsistemas são :

- Servo-Motor Translativo CC sem escovas
- Servo-Motor Rotativo CC sem escovas
- Laser Interferométrico
- Escala Opto-eletrônica
- Codificador Opto-eletrônico Rotativo
- Módulo de controle CNC

Cada um dos subsistemas que compõem o posicionador deve apresentar um comportamento condizente com os objetivos que se deseja alcançar. Embora a escolha de cada subsistemas foi feita visando cumprir com tais objetivos, ainda assim, é necessário passar por uma fase de ajuste e integração de cada subsistema ao conjunto.

5.1 - SERVO-MOTOR TRANSLATIVO - EIXO Z

Será analisado o comportamento do servo-motor translativo CC sem escovas (ou brushless - BL), e conseqüentemente, o comportamento do eixo Z. A fim de se entender os problemas ocorridos é necessário que inicialmente seja feito um estudo

teórico do princípio de funcionamento do servo-motor translativo, assim como do servo-conversor e dos sensores de efeito Hall necessários para sua operação.

5.1.1 - Princípio de Funcionamento

O servo-motor translativo CC BL utilizado neste projeto consiste basicamente de duas partes : o estator que é formado por uma estrutura de aço laminado sobre a qual são fixados os imãs permanentes e um cursor que se movimenta linearmente (**figura 5.1**). Cursor e base magnética não se tocam, existindo uma pequena faixa de ar entre eles (entreferro). No cursor está localizado o enrolamento trifásico do servo-motor, sendo que cada fase do motor é constituída por múltiplas bobinas conectadas em série.

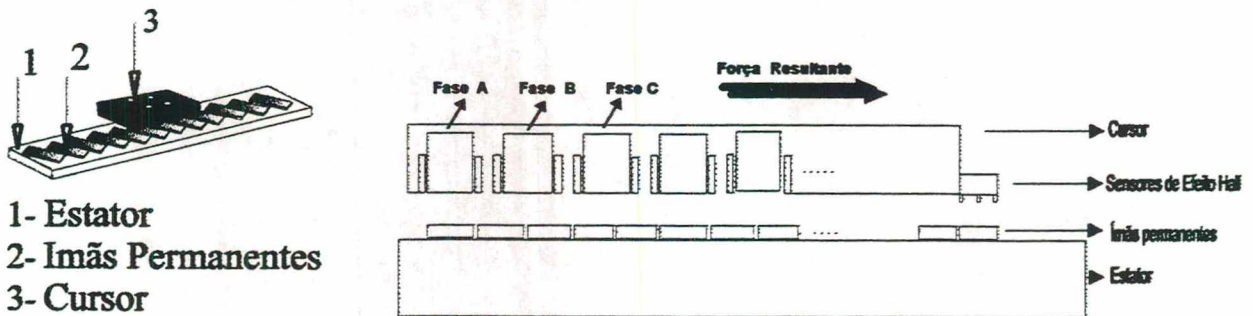


Figura 5.1 : Servo-motor Translativo

Quando uma corrente circula pelas bobinas situadas no cursor (ou seja, quando se alimenta as fases do motor), é gerado um campo magnético que interage com o campo magnético permanente da base produzindo uma força resultante (força de Lorentz) que é proporcional à magnitude da corrente e sua direção depende da direção da corrente nas bobinas. A força resultante, além de variar com a corrente de excitação, varia com o entreferro do motor. No servo-motor translativo BL utilizado, o campo magnético no estator é criado por ímãs permanentes do tipo terras raras que, para um entreferro entre 0,5 e 0,8 mm, gera uma força de atração magnética de 2,7 KN. A força resultante máxima é de 0,27 KN. Durante o projeto mecânico, no cálculo da carga do sistema aerostático, a força de atração deve ser considerada pois, se esta força for maior que a capacidade de carga do sistema aerostático, o sistema de deslizamento irá travar.

Pelas características próprias de funcionamento, o servo-motor translativo CC BL requer um servo-conversor (também chamado de servo-amplificador) para alimentar e realizar a comutação eletrônica das fases do motor. Os instantes da comutação das fases são tipicamente determinados por sensores de efeito Hall, conectados ao cursor e que captam a densidade de fluxo magnético. É utilizado um servo-conversor que emprega a técnica trapezoidal, ou seja, a corrente fornecida para as fases do motor é constante.

5.1.2 - O Servo-conversor

A **figura 5.2** mostra o esquema simplificado de um servo-conversor PWM trifásico empregado no servo-motor translativo. As fases do motor são conectadas nos três terminais da ponte de transistores, conforme mostrado na figura. Através da ligação de dois transistores apropriados, a corrente pode fluir em ambas direções através de quaisquer duas fases do motor. O caminho da corrente depende da posição do cursor e da direção do deslocamento. O circuito lógico PWM irá ativar os transistores apropriados, de acordo com a informação enviada pelos sensores de posição, que no caso são sensores de efeito Hall.

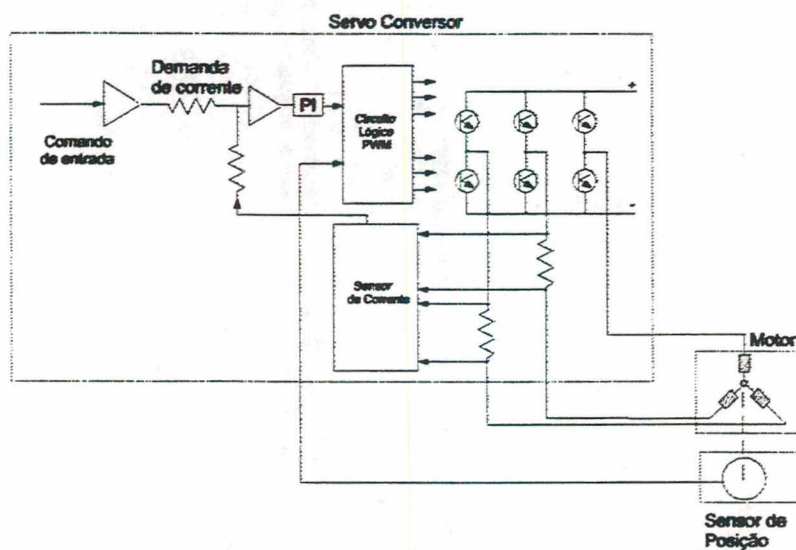


Figura 5.2 : Servo-conversor PWM Trifásico

O servo-conversor utilizado opera no modo de controle de corrente (controle de torque), possibilitando ao motor gerar uma força de saída proporcional ao comando de entrada, que é uma tensão analógica gerada pelo módulo de controle CNC. O modo de corrente é especialmente apropriado se o servo-conversor é usado em uma malha de controle de posição pois nesta condição, um pequeno deslocamento do motor da posição desejada causa um torque (ou uma corrente) de correção grande. Quando a corrente do motor está abaixo do valor de referência, o circuito lógico PWM atua aumentando o tempo de condução dos transistores fazendo com que a corrente aumente de valor. O tempo de condução é determinado a partir do erro de corrente, que é a diferença entre a demanda de corrente e a corrente real, medida pelo sensor de corrente.

5.1.3 - Sensores de Efeito Hall e a Comutação das Fases

O princípio de funcionamento do sensor Hall é ilustrado na **figura 5.3** [Slocum, 1992]. O sensor de efeito Hall gera uma diferença de potencial assim que fica submetido a um campo magnético cuja direção é ortogonal à sua corrente de excitação, e quando não está na presença deste campo a tensão gerada é de zero volt. No caso em questão, o sensor Hall gera sinais somente em dois níveis, ou seja, é gerado 12 volts quando o sensor está na presença de um campo magnético, e quando não se tem campo magnético, a tensão é zero.

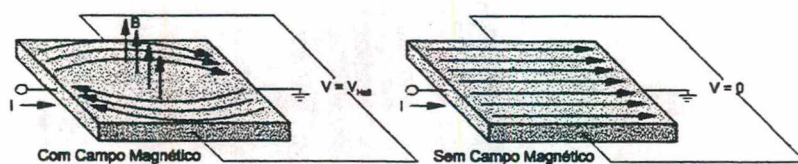


Figura 5.3 : Princípio de Funcionamento do Sensor de Efeito Hall [Slocum, 1992]

A placa de sensores Hall, conectados ao cursor conforme mostrado na **figura 5.1**, tem como função enviar para o circuito de comando PWM (ver **figura 5.2**) a informação de quais os transistores, e conseqüentemente quais fases do motor, devem conduzir a fim

de manter a força do motor contínua. São usados três sensores de efeito Hall para realizar a comutação das fases, sendo os mesmos fixados em uma placa e separados por uma distância de 7,6 mm, conforme mostrado na **figura 5.4**. O sensor B é invertido em relação ao A e ao C. Quando o cursor se movimenta, a placa se desliza sobre o estator, que é composto por vários pequenos ímãs com polaridade norte ou sul, dispostos alternadamente.

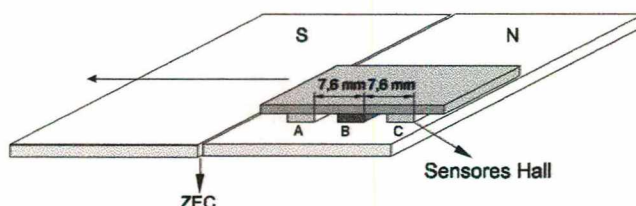


Figura 5.4 : Sensores de Efeito Hall

Nesta primeira análise, será considerado o caso ideal, onde a zona de enfraquecimento de campo (ZEC) situada entre os pólos não influencia a atuação dos sensores Hall. Mais adiante, este efeito será analisado.

Para exemplificar o funcionamento destes sensores, supõe-se que a placa de sensores Hall esteja completamente sobre o pólo norte. Desta forma, os sensores A e C estarão desligados (0 V) e o sensor B estará ligado (12 V). A medida que a placa se desloca para a esquerda, o sensor A ficará submetido ao campo do pólo sul e então mudará de estado (12 V) enquanto os outros dois permanecem em seus estados anteriores. Em seguida, o sensor B entra em contato com o pólo sul, ele também mudará de estado (0 V), e por último, o sensor C mudará de estado. A representação gráfica dos sinais emitidos pelos sensores Hall durante este percurso é mostrada na **figura 5.5**.

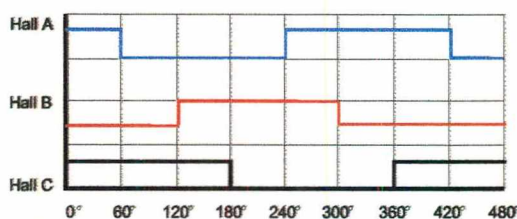


Figura 5.5 : Sinais Elétricos Provenientes dos Sensores Hall

Desta forma, os sensores Hall detectam a mudança de polaridade do pólo e , quando igualmente espaçados, chaveiam as fases do motor a cada 60°. A cada vez que os sinais emitidos pelos sensores Hall mudam de nível é realizada uma comutação das fases do motor. E então, a corrente move-se entre as fases em um ciclo constituído por seis etapas, na seqüência exemplificada na **figura 5.6**.

Ângulo	Hall A	Hall B	Hall C	%	Fase A	Fase B	Fase C
0	12	0	12	%	x	--	x
60	0	0	12	%	--	--	x
120	0	12	12	%	--	x	x
180	0	12	0	%	--	x	--
240	0	12	0	%	x	x	--
300	12	0	0	%	x	--	--

(x : fase selecionada -- : fase desligada)

Figura 5.6 : Seqüência de Comutação das Fases do Motor

A tabela acima mostra que a primeira etapa de comutação, entre 0 e 60°, há duas fases (A e C), em série e conduzindo, enquanto que a terceira permanece aberta. Nesta etapa, dois transistores (**figura 5.2**) específicos são chaveados. Nas duas etapas seguintes há uma comutação desligando (comando enviado pelo sensor Hall A) um dos transistores e ligando um outro (Hall B) a fim de trocar a corrente para as fases B e C e dar continuidade ao movimento. Desta forma é possível criar um campo magnético em avanço que o cursor irá sempre tentar seguir. É necessário que todas as etapas tenham a mesma duração (neste caso de 60°) para que se possa obter uma força com mínima ondulação.

5.1.4 - Primeiros Ensaio de Posicionamento

Nesta seção será apresentado alguns ensaios realizados com o motor translativo com o objetivo de avaliar o seu desempenho. A **figura 5.7** apresenta o resultado de um ensaio de posicionamento com o carro se deslocando a uma velocidade de 180 mm/min (3mm/s) e 60 mm/min (1 mm/s). Nesta figura (e nos demais ensaios também) são mostradas três curvas : a curva do percurso comandado sobreposta à curva do

percurso real, sendo que no caso o erro entre as duas curvas não é visível; e a curva do erro (percurso comandado menos percurso real) de seguimento.

Nota-se claramente que o movimento resultante apresenta um erro de seguimento com picos aproximadamente periódicos. No caso mostrado na **figura 5.7 (a)**, a velocidade do carro é de 3 mm/s (180 mm/min) e os picos de erros ocorrem em períodos que variam entre 2,5 a 2,8 segundos, ou seja, após ter percorrido uma distância entre 7,5 a 8,4 mm. Neste ensaio foi realizado um deslocamento de 100 mm. Como cada pólo mede 23,4 mm, foram percorridos aproximadamente 4 e 1/3 pólos. O gráfico mostra 13 picos, ou seja 3 picos por pólo. Analisando os dois ensaios, além de outros realizados em velocidades diferentes (100 mm/min, 30 mm/min e 5 mm/min), nota-se que sempre permanece a relação de 3 picos de erro por pólo, independente da velocidade de deslocamento. Como são realizadas 3 comutações por pólo e tais comutações são comandadas pelos sensores Hall que estão separados por uma distância de 7,6 mm, pode-se concluir que os picos estão relacionados à comutação das fases.

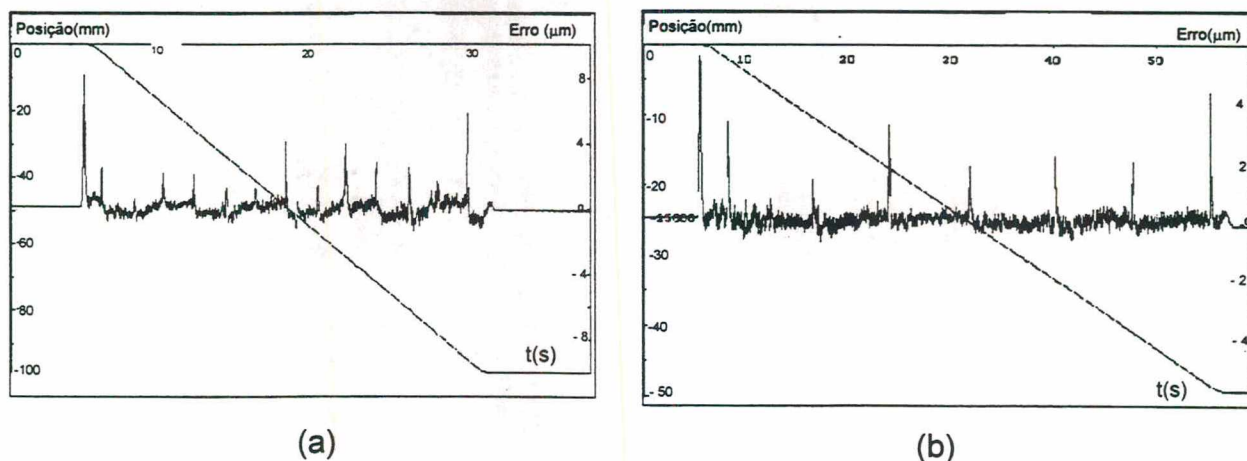


Figura 5.7 : Ensaio de Posicionamento - (a) 180 mm/min e (b) 60 mm/min

5.1.5 - Influência da Comutação Não Ideal

Será analisada a influência da comutação não ideal na força (ou torque) produzida. A força resultante apresentada na **figura 3.1** mostra um exemplo teórico onde a

comutação das fases do motor está sendo realizada de maneira ideal, ou seja, sem causar picos de força a cada vez que ocorre uma troca de fase (a cada 60°).

No entanto, na prática, devido a pequenos desajustes mecânicos e problemas de montagem do conjunto : estator, cursor e sensores Hall; ou devido ao comportamento não ideal do servo-conversor, pode ocorrer o caso em que a comutação não se realize em intervalos iguais e conseqüentemente, picos de força ocorram no instante da comutação e isto se reflete no deslocamento do cursor.

Para que o servo-motor translativo se comporte da maneira ideal é necessário seguir rigorosamente às recomendações do fabricante. Uma destas recomendações é em relação à distância entre cursor e estator, que no caso é de 0,8 mm e não está sendo respeitada, pois quando se respeita esta distância o eixo Z trava. De acordo com o projeto mecânico as guias aerostáticas deveriam suportar uma carga de 4,2 KN [Stoeterau, 1996]], e portanto, como a força total de atração é de 3,7 KN (ver seção 3.2), teoricamente, não deveria estar ocorrendo o travamento. No entanto, normalmente é necessário superdimensionar em 30 a 40% a capacidade de carga das guias aerostáticas para que seja compensado possíveis erros que fazem com que a folga seja diferente daquela projetada, como por exemplo, irregularidades de forma nas guias e/ou deformações das guias ao longo do tempo [Tatzel, 1999]. Outro fator que causa o travamento das guias são as impurezas introduzidas pelo ar comprimido, no caso em questão, principalmente o óleo, que interfere na operação dos guias, pois impede a livre circulação do ar.

Para se resolver o problema de travamento do eixo Z, aumentou-se aos poucos, a distância entre cursor e estator, até que as luvas se deslizassem livremente. Neste caso, irá haver uma perda na eficiência do motor, já que o campo magnético gerado pelos ímãs é reduzido com o aumento da distância. A **figura 5.8** apresenta a curva de decaimento do campo magnético gerado por um ímã do tipo terras raras em função da distância [Slocum, 1992]. Para uma distância de 3,5 mm o campo magnético é reduzido para 600 Gauss, ou seja 3,3 vezes menor que o valor do campo na distância recomendada de 0,8 mm (2000 Gauss). Considerando que a redução da força de

atração se dá nesta mesma proporção e irá causar uma redução, também na mesma proporção, na força contínua gerada (que quando respeitada a distância recomendada, é de 267 N) tem-se que a mesma decairá para 80 N, valor mais que suficiente para aquilo que se propõe já que na usinagem de precisão a força necessária é da ordem de mN (250 a 400mN) [Schroeter, 1997].

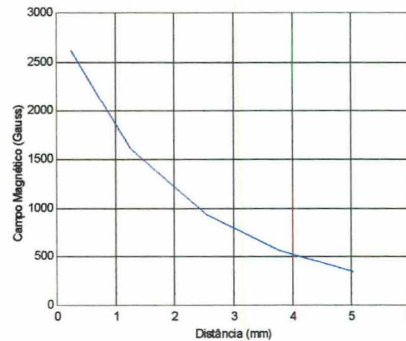


Figura 5.8 : Influência da Distância no Campo Magnético

No entanto, quando surgiu o problema da comutação, a situação teve que ser reavaliada. Constatou-se que a comutação é influenciada pela distância entre estator e sensores Hall. Além disso, para que a comutação ocorra de forma ideal, é necessário que os sensores Hall estejam igualmente espaçados, o que exige muito cuidado ao se montar o motor pois os sensores não possuem nenhuma proteção contra possíveis acidentes que os tiraria de sua posição correta. A seguir será analisado a influência da distância entre sensores Hall e estator na comutação.

O sensor Hall chaveia (muda do estado ligado para desligado) quando ele detecta a presença de campo magnético. Conforme mostrado na **figura 5.8**, quanto mais distante do ímã, menor é a densidade de campo. Este fator é de grande relevância para a comutação, principalmente na zona de enfraquecimento de campo, ou seja, entre dois pólos adjacentes, onde o campo normalmente já é menor e se torna ainda menor com o aumento da distância. A **figura 5.9** mostra a curva de densidade de campo em um ponto bem próximo ao ímã (situação A) e em um ponto mais afastado (situação B). Na situação B a largura da zona de enfraquecimento de campo (ZEC) é maior, quando comparada à situação A, e portanto, a comutação das fases que deveria ocorrer no instante da troca de pólos (ou o mais próximo possível), irá ocorrer

somente algum tempo depois. Com isso, o chaveamento dos sensores não será mais igual ao mostrado na **figura 5.5**.

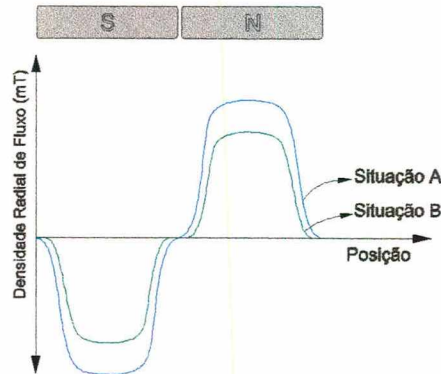


Figura 5.9 : Densidade de Campo Magnético

A **figura 5.10** mostra um exemplo de como a ZEC influencia os chaveamentos dos sensores Hall. Para facilitar o entendimento deste efeito, será suposto que a ZEC cause um atraso de 10° no chaveamento dos sensores.

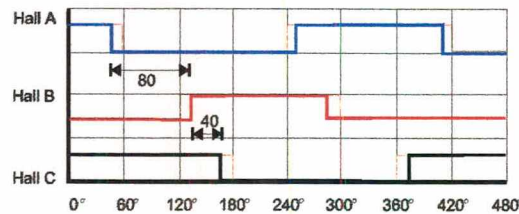


Figura 5.10 : Sinais Elétricos Provenientes dos Sensores Hall

A análise da figura acima, elucida que cada etapa da seqüência de seis etapas (**figura 5.6**) já não terá mais 60° . Estas etapas terão duração de 40° durante a alimentação das fases, e de 80° , durante a etapa de troca das fases. Como a troca de fases demora além do normal, ocorre uma redução da força resultante antes de cada comutação e surge portanto descontinuidades, que serão transmitidas ao deslocamento do motor.

Como não é possível montar o cursor/sensor Hall e estator com a distância recomendada pelo fabricante sem que haja travamento das guias, a solução imediata para o problema é aproximar somente a placa de sensores Hall do estator. É claro que, ainda não está se obedecendo às recomendações de montagem do fabricante.

5.1.6 - Novos Ensaios

Aproximando os sensores Hall do estator em uma distância entre 1 e 0,5 mm, obteve-se o resultado mostrado na **figura 5.11**. Durante este percurso, foram percorridos 70 mm com uma velocidade de 100 mm/min (3 mm/s), o que significa que o cursor passou por 3 pólos (cada imã mede 23,4 mm). Neste caso, ficou visível a ondulação senoidal que se repete três vezes. Note que os picos de erro, que antes atingiam 7 μm , desapareceram. A ondulação senoidal atinge valores máximos em torno de $\pm 0,7 \mu\text{m}$.

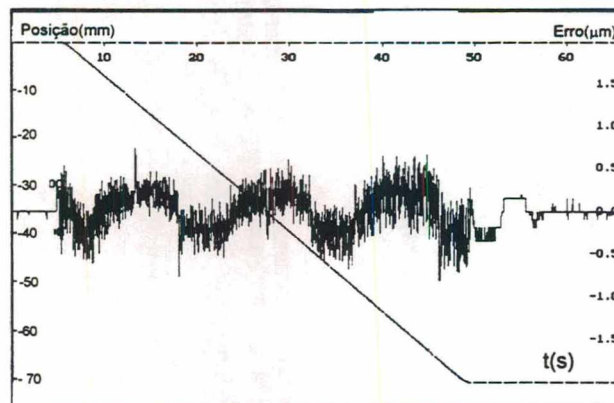


Figura 5.11 : Ensaio de Posicionamento - 100 mm/min

Com isso, foi possível obter um resultado do desempenho do motor translativo aceitável, eliminando o problema da comutação não ideal. A presença da oscilação senoidal, diretamente relacionada com o número discreto de pólos (imãs), indica que ainda não se atingiu um desempenho otimizado.

5.1.7 - Sugestões para a Solução do Problema

Existem várias configurações possíveis para se montar o motor translativo que solucionaria o problema causado pela força de atração. A **figura 5.12(a)** mostra a configuração utilizada no posicionador, ou seja, com o estator montado na base, e com isso, conforme já citado, uma força de atração puxa toda a estrutura mecânica para baixo. Uma outra alternativa é trocar as posições do estator e do cursor, conforme mostrado na **figura 5.12(b)**. Desta forma, a força de atração dos imãs é

contrabalançada pelo peso da estrutura, e então, a força resultante sobre as guias será menor ($2,7 - 1,1 = 1,6$ KN), e conseqüentemente, o carregamento das guias também será menor.

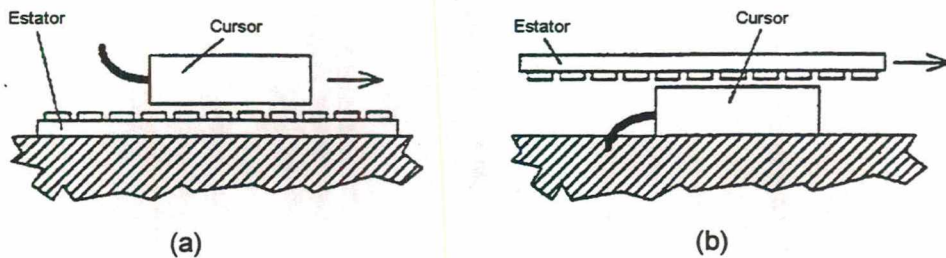


Figura 5.12 : Alternativas para a Montagem do Servo-motor Translativo

Outras soluções relacionadas à diferentes maneiras de se montar o motor translativo de forma a amenizar este problema são apresentadas por [Tatzel, 1999] e [Slocum, 1992]. Além disso, existem disponíveis no mercado servo-motores translativos que possuem força de atração nula ([Aerotech, 1996] e [Anorad, 1991]), que se utilizados, eliminaria efetivamente o problema ocorrido no caso em questão.

A oscilação senoidal que está claramente vinculada à presença dos pólos poderia ser amenizada através do uso de uma servo-motor translativo CC BL que utiliza a técnica senoidal, pois, conforme ([Parker, 1991] e [Lamers, 1994]) estes são os mais adequados quando se quer obter uma oscilação mínima.

5.2 SERVO-MOTOR ROTATIVO – EIXO X

Neste item será analisado o comportamento do servo-motor de torque rotativo CC sem escovas (*brushless* - BL) e *frameless* (sem carcaça, sem eixo e sem mancais), responsável pelo acionamento do eixo X. Da mesma forma que no motor translativo, o objetivo é verificar se o motor rotativo está operando suavemente, sem causar picos no deslocamento do eixo X, além de verificar o nível de ondulação presente.

5.2.1 - Princípio de Funcionamento do Motor Rotativo

O servo-motor de torque rotativo CC sem escovas consiste basicamente de duas partes: (1) a armadura ou estator, onde se localiza o enrolamento trifásico; (2) e o rotor, que consiste de pólos magnéticos permanentes, do tipo terras raras, ligados à um anel. Para o seu funcionamento adequado é necessário a utilização de um servo-amplificador, além de sensores de efeito Hall montados no estator e um encoder montado no eixo do motor (**figura 5.13**). Os dois últimos elementos tem a função de fornecer dados ao servo-amplificador, para que o mesmo realize a comutação e a alimentação das correntes senoidais nas fases do motor.

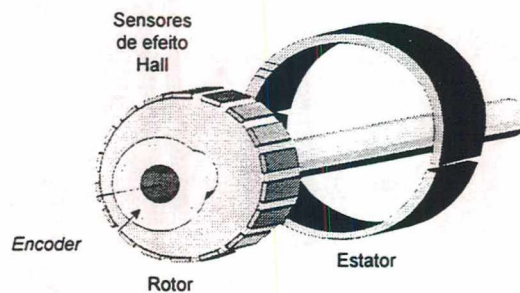


Figura 5.13 : Servo-motor Rotativo BL

5.2.2 - O Servo-amplificador

O princípio de funcionamento do conjunto servo-motor/servo-amplificador é muito semelhante ao do motor translativo. A principal diferença é que este emprega a técnica senoidal, onde cada uma das três fases do motor recebe uma corrente com forma de onda senoidal, ao contrário da comutação trapezoidal que recebe corrente constante. A comutação senoidal é usada quando se quer movimentos muito suaves e com mínima ondulação. Na prática, a f.e.m gerada e a corrente de excitação não são senoides completamente puras, por isto, o torque produzido não será constante, no entanto, é garantido que o torque possui uma ondulação mínima quando comparada à outras técnicas.

A informação necessária para a comutação e alimentação das fases do motor é derivada dos sensores de efeito Hall e do *encoder*. Na memória EPROM do servo-amplificador fica armazenada uma função senoidal em forma de tabela, cujo conteúdo é definido em função da posição do rotor. Assim que uma transição no sensor Hall é detectada (isto é, no início de um pólo), é inicializada a contagem do *encoder*. A partir da informação do *encoder* obtém-se um número, que corresponde à posição do rotor em relação ao início do pólo, que será alimentado na tabela senoidal de referência para determinar os valores instantâneos de corrente para aquela posição particular do rotor. A tabela de referência irá indicar somente a corrente relativa; o valor absoluto irá depender da demanda de torque naquele instante (enviado pelo módulo CNC). Portanto, o processador deve multiplicar o valor obtido na tabela pela demanda de torque para obter o valor final da corrente em cada fase do motor.

O servo-amplificador utilizado é configurado para operar com um motor de 12 pólos e um *encoder* com 1000 linhas. O servo-amplificador opera no modo de corrente, no qual, o sinal de comando proveniente do módulo CNC controla diretamente o nível de corrente nas fases do motor e conseqüentemente o torque gerado pelo servo-motor.

5.2.3 - Primeiros Ensaio de Posicionamento

A comutação das fases do motor, além de depender dos sensores Hall, depende também do bom funcionamento do *encoder*. Ao contrário do motor translativo, os três sensores Hall deste motor estão fixados rigidamente no estator, não tendo chance de se deslocar de sua posição e com isso provocar erros de comutação devido à espaçamentos desiguais entre sensores. Além disso, o espaçamento entre rotor e estator é determinado pela própria configuração cilíndrica e de encaixe entre rotor e estator, devendo somente se tomar cuidado com relação a concêntrica. Portanto, os problemas encontrados no motor translativo devido aos sensores Hall já não estarão presentes neste caso. Já a montagem mecânica do *encoder* de comutação influi fortemente no comportamento do motor. É necessário que haja um acoplamento sem folgas e um alinhamento perfeito entre eixo do *encoder* e eixo do rotor, pois a comutação depende da leitura correta da posição do rotor. A **figura 5.14** mostra o

deslocamento do motor quando o *encoder* estava montado desalinhado com o eixo do rotor. Os picos de erros mostrados ocorrem a cada mudança de fases.

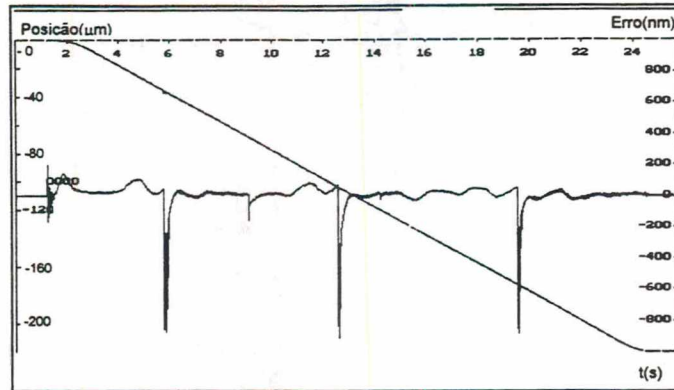
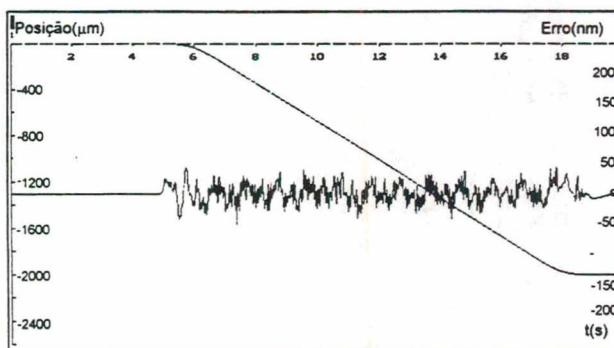


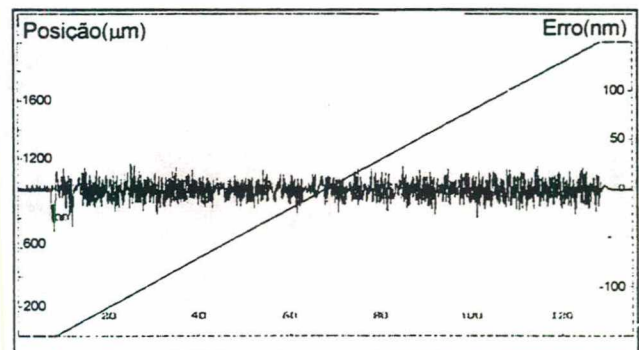
Figura 5.14 : Comutação Não Ideal das Fases do Motor

5.2.4 - Novos Ensaio de Posicionamento

Este problema foi eliminado após a correção da montagem do encoder. A **figura 5.15** mostra o resultado de um ensaio de posicionamento com uma velocidade de 10 mm/min e 1 mm/min, e um deslocamento de 2 mm, o que equivale a 1 rotação do fuso. Os picos de erro já não são percebidos. O erro máximo que antes atingia 800 nm, passa a ser de aproximadamente ± 30 nm. Ao contrário do motor translativo, já não é mais tão evidente a relação entre a ondulação e os 12 pólos do rotor.



(a)



(b)

Figura 5.15 : Ensaio de Posicionamento - (a) 10 mm/min e (b) 1 mm/min

5.3 LASER INTERFEROMÉTRICO

5.3.1 - Princípio de Funcionamento

O sistema de medição laser utilizado emprega o princípio do interferômetro de Michelson, esquematizado na **figura 5.16** [Vásquez, 1994]. Quando o espelho refletor se movimenta, os fotodetectores captam uma sucessão de franjas de interferência, cuja luminosidade depende da fase relativa entre o feixe de medição e o feixe de referência ([Auslander, 1996], [Steinmetz, 1990] e [Holman, 1989]). A intensidade luminosa gerada por estas franjas é convertida em dois sinais elétricos senoidais defasados entre si de 90°.

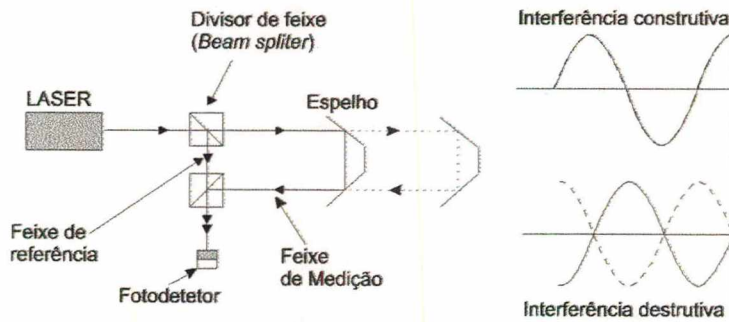


Figura 5.16 : Princípio de Funcionamento do Laser Interferométrico

A cada ciclo dos sinais senoidais gerados, significa que o espelho refletor percorreu uma distância igual a meio comprimento de onda, $\lambda/2$, do feixe laser (λ é igual a 790 nm). A figura 5.17 mostra os principais componentes do sensor laser.

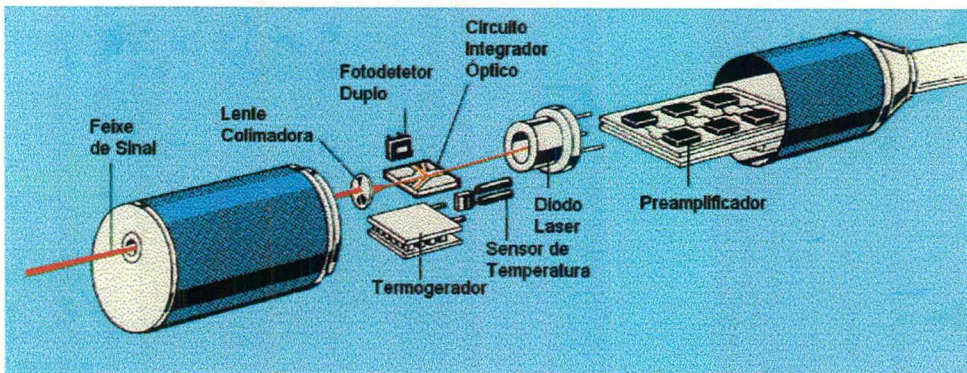


Figura 5.17 : Sensor Laser [HWS/CSO, 1991]

O sistema de medição utilizado, além do visor que mostra o deslocamento medido com uma resolução de 10 nm, possui 3 outras saídas que representam o deslocamento. Conforme mostrado na **figura 5.18**, os dois sinais senoidais defasados de 90° emitidos pelo sensor são disponibilizados como saída e os mesmos são transformados em dois sinais tipo pulsos com nível TTL, defasados de 90° (sinais em quadratura), que também são disponibilizados como saída. Ambos possuem resolução igual a $\lambda/2$. Além disso, os sinais emitidos pelo sensor interferométrico passam por um processo de interpolação (*interpolation*) onde a sua resolução é aumentada para $\lambda/512$ e são transformados em uma palavra digital paralela [HWS-CSO, 1991].

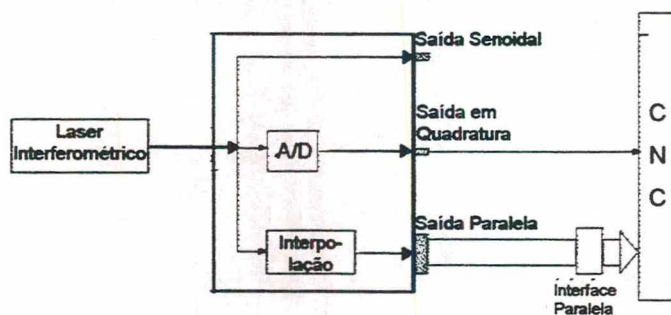


Figura 5.18: Saídas do Condicionador de Sinais do Laser Interferométrico

O módulo CNC já vem com interface para receber os sinais em quadratura, até uma frequência de 10 MPPS. Para a leitura da saída paralela, é necessário utilizar, junto ao módulo CNC, uma interface paralela compatível, e desta forma é possível enviar os dados que chegam até a saída paralela do sistema de medição para a posição correta da memória do módulo CNC.

5.3.2 - Saída de Dados Paralela

O condicionador de sinais do sistema de medição laser fornece como saída uma palavra paralela com resolução de $\lambda/512$ (1,54 nm). Estes dados são enviados para o módulo CNC através de uma interface paralela. O módulo CNC deve ser sincronizado com a porta paralela do sistema de medição de tal forma que o envio e a leitura dos dados sejam feitas num mesmo intervalo de tempo e numa frequência igual a frequência de amostragem do módulo CNC, que é igual a 6 kHz. No módulo CNC, tais

dados são enviados para um registrador/somador e a cada vez que um novo dado (palavra paralela) chega ele é somado ao resultado anterior. O fato do módulo CNC ler os dados numa frequência igual a frequência de amostragem, limita a velocidade máxima de deslocamento em 140 mm/min.

Durante os ensaios utilizando a saída paralela, os dados lidos não se mostraram corretos. Comparando os resultados mostrados no visor do aparelho com os valores obtidos através da saída em quadratura e da saída paralela percebe-se que, levando em conta a diferença de resoluções, o comportamento dos dois primeiros são condizentes com a realidade enquanto que a saída paralela apresenta um valor completamente diferente. Portanto, o problema ocorre após o sensor laser. A porta paralela do sistema de medição foi prevista, pelo fabricante, para transmitir os dados interpolados para um visor. No entanto, seguindo a orientação do fabricante, a saída paralela do laser foi adaptada à esta nova situação, ou seja, transmitir dados para o CNC. No entanto, devido a uma falha de comunicação, o sistema de transmissão de dados do laser não envia corretamente os dados, resultando em uma medida incorreta.

5.3.3 - Saída de Dados em Pulsos

Devido aos problemas ocorridos e a impossibilidade de se realizar a leitura da posição através da porta paralela, foi feita a opção de se utilizar a saída de dados em quadratura, embora esta não apresente resolução suficiente para o que se propôs inicialmente. A resolução do sinal em quadratura é de $\lambda/2$ e utilizando os recursos do módulo CNC pode-se conseguir uma subdivisão deste sinal em até 4 vezes, resultando numa resolução em tempo real de $\lambda/8$, ou seja, 98,75 nm (alguns sistemas de medição laser disponíveis comercialmente, fornecem uma saída em quadratura com resolução de 2,5 nm).

