

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

ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA UMA ESTAÇÃO DE RASTREAMENTO A LASER

Fernando Garcia Santoro, Eng. Mecânico, M.Sc.

Orientador: Prof. Eduardo Morgado Belo, Eng. Mec. M.Sc., Ph.D.



Tese apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Mecânica

São Carlos
- 1999 -

Class. TESE-EESC

Cutt. 5187.1

Tombo 0060/99

311 00006800

51/5 1049056

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

S237e

Santoró, Fernando Garcia

Estudo de estratégias de controle para uma estação
de rastreamento a laser / Fernando Garcia Santoro. --
São Carlos, 1999.

Tese (Doutorado) -- Escola de Engenharia de São
Carlos-Universidade de São Paulo, 1999.

Área: Engenharia Mecânica.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Morgado Belo.

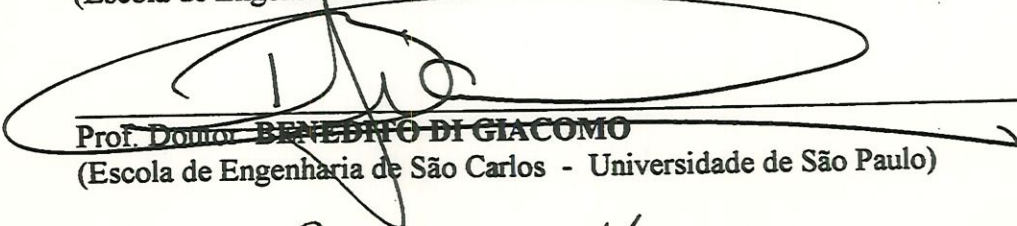
1. Sistema de rastreamento a laser. 2. Controle
neural. 3. Controle difuso. 4. Atribuição da auto-
estrutura. 5. Controle digital. I. Título.

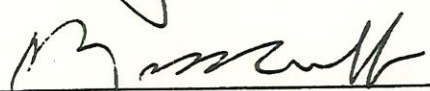
FOLHA DE APROVAÇÃO

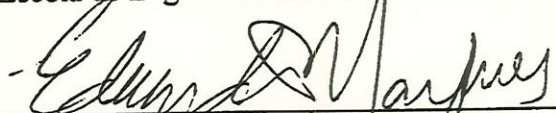
Candidato: Engenheiro **FERNANDO GARCIA SANTORO**

Tese defendida e aprovada em 29.03.1999
pela Comissão Julgadora:

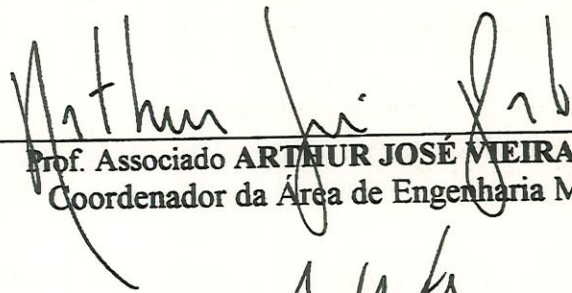

Prof. Doutor **EDUARDO MORGADO BELO** (Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)

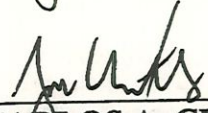

Prof. Doutor **BENEDITO DI GIACOMO**
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)


Prof. Titular **ROSALVO TIAGO RUFFINO**
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)


Prof. Doutor **EDUARDO MARQUES**
(Instituto de Ciências Matemáticas e Computação - Universidade de São Paulo)


Prof. Doutor **AGENOR DE TOLEDO FLEURY**
(IPT - SÃO PAULO)


Prof. Associado **ARTHUR JOSÉ VIEIRA PORTO**
Coordenador da Área de Engenharia Mecânica


JOSE CARLOS A. CINTRA
Presidente da Comissão de Pós-Graduação

“As the complexity rises, precise statements
lose meaning and meaningful statements
lose precision”

Lotfi Zadeh

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Eduardo Morgado Belo, pela orientação e amizade durante todos estes anos.

Ao Prof. Dr. Benedito Di Giacomo, pelas discussões sobre sistemas de rastreamento a laser, modelagem e tudo mais.

Ao amigo Juan Carlos Campos Rubio, pelas discussões sobre implementação de sistemas de controle e pelo apoio no desenvolvimento dos circuitos eletrônicos.

Ao Prof. Dr. Flávio Donizeti Marques, pelas discussões sobre redes neurais.

Ao Prof. Dr. Eduardo Marques, pelo interesse incondicional ao término deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Álvaro José Abackerli pelas discussões sobre modelagem cinemática e célula de quadrantes.

A Prof^ª. Dra. Vilma Alves de Oliveira pelo empréstimo da placa AT-MIO-16E-10.

Ao Prof. Dr. Fernando Martini Catalano pelo incentivo em permanecer na área acadêmica.

Aos professores das disciplinas realizadas no doutorado, em particular o Prof. Dr. Jorge Achcar (planejamento de experimentos) e Prof^ª. Roseli Francelim Romero (redes neurais artificiais).

Aos amigos do Laboratório de Metrologia, Prof.Dr. Mário F. Mucheroni, Roberto, Antonio Almeida, Aguinaldo, Alessandro, Alexandre, Marcello, Cláudio, Renata, Luis Neves, Wagner, Fabrício, Rosenda, Rosana, Roxana e Denise.

Aos amigos da Mecânica, Jaime, Luciana, Helder, Renatão, Pagoto e Kelen.

Aos amigos corredores, Hélio, Daniel, Lino, Oswaldo (Bacalhau), Luis Fios, Eduardo, Paulinho, Pedrinho e Fábio.

Ao Luís Carlos Bruno e Marcelo pela fabricação dos diversos elementos constituintes da estação de rastreamento.

Ao amigo José Paulo pela amizade.

À CAPES, pela bolsa concedida.

À FAPESP, pelo financiamento de diversos componentes utilizados no projeto.

ESTUDO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA UMA ESTAÇÃO DE RASTREAMENTO A LASER

SUMÁRIO

LISTA DE SÍMBOLOS.....	iii
LISTA DE FIGURAS.....	ix
LISTA DE TABELAS.....	xiv
RESUMO.....	xv
ABSTRACT.....	xvi
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO.....	1
1.1 – OBJETIVOS DESTES TRABALHOS.....	3
1.2 – A ORGANIZAÇÃO DA TESE.....	4
CAPÍTULO 2 – REVISÃO DA LITERATURA.....	6
2.1 – AVANÇOS E ALTERNATIVAS EM SISTEMAS “SCANNERS”.....	6
2.2 – AVANÇOS E ALTERNATIVAS EM TÉCNICAS DE SÍNTESE DE SISTEMAS DE CONTROLE.....	26
CAPÍTULO 3 – TEORIAS DE SÍNTESE DE SISTEMAS DE CONTROLE.....	40
3.1 – ATRIBUIÇÃO DA AUTO-ESTRUTURA COMPLETA.....	40
3.1.1 – A AUTO-ESTRUTURA NA RESPOSTA DE SISTEMAS DINÂMICOS.....	41
3.1.2 – O SISTEMA DE CONTROLE COM REALIMENTAÇÃO DE SAÍDA.....	44
3.1.3 – ESCOLHA DO MELHOR CONJUNTO DE AUTOVETORES.....	47
3.2 – REDES NEURAIS ARTIFICIAIS.....	51
3.2.1 – O ALGORITMO “BACK-PROPAGATION”.....	52
3.2.2 – OTIMIZAÇÃO DO PROCESSO DE TREINAMENTO.....	58
3.2.3 – O CONTROLE NEURAL.....	58
3.3 – LÓGICA DIFUSA.....	61

CAPÍTULO 4 – A PROPOSTA DESTE TRABALHO	67
4.1 – A ESTAÇÃO DE RASTREAMENTO A LASER.....	67
4.2 – OS SISTEMAS DE CONTROLE.....	70
CAPÍTULO 5 – MODELAGEM MATEMÁTICA E DESCRIÇÃO FÍSICA DA ESTAÇÃO DE RASTREAMENTO A LASER	76
5.1 – AS EQUAÇÕES CINEMÁTICAS PARA A ESTAÇÃO IDEAL.....	77
5.2 – AS EQUAÇÕES GERAIS.....	96
5.3 – O MODELO MATEMÁTICO LINEAR.....	101
5.4 – AS EQUAÇÕES CINEMÁTICAS PARA A ESTAÇÃO COM IMPERFEIÇÕES GEOMÉTRICAS.....	102
5.5 – DESCRIÇÃO FÍSICA DA ESTAÇÃO DE RASTREAMENTO.....	110
CAPÍTULO 6 – SIMULAÇÕES NUMÉRICAS E TESTES EXPERIMENTAIS: RESULTADOS E DISCUSSÕES	122
6.1 – SIMULAÇÕES NUMÉRICAS.....	118
6.2 – EXPERIMENTOS.....	159
CAPÍTULO 7 – CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	182
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	187
APÊNDICE A – MODELAGEM CINEMÁTICA DA ESTAÇÃO DE RASTREAMENTO A LASER	201
APÊNDICE B – FOLHAS DE DADOS DE ALGUNS DOS COMPONENTES DA ESTAÇÃO DE RASTREAMENTO A LASER	207

LISTA DE SÍMBOLOS

Escalares:

n	número de variáveis de estado da planta
m	número de entradas de controle da planta
r	número de saídas medidas da planta
λ	autovalor da matriz A
λ_k	k -ésimo autovalor da matriz A
λ_{rk}	k -ésimo autovalor real da matriz A
λ_{ik}	k -ésimo autovalor imaginário da matriz A
α_n	parâmetro da equação característica (equação (3.3))
t	tempo
n	número da iteração no processo de treinamento
$\theta_k^{(1)}$	k -ésimo peso da camada intermediária referente à entrada fixa 1
$\theta_j^{(2)}$	j -ésimo peso da camada de saída referente à entrada fixa 1
e_j	erro para o j -ésimo neurônio da camada de saída
d_j	resposta desejada do j -ésimo neurônio da camada de saída
E	valor instantâneo da soma do quadrado dos erros de uma rede neural
$v_k^{(1)}$	entrada ponderada do k -ésimo neurônio da camada intermediária
$v_j^{(2)}$	entrada ponderada do j -ésimo neurônio da camada de saída
$w_{ki}^{(1)}$	i -ésimo peso do k -ésimo neurônio da camada intermediária
$w_{jk}^{(2)}$	k -ésimo peso do j -ésimo neurônio da camada de saída
$y_k^{(1)}$	resposta do k -ésimo neurônio da camada intermediária
$y_j^{(2)}$	resposta do j -ésimo neurônio da camada de saída
$\Delta w_{jk}^{(2)}$	incremento do k -ésimo peso do j -ésimo neurônio da camada de saída
$\Delta w_{ki}^{(1)}$	incremento do i -ésimo peso do k -ésimo neurônio da camada intermediária
η	taxa de aprendizagem do algoritmo "back-propagation"
α	coeficiente de "momentum"
μ	coeficiente do algoritmo de Levenberg-Marquardt
$u_{1,2}$	entrada de controle para os motores de rastreamento 1 e 2

$e_{1,2}^k$	entrada de erro de rastreamento para o regulador “self-learning” no tempo discreto k
$\hat{e}_{1,2}^k$	saída do emulador no tempo discreto k
θ_1	ângulo de rotação do motor 1 da estação de rastreamento
θ_2	ângulo de rotação do motor 2 da estação de rastreamento
$\theta_{1,2i}$	perturbação nas condições iniciais dos eixos dos espelhos 1 e 2
Deslx	translação arbitrária do espelho 2 na direção x
Desly	translação arbitrária do espelho 2 na direção y
Deslz	translação arbitrária do espelho 2 na direção z
Afastx	translação arbitrária do retro-refletor na direção X_0
Afasty	translação arbitrária do retro-refletor na direção Y_0
Afastz	translação arbitrária do retro-refletor na direção Z_0
β	orientação arbitrária do retro-refletor na direção y_1
γ	orientação arbitrária do retro-refletor na direção z_2
Adivy	translação arbitrária do divisor de feixes na direção Y_0
Df	orientação do divisor de feixes (definida como -135°)
Alx	translação arbitrária da célula de quadrantes na direção X_0
Aly	translação arbitrária da célula de quadrantes na direção Y_0
Alz	translação arbitrária da célula de quadrantes na direção Z_0
e_x^0	coordenada absoluta do feixe laser sobre a célula na direção x
e_y^0	coordenada absoluta do feixe laser sobre a célula na direção y
e_x	coordenada relativa do feixe laser sobre a célula na direção x ($e_x = e_2$)
e_y	coordenada relativa do feixe laser sobre a célula na direção y ($e_y = e_1$)
<i>erro</i>	entrada de erro de rastreamento para o controle difuso
$\Delta erro$	entrada de variação de erro de rastreamento para o controle difuso
Ptoesp1	ponto arbitrário definido para o espelho 1
Ver1esp1	versor arbitrário 1 definido para o espelho 1
Ver2esp1	versor arbitrário 2 definido para o espelho 1
Ptofx1	ponto arbitrário para definição do feixe 1
Ver1fx1	versor arbitrário para definição do feixe 1
Ptoesp2	ponto arbitrário definido para o espelho 2
Ver1esp2	versor arbitrário 1 definido para o espelho 2

Ver2esp2	versor arbitrário 2 definido para o espelho 2
Ptofx2	ponto arbitrário para definição do feixe 2 (Figura 5.1)
Ver1fx2	versor arbitrário para definição do feixe 2
Ptoplano1	ponto arbitrário definido para o plano 1 do retro-refletor
Ver1plano1	versor arbitrário 1 definido para o plano 1 do retro-refletor
Ver2plano1	versor arbitrário 2 definido para o plano 1 do retro-refletor
Ptofx3	ponto arbitrário para definição do feixe refletido do plano 1
Ver1fx3	versor arbitrário para definição do feixe refletido do plano 1
Ptoplano2	ponto arbitrário definido para o plano 2 do retro-refletor
Ver1plano2	versor arbitrário 1 definido para o plano 2 do retro-refletor
Ver2plano2	versor arbitrário 2 definido para o plano 2 do retro-refletor
Pintersec1	ponto para definição do feixe refletido do plano 2
Ver1incid2	versor para definição do feixe refletido do plano 2
Ptoplano3	ponto arbitrário definido para o plano 3 do retro-refletor
Ver1plano3	versor arbitrário 1 definido para o plano 3 do retro-refletor
Ver2plano3	versor arbitrário 2 definido para o plano 3 do retro-refletor
Pintersec3	ponto para definição do feixe refletido do plano 3
Ver1incid4	versor para definição do feixe refletido do plano 3
Ptoret1	ponto arbitrário para definição do segundo feixe de retorno
Verret2	versor arbitrário para definição do segundo feixe de retorno
Ptodivisor	ponto arbitrário definido para o divisor de feixes
Ver1divisor	versor arbitrário 1 definido para o divisor de feixes
Ver2divisor	versor arbitrário 2 definido para o divisor de feixes
Ptoret2	ponto arbitrário para definição do terceiro feixe de retorno
Verret3	versor arbitrário para definição do terceiro feixe de retorno
Ptocelula	ponto arbitrário definido para a célula de quadrantes
Ver1divisor	versor arbitrário 1 definido para a célula de quadrantes
Ver2divisor	versor arbitrário 2 definido para a célula de quadrantes
Ptoret3	ponto arbitrário para definição do quarto feixe de retorno
Verret4	versor arbitrário para definição do quarto feixe de retorno

Vetores:

$\mathbf{x}(t)$	vetor de estados reais
$\mathbf{y}(t)$	vetor de saídas reais
$\mathbf{u}(t)$	vetor de entradas de controle
\mathbf{v}_k	k-ésimo autovetor direito
$\mathbf{v}_{rk}, \mathbf{v}_{ik}$	partes real e imaginária do k-ésimo autovetor de malha-fechada
\mathbf{z}_k	k-ésimo autovetor esquerdo
\mathbf{b}_j	j-ésima coluna da matriz \mathbf{B}
\mathbf{w}_k	k-ésimo vetor auxiliar
\mathbf{J}_k	k-ésimo índice de desempenho selecionado
$\theta^{(1)}$	vetor de pesos da camada intermediária de neurônios
$\theta^{(2)}$	vetor de pesos da camada de saída de neurônios
\mathbf{d}	vetor das respostas desejadas de uma rede neural
\mathbf{e}	vetor de erros na camada de saída da rede neural

Matrizes:

\mathbf{A}	matriz de estados
\mathbf{B}	matriz das influências das m variáveis de controle
\mathbf{C}	matriz das influências das r variáveis de saída
Λ	matriz diagonalizada a partir da matriz de estados
\mathbf{K}	matriz de ganhos de realimentação de estado ($n \times n$)
\mathbf{G}	matriz de ganhos de realimentação de saída ($m \times r$)
\mathbf{I}	matriz identidade
\mathbf{M}	matriz modal de transformação
\mathbf{P}_k	k-ésima matriz simétrica positiva definida
$e^{\mathbf{A}t}$	matriz de transição de estados
\mathbf{X}	matriz dos padrões de entrada para treinamento da rede neural
\mathbf{Y}	matriz das saídas da rede neural correspondendo às entradas \mathbf{X}
$\mathbf{w}^{(1)}$	matriz de pesos da camada intermediária de neurônios
$\mathbf{w}^{(2)}$	matriz de pesos da camada de saída de neurônios
\mathbf{J}	matriz Jacobiana das derivadas de cada erro com relação a cada peso
$\Delta \mathbf{W}$	matriz dos incrementos de pesos do algoritmo de Levenberg-Marquardt

T_0^1	matriz de transformação homogênea que leva o sistema intermediário '1' do espelho 1 para o sistema absoluto '0'
T_1^0	matriz de transformação homogênea que leva o sistema absoluto '0' para o sistema intermediário '1' do espelho 1
R_0^2	matriz de transformação homogênea que leva o sistema intermediário '2' do espelho 2 para o sistema absoluto '0'
R_2^0	matriz de transformação homogênea que leva o sistema absoluto '0' para o sistema intermediário '2' do espelho 2
TRE_0^3	matriz de transformação homogênea que leva o sistema intermediário '3' do retro-refletor para o sistema absoluto '0'
TRE_3^0	matriz de transformação homogênea que leva o sistema absoluto '0' para o sistema intermediário '3' do retro-refletor
$TDIV_0^2$	matriz de transformação homogênea que leva o sistema intermediário '2' do divisor de feixes para o sistema absoluto '0'
$TDIV_2^0$	matriz de transformação homogênea que leva o sistema absoluto '0' para o sistema intermediário '2' do divisor de feixes
H_0^1	matriz de transformação homogênea que leva o sistema intermediário '1' da célula de quadrantes para o sistema absoluto '0'
H_1^0	matriz de transformação homogênea que leva o sistema absoluto '0' para o sistema intermediário '1' da célula de quadrantes

Subscritos:

h	número de padrões de treinamento da rede neural
i	parte imaginária
i	número da entrada da rede neural
k	número do autovalor e autovetor atribuído // neurônio na rede neural
k	tempo discreto
p	número do neurônio na camada intermediária
q	número do neurônio na camada de saída
r	parte real

Super-escritos:

- $()^0$ condição inicial
- $()'$ derivada com relação ao tempo
- $()^d$ desejado
- $()^+$ pseudo-inversa de Moore-Penrose
- $()^{-1}$ matriz inversa
- $()^*$ transposta complexo conjugado

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO 2:

Figura 2.1 - Diagrama esquemático do sistema “Komstar” (MARSHALL, 1985).....	08
Figura 2.2 - Sensor infra-vermelho do tipo “forward-looking” (MARSHALL, 1985).....	09
Figura 2.3 - Defletor de estímulos visuais tridimensionais (MARSHALL, 1985).....	10
Figura 2.4 - Marcador a laser com sistema “scanner” (MARSHALL, 1985).....	11
Figura 2.5 - Diagrama esquemático de um marcador a laser.....	12
Figura 2.6 - Sistema “scanner” para projeção de gráficos (MARSHALL, 1985).....	13
Figura 2.7 - Esquema de um sistema “Bird” (JIANG et.al., 1989).....	18
Figura 2.8 - Esquema de um sistema “scanner” óptico (GILBY & PARKER, 1982).....	19
Figura 2.9 - Sistema óptico-mecânico de um “scanner” (GILBY & PARKER, 1982).....	20
Figura 2.10 - Esquema de um controlador analógico (GILBY & PARKER, 1982).....	21
Figura 2.11 - Sistema de medição bidimensional (GILBY & PARKER, 1984).....	22
Figura 2.12 - Controlador analógico/digital (GILBY & PARKER, 1984).....	23
Figura 2.13 - Uso de uma estação de rastreamento (GILBY & PARKER, 1984).....	24
Figura 2.14 - Sistema de controle de rastreamento (MAYER & PARKER, 1994).....	25
Figura 2.15 - Diagrama de blocos de um sistema de controle com realimentação.....	27
Figura 2.16 - Diagrama de blocos de um ADALINE (HAYKIN, 1994).....	31

CAPÍTULO 3:

Figura 3.1 - Interpretação geométrica de v_k^d resultando em v_k	48
Figura 3.2 - Elemento de processamento de uma rede neural.....	51
Figura 3.3 - Arquitetura de uma rede neural artificial do tipo “feed-forward”.....	53
Figura 3.4 - Gráfico de fluxo de sinais para o j-ésimo neurônio da camada (HAYKIN, 1994)..	54
Figura 3.5 - Gráfico de fluxo de sinais para os neurônios k e j (HAYKIN, 1994).....	56
Figura 3.6 - Rede neural artificial representando o treinamento do emulador.....	59
Figura 3.7 - Rede neural artificial representando o treinamento do regulador.....	60
Figura 3.8 - Funções de pertinência para variáveis difusas.....	62
Figura 3.9 - Método de de-difusificação pelo centro de gravidade (ROSS, 1995).....	64
Figura 3.10 - Fluxograma de um algoritmo difuso (BARCZAK et al., 1993).....	65
Figura 3.11 - Estrutura de um controlador difuso.....	65

CAPÍTULO 4:

Figura 4.1 - Diagrama esquemático da estação de rastreamento a laser.....	68
Figura 4.2 - Esquema funcional da estação de rastreamento a laser.....	70
Figura 4.3 - Esquema de realimentação de saída utilizando o modelo linear.....	72
Figura 4.4 - Esquema de realimentação de saída utilizando o modelo não linear.....	72
Figura 4.5 - Esquema de realimentação utilizando redes neurais / lógica difusa.....	73
Figura 4.6 - Esquema de realimentação utilizando a proposição de Nguyen-Widrow.....	73
Figura 4.7 - Esquema de realimentação utilizando uma tabela de consulta.....	74

CAPÍTULO 5:

Figura 5.1 - Esquema tridimensional da estação de rastreamento a laser.....	79
Figura 5.2 - Retro-refletor de prisma sólido.....	85
Figura 5.3 - Retro-refletor de espelhos planos.....	85
Figura 5.4 - Propagação de um feixe laser: a-) em meio sólido, b-) no ar.....	86
Figura 5.5 - Coordenadas do feixe laser na célula de quadrantes.....	88
Figura 5.6 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.....	92
Figura 5.7 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.....	92
Figura 5.8 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.....	94
Figura 5.9 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.....	94
Figura 5.10 - Circuito equivalente de um motor CC de ímã permanente.....	95
Figura 5.11 - Modelo do sistema mecânico do motor.....	98
Figura 5.12 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.....	107
Figura 5.13 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.....	107
Figura 5.14 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.....	108
Figura 5.15 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.....	109
Figura 5.16 - Diagrama de blocos do esquema funcional da estação.....	110
Figura 5.17 - Montagem do mecanismo de rastreamento.....	111
Figura 5.18 - Geometria da célula de quadrantes Centronic QD50-0.....	114

CAPÍTULO 6:

Figura 6.1 - Diagrama de simulação: realimentação de saída (modelo linear).....	120
Figura 6.2 - Diagrama de simulação: realimentação de saída (modelo não linear).....	121
Figura 6.3 - Diagrama de simulação: realimentação de saída (modelo com desvio).....	121
Figura 6.4 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo linear).....	122
Figura 6.5 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo linear).....	123
Figura 6.6 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.....	123
Figura 6.7 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear).....	124
Figura 6.8 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo não-linear).....	124
Figura 6.9 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.....	125
Figura 6.10 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo com $EP=0,2rd$).....	126
Figura 6.11 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo com $EP=0,2rd$).....	126
Figura 6.12 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.....	127
Figura 6.13 - Esquema de treinamento do emulador para a estação de rastreamento.....	128
Figura 6.14 - Esquema de simulação para a obtenção de uma base de dados.....	129
Figura 6.15 - Base de dados para o treinamento da rede.....	130
Figura 6.16 - Soma dos quadrados dos erros da rede para até 129 épocas.....	132
Figura 6.17 - Avaliação do emulador para valores utilizados no treinamento.....	133
Figura 6.18 - Avaliação do emulador para valores não utilizados no treinamento.....	133
Figura 6.19 - Soma dos quadrados dos erros da rede para até 1399 épocas.....	135
Figura 6.20 - Avaliação do regulador para valores utilizados no treinamento.....	136
Figura 6.21 - Esquema de treinamento do regulador para a estação de rastreamento.....	136
Figura 6.22 - Avaliação do regulador para valores não utilizados no treinamento.....	137
Figura 6.23 - Diagrama de simulação: regulador “self-learning” (modelo não-linear).....	138
Figura 6.24 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear).....	139
Figura 6.25 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo não-linear).....	139
Figura 6.26 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.....	140
Figura 6.27 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo com $EP=0,2rd$).....	141
Figura 6.28 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo com $EP=0,2rd$).....	141
Figura 6.29 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.....	142
Figura 6.30 - Base de conhecimento definida para a variável <i>erro</i>	144
Figura 6.31 - Base de conhecimento definida para a variável $\Delta erro$	144

Figura 6.32 - Base de conhecimento definida para a variável u.....	145
Figura 6.33 - Superfície de decisão difusa.....	148
Figura 6.34 - Diagrama de simulação: tabela de consulta difusa (modelo não-linear).....	149
Figura 6.35 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear).....	150
Figura 6.36 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo não-linear).....	150
Figura 6.37 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.....	151
Figura 6.38 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo com EP=0,2rd).....	151
Figura 6.39 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo com EP=0,2rd).....	152
Figura 6.40 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.....	152
Figura 6.41 - Soma dos quadrados dos erros da rede para até 212 épocas.....	154
Figura 6.42 - Superfície de decisão gerada pela rede neural.....	154
Figura 6.43 - Diagrama de simulação: mapeamento da tabela de consulta difusa.....	155
Figura 6.44 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear).....	156
Figura 6.45 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo não-linear).....	156
Figura 6.46 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.....	157
Figura 6.47 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo com EP=0,2rd).....	158
Figura 6.48 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo com EP=0,2rd).....	158
Figura 6.49 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.....	159
Figura 6.50 - Estação de rastreamento na configuração de teste (vista global).....	161
Figura 6.51 - Vista em detalhes da estação de rastreamento.....	161
Figura 6.52 - Ensaio de calibração da célula de quadrantes.....	163
Figura 6.53 - Resultados experimentais para a calibração do eixo x da célula	164
Figura 6.54 - Resultados experimentais para a calibração do eixo y da célula	164
Figura 6.54 - Fluxograma do algoritmo a ser implementado no LabView®	166
Figura 6.55 - Topologia da rede neural utilizada na implementação.....	168

Figura 6.56 - Superfície de decisão calculada a partir da rede neural.....	170
Figura 6.57 - Superfície de decisão calculada a partir da simplificação da rede.....	171
Figura 6.58 - Painel principal de comando do instrumento virtual.....	172
Figura 6.59 - Diagrama de blocos correspondente ao painel principal.....	172
Figura 6.60 - Painel de comando do bloco 'motor I'.....	173
Figura 6.61 - Diagrama de blocos correspondente ao 'motor I'.....	173
Figura 6.62 - Painel de comando do bloco 'motor II'.....	173
Figura 6.63 - Diagrama de blocos correspondente ao 'motor II'.....	173
Figura 6.64 - Curva de resposta no tempo da variável e_1	176
Figura 6.65 - Curva de resposta no tempo da variável e_1	176
Figura 6.66 - Curva de resposta no tempo da variável e_2	176
Figura 6.67 - Curva de resposta no tempo da variável e_2	177
Figura 6.68 - Curvas de resposta no tempo para as variáveis e_1 e e_2	178
Figura 6.69 - Curvas de resposta no tempo para as variáveis e_1 e e_2	179
Figura 6.70 - Curvas de resposta no tempo para as variáveis e_1 e e_2	180
Figura 6.71 - Curvas de resposta no tempo para as variáveis e_1 e e_2	181

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO 3:

Tabela 3.1 - Ações de controle de um sistema difuso.....66

CAPÍTULO 6:

Tabela 6.1 - Base de regras definida para a estação de rastreamento.....145

Tabela 6.2 - Tabela de consulta difusa com os valores de u [volt].....147

RESUMO

SANTORO, F.G. (1999). *Estudo de Estratégias de Controle para uma Estação de Rastreamento a Laser*, 1999. 200p., Tese de Doutorado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

Neste trabalho são apresentados os desenvolvimentos relativos ao projeto e construção de uma estação de rastreamento a laser baseada em motores de corrente contínua e a síntese de seu sistema de controle. Esta estação está configurada a partir de dois espelhos planos com eixos de rotação dispostos ortogonalmente entre si. Um feixe laser pode então ser direcionado para o centro de um alvo retro-refletor em movimento após sofrer duas reflexões consecutivas nos dois espelhos. Baseando-se na trajetória do laser desde sua fonte até um detector de quadrantes, desenvolveu-se um modelo cinemático da estação. Este modelo, juntamente com um modelo em espaço de estados dos motores, foram utilizados na síntese dos sistemas de controle utilizando as técnicas de atribuição da auto-estrutura com realimentação de saída, redes neurais artificiais e lógica difusa. Estas técnicas foram avaliadas e comparadas através de simulação. Uma placa de aquisição, manipulação e transmissão de sinais AT-MIO-16E-10 da National Instruments™ foi utilizada na implementação de um algoritmo de controle utilizando redes neurais a fim de avaliar a habilidade da estação em manter o feixe laser direcionado para o centro de um alvo óptico após seu movimento.

palavras-chave: sistema de rastreamento a laser, controle neural, controle difuso, atribuição da auto-estrutura, controle digital

ABSTRACT

SANTORO, F.G. (1999). *Study of Control Strategies for a Laser Tracking Station*, 1999. 200p., Tese de Doutorado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

This work deals with the design and implementation of a laser tracking station based on direct current motors and the synthesis of its control system. This station is configured with two mirrors with orthogonal axes of rotation. A laser beam may then be steered to the centre of a moving retro-reflector target after two consecutive reflections at both mirrors. Based on the laser beam trajectory from its source to a quadrant detector, a cinematic model for the station was developed. This model, together with a state space model for the motors, was used to synthesise the control systems using eigenstructure assignment with output feedback, artificial neural networks and fuzzy logic. These techniques were assessed and compared using simulation. An acquisition, manipulation and transmission signal board AT-MIO-16E-10 of National Instruments™ was used for the implementation of a control algorithm using neural networks in order to assess the station ability in maintaining a laser beam steered to the centre of an optical target after its movement.

keywords: laser tracking system, neural control, fuzzy control, eigenstructure assignment, digital control

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Para melhorar e ampliar seu nível cultural dentro da civilização, o homem moderno sempre buscou acelerar o seu desenvolvimento industrial a fim de expandir sua área de atuação comercial. Neste sentido, as áreas de pesquisa e desenvolvimento relacionadas ao bom desempenho dos equipamentos industriais sempre atraíram atenção considerável por parte dos pesquisadores.

A partir da década de 80, máquinas complexas como robôs manipuladores foram largamente introduzidas nos processos de manufatura (MAYER & PARKER, 1994). Tendo como função básica a manipulação e o posicionamento de objetos dentro do seu volume de trabalho, é desejável que estes robôs tenham a capacidade de posicionar o seu atuador em pontos definidos, movendo-se ou não através de trajetórias conhecidas. Sendo compostos normalmente por um conjunto de corpos acoplados, estes robôs passavam inicialmente por um processo de programação conhecido como aprendizagem “in-line” (CAMPOS & ROSÁRIO, 1993). Neste processo, o seu atuador era deslocado, utilizando comandos externos, até pontos desejados e sua trajetória era então gerada a partir dos valores obtidos pelas leituras dos seus sensores de posição. Desta forma, eram capazes de realizar determinadas operações apresentando erros de posicionamento aceitáveis e boa repetibilidade.

Com o decorrer dos anos, passou-se a ter como requisito para algumas aplicações industriais, uma melhor precisão de posicionamento por parte dos equipamentos de manufatura (MAYER & PARKER, 1994). Os robôs manipuladores, foram sendo continuamente melhorados não somente nas suas configurações físicas, mas também nas implementações a que estavam sujeitos, particularmente nas

interações com outros equipamentos automáticos. Isto resultou numa grande diversidade de sistemas robóticos, tornando suas características de precisão de posicionamento (para operações ponto a ponto e em trajetória contínua) muitas vezes deterioradas, mesmo para baixas velocidades de trabalho (PATTEN et al., 1990). Visto que em geral esta precisão é afetada por efeitos geométricos, cinemáticos, dinâmicos, térmicos e de potência, fica claro que quando em operação, tende-se a produzir erros que poderão vir a degenerar o processo de manufatura como um todo (WARNECKE et al., 1980). Nestes casos, evidencia-se a necessidade de inclusão de um processo de programação conhecido como aprendizagem "off-line" (CAMPOS & ROSÁRIO, 1993). Neste processo, exige-se por parte de seus usuários, procedimentos adequados de calibração e de avaliação do atuador do robô, a fim de determinar e assegurar seus limites de operação e requisitos de desempenho. Deve-se então, empregar instrumentação especial a qual permita monitorar a posição ou a trajetória do atuador do robô em avaliação e obter suas imprecisões de posicionamento nas mais variadas condições de operação. Assim, a partir da década de 80, as pesquisas em metrologia tridimensional passaram a dar maior suporte aos avanços dentro da robótica e áreas afins (MAYER & PARKER, 1994).

Diversas soluções foram propostas podendo ser divididas em dois grupos de acordo com os testes, se estáticos ou se dinâmicos. Os problemas de medição estática têm sido tratados com relativo sucesso. Já os problemas relacionados às avaliações dinâmicas, tais como sobre-sinais em posicionamento e o monitoramento de erros na trajetória do atuador, exigem a aplicação de técnicas de medição sofisticadas.

O sistema de medição tridimensional que utiliza duas estações de rastreamento a laser, ambas baseadas em galvanômetros e configuradas a partir de dois espelhos independentes com eixos ortogonais de rotação, apresentam boas características de resolução, repetibilidade e de precisão de posicionamento (GILBY & PARKER, 1982). Estas estações de rastreamento possuem uma alta frequência de amostragem, sendo responsáveis pela determinação da posição espacial de um atuador de robô em movimento. Entretanto, são instrumentos de custo elevado e, portanto, de difícil aquisição por parte de algumas indústrias e centros de pesquisa. Para o seu

desenvolvimento é necessário a combinação de tecnologia de medição, teoria de controle, mecânica, óptica, eletrônica e programação (GANDER et al., 1994a). Desta forma, a investigação de meios que possibilitem a diminuição deste custo torna-se um importante enfoque de pesquisa, notadamente para a atual realidade brasileira.

A estação de rastreamento a laser descrita neste trabalho faz parte de um sistema de medição tridimensional de baixo custo ('Sistema de Rastreamento a Laser') que está em desenvolvimento no Departamento de Engenharia Mecânica da Escola de Engenharia de São Carlos - USP.