O módulo CNC limita a máxima frequência do sinal proveniente do sistema de medição em 10 MPPS, conseqüentemente, a velocidade máxima de deslocamento é limitada

em 48 m/min. Como a velocidade limite do sistema de medição laser, fornecida pelo fabricante, é de 12 m/min, esta última é que deve ser respeitada.

5.4 - ESCALA OPTO-ELETRÔNICA

Na concepção inicial do sistema de posicionamento, não havia sido planejado utilizar uma escala opto-eletrônica como sistema de medição e realimentação de posição. Tal decisão ocorreu devido à necessidade de se melhorar a resolução do sistema em relação à resolução obtida com o sistema de medição laser. Obtém-se com a escala uma resolução de 50 nm.

A escala opto-eletrônica instalada ao longo do eixo Z do posicionador é composta basicamente por um sensor e uma escala de cristal cuja graduação é de $10\ \mu\text{m}$, sendo que o seu princípio de funcionamento é amplamente conhecido ([Auslander, 1996], [Berardinis, 1994] e [Heidenhain, 1990]). O sensor é formado por uma fonte luminosa e um conjunto de fotodetecores, e o movimento relativo entre a escala graduada e a fonte de luz emitida pelo sensor resultam em raios luminosos que atingem os fotodetecores, gerando dois sinais elétricos defasados de 90° , com forma de onda senoidal e um terceiro na forma de pulso (**figura 5.19**).

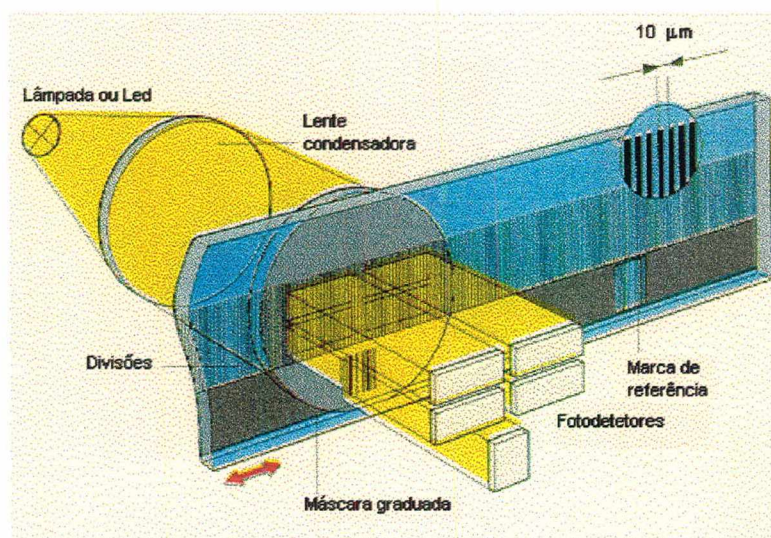


Figura 5.19 : Escala Opto-eletrônica [Heidenhain, 1999]

Estes sinais indicam o deslocamento ocorrido. Os dois canais defasados permitem identificar o sentido do movimento relativo entre o sensor e a escala. O ciclo completo do sinal elétrico (360°) corresponde a um deslocamento de $10\ \mu\text{m}$. O terceiro sinal é gerado pela marca de referência. A incerteza da escala utilizada é de $\pm 0,5\ \mu\text{m}$.

A montagem mecânica da escala deve ser realizada seguindo rigorosamente as recomendações do fabricante principalmente com relação ao paralelismo e à distância entre o sensor e a escala graduada. A tolerância do paralelismo é de $0,01\ \text{mm}$ e a distância entre o sensor e a escala graduada é de $0,1 \pm 0,015\ \text{mm}$. É necessário obedecer tais tolerâncias para que a operação seja adequada e os sinais gerados pelo sensor (amplitude e defasagem) estejam de acordo com o esperado pela unidade eletrônica subsequente. A figura 5.20 mostra a disposição do sensor e da escala graduada.

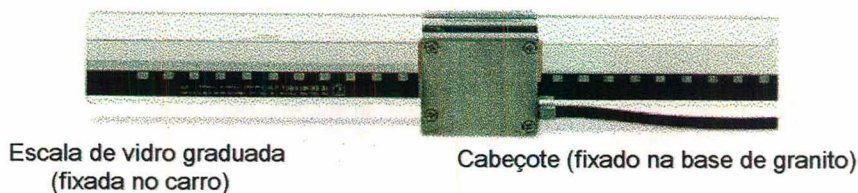


Figura 5.20 : Sensor Óptico e Escala Graduada

5.4.1 - Aumento da Resolução

Os sinais emitidos pelo sensor óptico passam por um procedimento de aumento de resolução, conhecido como interpolação e neste caso, é realizado por um circuito eletrônico, cujo princípio básico de funcionamento é descrito a seguir. Os sinais senoidais defasados de 90° que representam o deslocamento medido, podem ser descritos pelas seguintes equações [Heidenhain, 1998] :

$$S_1 = A_0 \cdot \sin\varphi$$

$$S_2 = A_0 \cdot \cos\varphi$$

onde :

$$\varphi = 2.\pi.x/C$$

x = deslocamento medido

C = período do sinal

A₀ = Amplitude do sinal

A partir destes dois sinais (S₁ e S₂) obtém-se eletronicamente uma série de sinais defasados, ou seja, os sinais S₁₀, S₁₁, S₁₂ ... representados por :

$$S_{10} = S_1 = A_0.\sin\varphi$$

$$S_{11} = S_1.\cos\beta + S_2.\sin\beta = A_0.\sin(\varphi+\beta)$$

$$S_{12} = S_1.\cos2\beta + S_2.\sin2\beta = A_0.\sin(\varphi+2\beta)$$

$$S_{13} = \text{etc.}$$

Para uma interpolação de fator 5 o valor de β será de 18° e 10 sinais senoidais são criados. A **figura 5.21** apresenta o diagrama esquemático do circuito eletrônico de interpolação para um fator de 5 [Heidenhain, 1998].

Após a amplificação dos sinais senoidais provenientes do sensor (S₁ e S₂) os mesmos passam por uma rede de resistores que provocam a defasagem necessária, gerando os sinais S₁₀, S₁₁, etc. Os sinais senoidais resultantes são convertidos, através de um circuito conversor A/D em sinais nível TTL. Estes sinais são comparados através de componentes lógicos digitais chamados *ou exclusivo* (EXOR) resultando em dois sinais com freqüência igual a freqüência do sinal de entrada multiplicada pelo fator 5. A distância entre dois sinais vizinhos defasados de 18° corresponde a um passo do sinal real captado pelo sensor óptico. Conseqüentemente, a resolução do sistema se torna 5 vezes maior (neste caso).

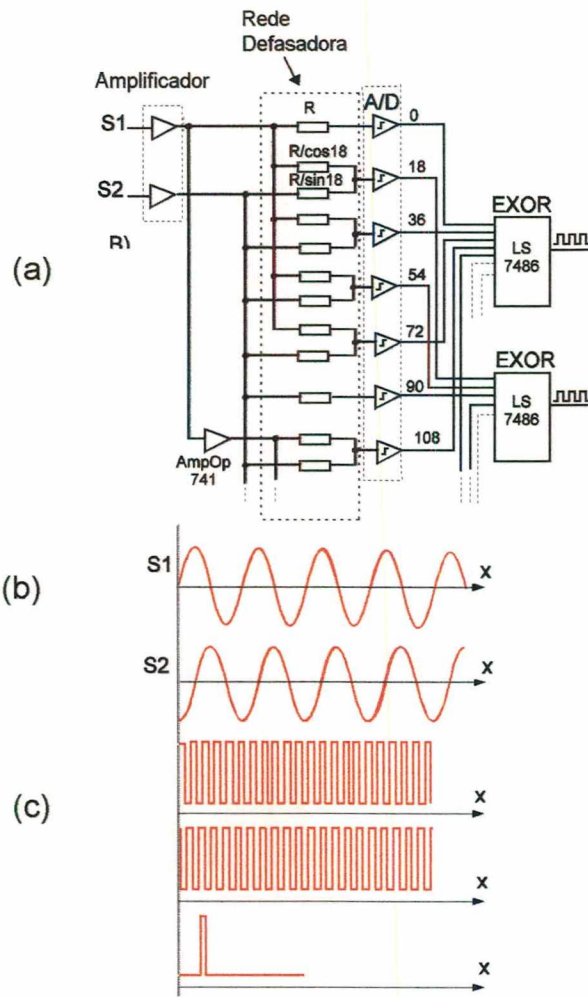


Figura 5.21 : (a) Circuito Eletrônico de Interpolação; b) Sinais de Entrada; c) Sinais de Saída com frequência 5 vezes maior que a Entrada.

Embora já venha pre-ajustada da fábrica, para que a unidade de aumento de resolução (UAR) opere com a máxima exatidão, é necessário verificar, com o uso de um osciloscópio, a amplitude e a defasagem dos dois sinais senoidais provenientes do sensor óptico. A amplitude destes sinais devem ser aproximadamente iguais, podendo ser tolerado uma diferença de 10% e a defasagem entre eles deve ser de $90^{\circ} \pm 10^{\circ}$. Se os sinais estiverem fora desta tolerância, faz-se o ajuste fino eletrônico através de potenciômetros localizados no interior da UAR. Tais ajustes compensam imprecisão e perdas no circuito eletrônico de amplificação dos sinais emitidos pelo sensor.

Normalmente, antes de colocar o sistema de medição em operação, é necessário realizar o ajuste fino destes sinais.

A frequência de operação da UAR utilizada é de 20 kHz, o que é um valor suficiente para aquilo que se propõe pois, para uma velocidade de 100 mm/min, a frequência dos sinais de entrada da UAR é de 167 Hz. A velocidade máxima permitida para este sistema de medição é limitada pela UAR em 12 m/min. Uma frequência de operação alta é importante porque as vibrações mecânicas com frequência até este valor também são percebidas pelo sistema de medição.

5.4.2 - Interfaceamento

A figura 5.22 apresenta o fluxo de sinais entre o módulo CNC e transdutor de medida de deslocamento. O mesmo esquema é válido para escala ou *encoder*. Utilizando a escala cuja graduação é de 10 μm e a UAR que aumenta a resolução em 50 vezes, é possível medir deslocamentos com uma resolução de 0,2 μm . O módulo CNC tem recursos para aumentar em até 4 vezes a resolução. Portanto, tem-se uma resolução final de 50 nm, no entanto, deve-se levar em conta que a incerteza da escala é de $\pm 0,5 \mu\text{m}$.

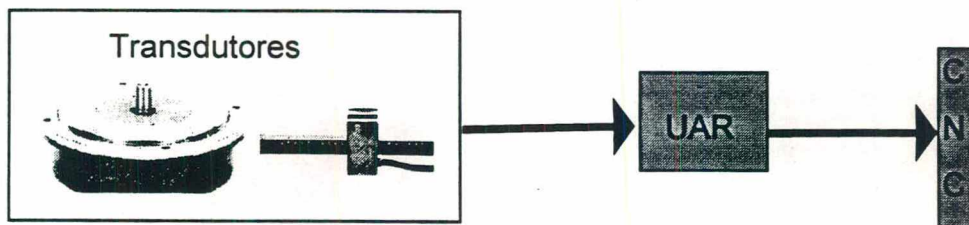


Figura 5.22 : Comunicação entre Transdutores (Escala ou *Encoder*) e CNC

A UAR fornece como saída dois sinais retangulares defasados de 90 ° e o pulso de referência, bem como os seus sinais simétricos correspondentes. Os sinais invertidos são utilizados quando se deseja reduzir o nível de ruído do sistema de medição. Neste trabalho, é necessário garantir que as medidas não estão sendo corrompidas por ruído, portanto, são utilizados também os sinais simétricos diferenciais.

O módulo CNC é projetado para receber sinais do tipo TTL em quadratura, diferencial ou não diferencial, até uma frequência de 10 MPPS. Esta frequência é mais que suficiente para a velocidade de trabalho do eixo Z do posicionador, por exemplo, com o posicionador se deslocando com uma velocidade de 100 mm/min e a realimentação de posição sendo feita através da UAR, a frequência com a qual os pulsos chegam até o módulo CNC é de 8,33 kHz. Quanto maior a resolução do sistema de medição, maior será esta frequência (para uma mesma velocidade). A máxima frequência o módulo (10 MPPS) limita a velocidade de deslocamento do eixo Z em 50 m/min e portanto, a velocidade continua sendo limitada pela UAR em 12 m/min.

5.5 - CODIFICADOR OPTO-ELETRÔNICO ROTATIVO

O funcionamento do codificador opto-eletrônico rotativo (ou *encoder*) utilizado no eixo X baseia-se no mesmo princípio que a escala opto-eletrônica (**figura 5.23**) e portanto, quando em movimento, gera sinais senoidais defasados 90° entre si e a cada volta, gera um terceiro sinal correspondente à marca de referência ([Auslander, 1996], [Berardinis, 1994] e [Heidenhain, 1990]). O *encoder* possui 25.920 traços por volta, e utiliza uma unidade de aumento de resolução (UAR) que multiplica a frequência de pulso do sinal de saída por 25, proporcionando um aumento da sua resolução também em 25 vezes [Heidenhain, 1978].

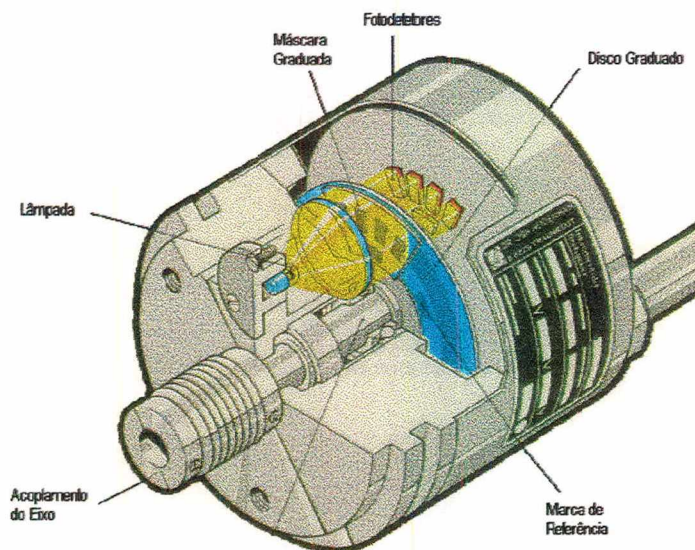


Figura 5.23 : *Encoder* [Heidenhain, 1990]

Utilizando o *encoder* (acoplado ao fuso de esferas recirculantes com passo de 2 mm) e a UAR, é possível medir deslocamentos translativos com uma resolução de 3,08 nm. Como o módulo CNC tem recursos para fazer uma interpolação adicional de 4 vezes, tem-se portanto, uma resolução final de 0,77 nm, no entanto, a incerteza do *encoder* (dado do fabricante) é de 1,55 nm.

A máxima velocidade que se poderá operar com este eixo também é limitada pela UAR, que opera com uma frequência de 15 kHz, o que limita a velocidade do eixo X em 70 mm/min. No entanto, a razão pela qual a velocidade é muito menor que a do eixo Z (12 m/min) é a altíssima resolução do *encoder*. Enquanto que o ciclo senoidal emitido pelo *encoder* representa 77 nm de deslocamento, na escala, o ciclo senoidal representa 10 μ m. Por exemplo, com o eixo X na velocidade de 1 mm/s, o *encoder* irá emitir pulsos com uma frequência de 13 kHz; a escala, nesta mesma velocidade, irá emitir pulsos com frequência de 100 Hz. Enquanto que o *encoder* quase alcança o limite da UAR, que é de 15 kHz, a escala opera com 100 Hz, sendo o seu limite igual a 20 kHz.

5.6 - MÓDULO DE CONTROLE CNC

5.6.1 - Configuração do Módulo CNC

O módulo CNC é configurado para uma aplicação específica através do ajuste apropriado do seu *hardware* e *software* (pmac.exe). Existe um total de 95 *jumper*s que devem ser configurados, os quais se referem às características operacionais do módulo CNC, como por exemplo, o tipo de sinal recebido do *encoder*, que pode ser diferencial ou não diferencial ou a frequência de amostragem do CNC, que pode ser escolhida entre as várias opções fornecidas pelo fabricante, levando em conta o número de eixos que devem ser controlados. Também é possível, através de *jumper*s, retornar o *software* de configuração do módulo CNC (pmac.exe) para seu estado original, readquirindo a configuração original de fábrica. Isso é necessário quando o

usuário configura o *software* de maneira tão confusa (por exemplo, configurar a frequência de amostragem em um valor acima do valor devido) que o CNC cessa de funcionar.

Além dos *jumpers*, é também necessário realizar a configuração via *software*. O CNC tem um extenso conjunto de variáveis de inicialização (variáveis-I) que determinam a “personalidade” do módulo para uma aplicação específica. Os valores destas variáveis podem ser armazenados na memória do módulo, e desta forma o módulo estará sempre configurado apropriadamente. Módulo CNC, sistema de medição e servo-motor são elementos que compõem uma malha de controle e deve-se adequar tais elementos de forma a se obter uma malha fechada de controle. É por meio das variáveis-I que se configura a comunicação em malha fechada entre estes elementos. Estas variáveis deverão conter o endereço para onde será enviado o comando para o servo-conversor do servo-motor correspondente e também o endereço para onde será enviado o valor de posição medida. Além disso, é necessário configurar o sistema de medição, especificando o tipo de sinal que será enviado (em quadratura ou paralelo) e o número de interpolação que se quer que o CNC realize, de 1, 2, ou 4x, e ainda o sentido de deslocamento.

Os dados provenientes do sistema de medição são passados ao algoritmo de controle, cuja estrutura já está implementada no CNC. É necessário determinar os valores de cada ganho do controlador. Através da escolha adequada dos valores destas variáveis definem-se valores dos ganhos e tipo do controlador que se quer utilizar (por exemplo : proporcional, integral, derivativo, *feedforward* de velocidade e *feedforward* de aceleração)

Estes são alguns dos aspectos relevantes que devem ser especificados antes de se colocar cada eixo do posicionador em operação. O módulo CNC possui ao todo 100 variáveis de inicialização referentes às suas características gerais e 105 referentes à cada eixo [Delta Tau, 1991]. No apêndice B são apresentados os principais aspectos da configuração do módulo CNC.

5.6.2 - Programas de Movimentação e Monitoração

Após realizada a configuração do *hardware* e *software*, o posicionador está pronto para ser ensaiado. Para os ensaios, é necessário elaborar programas-peça. Para monitorar o posicionador durante a operação, deve-se programar módulos correspondentes aos do controlador lógico programável (CLP), ou seja, os programas de monitoração.

A **figura 5.24** mostra o fluxo principal de sinais entre o módulo CNC e a planta, e ilustra suas principais funções. O programa-peça, fornecido pelo usuário de acordo com a trajetória desejada, ao ser executado, passa ao algoritmo de controle o valor da referência de posição desejada. O algoritmo de controle simultaneamente recebe o valor da posição medida. Baseado na diferença entre estes dois valores (erro de posição), o algoritmo de controle irá calcular o valor do sinal de comando para o respectivo acionamento. Permanentemente, o programa CLP monitora a pressão, limites de curso, emergência e falha do servo-conversor. O CLP poderá desabilitar o acionamento do eixo Z ou X se houver necessidade.

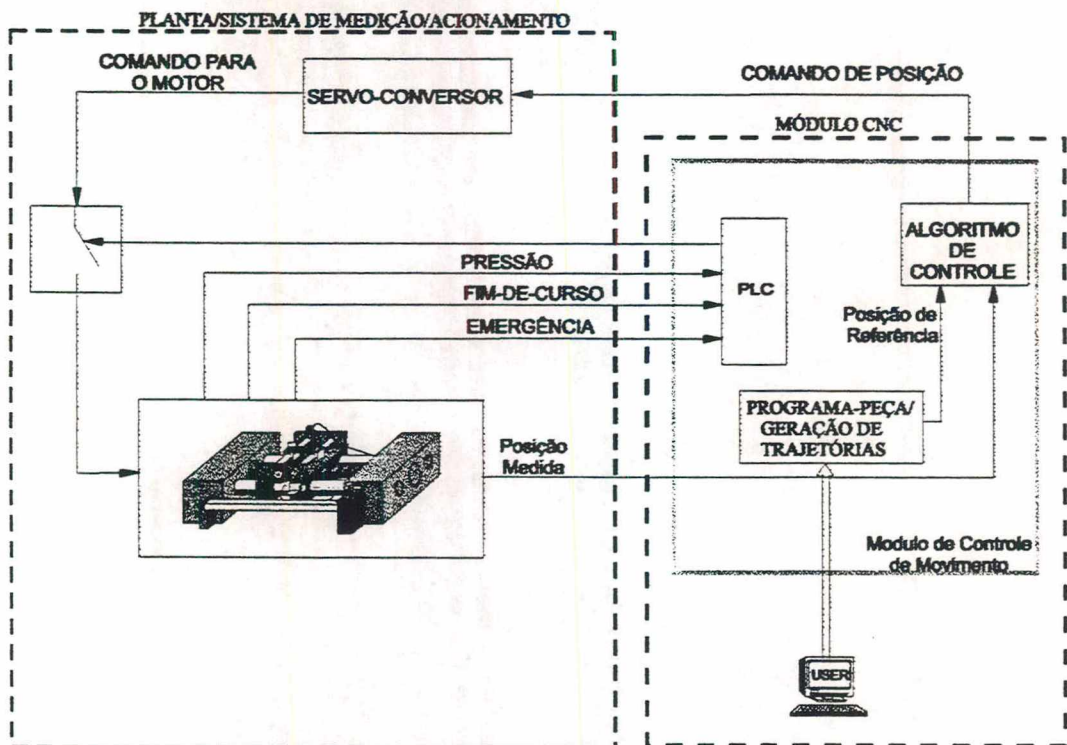


Figura 5.24 : Fluxo de Sinais entre Módulo CNC e Posicionador

O programa de geração de trajetórias irá fornecer as posições de referência à medida que for sendo executado. É função do algoritmo de controle de posição fazer com que a posição medida seja igual à posição de referência e isso somente irá ocorrer se seus parâmetros estiverem devidamente ajustados.

5.6.2.1 - Programa-peça

Os programas-peça são tipicamente combinações de comandos de especificação de movimentos. Tais comandos estabelecem os valores da velocidade, posição e o perfil de velocidade que cada eixo irá seguir até alcançar a posição comandada. Os valores especificados por estes comandos são usados para gerar a trajetória desejada, ou seja, as referências de posição.

Assim que é dado um comando de movimentação, o eixo se move na direção da posição-alvo com a velocidade especificada, acelerando e desacelerando de uma forma previamente estabelecida. A aceleração e desaceleração da velocidade pode ser constante, criando um perfil de velocidade trapezoidal (**figura 5.25(a)**); pode ser linearmente variável, criando um perfil de velocidade em "S" ou pode ser uma combinação dos dois tipos (**figura 5.25(b)**). Os perfis de velocidade em S e o misto geram uma curva de posicionamento com um erro de partida menor que o perfil trapezoidal. É necessário especificar o tempo para a aceleração T_A , que é o tempo que leva para se atingir a velocidade solicitada; e o tempo de cada metade do movimento em "S", T_S . A figura abaixo mostra os perfis de velocidade trapezoidal e o misto.

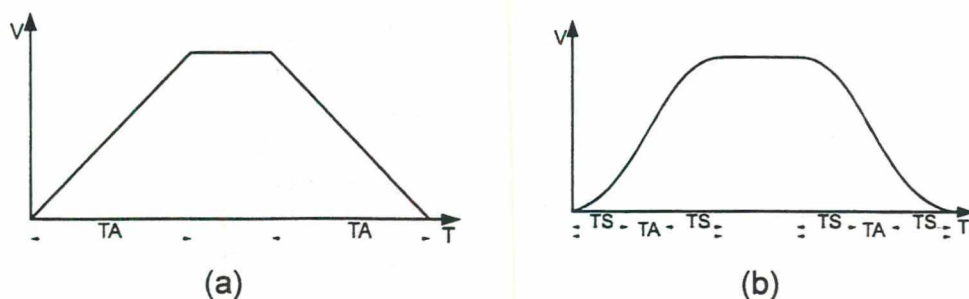


Figura 5.25 : (a) Perfil Trapezoidal e (b) Perfil Misto

É importante lembrar que os comandos de posição somente serão executados com exatidão de posicionamento se o sistema de controle do eixo envolvido estiver corretamente ajustado, pois é tarefa dos sistemas de controle de cada eixo tentar fazer a posição medida seguir sem erro o valor da posição comandada.

O módulo CNC permite que se utilize os comandos do código G para o desenvolvimento de programas-peça. Isto facilita a tarefa do programador já habituado à esta linguagem.

5.6.2.2 - Programas de Monitoração

Os programas de monitoração ou CLP, conforme já citado anteriormente, são usados para monitorar eventos através de sinais provenientes da planta; por exemplo, a indicação de que a pressão de ar comprimido está ou não em seu valor correto ou então, a indicação de que o fim-de-curso foi atingido ou não, etc.

Antes de se colocar um eixo em operação é necessário implementar alguns itens de segurança a fim de proteger os elementos que compõem o sistema de posicionamento e garantir o seu funcionamento adequado. Os programas CLP supervisionam sinais provenientes do sistema de posicionamento e executam medidas de segurança sempre que necessário. A seguir serão apresentados os itens de segurança que são utilizados em cada eixo do sistema de posicionamento.

Fins-de-Curso Mecânico

Em cada eixo foram instalados quatro interruptores de movimento, dois em cada extremidade do eixo, que irão atuar como fins-de-curso fatal e de segurança. **A figura 5.26(a)** mostra a disposição de tais interruptores no eixo Z, e um esquema semelhante à este é implementado no eixo X. Os sinais elétricos provenientes dos interruptores são conectados ao módulo CNC, através de um circuito elétrico envolvendo relés. No

CNC, um programa CLP monitora estes sinais. A **figura 5.26(b)** mostra o diagrama esquemático da conexão entre tais interruptores e módulo CNC.

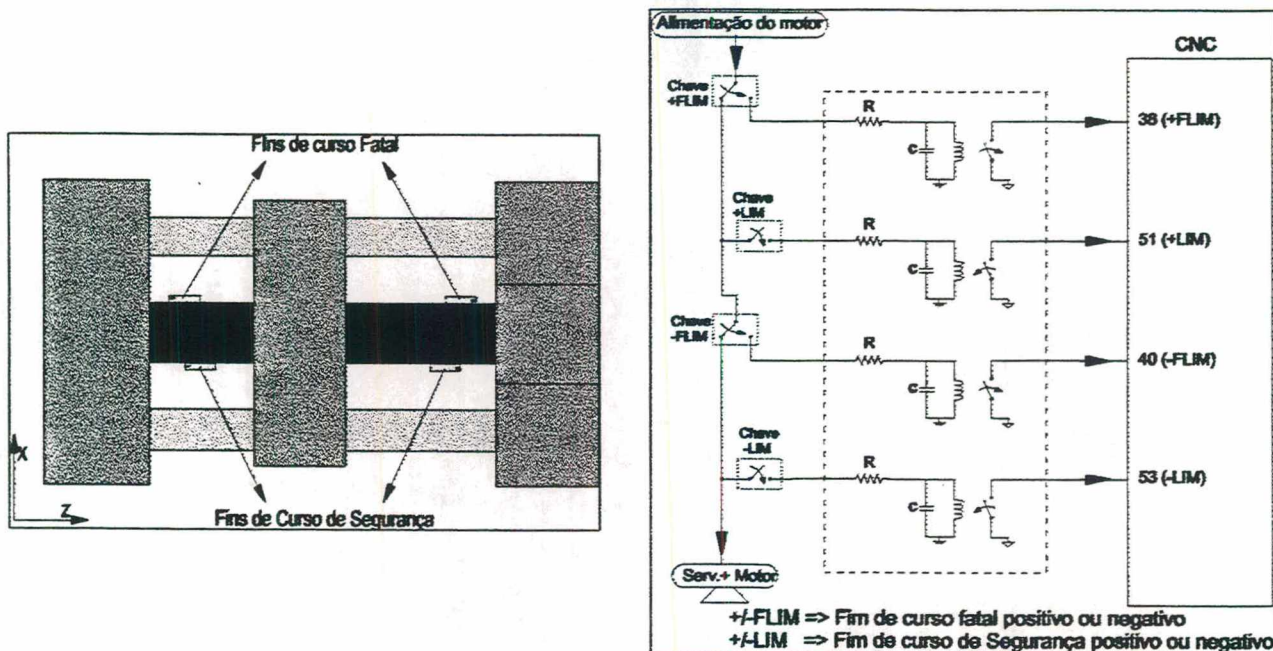


Figura 5.26 : (a) Fins-de-Curso localizados no Eixo Z e (b) Diagrama Esquemático do Circuito de Relés

O carro do posicionador atingirá primeiro o fim de curso de segurança, e neste instante, o CLP interrompe o movimento, mantendo o carro do posicionador fixo naquela posição. O operador é avisado, através de uma mensagem na tela do computador, que o fim-de-curso de segurança foi atingido. Caso ocorra do primeiro fim-de-curso ser atingido pelo carro e mesmo assim, por alguma falha, o movimento continuar, o carro irá tocar o segundo interruptor, isto é, o fim-de-curso fatal. Quando o carro atingir este fim-de-curso, o CLP comanda o desligamento da alimentação daquele motor (o circuito elétrico externo envolvendo estes interruptores corta a energia do motor (figura 5.26 (b))).

Pressão do Ar Comprimido e Emergência

Quando a pressão do ar utilizado nas guias cai abaixo do valor permitido, um circuito semelhante ao mostrado na figura 5.26(b) interrompe a alimentação do motor, além de avisar ao operador, através de uma mensagem na tela. Também o interruptor de emergência; quando acionado pelo usuário, corta a alimentação do motor.

A figura 5.27 mostra o fluxograma do programa CLP, especialmente desenvolvido para monitorar os itens de segurança. Quando todas as condições forem favoráveis, o CLP permitirá que o motor seja ligado. Este mesmo procedimento é repetido para os dois eixos envolvidos.

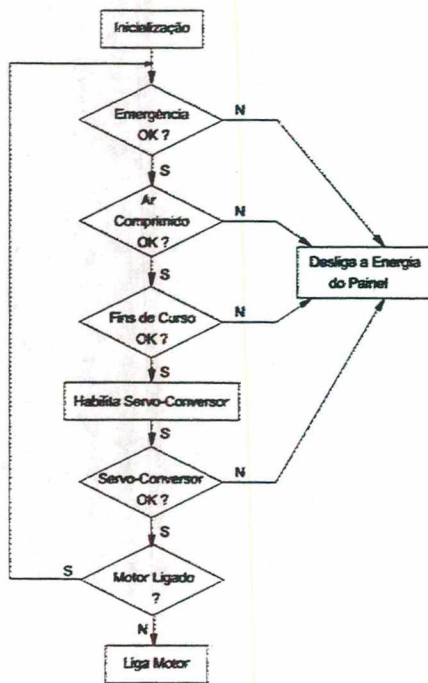


Figura 5.27 : Fluxograma do Programa CLP do Sistema de Posicionamento

Mesmo após ligar o motor, o programa CLP continuará monitorando os itens de segurança. No apêndice B é feita uma descrição dos programas CLP de cada eixo, e apresenta também os passos que se deve seguir para colocar o sistema de posicionamento em operação.

No próximo capítulo será apresentado o sistema de controle de cada eixo do sistema de posicionamento e o método utilizado na sintonia de cada controlador.

6. DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE DE POSIÇÃO DO POSICIONADOR SUBMICROMÉTRICO

O sistema de controle de posição é um item de fundamental importância pois permite alterar o comportamento dinâmico e estático do sistema de posicionamento. O diagrama de blocos apresentado na **figura 6.1** mostra os subsistemas básicos que pertencem à malha de controle de posição do eixo Z. Para efeito de análise, pode-se dividi-lo em duas partes principais :

- 1 - O algoritmo de controle, implementado no módulo CNC;
- 2 - A planta, constituída pelo servo-conversor, pelo servo-motor, pela mecânica do posicionador (transmissão, guias, etc.) e pelo sistema de medição de posição.

A malha de controle do eixo X é constituída por subsistemas similares, no entanto, com outras características, conforme apresentado no capítulo 3. Neste capítulo serão analisados os sistemas de controle do eixo Z e X.

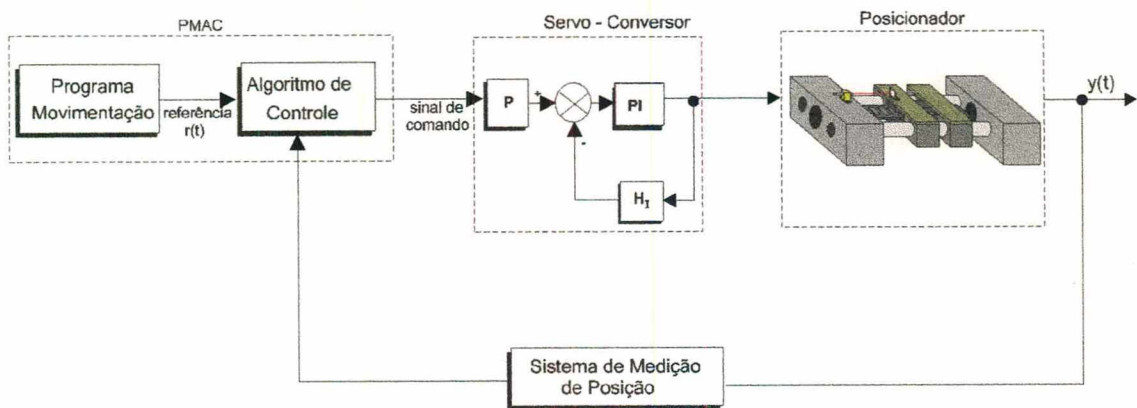


Figura 6.1 : Diagrama de Blocos do Sistema de Controle do Posicionador (eixo Z)

De uma forma genérica, pode-se definir o “problema de controle” como sendo a determinação de uma lei de controle que satisfaça a um determinado critério de

desempenho, mesmo diante de variações nas características (parâmetros) da planta e diante de perturbações atuando na planta. Visando isto, tem sido desenvolvidas inúmeras técnicas de controle, com diferentes níveis de complexidade e qualidade de resultados. Do ponto de vista de engenharia é desejável projetar um sistema que assegure o melhor compromisso entre desempenho e complexidade e que satisfaça os requisitos de projeto. Normalmente, tem-se como requisito um erro nulo em regime permanente, tempo de resposta e sobre-passagem mínimos.

No caso em questão, o programa de movimentação fornece posições de referência para o algoritmo de controle, que por sua vez irá fornecer um comando de correção para a planta, segundo uma determinada lei de controle, de forma a fazer com que a posição medida seja igual a posição de referência. O comportamento estático e dinâmico da resposta do sistema (posição medida), avaliado através do erro de posicionamento, rapidez de resposta e padrão de oscilação dependerá do resultado da lei de controle aplicada à planta e dos ajustes de seus coeficientes.

Neste capítulo, inicialmente, serão apresentadas as principais características do algoritmo de controle PI-D+FF implementado no CNC, enfocando os efeitos de cada ação de controle. Em seguida, será analisado o programa de auto-ajuste do controlador PI-D+FF, fornecido pelo mesmo fabricante do módulo CNC. E finalmente, é apresentado um outro procedimento, que emprega a técnica de posicionamento de pólos, utilizado para ajustar o controlador PI-D+FF. Os ensaios realizados empregando a teoria aqui mostrada são apresentados no capítulo 8.

6.1 - O Algoritmo de Controle

O algoritmo de controle implementado no módulo CNC, denominado pelo fabricante de algoritmo de controle estendido, é mostrado no diagrama de blocos da **figura 6.2**. O termo “estendido” é utilizado pelo fabricante porque este algoritmo se difere daqueles que já definem a ação de controle implementada e esta é única (por exemplo, ação de controle PI-D). O caso em questão, a ação de controle é definida pelo usuário, podendo assumir diferentes estruturas, isto é, pode ser uma ação de controle PID+FF

(que é uma lei de controle com uma estrutura matemática e nome já definidos) ou simplesmente uma lei de controle, cuja estrutura matemática pode ser definida baseado-se em critérios de otimização e nas possibilidades dadas pelos polinômios de cada bloco da figura 6.2 e cujos parâmetros podem ser determinados pela otimização de algum índice de desempenho.

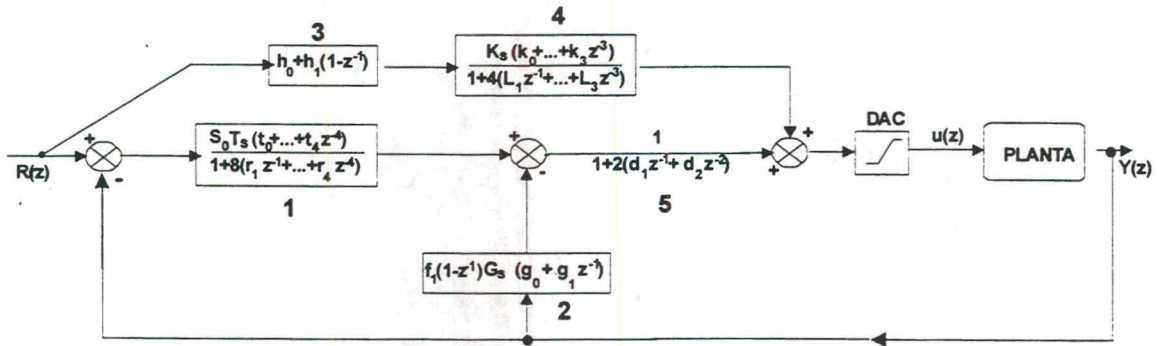


Figura 6.2 : Diagrama de Blocos do Algoritmo de Controle Estendido

O termo $R(z)$ representa a posição de referência e $Y(z)$ a posição medida. A escolha criteriosa do tipo de ação de controle a ser implementada e o ajuste adequado dos coeficientes das funções de transferência do algoritmo de controle estendido é essencial para que se obtenha um bom comportamento do posicionador.

Para que o algoritmo de controle de posição do CNC implemente um tipo específico de ação de controle basta escolher adequadamente os coeficientes de cada função de transferência que compõe o algoritmo de controle estendido. Escolhendo apropriadamente os coeficientes do bloco 1 (ver figura 6.2), obtém-se uma ação de controle do tipo proporcional mais integral (PI). No bloco 2, obtém-se uma ação derivativa (D). Os blocos 3 e 4 inserem na malha de controle uma ação de controle *feedforward* de velocidade e aceleração. O diagrama de blocos mostrado a seguir exemplifica o algoritmo de controle estendido após ser reduzido para a ação de controle do tipo PI-D+*feedforward* (PI-D+FF). Note-se que as funções de transferência de cada bloco foram simplificadas.

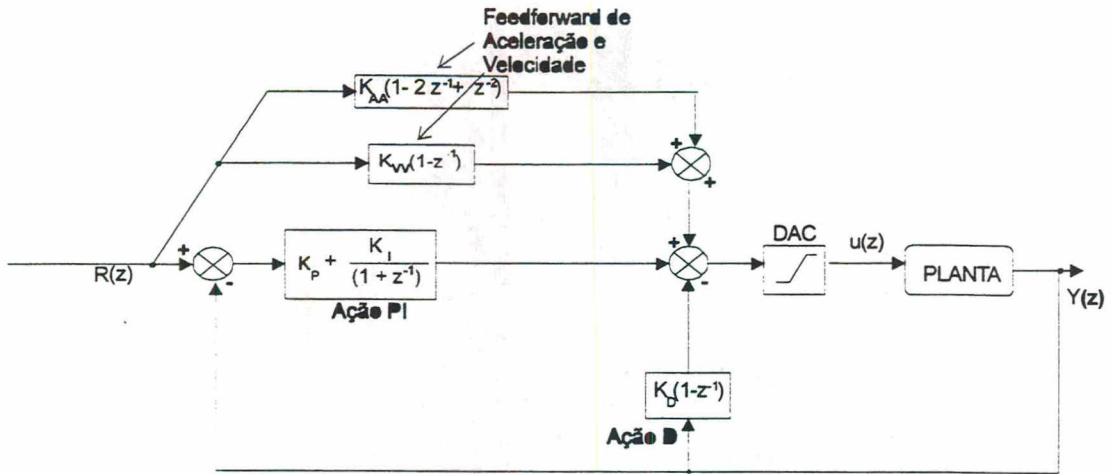


Figura 6.3 : Diagrama de Blocos da Malha Fechada com controlador PI-D + FF

onde,

K_{AA} é o ganho ajustável do *feedforward* de aceleração

K_{VV} é o ganho ajustável do *feedforward* de velocidade

K_P é o ganho ajustável da ação proporcional

K_I é o ganho ajustável da ação integral

K_D é o ganho ajustável da ação derivativa

A relação entre estes ganhos e os coeficientes do algoritmo estendido, obtida comparando o algoritmo reduzido (as funções de transferência de cada bloco), mostrado na figura 6.3, com aquele mostrado na figura 6.2, é a seguinte:

$$K_{AA} = -K_I K_S$$

$$K_{VV} = K_0 K_S + K_I K_S$$

$$K_D = G_S g_0 f_1$$

$$K_I = S_0 T_S t_0 - K_P$$

$$K_P = -S_0 T_S t_1$$

Neste trabalho serão adotadas duas metodologias para o ajuste dos coeficientes de cada bloco. A primeira será baseada em um programa de auto-ajuste, desenvolvido pelo fabricante do módulo CNC, que usa a técnica de ajuste de Ziegler-Nichols. A segunda metodologia se baseia na teoria de controle onde será empregada a técnica

de posicionamento de pólos para se determinar tais coeficientes. A segunda metodologia visa obter melhores resultados que aqueles obtidos com o auto-ajuste e também, analisar com maior profundidade as características dinâmicas do posicionador.

A seguir serão analisados os principais efeitos da variação dos ganhos do PI-D+FF na resposta do sistema.

6.1.1 - Efeito das Ações de Controle

A análise dos principais efeitos dos ganhos do controlador PI-D+FF na resposta do sistema (posição controlada) facilita o seu emprego e possibilita fazer ajustes finos em torno dos valores calculados, e com isso, melhorar o comportamento do sistema.

6.1.1.1 Ação de controle PI-D

No caso de posicionadores comandados por controladores PI-D, o ganho proporcional (K_P) influi na rapidez e conseqüentemente na rigidez e estabilidade da resposta, um ganho muito alto aumenta a velocidade de resposta do sistema, a rigidez aumenta, e o sistema fica mais próximo à instabilidade. Já o termo integral (K_I) permite reduzir o erro de regime estacionário e o termo derivativo (K_D) atua sobre o amortecimento do sistema. Uma ação derivativa muito forte poderá amplificar o ruído do sistema, e uma ação integral muito forte poderá causar um aumento na sobre-passagem. No capítulo 8 serão mostrados os ensaios com o posicionador, que ilustram tais efeitos.

6.1.1.2 Ação de Controle *Feedforward* de Velocidade e Aceleração

Na ação *feedforward* de velocidade, o ganho FF de velocidade (K_{VV}) atua na redução de erros de seguimento (de posição) proporcionais à velocidade do motor, acarretados pelo amortecimento viscoso do sistema. Já a ação *feedforward* de aceleração é

necessária para se reduzir os erros de seguimento proporcionais à aceleração do motor, acarretados pela inércia do sistema. Conforme mostrado na figura 6.3, as ações *feedforward* de velocidade e de aceleração são somadas ao comando de torque do motor, as quais são proporcionais à velocidade e aceleração comandadas, respectivamente. A velocidade comandada é obtida através da derivada da posição comandada ($R(z)$). Na **figura 6.3**, tal operação é representada no domínio z pela expressão $(1 - z^{-1})$. A aceleração comandada é obtida através da segunda derivada da posição comandada, operação que é representada no domínio z por $(1 - 2z^{-1} + z^{-2})$.

A fim de se mostrar a influência dos termos *feedforward* de velocidade e de aceleração serão apresentadas neste item algumas considerações a respeito de correlação de sinais.

Se dois conjuntos de dados, tais como velocidade e erro de seguimento, variam em forma proporcional um do outro, eles tem uma correlação perfeita e o coeficiente de correlação normalizado entre a entrada e a saída tem valor *um*. Se eles variam de forma completamente independente, eles são não correlacionados e o coeficiente de correlação é nulo ([DeltaTau, 1991]). Em termos gráficos, dois sinais são bem correlacionados se existir grande semelhança entre as formas de onda destes sinais. A **figura 6.4** mostra dois sinais (velocidade comandada e erro resultante) que, visivelmente, apresentam correlação unitária.

Para uma análise em termos práticos, considere o sistema mostrado na **figura 6.3**. Se a correlação entre erro de seguimento e velocidade (ou aceleração) comandada é grande, o incremento do ganho K_{VV} (K_{AA}) diminuirá a parcela de erro de seguimento devido à velocidade (aceleração). Enquanto a correlação for forte, qualquer aumento do ganho K_{VV} (K_{AA}) reduzirá esta parcela do erro. Idealmente, o ganho K_{VV} (K_{AA}) deve ser ajustado de forma que a correlação entre erro de seguimento e velocidade (aceleração) atinja um valor próximo de zero. Se a correlação torna-se negativa, o ganho de velocidade (aceleração) foi aumentado demais e deverá ser reduzido. Na prática, o erro de seguimento pode ser minimizado, mas dificilmente anulado, portanto,

por menor que este erro seja, sempre apresentará algum grau de correlação com a velocidade e aceleração.

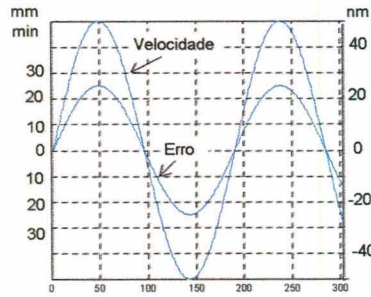


Figura 6.4 : Correlação Unitária

Um outro dado importante que deve ser considerado é a constante de proporcionalidade normalizada entre os erro de seguimento e velocidade ou aceleração. Mesmo se dois conjuntos de dados forem bem correlacionados, a razão entre eles pode ser tão baixa que um dos conjuntos é desprezível em termos práticos. Ou seja, o erro pode estar bem correlacionado com a velocidade (aceleração), no entanto, o seu valor pode ser desprezível. A medida em que o erro de seguimento é minimizado, a constante de proporcionalidade diminui. Idealmente ela deveria chegar perto de zero, assim como também a correlação.

Perfis cúbicos de movimento são apropriados para o procedimento de sintonia dos ganhos do FF, porque neles a velocidade e a aceleração variam continuamente e não são correlacionados entre si (**figura 6.5**), de forma que a correlação do erro com a velocidade está desvinculada da correlação do erro com a aceleração.

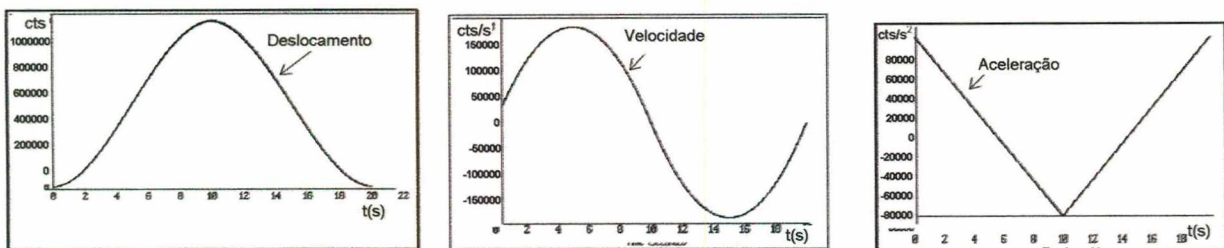


Figura 6.5 : Perfil de Deslocamento, Velocidade e Aceleração

A única condição para que esta técnica reduza para praticamente zero o valor do erro de seguimento, é que ele seja correlacionado com a velocidade ou aceleração. Se o erro de seguimento for causado por forças de atrito, os ganhos FF de velocidade e aceleração não reduzem esta parcela de erro de seguimento.

No capítulo 8 são apresentados ensaios com trajetória do tipo parábola e é verificada a correlação e a constante de proporcionalidade do erro com a velocidade e aceleração, para diferentes valores de K_{VV} e K_{AA} .

6.2 AUTO-AJUSTE DOS COEFICIENTES

O programa de auto-ajuste denominado SEP (*Servo Evaluation Program*) pelo fabricante, calcula os coeficientes do algoritmo de controle de tal forma que a resposta em malha fechada tenha um comportamento estável e um fator de amortecimento igual ao previamente estabelecido pelo usuário. O método de auto-ajuste empregado não é divulgado pelo fabricante, no entanto, normalmente, os métodos de auto-ajuste constituem-se de duas etapas: na primeira, identifica-se as características dinâmicas da planta através de ensaios realizados na planta; na segunda etapa, utiliza-se os valores obtidos na primeira etapa junto à uma planilha e obtém-se os ajustes do controlador. As características que devem ser identificadas e a planilha utilizada são determinadas pelo método de auto-ajuste utilizado.

O usuário do programa SEP é que irá escolher o tipo de ação de controle que será utilizada, sendo possível a escolha entre PD, PI-D, PI-D+FF de aceleração e/ou velocidade. Após esta escolha, o programa de auto-ajuste irá automaticamente determinar os ajustes do algoritmo que irão proporcionar um comportamento estável.

Durante o procedimento de auto-ajuste, a planta é excitada por um sinal senoidal de frequência variável, gerado pelo programa de auto-ajuste, que faz com que o posicionador se movimente repetidas vezes. Durante esta movimentação, o programa SEP faz a identificação das características referentes à dinâmica da planta e as utiliza

juntamente com o valor do amortecimento desejado para calcular os coeficientes das funções de transferência do algoritmo de controle.

O único ponto negativo deste procedimento de auto-ajuste é em relação aos movimentos bruscos provocados pelo programa, que podem inclusive, devido a uma configuração incorreta realizada pelo usuário (por exemplo, amplitude do sinal de excitação muito alta), causar movimentos bruscos e até mesmo disparos do motor, prejudiciais à estrutura eletro-mecânica do eixo. A maneira de se prevenir que tais disparos não ocorram, é configurar a amplitude do sinal de excitação apropriadamente.

Para se realizar o auto-ajuste é necessário que se tenha conhecimentos básicos sobre técnicas de controle e sobre características básicas da dinâmica do sistema. Por exemplo, é necessário que se conheça a influência de cada ação de controle na resposta do sistema (item 6.1.1) além de se conhecer também a influência da largura de banda e fator de amortecimento do sistema, os quais serão comentados a seguir.

6.2.1 - Largura de Banda e Fator de Amortecimento

A largura de banda, ω_B , é definida como a frequência (ou frequência de banda passante, f_B ²) na qual a magnitude da resposta em frequência em malha fechada cai para 0,707 (3 dB) de seu valor na frequência zero. A **figura 6.6** apresenta o diagrama de Bode (ganho) em malha fechada de um sistema.

²Como o comportamento de um sistema é sempre passa-baixa, a largura de banda sempre inicia na frequência de 0Hz, logo $\omega_B = f_B$, sendo f_B a frequência de banda passante.

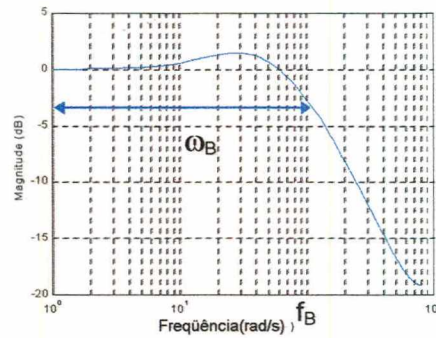


Figura 6.6 : Diagrama de Bode - Largura de Banda

A largura de banda é freqüentemente utilizada para especificar o comportamento desejado para um sistema em malha fechada [Yang,1996]. Quanto maior é a largura de banda maior será a rigidez do sistema, conseqüentemente, mais rápida é a resposta. Portanto, a largura de banda está relacionada com a rapidez com a qual a resposta do sistema em malha fechada irá seguir a entrada comandada. Recorrendo à análise dos efeitos das ações de controle PI-D mostrada no item 6.1.1.1, tem-se que o aumento de K_P causa um aumento na largura de banda, levando o sistema mais próximo à instabilidade. Além disso, a largura de banda está relacionada com a intensidade de atenuação que o sistema realimentado provê sobre às perturbações da planta. Também é correto relacionar a taxa de amostragem à largura de banda, porque estes dois fatores estão relacionados com a mais alta freqüência de interesse do comando de entrada. Usualmente, a freqüência de amostragem deve ser cinco vezes (o mínimo) maior que a largura de banda [Santina, 1996].

O fator de amortecimento, ζ , especifica o grau de amortecimento do transitório da resposta temporal de um sistema (figura 6.7). Em geral, o fator de amortecimento bem menor que 1 (um) leva a grandes sobre-passagens e longos transitórios de oscilações (sistema subamortecido). Por outro lado, fator de amortecimento acima de 1(um), a resposta do sistema não oscila e o movimento é muito lento (sistema super amortecido). Já com um fator de amortecimento igual a um (sistema criticamente amortecido), a resposta do sistema também não oscila e é a mais rápida possível quando comparada com aquelas que possuem ζ maior que 1 (um). Quanto maior o valor do fator de amortecimento desejado, maior é a ação derivativa que será

calculada e conseqüentemente maior será a amplificação do ruído. No caso em questão, objetiva-se obter um sistema sem sobre-passagem e com rapidez máxima possível ($\zeta = 1$), mas deve-se levar em conta a amplificação de ruído que irá ocorrer devido a um alto fator de amortecimento. [Kurfess, 1996] sintoniza a malha de controle de posição de um torno de ultra-precisão de modo a obter um ζ igual a 0,9. [Delta Tau, 1991] sugere que se utilize ζ entre 0,7 e 0,8 para se evitar os efeitos da amplificação de ruído.

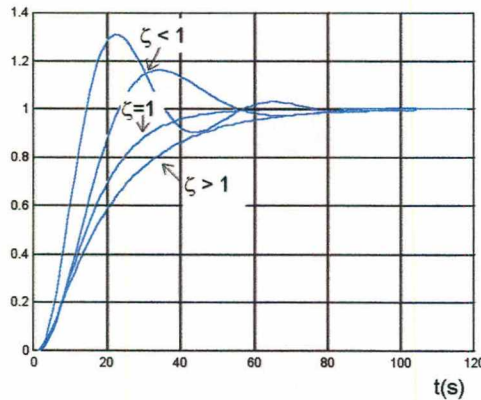


Figura 6.7 : Fator de Amortecimento - ζ

Os ensaios com os eixos Z e X, operando em malha fechada com os controladores PI-D+FF ajustados através do SEP, são apresentados no capítulo 8. A principal vantagem em se utilizar o SEP é a praticidade, pois dispensa um grande envolvimento com teoria de controle.

6.3 - Ajuste do Controlador baseado na Técnica de Posicionamento de Pólos

O uso do programa SEP para ajustar o PI-D+FF é um procedimento muito útil, no entanto, devido à própria característica fechada do programa e a falta de informação sobre o método de ajuste utilizado, não se pode afirmar que os resultados obtidos são os melhores possíveis ou se podem ser melhorados, daí a necessidade de se realizar um ajuste do PI-D+FF baseado em métodos conhecidos. Pode-se utilizar técnicas tais como *deadbeat* ([Dorf et al., 1996] e [Äström et al., 1990]), Ziegler-Nichols [Ogata, 1993], Kappa-Tau (Ziegler-Nichols com maior amortecimento) [Hagglund et al, 1996] e posicionamento de pólos. No caso em questão, optou-se pela técnica de posicionamento de pólos. O emprego desta técnica para o ajuste do PID+FF permite

visualizar o que está ocorrendo com a dinâmica do sistema. A técnica de posicionamento de pólos é eficiente desde que se possua um modelo matemático da planta, pois o ajuste do controlador é feito baseado neste modelo. Por isso, a seguir é apresentado o método utilizado na obtenção do modelo matemático do posicionador.

6.3.1 - Modelo Matemático do Posicionador

O primeiro passo no projeto de um controlador é a obtenção de um modelo que descreva adequadamente o comportamento da planta. Ao se obter tais modelos para propósito de controle, normalmente não se busca uma descrição complexa detalhada da planta, mas sim um modelo simples e adequado, que permita o projeto de um controlador de modo tal que o sistema completo funcione de maneira eficiente, conforme especificações formais.

Quando uma planta contínua é controlada por um controlador digital, o sinal de controle é enviado para a planta somente a cada intervalo de tempo denominado de T_s , período de amostragem. Se a técnica de projeto do sistema de controle baseia-se em um modelo matemático, então um modelo discreto da planta é necessário para calcular o sinal de saída do controlador. A **figura 6.8** mostra a configuração básica de um sistema de controle digital.

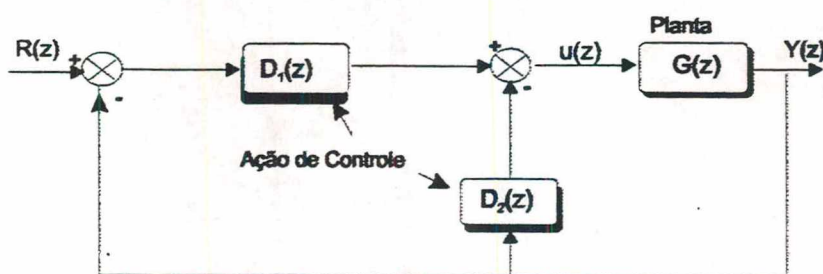


Figura 6.8 : Sistema de Controle Digital

Ferramentas matemáticas tais como transformada z e equações de diferenças, podem ser usadas para representar matematicamente o sistema acima. Utilizando a transformada z, um modelo do tipo entrada-saída para a planta pode ser derivado de modo a se obter :

$$Y(z) = G(z)U(z) \quad \text{eq.(6.1)}$$

onde $G(z)$, que é a função de transferência, no domínio z . O modelo matemático generalizado de uma planta discreta é dado por :

$$G(z) = z^{-k} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad \text{eq.(6.2)}$$

O expoente k é o atraso do processo e os polinômios $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ tem a forma :

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-na} \quad \text{eq.(6.3)}$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_nbz^{-nb} \quad \text{eq.(6.4)}$$

O modelo matemático do posicionador, na forma exposta na equação 6.2, pode ser obtido a partir das leis físicas que regem esta planta ou por alguma forma de análise de dados obtidos em ensaios realizados na planta. A representação de uma planta, obtida através de análise de dados, é usualmente denominada de identificação e é usada por exemplo em plantas cujas relações físicas são muito complexas ou no caso em que se deseja um modelo mais simples, em que os parâmetros/coeficientes internos do modelo não precisam corresponder diretamente com as grandezas físicas da planta.

Uma vez obtido o modelo matemático que representa o sistema em malha aberta, a técnica de posicionamento de pólos é usada com o propósito de se determinar o melhor ajuste possível dos coeficientes do algoritmo de controle estendido.

6.3.1.1 - O Método de Identificação do Modelo Matemático

Os elementos da malha de controle de posição do eixo Z foram mostrados anteriormente na **figura 6.1**. O método de identificação é usado para se obter o

modelo matemático do sistema em malha aberta, que no caso incluirá, o servo-conversor, o servo-motor translativo (ou rotativo), a mecânica do eixo e o sistema de medição. O mesmo procedimento é empregado tanto para o eixo Z quanto X.

A identificação é um procedimento numérico que determina os valores dos parâmetros do modelo matemático (os coeficientes $b_0, b_1, \dots, a_1, a_2, \dots$, da equação 6.2), baseando-se em dados obtidos através de ensaios.

Na identificação do modelo é necessário coletar uma certa quantidade de dados de entrada e saída que podem ser armazenados em um computador, e então, estes dados são processados a fim de se estimar os parâmetros do modelo. É grande o número de métodos de identificação existentes e muitas tentativas para comparar tais métodos tem sido feitas. As comparações são largamente inconclusivas no sentido de que não há nenhum método que seja universalmente melhor [Åström, 1990]. Portanto, para se decidir a respeito da eficiência de um método, após se obter os valores dos parâmetros do modelo matemático, é necessário que o mesmo seja validado. A validação pode ser feita comparando-se a resposta medida do sistema real e a resposta obtida através do modelo estimado. O modelo é tido como adequado se a resposta do modelo refletir corretamente a resposta do sistema real, não apresentando discrepâncias entre o real e o estimado.

O processo de identificação de um modelo matemático, de modo geral, inclui as etapas de (a) coleta dos dados através de ensaios, (b) determinação da estrutura do modelo e de (c) identificação dos parâmetros do modelo. Este processo de identificação deve ser repetido caso o modelo obtido não seja satisfatório, isto é, é necessário escolher uma outra estrutura para o modelo (etapa b) e realizar uma nova identificação dos parâmetros (etapa c).

Primeira Etapa : Coleta dos Dados através de Ensaios

O programa executivo do CNC é um pacote fechado, desenvolvido especialmente para controle de posição em máquinas-ferramenta e conseqüentemente favorece à

implementação de inúmeras tarefas, conforme apresentado no apêndice A. No entanto, o programa executivo disponível não possui recursos para identificar o modelo matemático do posicionador. Portanto, um procedimento especial será adotado com o intuito de se coletar os dados dos ensaios que serão utilizados em um programa de identificação, fora do ambiente do módulo CNC.

No ambiente do CNC, ou seja, quando o programa executivo do CNC está sendo executado, é possível realizar-se os ensaios necessários para a identificação do modelo matemático. Entretanto, o CNC não disponibiliza os dados para que sejam gravados em arquivo e utilizados posteriormente em um programa de identificação. Durante todo o processo de controle e monitoração do posicionador, o CNC armazena os dados (posição medida, posição de referência, velocidade, etc.) na sua memória. No caso em que se deseja utilizar tais dados em um programa executado fora do ambiente do CNC, é necessário fazer a transferência destes dados, da memória do CNC para a memória do PC, e esta transmissão não pode ser lenta. Isto é feito via uma placa conectada ao barramento do PC, a DPRAM (*Dual Ported RAM*), que permite o acesso rápido de dados entre as duas memórias.

Inicialmente, a DPRAM tem que ser configurada adequadamente e habilitada. Feito isto, as variáveis armazenadas na DPRAM terão acessos compartilhados entre o CNC e PC. Maiores detalhes sobre a configuração da DPRAM e a transferência de dados é apresentado no Apêndice D.

Após a configuração e habilitação da DPRAM é necessário programar o CNC para excitar o sistema (posicionador) e armazenar os dados desejados em variáveis cujos endereços foram previamente definidos e que fazem parte da área de memória compartilhada. No apêndice D é mostrado a programação e o procedimento necessários. Na **figura 6.9** são mostrados os pontos nos quais são coletados os dados, ou seja, o sinal de excitação (referência de posição - ponto 1), a posição medida (ponto 2) e o sinal de comando do servo conversor (saída do controlador - ponto 3).

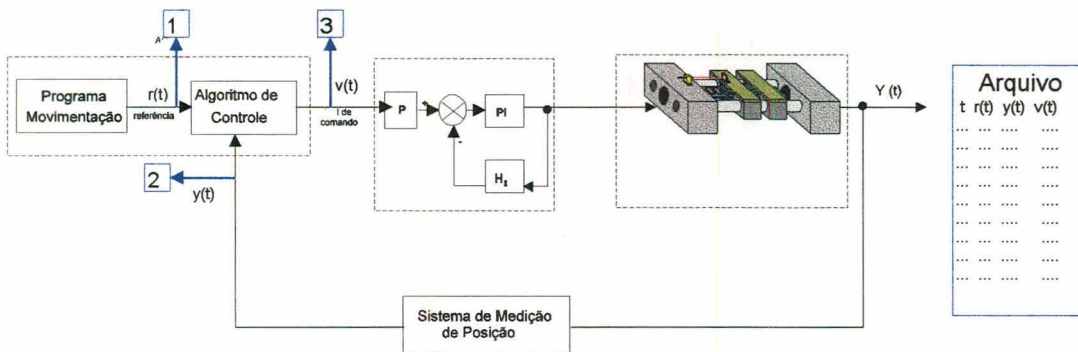


Figura 6.9 : Diagrama Esquemático do Ensaio e Coleta de dados

Além dos programas que serão executados no ambiente do CNC, é necessário um programa, que no caso foi desenvolvido na linguagem C++, que irá coletar os dados de ensaio da memória do PC e armazená-los em um arquivo. Feito isso, obtém-se os dados para a identificação do modelo matemático.

Segunda Etapa : Determinação da Estrutura do Modelo

Na técnica de identificação paramétrica, atribui-se à planta um modelo que a represente e identificam-se os valores dos parâmetros deste modelo através de um método de identificação. A função de transferência discreta generalizada que representa um modelo matemático de uma planta qualquer tem a seguinte forma :

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{Z^{-k}(b_0 + b_1Z^{-1} + b_2Z^{-2} \dots + b_{nb}Z^{-nb})}{1 + a_1Z^{-1} + a_2Z^{-2} + a_3Z^{-3} + \dots + a_{na}Z^{-na}} \quad \text{eq.(6.5)}$$

Inicialmente é necessário escolher a estrutura do modelo matemático baseado na função de transferência generalizada mostrada acima. É preciso escolher o número de zeros (n_b), o número de pólos (n_a) e o atraso por transporte (k). Identificar o modelo matemático significa calcular os parâmetros b_0, b_1, \dots, b_{nb} e a_1, a_2, \dots, a_{nb} .

Para se escolher a estrutura do modelo, foram analisados os resultados de validação de modelos de primeira, segunda e terceira ordem, com e sem atraso por transporte. Baseado nos resultados obtidos, chegou-se a conclusão de que o melhor modelo é o de segunda ordem, sem nenhum zero e com atraso por transporte igual a um. Portanto, o modelo assumido é o seguinte:

$$G(Z) = \frac{b_0 Z^{-1}}{1 - a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2}}$$

Terceira Etapa : Identificação dos Parâmetros do Modelo

O procedimento de identificação é formulado como um problema de otimização, onde o melhor modelo é aquele que melhor se ajusta aos dados experimentais, de acordo com o critério de desempenho adotado. No método dos mínimos quadrados utiliza-se o critério de desempenho quadrático para se determinar os valores mais prováveis dos parâmetros, que irão minimizar a soma dos quadrados do erro de predição ([Åström, 1990]).

Devido à sua simplicidade, robustez, pequeno esforço computacional e aos bons resultados apresentados, foi utilizado o método dos mínimos quadrados não recursivo. Tais características tem sido reconhecidas por vários pesquisadores, tais como, [Malik, 1991], [Åström, 1990]], [cheng et al., 1986] e [Strejc, 1980]. Maiores detalhes sobre o método são apresentados no apêndice E.

6.3.2 - Projeto do Controlador por Posicionamento de Pólos

Obtido o modelo matemático, é possível aplicar a teoria de controle clássico juntamente com a técnica de posicionamento de pólos a fim de se obter os ajustes do controlador. Os conceitos da teoria de controle empregados neste desenvolvimento tem ampla divulgação na literatura de controle ([Santina, 1996], [Ogata, 1995] e [Vásquez, 1994]), e aqui neste trabalho, tais conceitos serão empregados no modelo

matemático identificado do posicionador. Na **figura 6.10** é mostrado o diagrama de blocos do sistema em malha fechada com o controlador PI-D.

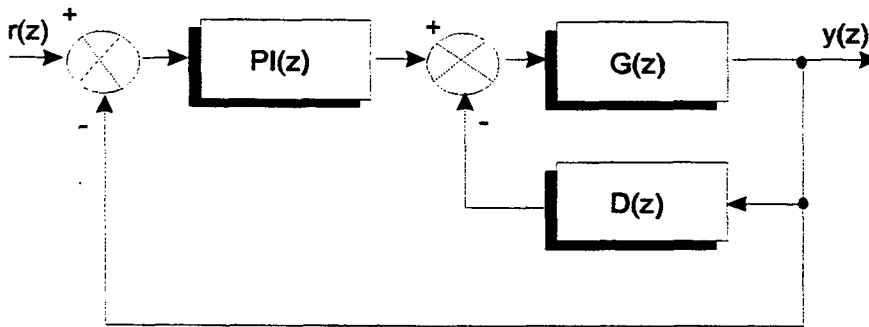


Figura 6.10 : Diagrama de Blocos - Ação de Controle PI-D

onde, $D(z)$ é a função de transferência da ação derivativa e é dada por :

$$D(z) = K_D(1 - Z^{-1}) = \frac{K_D(z-1)}{z} = \frac{N_D}{D_D} \quad \text{eq.(6.6)}$$

e $G(z)$ é a função de transferência da planta, cujos coeficientes serão obtidos por técnicas de identificação, e é igual a :

$$G(z) = \frac{b_0 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} = \frac{b_0 z}{z^2 + a_1 z + a_2} = \frac{N_P}{D_P} \quad \text{eq.(6.7)}$$

e $PI(z)$ é a função de transferência da ação de controle PI e é dada por :

$$PI(z) = K_p + K_I \frac{1}{1 - z^{-1}} = \frac{(K_p + K_I)z - K_p}{z - 1} = \frac{N_{PI}}{D_{PI}} \quad \text{eq.(6.8)}$$

A função de transferência da malha de controle interna (**figura 6.10**), formada pela planta e pelo controlador derivativo, é dada por :

$$GD(z) = \frac{G(z)}{1 + D(z)G(z)} = \frac{N_{GD}}{D_{GD}} \quad \text{eq.(6.9)}$$

Considerando as equações (6.8) e (6.9) obtém-se a função de transferência do sistema em malha fechada, que é dada por :

$$G_{PID_{MF}}(z) = \frac{N_{PI}N_{GD}}{D_{PI}D_{GD} + N_{PI}N_{GD}} \quad \text{eq.(6.10)}$$

O diagrama de blocos mostrado na **figura 6.11** inclui a ação de controle *feedforward* (FF) de velocidade e de aceleração.

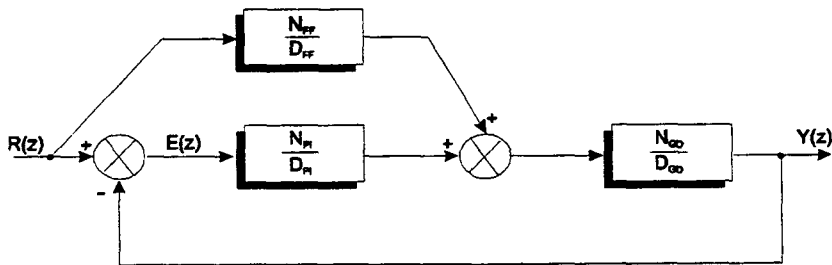


Figura 6.11 : Diagrama de Blocos - Ação de Controle PI-D+FF [Delta Tau, 1991]

A função de transferência discreta do controlador FF pode ser obtida baseada nas equações apresentadas na **figura 6.3** e é dada por :

$$\frac{Y_{FF}(z)}{R(z)} = \frac{C_2z^2 + C_1z + C_0}{z^2} = \frac{N_{FF}}{D_{FF}} \quad \text{eq.(6.11)}$$

sendo,

$$C_2 = K_{VV} + K_{AA} \quad \text{eq.(6.12)}$$

$$C_1 = -(K_{VV} + 2K_{AA}) \quad \text{eq.(6.13)}$$

$$C_0 = K_{AA} \quad \text{eq.(6.14)}$$

Considerando o diagrama de blocos da **figura 6.11**, obtém-se a função de transferência de malha fechada, que é dada por :

$$G_{FF_{MF}} = \frac{N_{GD}(N_{FF}D_{PI} + N_{PI}D_{FF})}{D_{FF}(D_{PI}D_{GD} + N_{PI}N_{GD})} \quad \text{eq.(6.15)}$$

A raízes de equação característica (denominador da função de transferência) são os pólos do sistema em malha fechada. Da equação (6.15) tem-se a equação característica para o controlador PI-D+FF :

$$\text{Eq.Caract.} = D_{FF}(D_{PI}D_{GD} + N_{PI}N_{GD}) \quad \text{eq.(6.16)}$$

Analisando a equação acima, nota-se que o controlador FF não altera a posição dos pólos do sistema em malha fechada obtido com o controlador PI-D (equação (6.16)). Portanto, o problema de posicionamento de pólos pode ser resolvido independentemente utilizando somente o controlador PI-D, cuja equação característica, obtida da equação (6.16), é dada por :

$$\text{Eq.Caract.} = D_{PI}D_{GD} + N_{PI}N_{GD} \quad \text{eq.(6.17)}$$

A função de transferência em malha fechada para o controlador PI-D, dada pela equação (6.10), pode ser reescrita em forma estendida como :

$$G_{PID_{MF}}(z) = \frac{b_0z[(K_P + K_I)z - K_P]}{Z^3 + [a_1 - 1 + b_0(K_P + K_I + K_D)]z^2 + (a_2 - a_1 - b_0K_D - b_0K_P)z - (a_2 - b_0K_D)} \quad \text{eq.(6.18)}$$

Portanto, a equação característica estendida é dada por :

$$\text{Eq.Caract.} = Z^3 + (a_1 + b_0K_D - 1)z^2 + (a_2 - a_1 - b_0K_D - b_0K_P)z - (a_2 - b_0K_D) \quad \text{eq.(6.19)}$$

Empregando a técnica de posicionamento de pólos, pode-se impor os valores dos pólos da função de transferência da malha fechada e em seguida calcula-se quais valores de ajustes do PI-D fazem com que aqueles pólos se verifiquem. Como a equação característica (eq.(6.19)) é de terceiro grau, o sistema possui três pólos. Sejam $(\lambda_1, \lambda_2 \text{ e } \lambda_3)$ o conjunto de pólos desejados. Logo a equação característica desejada pode ser escrita como :

$$\Delta(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2)(\lambda - \lambda_3) \quad \text{eq.(6.20)}$$

ou equivalentemente :

$$\Delta(\lambda) = \lambda^3 - (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)\lambda^2 + (\lambda_1\lambda_2 + \lambda_1\lambda_3 + \lambda_2\lambda_3)\lambda - \lambda_1\lambda_2\lambda_3 \quad \text{eq.(6.21)}$$

Comparando as equações (6.19) e (6.21), tem-se que :

$$K_P = \frac{-(a_1 + b_0K_D - a_2 + \lambda_1\lambda_2 + \lambda_1\lambda_3 + \lambda_2\lambda_3)}{b_0} \quad \text{eq.(6.22)}$$

$$K_I = \frac{-(a_1 - b_0K_D + 1 + \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)}{b_0} - K_P \quad \text{eq.(6.23)}$$

$$K_D = \frac{a_2 - (\lambda_1\lambda_2\lambda_3)}{b_0} \quad \text{eq.(6.24)}$$

A condição para que a solução do problema de posicionamento de pólos exista, ou seja, para que se consiga realmente posicionar todos os pólos arbitrariamente, é que a seguinte relação entre número de pólos da planta (n) e do controlador (m) seja respeitada [Santina, 1996] :

$$m \geq n - 1$$

Isto estabelece que a ordem do controlador é no mínimo uma ordem abaixo da ordem da planta.

Através das equações 6.22, 6.23 e 6.24, calcula-se os valores dos ajustes do PI-D de forma a se obter pólos do sistema em malha fechada iguais a λ_1 , λ_2 e λ_3 . No entanto, um valor adequado destes parâmetros somente será obtido se os pólos forem devidamente escolhidos. Portanto, antes de se dar seqüência ao ajuste dos termos FF do controlador, será mostrado como será feita a escolha da posição destes pólos.

6.3.2.1 - Especificações de Projeto através da Escolha dos Pólos

A posição dos pólos de um sistema determina as características da resposta transitória e permanente deste sistema. Para que um sistema contínuo seja estável, os seus pólos devem ser alocados no semicírculo esquerdo do plano s , ou equivalentemente, para o caso discreto, no interior do círculo unitário do plano z . As características da resposta transitória, tais como sobre-passagem e tempo de acomodamento são definidas pela posição relativa dos pólos no interior da região estável. Por exemplo, um sistema com pólos da malha fechada complexos situados no lado esquerdo do plano s e próximos ao eixo $j\omega$ irá exibir um comportamento oscilatório; com pólos em malha fechada situados sobre o eixo real negativo irá exibir um comportamento não oscilatório e decaimento exponencial.

Como as variáveis complexas z e s estão relacionadas através de $z = e^{Ts}$, onde T é o tempo de amostragem [Ogata, 1995], os pólos e os zeros no plano z estão relacionados com os pólos e zeros no plano s . Portanto, a estabilidade de um sistema em malha fechada discreto também pode ser determinada em termos da localização de seus pólos da malha fechada. O semi plano s esquerdo é mapeado no interior de um círculo unitário no plano z . O semi plano direito do plano s é mapeado no exterior do círculo unitário. O eixo $j\omega$ no plano s corresponde ao círculo de raio unitário no plano z .

As especificações do desempenho transitório de um sistema podem ser feitas no domínio do tempo e então transformadas para localizações dos pólos no plano z . Para isso, é necessário conhecer com exatidão a correspondência entre as características dinâmicas do sistema (tais com ζ e ω_N) e as localização dos pólos no plano z . A **figura 6.12** mostra tal correspondência.

limitado pela dinâmica da planta e esse limite será determinado experimentalmente, tendo como ponto de partida valores maiores que ω_{NA} .

6.3.3 - Ajuste do *Feedforward*

Os ajuste do FF é feito baseando-se na função de transferência que relaciona erro e o sinal de saída do sistema em malha fechada. Com os ajustes do PI-D em seus valores previamente calculados, e para um sinal de entrada tipo rampa e parábola, calcula-se os valores de K_{VV} e K_{AA} que fazem com que o erro em regime estacionário se anule. Este procedimento é realizado somente com as entradas rampa e parábola pois estas compõem grande parte das possíveis trajetórias que um posicionador deve ser capaz de realizar.

Baseado no diagrama de blocos do sistema em malha fechada (figura 6.12) tem-se que o erro no domínio z é dado por :

$$E(z) = R(z) - Y(z) \quad \text{eq.(6.25)}$$

Sendo $R(z)$ o sinal de referência, que no caso será uma rampa ou parábola, e $Y(z)$ é o sinal de saída do sistema em malha fechada, dado pela equação (6.15). A expressão para o erro é, portanto :

$$E(z) = \frac{D_{PI}(D_{GD}D_{FF} - N_{GD}N_{FF})}{D_{FF}(D_{GD}D_{PI} + N_{GD}N_{PI})} R(z) \quad \text{eq.(6.26)}$$

Com esta equação pode-se obter o valor do erro em regime permanente. Para entrada tipo rampa, que no domínio z é dada por :

$$R(z) = T_s \frac{z}{(z-1)^2} \quad \text{eq.(6.27)}$$

Aplicando o teorema do valor final, dado por :

$$e_{ss} = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)E(z) \quad \text{eq.(6.28)}$$

obtém-se o seguinte erro em regime permanente :

$$e_{ss} = -\frac{T_S(c_2 + c_1 + c_0)}{K_I} \quad \text{eq.(6.29)}$$

Substituindo os valores de C_2 , C_1 e C_0 (equações (6.12), (6.13) e (6.14)) na expressão acima obtém-se que e_{ss} é igual a zero, e portanto, independente dos valores de K_{VV} e K_{AA} . Isto significa que o controlador PI-D (mais especificamente a ação integral) é suficiente para eliminar o erro de seguimento para entrada tipo rampa.

Repetindo o procedimento para entrada tipo parábola, obtém-se o seguinte erro :

$$e_{ss} = \frac{T_S^2(1 - a_2 + b_0K_D - b_0K_{VV})}{b_0K_I} \quad \text{eq.(6.30)}$$

Para anular o erro em regime permanente é necessário que :

$$T_S^2(1 - a_2 + b_0K_D - b_0K_{VV}) = 0 \quad \text{eq.(6.31)}$$

resultando em,

$$K_{VV} = \frac{1 - a_2 + b_0K_D}{b_0} \quad \text{eq.(6.32)}$$

Conclui-se que para zerar o e_{ss} basta fazer K_{VV} igual ao valor obtido na equação (6.32) e o ganho K_{AA} pode ser nulo, pois este não interfere no valor do erro de regime.

Desta análise conclui-se que a presença da ação integral elimina o erro em regime permanente para entrada rampa, portanto não é necessário o FF. Já no caso da entrada parabólica, além da ação integral, é necessário incluir o feedforward de

velocidade para eliminar o e_{SS} . No entanto, nos dois casos existe um inconveniente em se depender da ação de controle integral para eliminar o e_{SS} , que é o fato da rapidez de resposta da ação integral depender do valor de K_I . Para uma rapidez de resposta alta (eliminando rapidamente e_{SS}) é necessário um valor alto de K_I , o que pode prejudicar a resposta transitória.