1.1 – JUSTIFICATIVA E OBJETIVOS DESTE TRABALHO

Tendo em vista principalmente aplicações futuras de calibração e avaliação de desempenho de atuadores de robôs industriais, pode-se dividir em duas a proposta deste trabalho. Primeiro, propõe-se o desenvolvimento de uma estação de rastreamento a laser, considerando a mesma configuração dos sistemas galvanométricos mas usando, entretanto, motores de corrente contínua (CC). Estes motores possuem um custo inferior ao dos galvanômetros mas sua precisão de posicionamento é de controle mais complexo. Como segunda proposta então, tem-se o estudo e a identificação de uma técnica de síntese de sistemas de controle que assegure a esta estação um desempenho tão satisfatório quanto possível com relação aos sistemas que utilizam galvanômetros, permitindo a sua utilização futura em um Sistema de Rastreamento a Laser de baixo custo. Neste sentido, é necessário o desenvolvimento de um modelo matemático da estação de rastreamento, na análise e síntese de seu sistema de controle. Este modelo matemático não é de fácil obtenção analítica e seus parâmetros podem ser obtidos com algum grau de incerteza. Esta incerteza deve-se principalmente às imperfeições geométricas nos diversos componentes que a constituem o que pode tornar o modelo resultante, um tanto distante da estação real (MAYER & PARKER, 1994). Ainda, dadas as dimensões reduzidas do sistema de detecção e dos espelhos de rastreamento, as não linearidades advindas dos motores CC, fonte laser e sensor, e os requisitos de desempenho para a estação, torna-se necessária a síntese de um sistema de controle robusto que seja

implementado num sistema de processamento em tempo real. Assim, a placa de aquisição, manipulação e transmissão de sinais AT-MIO-16E-10 da National Instruments™ e o programa LabView® foram utilizados na implementação do sistema de controle. Através destes sistemas, pode ser possível a implementação de uma vasta gama de algoritmos de controle, anteriormente reservados a trabalhos de pesquisa e simulações numéricas em laboratórios (TALL & WIEST, 1996). Tendo em vista tratar-se neste trabalho de uma estação de rastreamento que apresenta não linearidades e incertezas de modelagem, propõe-se o estudo das seguintes técnicas de síntese de sistemas de controle: redes neurais artificiais (“artificial neural networks”), lógica difusa (“fuzzy logic”) e a técnica de atribuição da auto-estrutura completa (“complete eigenstructure assignment technique”) com realimentação de saída, para efeito de comparação.

A partir destas considerações, podem-se definir os principais objetivos deste trabalho como:

- Implementar uma estação de rastreamento a laser utilizando motores CC;
- Desenvolver um modelo matemático para esta estação;
- Sintetizar os sistemas de controle utilizando as técnicas de redes neurais artificiais, lógica difusa e atribuição da auto-estrutura; e
- Implementar, na estação de rastreamento, um algoritmo de controle baseado em redes neurais artificiais e lógica difusa.

1.2 - A ORGANIZAÇÃO DA TESE

Dados os objetivos deste trabalho consideram-se, além deste capítulo introdutório, o desenvolvimento de mais seis capítulos com a seguinte estrutura.

Capítulo 2 - Revisão da literatura: são apresentados através de uma revisão analítica, os diversos desenvolvimentos relativos a sistemas de rastreamento a laser com eixos ortogonais de rotação e a evolução destes quando empregados como instrumentos de calibração volumétrica de máquinas complexas, mostrando as

tendências atuais quanto à utilização de motores CC e sistemas de controle digitais (microprocessados). São apresentados ainda, os diversos desenvolvimentos relativos às técnicas de síntese de sistemas de controle, em particular a técnica de atribuição da auto-estrutura e as técnicas com capacidade cognitiva, tais como redes neurais artificiais e lógica difusa.

Capítulo 3 - **Teorias de síntese de sistemas de controle**: são apresentadas três metodologias de síntese de sistemas de controle para a estação de rastreamento a laser proposta. A primeira adota uma abordagem convencional, ou seja, baseada num modelo matemático da planta, e é aplicada apenas a sistemas lineares invariantes no tempo. A segunda e terceira adotam uma abordagem não-convencional, ou seja, não baseada num modelo matemático da planta, sendo aplicadas também a sistemas não lineares variantes no tempo.

Capítulo 4 - **A proposta deste trabalho**: são apresentadas a proposta para o desenvolvimento de uma estação de rastreamento a laser e as propostas das estruturas dos sistemas de controle.

Capítulo 5 - **Modelagem matemática e descrição física da estação de rastreamento a laser**: são apresentadas a configuração física da estação de rastreamento, definidos os sistemas de referência e mostradas as características consideradas na sua modelagem. Apresenta-se ainda uma descrição das partes que constituem a estação.

Capítulo 6 - **Simulações numéricas e testes experimentais: resultados e discussões**: são apresentados os testes experimentais e as simulações numéricas. São também tecidas discussões relativas ao desempenho dos sistemas de controle propostos e às soluções apresentadas na busca de diminuir o custo de desenvolvimento de um sistema de rastreamento a laser.

Capítulo 7 - **Conclusões e sugestões para trabalhos futuros**: são apresentadas conclusões quanto à finalização do trabalho desenvolvido e feitas sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

REVISÃO DA LITERATURA

Neste capítulo, são apresentados através de uma revisão analítica, os diversos desenvolvimentos relativos a sistemas “scanners” e a utilização destes em sistemas de rastreamento a laser. Sendo que neste trabalho discute-se o desenvolvimento de uma estação de rastreamento baseada em motores CC e a síntese de seu sistema de controle, apresentam-se também os diversos desenvolvimentos relativos às estratégias de controle, em particular a técnica de atribuição da auto-estrutura e as técnicas com capacidade cognitiva, tais como redes neurais artificiais e lógica difusa. As principais metas são as de revisar o conhecimento existente na área e analisar como o assunto em estudo tem sido abordado até o presente momento.

2.1 - AVANCOS E ALTERNATIVAS EM SISTEMAS “SCANNERS”

O termo “scanner” possui diversas interpretações que podem ser encontradas na literatura. Dentro do contexto de instrumentação, um sistema “scanner” pode ser, entre outras: (a) - um instrumento constituído por conjunto de espelhos refletores configurados para direcionar um feixe de luz, dentro de uma região limitada, até a posição central de um alvo, durante um procedimento de busca ou de rastreamento e (b) - um instrumento que pode, automaticamente, amostrar, medir e inspecionar diversas variáveis de um sistema ou suas condições em determinada sequência.

O termo “scanner” utilizado neste trabalho designa qualquer instrumento óptico capaz de direcionar um ou mais feixes laser com o auxílio de um ou mais espelhos móveis. Neste sentido, várias são as configurações encontradas na literatura.

Entretanto, de forma a não fugir ao escopo principal deste trabalho, a revisão bibliográfica e as discussões aqui apresentadas se restringirão principalmente àqueles compostos por dois espelhos independentes fixos a eixos ortogonais de rotação.

Assim como acontece com a maioria dos produtos industrializados, os sistemas "scanners" foram desenvolvidos com o objetivo de satisfazer determinados requisitos de seus usuários, quase sempre muito exigentes e inovativos quanto à aplicação de novos produtos. Seguindo a este interesse por parte dos usuários, pode-se encontrar na literatura diversas aplicações, grande parte delas na indústria de instrumentação e militar. De forma a não tornar esta discussão demasiadamente cansativa com o detalhamento de todas as aplicações encontradas na literatura, cita-se a seguir alguns dos instrumentos encontrados no mercado. São eles, mostradores de horizonte artificial de aeronaves, leitoras de códigos de barra, equipamentos de microfilmagem, digitalizadores de imagens, equipamentos de inspeção, oftalmoscópio a laser, marcadores e máquinas de corte a laser, sistemas de visão de robôs, simuladores de jogos de guerra, sistemas de visão noturna e outros.

Algumas destas aplicações serão apresentadas a seguir:

- Confecção de micro-fichas

Dentro da área de comunicação visual, podem-se notar diversas aplicações dos sistemas "scanners" (MARSHALL, 1985). O sistema "Komstar", produto desenvolvido pela Eastman Kodak Co., é apresentado esquematicamente na Figura 2.1. Este sistema tem aplicação na confecção de micro-fichas utilizando dois galvanômetros. Um é usado para posicionar caracteres em uma linha (galvanômetro de linha) e o outro é usado para posicionar as linhas na página (galvanômetro de página). Cada galvanômetro direciona um conjunto de 9 feixes laser. Este conjunto de feixes é gerado a partir de um único feixe que passa através de um modulador óptico-acústico que opera em 9 frequências diferentes numa faixa que varia de 40 a 50 MHz. Cada uma destas frequências é ajustada de forma a garantir uma saída individual do laser, independentemente do número de feixes divididos de uma mesma fonte, em qualquer instante. Os caracteres são então formados através do direcionamento destes feixes, em qualquer uma das possíveis posições sobre uma linha. O "scanner" opera

juntamente com um sistema de controle de posição, o que torna possível a formação de caracteres com uma precisão de posicionamento de 1 parte em 10^4 do comprimento da linha. A amplitude de movimento dos eixos dos dois galvanômetros e a interação entre eles, tendo como objetivo atingir um ponto desejado, deve ser na faixa de 5 arcos de segundo para que a precisão de posicionamento seja adequada. Os dados são processados em computadores e podem então ser utilizados diretamente na produção de micro-fichas com alto grau de legibilidade aos usuários. Esta capacidade demonstra poder-se ir além da impressão de 200 páginas por minuto, com 64 linhas de 132 caracteres, juntamente com a produção de gráficos (MARSHALL, 1985).

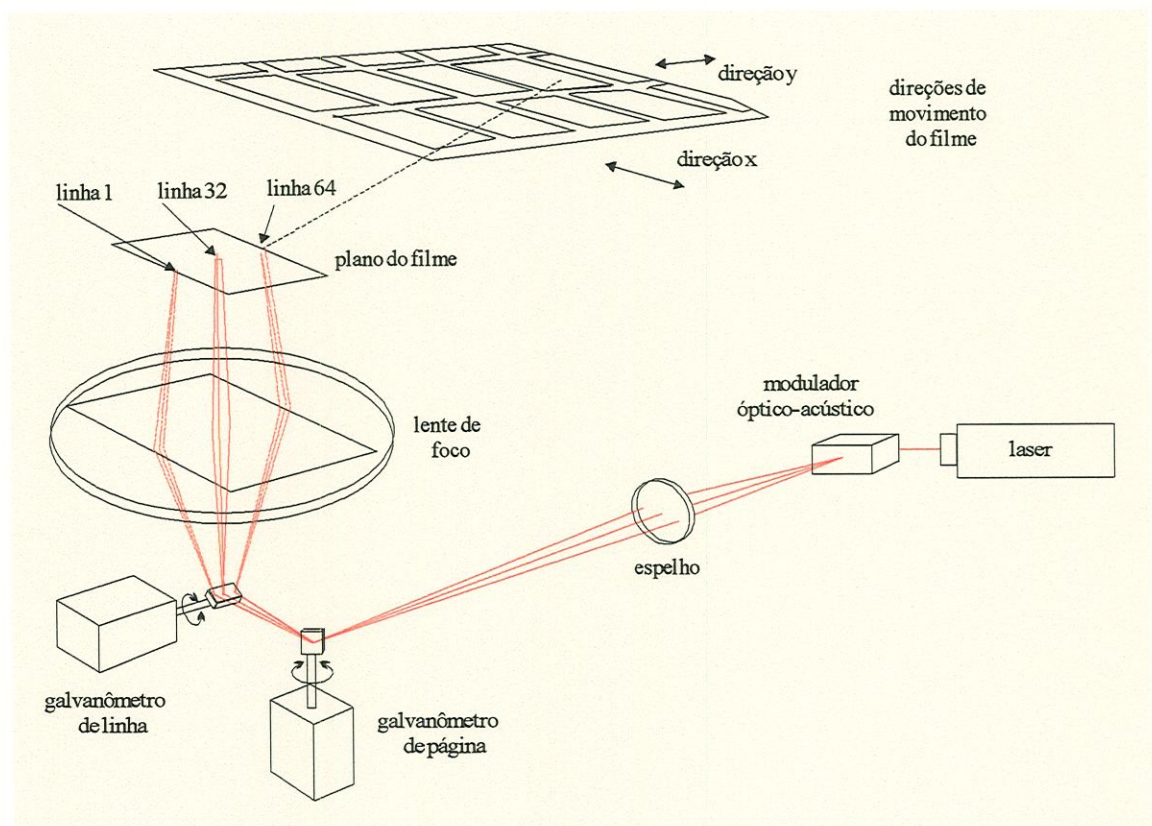


Figura 2.1 - Diagrama esquemático do sistema "Komstar" (MARSHALL, 1985).

- Sensores infravermelhos do tipo "forward-looking"

Sensores infravermelhos do tipo "forward-looking" (FLIRS) e sistemas de visão noturna têm tido aplicações tanto civis quanto militares. O setor civil inclui aplicações no controle de fogo em florestas, na inspeção de perda de calor em residências e em equipamentos de segurança. O setor militar inclui aplicações em navios, tanques de guerra e em aeronaves.

Todos os objetos, de uma forma geral, emitem radiação eletromagnética na forma de luz. Sua intensidade e cor podem ser medidas. Com isto, uma imagem térmica dentro do campo de visão do instrumento pode ser diretamente criada. Uma representação desta 'cena' é possível através de um adequado rastreamento, mesmo quando na presença de vapor ou fumaça. Entretanto, a qualidade da imagem depende da resolução térmica do sistema. Para resoluções térmicas da ordem de $0,1^{\circ}\text{C}$, pode-se obter imagens com resolução comparável à das TVs comerciais (MARSHALL, 1985). A Figura 2.2 mostra um esquema de um FLIRS com "scanner", da Inframetrics Inc..

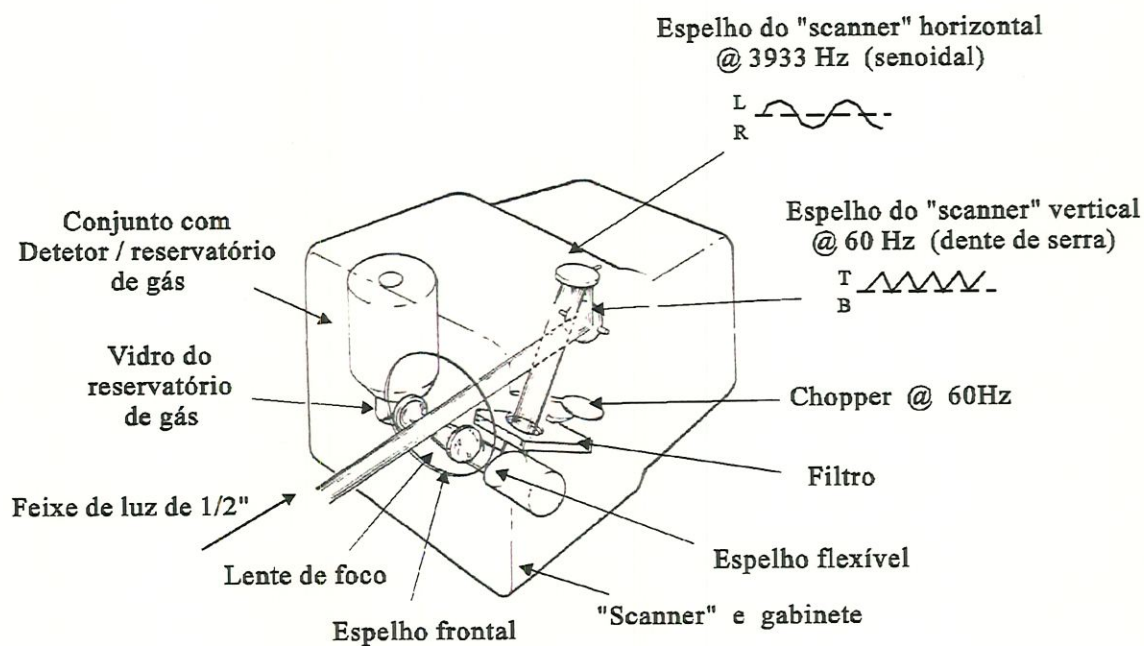


Figura 2.2 - Sensor infravermelho do tipo "forward-looking" (MARSHALL, 1985).

- Defletor de estímulos visuais tridimensionais

Os "scanners" configurados através de dois espelhos com eixos ortogonais de rotação, têm encontrado aplicações num grande número de equipamentos médicos, notadamente no campo da oftalmologia. O defletor de estímulos visuais tridimensionais foi criado para experimentos gerais de visão tais como o estudo de movimentos rápidos de pequena amplitude dos olhos, que tendem a desviar-se abruptamente de um ponto para outro como, por exemplo, em uma leitura. Um instrumento convencional utilizado na oftalmologia, fabricado pela S.R.I. International, é mostrado na Figura 2.3.

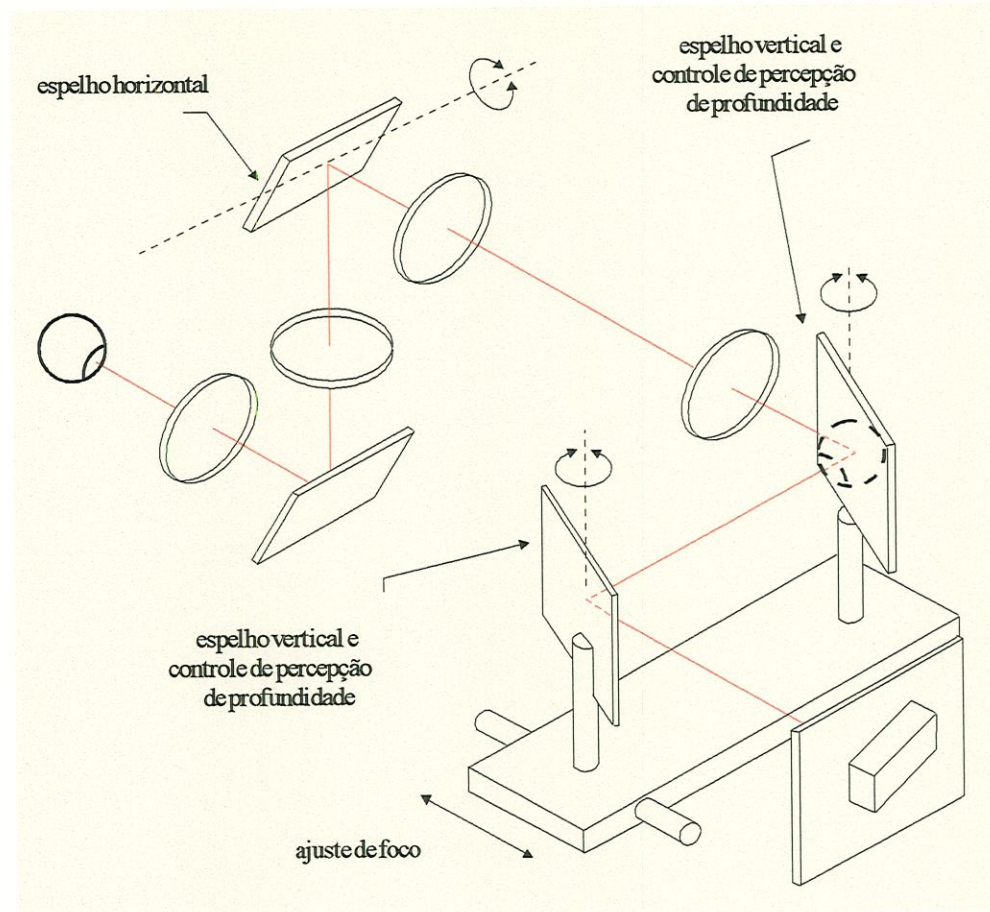


Figura 2.3 - Defletor de estímulos visuais tridimensionais (MARSHALL, 1985).

A velocidade de resposta dos olhos na ordem de 5ms e a acuidade visual na ordem de 0,3mrd, determinam o desempenho necessário para o instrumento.

- Processamento de materiais

Nas aplicações industriais com laser de alta potência, onde há a necessidade de direcionamento do feixe, os “scanners” oferecem características excelentes de posicionamento, velocidade e manuseio. Destas aplicações podem-se citar solda, corte, furação e indução local de reações químicas.

A marcação de códigos personalizados de identificação ou de números de série é geralmente uma tarefa difícil de manufatura. Entretanto, os equipamentos de marcação a laser que empregam “scanners”, tem apresentado vantagens importantes sobre os processos mecânicos e de impressão a tinta, particularmente quando a marcação deve ser impossível de se apagar. O primeiro marcador a laser foi introduzido no início da década de 70 (MARSHALL, 1985). Os sistemas atuais como

os da Synrad Inc., têm aplicações em marcação, gravação e corte com laser de CO_2 ou YAG. São adequados para gravação em peças metálicas, plásticas, de madeira, papel e vidro, em situações que exigem mudanças rápidas na marcação tais como nas marcações seriais e nas marcações de símbolos grandes em superfícies não planas como as das tampas de cilindros de ar comprimido. Um sistema “scanner” típico utilizado para marcação a laser, da Quantrad Corporation, é mostrado na Figura 2.4.

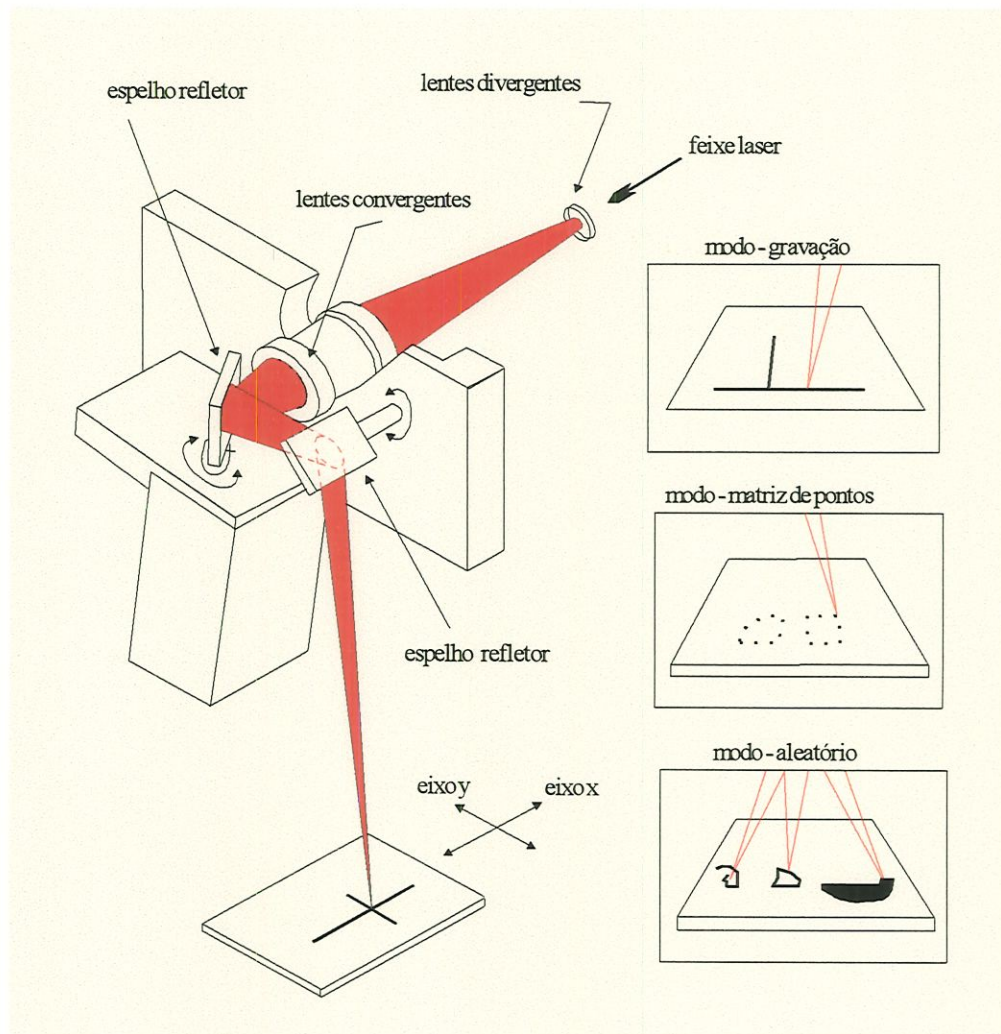


Figura 2.4 - Marcador a laser com sistema “scanner” (MARSHALL, 1985).

No sistema da Synrad, os dois espelhos refletor garantem um controle adequado de posicionamento do feixe laser, permitindo o corte de formas complexas, habilidade de escrever caracteres alfanuméricos e códigos de barra em altíssimas velocidades (até 100 caracteres por segundo) e desenhar imagens de alta resolução através de técnicas de rastreamento vetorial. A Figura 2.5 apresenta um esquema deste sistema.

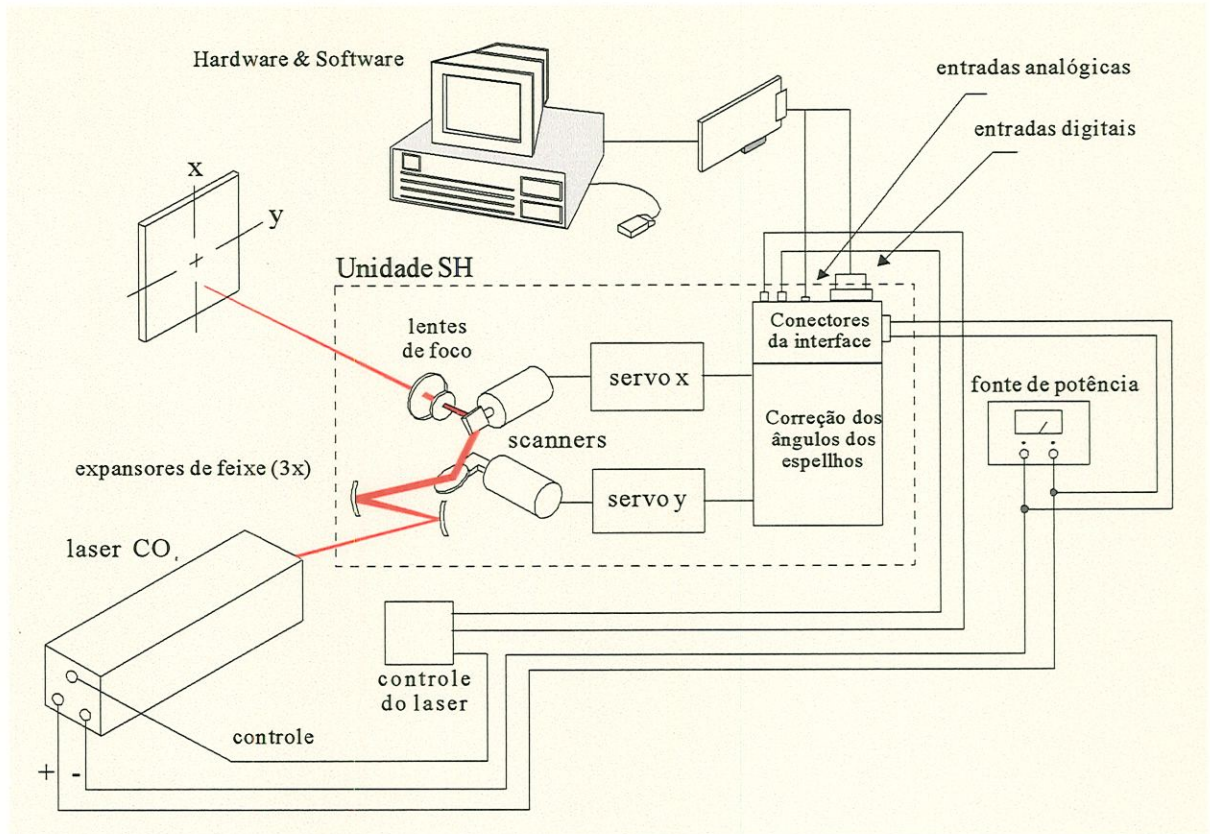


Figura 2.5 - Diagrama esquemático de um marcador a laser.

Outras aplicações de marcação a laser têm coberto áreas bastante diversificadas, indo desde a marcação em blocos de motores automotivos até aplicações hipodérmicas.

- Indústria de animação

A utilização de laser para a animação visual teve início em 1960 (MARSHALL, 1985). Os "scanners" foram incorporados logo a seguir. Os primeiros sistemas para tais aplicações eram alto-falantes com espelhos colados no cone e os "shows" de divertimento com laser foram designados como representações visuais de música. Posteriormente, sinais convenientes eram filtrados de uma trilha sonora e usados diretamente no direcionamento dos eixos de galvanômetros ou para estimular padrões auxiliares de movimento. A Figura 2.6 apresenta os elementos de um projetor de sinais da Image Engineering Inc..

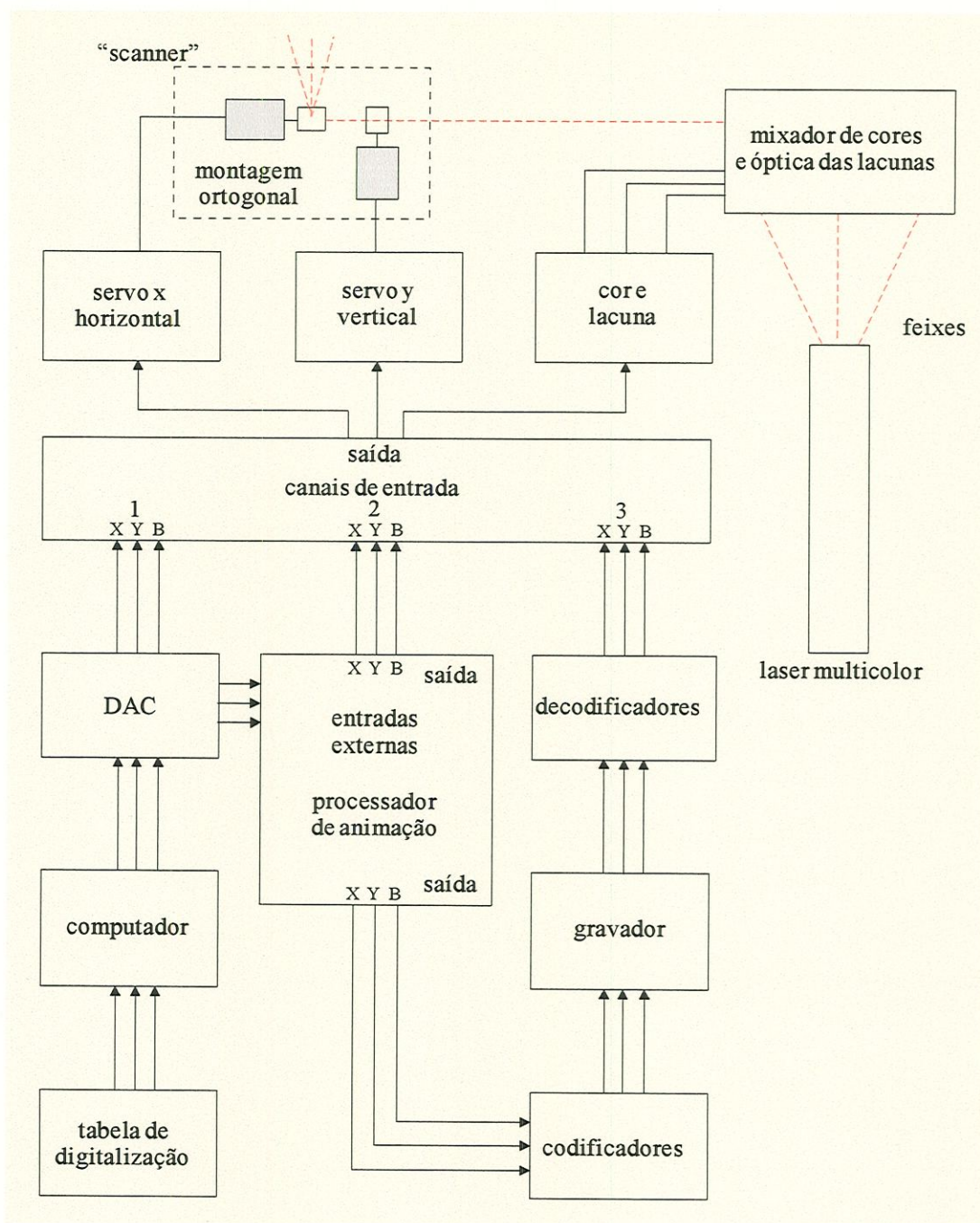


Figura 2.6 - Sistema "scanner" para projeção de gráficos (MARSHALL, 1985).

Neste sistema, as imagens a serem projetadas podem ser geradas diretamente em um microcomputador. O 'artista' desenha as linhas desejadas em um programa gráfico vetorial e as converte em pontos nas coordenadas XY que, por sua vez, são armazenados. Estas imagens podem ser então animadas usando circuitos apropriados. Um ou mais sinais podem ser introduzidos para gerar vazios ou lacunas nos feixes, tornando possível a criação de imagens coloridas com discontinuidades nas linhas.

- Metrologia tridimensional

A partir da década de 80, foram disponibilizados às indústrias os maiores avanços dentro da área de metrologia tridimensional, acompanhando os crescimentos dentro da robótica e disciplinas afins. Os robôs industriais, apesar de normalmente apresentarem-se com repetibilidade satisfatória, possuem um baixo grau de precisão de posicionamento tornando necessário um sistema de programação “off-line” e a aplicação de algum método de calibração (CAMPOS & ROSARIO, 1993) visando garantir o sucesso em suas operações. Sempre buscando dar suporte então, às necessidades de melhorias de desempenho dos robôs industriais, os sistemas de medição tridimensional utilizados nestes procedimentos de calibração e avaliação passaram a exigir um maior número de requisitos no sentido de minimizar as incertezas nas medições em termos de repetibilidade. Tais requisitos são: rastreamento de alvos com maior velocidade e maior aceleração, menores restrições ao movimento (restrições cinemáticas), menores restrições dinâmicas, maior volume de trabalho, maior portabilidade e flexibilidade do instrumento e maior facilidade na sua utilização. Isto, sem de forma alguma influenciar ou alterar o desempenho do robô em avaliação. Vale lembrar que, como apontado por DRIELS & PATHRE (1991), tanto acuracidade quanto repetibilidade são medidas importantes pois permitem caracterizar sistemas robóticos e viabilizar aplicações em processos produtivos. Justifica-se assim, a relevância destes estudos.

Existe na literatura uma diversidade de trabalhos sobre instrumentos de medição voltados à calibração e avaliações de desempenho de robôs industriais. Basicamente, estes instrumentos devem ser capazes de monitorar a posição ou a trajetória do atuador de um robô ou de qualquer outra parte de sua estrutura, com determinada precisão e sob diversas condições de operação. Além disto, a velocidade de medida e a repetibilidade devem ser 10 vezes maiores (na prática pelo menos 3 vezes maiores) do que aquelas do robô em avaliação (esta é a chamada regra dos 10) (JIANG et al., 1989). Revisões detalhadas acerca do assunto podem ser encontradas em LAU & HOCKEN (1984), JIANG et al. (1989) e ABACKERLI (1992), onde estão descritos alguns dos métodos existentes para medições mecânicas com contato e sem contato.

Instrumentos classificados como de medição com contato referem-se àqueles que possuem algum contato físico entre o atuador e o instrumento de avaliação (ABACKERLI, 1992). Os instrumentos classificados como de medição sem contato referem-se àqueles que podem medir a posição de um atuador na ausência de contato físico com este. Intuitivamente, suas vantagens são a consideração de um maior volume de trabalho e a eliminação nas restrições de movimentos do atuador em avaliação. São, entretanto, de custo mais elevado pois normalmente possuem uma configuração mais complexa e empregam tecnologia mais avançada.

Não é objetivo aqui descrever as técnicas de medição normalmente utilizadas, seus princípios de operação, vantagens e limitações. Estes dados podem ser encontrados em JIANG et al. (1989) e ABACKERLI (1992). Apenas como citação e acompanhando a apresentação dada pelas referências anteriores, pode-se listar as seguintes técnicas:

- Medição com contato:

- relógios comparadores;
- transdutores diferenciais de deslocamento (LVDT);
- padrões pré-calibrados;
- técnica das três esferas;
- barra telescópica de esferas;
- técnica dos três fios; e
- sistema de medição por coordenadas esféricas - SCAM.

- Medição sem contato:

- sensor acústico;
- teodolitos;
- sistema de análise de movimento;
- sistema "Selspot & Watsmart";
- sensor de proximidade; e
- sistemas de rastreamento a laser.

Os sistemas que utilizam laser, têm sido bastante pesquisados nos últimos anos por suprirem algumas das desvantagens apresentadas pelos outros

sistemas acima citados. Existem basicamente cinco técnicas para medição de distâncias ou de coordenadas utilizando um sistema baseado na tecnologia laser (BROWN, 1985 apud JIANG et al., 1989 e BROWN et al., 1986): (a) - A técnica “time-of-flight”, que envolve a emissão de um pulso de laser que é refletido, a partir do alvo, e retorna para o instrumento de medida; (b) - A técnica de modulação de fase, que envolve a utilização de um feixe laser colimado que é modulado para produzir uma onda variando em amplitude; (c) - A técnica de triangulação, que envolve a utilização de duas ou mais estações de rastreamento a laser e/ou câmera CCD (“Charged Coupled Device”); (d) - A técnica de “encoder” ou codificador óptico, que envolve a medição da posição angular de codificadores monitorando um feixe laser que passa através deles; e (e) - A técnica de interferometria, que é baseada na interferência de feixes laser que são feitos passar por trajetórias diferentes.