Para se obter erro e_{SS} nulo sem interferir na dinâmica do sistema, considera-se que o sistema de controle não possua ação integral (controlador P-D) e calcula-se os ganhos do FF que eliminam o erro de seguimento devido a entrada rampa e parábola [Vásquez, 1994]. Repetindo o procedimento de determinação de $E(z)$ para o controlador P-D+FF, obtém-se o seguinte resultado para entrada rampa :

$$e_{SS} = \frac{T_S (1 - a_2 + b_0 K_D - b_0 K_{VV})}{b_0 K_I} \quad \text{eq.(6.33)}$$

para se ter $e_{SS} = 0$,

$$K_{VV} = \frac{1 - a_2 + b_0 K_D}{b_0} \quad \text{eq.(6.34)}$$

Neste caso, obteve-se um resultado diferente do anterior. Agora, já é necessário um valor de K_{VV} , dado pela eq. 6.34, para anular o e_{SS} ; no entanto, K_{AA} continua não influenciando o valor do erro e_{SS} .

Repetindo o procedimento para entrada parabólica, tem-se :

$$e_{SS} = \frac{T_S^2 (4 - 3a_2 + 3b_0 K_D - 3b_0 K_{VV} - b_0 K_{AA})}{2b_0 K_p} \quad \text{eq.(6.35)}$$

e portanto,

$$\boxed{K_{AA} = \frac{1}{b_0}} \quad \text{eq.(6.36)}$$

$$K_{VV} = \frac{1 - a_2 + b_0 K_D}{b_0} \quad \text{eq.(6.37)}$$

Concluindo, para se anular o erro e_{ss} para entrada tipo rampa e parábola, sem depender do termo integral, é necessário ajustar os termos K_{VV} e K_{AA} de acordo com as equações 6.36 e 6.37. Note-se que tais equações dependem dos parâmetros da planta.

Em resumo, no procedimento adotado aqui, primeiro determinam-se os ganhos do PI-D através da técnica de posicionamento de pólos (equações 6.22, 6.23 e 6.24) e em seguida, determinam-se os ganhos do FF que eliminam o erro e_{ss} devido à entrada em rampa e parábola (equações 6.36 e 6.37).

Se o erro de seguimento for causado por forças de atrito não linear (por exemplo, o atrito estático na inversão de sentido de movimento, ou na partida desde a velocidade nula) e/ou perturbações de carga, os ganhos FF de velocidade e aceleração não reduzem esta parcela de erro de seguimento. Isto pode ser verificado facilmente analisando-se o problema por superposição (figura 6.13), onde a saída da planta é o somatório dos efeitos da referência ($R(z)$) e da perturbação. Somente a ação integral pode reduzir os erros em estado estacionário devido à atrito estático e perturbações de carga.

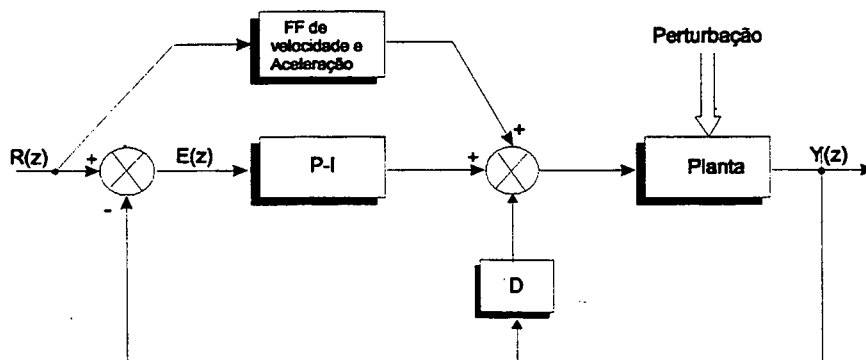


Figura 6.13: Diagrama de Blocos do Sistema de Controle PI-D+FF

6.4 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o embasamento teórico do procedimento adotado para ajustar o controlador PI-D+FF. No capítulo seguinte será apresentado a técnica utilizada para se estabelecer o ponto de referência do posicionador, isto é, a coordenada $x = z = 0$. Tal referência será utilizada durante os ensaios realizados com o posicionador.

7. PONTO DE REFERÊNCIA DO SISTEMA DE POSICIONAMENTO

Os eixos de uma máquina-ferramenta convencional tem um ponto de referência (coordenada zero) que é utilizado como referencial durante a operação de usinagem de uma dada peça. Na máquina-ferramenta de ultra-precisão, o procedimento de usinagem no que diz respeito ao referencial é diferente, pois um ponto de referência convencional não apresenta uma repetitividade suficiente, já que as próprias condições estruturais da máquina são inconstantes e com isso, o ponto que é referência agora pode já não o ser dias depois. Na prática, o que se faz é ter um ponto de referência grosseiro, e no início da sessão de trabalho as coordenadas do sistema de posicionamento da máquina são zeradas neste ponto. A partir do ponto de referência grosseiro, o operador irá estabelecer como ponto de referência para a operação de usinagem, um ponto na própria peça "bruta" que será usinada.

7.1- MÉTODOS PARA DETERMINAR O PONTO DE REFERÊNCIA

A seguir, serão mostradas quatro opções que podem ser utilizadas para se determinar o ponto de referência grosseiro do sistema de posicionamento ([Delta Tau, 1991] e [Rubio, J.C, 1992]). A opção adotada assim como a incerteza resultante depende muito da estrutura eletro-mecânica do sistema de posicionamento.

7.1.1 - Sinal de Referência da Escala ou *Encoder*

Quando se utiliza uma escala opto-eletrônica ou um *encoder* para realimentação de posição, pode-se usar o seu sinal de referência (*index*) para indicar a posição do ponto

de referência. Neste caso, o sinal de referência do sistema de medição é ligado fisicamente ao pino de entrada adequado do módulo CNC, e então, é necessário um programa que, quando executado, faz com que o eixo endereçado inicie a movimentação de busca pelo ponto de referência. Assim que o CNC detecta alteração no sinal de referência, é realizada a captura da posição, isto é, a posição naquele instante é lida pelo CNC e é considerada como sendo o ponto de referência (coordenada zero) daquele eixo. A condição em que se quer que a captura ocorra, ou seja, na borda de subida ou de descida do sinal de referência da escala (ou do *encoder*) e também as características do movimento, como por exemplo, velocidade, aceleração e direção do movimento, são estabelecidas no programa que implementa o procedimento de busca do ponto de referência.

7.1.2 - Interruptor de Contato (Liga-desliga)

Pode-se usar um interruptor de contato, liga-desliga, para indicar que o sistema de posicionamento alcançou a posição de referência. O sinal proveniente deste interruptor deverá ser ligado ao pino adequado do CNC. Quando o carro do sistema de posicionamento tocar o interruptor, será enviado um sinal para o CNC indicando que a posição de referência foi alcançada. É possível usar o mesmo interruptor usado como fim-de-curso de segurança para desempenhar esta função (item 5.6.22).

7.1.3 - Sinal de Referência combinado com Interruptor de Contato

Um esquema mais eficiente utiliza a combinação de um interruptor de contato liga-desliga e do sinal de referência da escala (ou *encoder*). O sinal de referência da escala, embora seja preciso e com repetitividade, não é único. O interruptor, embora único, tipicamente possui alta incerteza, não possuindo boa repetitividade. Usando a combinação lógica dos dois, pode-se obter uma posição de referência única e com menor incerteza e repetitividade.

7.1.4 - Monitoração do Erro de Seguimento

Normalmente, a captura do ponto de referência ocorre durante a transição de um sinal de entrada, conforme nos métodos anteriores. No entanto, uma outra opção é capturar a posição de referência monitorando o erro de seguimento quando um obstáculo é encontrado. Para se implementar esta técnica, é necessário que na estrutura mecânica do sistema de posicionamento seja acrescentado um batente com erro de paralelismo na ordem submicrométrica. E então, o sistema de posicionamento irá se movimentar em baixa velocidade, no sentido deste batente. Quando o carro do posicionador atingir o batente, o erro de seguimento (posição comandada menos posição real) irá crescer pois a posição comandada continuará aumentando, no entanto, o sistema de posicionamento estará impossibilitado de se movimentar. Quando o erro de seguimento atingir o valor previamente estabelecido, o CNC irá ler o valor da posição naquele instante e esta posição menos o erro de seguimento será considerada o ponto de referência.

7.1.5 - Comparação dos Métodos

Quando o sistema de medição apresenta sinal de referência, como por exemplo, a escala opto-eletrônica e *encoder*, o método adequado é aquele que utiliza a combinação do sinal de referência da escala (ou *encoder*) e do interruptor, pois desta forma obtém-se uma posição de referência única e com menor incerteza e repetitividade. A incerteza do ponto de referência depende da incerteza do sistema de medição.

Quando o sistema de medição não apresenta sinal de referência, como por exemplo, o sistema de medição laser interferométrico, o quarto método (monitoração do erro de seguimento) é o mais adequado. A incerteza resultante também irá depender da incerteza do sistema de medição. O custo deste sistema é o custo da fabricação do batente.

7.2 - PONTO DE REFERÊNCIA DO EIXO Z

No sistema de posicionamento desenvolvido, o ponto de referência do eixo Z é determinado utilizando o mesmo interruptor que é usado como fim-de-curso de segurança e o sinal de referência da escala. A parte principal do programa desenvolvido para procurar o ponto de referência é mostrado a seguir. As variáveis de inicialização se referem ao acionamento e escala do eixo Z. O programa completo é apresentado no apêndice C.

Comando	Comentário	
PROG 1	Programa de movimentação #1	Etapa 1
I123 = 3,3	Velocidade de 10 mm/min e direção positiva	
I125=\$2C004	Desabilita fim-de-curso de segurança do motor 1	
I902=2	A captura da posição é feita na borda de subida do <i>flag</i>	
I903 =1	No caso, o <i>flag</i> é o sinal emitido pelo interruptor	
HOME1	Referência provisória	Etapa 2
I123 = -1,1	Velocidade de 3,3 mm/min e direção negativa	
I125=\$C004	Habilita fim-de-curso de segurança do motor 1	
I902=1	Estabelece que a captura da posição será feita na borda de subida do sinal de referência da escala	
HOME1	Referência	

Na primeira etapa do programa, o comando HOME faz com que o acionamento do eixo Z execute uma rotina de busca do ponto de referência. No caso em questão, o acionamento translativo irá se movimentar com velocidade de 10 mm/min até que o carro toque no interruptor positivo (fim-de-curso de segurança cuja função de limite está temporariamente desabilitada), o que fará com que o sinal enviado ao CNC mude de zero para um. No flanco de subida deste sinal, o CNC captura a posição real e a considera como sendo um ponto de referência provisório. Em seguida, o CNC passa a executar a segunda etapa do programa. O eixo Z se movimenta no sentido oposto ao movimento realizado anteriormente. O carro do sistema de posicionamento se afasta

da fim-de-curso de segurança, portanto, este pode ser novamente habilitado. A variável I902 estabelece que quando o sinal de referência da escala passar de zero para um, o CNC captura o valor da posição e o considera como sendo o ponto de referência. A incerteza do ponto de referência depende da incerteza da escala utilizada no eixo Z, que é de $\pm 0,5\mu\text{m}/200\text{ mm}$.

7.3 – PONTO DE REFERÊNCIA DO EIXO X

O ponto de referência do eixo X é determinado de forma semelhante ao do eixo Z, ou seja, utilizando o fim-de-curso de segurança e o sinal de referência do *encoder*. O programa que deve ser executado tem lógica idêntica sendo necessário somente endereçar corretamente os elementos agora referentes ao eixo X. O programa completo de busca do ponto de referência é apresentado no apêndice C. A figura 7.1 apresenta a trajetória de posição obtida durante a procura da referência no eixo X. A incerteza do *encoder* é de $\pm 1''/360^\circ$.

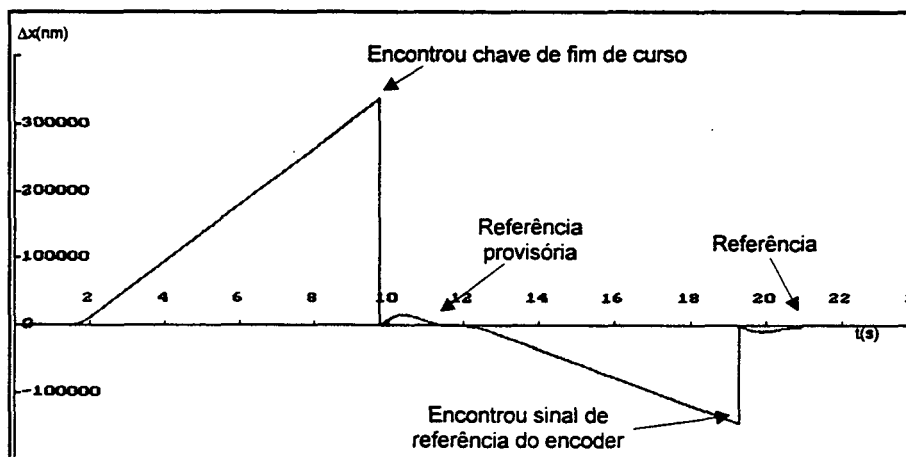


Figura 7.1 : Ensaio de Busca da Referência

Portanto, com este procedimento, determina-se o ponto de referência de cada um dos eixos do posicionador. No próximo capítulo serão apresentados os ensaios realizados com o posicionador e também os efeitos dos controlador nos resultados.

8. ENSAIOS REALIZADOS E ANÁLISE DOS RESULTADOS

A seguir serão apresentados os ensaios realizados em cada eixo do posicionador. Estes ensaios tem como principal objetivo permitir a análise do comportamento do posicionador quando o mesmo se movimenta com velocidades entre 1 e 100 mm/min, além de determinar qual é o menor incremento que cada um dos eixos é capaz de realizar. Em usinagem de ultra-precisão, velocidades abaixo de 10 mm/min e passos de deslocamento abaixo de 10 μm são requeridos.

Um segundo objetivo destes ensaios é analisar a influência do controlador no comportamento de cada eixo. Em função desta análise, os ensaios são divididos em três etapas :

Primeira Etapa : através da resposta ao degrau e à parábola de deslocamento, serão analisados os efeitos do controlador PI-D+FF no comportamento do sistema, diante de alterações nos ganhos do controlador (item 8.1). Tais ensaios preliminares são básicos, porém, é de grande relevância, pois mostram claramente os efeitos mais evidentes de cada ação de controle implementada pelo algoritmo de controle PI-D+FF.

Segunda Etapa : é utilizada a estratégia de controle PI-D+FF e o ajuste de seus ganhos é realizado através do programa de auto-ajuste fornecido pelo fabricante (item 8.2 e 8.4). Várias trajetórias são realizadas em cada eixo e os erros de posicionamento resultantes são então analisados.

Terceira Etapa : é utilizada a estratégia de controle PI-D+FF e o ajuste de seus ganhos é realizado através da técnica de posicionamento de pólos (item 8.3 e 8.5). Novamente os erros de posicionamento obtidos em várias trajetórias diferentes são analisados e comparados com aqueles obtidos na segunda etapa.

Os eixos X e Z serão analisados separadamente, sendo que o eixo X será o primeiro a ser analisado e no eixo Z serão executadas somente a segunda e terceira etapas do procedimento acima. A primeira etapa não é repetida no eixo Z porque o objetivo desta etapa é analisar os efeitos do algoritmo PID+FF implementado no módulo CNC pelo fabricante, e tais efeitos são os mesmos para os dois eixos.

As trajetórias utilizadas nos ensaios de posicionamento foram definidas através de programas-peça, onde se configura o perfil de velocidade (velocidade desejada e tempo de aceleração, conforme mostrado na figura 8.1(a)) e a posição desejada. Durante os ensaios de posicionamento, três aspectos são avaliados (figura 8.1(b)) :

- O erro durante o tempo de partida do movimento, sendo que, é considerado tempo de partida o tempo necessário para que o posicionador saia da velocidade zero e alcance a velocidade desejada;
- O erro de seguimento, que é o erro durante a movimentação na velocidade desejada;

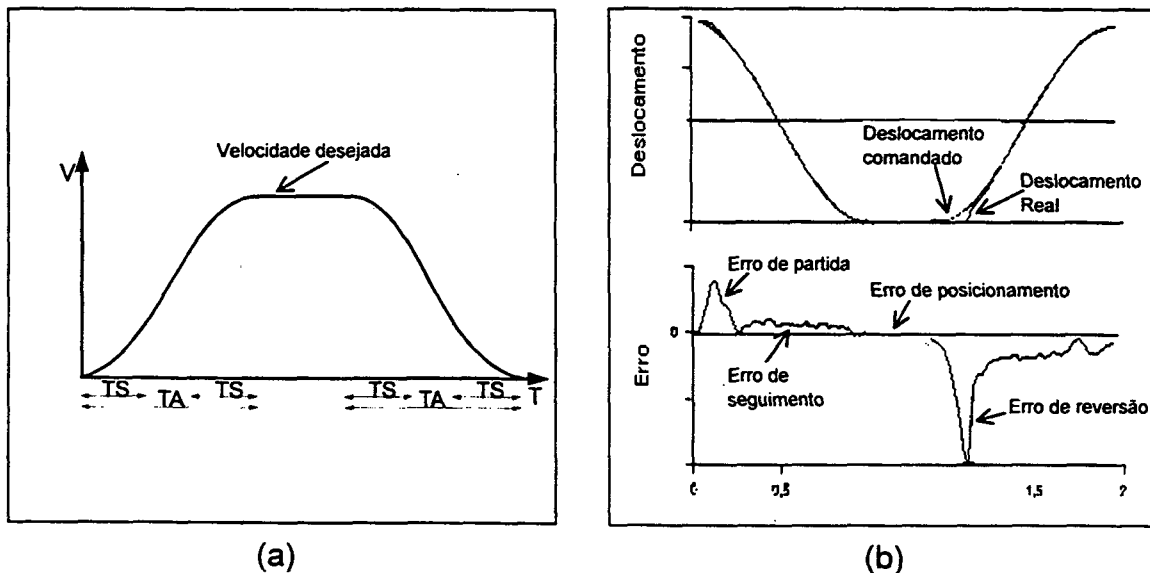


Figura 8.1 : Exemplos de (a) Perfil de Velocidade; (b) Curva de Deslocamento Comandado, Deslocamento Real e Erro

- O erro de posicionamento, que é o erro em regime permanente quando o posicionador está parado e;
- O erro na reversão do movimento.

8.1 EFEITOS DO CONTROLADOR PI-D+FF

A resposta ao comando de posição tipo degrau será utilizada para poder-se avaliar os efeitos dos ganhos do controlador PI-D. Já a resposta ao comando de posição tipo parábola será utilizada na avaliação dos efeitos dos ganhos do controlador FF de velocidade e de aceleração. Os efeitos principais de cada ação de controle já foram citados anteriormente, no item 7.1.1, e poderão ser observados durante este procedimento. Os ensaios mostrados a seguir foram realizados no eixo X do posicionador.

8.1.1 Verificação dos Efeitos do PI-D através da Resposta ao Degrau

A resposta ao degrau é usualmente utilizada como um método de avaliação dinâmica do transitório do sistema de controle realimentado. Nos ensaios que serão apresentados, a posição comandada é um degrau de posição, cuja amplitude é de 7,7 μm (10000 contagens do *encoder*), ou seja, uma mudança brusca é realizada na referência do comando de posição, e o sistema de controle tenta levar o sistema para esta nova posição. Observando de que forma este sistema alcança a nova posição e com o conhecimento da influência de cada uma das ações de controle, pode-se alterar a resposta do sistema. Não importa, que nunca aplicar-se-á esta variação instantânea (degrau) durante a operação real do sistema de posicionamento; o propósito deste tipo de ensaio é averiguar os efeitos da ação de controle PI-D.

Os ensaios apresentados a seguir foram realizados no eixo X do posicionador e o principal objetivo aqui não é obter os melhores ajustes dos ganhos K_P , K_D e K_I , mas sim, mostrar a influência destes ganhos na resposta do sistema, e para isso, não é necessário empregar métodos teóricos para o cálculo destes ganhos. É claro que, em

conseqüência deste procedimento, obter-se-á um ajuste adequado do controlador que possibilitará a sua operação. Neste procedimento, inicialmente, deve-se escolher valores baixos para os ganhos do controlador, para se evitar que o sistema se torne instável, e com isto dispare; e também evita-se que os componentes do sistema de controle entre em saturação.

Inicialmente, será realizado o ajuste de K_P , portanto, os ganhos K_D , K_I , K_{AA} e K_{VV} , são igualados a zero e somente K_P é escolhido diferente de zero. O ajuste de K_P é feito visando obter-se um tempo de subida rápido e sem grande quantidade de sobre-passagem. Nesta etapa, pode-se permitir mais sobre-passagem do que permitir-se-á na resposta final.

A **figura 8.2** mostra a resposta ao degrau de posição para três valores diferentes de K_P . Os valores foram escolhidos baseados em ensaios e simulações realizadas anteriormente. Note-se que para K_P igual a 0,025, a resposta é bastante oscilatória. Reduzindo o ganho, a oscilação é reduzida, conforme pode ser visto nos resultados seguintes, para K_P igual a 0,015 e 0,010, o que, no entanto, causa um aumento no tempo de subida (ganho menor implica resposta mais lenta e maior erro estático). Além disso, a redução de K_P causa uma redução na rigidez do sistema, o que é indesejável para o caso do posicionador. O procedimento adotado é de tentativa-e-erro; portanto, a princípio será adotado K_P igual a 0,015 afim de se dar seqüência a esta análise.

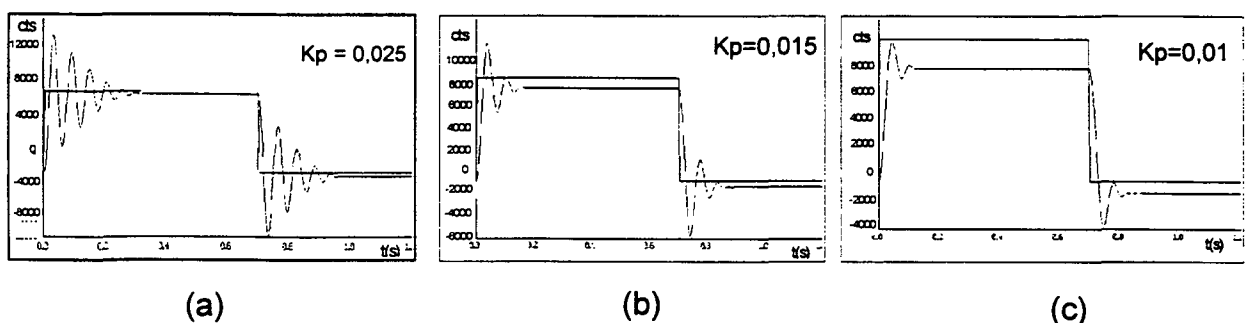


Figura 8.2 : Resposta ao Degrau - controlador tipo P

Em seguida, inclui se K_D para reduzir a sobre-passagem. A **figura 8.3 (a)** apresenta a resposta ao degrau para K_D igual a 0,5. Note-se que o sistema se torna mais

amortecido e a sobre-passagem desaparece. Durante o procedimento prático destes ensaios, normalmente é necessário reajustar K_P e K_D iterativamente por diversas vezes para obter-se a resposta desejada (que depende do objetivo específico que se quer alcançar). Por exemplo, aumentar K_P faz com que a resposta do sistema se torne mais rápida e reduz o erro de regime permanente, conforme é mostrado na **figura 8.3(b)**. Aumentando novamente K_D pode-se reduzir a sobre-passagem que surgiu devido ao aumento de K_P , conforme mostrado na **figura 8.3(c)**.

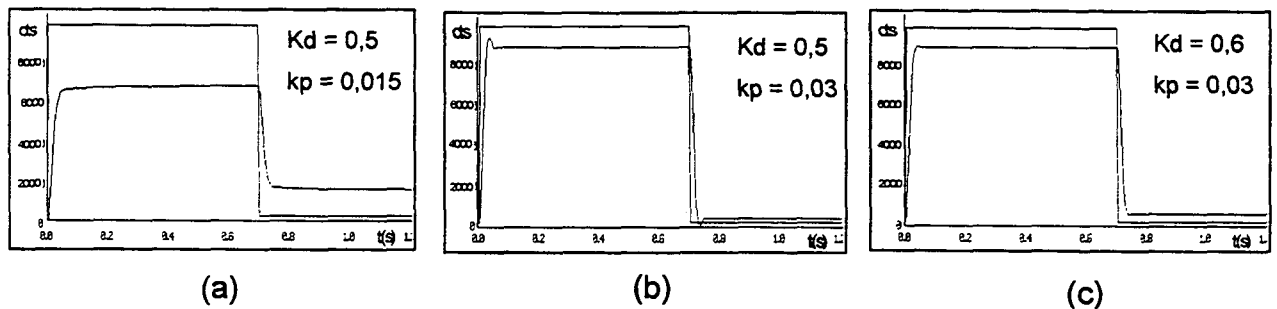


Figura 8.3 : Resposta ao Degrau - Controlador P-D

Uma vez que já se tem K_P e K_D , agora é necessário adicionar a ação Integral. Esta ação tem a capacidade de eliminar o erro estático de posicionamento. A **figura 8.4** mostra que o erro de posicionamento que havia antes deixa de existir. E é mostrado também que para um K_i mais elevado a sobre-passagem aumenta (**figura 8.4(b)**). E desta forma, com este procedimento de tentativa-e-erro, pode-se escolher os ajustes do controlador PI-D que proporcione a resposta desejada. Ressalta-se que existem várias combinações de K_P , K_D e K_i que fazem com que a resposta do sistema se comporte de maneira semelhante à mostrada na **figura 8.4(b)**.

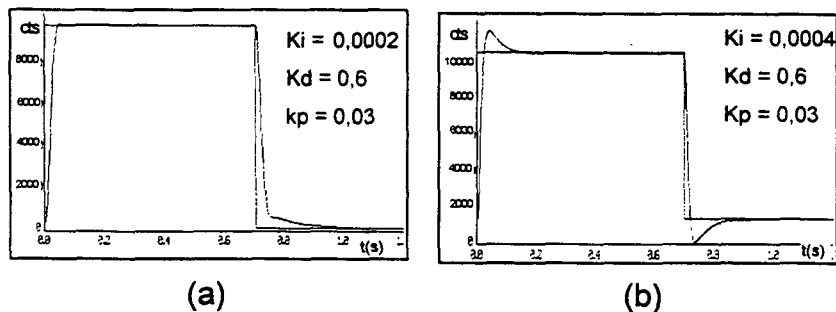


Figura 8.4 : Resposta ao Degrau - Controlador PI-D

8.1.2 Verificação dos Efeitos do FF Através da Resposta à Parábola

Conforme já citado anteriormente (item 7.1.1), os termos FF de velocidade e de aceleração são usados para reduzir erros de seguimento que estão correlacionados com a velocidade e aceleração. No procedimento de sintonia destes termos é utilizado o perfil de deslocamento parabólico. O procedimento consiste em :

- excitar o sistema com este perfil de deslocamento;
- medir a resposta do sistema;
- analisar as correlações e as constante de proporcionalidade entre erro de seguimento e velocidade, e entre erro de seguimento e aceleração;
- a partir destes dados modificar os ganhos FF (k_{VV} e K_{AA}) de modo a reduzir a parcela de erro de seguimento devido à velocidade e aceleração.

Também para os termos FF, nesta primeira etapa, não será empregada nenhuma técnica teórica para calculá-los, porque a intenção aqui é tornar evidente a influência do controlador FF.

O primeiro ensaio é realizado com os termos FF iguais a zero. A **figura 8.5** mostra o ensaio de posicionamento, realizado no eixo X, para uma entrada tipo parábola. É apresentado na **figura 8.5(a)** a trajetória comandada sobreposta à trajetória real (curva de deslocamento), e também a curva do erro. A **figura 8.5(b)** e **(c)** apresentam o perfil de velocidade e aceleração.

A **figura 8.5 (a)** e **(b)** mostra que a correlação entre o erro e a velocidade comandada não é evidente. O valor da correlação da velocidade (C_V), calculado pelo programa SEP, é de 0,012, ou seja, muito menor que 1 (um), o que confirma a baixa correlação entre estes dois sinais. A constante de proporcionalidade, P_V , é de 0,26. Este baixo valor já não se repete com a correlação entre aceleração e erro (C_A), cujo valor

calculado é de 0,71, e a constante de proporcionalidade, P_A , é de 6,4. Baseado na figura 8.5(a) e (c) confirma-se que existe uma forte correlação entre estes dois sinais.

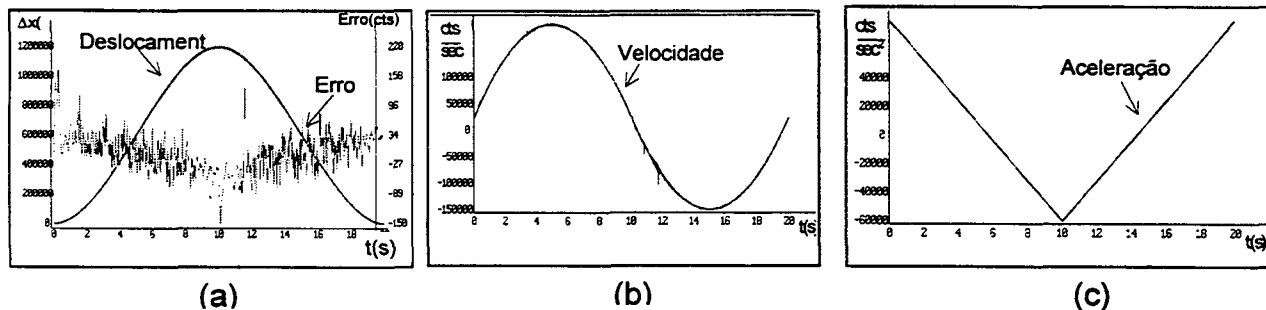


Figura 8.5 : Resposta à Parábola

Conforme visto na teoria apresentada no item 8.1.1, como a correlação entre o erro (mostrado na figura 8.5(a)) e velocidade é muito baixa, a alteração de K_{VV} não irá ter grande influência no erro resultante. Como a correlação C_A tem um valor maior, o termo K_{AA} exercerá maior influência no erro. Graficamente, comparando a forma do erro (figura 8.5(a)) com a da aceleração (figura 8.5(b)), percebe-se a forte correlação entre estes dois sinais (os dois sinais seguem padrões semelhantes de variação). Fazendo K_{AA} igual a 1 obtém-se os resultados mostrados na figura 8.6. A correlação entre erro e aceleração já não é evidente, pois, o erro (mostrado na figura 8.6(a)) segue um padrão mais constante, isto é, não apresenta a mesma taxa de variação da aceleração.

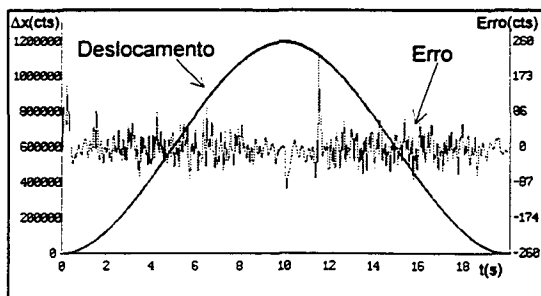


Figura 8.6 : Resposta à Parábola

8.1.3 - Avaliação dos Resultados

Através destes ensaios é possível perceber a influência de cada termo do controlador PI-D+FF na resposta do sistema. A familiaridade adquirida com o controlador através

de ensaios deste tipo permite que se possa tomar decisões adequadas que possibilitam o ajuste fino dos ganhos, alterando por exemplo, a rigidez do sistema, a velocidade de resposta, o erro em regime permanente, etc. Conforme já citado, tais ensaios não foram realizados com o intuito de se determinar os melhores ganhos do controlador, mas sim, de mostrar a influência destes ganhos.

8.2 AUTO-AJUSTE DO PI-D+FF - EIXO X

Do ponto de vista de especificação de projeto, existem dois modos básicos de se operar o programa de auto-ajuste, denominado SEP. No primeiro modo, o SEP ajusta automaticamente a largura de banda (ω_B) do sistema e considera que o fator de amortecimento (ζ) desejado é igual a 1 (um). Desta forma, depois de ser configurado adequadamente, o SEP calcula os ganhos do controlador selecionado de tal forma que a resposta do sistema em malha fechada apresente os valores especificados de ζ e ω_B . A opção de auto-ajuste de ω_B é extremamente útil para situações onde a faixa de valores aceitáveis de ω_B não é conhecida pelo usuário. O SEP se baseia em resultados obtidos no ensaio de auto-ajuste para determinar uma ω_B segura, que é, tipicamente, menor que a máxima ω_B permitida para aquele sistema (pois desta forma garante-se a estabilidade do sistema). No segundo modo de operação do SEP, o usuário terá que escolher tanto o fator de amortecimento, ζ , quanto a largura de banda desejada, ω_B , para a resposta em malha fechada, e então, com estes dois valores, e dados obtidos através do ensaio de auto-ajuste, obtém-se os ajustes do PI-D+FF.

No primeiro modo, o SEP não forneceu bons resultados quando empregado no eixo X, pois o controlador calculado torna o sistema de posicionamento instável. Durante este procedimento, os parâmetros do controlador calculados foram :

$K_P = 0,323289$	$K_D = 6,26673$	$K_I = 0,002751$
$K_{VV} = 6,2667$	$K_{AA} = 33,5306$	

A **figura 8.7** mostra um ensaio realizado utilizando estes ajustes, onde o posicionador dispara, em alta velocidade. No caso, em torno de 0,6 segundos, o movimento foi interrompido.

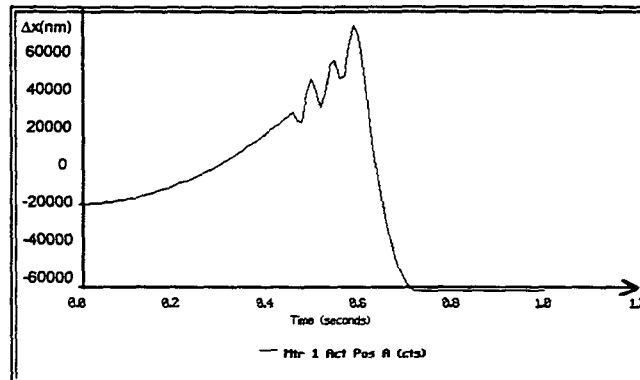


Figura 8.7 : Comportamento Instável do Posicionador

Para se utilizar o segundo modo de operação do SEP, é preciso escolher o fator de amortecimento e a largura de banda. Com relação ao fator de amortecimento, um valor entre 0,8 e 0,9 previne de se obter uma resposta com amplificação de ruído. O grande problema deste modo de operação é escolher a largura de banda, ω_B , adequada para o sistema. Quanto maior ω_B , maior o ganho proporcional K_P , e com isso, mais rápida a resposta do sistema e maior a rigidez do sistema. Conseqüentemente, menor será o erro seguimento e de posicionamento. Por outro lado, uma largura de banda ω_B muito alta pode tornar o sistema instável. Portanto, ω_B deve ser cuidadosamente escolhida.

Como o auto-ajuste de ω_B produziu um sistema de controle instável (será mostrado mais adiante, ainda neste capítulo, que este problema é causado pela limitação de velocidade do sistema de medição deste eixo, e que no eixo Z, este problema já não ocorre), a alternativa é através de tentativa-e-erro. Nos ensaios realizados escolheu-se ζ igual a 0,9, e verificou-se que, escolhendo valores para ω_B entre 20 e 30 Hz (126 e 188 rad/s), o SEP fornece bons resultados. Quanto mais próximo de 30 Hz, menor o erro de seguimento obtido. Com ω_B igual a 35 Hz (220 rad/s), o SEP calcula um controlador que torna o sistema instável. Portanto, durante a utilização do programa

SEP para o auto-ajuste do controlador deste eixo, deve-se utilizar larguras de faixas abaixo de 30 Hz.

Para ζ igual a 0,9 e ω_B igual a 30 Hz (188 rad/s), obteve-se os seguintes valores para os ganhos do PI-D+FF :

$K_P = 0,1658$	$K_D = 1,987$	$K_I = 0,0035995$
$K_{VV} = 1,9878$	$K_{AA} = 9,7689$	

Com estes últimos ajustes, foi realizada uma série de ensaios com diversos tipos de trajetória para verificar-se o desempenho do eixo X do posicionador. Alguns resultados são mostrados a seguir.

8.2.1 - Ensaio de Posicionamento

As figuras a seguir mostram os ensaios com velocidades que variam entre 1 a 100 mm/min. O gráfico mostrado na figura 8.8(a) mostra um deslocamento de 100 μm com velocidade de 1 mm/min. O erro de seguimento, e_{SS} , máximo é de ± 12 nm. O erro de partida, e_P , é de -16 nm. O gráfico mostrado na figura 8.8(b) mostra um deslocamento de 2 mm com velocidade de 10 mm/min. O erro e_{SS} e o erro e_P máximo é de ± 40 nm.

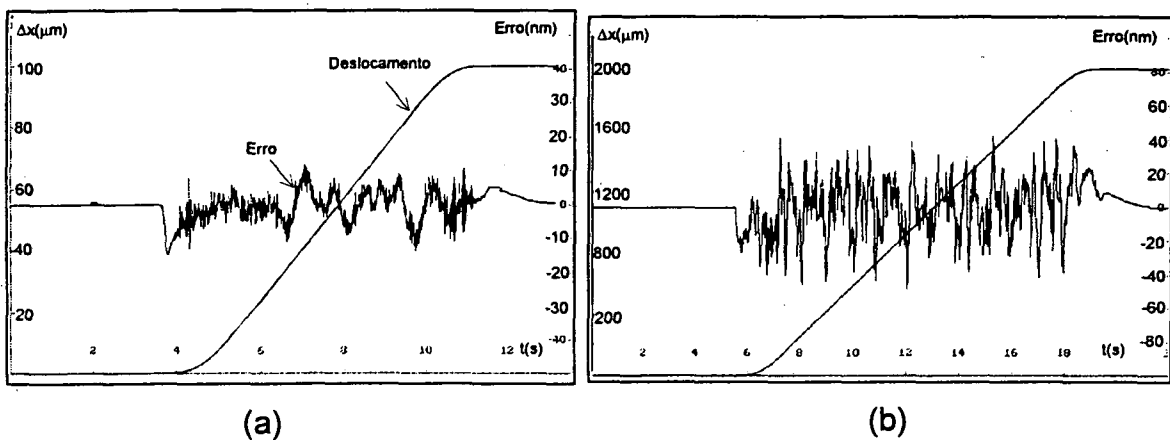


Figura 8.8 : Ensaio de Posicionamento - (a) 1 mm/min e (b) 10 mm/min

O gráfico mostrado na **figura 8.9(a)** mostra um deslocamento de 2 mm com velocidade de 25 mm/min. O erro e_{SS} máximo é de ± 60 nm e e_p máximo é de ± 50 nm. O gráfico seguinte (**figura 8.9(b)**) apresenta o resultado obtido para um deslocamento de 120 mm com velocidade de 100 mm/min. Esta alta taxa de avanço causa um erro e_{SS} máximo de ± 70 nm e um erro e_p máximo de ± 140 nm. Este valor de taxa de avanço será utilizado na máquina somente como avanço rápido.

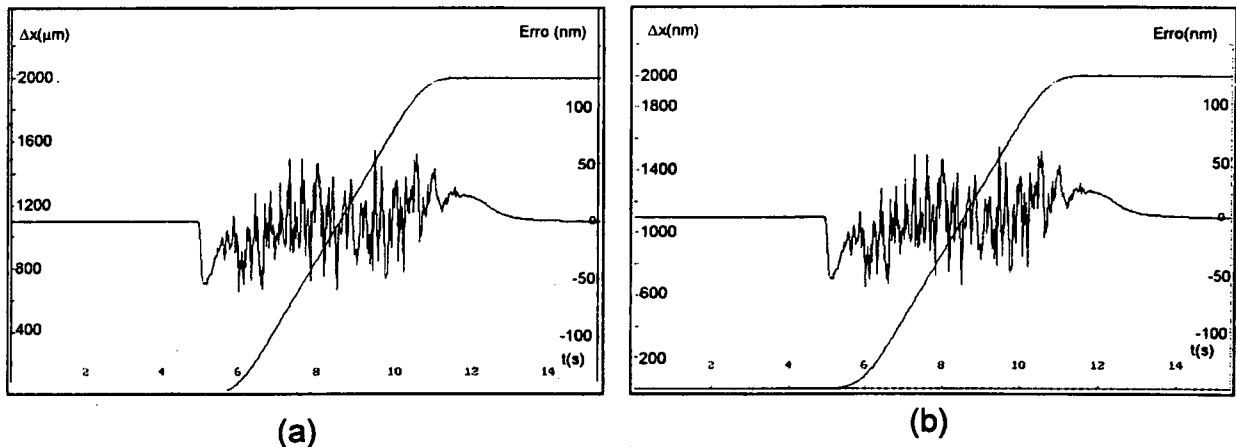


Figura 8.9 : Ensaio de Posicionamento - (a) 25 mm/min e (b) 100 mm/min

Conforme será apresentado mais adiante, mas ainda neste capítulo, outros ajustes do controlador PI-D+FF tornam possível obter erros menores do que os apresentados até aqui.