Destas cinco técnicas, a técnica de “encoder” óptico tem a desvantagem da necessidade de um acoplamento mecânico com o atuador a ser medido, resultando em restrições ao movimento e conseqüentemente, erros inerentes de medida (JIANG et al., 1989). As técnicas “time-of-flight” e modulação de fase fornecem baixa resolução de medida. Já as técnicas de triangulação e interferometria, dadas as boas características de resolução, repetibilidade e acuracidade, vêm sendo mais utilizadas. Basicamente, podem ser divididas em duas classes (ABACKERLI, 1992). A primeira emprega uma estação de rastreamento e a técnica de interferometria para calcular a posição tridimensional de um alvo. Uma descrição mais detalhada desta classe pode ser encontrada em JIANG et al. (1989) e ABACKERLI (1992). A segunda emprega no mínimo duas estações de rastreamento e a técnica de triangulação para calcular a posição tridimensional de um alvo. Dos instrumentos contidos nesta segunda classe, pode-se destacar o sistema “Bird” e o sistema “scanner”, ambos empregando duas estações de rastreamento cada qual com dois espelhos independentes fixos a eixos ortogonais de rotação.

Com o propósito de classificação, estes equipamentos utilizados em medições tridimensionais podem ser agrupados levando-se em conta o princípio metrológico aplicado e também a tecnologia utilizada (MAYER & PARKER, 1994). Neste sentido, aqueles equipamentos que utilizam técnicas de medição sem contato em

trajetória contínua e rastreamento a laser, vêm sendo considerados como instrumentos básicos para determinação da posição espacial de atuadores de robôs (LAU et al., 1986). Conhecidos como Sistemas de Rastreamento a Laser (“Laser Tracking Systems”), estes instrumentos utilizam técnicas de medição cujo princípio é a aplicação de laser para monitorar a posição tridimensional de um alvo retro-refletor em movimento, fixo no atuador do robô em avaliação, ou em qualquer outra parte de interesse. Assim, dois ou mais feixes laser refletidos por um alvo em movimento são detectados por duas ou mais estações de rastreamento. Os dados resultantes podem ser usados computacionalmente para calcular a posição tridimensional do alvo.

Os Sistemas de Rastreamento a Laser representam atualmente a técnica mais promissora para medidas de posição de atuadores de robôs em movimento (GANDER et al., 1994b). Estes instrumentos têm demonstrado ser de medidas rápidas com relação aos outros métodos de medição sem contato (LAU et al., 1985). Na prática, vêm encontrando diversas aplicações tais como em testes de protótipos e avaliações de máquinas complexas já existentes, calibração e validação de modelos cinemáticos e validação de novos conceitos de projeto e controle de robôs. Outras aplicações são: monitoramento de posição e identificação de junções em equipamentos de solda operados por robô (LARSSON & HEDENBORN, 1993); calibração de atuadores de robôs e de máquinas-ferramenta onde a tecnologia de rastreamento a laser tem causado um grande impacto (ZHUANG & ROTH, 1995); medidas de posição e orientação em robôs através do uso de uma estação de rastreamento operada juntamente com um sistema de visão baseado em câmera CCD (VINCZE et al., 1994).

O sistema “Bird” foi desenvolvido por ARAI et al. (1988) (apud JIANG et al., 1989), na Universidade de Tokyo, Japão. A finalidade de seu trabalho foi a de desenvolver um sistema de medição capaz de calcular a posição tridimensional e a orientação de um alvo em movimento espacial (JIANG et al., 1989). Neste instrumento, dois feixes laser são direcionados de forma cruzada, a partir de duas estações de rastreamento, sobre o atuador de um robô onde um alvo cúbico é fixado. Dois sensores CCD são instalados nos planos adjacentes deste alvo cúbico de forma a detectar os feixes laser (Figura 2.7) e fornecer dados que, juntamente com as informações das estações de rastreamento, permitem o cálculo de coordenadas de

posição e de orientação.

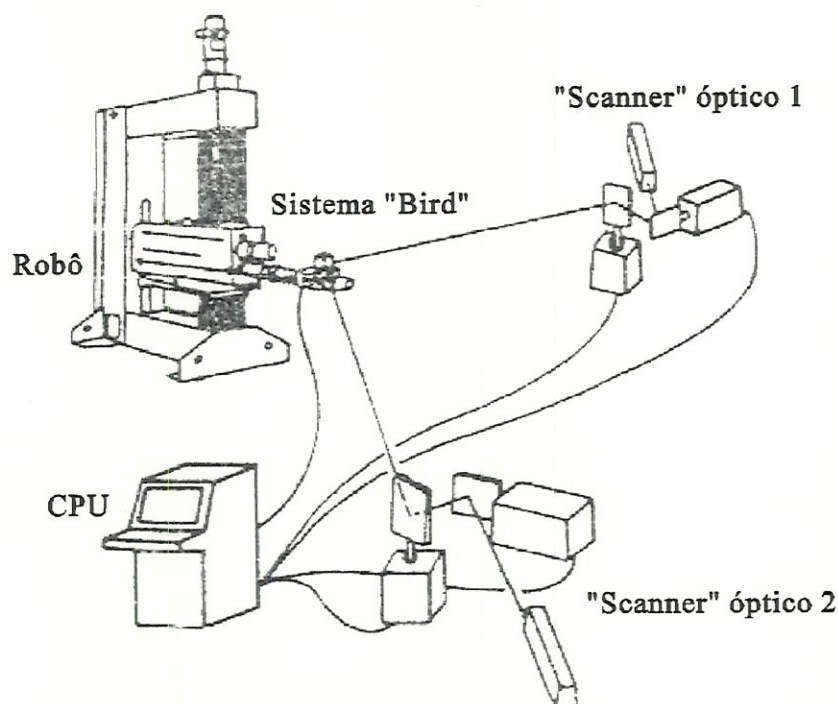


Figura 2.7 - Esquema de um sistema "Bird" (JIANG et al., 1989).

Neste esquema, as coordenadas de orientação são determinadas a partir do conhecimento do ângulo entre as duas projeções dos feixes no alvo cúbico. As coordenadas de posição, por sua vez, são determinadas através de triangulação.

O sistema "scanner" com aplicação em metrologia tridimensional, tema abordado neste trabalho, foi proposto no início da década de 80 pelos professores Parker, Gilby e Mayer, na Universidade de Surrey, Reino Unido. O principal objetivo foi a realização de testes de desempenho dinâmico de braços de robôs considerando para o instrumento em questão, a possibilidade de rastreamento de alvos a altas velocidades. O princípio de operação deste sistema é o de seguir um alvo óptico em movimento através de duas estações de rastreamento distintas. Uma primeira proposta é mostrada no trabalho pioneiro de GILBY & PARKER (1982) (Figura 2.8).

Segundo GILBY & PARKER (1982), cada estação de rastreamento deveria ter a capacidade de seguir qualquer trajetória do atuador de um robô com adequada precisão de posicionamento. Seria necessário então que o instrumento tivesse uma resolução significativamente maior do que aquela do atuador do robô.

Isto significou uma previsão inicial de acuracidade em torno de 0,01mm num volume de trabalho de 1m^3 e com uma velocidade de até 5m/s.

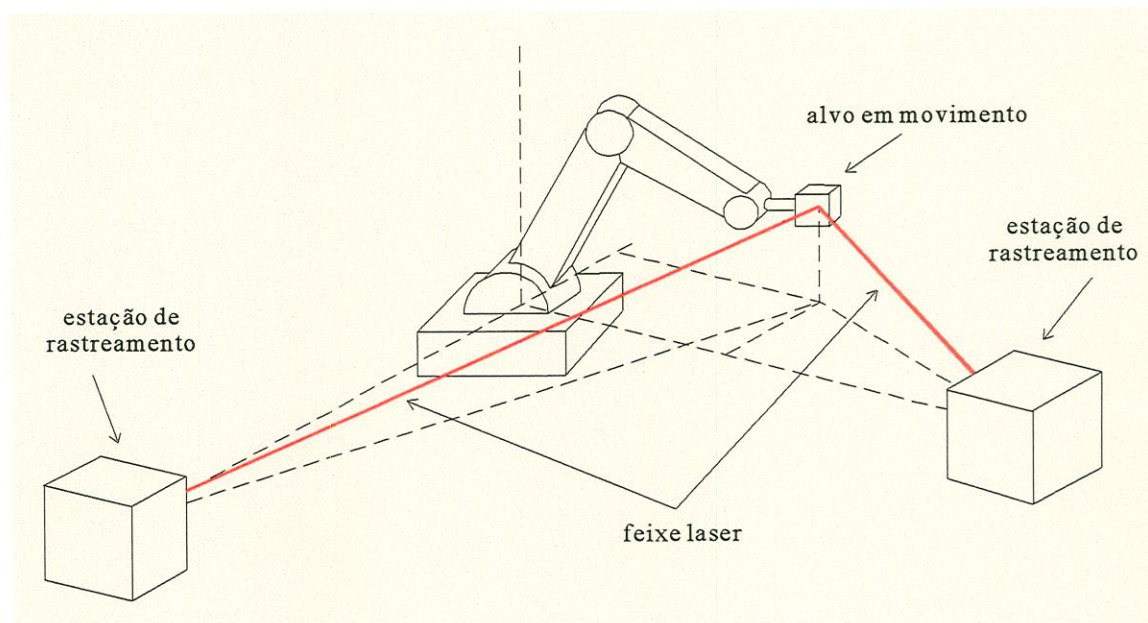


Figura 2.8 - Esquema de um sistema "scanner" óptico (GILBY & PARKER, 1982).

Cada estação consistiria de componentes ópticos e mecânicos e de uma unidade eletrônica para comando e controle, e seriam baseadas em galvanômetros dadas as características de resolução, repetibilidade, precisão de posicionamento, altas velocidades de resposta e baixa inércia. O método de medição envolveria o rastreamento de um retro-refletor em movimento com dois feixes laser separados, cada feixe proveniente de uma estação. Calculando o ângulo dos dois feixes juntamente com o erro de rastreamento e, conhecendo-se a distância entre os sistemas de referência das duas estações, poder-se-ia determinar a posição tridimensional do atuador por triangulação (Figura 2.8).

Para que o direcionamento do feixe laser fosse realizado com eficiência, o seu afastamento com relação ao centro do alvo seria medido por um detector de intensidade luminosa, que permaneceria estacionário na base do instrumento. A partir deste afastamento, um sinal elétrico seria então gerado e usado para redirecionar o laser novamente para o centro do alvo. O sistema óptico-mecânico de uma estação de rastreamento está mostrado na Figura 2.9.

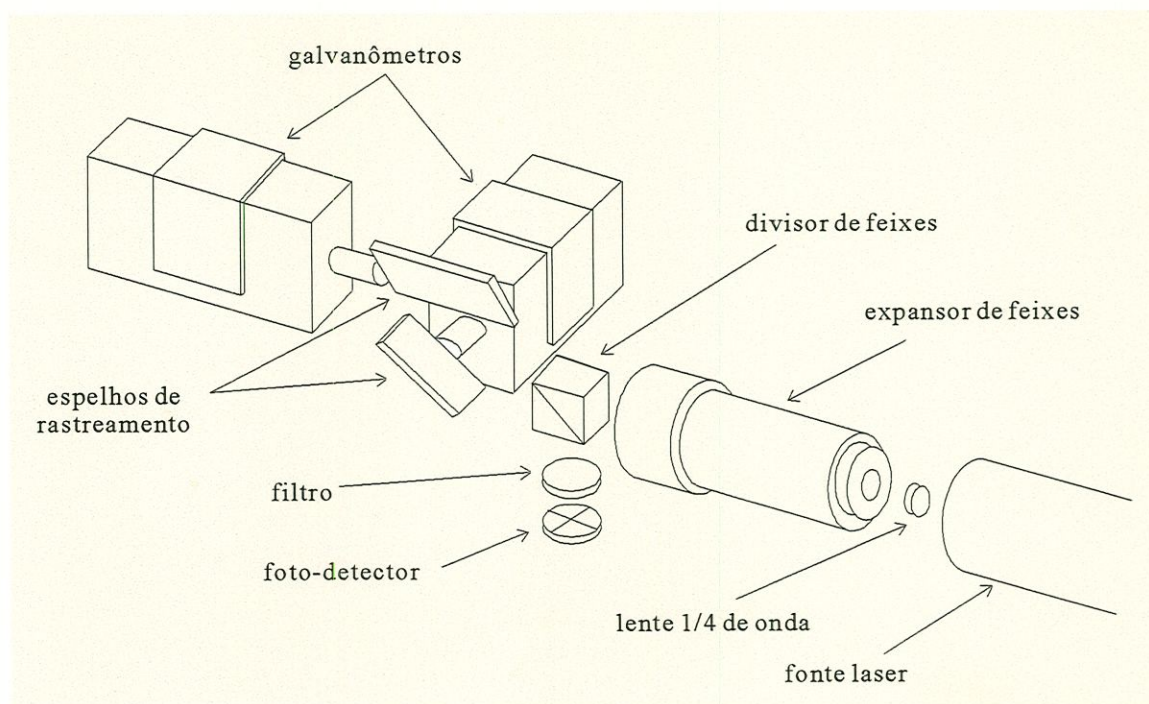


Figura 2.9 - Sistema óptico-mecânico de um "scanner" (GILBY & PARKER, 1982).

Neste esquema, um feixe laser pode ser defletido utilizando dois espelhos planos que giram solidários aos eixos de dois galvanômetros. Estes são fixos de tal forma que seus eixos são ortogonais entre si. Um foto-detector de quadrantes é utilizado para gerar sinais correspondentes aos erros de rastreamento. As lentes $\lambda/4$ ($1/4$ do comprimento de onda) fornecem o isolamento óptico necessário ao sistema.

A proposta inicial para o sistema de controle deste protótipo foi baseada em um controlador analógico do tipo PID, desenvolvido a partir de um modelo matemático linear simplificado. Dois modos de operação foram considerados e discutidos. O primeiro modo, de controle, corresponde à situação onde o sensor de quadrantes capta um movimento do alvo e o sinal de erro correspondente é usado na orientação adequada dos espelhos de rastreamento. Este seria o modo normal de operação, visto tratar-se de um sistema de rastreamento. O segundo modo, opera de acordo com sinais externos de comando, tanto para o ajuste do sistema quanto para condições em que o feixe laser perde o alvo. Sendo assim, seu funcionamento independe da posição do feixe no detector. A preocupação dos pesquisadores Gilby e Parker quanto à síntese do segundo modo de operação era unicamente a de fornecer estabilidade ao sistema visto não haver neste modo a necessidade de respostas rápidas

com pequenos sobre-sinais. Já o segundo modo seria um tanto mais complexo pois não linearidades relativas ao sistema estariam presentes. Além disto, existe um limite permissível para o erro de rastreamento dado pela área útil do foto-detector. Uma proposta inicial deste sistema de comando e controle é mostrada na Figura 2.10.

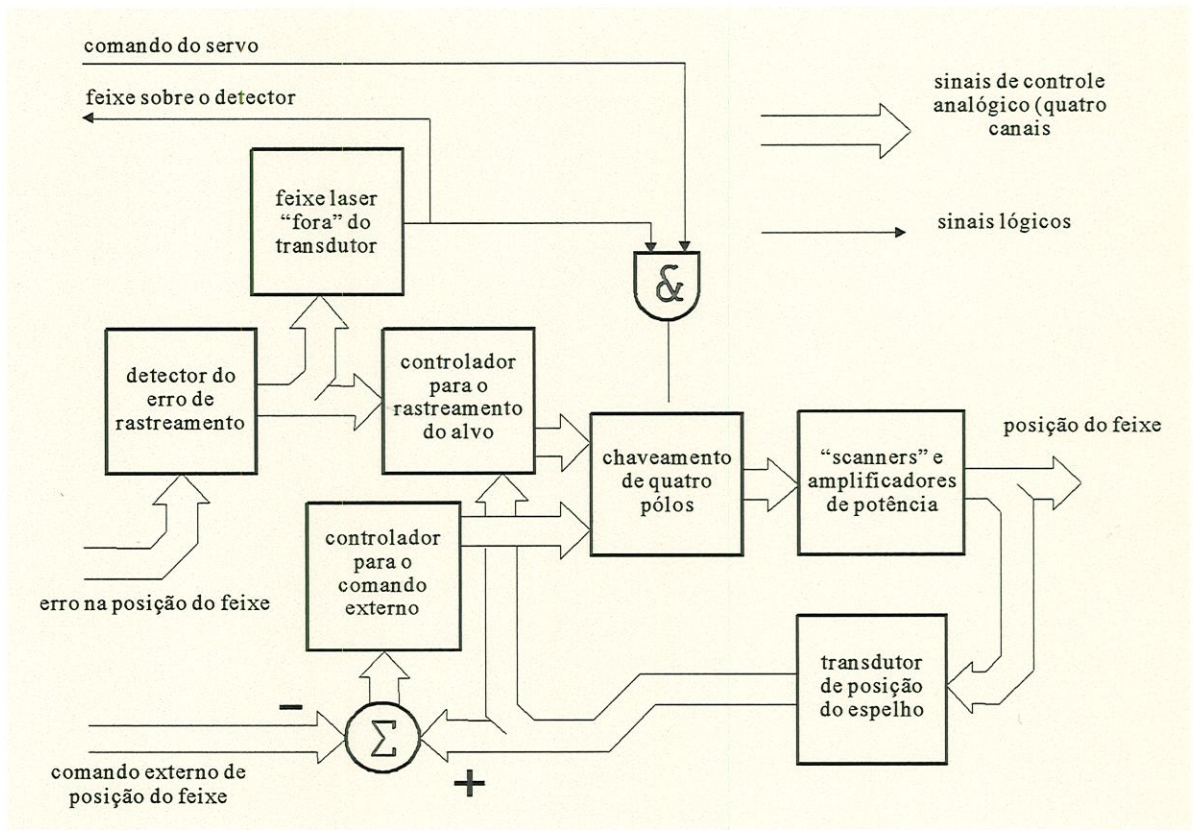


Figura 2.10 - Esquema de um controlador analógico (GILBY & PARKER, 1982).

Neste esquema, é usado um sistema lógico para acionar os dois modos de operação. Assim, a malha de controle para o modo de rastreamento estará sempre em operação desde que o sistema receba simultaneamente um sinal lógico de comando do servo e um sinal lógico de que o feixe laser está suficientemente próximo do centro do detector.

A Figura 2.11 apresenta o protótipo de uma primeira estação de rastreamento considerando medições bidimensionais (GILBY & PARKER, 1984). Nesta estação, o alvo possui movimento de translação restrito em um plano e rotação arbitrária. Com a estação nesta configuração, não é possível determinar a posição espacial de um alvo. Pôde-se demonstrar entretanto, o princípio de operação de um sistema de medição tridimensional.

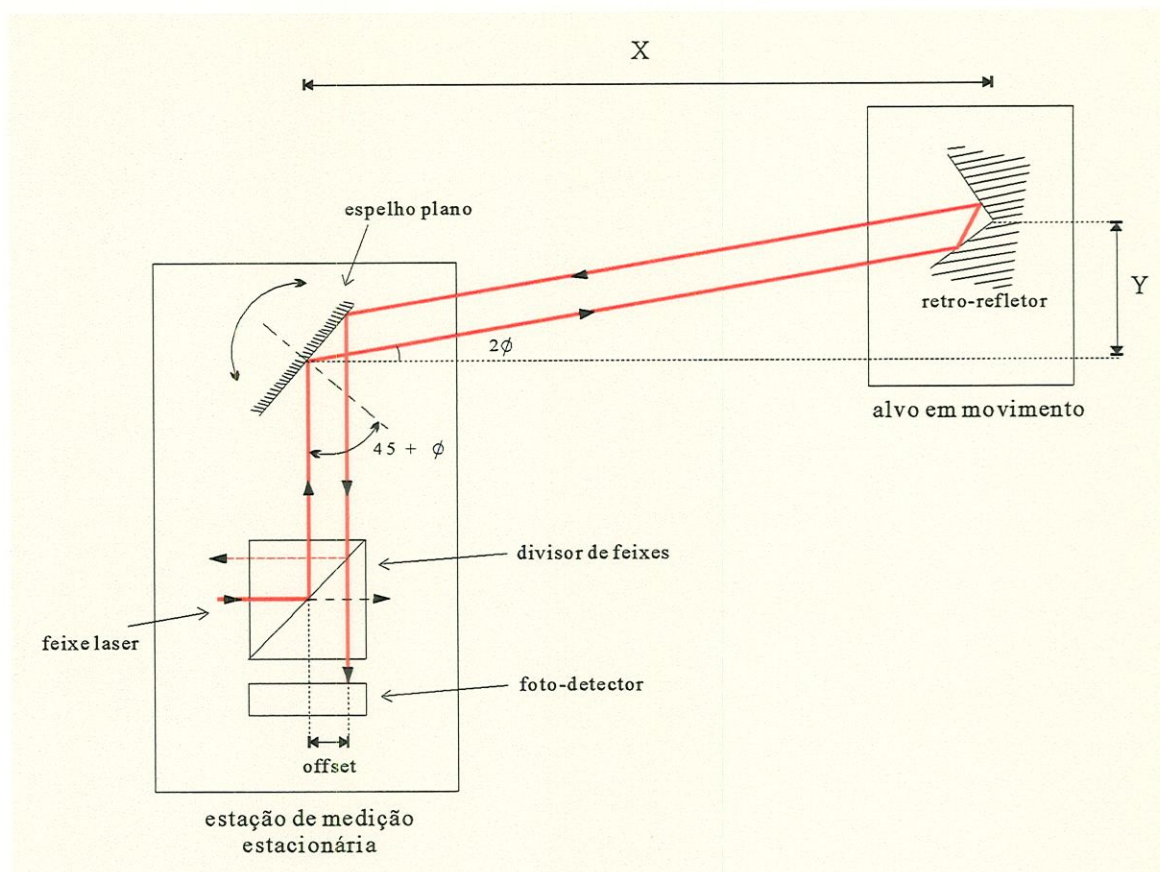


Figura 2.11 - Estação para medição bidimensional (GILBY & PARKER, 1984).

Assim como na proposta inicial (GILBY & PARKER, 1982), no protótipo desenvolvido por GILBY & PARKER (1984) um feixe laser, a partir de sua fonte, é refletido por um divisor de feixes até o centro de um espelho plano, fixo no eixo de um galvanômetro. Este espelho pode ser rotacionado em torno de um eixo perpendicular ao plano de movimento do alvo. Desta forma, o feixe laser pode seguir os movimentos do alvo neste plano. Um detector de quadrantes é usado, da mesma forma, para fornecer um sinal elétrico proporcional ao erro de rastreamento para o sistema de controle. Dadas estas características, GILBY & PARKER (1984) propuseram um modelo matemático não-linear simplificado, o qual foi linearizado considerando pequenos movimentos de rotação do galvanômetro. A partir deste modelo e do erro de rastreamento obtido através do foto-detector, um sistema de controle PID foi desenvolvido para a estação. Um diagrama de blocos deste sistema de controle é mostrado na Figura 2.12.

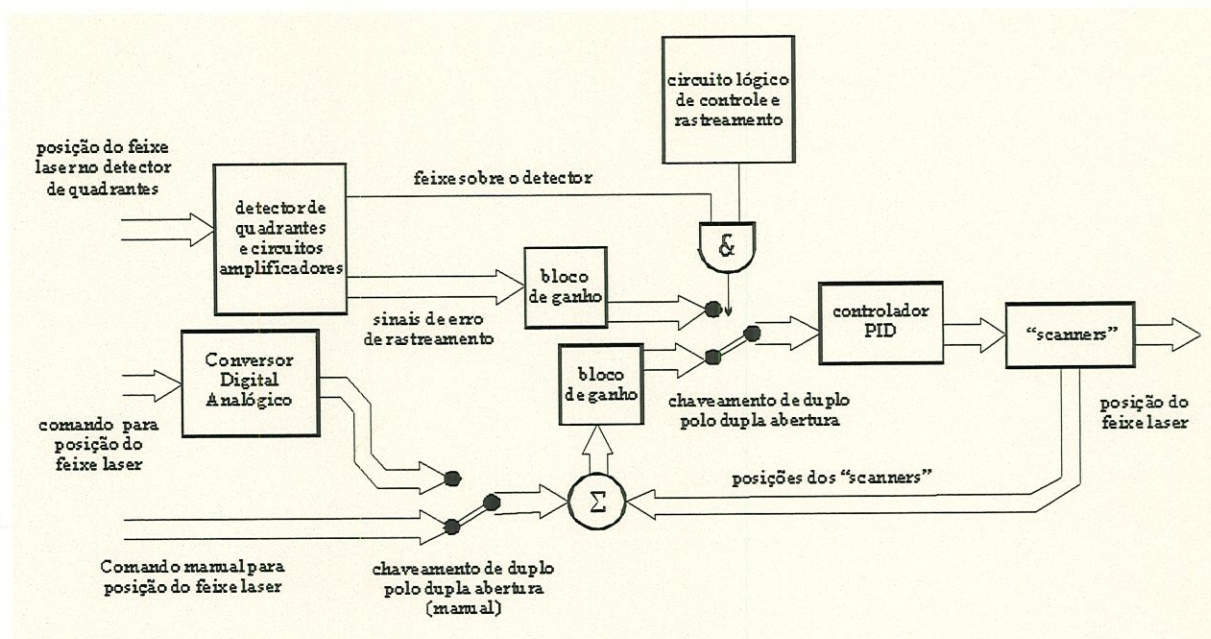


Figura 2.12 - Controlador analógico/digital (GILBY & PARKER, 1984).

Uma revisão acerca das técnicas de medição existentes, baseadas em laser, foi apresentada por MAYER & PARKER (1989). Descrevem também o desenvolvimento de uma estação de rastreamento a laser e as possíveis fontes de erro no instrumento, ilustrando a importância de medições angulares precisas de forma a calcular posições tridimensionais através de triangulação. Até então, o instrumento era capaz de atingir velocidades de rastreamento de até 5m/s e a sua precisão de posicionamento mostrou-se satisfatória nos testes feitos em diversos robôs industriais. Entretanto, melhorias futuras mostraram-se necessárias nas avaliações de desempenho de robôs aplicados em montagens de precisão, em volumes de trabalho relativamente grandes. Uma estação com movimentos restritos no plano vertical, é mostrada na Figura (2.13).

A partir deste esquema, a adição de uma segunda estação no rastreamento do mesmo alvo forneceria dados adicionais. Desta forma, poder-se-ia calcular as coordenadas de posição utilizando triangulação.

MAYER & PARKER (1994) descrevem o desenvolvimento e a validação de um instrumento de medição tridimensional, denominado OPTOTRAC, capaz de avaliar o desempenho estático e dinâmico de robôs industriais, baseando-se no padrão ISO9283 (Manipulating Industrial Robots – Performance Criteria and Related Test

Methods) Este padrão descreve como um robô industrial deve ser testado sem, entretanto, indicar diretamente se ele é adequado para uma determinada tarefa industrial. É apresentado então, um instrumento portátil baseado em duas estações de rastreamento para medições tridimensionais de atuadores de robôs usando rastreamento a laser e triangulação. Diversos testes experimentais, estáticos e dinâmicos, foram realizados em robôs industriais visando demonstrar o desempenho do instrumento num volume de trabalho de 1m^3 . Alguns resultados típicos destes testes foram apresentados e ilustram a utilidade e efetividade do instrumento. Ainda, o protótipo desenvolvido alcançou níveis de repetibilidade de $0,05\text{mm}$ em x,y,z , acuracidade de $0,1\text{mm}$ e a capacidade de seguir um alvo com velocidade de até 8m/s .

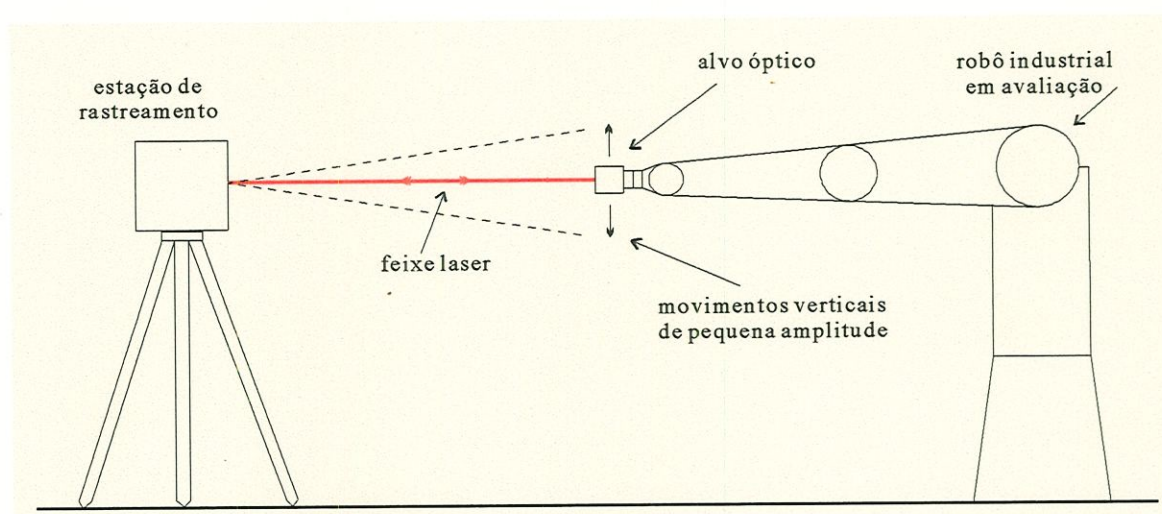


Figura 2.13 - Uso de uma estação de rastreamento (GILBY & PARKER, 1984).

O diagrama de blocos do sistema de controle deste instrumento é mostrado na Figura 2.14. Pode-se notar a presença de dois modos de operação: um de comando manual para direcionamento do feixe laser e outro de rastreamento automático. Se por qualquer motivo o rastreamento for interrompido, o sinal de posição do alvo é perdido e o modo manual de controle de posição é automaticamente ativado, possibilitando o direcionamento do feixe laser novamente até o alvo e uma retomada automática do modo de rastreamento.

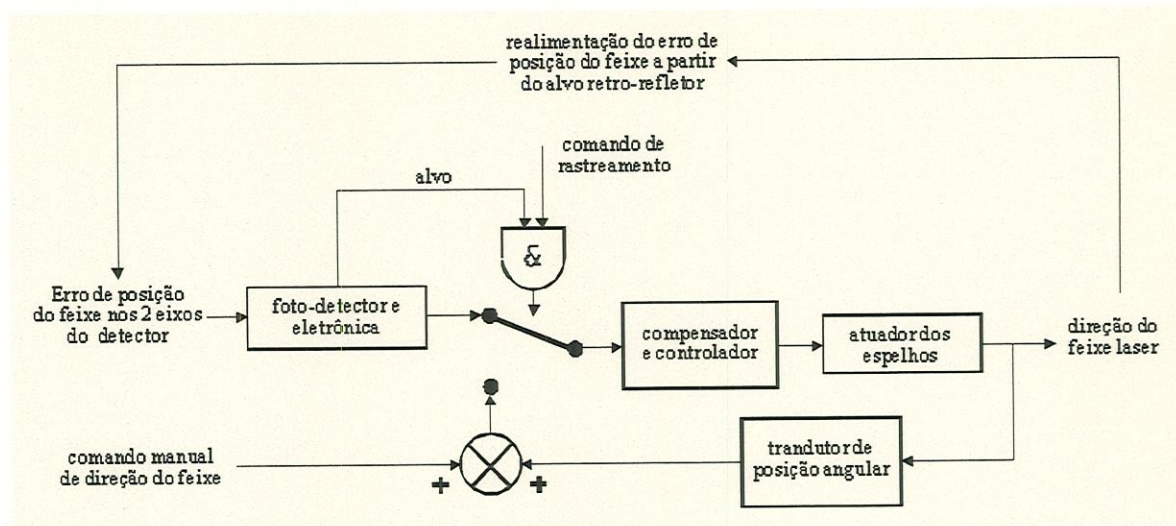


Figura 2.14 - Sistema de controle de rastreamento (MAYER & PARKER, 1994).

Outros trabalhos que descrevem aplicações de “scanner” são os de MAYER (1991) e HEEREN & VELDPAUS (1992). Ambos possuem como característica principal, a necessidade de duas estações com dois pares de galvanômetros para o rastreamento de um alvo retro-refletr em movimento. Estes sistemas têm-se revelado bastante satisfatórios em termos de alcançar características desejadas de resolução e repetibilidade, tais como as descritas pela norma internacional ISO9283 (VINCZE et al., 1994). Ao mesmo tempo, podem atingir altas velocidades de rastreamento, principalmente quando comparadas com o desempenho dos robôs industriais (STURN & MATZ, 1986). Entretanto, são instrumentos de custo elevado, sendo sua aquisição inadequada para algumas indústrias e centros de pesquisa. Neste sentido, algumas tendências podem ser notadas na literatura como, por exemplo, a aplicação de laser de diodo (DWULET, 1994). Outra tendência é apontada por GANDER et al. (1994-a) que utilizam motores de passo controlados por microprocessadores, juntamente com codificadores ópticos de altíssima resolução (na ordem de 3,6 milhões de pulsos por rotação, incluindo a interpolação), em um sistema de rastreamento interferométrico a laser baseado em junta cardânica. Considerando esta mesma configuração, GANDER et al. (1994-b) e SPIESS et al. (1996) utilizaram motores CC controlados através de um sistema de processamento de sinal digital (DSP), permitindo medições em tempo real de posição e orientação de atuadores de robôs com até 6m/s de velocidade. Este sistema, comercializado com o nome “LuxWess – 6 Degrees of Freedom Laser Tracking System”, é citado atualmente como sendo o estado-da-arte em sistemas de

rastreamento a laser.

De uma forma geral, os sistemas de rastreamento a laser são sistemas não-lineares que apresentam características cinemáticas de modelagem imprecisa. Sendo assim, o desempenho do sistema de controle, sintetizado a partir deste modelo, pode ficar alterado pois estas incertezas e outras, tais como “pointing stability” do laser, vibrações, erros no sensor e perturbações do meio no comportamento do feixe, normalmente não são levadas em consideração na sua modelagem matemática. Consequentemente, o desempenho do sistema de rastreamento como um todo pode ficar alterado (MAYER & PARKER, 1994). A síntese de um sistema de controle não-linear e adaptativo passa então a ser requisito primordial para o bom desempenho do instrumento. Tais propriedades são citadas na literatura principalmente no que se referem à compensação dos efeitos ocasionados por imperfeições geométricas.

Apresentam-se a seguir alguns avanços e alternativas acerca dos diversos desenvolvimentos relativos às técnicas de síntese de sistemas de controle aplicados em sistemas dinâmicos não-lineares que apresentam incertezas na modelagem relativas a imperfeições geométricas. Busca-se, desta forma, justificar a aplicação de técnicas cognitivas (redes neurais artificiais e lógica difusa) na síntese do sistema de controle para a estação de rastreamento considerada.

2.2 - AVANÇOS E ALTERNATIVAS EM TÉCNICAS DE SÍNTESE DE SISTEMAS DE CONTROLE

O homem, em toda sua história, sempre procurou melhorar o desempenho dos sistemas dinâmicos através de ações adequadas de controle. Num sentido mais amplo, a palavra controle pode significar qualquer forma de ação que tenha como objetivo comandar ou regular um sistema dinâmico, produzindo uma consequente alteração no seu comportamento. As possíveis formas de ação podem ser desde entradas manuais onde um operador atua diretamente no sistema, controles do tipo liga-desliga onde uma máquina realiza uma sequência de eventos e os controles com realimentação onde um sistema independente avalia constantemente determinadas variáveis medidas de um processo e introduz ações adequadas. Neste último, a

resposta dinâmica da planta a ser controlada possui maior ênfase no projeto e este inicia-se através da especificação de requisitos de desempenho previamente estabelecidos. O diagrama de blocos de um sistema de controle com realimentação (malha fechada) pode ser visto numa forma básica na Figura 2.15.