8.2.2 - Avaliação do Desempenho do Programa SEP

Utilizando o programa SEP no modo em que o usuário deve escolher os valores de ζ e ω_B , foi possível obter ajustes estáveis para o controlador do eixo X. No entanto, utilizando o SEP de uma forma mais ampla, onde o valor de ω_B também é calculado pelo programa, os ajustes por ele calculados tornam o sistema instável.

Como será mostrado mais adiante, a utilização do SEP no eixo Z não apresentou o problema de instabilidade que ocorreu aqui. Analisando o problema, pode-se concluir que o modo mais amplo de utilização do SEP fornece um ajuste instável porque o

sistema de medição de posição deste eixo não tem rapidez suficiente para medir os dados referentes à dinâmica do eixo, e portanto, o resultado da medição durante o procedimento de auto-ajuste está incorreto, levando a um ajuste incorreto do PI-D+FF. Quando se escolhe o valor de ω_B (segundo modo de operação do SEP), o algoritmo de auto-ajuste utiliza este valor para calcular o PI-D+FF, e não o valor medido durante o ensaio, por isso, os ajustes resultantes depende do valor escolhido para ω_B . No eixo Z estes problemas já não ocorrem, pois o seu sistema de medição de posição opera com valores maiores de velocidade.

Mesmo com este inconveniente, o programa SEP é de grande ajuda na sintonia do controlador, e conforme foi mostrado nos ensaios de posicionamento, o sistema obtido é estável. Para se evitar de se determinar um ajuste instável, basta escolher inicialmente uma largura de banda de baixo valor e aumentá-la gradativamente até atingir-se o máximo valor permitido (mínimo erro com estabilidade).

8.3 AJUSTE DO PI-D UTILIZANDO A TÉCNICA DE POSICIONAMENTO DE PÓLOS - EIXO X

A seguir serão apresentados os ajustes do controlador PI-D, determinados através da técnica de posicionamento de pólos. O procedimento obedece a seguinte seqüência :

- 1- Escolhe-se a posição dos pólos do sistema em malha fechada para que se obtenha um sistema com as características de estabilidade e rigidez desejadas, além de erros de seguimento e posicionamento mínimos.
- 2- Após a escolha dos pólos, calculam-se os parâmetros do controlador PI-D.
- 3- Os valores dos ajustes do PI-D são implementados na planta real e ensaios em várias velocidades são realizados.
- 4- É incluído o FF e os ensaios de posicionamento mostram o efeito desta ação de controle.

A principal dificuldade deste procedimento é a escolha da localização dos pólos de maneira que o sistema se comporte da maneira desejada. Conforme mostrado no capítulo 7, o sistema em malha fechada possui 3 pólos e um zero, portanto, o efeito combinado destes pólos e zero é que irá determinar o comportamento da resposta do sistema. Dois critérios são utilizados para a escolha de cada pólo, sendo que o primeiro é o fator de amortecimento que deverá ter um valor entre 0,9 e 1. O segundo critério é o valor da frequência ω_N da malha fechada. Com estes dois valores, obtém-se a posição do pólo no plano Z que proporciona tais características ao sistema.

Através do modelo matemático da planta, apresentado abaixo, obtém-se a frequência ω_N do sistema em malha aberta, que é igual a 15,98 rad/s.

$$\text{modelo} = \frac{0,3195z}{z^2 - 1,9114z + 0,9115}$$

A frequência ω_N da malha aberta está relacionada com o tempo de resposta do sistema. Quanto maior ω_N mais rápido a resposta do sistema. No caso em questão, deseja-se que o ω_N da malha fechada seja maior que o da malha aberta, e portanto, que o sistema em malha fechada seja mais rápido. No entanto, um ω_N da malha fechada muito elevado exige um ganho alto, o que poderá levar o sistema a se tornar instável. Portanto, existe um compromisso entre rapidez de resposta (máximo ω_N) e estabilidade. O melhor valor de ω_N é determinado experimentalmente, tomando como ponto de partida frequências maiores que a ω_N em malha aberta.

8.3.1 - Primeira Escolha

Escolhendo pólos situados próximos ao círculo unitário, com ζ entre 0,9 e 1, e com ω_N maior que o ω_N da malha aberta (que é 15,98 rad/s), ou seja :

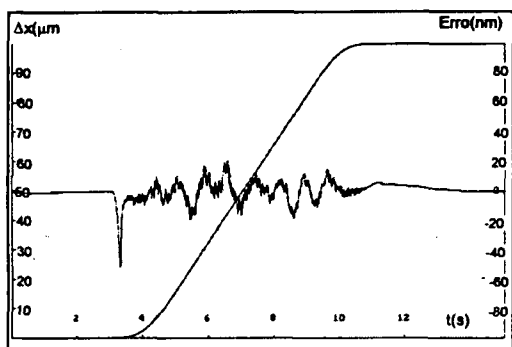
$$P_{12} = 0,85 \pm 0,68i$$

$$P_3 = 0,98$$

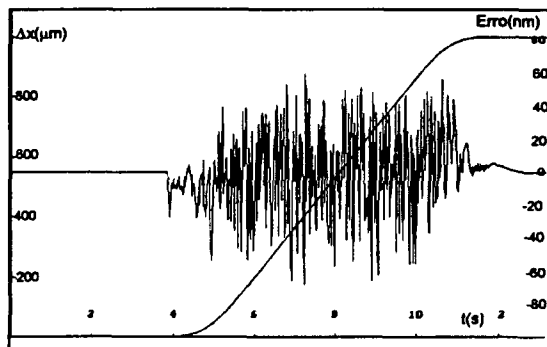
A frequência ω_N correspondente aos pólos P_{12} é de 333 rad/s e ao pólo P_3 é igual a 36 rad/s. Os ajustes calculados para o PI-D são (equações 6.22, 6.23 e 6.24):

$$K_P = 0,17 \quad K_D = 1,1636 \quad K_I = 0,0034$$

A figura 8.10 mostra ensaios de posicionamento com os ajustes do PI-D obtidos com estes pólos. Na figura 8.10 (a), o posicionador se desloca com velocidade de 1 mm/min, o erro de partida, e_P , é de 55 nm e o erro de seguimento, e_{SS} , é de ± 20 nm. E na figura 8.10 (b), a velocidade é de 10 mm/min, sendo que e_P é igual a 30 nm e e_{SS} é igual a ± 80 nm.



(a)



(b)

Figura 8.10 : Ensaio de Posicionamento - (a) 5 mm/min e (b) 10 mm/min

Após vários ensaios com estes ajustes do PI-D, em velocidades maiores, constatou-se que o sistema é suficientemente estável. No entanto, buscando reduzir o erro, foram feitas outras escolhas de valores maiores de ω_N . No final deste capítulo é feita a comparação entre os resultados obtidos com este método e aqueles obtidos com o SEP.

8.3.2 - Segunda Escolha

O objetivo é ajustar o sistema de forma a se obter o mínimo erro possível, porém, com um sistema estável em toda a faixa de operação do sistema, isto é, até 100 mm/min. Após inúmeras tentativas, os seguintes pólos proporcionaram o resultado desejado :

$$P_{12} = 0,85 \pm 0,068i \quad P_3 = 0,934$$

Com os quais, obteve-se os seguintes ajustes calculados :

$K_P = 0,271$	$K_D = 1,354$	$K_I = 0,0112$
---------------	---------------	----------------

A freqüência correspondente de cada pólo é de 333 rad/s e 112 rad/s, que corresponde a 20 e 7 vezes a freqüência ω_N da malha aberta, respectivamente. Pólos com freqüências ω_N maiores que os valores acima, tornam o sistema instável, portanto, considerou-se que os pólos acima proporcionam um ajuste adequado para o eixo X do posicionador. Os ensaios realizados apresentam resultados com erros consideravelmente menores que aqueles obtidos no ensaio anterior. A figura 8.11(a) mostra o ensaio de posicionamento para velocidade de 1 mm/min. O erro e_{SS} máximo é de ± 6 nm e o erro e_P fica abaixo deste valor. A figura 8.11(b) mostra o ensaio de posicionamento para velocidade de 5 mm/min. Neste caso, e_{SS} máximo é de ± 8 nm.

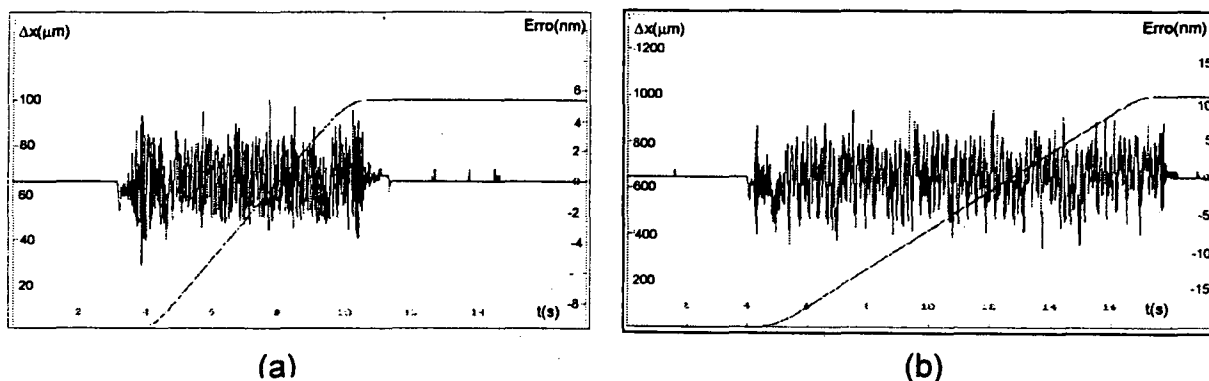


Figura 8.11 : Ensaio de Posicionamento - (a) 1 mm/min e (b) 5 mm/min

No próximo ensaio, mostrado na **figura 8.12(a)**, a velocidade é de 10 mm/min. O erro de e_{SS} máximo é de ± 18 nm. A **figura 8.12(b)** apresenta o ensaio de posicionamento com velocidade de 25 mm/min, cujo erro e_{SS} máximo é de ± 35 nm e o e_P é de ± 20 nm.

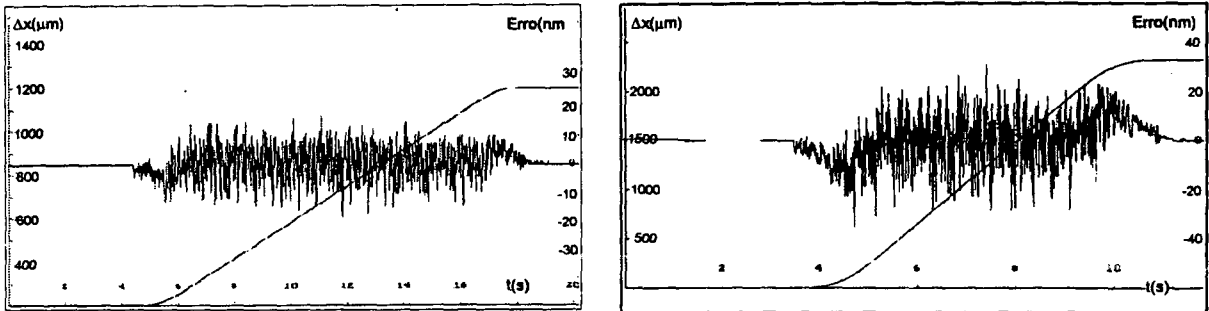


Figura 8.12 : Ensaio de Posicionamento - (a) 10 mm/min e (b) 25 mm/min

A **figura 8.13** apresenta o resultado do ensaio de posicionamento com velocidade de 100 mm/min. O erro e_{SS} máximo é de ± 50 nm e o erro e_P é de ± 80 nm.

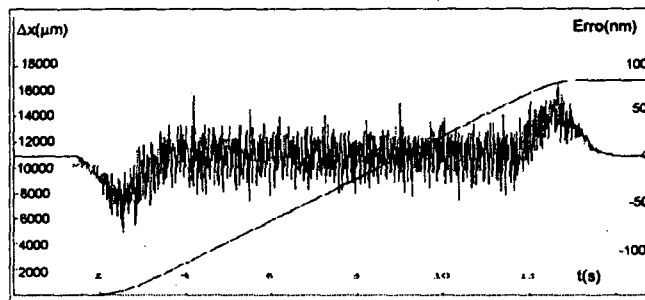


Figura 8.13 : Ensaio de Posicionamento - 100 mm/min

Inclusão do *Feedforward*

O *feedforward* é calculado de acordo com a teoria apresentada do item 6.3.3. Utilizando as equações 6.36 e 6.37, tem-se :

$$K_{VV} = 1,440 \quad K_{AA} = 3,13$$

Repetindo os ensaios incluindo o FF verificou-se que o seu efeito é mais evidente em velocidades mais altas já que nestes casos o erro de partida é maior. O FF atua reduzindo o erro no início do movimento. A **figura 8.14** mostra o ensaio de

posicionamento para velocidade de 25 mm/min, no qual, houve uma redução no valor de e_p , que antes era ± 20 nm.

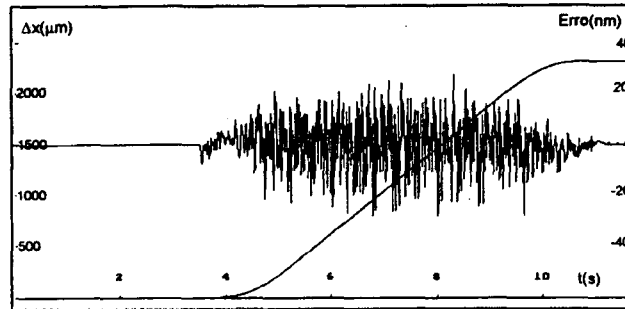


Figura 8.14 : Ensaio de Posicionamento - 25 mm/min

A figura 8.15(a) mostra o resultado obtido com velocidade de 50 mm/min e a figura 8.15(b) mostra o resultado obtido com velocidade de 100 mm/min, no qual, o erro e_p que antes era de ± 80 nm, foi fortemente reduzido.

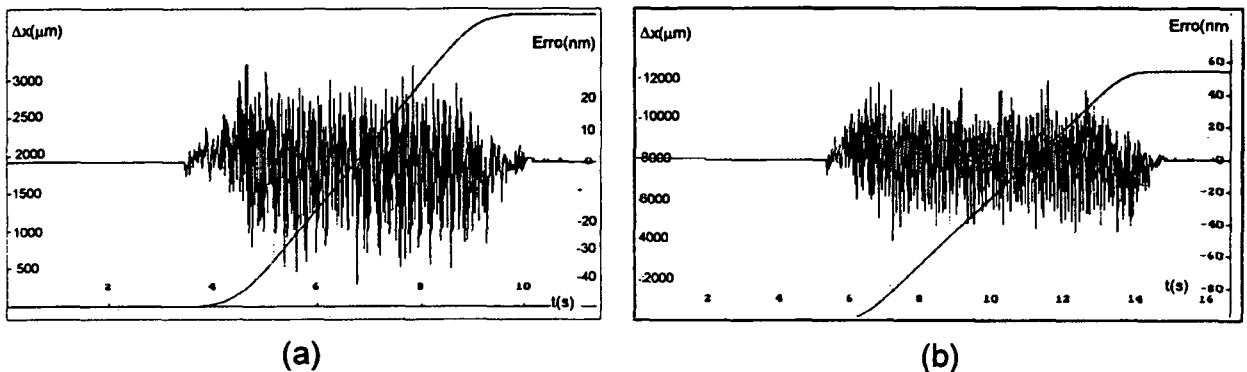


Figura 8.15 : Ensaio de Posicionamento - (a) 50 mm/min e (b) 100 mm/min

Influência do Tempo de Aceleração e do *Feedforward*

O tempo de aceleração do movimento, T_A , é o tempo necessário para que a velocidade alcance o valor programado (ver figura 8.1 (a)). Nos ensaios anteriores, T_A era de 1 s. Nos ensaios mostrados abaixo, T_A é reduzido para 0,1 s. Para velocidades abaixo de 10 mm/min a redução de T_A não influencia o erro de partida, conforme mostrado na figura 8.16, onde a velocidade é de 10 mm/min.

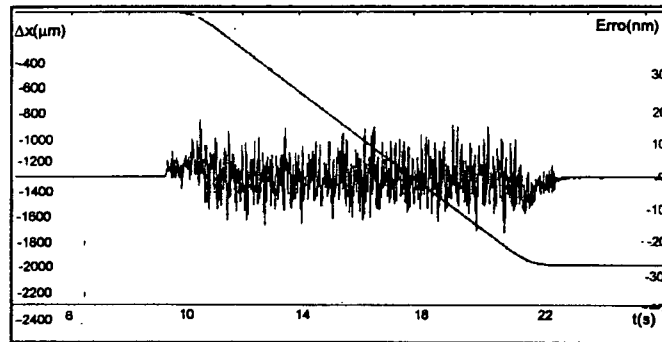
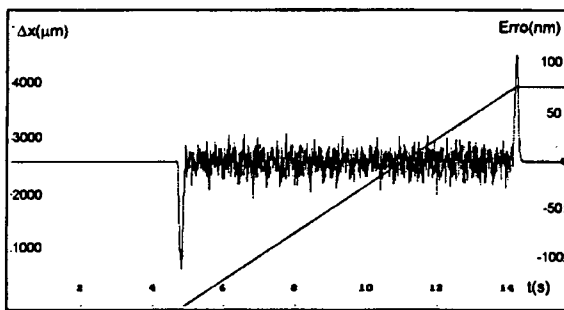
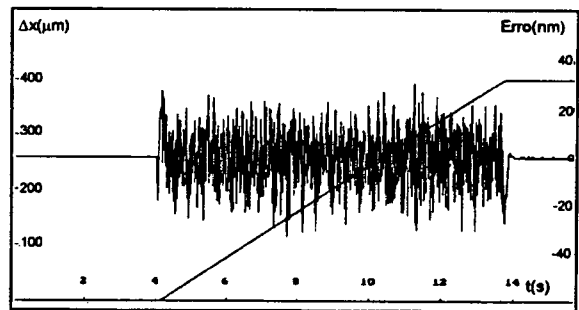


Figura 8.16 : Ensaio de Posicionamento - Sem FF

Já para velocidades maiores, a redução no tempo T_A para 0,1 s faz com que o erro de partida seja maior, conforme mostrado na figura 8.17 (a), onde a velocidade é de 25 mm/min e a ação de controle é somente do tipo PI-D. Já na figura 8.17 (b) é incluído a ação de controle FF, o que reduz o erro de partida.



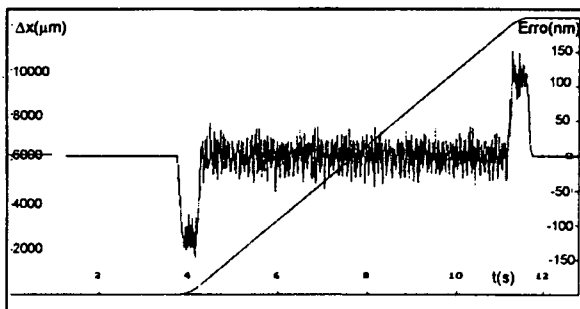
(a)



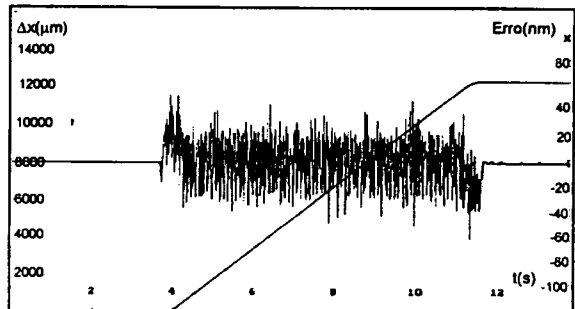
(b)

Figura 8.17 : Ensaio de Posicionamento - (a) Sem FF e (b) Com FF

O mesmo comportamento se repete para velocidade de 100 mm/min, conforme mostrado na figura 8.18 (a) e (b). Através destes ensaios fica evidente o efeito de T_a e da ação de controle FF no erro de partida.



(a)



(b)

Figura 8.18 : Ensaio de Posicionamento - (a) Sem FF e (b) Com FF

Erro na reversão do Movimento

Nos ensaios mostrados na **figura 8.19**, no eixo X há um deslocamento com velocidade de 10 mm/min, daí permanece parado por alguns segundos, e em seguida, se desloca no sentido inverso, retornando para a mesma posição de partida. A curva de erro de posição, também apresentada nesta mesma figura, mostra a existência de um pico de erro na reversão do movimento. O erro de reversão está relacionado com possíveis folgas mecânicas nos acoplamentos entre o fuso e o *encoder*. Conforme será mostrado ainda neste capítulo, durante a análise do eixo Z, este problema já não ocorre. A **figura 8.19(b)** apresenta um ensaio semelhante para velocidade de 50 mm/min.

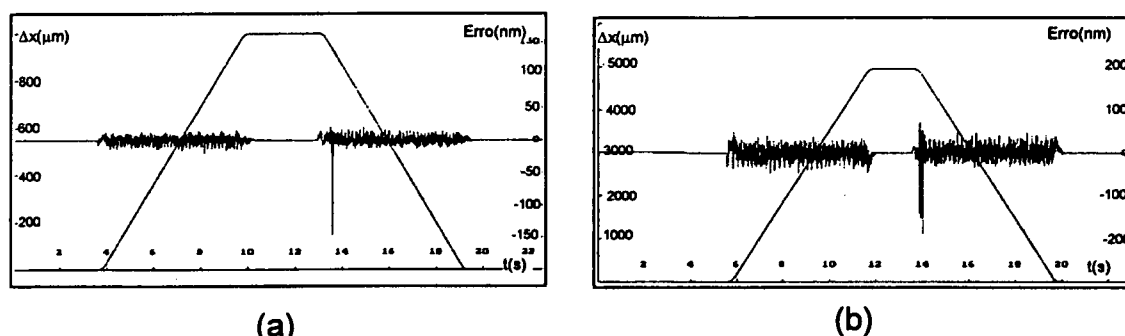


Figura 8.19 : Reversão do Movimento - (a) 10 mm/min e (b) 50 mm/min

Realizando movimentos de ida e volta por várias vezes, foi possível observar que o erro em um sentido de reversão (anti-horário) é muito maior que o erro no outro sentido (horário), conforme apresentado na **figura 8.20**. A presença de folga no acoplamento entre encoder e fuso é a principal causa deste erro. Até o presente momento, não foi possível eliminar este erro através de ajustes mecânicos. Uma solução para este problema é eliminar o acoplamento, e para isso, existem disponíveis no mercado mundial, *encoders* de alta resolução (com até 36000 traços por volta) que são fixados diretamente no fuso, sem a necessidade de se utilizar acoplamentos [Heidenhain, 1998].

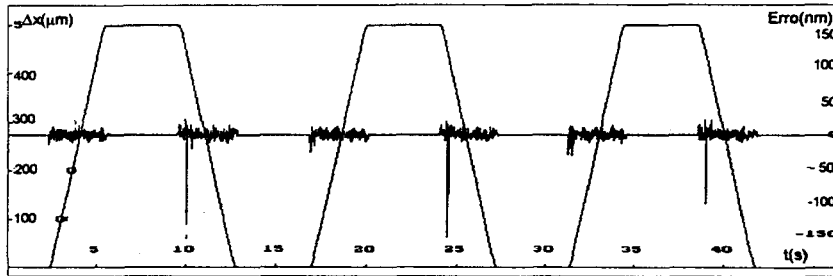
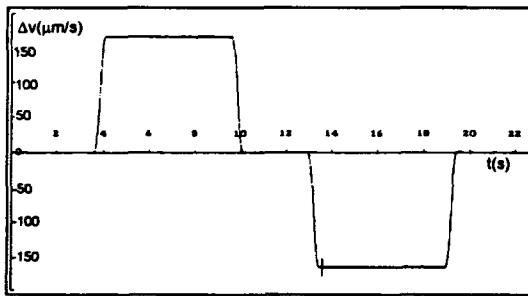
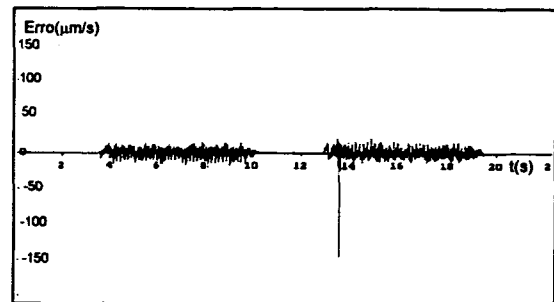


Figura 8.20 : Reversão de Movimento - 10 mm/min

Na figura 8.21, é mostrado o perfil de velocidade para o ensaio com velocidade de 10 mm/min (referente ao ensaio mostrado na figura 8.18 (a)). É traçada a velocidade comandada, sobreposta à velocidade real. A figura 8.21(b) mostra o erro de velocidade.



(a)



(b)

Figura 8.21 : Perfil de Velocidade - 10 mm/min

Resposta à parábola

O ensaio mostrado na figura 8.22 mostra a resposta a um sinal tipo parábola. Conforme mostrado na figura 8.22 (b), a velocidade máxima atingida pelo eixo X é de aproximadamente 250 $\mu\text{m/s}$ (15 mm/min). Os dados de correlação (C_A e C_V) e de proporcionalidade (P_A e P_V) entre o erro e a velocidade; e erro e aceleração também são apresentados.

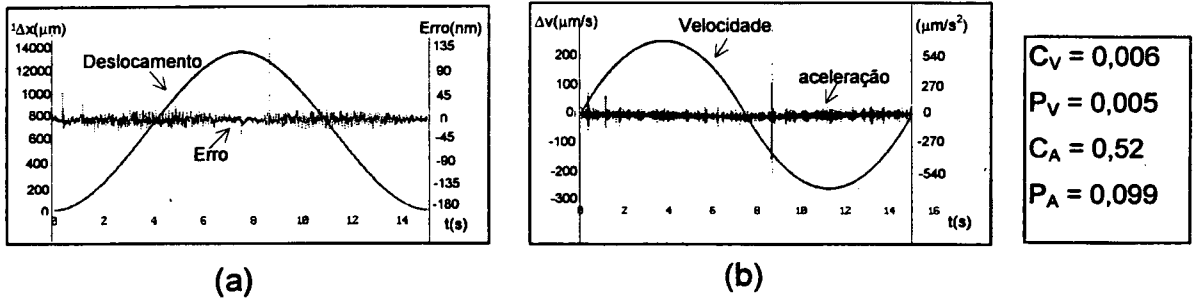


Figura 8.22 : Resposta à Parábola - Com FF - Baixas Velocidade

Para esta velocidade, conforme já mostrado anteriormente nos ensaios com referências do tipo rampa, os termos FF não apresentam grande influência. O ensaio mostrado na figura 8.23 repete o último ensaio quando estes termos são nulos.

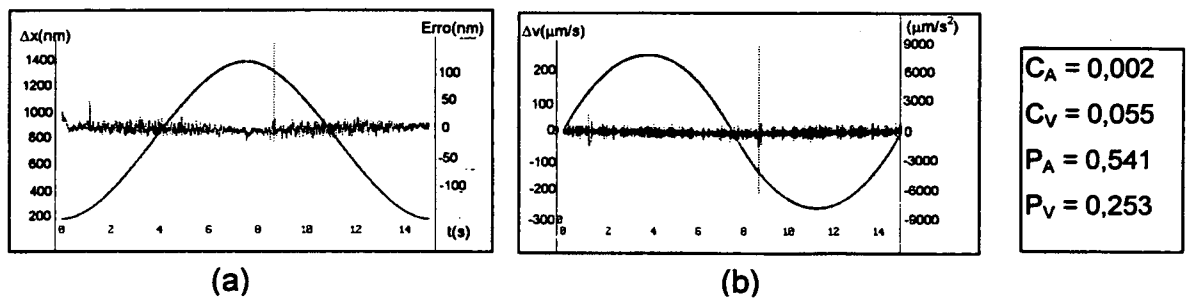


Figura 8.23 : Resposta à Parábola - Sem FF - Baixas Velocidades

Para velocidades maiores de deslocamento, a influência dos termos FF é bem mais visível, como pode ser percebido nos ensaios apresentados nas figuras 8.24 e 8.25. Neste caso a velocidade atinge 850 μm/s (51 mm/min).

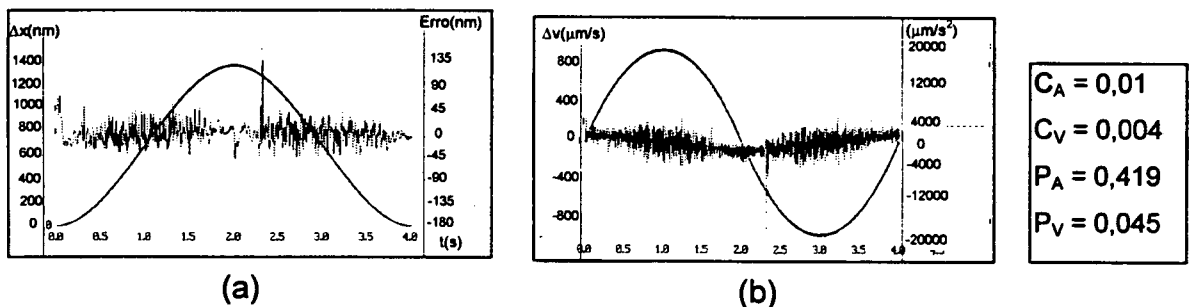


Figura 8.24 : Resposta à Parábola - Com FF - Altas Velocidade

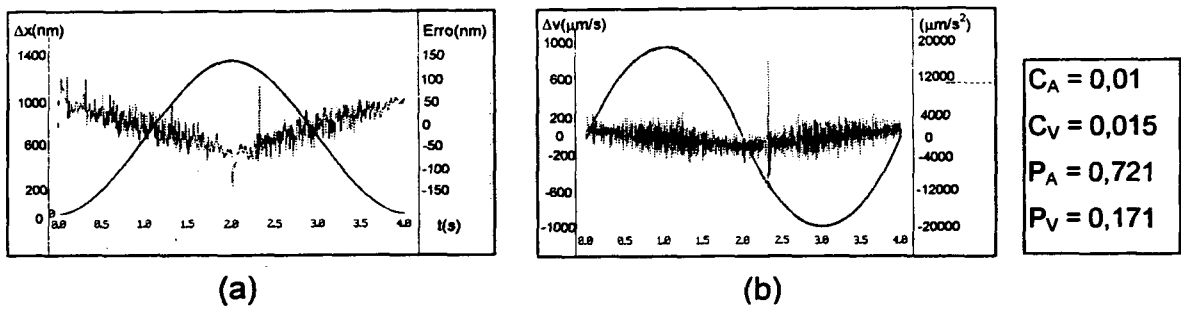


Figura 8.25 : Resposta à Parábola - Sem FF - Altas Velocidades

Velocidade Abaixo de 1 mm/min

Os resultados mostrados a seguir foram realizados com o eixo X se movimentando em velocidades abaixo de 1 mm/min, até uma velocidade mínima de 10 μm/min (0,01 mm/min). Em baixas velocidades o erro na partida do movimento não se destaca, além disso, o erro de seguimento se reduz à medida que a velocidade diminui. Os ensaios mostram que velocidades menores do que 1 mm/min são viáveis pois proporcionam um sistema com rigidez e um movimento suave e com mínimo erro de posicionamento. A figura 8.26 mostra o ensaio com velocidade de 0,5 mm/min. O erro máximo foi de ±7 nm.

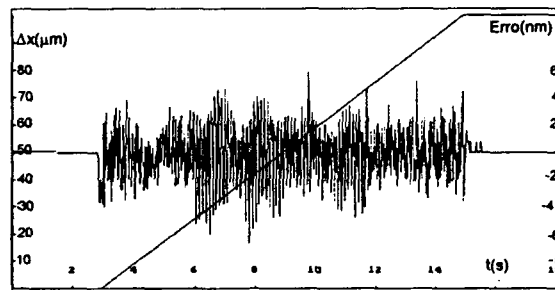


Figura 8.26 : Ensaio de Posicionamento - 0,5 mm/min

Reduzindo a velocidade para 0,1 mm/min obteve-se o comportamento apresentado na figura 8.27(a), onde o erro máximo é de ± 4 nm. Reduzindo ainda mais a velocidade, para 10 μm/min, obteve-se o comportamento mostrado na figura 8.27(b). O erro máximo é de ± 2 nm

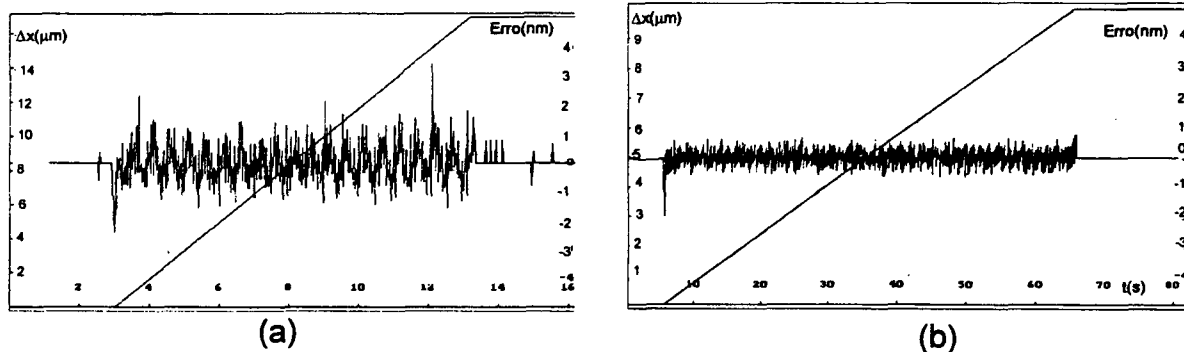


Figura 8.27 : Ensaio de Posicionamento - (a) $0,1 \text{ mm/min}$ e (b) $10 \mu\text{m/min}$

Micro-posicionamento

Ensaio de micro-posicionamento mostram a capacidade do eixo de executar pequenos passos de deslocamento, tais como são requeridos em aplicação de ultra-precisão. Nos ensaios mostrados a seguir o eixo X executa passos abaixo de $1 \mu\text{m}$, permanece parado por cerca de 4 segundos e a seguir repete o micro-deslocamento. Este deslocamento é feito nos dois sentidos de movimento. A figura 8.28 mostra o ensaio realizado para passo de deslocamento de $1 \mu\text{m}$. Note-se o bom desempenho do posicionador e o erro máximo fica em torno de 4 nm .

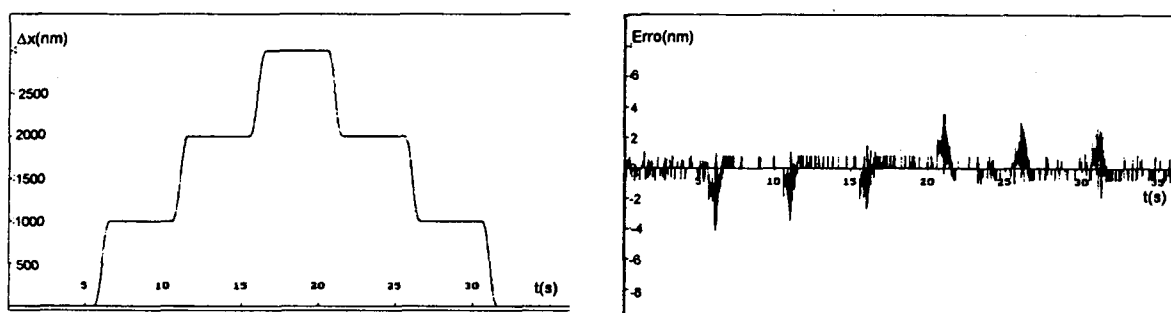


Figura 8.28 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de $1 \mu\text{m}$

Os ensaios com passo de deslocamento de $0,5 \mu\text{m}$, 50 nm e 10 nm são apresentados nas figuras abaixo.

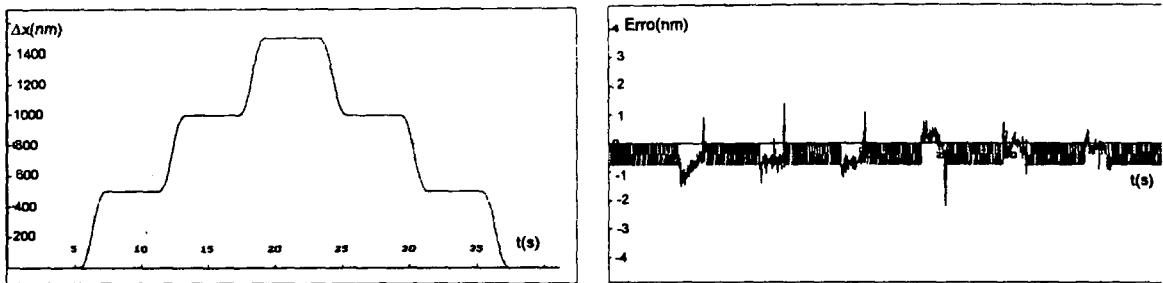


Figura 8.29 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de 0,5 μm

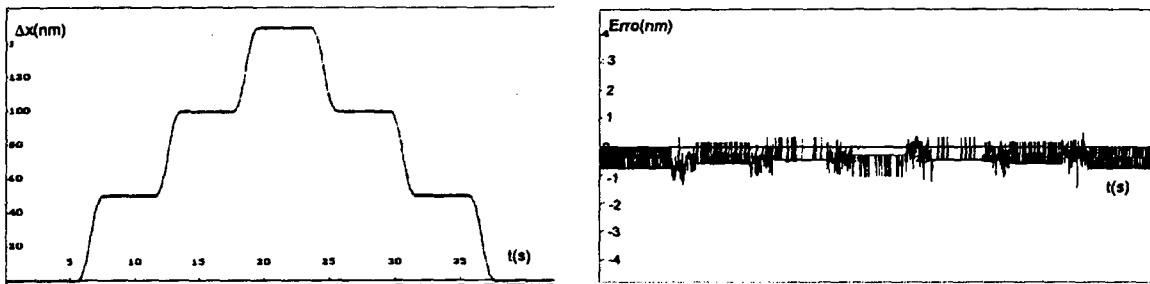


Figura 8.30 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de 50 nm

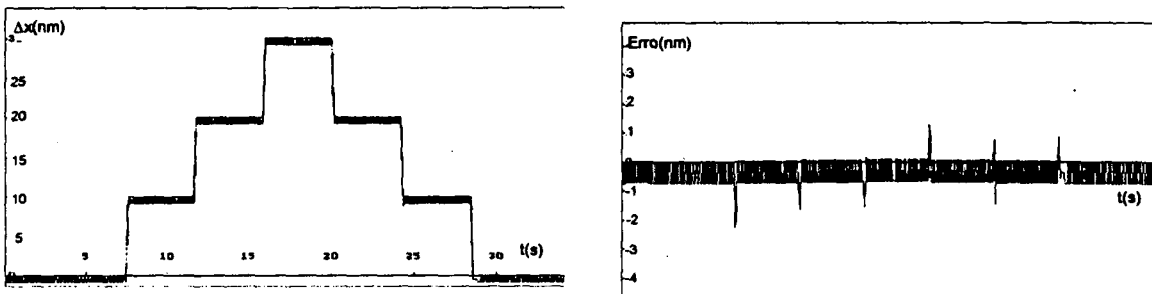


Figura 8.31 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de 10 nm

8.4 AVALIAÇÃO DOS RESULTADOS - EIXO X

8.4.1 - Ensaio de Posicionamento

Não houve a intenção de apresentar os valores exatos dos erros resultantes, mas sim, deixar clara a influência do controlador e como o mesmo pode reduzir o erro de seguimento e de partida do sistema. A tabela abaixo resume os resultados obtidos nos ensaios com velocidade entre 1 e 100 mm/min, mostrando o erro de seguimento

resultante nos três ensaios apresentados neste capítulo, ou seja, com o PID+FF ajustados pelo programa de auto-ajuste (SEP), e por posicionamento de pólos (escolha 1) e (escolha 2).

Velocidade (mm/min)	Erro (nm) (SEP)	Erro (nm) (escolha 1)	Erro (nm) (escolha 2)
1	±15	±20	±6
5	±40	±50	±8
10	±50	±80	±18
25	±60	±140	±30
50	±65	±150	±40
100	±75	±210	±50

Na usinagem submicrométrica, a faixa de velocidade com que se opera normalmente varia entre 1 mm/min até 10 mm/min, por isso, baseado no emprego futuro do posicionador, esta é a faixa de velocidade de maior interesse, na qual o erro ficou abaixo de ±18 nm.

Os ensaios em baixa velocidade mostram que o eixo X tem capacidade de se movimentar suavemente e com erro mínimo até uma velocidade 100 (cem) vezes menor que 1 mm/min, ou seja, 10 μm/min. Os ensaios de micro-posicionamento mostram que é possível executar passos de deslocamento na ordem submicrométrica (entre 1 μm até 10 nm). Também é mostrado através dos ensaios apresentados, que o tempo de aceleração T_A é um forte artifício de programação que pode ser usado para reduzir o erro na partida do movimento.

Os valores dos erros medidos, apresentados nos ensaios mostrados anteriormente e resumidos na tabela acima, foram obtidos através do *encoder*. Para se verificar a validade de tais valores e a incerteza da medição é preciso fazer a calibração do eixo,

usando para isso um sistema de medição padrão. Mais detalhes a este respeito serão apresentados no item 8.4.2.

Baseado nos resultados apresentados, conclui-se que :

- Por posicionamento de pólos é possível ajustar o controlador PI-D de forma que o sistema apresente rigidez suficiente e erro de posicionamento na ordem da resolução do sistema de medição.
- O erro de posicionamento de ± 2 nm.
- O erro de seguimento aumenta com o aumento da velocidade e depende fortemente de atritos e elasticidade presentes no sistema de posicionamento.
- O erro de partida sofre grande variação com o aumento da velocidade, além disso, depende de folgas e elasticidades presentes no eixo. Pela análise do sistema mecânico do eixo X observou-se que problemas de acoplamento entre encoder e fuso contribuem para o aumento deste erro;
- O FF reduz o erro de seguimento correlacionado com a velocidade e aceleração
- O erro de partida pode ser reduzido escolhendo-se um valor adequado para T_A ;
- O erro de reversão de movimento só pode ser reduzido através da otimização do sistema mecânico (redução de folgas).

8.4.2 - Calibração do Eixo X

Do ponto de vista de incerteza, existem dois aspectos que devem ser observados em cada eixo do sistema de posicionamento. O primeiro é a capacidade do sistema de controle, de medição e de acionamento, em minimizar os erros de posicionamento, seguimento e de partida. Este ponto foi avaliado através dos ensaios mostrados anteriormente neste capítulo (item 8.3). O outro aspecto é a incerteza que o eixo apresenta quando comparado a um padrão. Tal incerteza é influenciada pela incerteza do sistema de medição e por problemas mecânicos tais como folgas e elasticidade,

que muitas vezes não são captados pelo sistema de medição indireta. Para se determinar esta incerteza é necessário realizar um procedimento de calibração baseado em um padrão.

É utilizado como padrão um sistema de medição laser interferométrico da HP (HP 5528A) montado em paralelo com o eixo X. Apesar do padrão ter uma incerteza insuficiente ($\pm 0,3 \mu\text{m}$) para o que se propõe, ensaios são realizados a fim de familiarizar-se com o procedimento e fazer uma avaliação preliminar do comportamento do eixo X.

Os comandos de deslocamento são enviados ao eixo através do CNC, e a cada ponto de parada, o sistema de aferição registra o deslocamento efetivamente percorrido pelo carro. O valor registrado pelo laser é o valor verdadeiro (padrão) e é comparado como o valor medido pelo *encoder* de posicionamento. Conforme mostrado no gráfico mostrado na **figura 8.32**, os resultados mostram a existência de uma diferença grande entre estes dois valores, atingindo em alguns caso $10 \mu\text{m}$. São mostradas quatro seqüências de medidas, nos sentidos positivo e negativo do eixo.

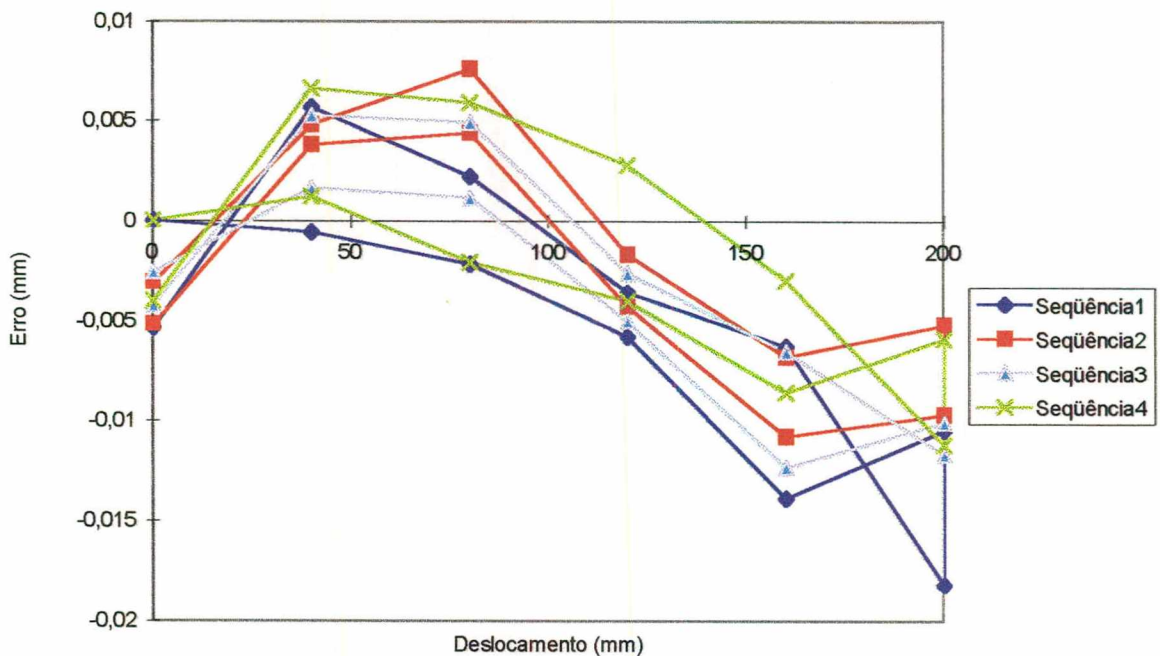


Figura 8.32 : Calibração do Eixo X - Passo de 40 mm

Conforme já citado, o grande inconveniente da estrutura do eixo X é o fato de se estar utilizando medição indireta. No caso, o que interessa é a posição do carro, no entanto, o *encoder* mede e realimenta o deslocamento rotativo do fuso (o *software* pmac.exe calcula o deslocamento translativo). No caso ideal, é desejável que haja uma correspondência fixa entre o deslocamento medido pelo *encoder* e o deslocamento linear da mesa. No entanto, na prática tal correspondência sofre a interferência da incerteza do fuso e das folgas mecânicas presentes no sistema. Tais folgas ocorrem no acoplamento entre *encoder* e fuso, e também entre a castanha e o carro. O fuso utilizado possui uma incerteza de $\pm 8 \mu\text{m}/200\text{mm}$, o que equivale a um erro máximo de $\pm 1,6 \mu\text{m}$ a cada passo de 40 mm; no entanto, o gráfico acima mostra que o erro em um passo de 40 mm, na maior parte dos pontos, está bem acima deste valor. Devido à falta de repetitividade detectada durante os ensaios, percebeu-se a presença de folgas no sistema mecânico, que contribuem para o aumento o erro. Portanto, é necessário reavaliar a rigidez dos acoplamentos utilizados no caminho do sinal entre *encoder* e mesa. Somente em um sistema mecânico com repetitividade, torna-se viável compensar, através do CNC, o erro sistemático detectado. A compensação através de *software* é realizada somando ou subtraindo os erros, ao longo do eixo, nos pontos especificados pela curva de calibração.

8.5 AUTO-AJUSTE DO PI-D+FF - EIXO Z

A seguir serão apresentados os ensaios realizados no eixo Z do posicionador. Assim como no eixo X, estes ensaios tem como principal objetivo permitir a análise do comportamento do posicionador quando o mesmo se movimenta com velocidades entre 1 e 100 mm/min, e determinar qual é o menor incremento que cada um dos eixos é capaz de realizar.

No eixo Z, o auto-ajuste com o programa SEP operando no modo em que a largura de banda ω_B é ajustada automaticamente, fornece resultados que proporcionam ao sistema um comportamento estável. Os ajustes calculados foram :

$K_P = 0,3516$	$K_D = 4,4200$	$K_I = 0,0074$
$K_{VV} = 4,42$	$K_{AA} = 19,40$	

8.5.1 - Ensaio de Posicionamento

Os ensaios de resposta à rampa para os ajustes do PI-D+FF determinados pelo SEP são mostrados a seguir. Para velocidade de 1 mm/min (**figura 8.33(a)**) o erro de seguimento máximo é de $0,20 \mu\text{m}$, o que equivale a quatro vezes a resolução do sistema de medição. Também nota-se a presença de erro de partida elevado na ordem de $0,5 \mu\text{m}$. Para velocidade de 10 mm/min, conforme mostrado na **figura 8.33(b)**, o erro de seguimento é de $\pm 0,8 \mu\text{m}$, que equivale a ± 16 vezes a resolução do sistema de medição.

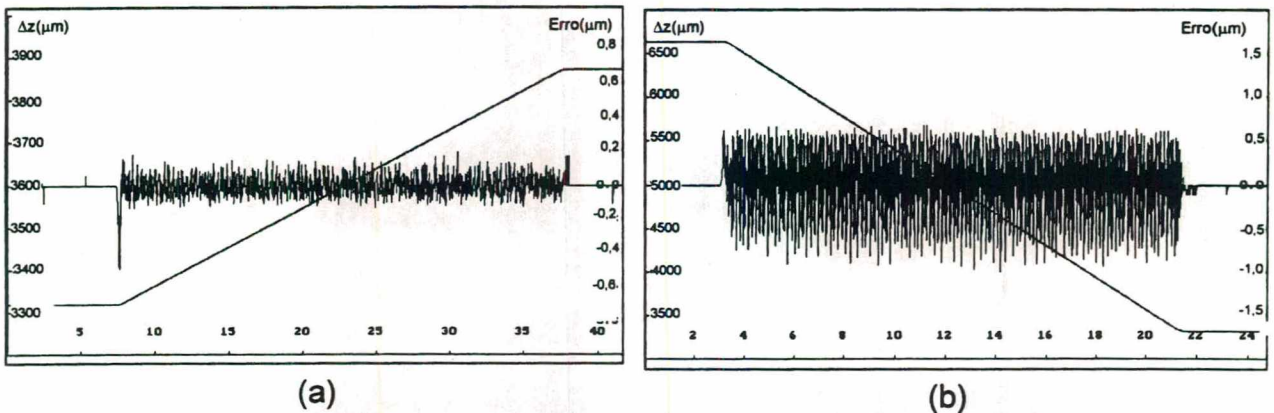


Figura 8.33 : Ensaio de Posicionamento - (a) 5 mm/min e (b) 10 mm/min

Na **figura 8.34** é mostrado o ensaio de posicionamento para entrada rampa, para velocidade de 25 mm/min. O erro de seguimento máximo também fica em torno de $\pm 0,8 \mu\text{m}$. O erro de posicionamento varia entre zero e duas contagens, ou seja, o erro máximo é de $\pm 0,1 \mu\text{m}$.

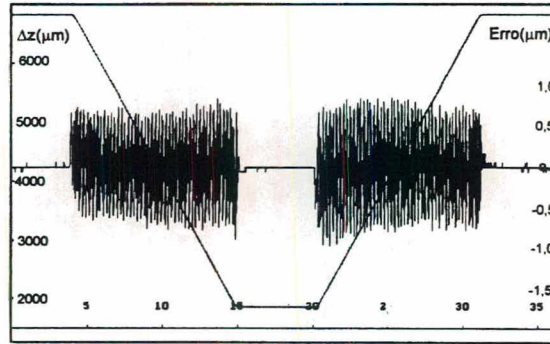


Figura 8.34 : Ensaio de Posicionamento - 25 mm/min

8.5.2 - Avaliação do Desempenho do Programa SEP

Também neste caso, o grande inconveniente da utilização do SEP são os movimentos bruscos causados pelo programa que podem gerar desajustes mecânicos no eixo. O desempenho do SEP quando empregado neste eixo é satisfatório, pois possibilita, de uma maneira relativamente simples e rápida, um bom funcionamento do eixo Z. É baseado neste bom desempenho que se pode deduzir que o SEP não funcionou bem no eixo X devido à limitação imposta pelo seu sistema de medição.

8.6 AJUSTE DO PI-D+FF UTILIZANDO A TÉCNICA DE POSICIONAMENTO DE PÓLOS - EIXO Z

Neste eixo, segue-se o mesmo procedimento utilizado no eixo X. Utilizando o modelo matemático identificado, calcula-se através da técnica de posicionamento de pólos os ajustes do controlador PI-D+FF. Inicialmente, escolheu-se pólos com uma frequência ω_N baixa (primeira escolha), e conseqüentemente obteve-se um sistema com pouca rigidez e alto erro. Em seguida, escolheu-se pólos mais rápidos (segunda escolha) e obteve-se um melhor resultado.

8.6.1 - Primeira Escolha

Os pólos desejados são escolhidos de tal forma que ζ esteja entre 0,9 e 1; e ω_N da malha fechada é escolhida como sendo um valor maior que a ω_N da malha aberta. O modelo matemático do eixo Z em malha aberta, que também foi obtido pelo método de identificação dos mínimos quadrado, é apresentado abaixo. A frequência natural ω_N da malha aberta, obtida através do modelo, é de 13,17 rad/s.

$$\text{Modelo} = \frac{0,1331z}{z^2 - 1,9258z + 0,925929}$$

Escolhendo pólos que correspondem à uma frequência ω_N de 16 rad/s (p_{12}) e 58 rad/s (p_3), isto é :

$$p_{12} = 0,98 \pm 0,01i$$

$$p_3 = 0,92$$

obteve-se os seguintes parâmetros :

$K_P = 0,0473$	$K_D = 0,6108$	$K_I = 0,000578$
----------------	----------------	------------------

e através das equações 8.36 e 8.37 obtém-se os ajustes para os termos FF, ou seja :

$K_{VV} = 1,146$	$K_{AA} = 7,2255$
------------------	-------------------

A **figura 8.35** mostra o ensaio de posicionamento para velocidade de 10 mm/min. Nota-se, pela curva do erro, que na partida do movimento, o comportamento do sistema é oscilatório.

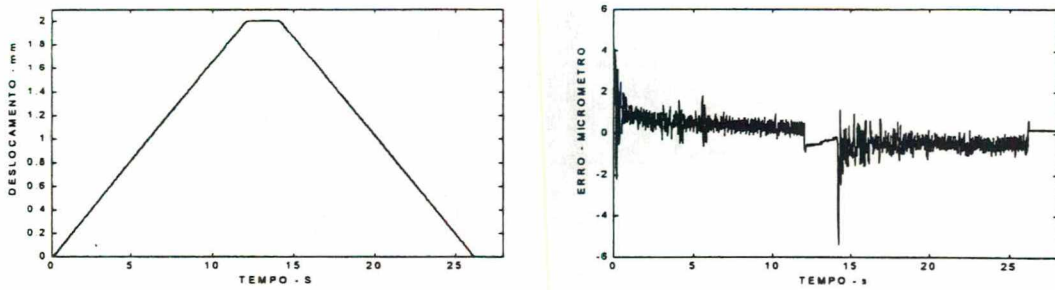


Figura 8.35 : Ensaio de Posicionamento - 10 mm/min

8.6.2 - Segunda Escolha

A medida que se escolhe pólos mais rápidos, a rigidez do sistema aumenta e o erro de posicionamento diminui. Foram escolhidos pólos da malha fechada que correspondem a uma frequência natural de 73 rad/s (p_1), 65 rad/s (p_2) e 58 rad/s (p_3), ou seja :

$$p_1 = 0,9$$

$$p_2 = 0,91$$

$$p_3 = 0,92$$

obteve-se os seguintes resultados :

$$K_P = 0,329 \quad K_D = 2,49 \quad K_I = 0,0104$$

e através das equações 8.36 e 8.37 obtém-se os ajustes para os termos FF :

$$K_{VV} = 3,0252 \quad K_{AA} = 7,2255$$

Os resultados a seguir mostram os ensaios realizados com estes ajustes do controlador, em várias velocidades de deslocamento. Para velocidade de 0,1 mm/min (figura 8.36) o erro de seguimento máximo é de $\pm 0,15 \mu\text{m}$ e o erro de partida máximo é de $\pm 0,5 \mu\text{m}$. Aqui neste eixo a resolução do sistema de medição é de 50 nm e o erro de seguimento é igual a aproximadamente 3 vezes este valor.

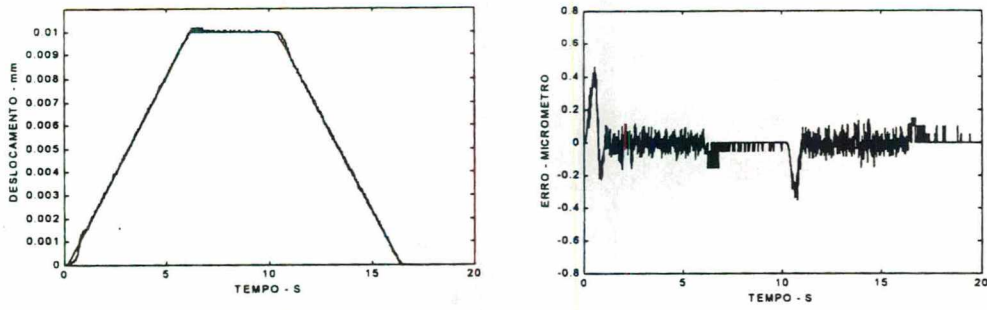


Figura 8.36 : Ensaio de Posicionamento - 0,1 mm/min

A figura 8.37 mostra o ensaio de posicionamento para velocidade de 1 mm/min. O erro e_{ss} máximo permanece em $\pm 0,15 \mu\text{m}$ e o erro e_p máximo é de $\pm 0,9 \mu\text{m}$.

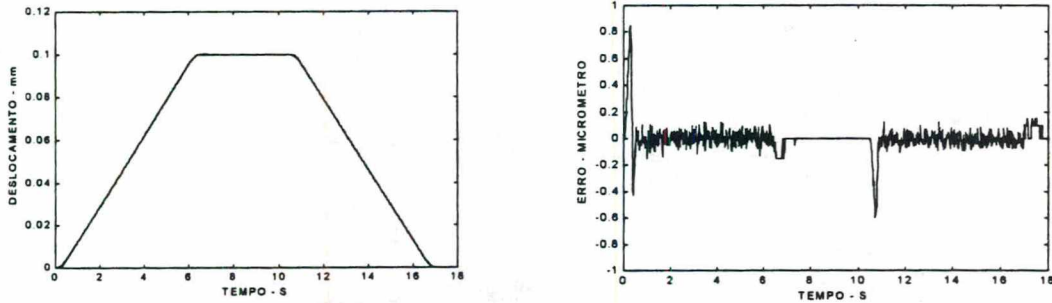


Figura 8.37 : Ensaio de Posicionamento - 1 mm/min

Para velocidade de 10 mm/min (figura 8.38) o erro de seguimento máximo sobe para $\pm 0,5 \mu\text{m}$ e o erro de partida ainda continua elevado, alcançando o valor de $2 \mu\text{m}$.

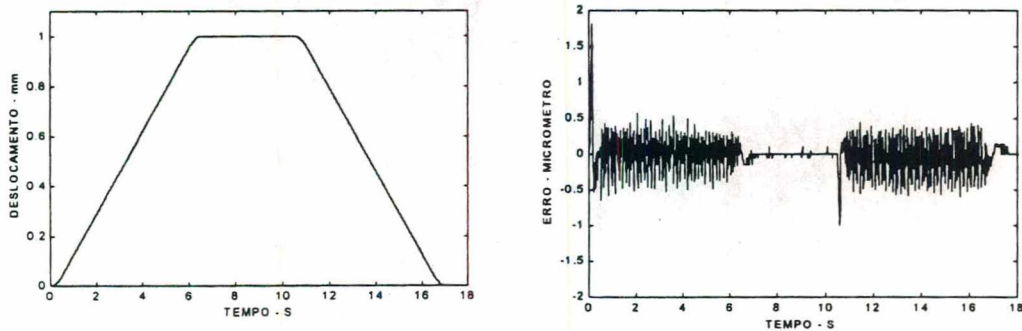


Figura 8.38 : Ensaio de Posicionamento - 10 mm/min

Na figura 8.39 é apresentado o ensaio de posicionamento para velocidade de 20 mm/min. O erro e_{SS} máximo é de aproximadamente $\pm 0,6 \mu\text{m}$ e o erro e_p alcança $\pm 1 \mu\text{m}$.

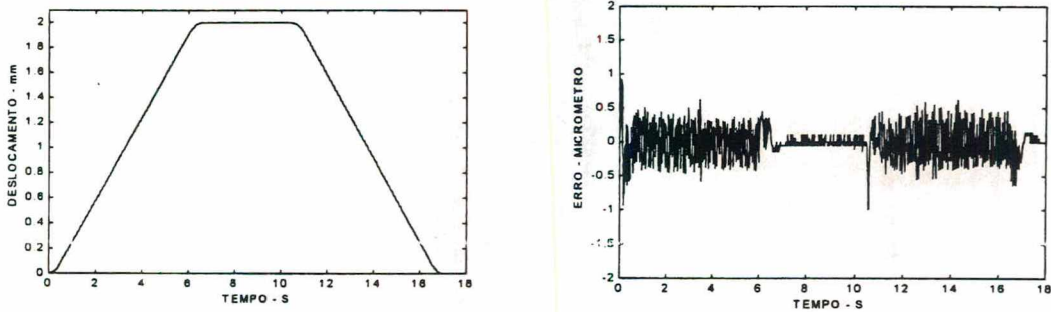


Figura 8.39: Ensaio de Posicionamento - 20 mm/min

Para velocidade de 50 mm/min, obteve-se o resultado apresentado na figura 8.40. O erro e_{SS} máximo é de $\pm 0,6 \mu\text{m}$ e o erro e_p é de $\pm 2 \mu\text{m}$.

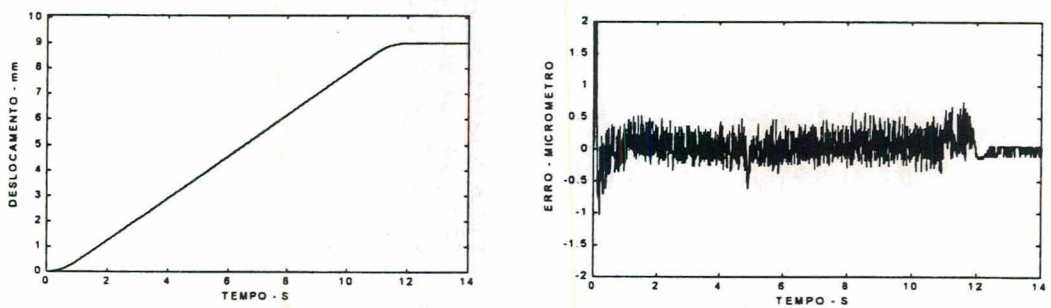


Figura 8.40 : Ensaio de Posicionamento - 50 mm/min

A escolha de pólos ainda mais rápidos, ou seja, $p_1 = 0,86$; $p_2 = 0,87$ e $p_3 = 0,88$, que correspondem, respectivamente, a 6,4; 7,1 e 7,6 vezes a frequência ω_N da malha aberta, não reduz o erro do sistema. A figura 8.41 mostra um ensaio com os ajustes do PI-D+FF correspondentes à estes pólos, para velocidade de deslocamento de 10 mm/min.

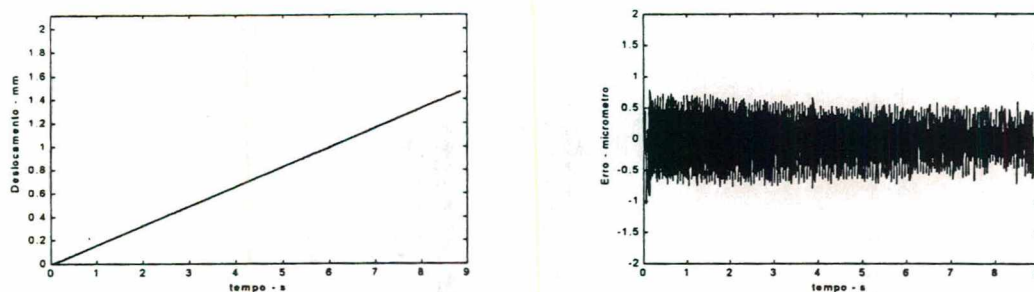


Figura 8.41 : Ensaio de Posicionamento - 10 mm/min

8.7 - Influência da Variação do Entreferro no Erro de Partida

Não foi possível reduzir o erro de partida somente com os ajustes do PI-D+FF; no entanto, com o aumento do entreferro do motor translativo obteve-se erros de partida e de reversão menores. Conforme mostrado no capítulo 5, o entreferro recomendado pelo fabricante é de no máximo 0,8 mm e a força contínua gerada, nesta situação, é de 270 N. Nos casos anteriores (primeira e segunda escolha), o entreferro era de 2,5 mm. Neste caso, aumentou-se o entreferro para 3,5 mm. Perde-se em eficiência quando o entreferro é aumentado, no entanto, pode-se perceber através dos ensaios que obtém-se um resultado melhor. Quando se aumenta o entreferro, a força com que as partes móveis (cursor do motor translativo juntamente com o carro) do posicionador são atraídas também é reduzida. Com uma força de atração menor o carro fica mais livre e portanto o erro na partida e de reversão é menor.

No ensaios mostrados a seguir, o erro de seguimento não se alterou consideravelmente, no entanto, o erro de partida, e_p , já não se destaca como nos casos anteriores, permanecendo menor ou no máximo igual ao erro e_{SS} . A **figura 8.42(a)** mostra o ensaio de posicionamento com velocidade de 5 mm/min. O erro e_{SS} máximo é de aproximadamente $0,3 \pm \mu\text{m}$. A **figura 8.42(b)** mostra o ensaio de posicionamento com velocidade de 10 mm/min. O erro e_{SS} máximo é de $0,4 \mu\text{m}$.

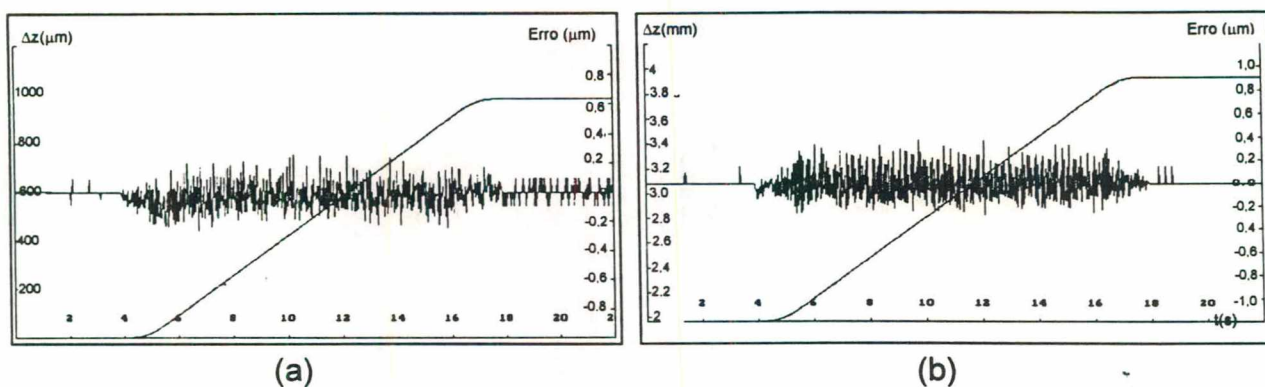


Figura 8.42 : Ensaio de Posicionamento - (a) 5 mm/min e (b) 10 mm/min

A figura 8.43 mostra o ensaio de posicionamento com velocidade de 30 mm/min, onde o erro e_{SS} é de $\pm 0,6 \mu\text{m}$.

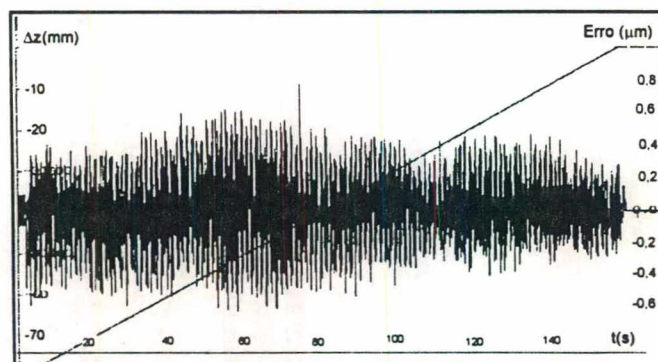
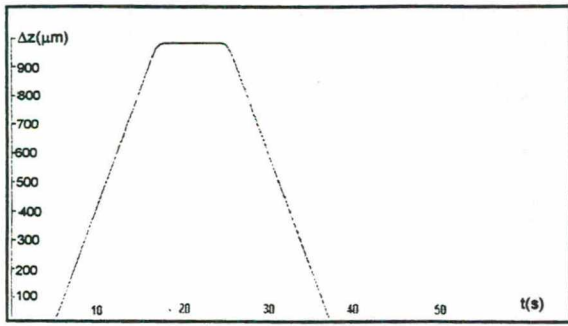
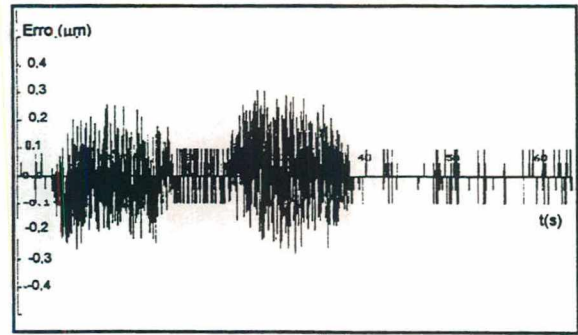


Figura 8.43 : Ensaio de Posicionamento - 30 mm/min

O resultado do ensaio apresentado na figura 8.44 mostra que tanto o erro na partida quanto o erro na reversão do movimento foram reduzidos. A velocidade de avanço é de 10 mm/min.



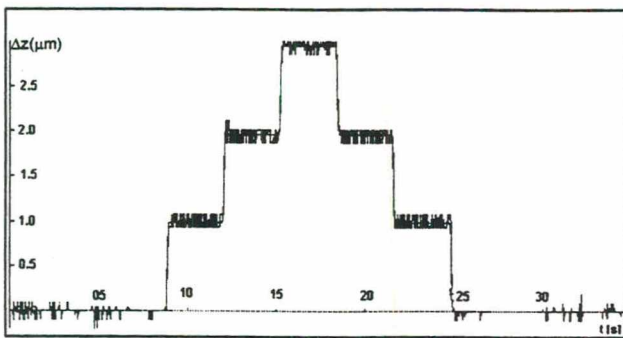
(a)



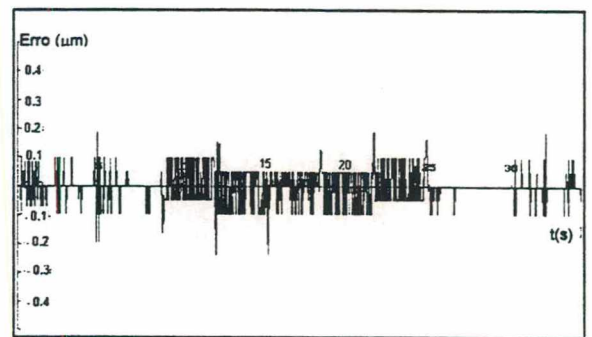
(b)

Figura 8.44 : Ensaio de Posicionamento - 10 mm/min

Nos ensaios de micro-posicionamento apresentados na **figura 8.45**, primeiramente, o carro se desloca $1 \mu\text{m}$ e em seguida, pára por três (03) segundos. Esta seqüência se repete por três vezes em um sentido, retornando na mesma seqüência ao ponto de partida.



(a)



(b)

Figura 8.45 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de $1 \mu\text{m}$

No próximo ensaio de posicionamento, mostrado na **figura 8.46 (a) e (b)**, o carro do eixo Z desloca-se $0,5 \mu\text{m}$. O erro permanece na mesma faixa de $\pm 0,1 \mu\text{m}$.

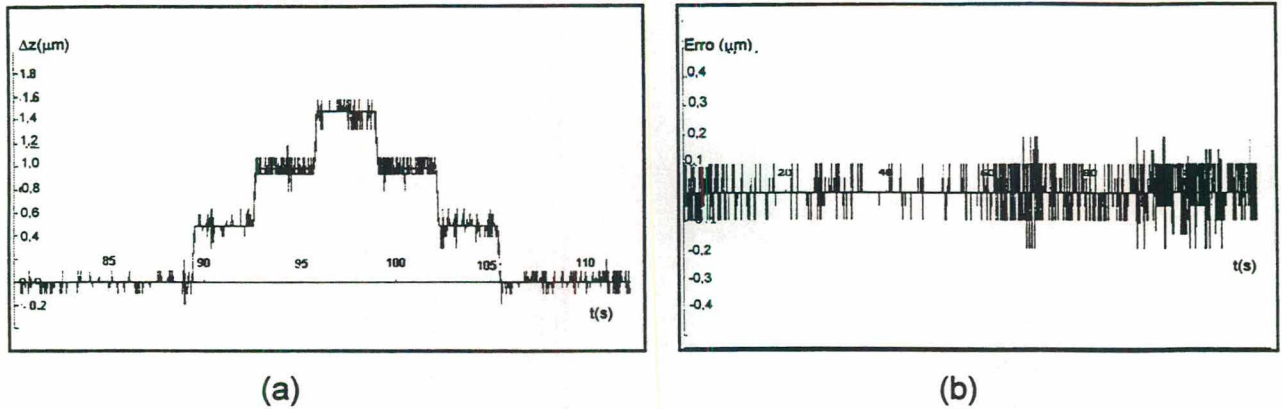


Figura 8.46 : Ensaio de Micro-posicionamento - Passo de $0,5 \mu\text{m}$

8.8 AVALIAÇÃO DOS RESULTADOS - EIXO Z

8.8.1 - Ensaio de Posicionamento

A tabela mostrada abaixo resume os resultados de erro de seguimento obtidos nos ensaios apresentados anteriormente. A segunda coluna da tabela se refere ao ensaio realizado com os ajustes do PI-D+FF realizado pelo SEP, a terceira coluna se refere aos ensaios que utilizam os ajustes feito por posicionamento de pólos (segunda escolha), e a quarta coluna se refere aos ensaios realizados após o aumento do entreferro.

Velocidade (mm/min)	Erro (μm) (3)
5	$\pm 0,3$
10	$\pm 0,4$
20	$\pm 0,6$
100	$\pm 0,7$

Baseado nos resultados apresentados, conclui-se que :

- Por posicionamento de pólos é possível ajustar o controlador PI-D de forma que o eixo Z do sistema apresente rigidez suficiente e erro de posicionamento na ordem da resolução do sistema de medição.
- O erro de posicionamento de $0,15 \mu\text{m}$.
- Ao contrário do que ocorreu no eixo X, não é tão significativo o aumento do erro de seguimento com o aumento da velocidade .
- O erro de partida é influenciado pela força de atração do motor translativo sobre as guias aerostáticas

Embora os erros obtidos com o auto-ajuste (SEP) tenham sido maiores, o resultado apresentando foi bem próximo ao resultado obtido com o posicionamento de pólos. No entanto, além de melhorar o erro de posicionamento, o benefício principal da técnica de posicionamento de pólos é permitir a escolha cientificamente justificável dos ajustes do controlador, de forma a proporcionar o comportamento desejado.

8.8.2 - Calibração do Eixo Z

Neste eixo, a incerteza também é analisada enfocando dois aspectos. Inicialmente, analisa-se a incerteza obtida sob o ponto de vista do sistema de controle em malha fechada empregado (item 8.5 e 8.6), e em seguida analisa-se a incerteza que o eixo apresenta quando comparado a um padrão.

Para que um sistema de medição possa ser considerado como padrão, a sua incerteza deve ser menor que a incerteza do sistema a ser calibrado, e é usual tomar como base um valor 10 vezes menor. Considerando-se uma regra prática bem difundida em metrologia, supõe-se que a incerteza do sistema de medição é 5 vezes maior que a sua resolução, isto é, $0,25 \mu\text{m}$. Desta forma, é necessário um sistema de medição padrão com incerteza

de 25 nm. Entretanto, o sistema de medição laser interferométrico da HP (HP 5528A) disponível, apresenta incerteza de $\pm 0,3 \mu\text{m}$ (300 nm).

Apesar de ter incerteza insatisfatória, este sistema foi usado como padrão, pois, mesmo dentro de sua limitação, é possível avaliar o comportamento do eixo Z. No entanto, caso se queira calibrar o sistema, determinando os erros sistemáticos e aleatórios do eixo para poder compensá-los através de *software*, é necessário utilizar um padrão adequado.

Dito sistema de medição laser foi colocado em paralelo com o eixo Z. Durante os ensaios, os comandos de deslocamento são enviados ao eixo através do CNC e a cada ponto de parada, o laser de aferição registra o deslocamento percorrido. O erro (valor padrão medido pelo laser menos o valor medido pela escala) em cada ponto de parada é mostrado na **figura 8.47**, e seus valores se mantiveram dentro da faixa de incerteza do sistema de medição padrão. A **figura 8.47(a)** mostra os resultados obtidos quando se realizou passos de deslocamento a cada 2 mm, onde os ensaios foram repetidos por três vezes, no sentido positivo e negativo de deslocamento. A **figura 8.47(b)** e **(c)** mostram os resultados obtidos para deslocamentos de $10 \mu\text{m}$ e $5 \mu\text{m}$.

Como os valores dos erros de posicionamento estão na mesma ordem de grandeza da incerteza do laser, torna-se necessário refazer futuramente os ensaios, utilizando um padrão melhor, inclusive com maiores cuidados em relação à rigidez da montagem do sistema de medição padrão.

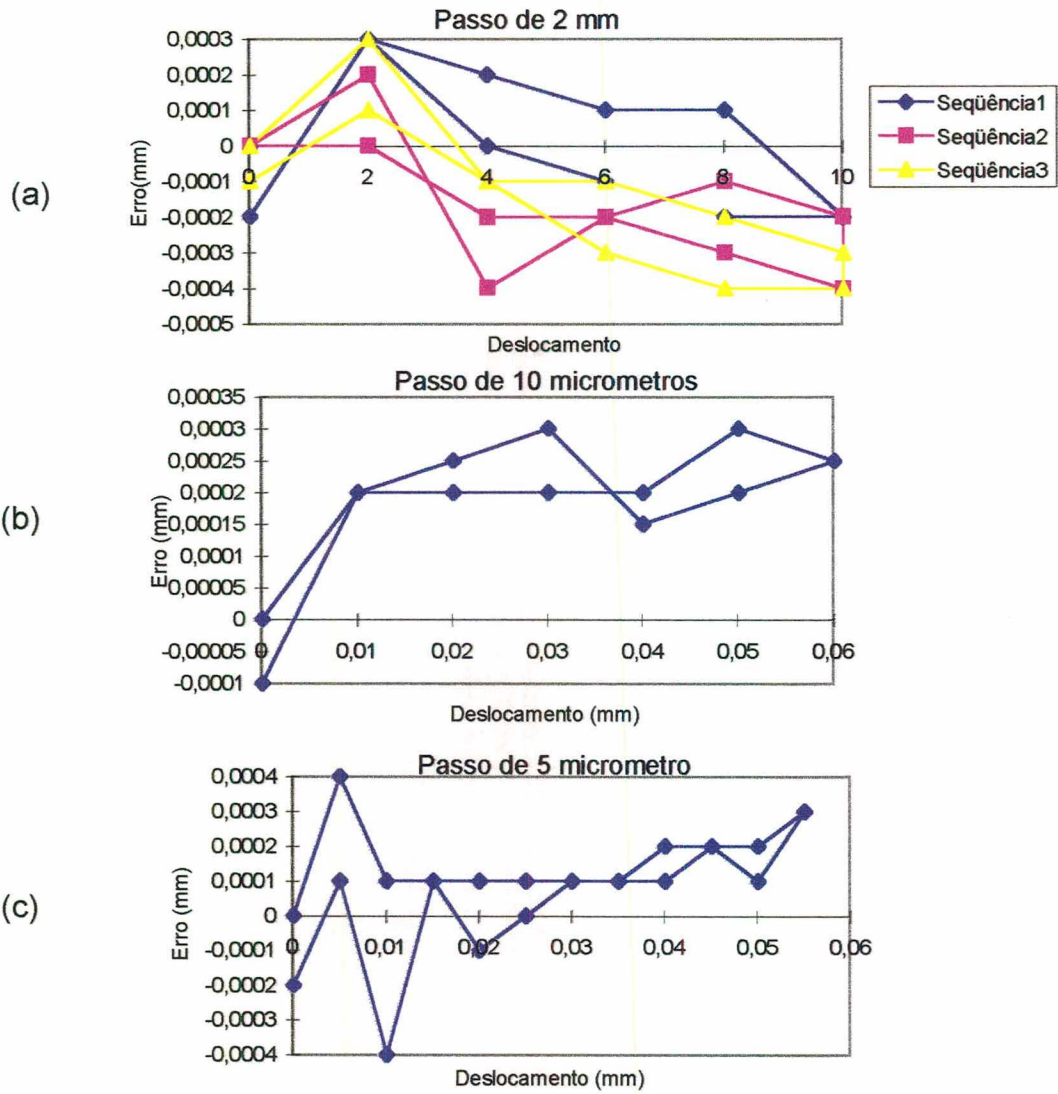


Figura 8.47 : Ensaio de Posicionamento

9. CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

9.1 CONCLUSÕES

Neste trabalho de tese é apresentada a implementação do acionamento e controle de um sistema de posicionamento, que futuramente, será usado como carro de um torno de ultra-precisão, portanto, terá a função de transmitir à ferramenta os movimentos de avanço e posicionamento com incerteza submicrométrica. As estruturas eletromecânicas de cada eixo do sistema de posicionamento empregam tecnologias diferentes e por isso apresentam problemas e comportamentos distintos, possibilitando a oportunidade de análise de dois tipos de estruturas.