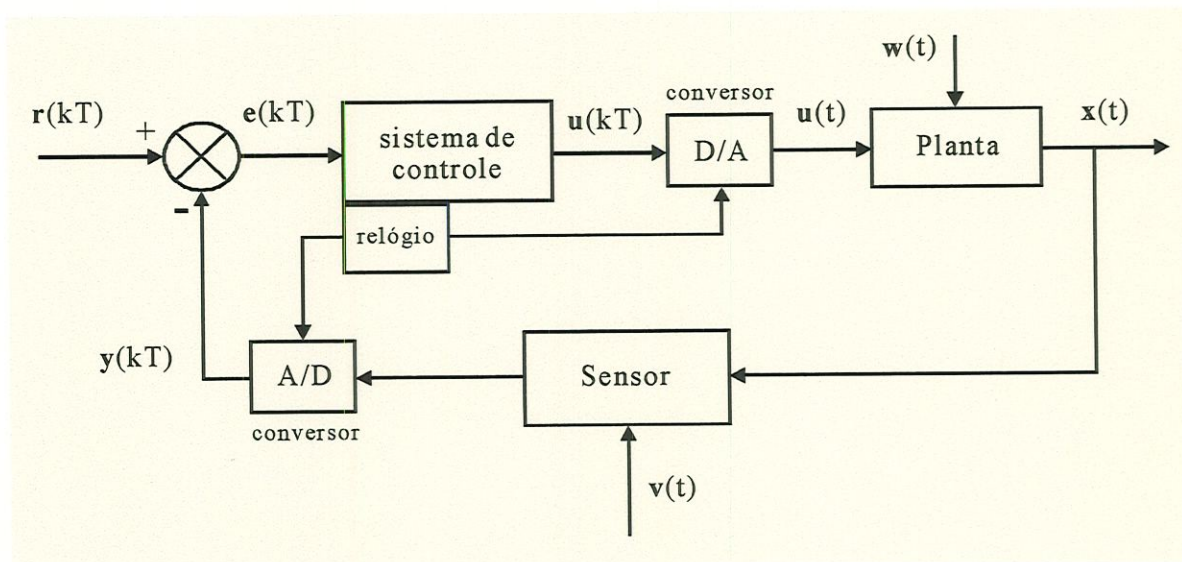


Figura 2.15 - Diagrama de blocos de um sistema de controle com realimentação.

Para este diagrama, tem-se a seguinte notação:

- r → sinal de entrada de referência;
- e → sinal de erro do sistema;
- u → sinal de entrada de controle;
- w → entrada de perturbação na planta;
- v → entrada de erro no sensor;
- x → estado da planta;
- y → saída medida da planta;
- A/D → conversor de sinal analógico para digital; e
- D/A → conversor de sinal digital para analógico.

A complexidade do bloco que representa o sistema de controle dependerá tanto da planta que está sendo controlada, quanto da aplicação a que esta planta está sujeita. Para aplicações onde pode-se considerar a planta como sendo linear na faixa de operação de interesse, pode-se adotar um sistema de controle linear cuja síntese pode ser efetuada a partir de um modelo matemático linear. Este é o caso mais simples e comum e que tem tido aplicação prática para uma vasta gama de sistemas. Entretanto, para diversas aplicações, o comportamento da planta é regido

pelos acoplamentos entre suas variáveis e por não linearidades que devem ser levadas em consideração na modelagem matemática. Neste caso, torna-se conveniente a aplicação de um sistema de controle não linear. Há ainda aquelas plantas não lineares cujos parâmetros podem apresentar incertezas na modelagem, tornando então necessário a adoção de alguma forma adaptativa de controle que apresente robustez adequada na faixa de aplicação de interesse. Os desenvolvimentos em controle robusto e em controle adaptativo mostram que estas técnicas têm sido muito úteis em diversas aplicações (AMERONGEN, 1984 e YUE & POSTLETHWAITE, 1988). Considerando a síntese de um sistema de controle robusto, o que se tem é um sistema com ganhos constantes que estabiliza uma planta, para uma determinada faixa de variação de seus parâmetros. Como resultado, tem-se um sistema dinâmico que apresenta boa rejeição a perturbações externas e baixa sensibilidade às variações de parâmetros. Já o controle adaptativo ajusta os valores dos ganhos para uma planta que apresenta incertezas na modelagem e variações nos parâmetros (GUEZ et al., 1990).

Na literatura, estão disponíveis diversas técnicas de síntese de sistemas de controle, desenvolvidas no domínio da frequência (controle clássico) ou no domínio do tempo (controle moderno), que têm como intuito solucionar problemas deste tipo. Estas técnicas têm sido atualmente referenciadas como 'técnicas convencionais' por possuírem, como característica, a necessidade de um modelo matemático da planta. Em particular, destaca-se a técnica de atribuição da auto-estrutura, desenvolvida no domínio do tempo, cuja síntese é um dos objetivos deste trabalho.

Segundo ROSS (1995), o problema de síntese de um sistema de controle com realimentação consiste em obter uma função $h[]$, dada por:

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{h} [t, \mathbf{x}(t), \mathbf{r}(t)] \quad (2.1)$$

No caso de um sistema invariante no tempo, com um sistema de controle do tipo regulador, tem-se as seguintes leis de controle:

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{h} [\mathbf{x}(t)], \text{ para realimentação de estado; e} \quad (2.2)$$

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{h} [\mathbf{y}(t), \dot{\mathbf{y}}(t), \int \mathbf{y}(t) dt], \text{ para realimentação de saída.} \quad (2.3)$$

A função $h[]$ pode assumir diversas formas, dependendo da estrutura do sistema de controle (proporcional, proporcional+integral, proporcional+derivativo ou proporcional+integral+derivativo). Uma vez definida esta estrutura, pode-se calcular a lei de controle $u(t)$ utilizando uma técnica adequada de síntese.

Considerando aplicações em plantas que apresentam incertezas de modelagem, a lei de controle dada pela equação (2.3) pode não ser satisfatória, a não ser que seus parâmetros sejam alterados utilizando um processo adaptativo (ROSS, 1995). Com esta finalidade, a utilização de técnicas cognitivas passa a ter um papel fundamental pois estas técnicas possuem a capacidade de mapear a lei de controle que é, em geral, não linear (VADIEE, 1993).

De uma forma geral, existem duas metodologias relevantes de síntese de sistemas de controle que baseiam-se em conhecimento: redes neurais artificiais e lógica difusa. As aplicações que mais se ajustam a estes novos paradigmas são justamente aquelas onde tem-se dificuldade em estabelecer um modelo matemático preciso da planta (GOMIDE et al., 1992). Redes neurais artificiais foram originalmente desenvolvidas com o intuito de emular o comportamento do cérebro humano que armazena, aprende e recupera informações. Utilizam, para tanto, técnicas iterativas e um critério de desempenho. Lógica difusa, por sua vez, foi desenvolvida com o intuito de emular o raciocínio humano usando expressões linguísticas. Neste sentido, a lógica difusa utiliza-se de uma coleção de condições redundantes obtidas a partir de uma base de conhecimento e de uma base de regras (MAMDANI & GAINES, 1981 (apud ROSS, 1995); KISZKA et al., 1985 e SUGENO, 1985a).

Para estes paradigmas, qualquer função como por exemplo uma lei de controle não-linear, pode ser aproximada razoavelmente bem. Os controladores resultantes são muitas vezes chamados de controladores cognitivos ou 'não-convencionais' por trazerem embutidos alguma forma de 'conhecimento' sobre o comportamento da planta e por não ser necessária a formulação de seu modelo matemático. A partir deste conhecimento adquirido buscam, de forma autônoma, fazer inferências ou tomar decisões, gerando entradas de controle tão desejáveis quanto possíveis. Por serem normalmente gerados a partir de dados que representam o comportamento real da planta, são naturalmente capazes de lidar com alterações

significativas em seus parâmetros, enquanto satisfazendo os seus requisitos de desempenho (BROWN & HARRIS, 1994). Para máquinas complexas, onde mais do que dois eixos são controlados simultaneamente e a modelagem matemática está baseada em leis físicas que podem ser estocásticas, não-lineares e variantes no tempo ou no espaço, os sistemas de controle com realimentação e capacidade cognitiva têm-se apresentado como uma fonte potencial de aplicações e de pesquisas. Segundo ALBUS (1990), a introdução de elementos cognitivos nos sistemas de controle de muitos robôs industriais tem tornado-os mais flexíveis e mais hábeis à realização de tarefas em seus ambientes de trabalho.

Sendo uma fonte potencial de pesquisas, notadamente nos últimos anos, são inúmeros os trabalhos publicados tanto em periódicos especializados em controle, quanto em periódicos e reuniões científicas na área de redes neurais artificiais e lógica difusa. Sendo assim, devido a este grande número de trabalhos existentes na literatura com aplicações em controle de sistemas dinâmicos e a fim de não tornar esta abordagem demasiadamente extensa, optou-se em apresentar um pequeno histórico sobre redes neurais artificiais e lógica difusa juntamente com os artigos tidos como clássicos pela comunidade científica.

Redes neurais artificiais:

Redes neurais artificiais vêm sendo estudadas já há alguns anos (LIPPMANN, 1987). Os modelos desenvolvidos buscam encontrar uma boa relação de entrada/saída da rede, através da utilização de uma distribuição densa de elementos computacionais simples, do ponto de vista de processamento, todos inter-conectados.

Os primeiros trabalhos em redes neurais artificiais são bastante antigos (McCULLOCH & PITTS, 1943 (apud LIPPMANN, 1987); HEBB, 1949 e ROSENBLATT, 1958). Já o primeiro sistema de controle baseado em redes neurais foi desenvolvido no início da década de 60 (WIDROW & HOFF, 1960). Uma versão mais atualizada deste sistema de controle baseou-se em um elemento linear adaptativo (ADaptive LINear Element - ADALINE) que foi treinado a fim de reproduzir uma lei de controle para estabilizar um sistema dinâmico (WIDROW & LEHR, 1990). Este elemento foi uma das

primeiras redes neurais artificiais (o Perceptron foi um outro desenvolvido por ROSENBLATT (1958) e (1962)) e possui uma arquitetura relativamente simples (Figura 2.16). A saída desta rede é binária, podendo então ser adequada para representar ações de controle.

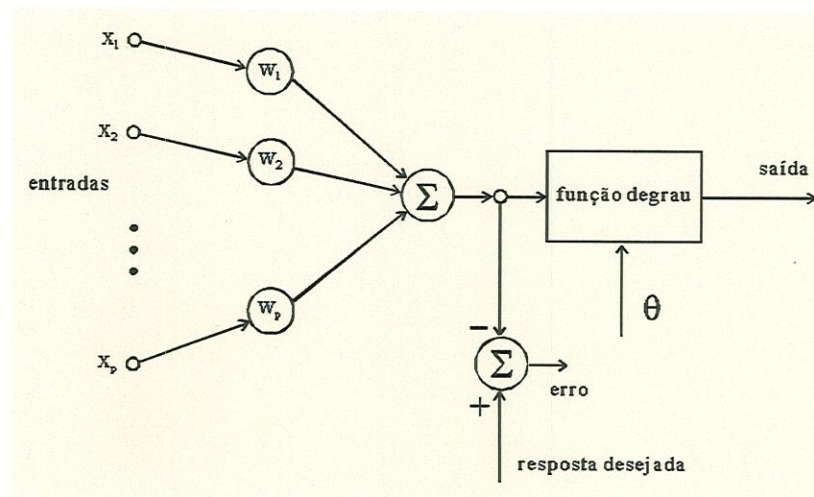


Figura 2.16 - Diagrama de blocos de um ADALINE (HAYKIN, 1994).

Diversos pesquisadores têm discutido a possibilidade de aplicação de redes neurais artificiais em problemas de controle automático de sistemas robóticos (KUPERSTEIN, 1988; KUPERSTEIN & RUBINSTEIN, 1989; KUNG & HWANG, 1989; MARTINETZ et al., 1990 e HASHIMOTO et al., 1992). Nestes trabalhos, são discutidos procedimentos para realizar a cinemática inversa de robôs industriais.

Diversas arquiteturas de redes neurais artificiais foram introduzidas no início da década de 90 (NARENDRA & PARTHASARATHY, 1990). Estas arquiteturas provaram ser bastante eficientes quando aplicadas em problemas de identificação e controle de sistemas dinâmicos. Além disto, foram abordadas a utilização de sistemas de controle não-lineares que são aptos a lidar com situações onde existe a possibilidade de alterações no ambiente, perturbações não medidas, falhas em componentes e outras incertezas. Da mesma forma, foram demonstradas que redes neurais artificiais são idealmente adequadas para tratar com os três tipos de dificuldades envolvendo o projeto de controladores de sistemas dinâmicos, ou seja, complexidade, não-linearidade e incertezas (NARENDRA & MUKHOPADHYAY, 1992).

CHEN (1990) e NIE & LINKENS (1994), tratam da aplicação de redes

neurais artificiais utilizando o treinamento no modo supervisionado, juntamente com o algoritmo “back-propagation” do erro, em problemas de controle adaptativo onde existe a necessidade de ajuste automático dos valores dos ganhos. Esta arquitetura de redes neurais tem-se mostrado como sendo a preferida na área de controle pois apresenta a capacidade de aprender características de plantas através de um mapeamento não-linear (BARTO et al., 1983).

Nenhum pesquisador ativo no campo de sistemas de controle desconhece o crescimento do número de artigos, periódicos, conferências e seções de conferências em redes neurais artificiais (HUNT et al., 1992). De forma a agrupar esta literatura ou, de alguma forma, a maior parte dela, alguns “reviews”, “surveys”, “special issues” e “tutorials” podem também ser encontrados.

WIDROW & LEHR (1990) apresentam uma revisão acerca dos desenvolvimentos fundamentais em redes neurais artificiais com arquitetura do tipo “feedforward”, abordando o problema desde o final da década de 60 até o final da década de 80. O tema central abordado é a descrição da história, origem, características operacionais e a teoria básica de diversos algoritmos de treinamento de redes neurais no modo supervisionado, incluindo a regra do “perceptron”, algoritmo LMS, ADALINE e “back-propagation”.

Algumas das principais aplicações na área de sistemas de controle são apresentadas por ANTSAKLIS (1990) e ANTSAKLIS (1992).

Uma revisão sobre algoritmos, aplicações e arquiteturas de redes neurais artificiais na área de robótica pode ser encontrada em KUNG & HWANG (1989). Outra revisão clássica de redes neurais artificiais em aplicações de sistemas de controle é apresentada por HUNT et al. (1992). Neste artigo são enfocadas as potencialidades de redes neurais em problemas de modelagem, identificação e controle de sistemas dinâmicos não-lineares. Aplicações de diversas arquiteturas de redes são examinadas, juntamente com discussões teóricas e de treinamento. Ainda, o leitor que deseja conhecer outros tipos de arquiteturas de redes neurais artificiais pode ler LIPPMANN (1987) e HAYKIN (1994), que também apresentam uma excelente revisão no assunto.

Outras publicações na área serão oportunamente citadas no Capítulo 3.

Lógica difusa:

Lógica difusa foi introduzida por Lotfi Zadeh como uma maneira de tratar e processar informações linguísticas que são vagas ou imprecisas (ZADEH, 1965). Segundo ZADEH (1973), as técnicas quantitativas de análise de sistemas são intrinsecamente não apropriadas para o tratamento de sistemas complexos. Isto foi formulado no seu princípio de incompatibilidade como segue:

“As the complexity of a system increases, our ability to make precise and yet significant statements about its behaviour diminishes until a threshold is reached beyond which precision and significance (or relevance) become almost mutually exclusive characteristics”

Em termos de síntese de sistemas de controle isto significa que, com o aumento da complexidade da planta, mais complicada senão impossível torna-se a definição precisa de seus parâmetros.

Da mesma forma que redes neurais artificiais, o desenvolvimento da lógica difusa e suas aplicações como técnica de síntese de sistemas de controle, tiveram uma história com muitas variações. A teoria básica dos conjuntos difusos e os algoritmos de raciocínio resultantes, foram desenvolvidos no final dos anos 60. As primeiras aplicações em controle foram investigadas por MAMDANI (1974). Durante os anos 70, Mamdani e uma equipe de pesquisadores também propuseram o primeiro sistema de controle difuso com capacidade de auto-organização (PROCYK & MAMDANI, 1979). Este controlador não foi totalmente implementado e suas pesquisas não tiveram continuidade.

Durante os anos 80, um pequeno número de pesquisadores continuaram os trabalhos de Zadeh e Mamdani, no Reino Unido e nos Estados Unidos. Entretanto, foi no Japão que apareceram as maiores contribuições nesta área, resultando em diversas aplicações em sistemas de controle difuso. As implementações no Japão foram desde sistemas de controle de helicópteros, de trens subterrâneos e também na indústria automotiva, até mecanismos de foco automático de câmeras fotográficas e controladores de máquinas de lavar (SELF, 1990). Apesar destas muitas aplicações bem sucedidas, a maior parte delas comuns nos dias de hoje, pode-se notar nesta fase

uma grande lacuna de análises mais rigorosas e detalhadas associadas aos desenvolvimentos em lógica difusa e suas aplicações em sistemas de controle. Como citado por (BROWN & HARRIS, 1994), esta lacuna talvez seja uma das razões que justifica a falta de interesse apresentada pela comunidade Européia de controle, durante os anos 80. Pesquisadores americanos e europeus voltaram a interessar-se por esta técnica apenas no início dos anos 90, como pode ser notado na literatura.

A grande maioria das aplicações em lógica difusa concentram-se nas áreas de modelagem e controle (90% das aplicações bem sucedidas no Japão são em controle (SCHWARTZ, 1990)). As primeiras aplicações foram direcionadas a plantas que apresentavam incertezas na modelagem e, para as quais, um modelo matemático preciso não era possível (TONG, 1977). Estas aplicações incluíam a regulação de temperatura em reações químicas e controle de pressão de misturas, sendo que todas as plantas consideradas apresentavam-se altamente não-lineares e sujeitas a ruídos e atrasos no tempo. Nos casos considerados, os controladores baseados em lógica difusa realizavam melhor estas tarefas quando comparados com os controladores PI ou PID (TONG, 1977). Muitas aplicações ocorreram no Reino Unido embora, como já comentado, a maior parte das aplicações comerciais ocorreram no Japão nos anos 80 (SUGENO, 1985-a). Num trabalho de revisão, SUGENO (1985-b) faz citações acerca de aplicações voltadas ao controle de fornos de cimento, motores diesel, cruzamento de vias expressas, operações de bombas de água e muitas outras. O controlador que mais se destacou neste período foi o de trens subterrâneos desenvolvido por YASUNOBU & MIYAMOTO (1985) apud BROWN & HARRIS (1994), que mantém-se em operação deste 1987. O sistema difuso consiste de duas bases de regras: uma para um sistema de controle que mantém a velocidade do trem constante (CSC - "Constant Speed Controller") e outra para a parada automática de trem (TASC - "Train Automatic Stop Controller"). Cada base de regras utiliza somente 12 regras difusas as quais são avaliadas a cada 100ms. O sistema CSC tem a seguinte forma básica: "IF" (a velocidade do trem excede a velocidade limite) "THEN" (seleciona-se a máxima desaceleração).

Quando comparado com um controlador do tipo PID, o sistema de controle difuso permite a utilização de menos combustível e possui um funcionamento

mais confiável, do ponto de vista de segurança e conforto (BROWN & HARRIS, 1994).

Dentre outras aplicações, a lógica difusa foi usada recentemente no projeto do sistema de controle de um helicóptero (BROWN & HARRIS, 1994). O procedimento de síntese foi semelhante ao utilizado no controlador do trem subterrâneo, ou seja, diversas tarefas de controle foram identificadas (vôo pairado, vôo para frente, etc.) e pequenos sistemas de controle difusos independentes foram sintetizados para cada sub-problema. Esta estruturação, de certa forma hierárquica das bases de regras difusas, permite que as técnicas desenvolvidas sejam aplicadas em problemas de controle de dimensão elevada (15 no caso do helicóptero).

A capacidade da lógica difusa em permitir a obtenção de uma base de conhecimento e de uma base de regras lógicas, é uma propriedade altamente desejável para sistemas que passam por aprendizagem. Assim é que muitos trabalhos em lógica difusa têm sido motivados por pesquisas em redes neurais. Da mesma forma, novos algoritmos têm sido desenvolvidos através da combinação das vantagens de representação dos sistemas difusos com a capacidade de aprendizagem de redes neurais artificiais (KOSKO, 1992 e MENDEL, 1992).

Sistemas de controle adaptativos baseados em lógica difusa têm encontrado aplicações também no setor automotivo. Neste caso, redes neurais artificiais com memória associativa têm sido usadas para o treinamento de sistemas de controle difusos aplicados no controle de velocidade de automóveis (FELDKAMP & PUSKORIUS, 1993). Da mesma forma, os controladores adaptativos difusos têm sido usados em transmissão automotiva (SAKAGUCHI et al., 1993), nos quais as características humanas de condução de um veículo foram emuladas por uma base de regras. Ainda, um trabalho recente em controle neuro-difuso (“neurofuzzy”) incorpora carregamentos e condições ambientais, bem como condições de curvatura de estradas de rodagem. Enquanto que muitos dos exemplos anteriores de lógica difusa foram em produtos domésticos simples tais como câmeras e aspiradores de pó, uma tendência com relação à aplicação em processos de manufatura tem sido também notado. Duas áreas que tiveram um crescimento bastante acentuado na Alemanha e Suíça foram as indústrias farmacêuticas e químicas onde em apenas um estado, 88 indústrias utilizam sistemas de controle difusos em 290 processos (REUSCH, 1993).

Como pode ser notado na literatura em lógica difusa, existem atualmente diversos livros e artigos introdutórios. Desta forma, a citação mesmo dos mais importantes, além dos já citados anteriormente, foge ao escopo deste trabalho. Faz-se então, apenas a citação de alguns trabalhos clássicos que poderão ajudar leitores nos mais variados níveis de conhecimento.

Para uma introdução resumida e clara acerca das aplicações de sistemas de controle baseados em lógica difusa, recomenda-se a leitura de SUTTON & TOWIL (1985) que trata da construção de uma base de regras para simular o controle de um navio de guerra. De igual valor, BERNARD (1988) traz uma aplicação de lógica difusa no controle de um reator. Três trabalhos de revisão que descrevem as aplicações de controladores difusos nos anos 70, 80 e 90, podem ser encontrados em TONG (1977), SUGENO (1985-b) e BERENJI (1992), respectivamente. Nestes artigos, pode-se encontrar uma perspectiva histórica acerca dos desenvolvimentos no campo de controle difuso.

Uma excelente coleção de artigos em lógica difusa pode ser encontrada no "special issue" da IEEE Transaction on Neural Networks de 1992, IEEE Transaction on Fuzzy Logic e em HARRIS (1994). Também, diversos livros tais como KOSKO (1992-a), PEDRYCZ (1993), WANG (1994) e ROSS (1995) apresentam um número grande de publicações na área.

Para completar a revisão acerca das técnicas de síntese de sistemas de controle abordadas neste trabalho, apresenta-se a seguir, um pequeno histórico sobre a técnica de atribuição da auto-estrutura juntamente com os artigos tidos como clássicos pela comunidade científica.

Atribuição da auto-estrutura:

Na vasta literatura que trata da análise e síntese de sistemas de controle, pode-se notar diversos métodos convencionais de projeto. No caso de sistemas dinâmicos multivariáveis, as técnicas de controle modernas ganharam atenção especial nas três últimas décadas. Estas técnicas, utilizam a formulação em espaço de estados

que, por sua vez, baseiam-se na auto-estrutura do sistema (autovalores e autovetores) para fornecer informações quantitativas sobre o seu comportamento dinâmico. Com base na análise destas informações, pode-se melhorar o seu desempenho através de realimentação. Estes melhoramentos podem ser realizados modificando a auto-estrutura do sistema como desejado. Assim, a síntese de uma matriz de ganhos que atribua uma auto-estrutura desejada, definida a partir dos requisitos de desempenho do sistema, altera sua resposta transiente como desejado. Uma destas metodologias de síntese no domínio do tempo é a técnica de atribuição da auto-estrutura. Para sistemas multivariáveis com acoplamentos, as principais características desta técnica resumem-se no fato de permitirem alcançar os requisitos de desempenho através da atribuição dos autovalores e desacoplamento modal através da atribuição dos autovetores.

No início da década de 70, diversos trabalhos que apresentaram os desenvolvimentos da técnica de 'alocação de pólos' (ou atribuição de autovalores), forneceram informações importantes para o desenvolvimento da técnica de atribuição da auto-estrutura (DAVISON, 1970; DAVISON & CHATTERJEE, 1971; DAVISON & CHOW, 1973; TOPALOGLU & SEBORG, 1975; WONHAM, 1976; PORTER, 1977 e outros). Sua aplicação em sistemas multivariáveis foi inicialmente introduzida por KIMURA (1975) e MOORE (1976) que apresentaram matematicamente as condições necessárias e suficientes para a existência de uma matriz de ganhos de realimentação linear. Mostraram ainda que para a aplicação de realimentação de estado em sistemas controláveis com duas ou mais entradas de controle, pode-se atribuir autovalores em malha fechada e também autovetores.

MOORE (1976) foi o primeiro a identificar a liberdade oferecida na atribuição de uma auto-estrutura na síntese de um sistema de controle com realimentação de estado. Em sequência, diversos artigos passaram a descrever os desenvolvimentos e aplicações de algoritmos iterativos e não iterativos de atribuição da auto-estrutura em sistemas dinâmicos lineares multivariáveis (MOORE & KLINE, 1976; SILVERTHORN & REID, 1980; KHAN & SREENIVASULU, 1986 e MANNES & MURRAY-SMITH, 1992), mostrando diferentes aplicações.

ANDRY et al. (1983) utilizaram a técnica de atribuição da auto-estrutura no projeto de um sistema de aumento de estabilidade considerando as dinâmicas do

modo lateral da aeronave L-1011. Este artigo considera a aplicação de realimentação de estado e de saída como um meio de alterar a resposta transiente da aeronave.

Outros artigos descrevem os desenvolvimentos nesta área considerando uma diversidade de aplicações, tais como, compensação de problemas de instabilidade aeroelástica em aeronaves (GARRARD & LIEBST, 1985), controle de translação lateral e apontamento em aeronaves de alto desempenho (SOBEL & CLOUTIER, 1992), controle de movimento de robôs (ZHOU et al., 1990) e sistemas de controle de helicópteros (LOW & GARRARD, 1993). Estas e outras aplicações, além de diversas variantes da técnica de atribuição da auto-estrutura, são abordadas por WHITE (1995) que revisa o campo de estudo nesta área a partir do início de 1960 até os dias atuais.

Outras publicações na área serão oportunamente citadas no Capítulo 3.

As leis de controle de realimentação obtidas a partir da aplicação de qualquer técnica de síntese, assim como as anteriormente citadas, podem ser implementadas de diversas formas. Os sistemas de controle analógicos que consideram amplificadores operacionais, oferecem algumas vantagens nesta implementação, principalmente devido ao processamento de sinal em tempo real. Entretanto, alguns inconvenientes tais como corrosão nos terminais dos componentes eletrônicos e o ambiente de operação podem causar variações no comportamento do sistema e a necessidades de eventuais ajustes (TALL & WIEST, 1996). Além disto, o próprio projeto e atualizações não são tarefas das mais fáceis pois é necessário a introdução de um número maior de componentes eletrônicos. Na utilização de controladores baseados em microcomputadores, como os sistemas de controle implementados a partir de placas de aquisição, manipulação e transmissão de sinais, pode-se contornar muitos destes problemas. O sistema de controle resultante pode não ser adequado para sistemas que necessitam de grande velocidade de processamento, exceto quando da utilização, por exemplo, dos processadores Pentium II. Entretanto, o custo alto destes processadores tornam sua aplicação pouco conveniente sendo ainda que o bom desempenho nem sempre é garantido. Os sistemas de controle baseados em DSP incluem as mesmas vantagens dos micro-controladores anteriores mas oferecem, ainda, otimização em operações matemáticas, alta resolução, baixo custo e pequenas

dimensões. Estas vantagens adicionais são vistas como propriedades atrativas e fazem dos DSP o estado-da-arte em sistemas de controle digitais.

Espera-se que até este ponto tenha-se situado o estado-da-arte em sistemas de rastreamento a laser e em sistemas de controle e justificado as principais motivações que levaram ao desenvolvimento deste trabalho de tese. Desta forma, foram identificadas inicialmente as seguintes contribuições:

- Desenvolvimento de um modelo matemático de uma estação de rastreamento a laser com a configuração apresentada, de tal maneira a permitir a síntese dos algoritmos de controle propostos e simulações numéricas para avaliar teoricamente o desempenho dos sistemas de controle;
- Projeto e implementação de uma estação de rastreamento a laser utilizando motores CC; e
- Estudo e implementação de um algoritmo de controle baseado em redes neurais artificiais e lógica difusa.

CAPÍTULO 3

TEORIAS DE SÍNTESE DE SISTEMAS DE CONTROLE

Neste capítulo são descritas três metodologias de síntese de sistemas de controle. A primeira, formulada para sistemas lineares invariantes no tempo, utiliza realimentação de saída para a atribuição completa de uma auto-estrutura. A segunda e a terceira, aplicadas também a sistemas não-lineares com parâmetros que podem ou não variar, baseiam-se em redes neurais artificiais e lógica difusa. O objetivo não é o de descrever detalhadamente estas três metodologias mas sim, apresentar os procedimentos utilizados nas implementações computacionais no sentido de calcular uma lei de controle de realimentação. Desta forma, somente os procedimentos básicos serão apresentados. Informações mais detalhadas podem ser encontradas nas referências citadas oportunamente a seguir, relativas a cada uma das três técnicas.

3.1 - ATRIBUIÇÃO DA AUTO-ESTRUTURA COMPLETA

Um problema citado como um dos mais interessantes na teoria de controle moderno de sistemas dinâmicos multivariáveis, é aquele relacionado à atribuição simultânea de autovalores e autovetores. Para estes sistemas, tal procedimento tem como principal característica o fato de ser uma metodologia de síntese bastante simples e direta. Sua aplicação restringe-se ao fato de que as especificações de desempenho da planta a ser controlada devem estar descritas através de autovalores e autovetores. Tem-se assim, as vantagens de possibilitar melhorias na qualidade do sistema de controle em termos de alcançar os requisitos de desempenho da planta (estabilidade, baixo sobre-sinal de posicionamento e baixo tempo de acomodação)

através da seleção dos autovalores e desacoplamento modal através da seleção dos autovetores. Desta forma, a sua aplicação tem sido extensiva na síntese de controladores de sistemas dinâmicos lineares multivariáveis e invariantes no tempo, tornando-se uma área de estudo importante na teoria de controle (WHITE, 1995).

3.1.1 - A AUTO-ESTRUTURA NA RESPOSTA DE SISTEMAS DINÂMICOS

É interessante analisar a forma como a auto-estrutura de um sistema dinâmico influencia na sua resposta. Assim sendo, considere inicialmente um sistema linear invariante no tempo, controlável e observável, descrito pelas seguintes equações de estado e de saída:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \quad (3.1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) \quad (3.2)$$

onde $\mathbf{x}(t) \in \mathbf{R}^n$ é o vetor de estados reais, $\mathbf{u}(t) \in \mathbf{R}^m$ é o vetor de entradas reais e $\mathbf{y}(t) \in \mathbf{R}^r$ é o vetor de saídas reais. \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} são matrizes reais constantes de dimensões compatíveis, ou seja, $\mathbf{A} \in \mathbf{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in \mathbf{R}^{n \times m}$ e $\mathbf{C} \in \mathbf{R}^{r \times n}$. \mathbf{A} é conhecida como matriz de estados, \mathbf{B} é a matriz de controle ou das influências das m variáveis de controle e \mathbf{C} é a matriz de saída ou das influências das r variáveis de saída.

Com relação à matriz \mathbf{A} , o espectro de autovalores $\sigma(\mathbf{A})$ é dado pelo conjunto das raízes da equação característica:

$$|\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}| = \lambda^n + a_{n-1} \lambda^{n-1} + \dots + a_1 \lambda + a_0 = 0 \quad (3.3)$$

Com a matriz modal \mathbf{M} , pode-se diagonalizar a matriz \mathbf{A} através de:

$$\Lambda = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{M} \quad (3.4)$$

onde a matriz Λ é diagonal, com os autovalores aparecendo na sua diagonal principal. Rearranjando a equação (3.4) em termos da matriz \mathbf{A} , tem-se que:

$$\mathbf{A} = \mathbf{M}\mathbf{\Lambda}\mathbf{M}^{-1} \quad (3.5)$$

Os autovetores direitos \mathbf{v}_k , chamados assim pela maneira como aparecem multiplicando a matriz característica, são as colunas da matriz modal \mathbf{M} e satisfazem o seguinte problema de autovalor:

$$|\lambda_k \mathbf{I} - \mathbf{A}| \mathbf{v}_k = \mathbf{0} \quad k = 1, \dots, n \quad (3.6)$$

Quando os autovalores de \mathbf{A} são distintos, os autovetores esquerdos \mathbf{z}_k^T são as linhas da matriz \mathbf{M}^{-1} e satisfazem o seguinte problema de autovalor recíproco:

$$\mathbf{z}_k^T |\lambda_k \mathbf{I} - \mathbf{A}| = \mathbf{0} \quad k = 1, \dots, n \quad (3.7)$$

Integrando a equação de estado, equação (3.1), tem-se a seguinte solução:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{e}^{\mathbf{A}t} \mathbf{x}(0) + \int_0^t \mathbf{e}^{\mathbf{A}(t-\tau)} \mathbf{B} \mathbf{u}(\tau) d\tau \quad (3.8)$$

Utilizando agora a equação (3.8), pode-se expressar a matriz de transição de estados $\mathbf{e}^{\mathbf{A}t}$ em termos dos autovetores direito e esquerdo. Assim, expandindo $\mathbf{e}^{\mathbf{A}t}$ em série, obtém-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^{\mathbf{A}t} &= \mathbf{I} + \mathbf{A}t + \frac{\mathbf{A}^2 t^2}{2!} + \frac{\mathbf{A}^3 t^3}{3!} + \dots = \\ &\mathbf{I} + (\mathbf{M}\mathbf{\Lambda}\mathbf{M}^{-1})t + \frac{(\mathbf{M}\mathbf{\Lambda}\mathbf{M}^{-1})^2 t^2}{2!} + \frac{(\mathbf{M}\mathbf{\Lambda}\mathbf{M}^{-1})^3 t^3}{3!} + \dots = \\ &\mathbf{M} \left[\mathbf{I} + \mathbf{\Lambda}t + \frac{\mathbf{\Lambda}^2 t^2}{2!} + \frac{\mathbf{\Lambda}^3 t^3}{3!} + \dots \right] \mathbf{M}^{-1} = \mathbf{M} \mathbf{e}^{\mathbf{\Lambda}t} \mathbf{M}^{-1} \end{aligned} \quad (3.9)$$

onde $\mathbf{e}^{\mathbf{\Lambda}t}$ é uma matriz diagonal, dada por:

$$\mathbf{e}^{At} = \begin{bmatrix} e^{\lambda_1 t} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{\lambda_2 t} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & e^{\lambda_n t} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Desta forma, a matriz de transição de estados pode ser escrita como:

$$\mathbf{e}^{At} = \sum_{k=1}^n \mathbf{v}_k \mathbf{e}^{\lambda_k t} \mathbf{z}_k^T \quad (3.11)$$

Substituindo a equação (3.11) na equação (3.8), a equação de saída (equação (3.2)) resulta em:

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{k=1}^n (\mathbf{C} \mathbf{v}_k) \mathbf{e}^{\lambda_k t} \mathbf{z}_k^T \mathbf{x}(0) + \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^n (\mathbf{C} \mathbf{v}_k) (\mathbf{z}_k^T \mathbf{b}_j) \int_0^t \mathbf{e}^{\lambda_k \tau} \mathbf{u}_j(t-\tau) d\tau \quad (3.12)$$

Assim, tem-se que o vetor de saída da planta pode ser alterado basicamente através de quatro formas que são:

- (a) alterando os autovalores λ_k , que determinam as frequências naturais e os fatores de amortecimento do sistema;
- (b) alterando os autovetores direitos \mathbf{v}_k , que determinam a influência das variáveis de estado na saída do sistema, o que pode ser notado através do termo $\mathbf{C} \mathbf{v}_k$;
- (c) alterando os autovetores esquerdos \mathbf{z}_k , que determinam a forma como as saídas do sistema são afetadas pelas suas entradas, o que pode ser notado através do termo $\mathbf{z}_k^T \mathbf{b}_j$; e
- (d) alterando as condições iniciais da planta que, para um vetor estado inicial $\mathbf{x}(0)$ diferente de zero, introduzirá perturbações no sistema através de seu produto com os termos dos autovetores direitos, autovalores e autovetores esquerdos, ou seja, $(\mathbf{C} \mathbf{v}_k) \mathbf{e}^{\lambda_k t} \mathbf{z}_k^T \mathbf{x}(0)$.

3.1.2 - O SISTEMA DE CONTROLE COM REALIMENTAÇÃO DE SAÍDA

O propósito desta seção é discutir a síntese de um sistema de controle com realimentação de saída associado ao problema de atribuição simultânea de um conjunto de autovalores e autovetores. Este problema de atribuição da auto-estrutura foi estudado por KLEIN & MOORE (1977), PORTER & D'AZZO (1978-a e b) e vários outros autores e, tem tido aplicação prática em diversas áreas de pesquisa.