A caracterização de cada eixo do sistema de posicionamento foi feita baseado no estado da arte atual em sistemas de posicionamento. No entanto, devido a problemas de funcionamento do laser interferométrico, foi necessário um redirecionamento. A troca do laser interferométrico pela escala optoeletrônica, no eixo Z, limitou a resolução e a incerteza do eixo. Já no eixo X, foi utilizado um encoder com características adequadas, mas, com medição indireta. Neste sentido o trabalho ficou prejudicado. A incerteza de posicionamento de cada eixo, cujo limite é a incerteza do seu sistema de medição, é determinada através de ensaios de calibração.

Do ponto de vista de acionamento, a principal diferença entre os dois eixos é o fato do eixo Z possuir acionamento linear direto enquanto que o eixo X possui acionamento rotativo direto (*direct drive*) com fuso de esferas recirculantes de precisão. A incerteza de posicionamento do eixo Z não sofre a interferência de folgas o que já não ocorre no eixo X, no qual a incerteza de posicionamento além de depender do sistema de

medição, do motor e do sistema de controle, depende da incerteza do fuso e de folgas ainda não eliminadas do sistema.

Os ensaios de posicionamento realizados utilizando o sistema de medição laser interferométrico da HP como padrão, mostraram que o eixo X apresenta repetitividade e erro de posicionamento elevados. Tais problemas se devem à influência da incerteza do fuso e das folgas presentes no sistema. O erro introduzido pelas folgas tem um valor alto e caracter aleatório, por isso, é necessário minimizar tais folgas, e só então pode-se minimizar os erros para uma faixa submicrométrica através de compensação por *software*. Já no eixo Z, é necessário um padrão com menor incerteza (10 vezes menor que a desejada para o posicionador) para se poder definir o erro deste eixo (se é aleatório e/ou sistemático), e se possível, minimizá-lo através de compensação. No entanto, pelo fato da incerteza da escala opto-eletrônica ser de $\pm 0,5 \mu\text{m}$, o valor do erro de posicionamento deste eixo já está em seu limite.

O uso do servo-motor translativo favoreceu muito o eixo Z, no entanto, servo-motores translativos com força de atração nula e o emprego de comutação senoidal, proporcionariam um movimento com menor ondulação (*ripple* senoidal). Sem esta força de atração, as guias aerostáticas iriam trabalhar mais livremente e com isso a possibilidade do eixo travar seria menor. O fato de ser um sistema isento de folgas faz com que a resolução e incerteza deste eixo dependa mais ainda só da resolução do sistema de medição.

A técnica de controle PI-D+FF é empregada nos eixos X e Z. Esta técnica se mostrou eficiente no controle de posicionamento do eixo, proporcionando um deslocamento sem instabilidade e com alta rigidez. A principal vantagem de se empregar a técnica de posicionamento de pólos no ajuste do PI-D+FF é permitir a análise da influência da escolha dos pólos no comportamento do sistema (erro mínimo, rigidez e estabilidade). Desajustes mecânicos que interferem na suavidade ou incerteza do posicionamento não têm como ser eliminados através do controlador, por melhor que este seja. Por exemplo, os erros na partida e na reversão do movimento, oriundos das folgas presentes no sistema. Ou então, os picos periódicos que ocorreram devido à

comutação não ideal dos servo-conversores, conforme mostrado no capítulo 5, resultando em uma trajetória de posicionamento irregular. Tais erros até podem ser reduzidos através do controlador; no entanto, somente ajustes mecânicos podem eliminá-los totalmente.

A tabela abaixo mostra um resumo das principais características dos componentes básicos de cada eixo.

CARACTERÍSTICA	EIXO Z (longitudinal)	EIXO X (transversal)
Motores	Servo-motor direto Translativo BL	Servo-motor direto de Torque rotativo BL
<i>Observações</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Exerce grande força de atração nas partes móveis do posicionador (2700 N); - Elimina problemas devido à acoplamentos; - Força nominal direta de 60 N; <i>Excitação do estator por ímãs permanentes de terra raras.</i>	<ul style="list-style-type: none"> - acoplado diretamente no fuso, o que reduz a probabilidade de haver folgas mecânicas . - Torque nominal de 2 N; - Excitação do estator por ímãs permanentes de terras raras; -12 pólos.
Servo-Conversores	Servo Conversor PWM Trapezoidal	Servo Amplificador Linear Senoidal
<i>Observações :</i>	- Não reduz suficientemente a ondulação senoidal	- Adequado quando se deseja uma ondulação senoidal mínima
Sistema de Medição	A1 - Escala	A2 - Encoder
<i>Observações :</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Resolução aumentada de 50 nm; - Mede diretamente a posição do carro 	<ul style="list-style-type: none"> - Resolução aumentada de 0,77 nm; - Mede indiretamente a posição do carro
	B1 - Laser Interferométrico	B2 - Laser Interferométrico
<i>Observações :</i>	- Resolução de posicionamento de 98,7 nm;	- Resolução de posicionamento de 98,7 nm;
Sistema de Transmissão	Não se aplica	-Fuso de esferas recirculantes NSK com passo de 2 mm e incerteza de $\pm 8\mu\text{m}/200\text{mm}$.
Possíveis Folgas	- Desprezíveis	<ul style="list-style-type: none"> - Entre encoder e fuso; - Entre castanha e carro.
Técnica de Controle	PI-D+FF	PI-D+FF
Erro de posicionamento	entre 0 e 0,15 μm	sofre influência de folgas
Erro de Seguimento	\leq que $\pm 0,4 \mu\text{m}$ p/ vel. $\leq 10 \text{ mm/min}$	\leq que $\pm 18 \text{ nm}$ p/ velocidade $\leq 10 \text{ mm/min}$
Resolução do eixo	0,5 μm	sofre influência de folgas
Velocidade Máxima	3000 mm/min	185 mm/min

A incerteza do sistema de posicionamento depende fortemente da incerteza e do bom desempenho de seus componentes e da perfeita integração dos mesmos. No eixo X, é necessário que as folgas sejam minimizadas, de forma que sua influência na incerteza de posicionamento tenha um nível aceitável. Já no eixo Z, por enquanto, a limitação está no sistema de medição utilizado, que possui uma resolução de 50 nm e incerteza de $\pm 0,5 \mu\text{m}$.

9.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

É sugerido como continuidade do trabalho as tarefas citadas a seguir :

- ◆ Redução das folgas presentes no Eixo X

É necessário um estudo sobre a possibilidade da redução das folgas através de alterações no acoplamento entre encoder e fuso ou do uso de um encoder fixado diretamente no fuso.

- ◆ Compensação do Erro do Fuso

O módulo de controle CNC possibilita a compensação, ponto a ponto, do erro detectado ao longo de uma trajetória. Após a minimização das folgas no eixo X, sugere-se que esta compensação seja implementada.

- ◆ Substituição do Encoder

Mesmo no caso de se eliminar as folgas entre encoder e mesa, irá permanecer o erro introduzido pelo fuso. A substituição do encoder por um sistema laser interferométrico iria eliminar acoplamentos (e conseqüentemente folgas) e o erro introduzido pelo fuso.

◆ Limpeza do Ar Comprimido

Por diversas vezes os mancais travaram devido à impurezas (por exemplo : óleo) introduzidas com o ar. A cada vez que isso ocorria, o eixo tinha que ser desmontado a fim de se limpar os mancais. Além de impedir o andamento normal da pesquisa, após a montagem do eixo, era necessário reajustar os parâmetros do controlador para aquela nova situação. Portanto, um filtro e um secador mais eficientes devem ser instalados na linha de ar comprimido de ultra-precisão.

◆ Aumento da Resolução e redução da incerteza do Eixo Z

Da forma como o laser interferométrico está operando a resolução que se tem é de 98,75 nm. No entanto, está disponível no mercado (Delta Tau) um acessório de interpolação de sinais que possibilita interpolar sinais em até 256 vezes. Empregando este acessório juntamente com os sinais gerados pelo laser, pode-se alcançar a resolução de 1,54 nm. Além disso, deve-se estudar um projeto eficiente de uma tubulação que envolva o feixe laser, protegendo-o da influência da variação rápida da temperatura. E por fim, é necessário verificar a incerteza do sistema de medição laser interferométrico, utilizando um padrão. O sistema de medição utilizado deve apresentar uma incerteza de medição de poucos nanômetros (abaixo de 10 nm), para que se possa atingir o erro de posicionamento submicrométrico.

◆ Influência da temperatura dos eixos Z e X

Analisar a influência da variação da temperatura na estrutura dos eixos Z e X e estudar a possibilidade de se implementar, através do módulo CNC, as correções dos erros de posicionamento que surgem devido à este efeito.

◆ Outras Estratégias de Controle

Como a estrutura do controlador implementado no módulo CNC é bem mais complexa que o PI-D+FF utilizado neste trabalho, ainda resta muito o que estudar em relação às estratégias de controle possíveis de se empregar no controle de posicionadores. Para fins de comparação, pode-se implementar a estratégia de controle do tipo avanço-atraso de fase, que possui grande semelhança com o PI-D, no entanto, sua estrutura é mais genérica, sendo o PI-D um caso específico do controlador avanço-atraso. E numa segunda etapa, pode-se implementar um controlador por posicionamento de pólos cuja estrutura não precisa necessariamente ser um PI-D+FF, e então, técnicas de otimização podem ser empregadas para se determinar o melhor posicionamento dos pólos, de forma a minimizar o erro de seguimento. O módulo CNC permite que tais estratégias de controle sejam implementadas, e pode-se assim explorar amplamente o algoritmo estendido implementado pelo fabricante. A comparação dos resultados através de ensaios de posicionamento comprovará ou não a eficácia destes métodos.

A realização deste trabalho possibilitou adquirir conhecimento acerca das necessidades do sistema de posicionamento de uma máquina de ultra-precisão com relação a estrutura eletro-mecânica e de controle. Acredita-se que investindo mais tempo e capital pode-se solucionar os problemas referentes às folgas no eixo X e também aumentar a resolução do eixo Z. Com isto, pode-se alcançar erros de posicionamento e seguimento de 10 nm, conforme requerido em uma máquina-ferramenta de ultra-precisão. Até o momento, foram investidos cerca de 100 mil dólares, valor relativamente baixo quando comparado com os investimentos de países de primeiro mundo. Além disso, os resultados produzidos por este trabalho poderão beneficiar novos projetos nesta mesma área de pesquisa, como por exemplo, o projeto de modernização de uma máquina-ferramenta de ultra-precisão, que já vem sendo desenvolvido desde início de 1998.

10. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Aerotech, "Motion Control Products - Servo Motors and Drives", 1996

Armstrong-Hélouvry, B., Dupont, P., Wit, C.C., "A Survey of Models, Analysis Tools and Compensation Methods for the Control of Machines with Friction", *Automatica*, Vol.30, No.7, pp.1083-1138, 1994.

Åström, K. J.; Wittenmark, B.; "Computer-Controlled Systems- Theory and Design" - Prentice Hall Information and System Sciences Series – 1990

Barczak, C. L., "Controle Digital de Sistemas Dinâmicos - Projeto e Análise", Universidade Federal de Santa Catarina. Editora Edgard Blücher Ltda - 1995.

Basak, A.; "Permanent-Magnet DC Linear Motors" - Oxford Science Publications - 1996

Bittanti, S., Piroddi, L., "GMV technique for Nonlinear Control with Neural Networks", *IEE Proc.-Control Theory Applications*, Vol.141, No.2, March 1994.

Brenes, L. A. R., "Modernização e Análise Dinâmica de uma Máquina-Ferramenta NC" Dissertação - UFSC, 1994

Diadur, "Catálogo Geral de Transdutores " ,1993

Chan, J. T. H., "Multivariable Control System Synthesis : An Experimental Data Based Numerical Approach", *Automatica*, Vol. 30, No. 9, pp. 1479-1483, 1994.

Chang, S.B., Wu, S.H and Hu, Y.C. "Submicrometer Overshoot Control of Rapid and Precise Positioning'- *Precision Engineering* Vol. 20, pp. 161-170, 1997

- Cheok, Ka C.; Hongxing Hu; Nan K. Loh. "Modeling and Identification of a Class of Servomechanism with Stick-slip Friction". Transactions of the ASME. Vol. 110, September 1988.
- HWS/CSO - "HC250 Laser Interferometer : Linear Displacement measuring System - User's Manual ", 1991
- De Jesus, G. A. R., Stoeterau, R. L., Martin, C. A; Weingaetner, W. L.. "Achieving Submicrometric Precision in a Two Axes Positioner" - Second Tampere International Conference on Machine Automation - ICMA'98 - Setembro 1998
- Delta Tau Inc., "Programmable Motion Advanced Controller User's Guide", USA, 1991
- Dessaint L. A., Hébert B. J., Le-Huy H. e Cavuoti G., "A DSP-Based Adaptive Controller for a Smooth Positioning System", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.37, No 5, pp. 372-377, Outubro de 1990.
- Dorf, R. C., Bishop, R. H., "Design Using Performance Indices", - The Control Handbook - Editor William S. Levine - CRC Press /IEEE Press - 1996.
- Eykhoff, P. "System Identification - Parameter and State Estimation"- John Wiley & Sons - 1974
- Franklin, G. F.; Powell, J.D.; Workman, M.,L.; "Digital Control of Dynamic Systems" - Addison-Wesley Publishing Company - 1990
- Flügge, J., Kunzmann, H., "Performance of Laser Interferometers and grating Scales for High Precision form Manufacturing", Proceedings of Ultraprecision in Manufacturing Engineering , 1994, Germany.

- Futami, s., Furutani, A., Yoshida, S. , "Nanometer Positioning and its Micro-dynamics", Nanotechnology vol. 1, 1990.
- Garcia, C. E.; Prett, M. D.; Morari, M.; "Model Predictive Control : Theory and Practice - a Survey", Automatica, Vol. 25, No. 3, pp. 335-348, 1989.
- Goodwin, G. C.; Payne, R. L. ; "Dynamic System Identification : Experiment Design and Data Analysis" - Academic Press - 1977
- Gross, H. "Electrical Feed Drives for Machine Tools", Siemens - John Wiley&Sons, 1983
- Haessig, D. A., Friedland, B., "On the Modeling and Simulation of Friction", Transactions of the ASME, Vol. 113, September 1991.
- Hagglund, T., Astrom, K. J., "Automatic Tuning of PID Controllers", - The Control Handbook - Editor William S. Levine - CRC Press /IEEE Press - 1996.
- Heidenhain; "Incremental Modular Angle Encoders- ERO", <http://www.heidenhain.de/english/produkte/wms/ero.htm>, 1999.
- Heidenhain, J.; "Digital Linear and Angular Metrology - Position Feedback for Machine, Manufacture and the Electronics Industry" - Verlag Moderne Industrie AG & Co. – 1998.
- Heidenhain, J.; "Digital Linear and Angular Metrology - Position Feedback Systems for Machines and Devices" - Verlag Moderne Industrie AG & Co. – 1990.
- Heidenhain, J.; "Inkrementale Drehgeber ROD" - Printed in West Germany- Änderungen vorbehalten – 1978

- Heidenhain, J., "Position Measurement on Machine Tools by Linear Encoder or Ball Screw and Rotary Encoder ", [Http://www.heidenhain.com/posmeas](http://www.heidenhain.com/posmeas), 1999.
- Holman, J. P., Gajda Jr., V. J., "Experimental Methods for Engineers", McGraw-Hill, pp. 184-186, 1989.
- Hunt, K. J.; Sbarbaro, D.; Zbikowski, R.; Gawthrop, P. J., "Neural Networks for Control Systems - A Survey", Vol. 28, No.6, pp. 1083-1112, 1992.
- INMETRO, "Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais de Metrologia", 1995
- Inokuma, T. "Tecnologia de Máquinas da Próxima Geração : a Visão dos Fabricantes Japoneses " - Máquinas e Metais , Abril de 1996, pp 124-144.
- Inland Motor - BLMS-06001-C/V Linear Sine-drive Brushless Motor Amplifiers - User's Manual - 1991
- ISO 230-2 - International Standard - "Acceptance Code for Machine Tools", 1988
- Ikawa, N.; Donaldson, R.R.; Konig, W.; Aachen, T.H.; Mckeown. P.A.; Moriwaki, T.; Stowers, I.F., "Ultraprecision Metal Cutting - The past, the present and future". Anais do CIRP. Vol. 40/2. 1991.
- J. T. Li.; X. Ch. Xu; "Feed Servo Control for Ultraprecision Turning Machine". Anais do CIRP. Vol. 40/1. 1991.
- Karnopp, D., "Computer Simulation of Stick-Slip Friction in Mechanical Dynamic Systems", Transactions of the ASME, Vol. 107, March 1985.

- Kramer, B. M., "Pesquisa e Desenvolvimento na Área de Máquinas-Ferramentas nos Estados Unidos"- Máquinas e Metais, fevereiro de 1996, pp 25-41.
- Kurfess, T.R., Jenkins, H., "The Control Handbook ", - Ultra-High Precision Control - Editor William S. Levine - CRC Press /IEEE Press - 1996
- Lammers, M. G. M. "Linear Lead in Ultrasmooth Motion" , Machine Design, September 1994.
- Landau, Y. D. "Adaptive Control - The Model Reference Approach", - Marcel Dekker, Inc., 1979.
- Liu, M., Todo, I., "Digital Learning Control of Servo Systems Using Neural Networks", JSME International Journal, Vol. 37, No. 4, 1994.
- Ljung L., "The Control Handbook ", - System Identification - Editor William S. Levine - CRC Press /IEEE Press - 1996.
- Lopez, J. R. A.; Gutierrez, E. A.; Rosa, L. C., "A Fuzzy Logic Based Approach to Machine Tool Control optimization", Fuzzy Control Systems - Abraham Kandel & Gideon Langholz, pp. 375-394, 1992.
- Luttrell, D. E., Dow, T. A., "Development of a High speed System to Control Dynamic Behavior of Mechanical Structures", Precision Engineering, Vol. 9 No. 4, October 1987.
- Maksoud, T.M.A; Deards, L., "Nanotechnology - A Review", Proceedings of International Manufacturing Engineering Conference, August 1996
- Martin, C. A. "Acionamentos de Avanço para Máquinas-ferramenta", Apostila - UFSC

- Martin, C. A., De Jesus, G. A. R. "Linear Motor x Ball Screw Direct Drive Submicrometric Positioner" - 44 International Scientific Colloquium - Ilmenau - Germany 1999.
- Martin, C. A.; Weingaetner, W. L.; De Jesus, G. A. R.; Stoeterau, R. L. - "Control Strategies Applied to Submicrometric Positioning". UME4 - Ninth International Precision Engineering Seminar - Pag. 464-467, Braunschweig, Germany, 1997
- Martin, C. A.; Weingaetner, W. L.; De Jesus, G. A. R.; Stoeterau, R. L., Desenvolvimento de um Posicionador submicrométrico empregando Técnicas de Controle ". XIV Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica, Bauru - SP, 1997.
- Mizumoto H., Yabuya, M., Shimizu, T., Kami, Y., "An Angstrom-positioning System using a Twist-roller Friction Drive"- Precision Engineering Vol. 17, pp. 57-62, 1995
- Moctezuma, R. G., Lozano, R., "Singularity-Free Multivariable Model Reference Adaptative Control", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 39, No. 9, September 1994.
- Moriyama, S., Harada, T., Takanashi, A., "Precision X-Y Stage with a Piezo-driven Fine-Table", Bull. Japan Soc. of Precision Engineering, Vol. 22, No. 1, Março 1988.
- Nassirharand, A., Taylor, J. H., Reid, K. N., "Controller Design for Nonlinear Systems based on Simultaneous Stabilization Theory and Describing Function Models", Transactions of the ASME, Vol. 110, June 1988.
- Nikiforuk, P. N., Tamura, K., "Design of a Disturbance Accommodating Adaptive Control System and its Application to a DC-Servo-motor System with Coulomb Friction", Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, vol. 110, December 1988.

- Nomura, H.; Hayashi, I; and Wakami, N., "A Learning Method of Fuzzy Inference Rules by Descend Method", IEEE International Conference on Fuzzy Systems, pp. 203-210, 1992.
- Nook Industries, Inc. www.nook.thomasregister.com/olc/nook/pf1.htm - Thomas publishing Company, 1999.
- Ogata, k., "Engenharia de Controle Moderno", Prentice Hall do Brasil Ltda. , 1993.
- Ogata, K; "Discrete-Time Control Systems"- Prentice Hall International Editions – 1995
- Pacific Scientific - 400 Series Brushless Servo Controller - Instruction Manual, October 1987 - IMEC corporation - A subsidiary of Pacific Scientific
- Pereira, M., "Desenvolvimento de uma Mesa de Retificação para a Usinagem de Sapatas Planas Circulares para Mancais Aerostáticos", Dissertação de Mestrado - UFSC - 1998.
- Pimentel D.; "Bancada de Ensaio para Acionamentos Eletromecânicos Fracionários Rotativos" - Dissertação de Mestrado - UFSC - 1996
- Pritschow, G., Junghans, G., "Controle de Sistema Aberto, um desafio ao futura da Industria de Máquinas", Setembro de 1996, pp 20-38.
- Pritschow, G.; Philipp, W. "Research on the Efficiency of Feedforward Controllers in M direct Drives". Anais do CIRP. Vol 41/1. 1992.
- Purquério, B. M., Porto, A. J. V., Jasinovicus, R. G., "O Torneamento de Ultraprecisão já é possível também no Brasil" - Máquinas e Metais, 1994, pp 106-114.
- Rao, G. S., Ro, P. I., "Submicrometer Control of a traction drive using state feedback and estimation ", Precision Engineering, 17, pp 124-130, 1995.

- Ro, P.I.; Hubbel, P.I., "Model Reference Adaptive Control of Dual-Mode Micro/Macro-dynamics of Ball Screws for Manometer Motion". *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*. Vol.115, March 1993.
- Ro, P.I.; Hubbel, P.I., "Nonlinear micro-dynamic behavior of a ball-screw driven precision slid system". *Precision Engineering*. Vol. 14. October 1992.
- Rubio, J. C., "Controladora Flexível Multi Eixo para Acionamento de Alta Dinâmica", *Dissertação de Mestrado - UFSC - 1992*.
- Santina1, M.S.; Stubberud A.R.; Hostetter, G.H., "Design Methods for Discrete-Time, Linear Time-Invariant Systems " - *The Control Handbook* - Editor William S. Levine - CRC Press /IEEE Press - 1996.
- Santina2, M.S.; Stubberud A.R.; Hostetter, G.H., "The Control Handbook "- *Sample-Rate Selection* - Editor William S. Levine - CRC Press /IEEE Press - 1996.
- Satoro, F., Yoshida, T., "Desenvolvimento de um CNC de Arquitetura Aberta com Especificação OSEC" - *Máquinas e Metais*, novembro de 1997, pp 18- 34.
- Schei, T. S., "Automatic Tuning of PID Controllers Based on Transfer Function Estimation", *Automatica*, Vol. 30, No.12, 1994.
- Schoeler, N.; Veiga, C. L. N.; Giágio, M. A., "Qualificação de máquinas-ferramenta e de máquinas de medir convencionais e CNC" , *LABMETRO-UFSC*, 1993.
- Schroeter, R. B.; "Usinagem de Ultraprecisão de Elementos Ópticos Transmissivos no Espectro Infravermelho" - *Tese de Doutorado - UFSC - 1997*.
- Slocum, A. H. . "Precision Machine Design". Prentice Hall, 1992.

- Smith, M. H.; Annaswamy, A. M.; Slocum, A. H., "Adaptive Control Strategies for a Precision Machine Tool Axis", Precision Engineering Vol. 17, pp. 192-206, 1995.
- Smith, S.T.; Chetwynd, D.G., "Foundations of Ultraprecision Mechanism Design", Gordon and Breach Science Publishers, 1994.
- Sogabe, M., "Otimizados, os Motores Lineares poderão dar muito maior velocidade à Usinagem", Máquinas e Metais, Março de 1996.
- Steinmetz, C. R., "Sub-micron Position Measurement and Control on Precision Machine Tools with Laser interferometry", Precision Engineering, 1990.
- Stoterau, R. L., "Comportamento Estático e Dinâmico de Luvas Aerostáticas Cilíndricas para Guias Lineares", Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Santa Catarina - 1992.
- Sugeno, Michio., "An introductory Survey of Fuzzy Control". Information Sciences, Vol. 36, pp. 59-83, 1985.
- Takahashi, K., Takayanagi, M., Yamada, I. Torp, S., "Design of Nonlinear Compensator for Positioning Control in a Mass Storage System". JSME International Journal. Vol.37, No.3, 1994.
- Taniguchi, N.; "The State of the art of Nanotechnology for Processing of Ultraprecision and Ultrafine Products", Precision Engineering, vol. 16, No. 1, January 1994.
- Tang, K.L., Mulholland, R.J., "Comparing Fuzzy Logical with Classical Controller Designs", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Vol. smc-17, No. 6, November/December 1987.

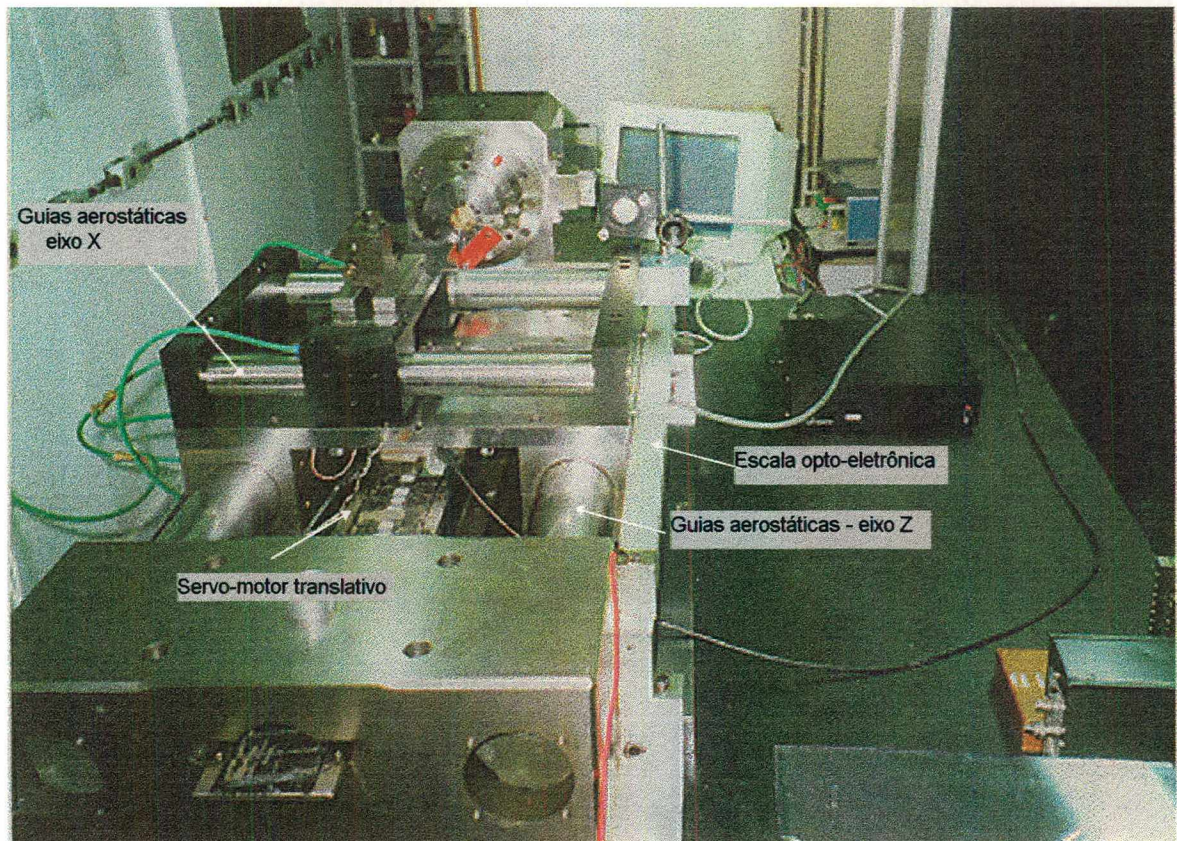
- Tatzel, J., "Untersuchung und Weiterentwicklung eines Zweiachsigen Positioniersystems für die Ultrapräzisionsbearbeitung", Trabalho de conclusão de curso de Engenharia, UFSC, 1999.
- Tavares, R. C., "Projeto de um Posicionador de Ultra-precisão para Aplicações em Micromecânica/microeletrônica" - Dissertação de Mestrado - UFSC - 1995.
- Townsend, M., "Air Bearing provide Stable Speed and Precise Positioning'- LASER Focus World , pp 115-119, Fevereiro de 1994.
- Ueda, K., Amano, Ogawa, K., Takamatsu, H., Sakuta, S., Muraí, S., Kobayasshi, A., "Machining High-Precision Mirrors using Newly Develop CNC Machine", Annals of the CIRP", Vol. 40/1 - 1991, pp 555-558
- Vásquez, J. A. R., "Desenvolvimento de um Posicionador de Ultra-Precisão". Dissertação submetida ao Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Santa Catarina, Agosto de 1994.
- Wang, X. "Experimental Research on the Linear Motor Micro-feed Devise with High-Frequency Response, Long Travel and High Accuracy". Anais do CIRP. Vol. 40/1. 1991.
- Weck, M., Bispink, T., "Examination of High Precision Slow-motion Feed-drive System for the sub-micrometer Range", Progress in Precisin Engineering Proceeding of the IPES6/UME6, 1991, Braunschweig, Germany.
- Weck, M., "Handbook of Machine Tools", Vol. 1, A Wiley-Heyden Publication, 1984
- Weingaertner, W. L., "Desenvolvimentos na Usinagem de Ultra-Precisão", Monografia - UFSC, 1992

- Yamazaki, K., "Há Vários Projetos de Controlador CNC de Arquitetura Aberta em andamento nos EUA", - Máquinas e Metais , - outubro de 1997, pp 46-69.
- Yang, J, Levine, W.S.; Dorf, R.C.; Bishop, R.H.; D'Azzo, J.J.; Houpis, C.H.; Åström, K.J., Hågglund, T.; Ogata, K.; Braatz, R.D.; Palmor, Z.J.; "The Control Handbook" - Design Methods - Editor William S. Levine - CRC Press/IEEE Press - 1996.
- Yasuhiko Dote; "Application of Modern Control Techniques to Motor Control". Proceedings of the IEEE, Vol 76, NO. 4, April 1988.
- Yonezawa', H.; Hirata, Y.; Sasai, H. "Positioning Table with High Accuracy and High Speed", Annals of the CIRP, vol. 39/1, 1990.
- Younkin, G. W., "Modeling Machine Tool Feed Servo Drives Using Simulation Techniques to Predict Performance", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 2, March/April 1991.
- Zadeh, L.A., "Making Computers think like People", IEEE Spectrum, August, 1984.

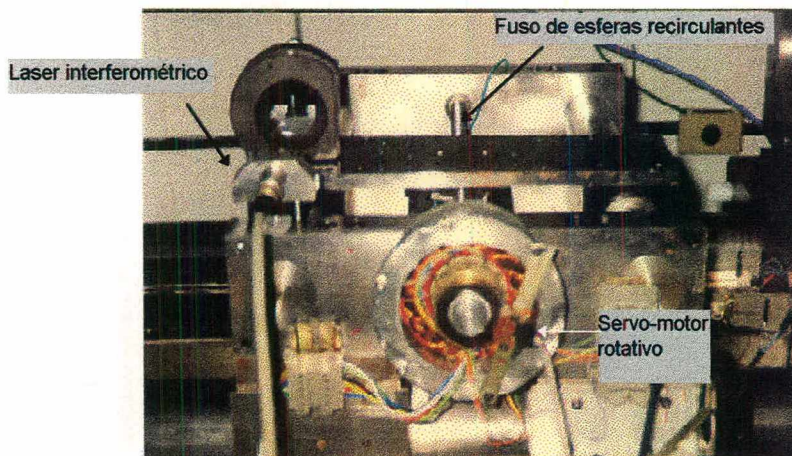
APÊNDICE A

A.1 - FOTOS DO SISTEMA DE POSICIONAMENTO

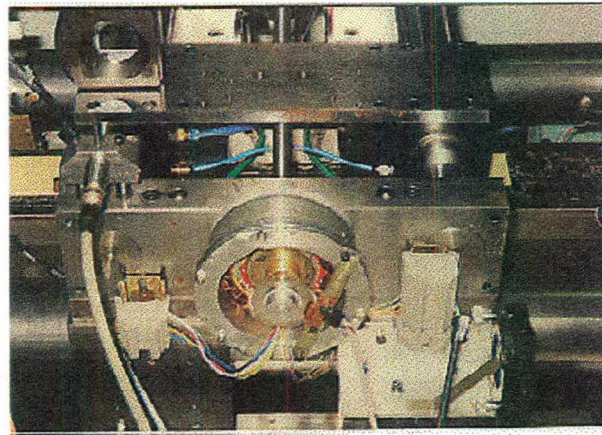
SISTEMA DE POSICIONAMENTO - EIXOS Z E X



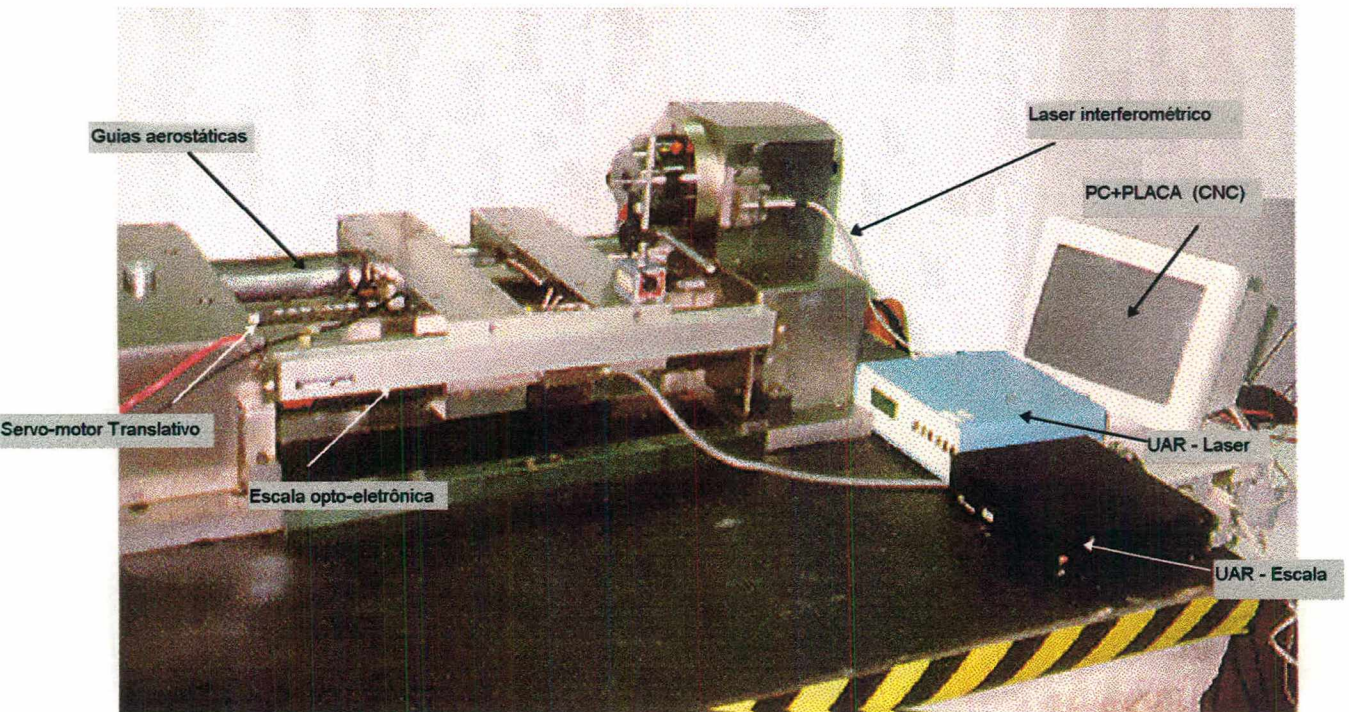
EIXO X (I)



EIXO X (II)



SISTEMA DE POSICIONAMENTO - EIXO Z



A.2 - DADOS TÉCNICOS DOS PRINCIPAIS COMPONENTES DE CADA EIXO**MOTOR TRANSLATIVO CC BL - ANORAD LC4**

PARÂMETROS	SÍMBOLO	VALOR	UNIDADE
RESISTÊNCIA DE ARMADURA	Ra	8	Ω
INDUTÂNCIA DE ARMADURA	La	22	mH
CONSTANTE DE FORÇA	Kf	53,38	N/A
CONSTANTE BACK EMF	Ke	39,37	V/m/s
MASSA DO CURSOR	Mn	4,53	kg
CONSTANTE DE TEMPO ELETRÔNICA	τ_e	2,75	ms
CORRENTE CONTÍNUA	Ic	5	A
CORRENTE DE PICO	Ip	10	A
FORÇA CONTÍNUA	Fc	266,89	N
FORÇA DE PICO	Fp	533,78	N
ATRAÇÃO MAGNÉTICA		2700	N

SERVO-CONVERSOR - INLAND MOTOR BLMS-06001-C/V

PARÂMETROS	SÍMBOLO	VALOR	UNIDADE
TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO	V	115	VAC
COMANDO DE VELOCIDADE		± 10	VDC
ENTRADA OPTO-ACOPLADA DE SINAL LÓGICO PARA ACIONAMENTO DO MOTOR.			
ENTRADA OPTO-ACOPLADA DE DIREÇÃO DE ROTAÇÃO DO MOTOR.			
SAÍDA DE SINAL LÓGICO QUE INDICA A SITUAÇÃO DE PERMISSÃO PARA ACIONAMENTO DO MOTOR.			
ENCODERS (A/B) PARA LEITURA E REALIMENTAÇÃO DE POSIÇÃO.			
SENSOR HALL DE POSIÇÃO PARA COMUTAÇÃO.			
SAÍDA TRIFÁSICA PARA O MOTOR			
CORRENTE DE SAÍDA PARA O MOTOR	I	PICO: 6 CONTÍNUA: 4	A
FAIXA DE FREQUENCIA DE OPERAÇÃO	F	ACIMA DE 5	kHz
TEMPERATURA DO AMBIENTE	T	10 a 40	$^{\circ}\text{C}$
PESO	P	30	pounds

SERVO-MOTOR ROTATIVO CC BL - INLAND MOTOR RBE 2100

PARÂMETROS	SÍMBOLO	VALOR	UNIDADE
RESISTÊNCIA DE ARMADURA	R _a	19,2	Ω
INDUTÂNCIA DE ARMADURA	L _a	28,0	mH
MÁXIMO TORQUE	T _P	3,1	Nm
CORRENTE DE PICO	I _P	4,8	A
CONSTANTE DE TORQUE	K _T	0,66	Nm / A
VELOCIDADE SEM CARGA		1420	RPM
CONSTANTE DE TENSÃO	K _B	68,74	V / kRPM
MÁXIMA POTÊNCIA CONTÍNUA		91,0	W
MÁXIMO TORQUE CONTÍNUO		0,84	Nm
MÁXIMA VELOCIDADE COM CARGA		1035,0	RPM
NUMERO DE FASES DO MOTOR	φ	3	

SISTEMA DE MEDIÇÃO LASER INTERFEROMÉTRICO - HWS/CSO HC250

PARÂMETROS	SÍMBOLO	VALOR	UNIDADE
FAIXA DE OPERAÇÃO		250	mm
RESOLUÇÃO		1,54	nm
COMPRIMENTO DE ONDA	λ	770 < λ < 790	nm
ESTABILIDADE DO FEIXE	Δλ ₀ / Δλ ₁	10 ⁻⁶	
POTÊNCIA EMITIDA	P	0,5	mw
VELOCIDADE MÁXIMA	V	12	m / min

ESCALA OPTO-ELETRÔNICA - HEIDENHAIN LID 311

PARÂMETROS	SÍMBOLO	VALOR	UNIDADE
FAIXA DE OPERAÇÃO		220 mm ± 1μm	mm
MARCA DE REFERÊNCIA		uma marca na extremidade da régua graduada	
CLASSE DE PRECISÃO		±1 / ±0,5 μm para uma escala de até 470/200 mm	μm
ACELERAÇÃO MÁXIMA PERMITIDA	A	(a) ≤ 8 m/s ² com passos de medição de 0,05 μm a 0,5 μm; (b) ≤ 50 m/s ² com passos de 1μm.	m/s ²
TEMPERATURA DE OPERAÇÃO	T	10 a 35	°C
PESO	P	LID 311: 0,3 ESCALA DE VIDRO : 0,5	kg
TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO	V	5V ± 5 % / 120 mA	V e mA
RESOLUÇÃO		10	μm
SINAIS DE SAÍDA		2 Sinais senoidais defasados de 90 ° e sinal de referência	μA

UNIDADE DE AUMENTO DE RESOLUÇÃO (UAR) - HEIDENHAIN EXE 650B

PARÂMETROS	SÍMBOLO	VALOR	UNIDADE
TEMPERATURA DE OPERAÇÃO	T	0 a 70	°C
TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO	V	5 V ± 5 %	V
POTÊNCIA CONSUMIDA	P	600	mW
INTERPOLAÇÃO		50 X	
SINAIS DE SAÍDA		<ul style="list-style-type: none"> • SINAIS INCREMENTAIS: 2 Sinais nível TTL U_{a1} , U_{a2} , juntamente com seus complementares $U_{a1/}$ e $U_{a2/}$, com frequência de 10 ou 8 MHz; • SINAL DE REFERÊNCIA; 	mA

UAR - HEIDENHAIN EXE 700

PARÂMETROS	SÍMBOLO	VALOR	UNIDADE
TEMPERATURA DE OPERAÇÃO	T	0 a 45	°C
PESO	P	3,4	kg
TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO	V	220	VAC
POTÊNCIA	P	20	VA
FREQUÊNCIA		≤15	kHz
INTERPOLAÇÃO		25 X	
SINAIS DE SAÍDA		<ul style="list-style-type: none"> • SINAIS INCREMENTAIS: 2 Sinais nível TTL U_{a1} , U_{a2} , juntamente com seus complementares $U_{a1/}$ e $U_{a2/}$, com frequência de 10 ou 8 MHz; • SINAL DE REFERÊNCIA; 	mA

ENCODER INCREMENTAL - HEIDENHAIN ROD 800

PARÂMETROS	SÍMBOLO	VALOR	UNIDADE
NÚMERO DE GRADUAÇÕES		25920	linhas / volta
RESOLUÇÃO		0,5" com interpolação de 25X da EXE 700 mais interpolação externa de 4X.	"
VELOCIDADE MÁXIMA		1000	RPM
MÁXIMA ACELERAÇÃO ANGULAR		$1,4 \times 10^5$	rad / s ²
PESO	P	3,3	kg
TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO	V	5 V \pm 5 %	V
SINAL DE SAÍDA		2 SINAIS SENOIDAIS I _{e1} e I _{e2} com valores aproximados de 11 μ A _{PP} ; 1 SINAL DE REFERÊNCIA com valor de 5 μ A _{PP} .	μ A _{PP}
PRECISÃO		Erro máximo de $\pm 1''$ para deslocamento de 360° ; $\pm 0,3''$ para um deslocamento de 5°; $\pm 0,1''$ para um deslocamento de 1°.	"

CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DO MÓDULO CNC - PMAC

1	capacidade de controlar até 4 eixos simultaneamente, sendo possível estender para 8 eixos;
2	aceita sinais de realimentação de posição em quadratura (proveniente de <i>encoder</i> , escala ou laser) até uma frequência de 10 MHz e utilizando uma porta paralela em conjunto com o módulo, é possível receber sinais de realimentação na forma paralela;
3	execução de programas de movimentação desenvolvido em código G (programas-peça);
4	execução de programas de monitoração do tipo PLC, para supervisão do posicionador. Os alarmes de fim de curso, falta de pressão nos mancais aerostáticos, falha no servo conversor ou algum outro tipo de alarme que for utilizado no posicionador, enviam sinais lógicos ao módulo CNC através de um programa de monitoramento é possível supervisionar e comunicar ao usuário

	possíveis falhas;
5	configuração das condições de operação do posicionador, ou seja, velocidade, aceleração, curso e erro máximos permitidos, fator de escala de cada eixo, número de eixos da máquina, etc., de acordo com as características de cada eixo do posicionador;
6	traçar gráficos de posição, velocidade, aceleração, erro de seguimento, etc., resultante da execução de um programa de movimentação;
7	processamento do algoritmo de controle de posição que embora tenha uma estrutura fixa, permite que o usuário configure a técnica de controle desejada dentro do limite permitido pelo algoritmo.

APÊNDICE B

B. CONFIGURAÇÃO DOS EIXOS Z E X

Para se colocar o posicionador em operação deve-se seguir os seguintes passos :

- 1 – Ligar estabilizador, chave geral do painel de controle, fonte de ± 12 volts e PC;
- 2 – Fornecer ar comprimido aos mancais. Pressão de 7 bar para o eixo Z e de 5 bar para o eixo X;
- 3 – Ligar o sistema de medição laser e o *encoder*, quando os mesmo estiverem sendo utilizados. A escala opto-eletrônica é ligada automaticamente quando o PC é energizado;
- 4 - Executar o programa pmac.exe no ambiente DOS (comando *p*)
- 5 - Criar o arquivo de variáveis de inicialização e carregá-lo na memória do CNC.
- 6 – Criar o programa de monitoração que gerencia os principais sinais do posicionador, carrega-lo na memória e habilita-lo.

O programa executivo pmac.exe possui o seu próprio editor de texto que poderá ser utilizado para criar os arquivos ou programas necessários para a inicialização e utilização do posicionador. A **figura B1** mostra a tela de edição de programa do software pmac.exe e a **figura B2** mostra o resultado gráfico de um ensaio de posicionamento.

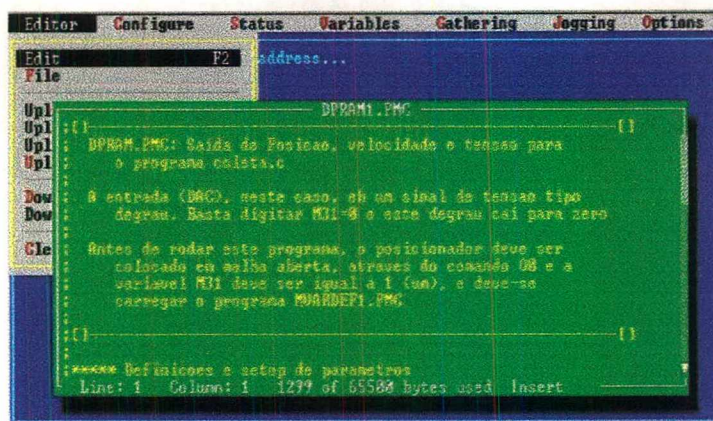


Figura B1 : Tela de Apresentação do Software PMAC

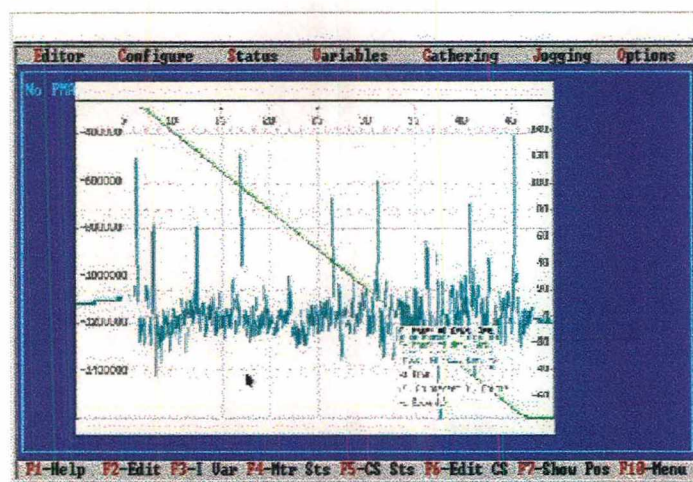


Figura B2 : Tela de Apresentação dos Ensaios de Movimentos

B.1 - Variáveis de Inicialização

A **figura B3** apresenta o menu para digitação das variáveis de inicialização. Estas variáveis devem ser calculadas segundo os requisitos do projeto (velocidade, aceleração e desaceleração máxima, erro máximo, fim de curso, etc.). Fazem parte destas variáveis os parâmetros do controlador, que também são calculados pelo usuário. As variáveis de inicialização de todos os eixos envolvidos são armazenadas em um único arquivo. O arquivo denominado VAROTICA.VAR contém as variáveis de inicialização para o caso em que se utiliza a realimentação através da escala no eixo Z e a realimentação através de encoder no eixo X. Através do comando *download file to pmac*, este arquivo é carregado na memória do CNC. Com isto, é feita toda a configuração dos eixos Z e X do posicionador. Quando se muda o sistema de medição

do eixo Z para laser interferométrico, mantendo no eixo X o encoder opto-eletrônico, é necessário recalcular algumas variáveis de inicialização, portanto, deve-se criar um outro arquivo, que no caso foi denominado VARLASER.VAR.

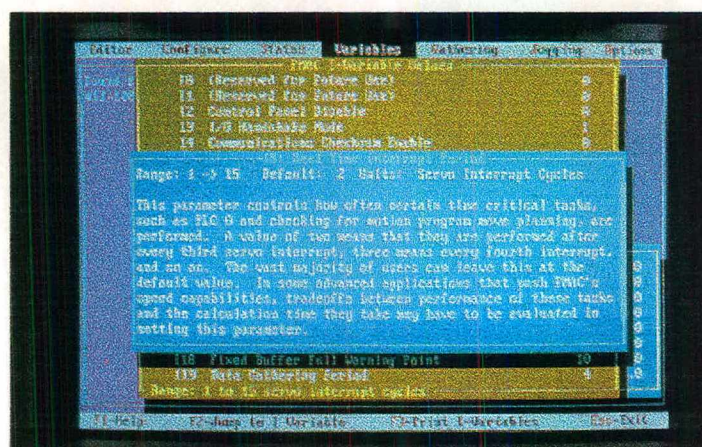


Figura B2 : Tela de Apresentação - Variáveis de Inicialização

B.2 - Arquivos de Monitoração

Os arquivos de monitoração são criados pelo usuário de acordo com as necessidades da planta. Os arquivos referentes ao eixo Z (motor 1) foram denominados PLC1.PLC e PLC2.PLC e os arquivos referentes ao eixo X (motor 3) foram denominados PLC3.PLC e PLC4.PLC. Tais arquivos são carregados na memória da PMAC utilizando o comando *download file to pmac*. Em seguida, basta habilitar o programa PLC1 (no caso do eixo Z), utilizando o comando *enable PLC1*. O programa *plc1* é rodado uma única vez e este monitora pressão do ar comprimido, emergência, falha no servo conversor e fins de curso. Se todos os sinais monitorados estiverem de acordo com o esperado o programa de monitoração irá habilitar o servo conversor e enviará uma mensagem para o operador avisando que o motor do eixo Z pode ser ligado. A **figura B3** mostra a tela que é apresentada quando se liga o motor do eixo Z.

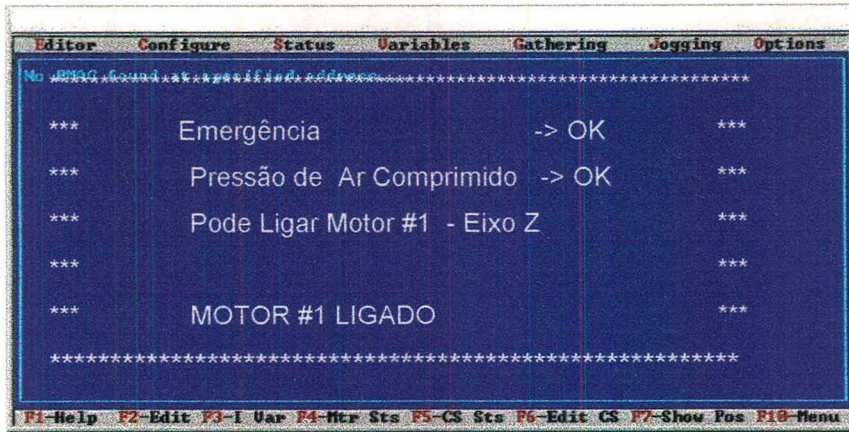


Figura B3 : Ligando o Motor #1

Assim que o motor é ligado, o programa plc1 habilita o programa plc2, que ficará rodando continuamente e verificando os itens de segurança do posicionador, tais como, pressão do ar comprimido, emergência, falha no servo conversor e fins de curso. O programa plc2 desliga o motor, através da desabilitação do servo conversor, se algum dos itens monitorados não estiverem de acordo com o esperado, e além disso, envia uma mensagem para a tela do computador avisando sobre o problema. Por exemplo, quando se atinge o fim de curso de segurança a seguinte mensagem aparece na tela :

“ATENÇÃO : FIM DE CURSO ATINGIDO - MOTOR FOI DESABILITADO”

O mesmo procedimento é empregado no eixo X, isto é, assim que o motor 3 é ligado, o programa plc3 habilita o programa plc4 que irá monitorar aquele eixo e irá desabilitar o motor 3 em caso de necessidade. Terminado estas etapas pode-se movimentar o eixo em malha aberta (através do comando O) ou em malha fechada (através do comando J). Ou então, pode-se executar programas de movimentação NC, criados pelo usuário.

No programa PLC1.PLC é configurado a escala métrica do eixo Z, e esta depende do sistema de medição utilizado. No caso em que se configura o eixo Z para a escala opto-eletrônica, a seguinte linha de comando fará parte da inicialização deste

programa :

CMD "#1->20000Z" ; Definição da unidade do eixo Z em milímetros

sendo que, o valor 20000 é o número de contagens que a escala opto-eletrônica fornece para a PMAC a cada deslocamento de 1 mm. Para se trabalhar com o laser, esta linha de comando muda para :

CMD "#1->10126,58Z" ; Definição da unidade do eixo Z em milímetros

No programa PLC3.PLC configura-se o eixo para o encoder. Portanto, esta linha de comando é :

CMD "#1->1296008,294X" ; Definição da unidade do eixo X em milímetros .

Uma vez carregado na memória do CNC o arquivo de inicialização (VAROTICA.VAR ou VARLASER.VAR) e os arquivos de monitoração (PLC1.PLC, PLC2,PLC, PLC3.PLC e PLC4.PLC), os mesmos devem ser salvos na memória do CNC, pois desta forma, toda vez que se ligar o PC e conseqüentemente o CNC, estes programas já estarão disponíveis para serem habilitados. A seguir é apresentado os programas PLC1 (programa 4) e PLC2 (programa 5), referentes ao eixo Z e os programas PLC3 (programa 6) e PLC4 (programa 7) referentes ao eixo X.

B.3 - Programas Utilizados

B.3.1 - Programa 4

```

*****
;***          PLC1 : Programa PLC de Inicialização          ***
;***          Eixo Z - Motor Linear - laser                ***
;***                                                    ***
*****
CLOSE
OPEN PLC 1
CLEAR
*****
; Inicialização
*****
CMD "undefine all"
ADDRESS #1          ; Seleciona o motor 1.
ADDRESS &1          ; Definição de sistema de coordenadas
CMD "#1->20000Z"    ; Definição de eixo Z
CMD "o0"            ; Zero0 Volt no DAC1. Eixo #1 em malha aberta.
P35 = 0             ; Flag indicador que motor está ou não ligado
*****
; As variáveis M permitem o acesso a importantes registros internos da PMAC,
; assim como também as entradas e saídas do sistema.
*****
CMD "M0->Y:$0,0,24,U" ; contador de SERVO CYCLE

;Registros associados ao Sistema de Medição do Motor #1.

CMD "M101->X:$C001,0,24,S" ; Contador de posição 24 Bit
CMD "M102->Y:$C003,8,16,S" ; 16 Bit DAC1 output

;Sinais de Entrada para supervisão

CMD "M120->X:$C000,20,1" ; status do HMFL (Home Flag)
CMD "M121->X:$C000,21,1" ; status do -LIM
CMD "M122->X:$C000,22,1" ; status do +LIM
CMD "M123->X:$C000,23,1" ; status do FAULT
CMD "M124->X:$C008,21,1" ; status do -FLIM (Fatal Limit)
CMD "M125->X:$C008,22,1" ; status do +FLIM (Fatal Limit)
CMD "M126->X:$C00C,23,1" ; status da PRESSÃO
CMD "M127->X:$C00C,20,1" ; status da EMERGÊNCIA
CMD "M129->X:$C008,23,1" ; status do MOTOR LIGADO

;Sinais de Saída para comando

CMD "M141->X:$C000,14,1" ; ENABLE (Habilita Driver)
CMD "M142->X:$C00C,14,1" ; LIGA MOTOR (Liga Motor. Comando Externo)

;Monitoração
CMD "M161->D:$0028" ; CP(n), Posição comandada (1)
CMD "M162->D:$002B" ; AP(n), Posição real (1)
CMD "M163->D:$080B" ; TP(n), Posição Alvo (1)
; Nota (1) : A unidade e' : 1/(1108*32) [cts]
CMD "M166->X:$0033" ; AV(n), Velocidade Real

```

; Unidade: 1/(1109*32) [cts/cyc]

; Supervisão geral de Inicialização

```

IF (M127=1) ; Supervisão do sinal EMERGÊNCIA.
  SEND " ATENÇÃO : EMERGÊNCIA acionada"
ELSE
  SEND " EMERGÊNCIA => Ok "
  IF (M126=0) ; Supervisão sinal PRESSÃO
    M142=0 ; Desliga Motor #1
    M141=0 ; Desabilita Driver #1
    SEND " PERIGO : Falta de PRESSÃO DE AR nos mancais"
  ELSE
    SEND " PRESSÃO DE AR => OK "
    SEND " "
    M141=1 ; Habilita driver #1
    M142=1
    SEND " Pode ligar o Motor - chave COMANDO MOTOR 1"
    SEND " "
    WHILE (M129 = 1)
      WAIT
    ENDWHILE
    IF (M123=0) ; Supervisão sinal FAULT #1
      SEND " PERIGO: falha no SERVO CONVERTOR"
    ELSE
      SEND " SERVO CONVERTOR => Ok"
      IF (M129=0) ; Verifica estado do motor
        SEND " ** MOTOR LIGADO ***"
        SEND " "
        P35 = 11
      ENDIF
    ENDIF
  ENDIF ; Fim da supervisão do sinal de FAULT#1
ENDIF ; Fim da supervisão da PRESSÃO
ENDIF ; Fim da supervisão do sinal de EMG CIA

DISABLE PLC1 ; Desabilita Programa PLC de inicialização
IF (P35 = 11) ; Se o motor estiver ligado habilite plc2
  ENABLE PLC2 ; Habilita Programa PLC de supervisão
ENDIF ; Permanente do sistema
P10=0 ; Flag p/ controlar definição de variáveis M

```

CLOSE

*****FIM*****

B.3.2 - Programa 5

```

*****
; ***      PLC2 : Programa PLC de monitoração das I/O PLC      ***
;*****
;
CLOSE
OPEN PLC 2
CLEAR

;
;      *** Pressão ***
IF (M126=0)                ;Supervisão sinal PRESSÃO
  M141=0                    ;ENABLE1/=OFF, Desabilita Driver #1
  send "PERIGO: Falta de PRESSÃO DE AR nos mancais"
ELSE
  M141=1                    ;ENABLE1/=ON, Habilita Driver #1
ENDIF

;
;      *** Driver ***
IF (M123=0)                ;Supervisão sinal FAULT1
  M141=0                    ;ENABLE1/=OFF, Desabilita Driver #1
  send "PERIGO: Driver 1 FAULT "
ELSE
  M141=1
ENDIF

;
;      *** +Lim ***
IF (M122=1)                ;Supervisão sinal -LIM1
  IF (P122=1)
    send "ATENÇÃO : Fim de Curso Atingido - Motor foi desabilitado"
    P122=0
  ENDIF
ELSE
  M141=1
  P122=1
ENDIF

;
;      *** -Lim ***
IF (M121=1)                ;Supervisão sinal +LIM1
  IF (P121 = 1)
    send "ATENÇÃO: Fim de Curso Atingido - Motor foi Desabilitado"
    P121=0
  ENDIF
ELSE
  M141=1
  P121=1
ENDIF
*****FIM*****

```



```

*****
; Supervisão Geral de Inicialização
*****
M302=0 ; zera a saída DAC 3
IF (M127=1) ; Supervisão sinal EMG CIA. Esta é feita
; primeiro, porque ela libera a alimentação
; da placa I/O PLC

SEND " ATENCAO: EMERGENCIA acionada e/ou Fonte de 12V desligada"
ELSE
SEND " EMERGENCIA => Ok "
IF (M126=0) ; Supervisão sinal PRESSÃO
M341=0 ; AENABLE/=OFF, Desabilita Driver #1
send " PERIGO: Falta de PRESSÃO DE AR nos mancais"
ELSE
send " PRESSÃO DE AR => OK "
send " "
M341=1 ; AENABLE=ON, Habilita driver #1
send " SERVO CONVERSOR HABILITADO "
send " "
send " Pode ligar o Motor => chave COMANDO MOTOR #3"
send " "
; IF (M323=0) ; Supervisão sinal FAULT #3
; send " PERIGO: falha no SERVO CONVERSOR"
; ELSE
; send " SERVO CONVERSOR => OK"
; ENDIF ; Fim da supervisão do sinal de FAULT#3
ENDIF ; Fim da supervisão da PRESSÃO
ENDIF ; Fim da supervisão da EMERGÊNCIA
DISABLE PLC3 ; Desabilita Programa PLC de inicialização

; IF (P35 = 11) ; Se o motor estiver ligado habilite plc2
ENABLE PLC4 ; Habilita Programa PLC de supervisão
; ENDIF

; permanente do sistema
P10=0 ; flag para controlar definição de variáveis M

CLOSE

```

*****FIM*****

B.3.4 - Programa 7

```

*****
*** PLC4 : Programa PLC de monitoração Eixo X ***
***
*****

CLOSE
OPEN PLC 4
CLEAR

;      *** Pressão ***

IF (M126=0)                ;Supervisão sinal PRESSÃO
  IF(P126=1)
    M314=0                ;ENABLE1/=OFF, Desabilita Driver #3
    send "PERIGO: Falta de PRESSAO DE AR nos mancais"
    P126=0
  ENDIF
ELSE
  M341=1
  P126=1                ;ENABLE1/=ON, Habilita Driver #3
ENDIF

;      *** Driver ***

IF (M323=0)                ;Supervisão sinal FAULT1
  M314=0                ;ENABLE1/=OFF, Desabilita Driver #3
  send "PERIGO: Driver 1 FAULT "
ELSE
  M314=1
ENDIF

;      *** +Lim ***

IF (M322=1)                ;Supervisão sinal -LIM3
  IF (P322=1)
    send "ATENÇÃO: Fim de Curso Atingido - Motor foi Desabilitado"
    M314=0
    P322=0
  ENDIF
ELSE
  M341=1
  P322=1
ENDIF

;      *** -Lim ***

IF (M321=1)                ;Supervisão sinal +LIM3
  IF (P321 = 1)
    send "ATENÇÃO: Fim de Curso Atingido - Motor foi Desabilitado"
    M314=0
    P321=0
  ENDIF
ELSE
  M314=1
  P321=1

```

ENDIF

```
IF (M127=1) ;Supervisão sinal EMERGÊNCIA
  IF (P127=1)
    send " Chave de EMERGÊNCIA Ligada e/ou Fonte de 12 V Desligada"
    M314=0
    P127=0
  ENDIF
  ELSE
    M314=1
    P127=1
  ENDIF
```

*** Motor Ligado ***

```
IF (M120=1) ;Supervisão sinal motor ligado
  IF (P120 =1)
    send "ATENÇÃO: Motor Desligado"
  P120=0
  ENDIF
  ELSE
    P120=1
  ENDIF
```

*****FIM*****

APÊNDICE C

C. PONTO DE REFERÊNCIA DOS EIXOS

os programas abaixo permitem que se encontre o ponto de referência através da chave de fim de curso e do sinal de referência da escala (programa C.1) ou do *encoder* (programa C.2).

Tais programas rodam no ambiente pmac, e é necessário que se digite os seguintes comandos :

b# (número do programa)

r

C.1 - Programas Utilizados

C.1.1 - Programa 1

```

: *****
:
: ****      Programa de procura pelo ponto de referência - Eixo X      ****
: ****                                           ****
: *****
:

```

```

CLOSE
OPEN PROG 1      ; Abre buffer p/ programa de movimentação
CLEAR            ; e limpa o buffer
I123=3.3         ; Vel 10 cts/ms
I902=2           ; Captura na borda de subida do flag
I903=1           ; o flag , o -LIM (lado positivo)
I126=0           ; offset do home
I125=$02C008    ; desativa a função dos limite(DAC3)
HOME1
I126=0
I125=$C008      ; reativa a função dos limites
I123=-1.1
I902=1
HOME1
CLOSE           ; fecha o buffer de programa

```


C.1.2 - Programa 2

```
*****  
; **** Programa de procura pelo ponto de referência - Eixo X ****  
; ****  
; ****  
*****
```

```
CLOSE  
OPEN PROG 2 ; Abre buffer p/ programa de movimentação  
CLEAR ; e limpa o buffer  
I323=54 ; Vel 10 cts/ms  
I912=2 ; Captura na borda de subida do flag  
I913=1 ; o flag , o -LIM (lado positivo)  
I326=0 ; offset do home  
I325=$02C008 ; desativa a função dos limite(DAC3)  
HOME3  
I326=0  
I325=$C008 ; reativa a função dos limites  
I323=-27  
I912=1  
HOME3  
CLOSE ; fecha o buffer de programa
```

APÊNDICE D

D. TRANSMISSÃO DE DADOS ENTRE CNC E PC UTILIZANDO A DPRAM

A transmissão de dados entre o CNC e o PC é realizada através de uma memória DPRAM. A DPRAM utilizada possui 4Kbytes de memória e a partir do momento em que é conectada ao barramento do PC e instalada através do software pmac.exe, esta pode ser considerada como sendo uma memória extra do CNC, que ocupa o endereço fixo entre \$D200 até \$D7FF. Para que a mesma seja configurada é necessário escolher uma área de memória de 4 kbytes disponível no PC. No caso em questão foi escolhida a área de memória entre \$DC00 e \$DFFF. Em seguida, executa-se o seguintes comandos :

```
WX:$786,$0000D, $000C3
```

```
SAVE
```

```
$$$
```

Através destes comandos, a DPRAM é configurada no endereço \$DC00 do PC, em seguida esta configuração é salva na memória EEPROM do CNC e por último, o sistema é inicializado.

Supondo que se queira transferir a posição do eixo comandado pelo motor #1 para a memória do PC. Os seguintes comandos devem ser executados :

1) Definir uma variável que ocupe uma posição na área de memória ocupada pela DPRAM, por exemplo :

```
M131 → DP : $D200
```

2) Enviar o valor da posição para esta variável

M131 ← posição

Com estes dois comandos, o valor da posição é enviado para a DPRAM, conseqüentemente, este valor também será enviado para a posição \$DC00 do PC. Feito isto, é necessário desenvolver um programa, que no caso foi desenvolvido na linguagem C++, para pegar este dado na posição \$DC00 do PC e armazená-los em um arquivo.

O programa 1 apresentado a seguir foi desenvolvido para enviar os dados referentes à posição, velocidade e tensão de comando do motor, para a DPRAM e conseqüentemente para a memória do PC. O programa 2, desenvolvido em C++, coleta os dados de posição, velocidade, tensão e tempo, enviados pela PMAC através da DPRAM, e os armazena em um arquivo. O programa 3 envia dados referentes à posição, velocidade e tensão de comando do motor 3 (eixo X), para a DPRAM. O mesmo programa em C++ é usado para armazenar tais dados.

D.1 - Programas Utilizados

D.1.1 - Programa 1

```

*****
;**** DPRAM1.PLC: Saída de Posição, velocidade, tempo e tensão para o          ****
;**** programa coleta2.cpp(exe)                                             ****
;**** A entrada (tensão - DAC), neste caso, são sinais de tensão tipo pulso. ****
*****
;Definições e setup de parâmetros. São utilizadas as variáveis M definidas em MVARDEF.PMC
;
M166->X:$0033,0,24,S           ; Velocidade real motor #1
M162->D:$002B                  ; Posição motor #1
M102->Y:$C003,8,16,S          ; Saída tensão motor #1
M131->DP:$D200                 ; Posição na DPRAM
M132->DP:$D201                 ; Tensão na DPRAM
M133->DP:$D202                 ; Tempo
M134->DP:$D203                 ; Velocidade na DPRAM
M31=1                          ; Largura do pulso de tensão

; *****Corpo do programa PLC*****
CLOSE
OPEN PLC 0
CLEAR
  CMD "#1J/"                    ; seleciona motor #1 e coloca em malha fechada
  CMD "#1J=0"                   ; envia eixo para posição zero
  CMD "O0"                      ; coloca em malha aberta
  M31= 0                        ; contador
  M35=M0                        ; inicializa contagem de tempo
  WHILE (M31<20000)
    M133 = M0 - M35             ; instante de tempo
    I129=800                   ; tensão de referência
    M131=M162/(I108*32)        ; posição
    M132=M102                  ; tensão enviada
    M134=M166                  ; velocidade
    M31=M31 + 1
  ENDWHILE
  M32=0
  WHILE (M32<20000)
    M133=M0 - M35
    I129=-800
    M131=M162/(I108*32)
    M132=M102
    M134=M166
    M32=M32+1
  ENDWHILE
CLOSE
*****FIM*****

```

D.1.2 - Programa 2

```

*****

```



```
**** Este programa coleta dados da PMAC através da DPRAM e os armazena ****
**** em um arquivo. A DPRAM é configurada para ocupar o endereço $DC00 ****
**** do PC. Este programa deve ser rodado após habilitar o programa ****
**** DPRAM.PLC. ****
```

```
*****/
```

```
#include <math.h>
#include <stdio.h>
#include <iostream.h>
#include <dos.h>
#include <conio.h>
#include <process.h>
#include <stdlib.h>
```

```
main()
{
```

```
    int contagem,hi_word,religio1,DAC,veloc1;
    unsigned lo_word,religio2,aux,veloc2;
    long posição,religio,velocidade;
    float tempo,veloc;
```

```
/******Abrindo um arquivo para armazenar dados *****/
```

```
    FILE *fp;
    char filename[40];
```

```
    /* Recebe o nome do arquivo e o modo*/
```

```
    puts("\nDigite um nome de arquivo e sua extensão : ");
    gets(filename);
    if ((fp = fopen(filename, "w")) == NULL)
    {
        fprintf(stderr, "Erro ao abrir o Arquivo %s.", filename);
        exit(1);
    }
```

```
/*      FILE *fp;
```

```
    if ((fp = fopen("\\dat.dat", "w+")) == NULL)
    {
        fprintf(stderr, "Erro ao abrir o Arquivo %s.");
        exit(1);
    }*/
```

```
/*arquivo foi aberto*/
```

```
/****** Inicializacao do relógio *****/
```

```
    religio2=peek(0xdc00,0x808); // posição D202 na DPRAM
    religio1=peek(0xdc00,0x80A);
    religio=(religio1*65536 + religio2);
    aux=religio;
```

```
/****** Coleta de dados na pmac *****/
```

```
    for (contagem = 0;contagem <= 5000;) {
        religio2=peek(0xdc00,0x808); // posição D202
        religio1=peek(0xdc00,0x80A);
        religio=(religio1*65536 + religio2);
```

```
tempo = (relogio - aux)*0.00011068; //servo freq= 0,11068 ms

/* tempo = é o instante de tempo em que cada amostra é coletada*/

lo_word=peek( 0xdc00,0x0800 ); // correspondente
hi_word=peek( 0xdc00,0x0802 ); // a posição D200
posição = (hi_word*65536 + lo_word);

/* posição = é a posição medida do carro do posicionador*/

DAC = peek(0xdc00,0x0804); //posição D201

/*DAC = é o valor de tensão (em hexa) aplicado no motor*/

/*
veloc2=peek(0xdc00,0x80C); //posição D203
veloc1=peek(0xdc00,0x80E);
veloc = (veloc1*65536 + veloc2); // em cts/ciclo
velocidade = (((veloc/3072)/0.00011068)); // em cts/seg
*/

delay(1); /* faz tempo do programa mais lento que PLC*/

/***** Arquivando os dados *****/

fprintf(fp, "\n%f %d %ld", tempo, DAC, posição);

    contagem = contagem + 1;
}
fclose(fp);
return 0;
}

/***** FIM *****/
```

D.1.3 - Programa 3

```

*****
;*** DPRAM3.PMC: Saída de Posição e tensão para programa coleta.c      ***
;*** para o eixo X                                                         ***
*****

;***** Definições e setup de parâmetros*****
; São utilizadas as variáveis M definidas em MVARDEF.PMC
;
M366->X:$00AB,0,24,S           ; Velocidade real AV(n) motor #3
M362->D:$00A3                 ; Posição motor 3
M302->Y:$C00B,8,16,S         ; Saída 16 Bit DAC3
M331->DP:$D200                ; Posição na DPRAM
M332->DP:$D201
M333->DP:$D202
M334->DP:$D203
M335->DP:$D204
M31=1                         ; Flag para ativação manual da saída
P11=1                         ; Constante de proporcionalidade

;***** Corpo do programa PLC

CLOSE
OPEN PLC 21
CLEAR

; M131=M162/(I108*32)
; M132=M102
COMMAND "#1J/"                ; Posiciona o motor em zero
COMMAND "#1J=0"               ; e depois
COMMAND "#1o0"                ; coloca em malha aberta

M31= 0
M35=M0
  WHILE (M31<2000)
    M333 = M0 - M35
    I329=300
    M331=M362/(I308*32)
    M332=M302
    M334=M366
    M31=M31 + 1
  ENDWHILE
  M32=0
  WHILE (M32<2000)
    M333=M0 - M35
    I329=-300
    M331=M362/(I308*32)
    M332=M302
    M334=M366
    M32=M32+1
  ENDWHILE
M31=0
  WHILE (M31<1000)
    M333=M0 - M35
    I329=500

```

```
M331=M362/(1308*32)
M332=M302
M334=M366
M31=M31+1
ENDWHILE
M32=0
WHILE (M32<1000)
  M333=M0 - M35
  I329=-500
  M331=M362/(1308*32)
  M332=M302
  M334=M366
  M32=M32+1
ENDWHILE
CLOSE
```

/*****FIM*****/

APÊNDICE E

E. MÉTODO DOS MINIMOS QUADRADOS

Considere o processo físico caracterizado por uma entrada, $u(t)$, e uma saída, $y(t)$, representada pela seguinte equação :

$$y(k) = \sum_{i=1}^{Na} a_i y(k-i) + \sum_{i=0}^{Nb} b_i u(k-i) \quad \text{eq.(e.1)}$$

ou, de forma expandida,

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) - \dots - a_{na} y(k-na) + b_0 u(k-1) + b_1 u(k-2) + \dots + b_{nb} u(k-nb) \quad \text{eq.(e.2)}$$

Em forma matricial, estas equações são expressas como :

$$Y = X\Theta \quad \text{eq.(e.3)}$$

onde,

$$Y = [y(k) \quad y(k+1) \quad \dots \quad y(k+N)]^T$$

$$X = \begin{bmatrix} -y(k-1) & -y(k-2) & \dots & -y(k-na) & u(k-1) & \dots & u(k-1-nb) \\ -y(k) & -y(k-1) & \dots & -y(k+1-na) & u(k) & \dots & u(k-nb) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -y(k-1) & -y(k-2) & \dots & -y(k-na) & u(k-1) & \dots & u(k-1-nb) \end{bmatrix}$$

$$\Theta = [a_1 a_2 \dots a_{na} b_0 b_1 \dots b_{nb}]^T$$

O vetor de saída estimado, \hat{Y} , pode ser obtido através do vetor de parâmetros estimados, $\hat{\Theta}$, de acordo com a seguinte equação :

$$\hat{Y} = X \hat{\Theta} \quad \text{eq.(e.4)}$$

O vetor de erro de predição, η , que é o erro entre a saída medida (Y) e a saída estimada, \hat{Y} , é dado por :

$$\eta = Y - \hat{Y} = Y - X \hat{\Theta} \quad \text{eq.(e.5)}$$

A figura E.1 ilustra o procedimento para a obtenção do erro de predição.

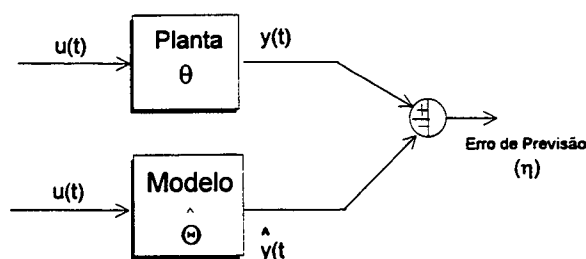


Figura E.1 : Erro de Predição

O valor de $\hat{\Theta}$ que minimiza a função quadrática J é determinado usando a condição necessária para se obter uma J mínima, isto é,

$$\frac{dJ}{d\hat{\Theta}} = 0 \quad \text{eq.(e.6)}$$

onde, a função quadrática J é a soma dos quadrados dos erros de predição, que em forma matricial, é dada por :

$$J = \eta \eta^T \quad \text{eq.(e.7)}$$

Da operação de derivada (eq. (e.6)) resulta que :

$$\hat{\Theta} = (X^T X)^{-1} X^T Y \quad \text{eq.(e.8)}$$

O vetor de estimação dos parâmetros $\hat{\Theta}$ pode ser obtido desde que $(X^T X)$ seja não

singular e portanto, a sua inversa exista (o que ocorrerá sempre que o sistema for persistentemente excitado porque, neste caso, não aparecerão linhas comuns na matriz X). Baseado nisto, conclui-se que o sinal de excitação do sistema a ser identificado deve ser cuidadosamente escolhido, por exemplo, sinais do tipo degrau faz com que o produto $X^T X$ seja singular, e portanto, não é possível calcular os parâmetros do modelo.

Na prática, frequentemente, o sistema sofre influência de perturbações estocásticas. Neste caso, tais perturbações devem ser consideradas. Supondo que $v(k)$ seja uma perturbação estocástica que interfere no sistema que se quer identificar, tem-se que, a expressão equivalente para a equação c.4 é :

$$\hat{Y} = X \hat{\Theta} + V \quad \text{eq.(e.9)}$$

sendo

$$V = [v(k) \quad v(k+1) \quad \dots \quad v(k+N)]^T$$

Seguindo o mesmo procedimento conclui-se que, o vetor de estimação de parâmetros será dado por :

$$\hat{\Theta} = \Theta + (X^T X)^{-1} X^T V \quad \text{eq.(e.10)}$$

Analisando a equação acima conclui-se que a estimação por mínimos quadrados será tendenciosa (*biased*) com desvio dado por $E\{(X^T X)^{-1} X^T V\}$ (onde $E\{.\}$ significa valor esperado).

Se $v(k)$ é uma sequência de média zero e não correlacionado com X (ou seja, com os sinais medidos), pode ser mostrado ([Eykhoff, 1974], [Goodwin et al, 1977] e [Ljung, 1996]) que o valor esperado acima será nulo e portanto a estimação será não tendenciosa.

No método dos mínimos quadrados supõe-se que $v(k)$ seja não correlacionado e tenha

média zero, portanto, se o método for empregado em sistemas cujo ruído não apresentem tais características, os parâmetros estimados não serão verdadeiros.

Em determinadas situações, o ruído presente na medidas não terá média zero. Por isso, técnicas modificadas dos mínimos quadrados vem eliminar tal condicionamento. Algumas variações deste método são os métodos das variáveis instrumentais e dos mínimos quadrados generalizados.