A utilização de realimentação em sistemas de controle permite: (a) melhorar ou assegurar as características de estabilidade da planta; (b) reduzir sua sensibilidade a incertezas de modelagem; (c) melhorar sua capacidade em atenuar os efeitos de perturbações; e (d) alterar sua resposta transiente (ANDRY et al., 1983). Com a técnica de atribuição da auto-estrutura pode-se ainda minimizar os acoplamentos indesejados entre os modos de movimento.

Como o comportamento dinâmico de um sistema pode ser representado matematicamente pela sua auto-estrutura, a atribuição de um espectro de autovalores e de um conjunto de autovetores pré-selecionados, deve fornecer a este sistema um comportamento transiente satisfatório. O problema de síntese discutido aqui, envolve então a seleção de uma matriz de ganhos de realimentação que atribua uma auto-estrutura desejada. Assim, segundo FAHMY & O'REILLY (1982) e ANDRY et al. (1983), estabeleceu-se o seguinte problema:

“Dado um conjunto auto-conjugado de escalares $\{\lambda_k\}_{k=1}^n$ distintos e um conjunto auto-conjugado de n vetores correspondentes $\{v_k\}_{k=1}^n$, encontrar uma matriz \mathbf{K} real de ordem $m \times n$ tal que os autovalores de $(\mathbf{A} + \mathbf{BK})$ são precisamente aqueles do conjunto auto-conjugado de escalares $\{\lambda_k\}_{k=1}^n$ com autovetores correspondentes $\{v_k\}_{k=1}^n$ ”

Um conjunto é dito ser auto-conjugado quando, se uma quantidade complexa pertence ao conjunto, seu complexo conjugado também pertence.

Tem-se então que os parâmetros de síntese para a técnica de atribuição da auto-estrutura são dados em termos de autovalores e autovetores desejados pré-

especificados. Uma vez selecionados estes parâmetros, os ganhos de controle de realimentação podem ser unicamente definidos (GARG, 1989). Desta forma, dada uma auto-estrutura desejada, os ganhos de realimentação fornecerão respostas transientes desejadas (ou respostas tão próximas quanto possíveis dentro de certos limites).

É muito frequente a necessidade de se implementar sistemas observadores com o objetivo de estimar as variáveis de estado que não são acessíveis por medida direta a fim de serem usadas na realimentação de todos os estados. Desta forma, a aplicação de realimentação de estado não tem sido uma técnica motivante na síntese de sistemas de controle a partir de um ponto de vista prático, quando os custos de medida e de realimentação em sistemas de ordem elevada são considerados.

Um procedimento de síntese que evita tais problemas é aquele que realimenta somente as variáveis que são diretamente medidas (D'AZZO & HOUPIS, 1988). Este procedimento utiliza realimentação de saída sendo que a equação de controle correspondente, em função da saída do sistema, é dada por:

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{G}\mathbf{y}(t) \quad (3.13)$$

onde $\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{m \times r}$ é a matriz de ganhos de realimentação de saída. Assim, $\max(n,m)$ autovalores auto-conjugados podem ser atribuídos e $\max(r,m)$ autovetores podem ser parcialmente atribuídos com $\min(r,m)$ elementos em cada vetor, escolhidos arbitrariamente (REW et al., 1989).

Para um sistema dado pelas equações (3.1), (3.2) e (3.13), o problema de autovalor associado pode ser escrito como:

$$|\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{G}\mathbf{C}| \mathbf{v}_k = \lambda_k \mathbf{v}_k \quad k = 1, \dots, r \quad (3.14)$$

onde λ_k é o k -ésimo autovalor e \mathbf{v}_k é k -ésimo autovetor correspondente.

O procedimento de síntese consiste em determinar a matriz de ganhos de realimentação \mathbf{G} que atribui um espectro desejado de autovalores λ_k^d e um conjunto desejado de autovetores \mathbf{v}_k^d . Numa forma matricial compacta, a equação (3.14) pode ser rescrita como:

$$|\mathbf{A} - \lambda_k \mathbf{I} \quad \vdots \quad \mathbf{B}| \begin{bmatrix} \mathbf{v}_k \\ \dots \\ \mathbf{GCv}_k \end{bmatrix} \equiv \Gamma_k \Phi_k = \mathbf{0} \quad (3.15)$$

onde as colunas de Φ_k formam uma base para o espaço nulo de Γ_k . O objetivo agora é obter o espaço das soluções não triviais da equação homogênea anterior.

Tradicionalmente, a técnica de atribuição da auto-estrutura é realizada como um procedimento composto por um dos dois passos:

- os autovalores desejados são inicialmente atribuídos e então os autovetores resultantes são obtidos; ou
- os autovetores desejados são inicialmente selecionados e então os autovalores resultantes são obtidos.

Infelizmente, a pré-especificação dos autovetores tem um efeito restritivo na alocação dos autovalores e conseqüentemente na resposta transiente da planta em malha fechada (WILSON et al., 1992). Da mesma forma, a pré-especificação dos autovalores tem um efeito restritivo no sentido de que os autovetores correspondentes devem se situar nos sub-espacos gerados pelas colunas da matriz $[(\lambda_k \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}]$, ou seja, o domínio no qual os autovetores podem ser alocados diminui. Neste trabalho, os autovalores desejados serão atribuídos primeiro, visto que as principais restrições são dadas em termos de estabilidade, sobre-sinal e tempo de acomodação.

Para cada autovalor λ_k de malha fechada (desejado), pode-se escrever a equação (3.15) na forma particionada como:

$$\Gamma_k \Phi_k \equiv \Gamma_k \begin{bmatrix} \overline{\Phi}_k \\ \hat{\Phi}_k \end{bmatrix} = 0 \quad (3.16)$$

onde $\overline{\Phi}_k$ e $\hat{\Phi}_k$ são escolhidos a partir do espaço nulo de Γ_k . Ainda, de forma a facilitar os cálculos, $\overline{\Phi}_k$ e $\hat{\Phi}_k$ podem ser separados em componentes reais e imaginárias. Tem-se portanto que:

$$\overline{\Phi}_k = \mathbf{v}_k = |\phi_{r1} \quad \phi_{i1} \quad \dots \quad \phi_{rk} \quad \phi_{ik}| \quad (3.17)$$

$$\hat{\Phi}_k = \mathbf{G} \mathbf{C} \mathbf{v}_k = \begin{vmatrix} \phi_{r1} & \phi_{i1} & \cdots & \phi_{rk} & \phi_{ik} \end{vmatrix} \quad (3.18)$$

onde os sub-escritos 'r' e 'i' referem-se às partes reais e imaginárias do conjunto auto-conjugado de autovalores e autovetores. Segue então que:

$$\mathbf{G} \mathbf{C} \begin{vmatrix} \phi_{r1} & \phi_{i1} & \cdots & \phi_{rk} & \phi_{ik} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \phi_{r1} & \phi_{i1} & \cdots & \phi_{rk} & \phi_{ik} \end{vmatrix} \quad (3.19)$$

ou

$$(\mathbf{G} \mathbf{C}) \overline{\Phi}_k = \hat{\Phi}_k \quad (3.20)$$

Se o sistema original é mal-condicionado, a matriz $\mathbf{C} \overline{\Phi}_k$ não será bem condicionada, isto é, ortogonal (JUANG et al., 1989). A solução pode agora ser obtida usando a matriz pseudoinversa de Moore-Penrose (GOLUB & VAN LOAN, 1983). A matriz de ganhos resulta em:

$$\mathbf{G} = \hat{\Phi}_k (\mathbf{C} \overline{\Phi}_k)^+ \quad (3.21)$$

onde $(\mathbf{C} \overline{\Phi}_k)^+$ é a matriz pseudoinversa de Moore-Penrose.

3.1.3 - ESCOLHA DO MELHOR CONJUNTO DE AUTOVETORES

Seja novamente as equações (3.1), (3.2) e (3.13). Em malha fechada, este sistema resulta no problema de autovalor dado pela equação (3.14). Com isto, obtém-se o sistema na forma matricial como é mostrado na equação (3.15). A solução deste sistema é equivalente a encontrar um vetor auxiliar \mathbf{w}_k (LIEBST et al., 1986), tal que:

$$\begin{vmatrix} \lambda_k \mathbf{I} - \mathbf{A} \end{vmatrix} \mathbf{v}_k = \mathbf{B} \mathbf{w}_k \quad (3.22)$$

ou

$$\mathbf{v}_k = \begin{vmatrix} \lambda_k \mathbf{I} - \mathbf{A} \end{vmatrix}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{w}_k \quad (3.23)$$

onde o vetor \mathbf{w}_k é dado por:

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{G} \mathbf{C} \mathbf{v}_k \quad (3.24)$$

Para o caso em questão, separando os termos reais e imaginários, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{rk} \\ \mathbf{v}_{ik} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{rk} \mathbf{I} - \mathbf{A} & \lambda_{ik} \mathbf{I} \\ -\lambda_{ik} \mathbf{I} & \lambda_{rk} \mathbf{I} - \mathbf{A} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B} \end{bmatrix} \mathbf{G} \mathbf{C} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{rk} \\ \mathbf{v}_{ik} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{rk} \mathbf{I} - \mathbf{A} & \lambda_{ik} \mathbf{I} \\ -\lambda_{ik} \mathbf{I} & \lambda_{rk} \mathbf{I} - \mathbf{A} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B} \end{bmatrix} \mathbf{w}_k \quad (3.25)$$

Na prática, os autovetores desejados não são encontrados exatamente como especificados devido às limitações de entradas de controle do sistema (SRINATHKUMAR, 1978). Em outras palavras, os sub-espacos atribuíveis nem sempre pertencem ao sub-espaco desejado. Uma das limitações nestes sub-espacos atribuíveis, gerados pelas colunas da matriz $[(\lambda_k \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}]$, é que todos os autovalores desejados de malha fechada podem ser alocados exatamente como especificados, enquanto que somente 'm' elementos dos autovetores correspondentes podem ser encontrados. Isto decorre do fato de que estes sub-espacos tem dimensão dada pelo posto da matriz \mathbf{B} que, por sua vez, é igual ao número de variáveis de controle independentes. Portanto, pode-se concluir que se um autovetor desejado situa-se exatamente no sub-espaco de $[(\lambda_k \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}]$, então todos os seus elementos poderão ser encontrados exatamente.

Visto então que em geral $m < n$, não se pode atribuir exatamente todos os elementos do autovetor desejado para cada modo de movimento. Ao invés disto, pode-se fazer uma 'melhor escolha possível' para estes elementos. Este autovetor pode ser encontrado usando o conceito de projeção ortogonal entre sub-espacos lineares de autovetores, ou seja, através da projeção dos autovetores desejados \mathbf{v}_k^d no sub-espaco gerado pelas colunas de $[(\lambda_k \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}]$, como ilustrado na Figura 3.1.

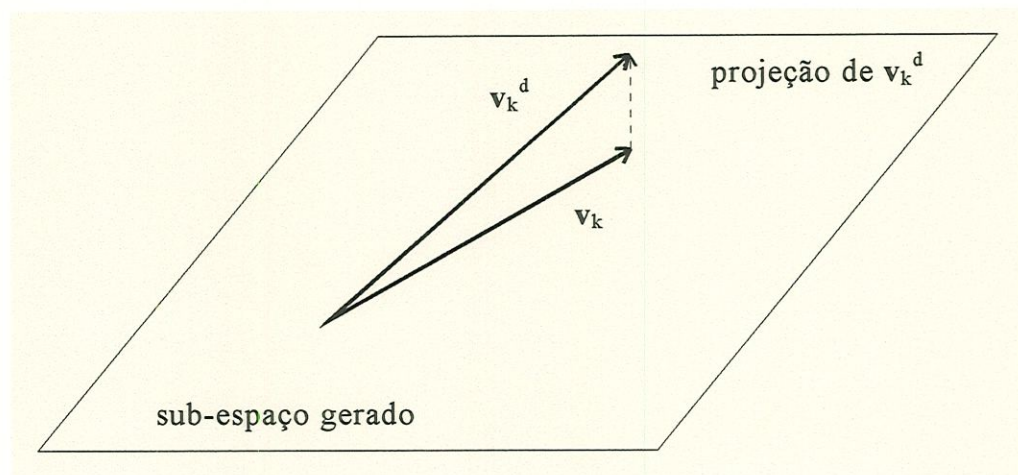


Figura 3.1 - Interpretação geométrica de \mathbf{v}_k^d resultando em \mathbf{v}_k .

Assim, o vetor \mathbf{w}_k pode ser selecionado de forma a minimizar a soma ponderada do quadrado da diferença entre os elementos dos autovetores \mathbf{v}_k^d e \mathbf{v}_k . Portanto, é conveniente minimizar o seguinte índice de desempenho:

$$\min [\mathbf{J}_k(\mathbf{v}_k)] = \min [(\mathbf{v}_k - \mathbf{v}_k^d)^T \mathbf{P}_k (\mathbf{v}_k - \mathbf{v}_k^d)] \quad (3.26)$$

onde \mathbf{v}_k^d é o k-ésimo autovetor desejado e \mathbf{P}_k é a k-ésima matriz simétrica positiva definida cujos elementos permitem ponderar a diferença entre certos elementos dos autovetores, ou eventualmente de todos. Em geral, quanto maior for o k-ésimo elemento da diagonal principal de \mathbf{P}_k , mais próximo será o k-ésimo elemento em \mathbf{v}_k do elemento correspondente em \mathbf{v}_k^d . De forma a selecionar valores significativos para \mathbf{P}_k , é necessário conhecer bem o significado físico de cada elemento do autovetor (JIANG et al., 1994). De outro modo, \mathbf{P}_k pode ser tomado como uma matriz identidade.

Pode-se observar em alguns trabalhos (GARRARD & LIEBST, 1985; MOORE, 1976 e ANDRY et al., 1983) que, existem casos onde para alterar um determinado autovetor de alguma forma particular, seu autovalor correspondente deve ser obrigatoriamente alterado.

Para uma auto-estrutura selecionada, é desejável então minimizar \mathbf{J}_k que está sujeito à seguinte restrição, resultante da equação (3.23):

$$\mathbf{v}_k = \begin{bmatrix} \lambda_{rk} \mathbf{I} - \mathbf{A} & \lambda_{rk} \mathbf{I} \\ -\lambda_{rk} \mathbf{I} & \lambda_{rk} \mathbf{I} - \mathbf{A} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B} \end{bmatrix} \mathbf{w}_k \quad (3.27)$$

A partir da equação (3.27), pode-se definir:

$$\mathbf{L}_k = \begin{bmatrix} \lambda_{rk} \mathbf{I} - \mathbf{A} & \lambda_{rk} \mathbf{I} \\ -\lambda_{rk} \mathbf{I} & \lambda_{rk} \mathbf{I} - \mathbf{A} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

e com isto pode-se escrever:

$$\mathbf{v}_k = \mathbf{L}_k \mathbf{w}_k \quad (3.29)$$

Substituindo a equação (3.29) na equação (3.26) e igualando sua derivada com relação a \mathbf{v}_k a zero, tem-se que a função \mathbf{J}_k é otimizada, ou seja, alcança o seu valor de mínimo. Isto resulta em:

$$\mathbf{w}_k = (\mathbf{L}_k^T \mathbf{P}_k^T \mathbf{P}_k \mathbf{L}_k)^{-1} \mathbf{L}_k^T \mathbf{P}_k^T \mathbf{v}_k^d \quad (3.30)$$

Finalmente, a escolha mais apropriada para o autovetor \mathbf{v}_k resulta em:

$$\mathbf{v}_k = \mathbf{L}_k (\mathbf{L}_k^T \mathbf{P}_k^T \mathbf{P}_k \mathbf{L}_k)^{-1} \mathbf{L}_k^T \mathbf{P}_k^T \mathbf{v}_k^d \quad (3.31)$$

Sem perder a generalidade, pode-se tomar $\mathbf{P}_k = \mathbf{I}_k$. Neste caso, o produto matricial $(\mathbf{L}_k^T \mathbf{L}_k)$ deve ser bem condicionado e, portanto, deve-se tomar cuidado na sua inversão. Tendo-se obtido os vetores \mathbf{w}_k e \mathbf{v}_k , estes podem ser arranjados como:

$$\overline{\Phi}_k^{\text{real}} = \begin{bmatrix} {}^r \mathbf{v}_1 & {}^r \mathbf{v}_2 & \cdots & {}^r \mathbf{v}_k \\ {}^r \mathbf{w}_1 & {}^r \mathbf{w}_2 & \cdots & {}^r \mathbf{w}_k \end{bmatrix}_{n \times (n+m)} \quad (3.32)$$

$$\hat{\Phi}_k^{\text{imag}} = \begin{bmatrix} {}^i \mathbf{v}_1 & {}^i \mathbf{v}_2 & \cdots & {}^i \mathbf{v}_k \\ {}^i \mathbf{w}_1 & {}^i \mathbf{w}_2 & \cdots & {}^i \mathbf{w}_k \end{bmatrix}_{n \times (n+m)} \quad (3.33)$$

e a seguir, mais adequadamente como,

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} {}^r \mathbf{v}_1 & {}^i \mathbf{v}_1 & {}^r \mathbf{v}_2 & {}^i \mathbf{v}_2 & \cdots & {}^r \mathbf{v}_k & {}^i \mathbf{v}_k \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} {}^r \mathbf{w}_1 & {}^i \mathbf{w}_1 & {}^r \mathbf{w}_2 & {}^i \mathbf{w}_2 & \cdots & {}^r \mathbf{w}_k & {}^i \mathbf{w}_k \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Com isto, a matriz de ganhos de realimentação do sistema de controle de malha fechada pode ser obtida através da equação (3.21), ou seja:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} {}^r \mathbf{w}_1 & {}^i \mathbf{w}_1 & {}^r \mathbf{w}_2 & {}^i \mathbf{w}_2 & \cdots & {}^r \mathbf{w}_k & {}^i \mathbf{w}_k \end{bmatrix} \left(\mathbf{C} \begin{bmatrix} {}^r \mathbf{v}_1 & {}^i \mathbf{v}_1 & {}^r \mathbf{v}_2 & {}^i \mathbf{v}_2 & \cdots & {}^r \mathbf{v}_k & {}^i \mathbf{v}_k \end{bmatrix} \right)^+ \quad (3.36)$$

Têm-se ainda as seguintes observações:

- Se um autovetor desejado \mathbf{v}_k^d for quase ortogonal ao sub-espço gerado pelas colunas de $[(\lambda_k \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}]$, existirá uma chance muito pequena de que venha a afetar a resposta da planta através de \mathbf{v}_k , como calculado anteriormente. A inversa é verdadeira quando \mathbf{v}_k^d situa-se no sub-espço.
- Para uma planta com uma única entrada, \mathbf{B} é simplesmente um vetor coluna. Portanto, pode não ser possível afetar a resposta transiente através da alteração dos autovetores. Nota-se que, neste caso, somente um elemento de cada autovetor pode ser especificado, o que pode não ser suficiente para alterar a resposta transiente.

- Se for necessário especificar um maior número de elementos nos autovetores, é necessário a adição de mais variáveis de controle. Quando o posto de \mathbf{B} é 'n', o autovetor pode ser completamente especificado.

3.2 - REDES NEURAIS ARTIFICIAIS

Basicamente, uma rede neural artificial é composta por entradas, saídas e elementos de processamento. Cada um destes elementos contém uma função de transferência, um determinado número de entradas e apenas uma saída (Figura 3.2).

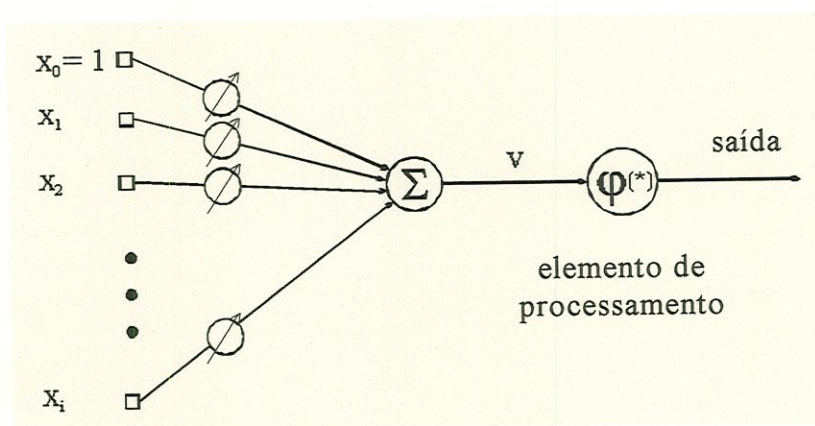


Figura 3.2 - Elemento de processamento de uma rede neural.

Cada entrada é ponderada e a soma resultante é usada para calcular a saída através da aplicação da função de transferência, geralmente não-linear. Os valores que ponderam as entradas são parâmetros internos chamados de pesos. Estes pesos possuem então, a capacidade de alterar a saída de um elemento e, portanto, alterar a saída da rede como um todo (NGUYEN & WIDROW, 1990). Assim, os pesos de uma rede neural particular podem ser ajustados de forma a encontrar um comportamento desejado entrada/saída. Este processo de ajuste de pesos é conhecido como treinamento, o qual é mantido até que a rede atinja um comportamento satisfatório previamente estabelecido. Neste sentido, as redes neurais têm sido utilizadas na solução de problemas de controle onde as técnicas tradicionais não têm tido êxito (HUNT et al., 1992). Enumera-se então, as seguintes motivações para sua aplicação:

- a planta considerada neste trabalho apresenta características de não-linearidade e de incertezas de modelagem;
- redes neurais artificiais podem ser usadas para aproximar um mapeamento contínuo com um grau de precisão satisfatório para muitas aplicações;
- o conhecimento é adquirido através de um processo de treinamento e pode permanecer armazenado na rede através dos valores dos pesos; e
- pode-se fornecer ao sistema um comportamento altamente distribuído e paralelo, e que geralmente é tolerante a eventuais falhas.

Existem atualmente, na literatura, diversas arquiteturas de redes neurais artificiais, aplicáveis na solução dos mais diversos tipos de problemas. Considerando aplicações em controle de sistemas dinâmicos, a arquitetura geralmente utilizada é conhecida como redes neurais multi-camadas do tipo “feed-forward”. O ajuste adequado dos pesos, por sua vez, é realizado utilizando o algoritmo “back-propagation” do erro, originalmente criado para redes multi-camadas e funções de transferência deriváveis.

3.2.1 - O ALGORITMO “BACK-PROPAGATION”

Uma rede neural multi-camadas do tipo “feed-forward” pode ser formada através da conexão de diversos elementos de processamento, como o elemento apresentado na Figura 3.2. Desta forma, tem-se um conjunto de nós de entrada, uma ou mais camadas intermediárias de neurônios e uma camada de neurônios de saída (Figura 3.3). Os sinais de entrada se propagam através da rede desde os nós de entrada até a camada de saída.

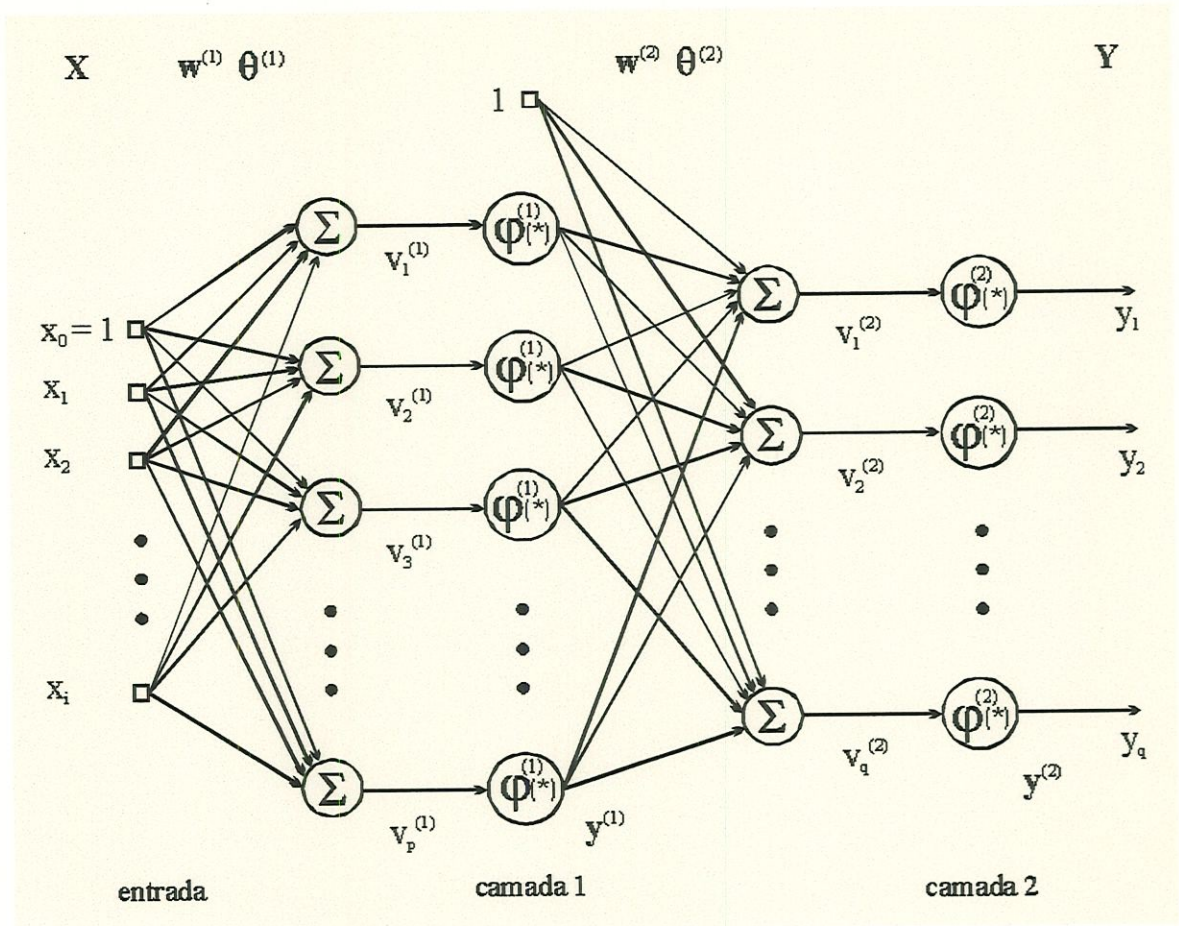


Figura 3.3 - Arquitetura de uma rede neural artificial do tipo "feed-forward".

Esta rede neural possui duas camadas de neurônios, sendo que estes encontram-se totalmente interconectados. Assim, um neurônio qualquer na camada intermediária (camada 1) está conectado a todos os neurônios da camada de saída (camada 2) e com todos os nós de entrada.

Durante o processo de treinamento no modo supervisionado, na n -ésima iteração, a rede receberá um conjunto de entradas $\mathbf{X}(n)$ (padrões de treinamento) e responderá com uma saída $\mathbf{Y}(n)$ (Figura 3.3). A seguir, esta saída será confrontada com a resposta desejada relativa àquele conjunto de entradas, isto é, $\mathbf{d}(n)$ (Figura 3.4). O objetivo é então, fazer com que os pesos da rede sejam ajustados de forma que, na próxima iteração com as entradas \mathbf{X} , os valores de \mathbf{Y} se aproximem dos valores de \mathbf{d} . Neste processo, diversos padrões de treinamento podem ser utilizados.

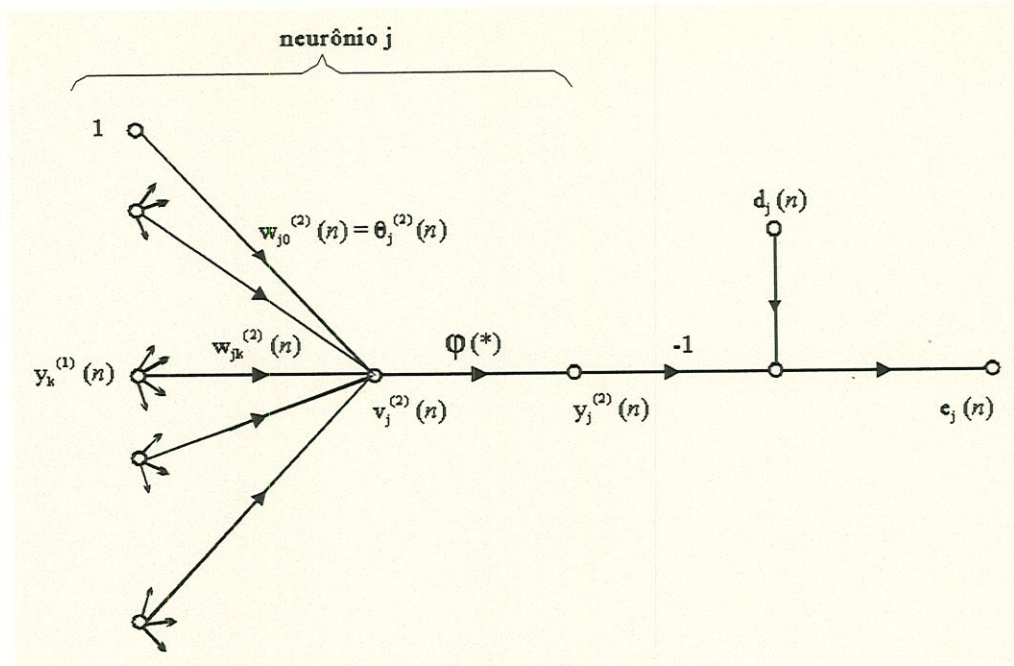


Figura 3.4 - Gráfico de fluxo de sinais para o j -ésimo neurônio da camada de saída (HAYKIN, 1994).

Os padrões de treinamento da rede neural (\mathbf{X}, \mathbf{d}) podem representar, por exemplo, as entradas e saídas medidas de um sistema dinâmico. Desta forma, as entradas do sistema dinâmico coincidem com as entradas da rede neural sendo que sua saída resultante será confrontada com a saída desejada \mathbf{d} , em cada iteração durante o processo de treinamento. A rede tem então seus pesos adaptados de forma a realizar um mapeamento do comportamento dinâmico do sistema. Tem sido demonstrado que com somente duas camadas de neurônios, pode-se mapear qualquer função não-linear (NGUYEN & WIDROW, 1990). Em resumo, a idéia envolvida no treinamento é que cada neurônio na camada intermediária assume uma pequena parte da função que relaciona \mathbf{X} a \mathbf{d} e realiza uma aproximação linear desta parte (IRIE & MIYAKE, 1988 apud. NGUYEN & WIDROW, 1990). A camada de saída então, agrupa estas partes de forma a obter uma aproximação completa da função desejada.

De acordo com a Figura 3.4, o sinal do erro para o j -ésimo neurônio da camada de saída, na n -ésima iteração, é dado por:

$$e_j(n) = d_j(n) - y_j^{(2)}(n) \quad (3.37)$$

Uma medida de desempenho para o processo de treinamento pode ser dada pelo valor instantâneo do quadrado deste erro que, para o j -ésimo neurônio na camada de saída, é definido como $(1/2) e_j^2(n)$. O valor instantâneo da soma do quadrado dos erros é dado por:

$$E(n) = (1/2) \sum_{j \in C} e_j^2(n) \quad (3.38)$$

onde 'c' é o conjunto de todos os neurônios na camada de saída da rede. O objetivo é, então, ajustar os valores dos pesos de forma a minimizar $E_{\text{Total}} = \sum E(n)$. Neste processo tem-se que, de acordo com a Figura 3.4:

$$v_j^{(2)}(n) = \sum_{k=0}^p w_{jk}^{(2)}(n) y_k^{(1)}(n) \quad (3.39)$$

onde 'p' indica o número total de entradas no j -ésimo neurônio. O peso $w_{j0}^{(2)}$ que corresponde à entrada constante +1, é fixado em $\theta_j^{(2)}$. Portanto, a saída do j -ésimo neurônio na n -ésima iteração é dada por:

$$y_j^{(2)}(n) = \varphi(v_j^{(2)}(n)) \quad (3.40)$$

O algoritmo "back-propagation" permite o cálculo do incremento $\Delta w_{jk}^{(2)}(n)$ a ser dado ao peso $w_{jk}^{(2)}(n)$, na iteração $(n+1)$. Neste trabalho, serão usados dois procedimentos juntamente com o algoritmo "back-propagation". São eles: o método do gradiente ("steepest-descent") e o método de Gauss-Newton. Não é objetivo aqui descrever estes métodos passo a passo. Estas descrições podem ser encontradas com detalhes em HAYKIN (1994) e HAGAN et al. (1996).

Para o método da descida do gradiente (HAYKIN, 1994), o incremento $\Delta w_{jk}^{(2)}(n)$ a ser dado ao peso $w_{jk}^{(2)}(n)$ pode ser definido por:

$$\Delta w_{jk}^{(2)}(n) = -\eta \frac{\partial E(n)}{\partial w_{jk}^{(2)}(n)} \quad (3.41)$$

onde η é uma constante que determina a taxa de aprendizagem do algoritmo "back-propagation". Assim, tem-se que:

$$\Delta w_{jk}^{(2)}(n) = \eta e_j(n) \varphi'(v_j^{(2)}(n)) y_k^{(1)}(n) \quad (3.42)$$

e, portanto, a atualização nos pesos é dada por:

$$w_{jk}^{(2)}(n+1) = w_{jk}^{(2)}(n) + \Delta w_{jk}^{(2)}(n) \quad (3.43)$$

O incremento $\Delta w_{jk}^{(2)}(n)$ depende do sinal de erro do j -ésimo neurônio de saída $e_j(n)$. Pode-se então identificar duas classes distintas que irão depender de onde o neurônio se localiza na rede, ou seja, se na camada de saída como na discussão anterior ou se na camada intermediária.

caso 1: neurônio na camada de saída

Quando o neurônio está localizado na camada de saída, pode-se aplicar diretamente a equação (3.37) para calcular o erro $e_j(n)$ associado. Tendo determinado $e_j(n)$, utiliza-se a equação (3.42) para calcular $\Delta w_{jk}^{(2)}(n)$.

caso 2: neurônio na camada intermediária

Para um neurônio na camada intermediária, uma resposta desejada não é previamente conhecida. Conseqüentemente, o erro para o neurônio na camada intermediária deve ser calculado em termos dos erros para todos os neurônios posteriores que se conectam diretamente a ele. Na Figura 3.5, o neurônio k representa um neurônio na camada intermediária da rede neural.

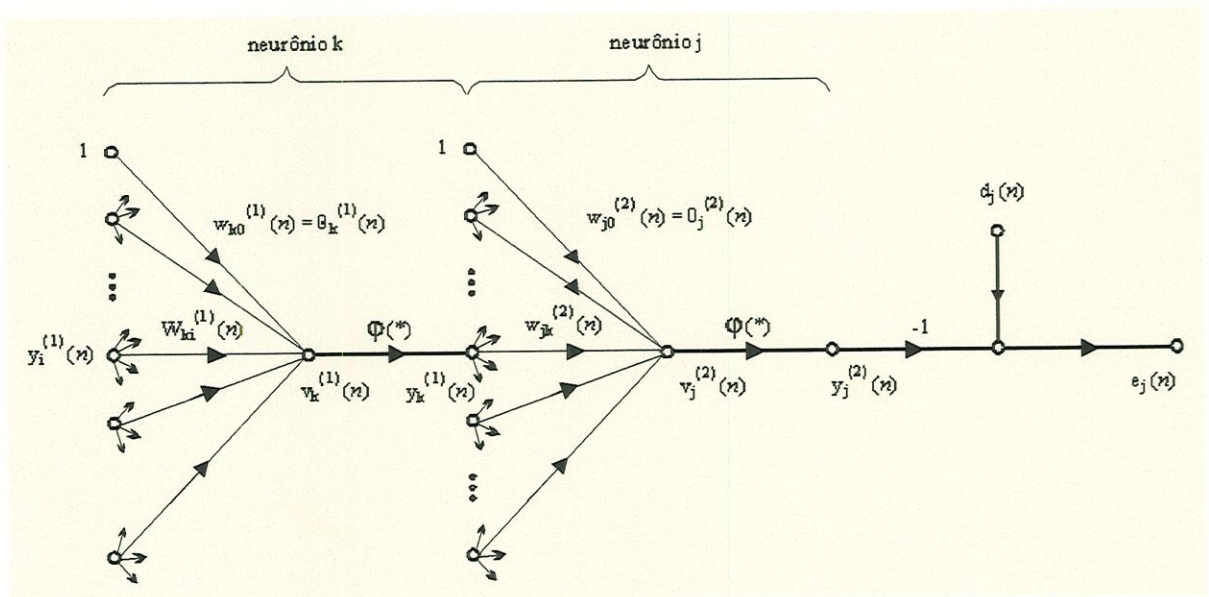


Figura 3.5 - Gráfico de fluxo de sinais para os neurônios k e j (HAYKIN, 1994).

Novamente, o peso $w_{k0}^{(1)}(n)$ é igual a $\theta_k^{(1)}(n)$ aplicado no k -ésimo neurônio. A entrada correspondente é +1. A partir do método da descida do gradiente (HAYKIN, 1994), o incremento a ser dado ao peso $w_{ki}^{(1)}(n)$, na iteração $(n+1)$, é dado por:

$$\Delta w_{ki}^{(1)}(n) = \eta \sum_j e_j(n) \varphi'(v_j^{(2)}(n)) w_{ki}^{(1)}(n) y_i^{(1)}(n) \quad (3.44)$$

O valor para a taxa de aprendizagem η pode ser escolhido de forma a acelerar o treinamento. Quanto menor o seu valor, menor será o ajuste dado aos pesos de uma iteração para outra. Entretanto, para muitos casos, se η for selecionado como sendo muito pequeno, o número de iterações para se chegar na solução pode ser muito grande. Por outro lado, o processo de treinamento pode ser acelerado para valores grandes de η . Em alguns casos porém, a rede pode tornar-se instável (HSIN et al., 1995). Uma forma de evitar esta instabilidade é selecionar valores adequados para η ($0 < \eta < 1$) e incluir um termo adicional chamado “momentum” α ($0 < \alpha < 1$) (ROY & SHYNK, 1990). Este termo permite à rede ignorar pequenos mínimos locais na superfície do erro. Assim, a equação (3.44) para um neurônio na camada intermediária, resulta em:

$$\Delta w_{ki}^{(1)}(n) = \alpha \Delta w_{ki}^{(1)}(n-1) + \eta \sum_j e_j(n) \varphi'(v_j^{(2)}(n)) w_{ki}^{(1)}(n) y_i^{(1)}(n) \quad (3.45)$$

A função de transferência $\varphi(*)$ a ser usada neste trabalho é a função não-linear tangente hiperbólica (CHEN, 1990; NGUYEN & WIDROW, 1990; NEWTON, 1994 e JIN et al., 1995), dada por:

$$\varphi(v) = \tanh\left(\frac{v}{2}\right) = \left[\frac{1 - \exp(-v)}{1 + \exp(-v)} \right] \quad (3.46)$$

Diversas pesquisas têm sido realizadas no sentido de desenvolver técnicas que permitam acelerar a convergência do algoritmo “back-propagation” anteriormente mostrado (HAGAN et al., 1996). Estas pesquisas podem ser divididas em duas categorias. A primeira envolve o desenvolvimento de técnicas que visam melhorar o algoritmo “back-propagation” usando o método da descida do gradiente (taxa de aprendizagem variável, “momentum”, etc.). A segunda categoria utiliza técnicas de otimização numérica como a mostrada a seguir.

3.2.2 - OTIMIZAÇÃO DO PROCESSO DE TREINAMENTO

Um processo de treinamento que tem-se tornado conhecido nos últimos anos está baseado na aproximação de Levenberg-Marquardt (PRESS et al., 1986) que enunciaram um método de otimização que visa a minimização de funções não-lineares (HAGAN et al., 1996). Trata-se de um método mais potente e adequado para o treinamento de redes neurais onde o índice de desempenho é dado na forma da soma dos quadrados dos erros (MATLAB® e HAGAN et al., 1996). A regra de aprendizagem para atualização dos pesos é dada por:

$$\Delta \mathbf{W} = -(\mathbf{J}^T \mathbf{J} + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{J}^T \mathbf{e} \quad (3.47)$$

onde \mathbf{J} é a matriz Jacobiana das derivadas de cada erro com relação a cada peso (HAGAN et al., 1996), μ é um escalar e \mathbf{e} é o vetor de erros na camada de saída. Esta regra de aprendizagem possui a característica de que se o valor do escalar μ for selecionado como sendo muito grande, a equação (3.47) se aproxima do método da descida do gradiente com uma taxa de aprendizagem pequena, ou seja:

$$\Delta \mathbf{W} = -\frac{1}{\mu} \mathbf{J}^T \mathbf{e} \quad (3.48)$$

Caso contrário, para valores pequenos de μ , a equação (3.47) torna-se o método de Gauss-Newton, que é mais rápido e preciso quando perto do erro mínimo (MATLAB®). Assim, o objetivo é alterar μ de forma a trabalhar ou com Gauss-Newton ou com o método da descida do gradiente. Neste processo, quando o erro aumenta, μ é aumentado e o termo $\mathbf{J}^T \mathbf{J}$ torna-se desprezível. O treinamento é então realizado de acordo com o termo $(\mu^{-1} \mathbf{J}^T \mathbf{e})$, que é o método da descida do gradiente. De outra forma, μ é diminuído.

3.2.3 - O CONTROLE NEURAL

Diversas arquiteturas de sistemas de controle, tradicionalmente sintetizadas segundo um modelo matemático da planta, têm sido implementadas utilizando redes neurais artificiais (FU, 1970; STENGEL, 1992; AL-AKHRAS & ALY, 1994; HASSOUN,

1995 e NIESLER & duPLESSIS, 1995). Apresentam-se a seguir duas arquiteturas a serem estudadas neste trabalho:

Mapeamento de uma tabela de consulta difusa: Esta arquitetura será usada para treinar uma rede neural multi-camadas de forma a realizar um mapeamento de uma matriz simétrica, como é geralmente o caso de uma tabela de consulta utilizada por sistemas de controle difuso (SANTORO, BELO & DIGIACOMO, 1997). Tem-se como objetivo, aplicar esta rede neural a fim de evitar os processos normais de busca e interpolação na tabela de consulta. Neste caso, será utilizada a arquitetura mostrada na Figura 3.3.

Regulador “self-learning”: O regulador “self-learning” está baseado na proposição de Nguyen-Widrow (NGUYEN & WIDROW, 1990) que utiliza um emulador na síntese do sistema de controle. Este emulador, uma rede neural multi-camadas, é treinado para identificar as dinâmicas da planta. O sistema de controle, outra rede neural, é treinado então para controlar o emulador (NARENDRA & PARTHASARATHY, 1990). Uma vez treinado o emulador + regulador, isto sendo feito com os pesos do emulador fixos, o regulador pode ser usado para gerar as entradas de acionamento da planta. Para treinar o emulador, a rede neural selecionada está mostrada na Figura 3.6.

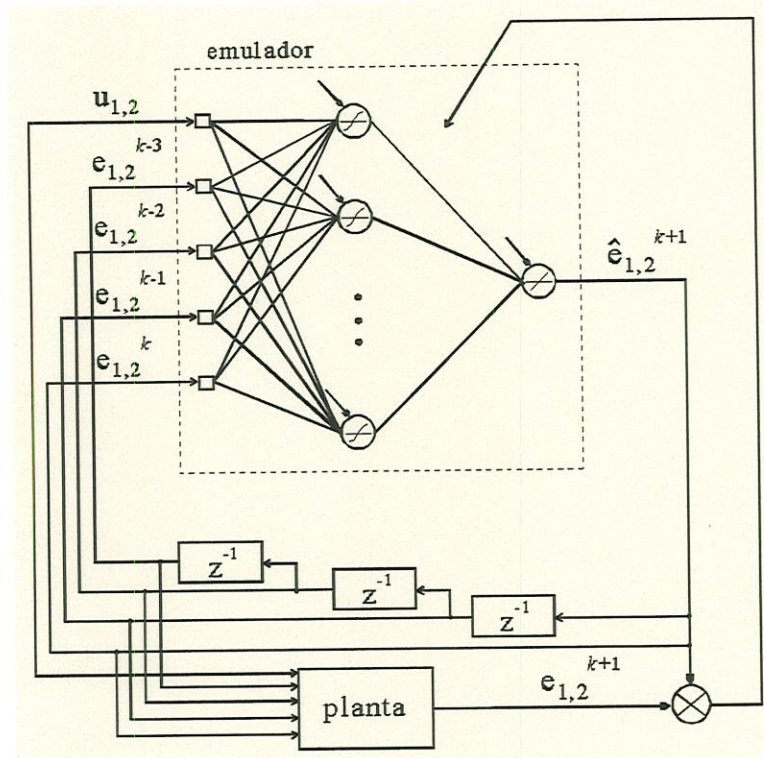


Figura 3.6 - Rede neural artificial representando o treinamento do emulador.

$u_{1,2}$ é a entrada de controle. As variáveis de entrada $e_{1,2}^{k-3}$, $e_{1,2}^{k-2}$, $e_{1,2}^{k-1}$ e $e_{1,2}^k$ representam os erros de rastreamento nos tempos discretos $k-3$, $k-2$, $k-1$ e k , respectivamente. Uma base de dados pode ser gerada a partir de dados simulados ou diretamente do sistema físico a ser controlado. Para treinar o regulador, utiliza-se o emulador de forma a propagar os sinais de erro através da rede, num sentido inverso ao fluxo normal de sinais. Isto é justificado visto que infelizmente, somente o erro na saída da planta está disponível. Assim, para um regulador neural com duas camadas, tem-se uma rede composta por quatro camadas para ser treinada, como está ilustrado na Figura 3.7.

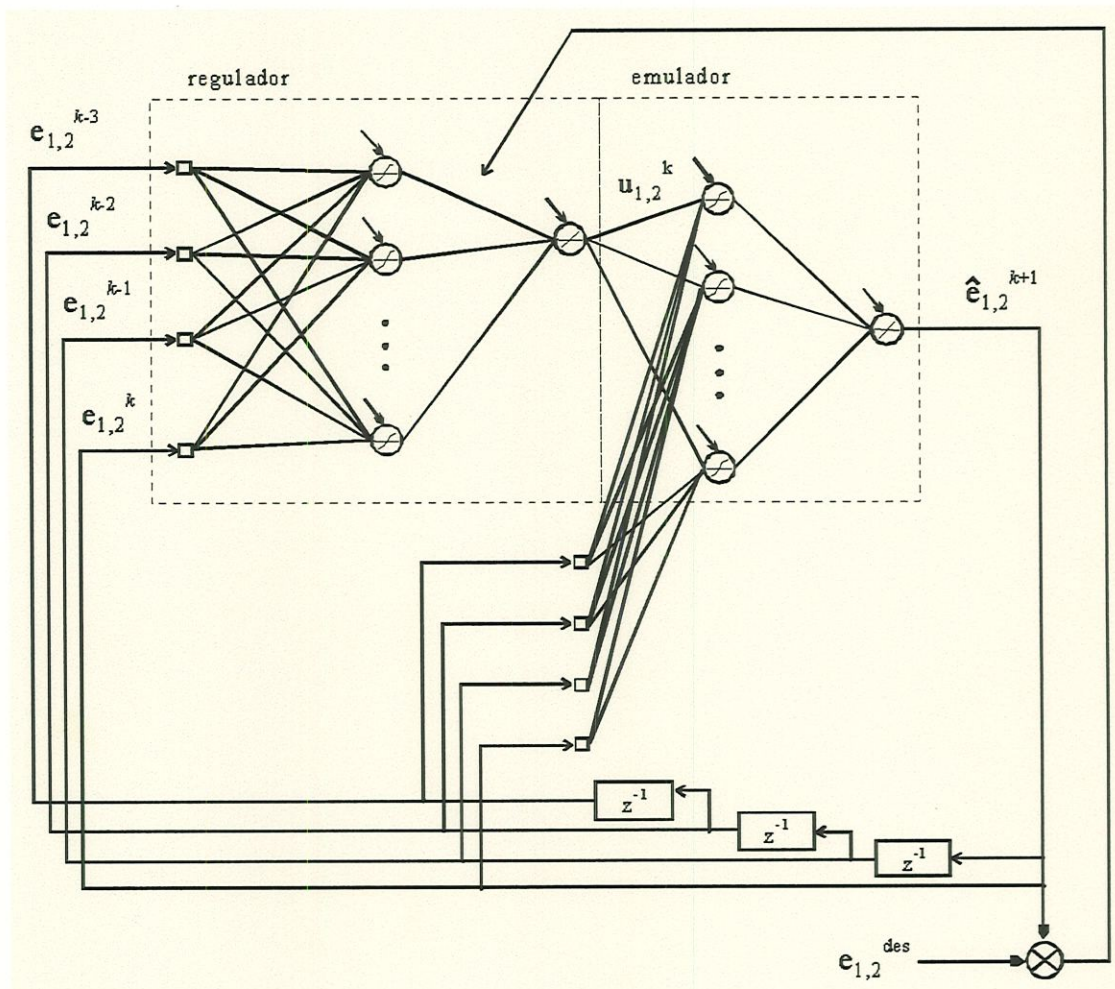


Figura 3.7 - Rede neural artificial representando o treinamento do regulador.

O objetivo é treinar a rede neural usando o algoritmo de Levenberg-Marquardt, anteriormente apresentado.

3.3 - LÓGICA DIFUSA

Na lógica difusa, três características podem ser destacadas (ZADEH, 1965):

- a utilização de variáveis linguísticas, tais como morno, quente, rápido, etc., ao invés de valores numéricos precisos;
- a caracterização de relações simples para estas variáveis definindo condições difusas; e
- a caracterização de relações complexas através de um mecanismo de inferência.

Especificamente em termos de sistemas de controle, pode-se citar como características a facilidade de síntese e a não necessidade de desenvolvimento de um modelo matemático da planta (BROWN & HARRIS, 1994). Tem sido empregada com sucesso em aplicações onde desejam-se respostas rápidas e com baixos sobre-sinais (BARCZAK et al., 1993). Ainda, dada a possibilidade de construção de um mecanismo de inferência, tem sido adotada no controle de processos cuja modelagem é de difícil obtenção ou cuja solução analítica não é viável. Nestes casos, pode não ser necessário ater-se a muitos formalismos para a obtenção de um modelo matemático. Ao contrário, algum grau de imprecisão é permitido resultando num aumento de robustez do sistema de controle. Assim, na lógica difusa, confia-se mais na intuição humana acerca de determinados comportamentos e, desta forma, os controladores difusos baseiam-se em regras de decisões heurísticas (ditadas pela experiência). Sua idéia básica consiste em sintetizar um sistema de controle que atue na planta de forma a representar o comportamento de um operador experiente. No acionamento de um posicionador linear, por exemplo, um operador intuitivamente aciona-o no sentido do seu avanço se ele não atingiu a posição desejada ou no sentido do seu retorno se ele passou desta posição. Da mesma forma, se ele passou muito o operador aciona-o de forma intensa. Se ele passou pouco, aciona-o de forma suave e procede-se desta forma até que a posição desejada seja alcançada.

A matemática envolvida na teoria dos conjuntos difusos é relativamente complexa. Entretanto, para diversas aplicações, esta complexidade não tem sido

inteiramente relevante (LI & LAU, 1989) sendo que apenas as definições a seguir tem sido consideradas na síntese de um sistema de controle difuso:

- a-) A união de dois conjuntos $A \cup B$, corresponde à operação lógica “OR” e é definida pelo valor máximo dos elementos dos conjuntos;
- b-) A interseção de dois conjuntos $A \cap B$, corresponde à operação lógica “AND” e é definida pelo valor mínimo dos elementos dos conjuntos; e
- c-) O complemento de um conjunto A corresponde à operação lógica “NOT”.

Existem no mercado atual, diversos pacotes computacionais dedicados à síntese de sistemas de controle difusos (GOMIDE et al., 1992). Basicamente, estes pacotes seguem três passos que são: ‘difusificação’ (“fuzzification”), inferência e ‘de-difusificação’ (“defuzzification”) (BARCZAK et al., 1993).

Difusificação: No primeiro passo, as variáveis de saída da planta a ser controlada são transformadas em variáveis difusas através de conjuntos difusos associados. Estes conjuntos podem ser definidos através de funções denominadas funções de pertinência ou de associação, como as mostradas na Figura 3.8. São definidas dentro de um universo de discurso que, por sua vez, contém todo o conjunto de informações acerca das variáveis de saída. Seus valores, conhecidos como graus de pertinência ou de associação, variam dentro do intervalo de 0 e 1. A forma destas funções pode variar dependendo do tipo de aplicação. Segundo LI & LAU (1989), esta forma é arbitrária e depende da preferência do projetista. Caso não seja satisfatória para determinada aplicação, ela pode ser convenientemente alterada durante a síntese. Podem assim ser triangulares, trapezoidais, exponenciais, gauseanas, etc..

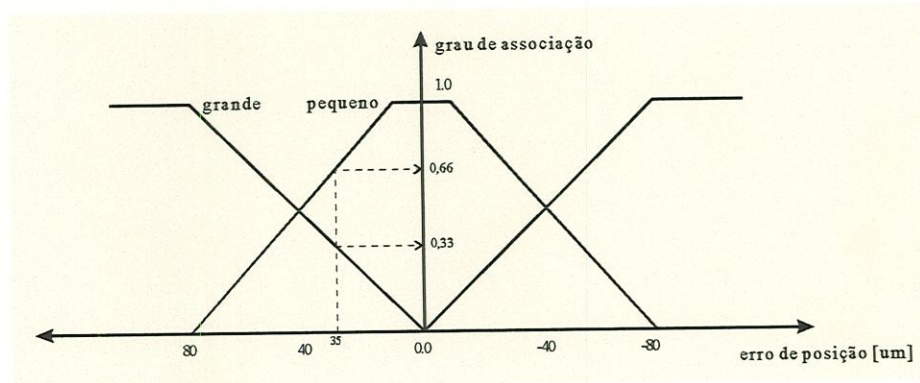


Figura 3.8 - Funções de pertinência para as variáveis difusas.

A estes conjuntos difusos pode-se ainda dar adjetivos tais como muito, pouco, etc., que são chamados de qualificadores ou modificadores (ROSS, 1995). Assim, cada variável numérica (física) associa-se a um ou mais conjuntos difusos que são convenientemente descritos no universo de discurso e formam, então, as denominadas variáveis linguísticas.

Na lógica difusa é também permitido que uma variável física esteja parcialmente presente em um conjunto e parcialmente presente em outro conjunto. Na Figura 3.8, um erro de posicionamento de $35\mu\text{m}$ tem um grau de associação de 0,33 no conjunto grande e um grau de associação de 0,66 no conjunto pequeno. Esta sobreposição de funções de associação muitas vezes corresponde às noções humanas. Por exemplo, pelo tato podemos avaliar a temperatura de uma determinada quantidade de água como sendo morna ou pouco quente. Uma vez definido os graus de associação de cada variável física do sistema com relação a cada conjunto difuso, aplica-se o operador de mínimo a fim de obter um valor numérico a ser utilizado pelo mecanismo de inferência.

Inferência: A seguir, aplica-se um mecanismo de inferência dado por um conjunto de regras lógicas, para determinar quais ações de controle devem ser tomadas. Estas regras são dadas na forma: “*if* (antecedente A) *and* (antecedente B) *then* (consequente C)”. Os antecedentes de cada regra relacionam-se às variáveis físicas a serem controladas e os consequentes relacionam-se às variáveis de controle. Estas variáveis de entrada e de saída, respectivamente, são consideradas através de termos linguísticos e, como visto anteriormente, representadas através de conjuntos difusos que irão expressar o grau de importância de cada variável numérica em termos difusos. Seja, por exemplo, a seguinte regra para o posicionador linear anterior: “*If* (erro de posição é grande) *and* (erro de posição está aumentando rapidamente) *then* (um sinal grande e oposto deve ser introduzido)”. Ainda, pode-se trabalhar com um conjunto incompleto de regras e mesmo assim, gerar sinais de saída do controlador que irão variar suavemente (LI & LAU, 1989).

De-difusificação: Na de-difusificação, deve-se transformar as ações de controle a serem tomadas, definidas em termos difusos pelo mecanismo de inferência, novamente em valores numéricos, a fim de que possam ser utilizadas pelo sistema físico. Por

exemplo, para o posicionador linear, o controlador deve transformar o sinal medido de posição em uma variável linguística. Aplica-se então um mecanismo de inferência e transforma-se o valor difuso de acionamento do atuador em um valor de tensão tal que ele movimente-se certa quantidade.

A literatura apresenta pelo menos sete métodos diferentes usados para de-difuzificar saídas difusas (ROSS, 1995). Estes métodos podem ser vistos em HELLENDOORN & THOMAS (1993) apud ROSS (1995). O procedimento mais comum é o método do centro de gravidade (HUSSU, 1995). Neste método, tomam-se as entradas relativas a todas as regras ativadas pelo mecanismo de inferência, juntamente com seus respectivos graus de pertinência e encontra-se o centro de gravidade do conjunto resultante (Figura 3.9). Assim, o centro de gravidade é obtido a partir da ponderação do efeito de todas as regras.

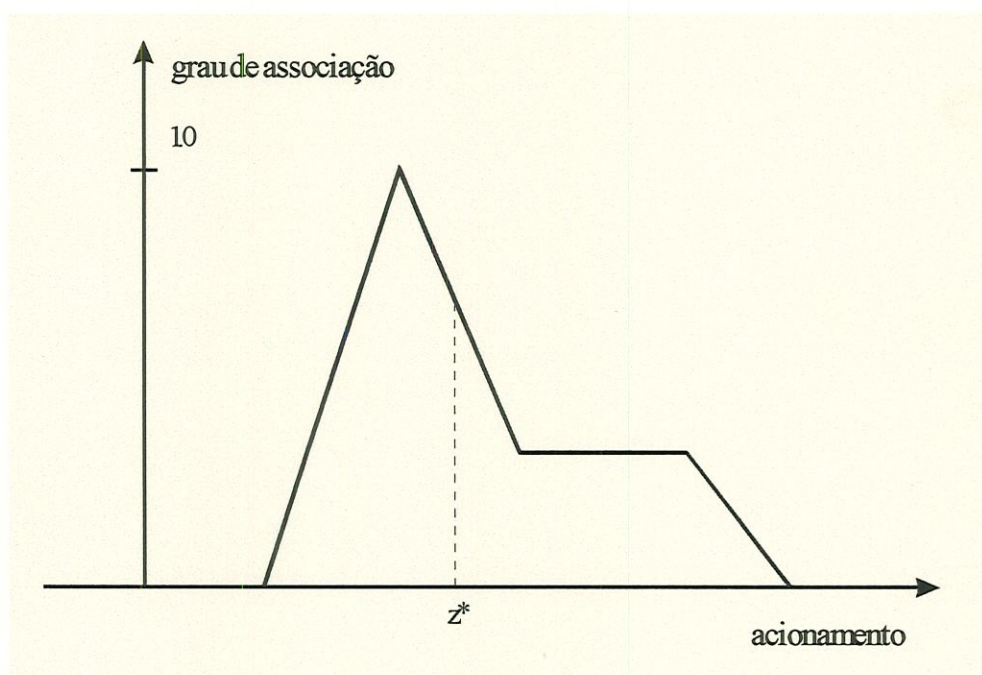


Figura 3.9 - Método de de-difusificação pelo centro de gravidade (ROSS, 1995).

Na Figura 3.10, é mostrado um fluxograma que representa uma sequência de passos implementados por um algoritmo difuso.

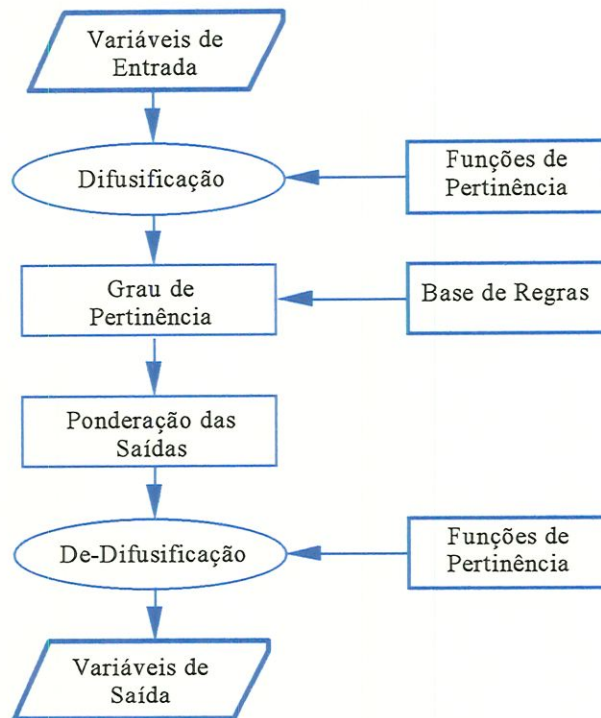


Figura 3.10 - Fluxograma de um algoritmo difuso (BARCZAK et al., 1993).

A Figura 3.11 mostra um diagrama de blocos representando uma estrutura simplificada de um controlador difuso.

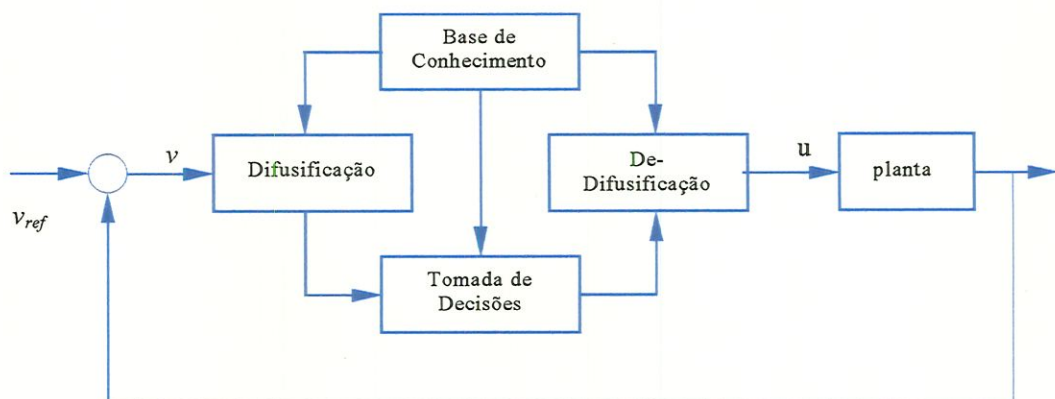


Figura 3.11 - Estrutura de um controlador difuso.

As entradas do controlador podem ser, por exemplo, o erro da variável a ser controlada e a sua variação com relação à variável no tempo discreto anterior. A variável de saída pode ser a saída do controlador ou um incremento a ser dado a este.

Neste caso, pode-se obter uma tabela de consulta, dada na forma da Tabela 3.1. Esta tabela é composta pelas quantidades numéricas a serem usadas pelo sistema de controle difuso. Se estas quantidades forem colocadas em um gráfico, elas representarão uma superfície que possui uma relação com a lei de controle a ser implementada (ROSS, 1995).

Tabela 3.1 - Ações de controle de um sistema difuso.

u		erro				
		-2	-1	0	1	2
derro/dt	-4	5	4	3	1	0
	-2	4	3	1	0	-1
	0	3	1	0	-1	-3
	2	1	0	-1	-3	-4
	4	0	-1	-3	-4	-5

Na síntese de um sistema de controle difuso, um requisito importante é a disponibilidade de um especialista no processo a ser controlado. Este especialista fornece o conhecimento necessário para o problema de controle. Define-se, desta forma, uma base de conhecimento adequada, isto é, define-se as funções de pertinência associadas a cada variável de entrada. Neste caso, deve-se determinar um número razoável de variáveis linguísticas as quais serão representadas no universo de discurso das variáveis físicas, tanto de entrada como de saída (PROCYK & MAMDANI, 1979).

CAPÍTULO 4

A PROPOSTA DESTE TRABALHO

Tendo em vista o exposto e revisado nos capítulos anteriores, pode-se agora apresentar e enquadrar a proposta deste trabalho. Sendo que o enfoque principal é o estudo de estratégias de controle para uma estação de rastreamento a laser que utiliza motores CC, esta proposta pode ser dividida em duas como segue.

4.1 - A ESTACÃO DE RASTREAMENTO A LASER

A estação de rastreamento em estudo tem como configuração, dois espelhos com eixos de rotação dispostos ortogonalmente entre si. Um feixe laser pode então, ser direcionado para o centro de um alvo após sofrer duas reflexões consecutivas nos dois espelhos.

De acordo com a Figura 4.1, um feixe laser, a partir de sua fonte, atinge o espelho 1, é refletido para o espelho 2 que, por sua vez, o reflete para um alvo retro-refletor passivo. No retro-refletor o feixe realiza três reflexões consecutivas e um feixe de retorno é gerado, paralelo ao feixe incidente. O feixe de retorno atinge novamente o espelho 2, é refletido para o espelho 1, que o reflete para um divisor de feixes. A partir do divisor, o feixe é refletido para um detector de quadrantes estacionário que mede o afastamento com relação ao seu centro, sendo este afastamento igual ao dobro do deslocamento do alvo (GILBY & PARKER, 1984).

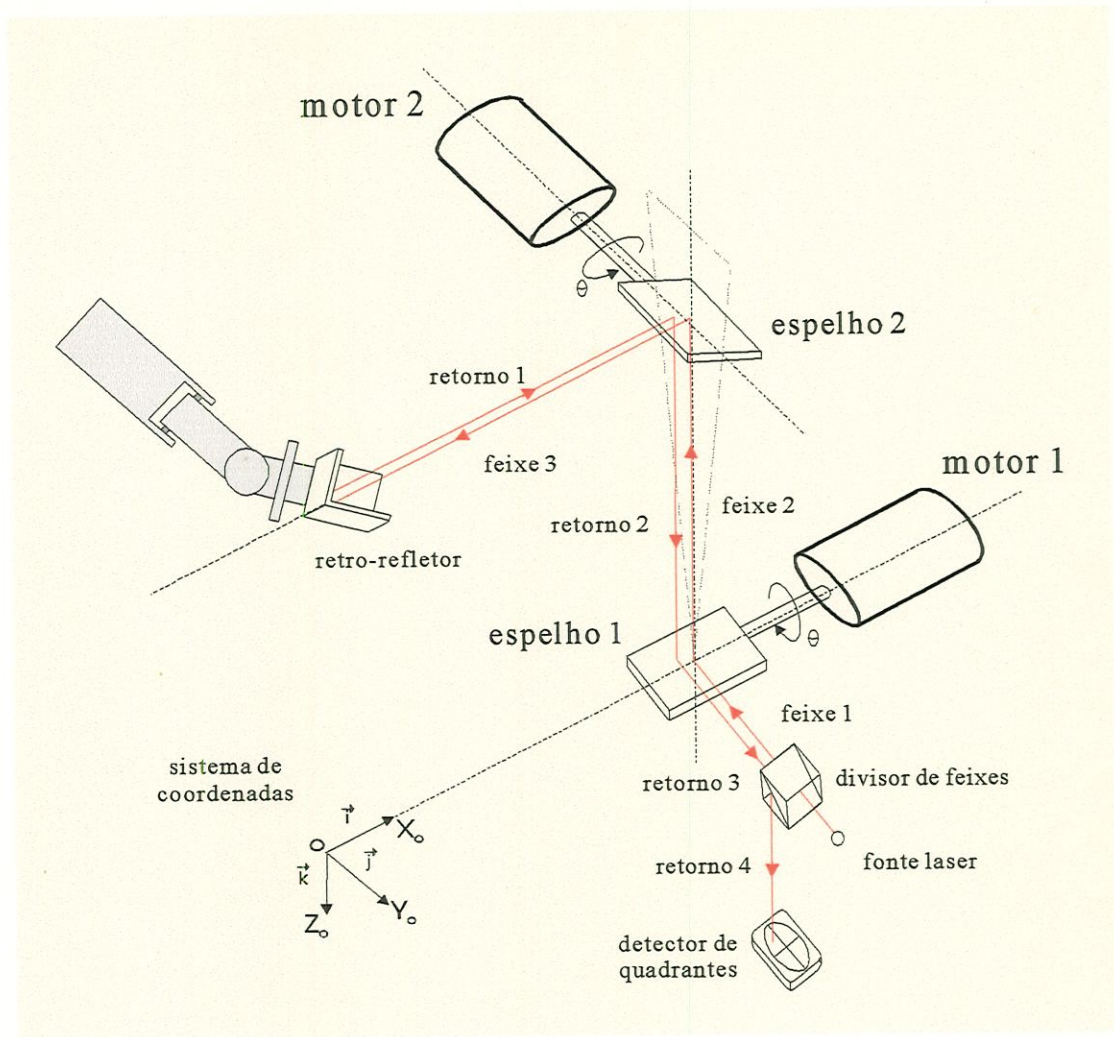


Figura 4.1 – Diagrama esquemático da estação de rastreamento a laser.

A trajetória realizada pelo feixe laser pode ser calculada introduzindo conceitos básicos de reflexão. Assim, desenvolveu-se um modelo cinemático para a estação de rastreamento baseando-se na trajetória do feixe laser desde sua fonte até o detector de quadrantes. Este modelo, juntamente com um modelo em espaço de estados para os dois motores CC, foram utilizados na síntese dos sistemas de controle. Como complemento à análise cinemática e a fim de avaliar teoricamente o desempenho e a robustez destes sistemas de controle usando modelos com parâmetros diferentes, foram ainda desenvolvidos dois modelos cinemáticos que consideram algumas imperfeições geométricas da estação (não ortogonalidade entre os eixos dos motores e excentricidade entre a superfície de reflexão do espelho 1 e seu eixo de rotação).

O sensor utilizado na estação foi um detector de quadrantes, composto por quatro elementos foto-sensitivos de áreas iguais. Cada elemento gera um valor de

tensão proporcional à área sobre ele iluminada. Um feixe laser, quando centrado no detector, possui um quarto de luz sobre cada elemento e, portanto, os quatro potenciais gerados serão iguais. Quando o feixe laser se move, os potenciais irão se alterar e os respectivos valores podem ser utilizados no cálculo da posição do feixe com relação ao centro do detector. Esta informação pode ser usada pelo sistema de controle para que os espelhos de rastreamento sejam reposicionados, permitindo que o erro de posição do feixe na célula seja minimizado. Desta forma, as correções sucessivas efetuadas pelo sistema de controle durante o movimento do alvo, realizam a tarefa de rastreamento.

O esquema funcional da estação de rastreamento proposta pode ser visto na Figura 4.2. A partir deste esquema, pode-se observar que a placa de aquisição, manipulação e transmissão de sinais AT-MIO-16E-10 da National InstrumentsTM recebe dois sinais analógicos de tensão provenientes das placas do detector de quadrantes. Estes sinais, que representam o desvio do feixe laser com relação ao centro do detector, são digitalizados e enviados ao processador de um microcomputador Pentium II 300MHz com 256Mbytes de RAM que os manipula segundo um algoritmo implementado em ambiente LabView[®]. As saídas de controle resultantes são enviadas novamente para a placa AT-MIO-16E-10 e, nela, estes sinais são convertidos em analógicos. A seguir, são transmitidos para o acionamento dos motores.

Os sistemas de comando e amplificação de potência contêm os circuitos responsáveis pelo acionamento manual dos motores com sinais analógicos modulados em largura de pulso (PWM – “Pulse Width Modulated”). Para o acionamento automático, os sinais analógicos gerados pelo sistema de controle a partir da placa AT-MIO-16E-10 são transformados em sinais PWM e, em seguida, usados para o acionamento dos motores. Esta transformação nos sinais é realizada utilizando dois osciladores controlados por tensão (VCO – “Voltage Controlled Oscillator”). Estes circuitos foram projetados e montados em uma placa auxiliar de processamento de sinais analógicos, sendo responsáveis por transformar dois sinais analógicos de –10volts a +10volts em dois sinais analógicos PWM com ciclo útil de 0 a 100% e dois sinais lógicos de sentido.

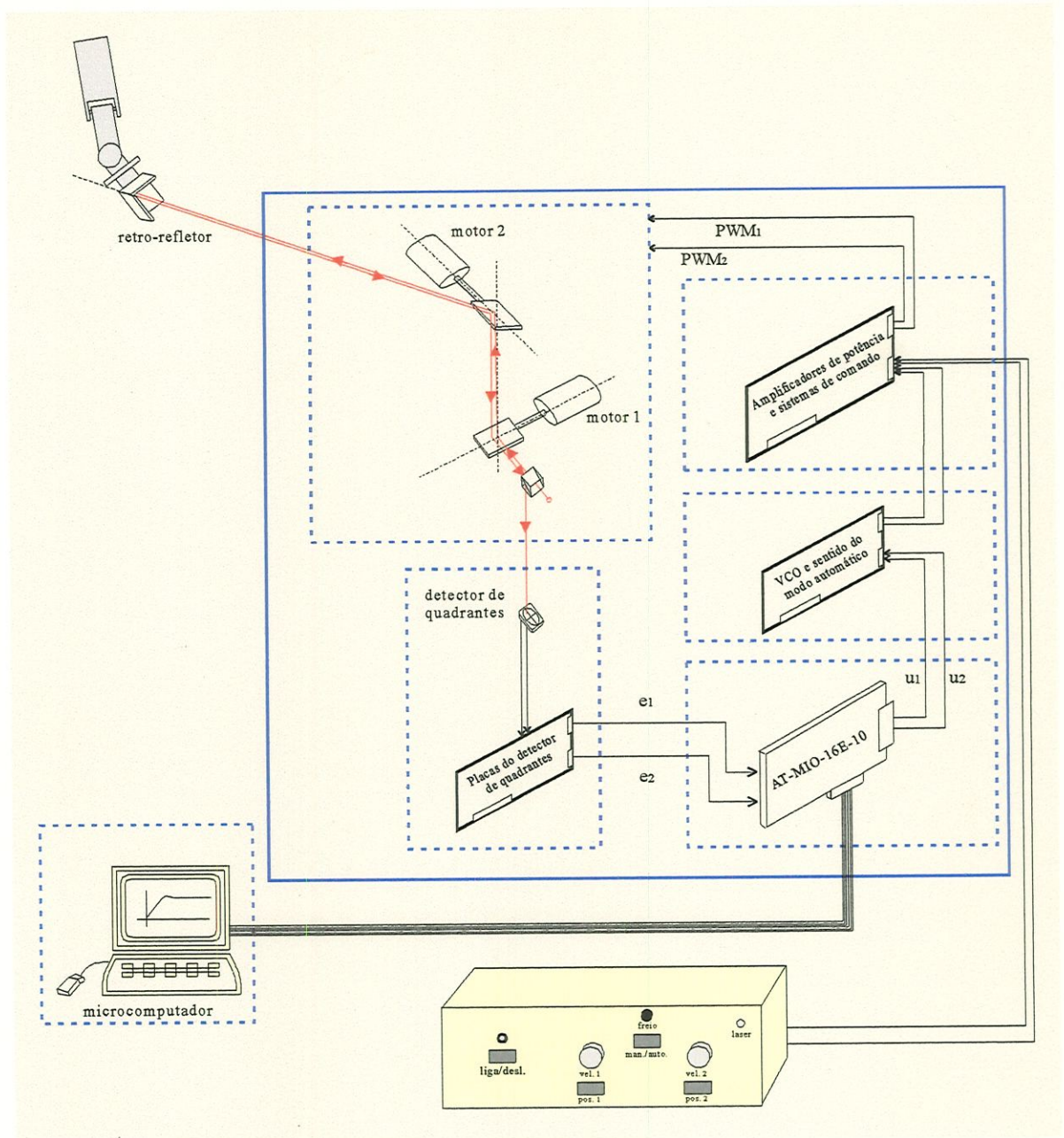


Figura 4.2 - Esquema funcional da estação de rastreamento a laser.

4.2 - OS SISTEMAS DE CONTROLE

Propõe-se também neste trabalho, o estudo de três técnicas de controle para a estação de rastreamento a laser. São elas: atribuição da auto-estrutura, redes neurais artificiais e lógica difusa. A literatura tem apresentado diversos estudos comparativos entre técnicas de síntese de sistemas de controle. Comparações entre

sistemas de controle difuso com do tipo PID (proporcional+integral+derivativo) foram apresentados por DALEY & GILL (1989), YING et al. (1990) e LIM & HIYAMA (1993). Comparações entre atribuição da auto-estrutura e lógica difusa foram discutidas por HUSSU (1995). Segundo PREUSS (1992) apud HUSSU (1995), os controladores difusos não aumentam as dinâmicas da planta e podem ser aplicados convenientemente em sistemas multivariáveis. Visto que estas propriedades assemelham-se bem daquelas apresentadas por redes neurais artificiais e atribuição da auto-estrutura com realimentação de saída, fica justificado o estudo comparativo entre as três técnicas propostas. Tem-se ainda como características o fato de que redes neurais artificiais e lógica difusa, quando utilizadas na síntese de sistemas de controle de sistemas dinâmicos, fornecem um procedimento que não está condicionado ao desenvolvimento ou conhecimento perfeito de um modelo matemático da planta.

Propõe-se então um estudo através de simulação entre quatro arquiteturas de controle que serão descritas a seguir. Nestas simulações estão incluídos os blocos que representam as partes principais do esquema funcional apresentado na Figura 4.2. Tem-se então para a placa AT-MIO-16E-10, o bloco S/H que simula um circuito de retenção e amostragem, e ainda os conversores A/D (analógico para digital) e D/A (digital para analógico). Os blocos dos conversores A/D e D/A simulam a quantização em níveis do sinal de entrada, após sua amostragem. Os parâmetros relativos a estes blocos foram ajustados de acordo com os dados da placa AT-MIO-16E-10 os quais serão detalhados oportunamente no Capítulo 6. O bloco LabView[®] representa a implementação do algoritmo de controle. Estes blocos, juntamente com os blocos que representam o modelo matemático da estação, são mostrados nas figuras a seguir.

- atribuição da auto-estrutura com realimentação de saída: A aplicação de uma matriz constante de ganhos de realimentação de saída, calculada seguindo o procedimento descrito no Capítulo 3, será simulada utilizando um modelo linear da planta (Figura 4.3), um modelo não-linear ideal (Figura 4.4) e um modelo não-linear que leva em consideração uma estação com imperfeições geométricas. O valores dos ganhos serão ajustados no sentido de alcançar os requisitos de desempenho para a estação.

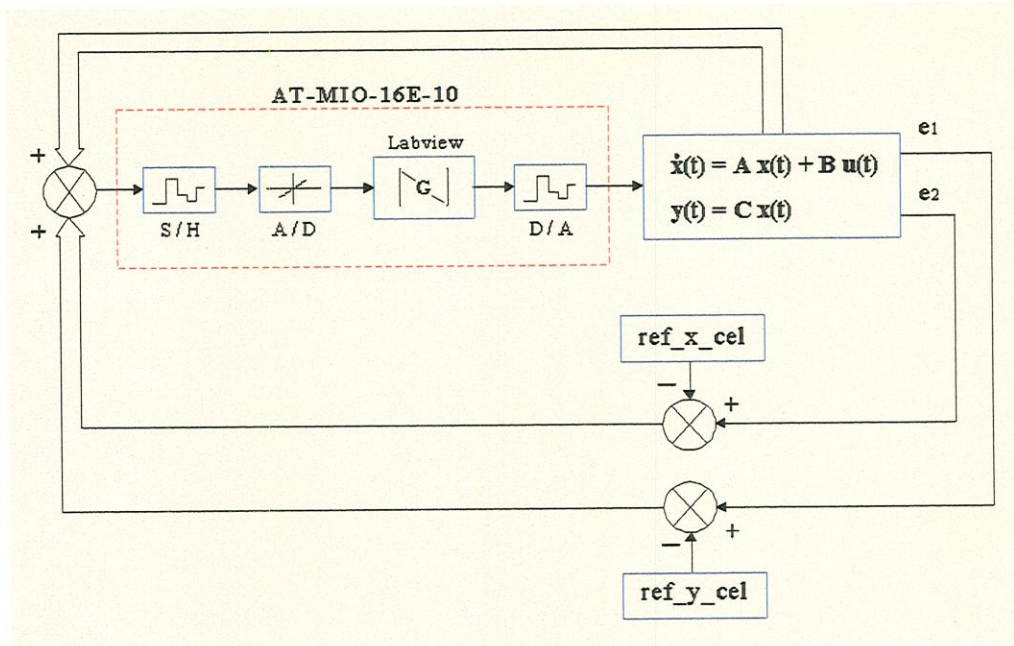


Figura 4.3 - Esquema de realimentação de saída utilizando o modelo linear.

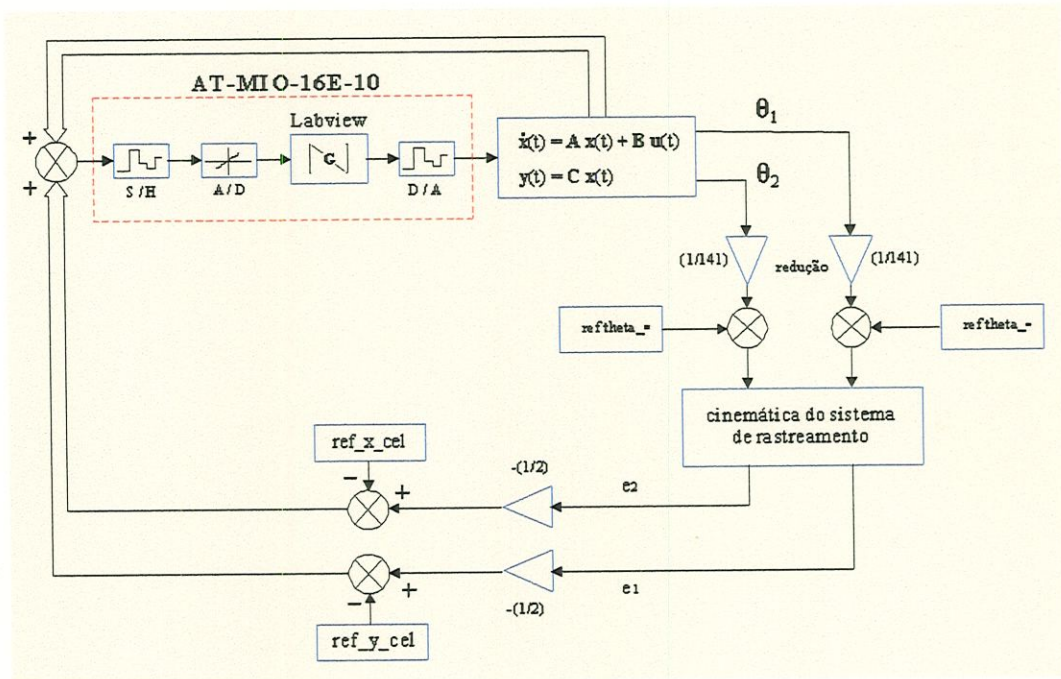


Figura 4.4 - Esquema de realimentação de saída utilizando o modelo não linear.

- redes neurais artificiais: Duas propostas para a utilização de redes neurais artificiais no controle de uma estação de rastreamento a laser foram apresentadas no Capítulo 3. Na primeira, uma rede neural foi treinada para mapear uma tabela de consulta difusa (Figura 4.5). Na segunda, utilizou-se a proposição de Nguyen-Widrow (Figura 4.6). Estas estruturas serão simuladas utilizando os modelos ideal e com imperfeições

geométricas. O sistema de controle baseado no mapeamento da tabela de consulta difusa será implementado em ambiente LabView[®], para efeito de comparação com os sistemas simulados, seguindo o esquema mostrado na Figura 4.5.

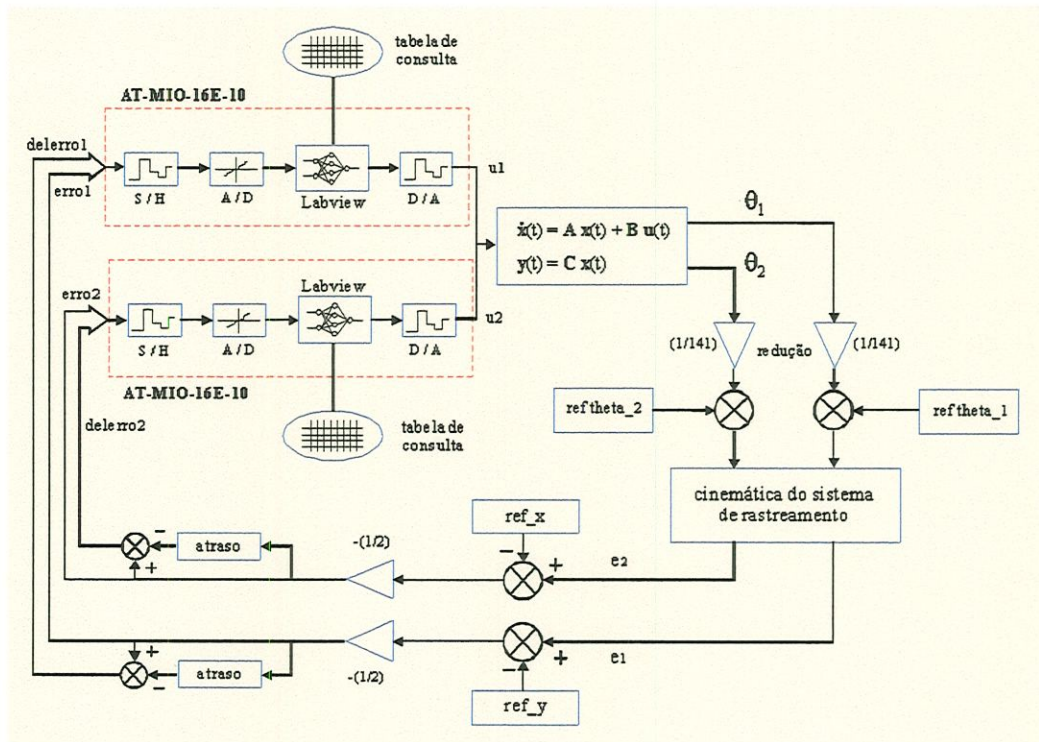


Figura 4.5 - Esquema de realimentação utilizando redes neurais / lógica difusa.

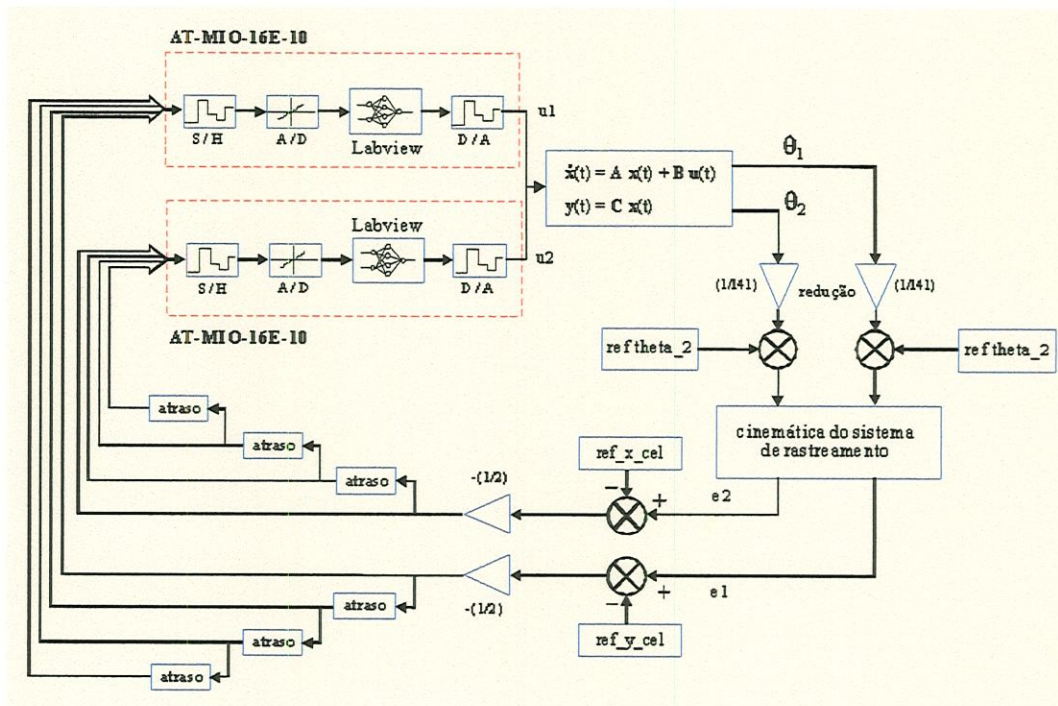


Figura 4.6 - Esquema de realimentação utilizando a proposição de Nguyen-Widrow.

- lógica difusa: A aplicação de um sistema de controle difuso será realizada utilizando uma tabela de consulta. Um esquema de simulação está representado na Figura 4.7.

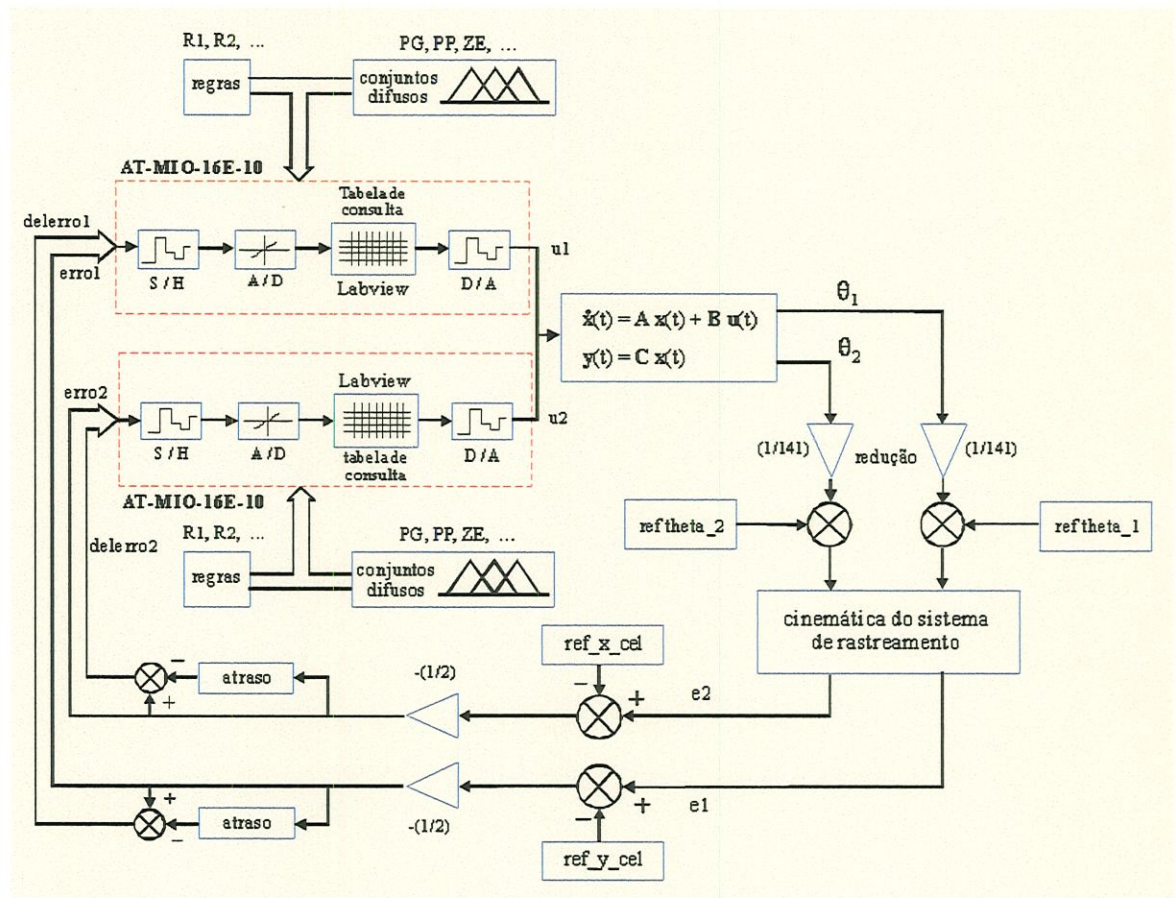


Figura 4.7 - Esquema de realimentação utilizando uma tabela de consulta difusa

As simulações numéricas propostas utilizando os cinco esquemas anteriores, serão realizadas a fim de testar teoricamente a habilidade do sistema em reposicionar os motores no sentido de direcionar o feixe laser para o centro do alvo. Os mesmos testes serão realizados em uma estação de rastreamento real utilizando o esquema apresentado na Figura 4.2 e a estrutura de controle mostrada na Figura 4.5.

CAPÍTULO 5

MODELAGEM MATEMÁTICA E DESCRIÇÃO FÍSICA DA ESTAÇÃO DE RASTREAMENTO A LASER

Para uma estação de rastreamento a laser na configuração apresentada no Capítulo 4, GILBY & PARKER (1982), GILBY & PARKER (1984), MAYER & PARKER (1989) e RYAN & GERHARDT (1992) propuseram um modelo cinemático obtido a partir de um sistema cartesiano de coordenadas. Baseando-se neste modelo, uma outra formulação foi proposta por MAYER & PARKER (1994) que incluiu algumas imperfeições geométricas da estação. Estas imperfeições geométricas juntamente com as reflexões do feixe laser, desde sua fonte até o detector de quadrantes, foram obtidas a partir da definição de um vetor normal a cada espelho e dos respectivos versores dos sistemas de referência móveis. Definiu-se assim, as matrizes de transformação homogêneas, empregadas para transformar um vetor, representado pelo feixe laser, através de duas reflexões sucessivas na unidade de rastreamento. Estas matrizes de transformação foram então usadas na obtenção do modelo cinemático.

Neste capítulo, desenvolveu-se um modelo matemático para a estação de rastreamento a laser. Visto ter-se como principal objetivo a disponibilização de uma 'ferramenta matemática' para a síntese dos sistemas de controle propostos, a parte cinemática foi baseada numa estação ideal, ou seja, sem imperfeições geométricas, sendo obtida através de álgebra linear, geometria analítica e de leis básicas da reflexão. Com a finalidade de obter um modelo linear na forma de equações de estado, forma esta adequada para a síntese do sistema de controle baseado na técnica de atribuição da auto-estrutura, o modelo cinemático foi linearizado. Como complemento

a este estudo, obtiveram-se ainda dois modelos cinemáticos que contêm imperfeições geométricas relativas à fixação dos motores (ortogonalidade entre os eixos de rotação) e montagem dos espelhos nos eixos dos motores (paralelismo entre a superfície de reflexão e o eixo de rotação), respectivamente.

Apresenta-se ainda neste capítulo, a descrição física da estação de rastreamento a laser e dos subconjuntos que a compõem.

5.1 - AS EQUACÕES CINEMÁTICAS PARA A ESTACÃO IDEAL

Segundo ABACKERLI (1992), *“assim como no estudo cinemático de robôs manipuladores, um sistema de rastreamento laser pode ser representado como um conjunto de articulações justapostas sujeitas às translações e rotações encontradas no instrumento”*, de acordo com a sua configuração. Da mesma forma, tratar-se-á nesta seção, do estudo analítico da geometria e do movimento das variáveis da estação de rastreamento proposta com relação a um sistema de referência absoluto, sem considerar as forças e/ou momentos que, por sua vez, causam estes movimentos. Dentro deste contexto, será tratado inicialmente do problema conhecido como cinemática direta, ou seja, a modelagem cinemática propriamente dita. No modelo resultante, conhecidos os valores das variáveis envolvidas na estação de rastreamento, pode-se determinar as coordenadas de posição do feixe laser com relação ao centro de um detector de quadrantes, o que representa, por exemplo, o deslocamento do atuador de um robô.

DENAVID & HARTENBERG (1965) propuseram uma aproximação sistemática e generalizada de se utilizar álgebra matricial para descrever e representar a geometria espacial de juntas de robôs manipuladores com relação a um sistema de referência absoluto. Tal método utiliza matrizes de transformação homogênea 4x4 para descrever a relação espacial entre dois referenciais consecutivos. Isto então reduz o problema da cinemática direta em encontrar tais matrizes de transformação homogênea as quais relacionam os afastamentos de um feixe laser no detector de quadrantes, em função dos deslocamentos angulares dos espelhos de rastreamento, representados num mesmo sistema de referência.

Esta forma de modelagem tem sido clássica no tratamento de problemas deste tipo (ABACKERLI & DIGIACOMO, 1993 e MAYER & PARKER, 1994) e baseia-se na aplicação de álgebra matricial. Com isto, pode-se encontrar relações de posição e de orientação entre as diversas variáveis que compõem o sistema e representá-las segundo um referencial adequado para o tratamento do problema.

Uma matriz de rotação 3x3 é usada normalmente para descrever uma operação de rotação entre dois sistemas de referência. Visto que esta matriz não fornece informações acerca de operações de translação, uma quarta coordenada pode ser introduzida. Com isto, um vetor posição genérico $\mathbf{p} = [p_x \ p_y \ p_z]^T$, no espaço tridimensional, torna-se $\mathbf{p}' = [wp_x \ wp_y \ wp_z \ w]^T$.

Diz-se então que o vetor posição \mathbf{p}' está expresso em coordenadas homogêneas. Esta forma de representação matricial foi usada por DENAVIT & HARTENBERG (1965) e encontra-se detalhada em ABACKERLI (1992). Em geral, a representação de um vetor posição de N-componentes através de um vetor de (N+1)-componentes é chamada de representação de coordenadas homogêneas. A transformação de um vetor N-dimensional é realizada no espaço (N+1)-dimensional e o vetor N-dimensional físico é obtido dividindo as coordenadas homogêneas pela (N+1)-ésima coordenada w . Assim, no espaço tridimensional, o vetor posição \mathbf{p} é representado por um vetor aumentado $[wp_x \ wp_y \ wp_z \ w]^T$ na representação de coordenadas homogêneas.

As coordenadas físicas, ou seja, no espaço tridimensional, resultam em:

$$p_x = \frac{wp_x}{w} \quad p_y = \frac{wp_y}{w} \quad p_z = \frac{wp_z}{w} \quad (5.1)$$

Visto que w pode assumir qualquer valor, pode-se notar que não existe uma única representação em coordenadas homogêneas. Assim, pode-se entender a quarta componente das coordenadas homogêneas como um fator de escala. Se esta coordenada for tomada como unitária ($w = 1$), então as coordenadas homogêneas transformadas de um vetor posição são as mesmas, ou seja, são as coordenadas físicas do vetor.

A matriz de transformação homogênea é, então, uma matriz 4x4 que mapeia as coordenadas de um vetor posição, expresso em coordenadas homogêneas, em um outro sistema de referência. Esta matriz pode ser dada da seguinte forma:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{3 \times 3} & \mathbf{p}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

As matrizes $\mathbf{R}_{3 \times 3}$ e $\mathbf{p}_{3 \times 1}$ representam, respectivamente, as matrizes de transformação de rotação e de translação. Nesta representação, rotações e translações puras podem ser escritas diretamente e uma matriz de transformação global pode ser obtida segundo um produto sucessivo das matrizes de transformação parciais.

As rotações e translações presentes na cinemática da estação de rastreamento podem então ser expressas através destas matrizes de transformação homogênea. De forma a descrever os deslocamentos do feixe laser no detector de quadrantes, em função dos deslocamentos angulares dos espelhos de rastreamento, faz-se necessário a definição de um sistema de referência absoluto para a estação. O sistema de referência absoluto adotado $OX_0Y_0Z_0$, é um triedro positivo que gera matrizes de rotação ortonormais, dado que os versores considerados i, j, k são unitários. A Figura 5.1 ilustra um esquema tridimensional do mecanismo de rastreamento proposto, juntamente com o sistema de referência absoluto definido.

Considerando esta configuração, o equacionamento cinemático será baseado na trajetória do feixe laser desde sua fonte até o detector, uma célula de quadrantes que permanece fixa na base da estação. Os espelhos 1 e 2, espelhos do retro-refletor, divisor de feixes e célula de quadrantes, serão representados através de equações vetoriais de um plano. O feixe laser será representado através da equação vetorial de uma reta. Com isto, os vetores que representam os feixes laser, os pontos de intersecção com os diversos planos e a orientação destes devem estar representados em um mesmo sistema de referência para que a determinação dos afastamentos do feixe laser, com relação ao centro da célula, possam ser corretamente definidos.

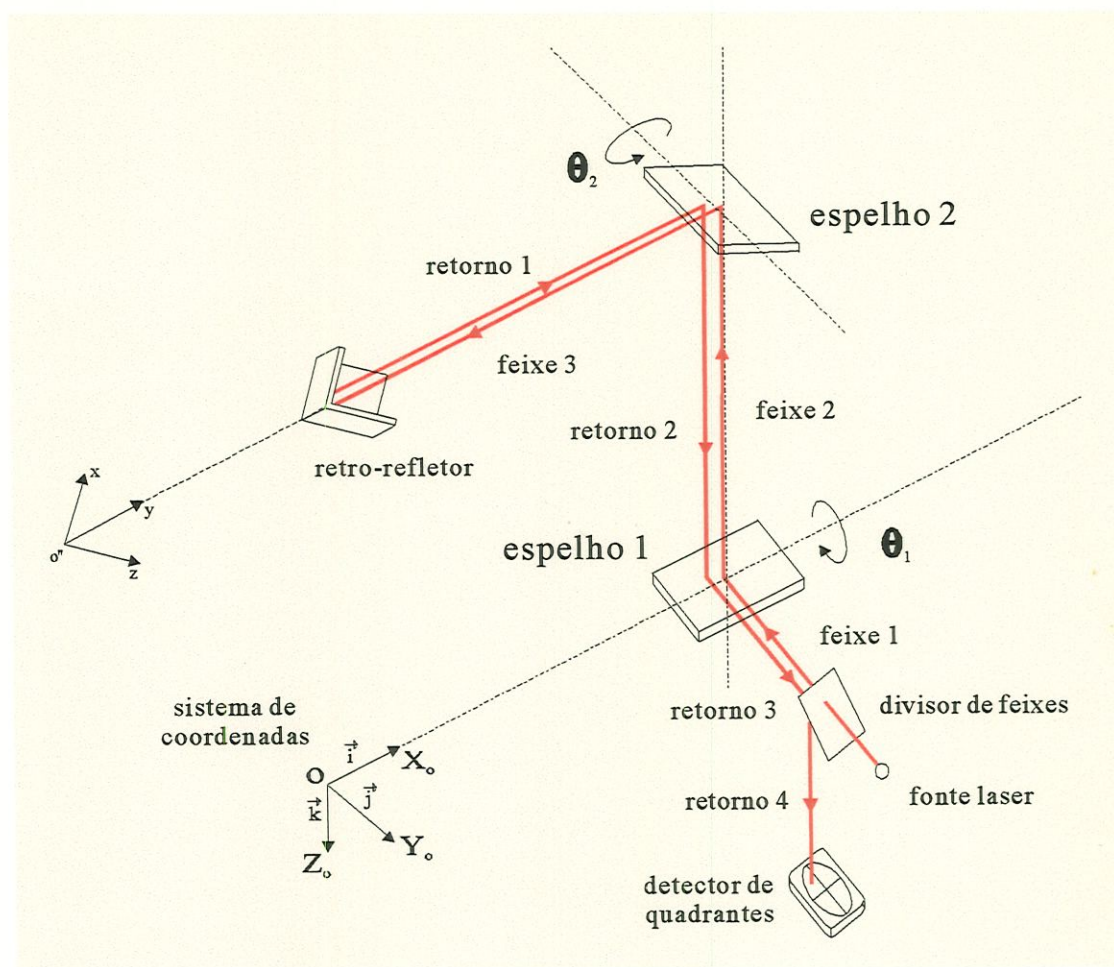


Figura 5.1 - Esquema tridimensional da estação de rastreamento a laser.

Para um alvo retro-refletor em repouso e com o feixe laser direcionado para o seu centro, a trajetória do feixe de retorno é paralela e coincidente com a trajetória do feixe incidente. Pequenos deslocamentos angulares dos espelhos de rastreamento geram um desvio do feixe laser que é captado pela célula de quadrantes. Esta é responsável por medir o afastamento relativo do feixe de retorno com relação ao seu centro.

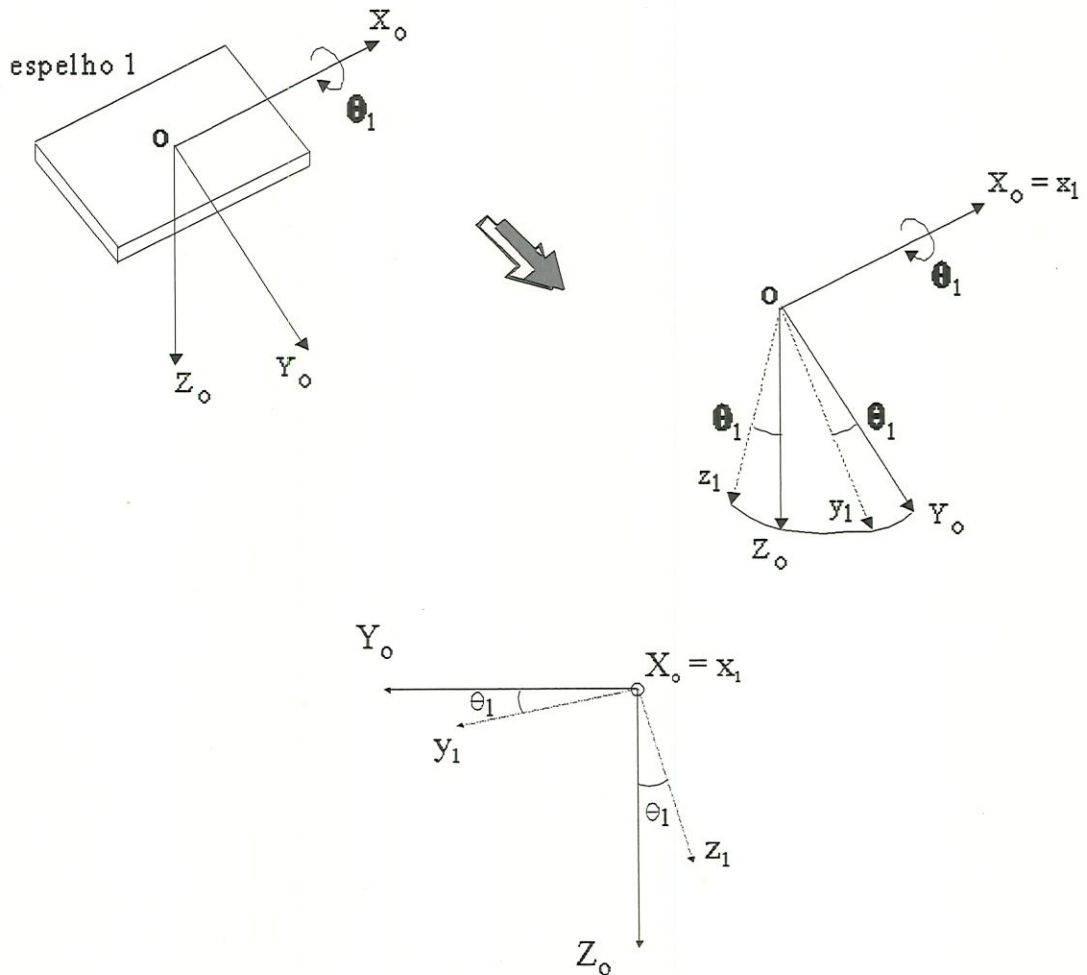
As transformações homogêneas definidas para uma estação de rastreamento a laser serão descritas a seguir.

Espelho 1:

Inicialmente, tem-se que os eixos absolutos $OX_0Y_0Z_0$ estão fixos no espelho 1, cuja superfície de reflexão encontra-se paralela ao plano OX_0Y_0 . Uma matriz de transformação homogênea pode ser obtida da seguinte forma:

Movimento 1

Rotação do sistema $OX_0Y_0Z_0$ em torno do eixo X_0 , do ângulo azimutal θ_1 , para alcançar os eixos intermediários $(x_1y_1z_1)_{e_1}$. O subscrito 'e₁' refere-se ao espelho 1.



$$\begin{aligned}
 X_0 &= x_1 \\
 Y_0 &= y_1 \cos \theta_1 - z_1 \sin \theta_1 \\
 Z_0 &= y_1 \sin \theta_1 + z_1 \cos \theta_1
 \end{aligned}
 \tag{5.3}$$

Tem-se então que a matriz de transformação homogênea resulta em:

$$T_0^1 = \text{Rot}(X_0, \theta_1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & 0 \\ 0 & \sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}
 \tag{5.4}$$

que leva o sistema intermediário '1' para o sistema absoluto '0'. A transformação que leva o sistema absoluto '0' para o sistema intermediário '1' é dada por:

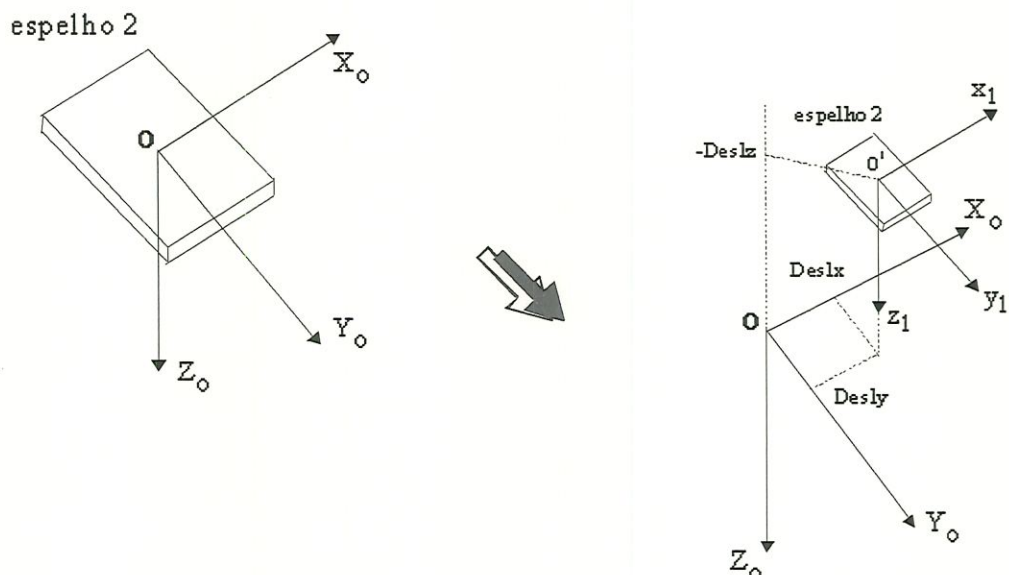
$$\mathbf{T}_1^0 = (\mathbf{T}_0^1)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta_1 & \sin \theta_1 & 0 \\ 0 & -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Espelho 2:

Inicialmente, tem-se que os eixos absolutos $OX_0Y_0Z_0$ estão fixos no espelho 2, cuja superfície de reflexão se encontra paralela ao plano OX_0Y_0 (inicialmente coincidente com o espelho 1). As matrizes de transformação homogênea parciais podem ser obtidas da seguinte forma:

Movimento 1

Translação do sistema $OX_0Y_0Z_0$, para alcançar os eixos intermediários $(x_1y_1z_1)_{e2}$. Esta translação define o afastamento entre os eixos dos espelhos 1 e 2, sendo representada por $Deslx$, $Desly$ e $Deslz$. O subscrito 'e2' refere-se ao espelho 2.

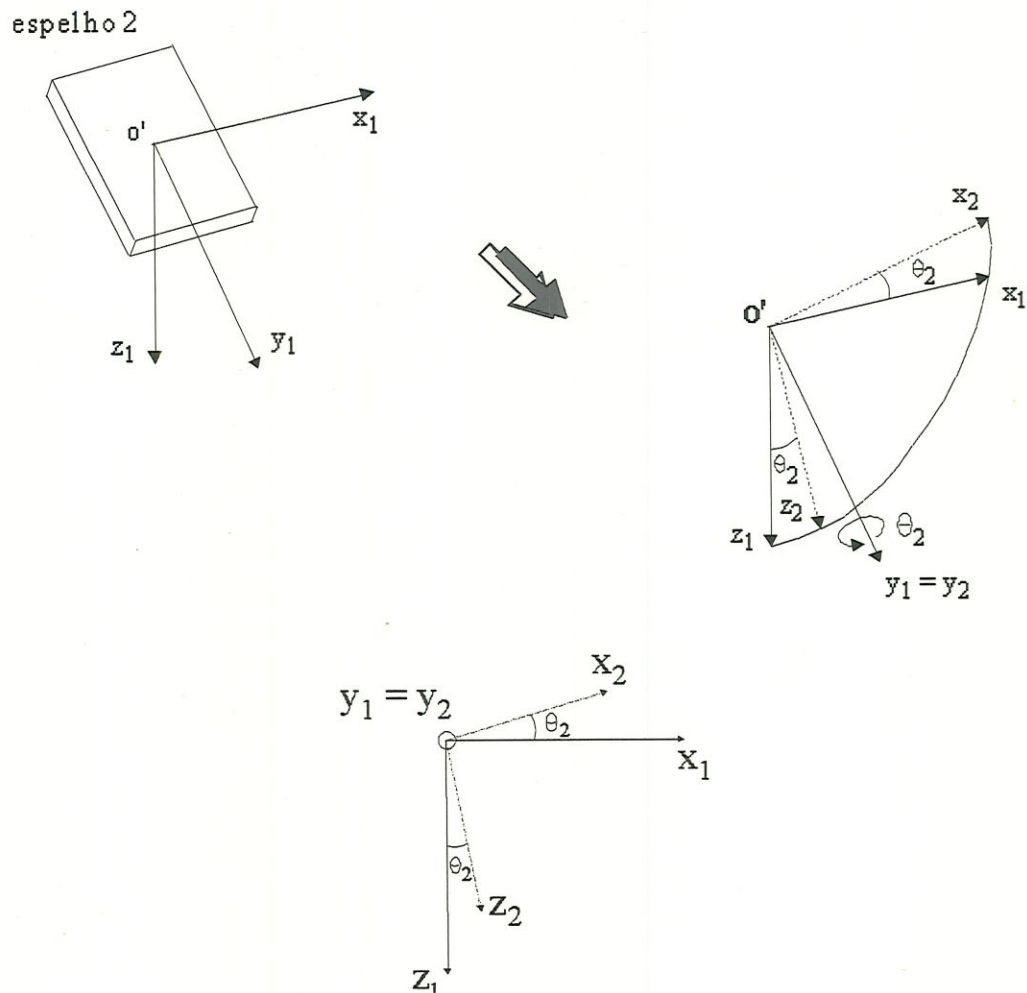


$$\mathbf{R}_0^1 = \text{Trans}(x, y, z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \text{Deslx} \\ 0 & 1 & 0 & \text{Desly} \\ 0 & 0 & 1 & -\text{Deslz} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

que leva o sistema intermediário '1' para o sistema absoluto '0'. Considerando uma estação de rastreamento ideal, tem-se que $\text{Deslx} = \text{Desly} = 0$.

Movimento 2

Rotação do sistema $(x_1 y_1 z_1)_{e2}$ em torno do eixo y_1 , do ângulo azimutal θ_2 , para alcançar os eixos intermediários $(x_2 y_2 z_2)_{e2}$.



$$\begin{aligned} x_1 &= x_2 \cos \theta_2 + z_2 \sin \theta_2 \\ y_1 &= y_2 \\ z_1 &= -x_2 \sin \theta_2 + z_2 \cos \theta_2 \end{aligned} \quad (5.7)$$

ou

$$\mathbf{R}_1^2 = \text{Rot}(y_1, \theta_2) = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & 0 & \text{sen } \theta_2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\text{sen } \theta_2 & 0 & \cos \theta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Procedendo com os dois movimentos anteriores, tem-se que a matriz de transformação homogênea global para o espelho 2 resulta em:

$$\mathbf{R}_0^2 = \mathbf{R}_0^1 \cdot \mathbf{R}_1^2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & 0 & \text{sen } \theta_2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\text{sen } \theta_2 & 0 & \cos \theta_2 & -\text{Deslz} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

que leva o sistema intermediário '2' para o sistema absoluto '0'. A transformação que leva o sistema absoluto '0' para o sistema intermediário '2' é dada por:

$$\mathbf{R}_2^0 = (\mathbf{R}_1^2)^{-1} \cdot (\mathbf{R}_0^1)^{-1} = \mathbf{R}_2^1 \cdot \mathbf{R}_1^0 = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & 0 & -\text{sen } \theta_2 & -\text{Deslz} \cdot \text{sen } \theta_2 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \text{sen } \theta_2 & 0 & \cos \theta_2 & \text{Deslz} \cdot \cos \theta_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Para o espelho 1, tem-se que o mapeamento de um vetor posição expresso em coordenadas homogêneas, do sistema absoluto $OX_0Y_0Z_0$ para o sistema relativo $(x_1y_1z_1)_{e1}$, é dado por:

$$\begin{Bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \\ 1 \end{Bmatrix}_{e1} = \mathbf{T}_1^0 \begin{Bmatrix} X_0 \\ Y_0 \\ Z_0 \\ 1 \end{Bmatrix} \quad (5.11)$$

O mapeamento inverso é dado por:

$$\begin{Bmatrix} X_0 \\ Y_0 \\ Z_0 \\ 1 \end{Bmatrix} = (\mathbf{T}_1^0)^{-1} \begin{Bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \\ 1 \end{Bmatrix}_{e1} \quad (5.12)$$

que leva o sistema relativo para o sistema absoluto.

Para o espelho 2 tem-se, da mesma forma:

$$\begin{Bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \\ 1 \end{Bmatrix}_{e_2} = \mathbf{R}_1^0 \begin{Bmatrix} X_0 \\ Y_0 \\ Z_0 \\ 1 \end{Bmatrix} \rightarrow \begin{Bmatrix} x_2 \\ y_2 \\ z_2 \\ 1 \end{Bmatrix}_{e_2} = \mathbf{R}_2^1 \begin{Bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \\ 1 \end{Bmatrix}_{e_2} \quad (5.13)$$

ou

$$\begin{Bmatrix} x_2 \\ y_2 \\ z_2 \\ 1 \end{Bmatrix}_{e_2} = \mathbf{R}_2^1 \cdot \mathbf{R}_1^0 \begin{Bmatrix} X_0 \\ Y_0 \\ Z_0 \\ 1 \end{Bmatrix} \quad (5.14)$$

que leva o sistema absoluto $OX_0Y_0Z_0$ para o sistema relativo $(x_2y_2z_2)_{e_2}$ e,

$$\begin{Bmatrix} X_0 \\ Y_0 \\ Z_0 \\ 1 \end{Bmatrix} = \mathbf{R}_0^1 \cdot \mathbf{R}_1^2 \begin{Bmatrix} x_2 \\ y_2 \\ z_2 \\ 1 \end{Bmatrix}_{e_2} \quad (5.15)$$

que leva o sistema relativo para o sistema absoluto.

Retro-refletor:

Em um retro-refletor (Figura 5.1), para qualquer que seja sua posição e orientação, um feixe de luz que incide numa de suas faces, emerge numa direção paralela, mas deslocado lateralmente. Desta forma, é utilizado neste trabalho para, a partir do alvo, refletir o feixe laser de volta ao espelho 2, numa direção paralela ao feixe incidente da estação.

Existem dois tipos de retro-refletores disponíveis no mercado. O primeiro, apresenta-se na forma de um prisma sólido, como ilustrado na Figura 5.2. Estes prismas consistem basicamente de três superfícies mutuamente perpendiculares e uma face na hipotenusa. Neste caso, um feixe laser incidente na hipotenusa, realiza três reflexões internas e retorna através da hipotenusa numa direção paralela à inicial.

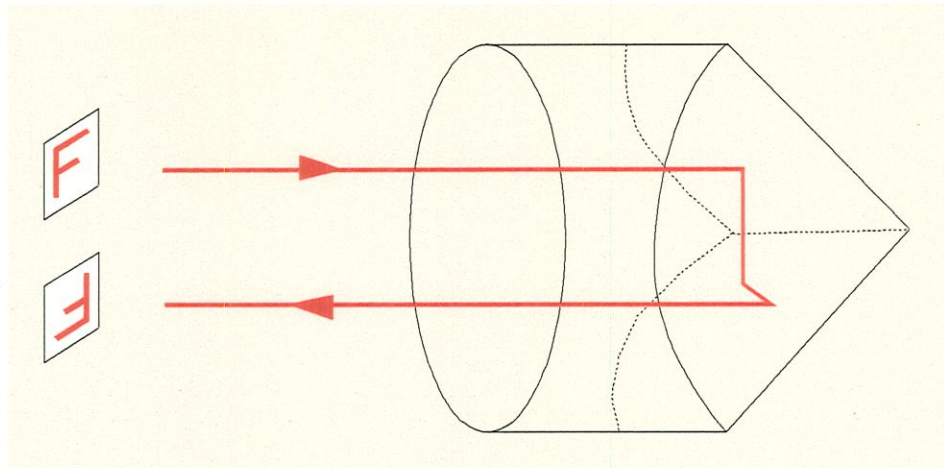


Figura 5.2 - Retro-refletor de prisma sólido.

O segundo tipo de retro-refletor, consiste de três espelhos planos mutuamente perpendiculares, montados na forma de um canto de cubo, cujo centro encontra-se na intersecção dos espelhos (Figura 5.3). Um feixe laser que incide em sua abertura realiza então três reflexões internas, no ar, e retorna numa direção paralela à inicial. Para um feixe incidindo exatamente no ponto de intersecção dos três espelhos, o feixe emergente retorna coincidente com o inicial.

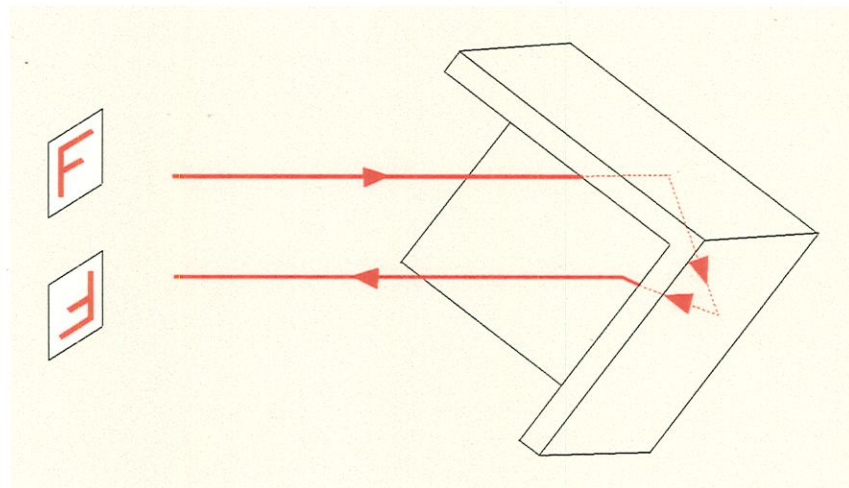


Figura 5.3 - Retro-refletor de espelhos planos.

Pode-se notar que uma das diferenças entre os dois tipos de retro-refletores é o meio onde as reflexões são realizadas. Para a presente aplicação, o meio de propagação do feixe laser é o ar. No caso da utilização de um prisma sólido, o feixe sofrerá refração quando na interface ar/(vidro ou sílica), como pode ser visto na Figura 5.4-a. Com isto, a posição central do retro-refletor prismático não pode ser

determinada a partir da posição e direção dos feixes incidente e emergente, sem o conhecimento prévio de sua orientação. Visto que não se dispõe, a princípio, desta informação de orientação do retro-refletor, somente os modelos de propagação no ar serão apropriados para as aplicações descritas neste trabalho, como pode ser visto na Figura 5.4-b.

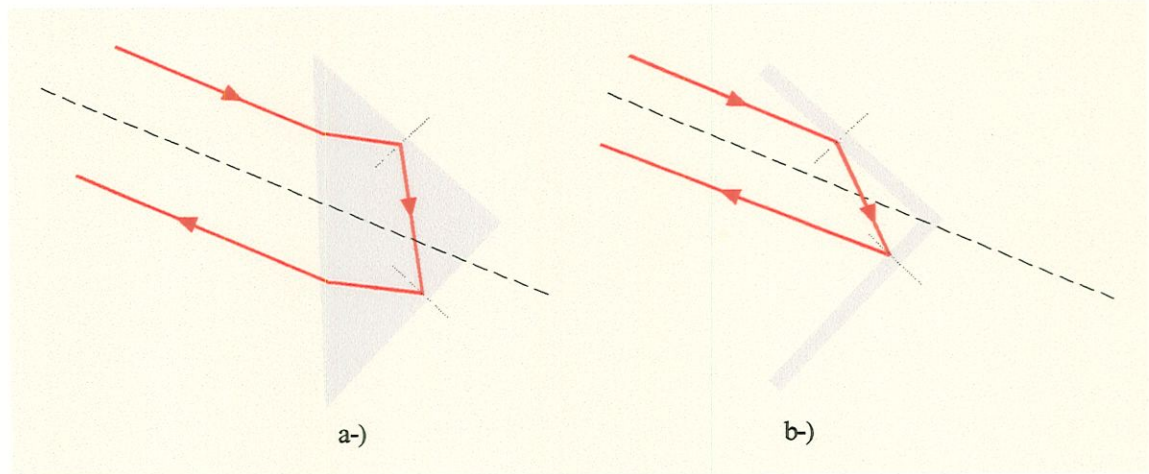


Figura 5.4 - Propagação de um feixe laser: a-) em meio sólido, b-) no ar.

Sendo assim, seja um retro-refletor numa posição arbitrária dentro do volume de trabalho da estação. A matriz de transformação homogênea global que relaciona o sistema absoluto '0' no sistema '3' do retro-refletor é dada por:

$$\mathbf{TRE}_3^0 = \begin{bmatrix} \cos \beta \cdot \cos \gamma & \sin \gamma & -\cos \gamma \cdot \sin \beta & (-Afastx \cdot \cos \beta \cdot \cos \gamma - Afastz \cdot \cos \gamma \cdot \sin \beta + Afasty \cdot \sin \gamma) \\ -\cos \beta \cdot \sin \gamma & \cos \gamma & \sin \beta \cdot \sin \gamma & (Afasty \cdot \cos \gamma - Afastx \cdot \cos \beta \cdot \sin \gamma + Afastz \cdot \sin \beta \cdot \sin \gamma) \\ \sin \beta & 0 & \cos \beta & (Afastz \cdot \cos \beta + Afastx \cdot \sin \beta) \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

onde β e γ representam uma orientação arbitrária do retro-refletor e $Afastx$, $Afasty$ e $Afastz$ representam uma translação arbitrária nas direções X_0 , Y_0 e Z_0 , respectivamente. A transformação homogênea que leva o sistema '3' para o sistema absoluto '0' é dada por:

$$\mathbf{TRE}_0^3 = \begin{bmatrix} \cos \beta \cdot \cos \gamma & -\cos \beta \cdot \sin \gamma & \sin \beta & -Afastx \\ \sin \gamma & \cos \gamma & 0 & -Afasty \\ -\cos \gamma \cdot \sin \beta & \sin \beta \cdot \sin \gamma & \cos \beta & -Afastz \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Divisor de feixes:

Um divisor de feixes é utilizado para dividir um feixe de luz em dois feixes separados. Normalmente, caracteriza-se pela transmissão e reflexão de aproximadamente 50% do feixe incidente. Através de uma montagem adequada (Figura 5.1), tem-se que o feixe laser será sempre perpendicular à base da estação, ou seja, ao plano OX_0Y_0 do sistema absoluto $OX_0Y_0Z_0$. A matriz de transformação homogênea que relaciona o sistema absoluto '0' no sistema relativo do divisor de feixes '2' é dada por:

$$\mathbf{TDIV}_2^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos Df & \sin Df & -Adivy \cdot \cos Df \\ 0 & -\sin Df & \cos Df & Adivy \cdot \sin Df \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

onde Df representa uma orientação arbitrária do divisor de feixes com relação ao eixo OX_0 e $Adivy$ representa uma translação arbitrária na direção Y_0 . A transformação homogênea global que leva o sistema relativo '2' para o sistema absoluto '0' é dada por:

$$\mathbf{TDIV}_0^2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos Df & -\sin Df & Adivy \\ 0 & \sin Df & \cos Df & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Célula de quadrantes:

Finalmente, a fim de obter uma representação cinemática para a estação de rastreamento, define-se uma transformação homogênea que relaciona o sistema de referência da célula de quadrantes '1' no sistema absoluto '0'. Seja então a matriz de transformação homogênea que relaciona o sistema absoluto '0' no sistema da célula '1', dada por:

$$\mathbf{H}_1^0 = \text{Trans}(x, y, z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -Al_x \\ 0 & 1 & 0 & -Al_y \\ 0 & 0 & 1 & -Al_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

onde as coordenadas de posição Al_x , Al_y e Al_z representam uma translação arbitrária da célula com relação ao referencial absoluto $OX_0Y_0Z_0$. A transformação homogênea que leva o sistema relativo '1' para o sistema absoluto '0' é dada por:

$$\mathbf{H}_0^1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & Al_x \\ 0 & 1 & 0 & Al_y \\ 0 & 0 & 1 & Al_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Para uma célula de quadrantes fixa na base da estação, a uma distância Al_y e Al_z no referencial absoluto (Figura 5.1), pode-se definir as coordenadas de posição do feixe laser com relação ao seu centro. Desta forma, o ponto de intersecção do feixe laser no plano que contém a célula, plano xy , pode ser usado para definir os deslocamentos relativos de um alvo retro-refletor.

As coordenadas absolutas de um feixe laser na célula de quadrantes são então dadas por:

$$e_x^0 = f(\theta_1, \theta_2) \quad (5.22)$$

$$e_y^0 = g(\theta_1, \theta_2) \quad (5.23)$$

Estas coordenadas podem ser representadas agora no sistema relativo da célula através da transformação homogênea \mathbf{H}_1^0 gerando as componentes e_x e e_y , como mostra a Figura 5.5.

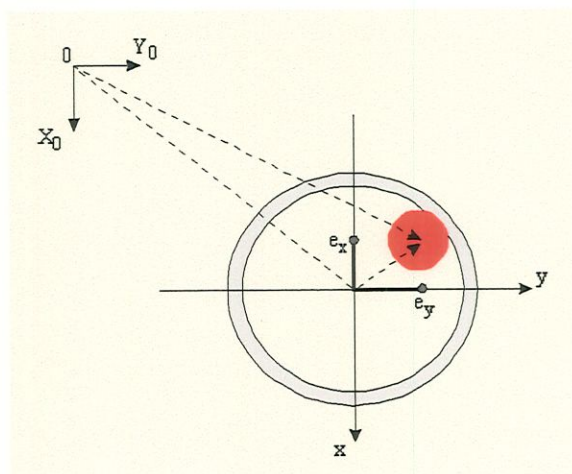


Figura 5.5 - Coordenadas do feixe laser na célula de quadrantes.

Tendo-se definido as transformações homogêneas relativas aos diversos elementos que constituem a estação de rastreamento a laser (Figura 5.1), apresenta-se a seguir, o procedimento de cálculo do seu modelo cinemático. Este procedimento é apresentado em detalhes no Apêndice A e baseia-se, como já comentado, na representação dos componentes ópticos e do feixe laser como equações vetoriais de um plano e de uma reta, respectivamente.

Procedimento de cálculo:

- Definir os parâmetros do feixe laser incidente no espelho 1 (ponto e versor) e as transformações homogêneas dos espelhos de rastreamento e divisor de feixes;
 - Espelho 1: - rotação em X_0 de θ_1 (definir T_1^0 e T_0^1).
 - Espelho 2: - translação $DeslX$, $DeslY$, $DeslZ$ entre os espelhos; e
- rotação em y_1 de θ_2 (definir R_1^0 e R_0^1).
 - Divisor de feixes: - translação em Y_0 do divisor de feixes; e
- rotação em z_1 de Df (definir $TDIV_2^0$ e $TDIV_0^2$).
- Definir um ponto e dois versores, tomados como condições iniciais para os espelhos 1 e 2, escritos no referencial relativo e transformados para o referencial absoluto genéricos.
- Definir um ponto e dois versores genéricos tomados como condições iniciais para o divisor de feixes, escritos no referencial relativo e transformados para o referencial absoluto.
- Definir a equação do primeiro espelho de rastreamento:

$$\text{Espelho1} = \text{Ptoesp1} + \lambda_1 \text{Ver1esp1} + \lambda_2 \text{Ver2esp1}$$
- Definir a equação da primeira reta (feixe 1):

$$\text{Feixe1} = \text{Ptofx1} + \mu_1 \text{Ver1fx1}$$
- Calcular os parâmetros da intersecção fazendo: $\text{Plano1} - \text{Reta1} = 0$
- Calcular o ponto de intersecção e a reflexão do feixe 1 com o espelho 1 no referencial relativo.
- Transformar o feixe refletido (feixe 2) para o referencial absoluto.
- Definir a equação do segundo espelho de rastreamento:

$$\text{Espelho2} = \text{Ptoesp2} + \lambda_1 \text{Ver1esp2} + \lambda_2 \text{Ver2esp2}$$
- Definir a equação da segunda reta (feixe 2):

$$\text{Feixe2} = \text{Ptofx2} + \mu_1 \text{Ver1fx2}$$
- Calcular os parâmetros da intersecção fazendo: $\text{Plano2} - \text{Reta2} = 0$
- Calcular o ponto de intersecção e a reflexão do feixe 2 com o espelho 2 no referencial relativo.
- Transformar o feixe refletido (feixe 3) para o referencial absoluto.
- Definir as transformações de coordenadas do retro-refletor e dos planos dos três espelhos:
 - translação $AfastX$, $AfastY$, $AfastZ$ do retro-refletor;
 - rotação em y_1 de β ; e
 - rotação em z_2 de γ (definir TRE_3^0 e TRE_0^3).

- Definir um ponto e dois versores genéricos, tomados como condições iniciais para cada um dos três planos do retro-refletor.
- Transformar os parâmetros iniciais de cada plano do retro-refletor para o referencial absoluto.
- Definir a equação do primeiro plano do retro-refletor:

$$\text{Plano1} = \text{Ptoplano1} + \lambda_1 \text{Ver1plano1} + \lambda_2 \text{Ver2plano1}$$
- Definir a equação da primeira reta do retro-refletor:

$$\text{Reta1} = \text{Ptofx3} + \mu_1 \text{Ver1fx3}$$
- Calcular os parâmetros da intersecção fazendo: $\text{Plano1} - \text{Reta1} = 0$
- Calcular o ponto de intersecção no retro-refletor e a reflexão da primeira reta no primeiro plano, no referencial relativo.
- Transformar o feixe refletido para o referencial absoluto.
- Definir a equação do segundo plano do retro-refletor:

$$\text{Plano2} = \text{Ptoplano2} + \lambda_1 \text{Ver1plano2} + \lambda_2 \text{Ver2plano2}$$
- Definir a equação da segunda reta no retro-refletor:

$$\text{Reta2} = \text{Pintersec1} + \mu_1 \text{Ver1incid2}$$
- Calcular os parâmetros da intersecção fazendo: $\text{Plano2} - \text{Reta2} = 0$
- Calcular o ponto de intersecção no retro-refletor e a reflexão da segunda reta no segundo plano, no referencial relativo.
- Transformar o feixe refletido para o referencial absoluto.
- Definir a equação do terceiro plano do retro-refletor:

$$\text{Plano3} = \text{Ptoplano3} + \lambda_1 \text{Ver1plano3} + \lambda_2 \text{Ver2plano3}$$
- Definir a equação da terceira reta no retro-refletor:

$$\text{Reta3} = \text{Pintersec3} + \mu_1 \text{Ver1incid4}$$
- Calcular os parâmetros da intersecção fazendo: $\text{Plano3} - \text{Reta3} = 0$
- Calcular o ponto de intersecção no retro-refletor e a reflexão da terceira reta no terceiro plano, no referencial relativo.
- Transformar o feixe refletido para o referencial absoluto.
- Definir a equação do segundo espelho de rastreamento:

$$\text{Espelho2} = \text{Ptoesp2} + \lambda_1 \text{Ver1esp2} + \lambda_2 \text{Ver2esp2}$$
- Definir a equação do primeiro feixe de retorno:

$$\text{Retorno1} = \text{Pintersec3} + \mu_1 \text{Ver1incid4}$$
- Calcular os parâmetros da intersecção fazendo: $\text{Espelho2} - \text{Retorno1} = 0$
- Calcular o ponto de intersecção e a reflexão do primeiro feixe de retorno no segundo espelho, no referencial relativo.
- Transformar o feixe refletido para o referencial absoluto.
- Definir a equação do primeiro espelho de rastreamento:

$$\text{Espelho1} = \text{Ptoesp1} + \lambda_1 \text{Ver1esp1} + \lambda_2 \text{Ver2esp1}$$
- Definir a equação do segundo feixe de retorno:

$$\text{Retorno2} = \text{Ptoret1} + \mu_1 \text{Verret2}$$

- Calcular os parâmetros da intersecção fazendo: $\text{Espelho1} - \text{Retorno2} = 0$
- Calcular o ponto de intersecção e a reflexão do segundo feixe de retorno no primeiro espelho, no referencial relativo.
- Transformar o feixe refletido para o referencial absoluto.
- Definir a equação do plano do divisor de feixes:

$$\text{Divisor} = \text{Ptodivisor} + \lambda_1 \text{Ver1divisor} + \lambda_2 \text{Ver2divisor}$$
- Definir a equação do terceiro feixe de retorno:

$$\text{Retorno3} = \text{Ptoret2} + \mu_1 \text{Verret3}$$
- Calcular os parâmetros da intersecção fazendo: $\text{Divisor} - \text{Retorno3} = 0$
- Calcular o ponto de intersecção e a reflexão do terceiro feixe de retorno no divisor de feixes no referencial relativo.
- Transformar o feixe refletido para o referencial absoluto.
- Definir a transformação de coordenadas entre o referencial da célula de quadrantes e o sistema absoluto (translação de A_x, A_y, A_z) - TCEL_1^0 .
- Definir a transformação do sistema absoluto para o sistema da célula - TCEL_0^1 .
- Definir um ponto e dois versores genéricos pertencentes ao plano da célula e toma-los como condições iniciais.
- Transformar os parâmetros iniciais do plano da célula para o referencial absoluto.
- Definir a equação do plano da célula:

$$\text{Célula} = \text{Ptocélula} + \lambda_1 \text{Ver1célula} + \lambda_2 \text{Ver2célula}$$
- Definir a equação do quarto feixe de retorno:

$$\text{Retorno4} = \text{Ptoret3} + \mu_1 \text{Verret4}$$
- Calcular os parâmetros da intersecção: $\text{Célula} - \text{Retorno4} = 0$
- Calcular o ponto de intersecção do feixe de retorno e definir as coordenadas de posição do feixe laser na célula de quadrantes, no referencial relativo.

As equações que relacionam os afastamentos do feixe laser com relação ao centro da célula de quadrantes, em função das posições angulares dos espelhos de rastreamento, resultam em:

$$e_x = -1200.\cos(2\theta_2) \quad (5.24)$$

$$e_y = -30 + 60.\cos(2\theta_1).\cot(Df).(1 - 20.\sin(2\theta_2)) + 60.\cos(2\theta_1).\cot(\theta_1).(1 + 20.\sin(2\theta_2)) + 30.\cot(2Df).(-1 + 2.\cos(2\theta_1)) - 40.\cos(2\theta_1).\sin(2\theta_2) + 30.(-1 + 2.\cos(2\theta_1)).\cot(\theta_1) - 40.\cos(2\theta_1).\cot(\theta_1).\sin(2\theta_2) \quad (5.25)$$

Para a estação de rastreamento, foram fixados os seguintes parâmetros:

Deslx = 0	Afastx = -600mm	Alx = 0
Desly = 0	Afasty = 0	Aly = 30mm
Deslz = -30mm	Afastz = -30mm	Alz = 30mm

Df foi fixado em -135° de forma que o feixe laser de retorno seja captado pela célula de quadrantes sempre na perpendicular, como já comentado. Ainda, tem-se que quando $\theta_1 = 45^\circ$ e $\theta_2 = 135^\circ$, os afastamentos do laser resultam em $e_x = 0$ e $e_y = 0$. Pode-se notar pelos termos em coseno dos elementos θ_1 e θ_2 , que θ_1 tem seu maior efeito em e_y e θ_2 tem seu maior efeito em e_x . Desta forma, a partir dos Capítulos 3 e 4, foi usado $e_x = e_2$ e $e_y = e_1$. É interessante então, a título de ilustração, visualizar a trajetória do feixe laser no plano que contém a célula de quadrantes, considerando uma varredura dos espelhos de rastreamento 1 e 2, ou seja, θ_1 e θ_2 . A Figura 5.6 mostra tal comportamento, considerando uma varredura de 25° até 65° para o espelho 1 e de 115° até 155° para o espelho 2.

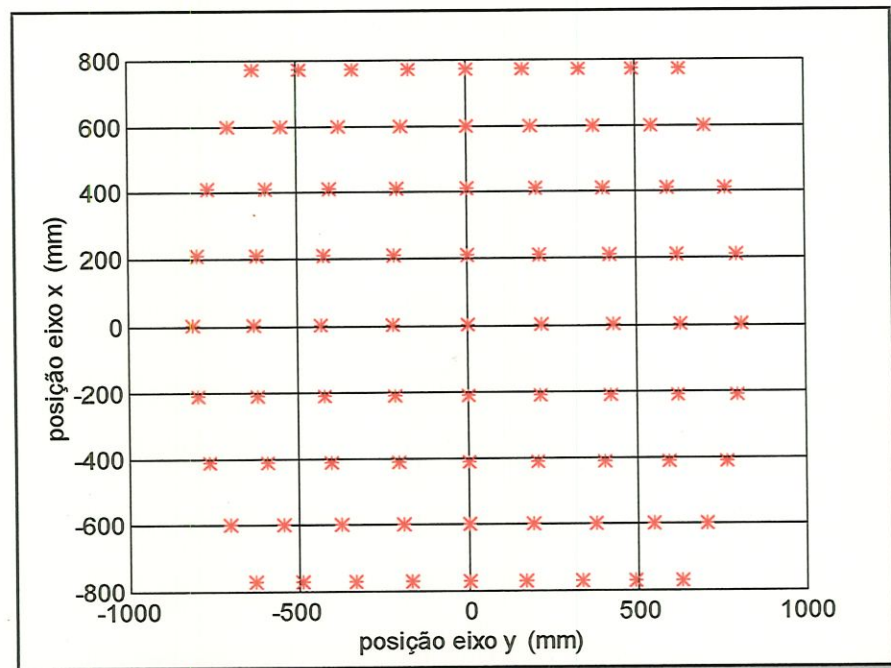


Figura 5.6 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.

Nota-se um comportamento não-linear do feixe laser no plano que contém a célula de quadrantes quando o espelho 2 realiza uma varredura entre os extremos considerados. Na Figura 5.7, considera-se uma varredura de 42° até 48° para o espelho 1 e de 132° até 138° para o espelho 2.

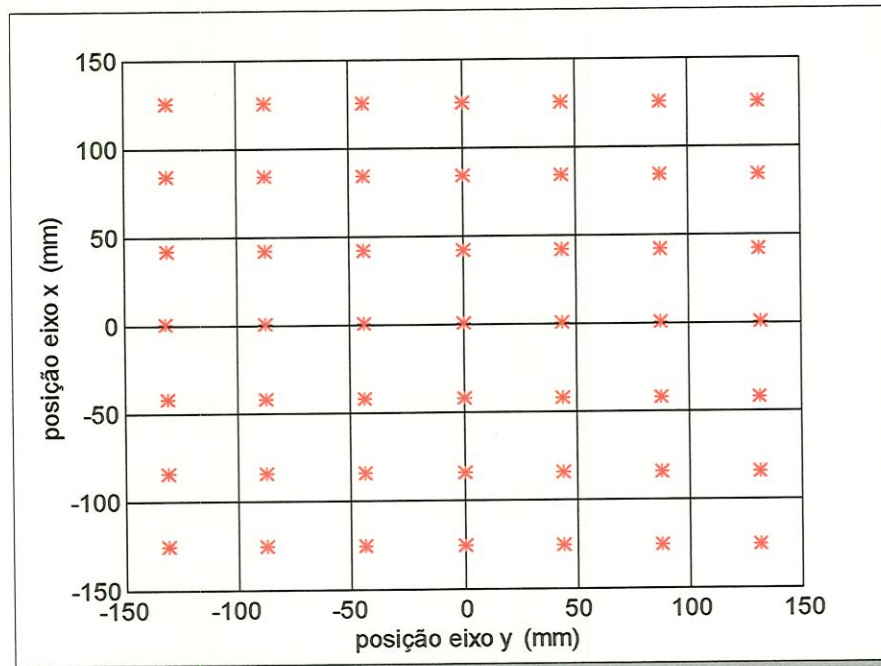


Figura 5.7 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.

Pode-se notar que para movimentos de pequena amplitude dos espelhos de rastreamento, o comportamento do feixe sobre a célula aproxima-se de um comportamento linear.

Considerando o rastreamento de um alvo em um ponto extremo do volume de trabalho da estação, por exemplo, alterando os parâmetros $Afastx = -600$, $Afasty = -300$, $Afastz = -330$, tem-se que as equações cinemáticas resultam em:

$$e_x = -600 \cdot (2 \cdot \cos(2\theta_2) - \text{sen}(2\theta_2)) \quad (5.26)$$

$$\begin{aligned} e_y = & -(30 - 30 \cot(Df) \cdot (-1 + 2 \cdot \cos(2\theta_1) - 10 \cdot \cos(2(\theta_1 - \theta_2)) - \\ & 10 \cdot \cos(2(\theta_1 + \theta_2)) - 2 \cdot \text{sen}(2\theta_1) + 20 \cdot \text{sen}(2(\theta_1 - \theta_2)) - \\ & 20 \cdot \text{sen}(2(\theta_1 + \theta_2))) + 30 \cdot \text{cosec}(Df) \cdot (-\cos(Df - 2\theta_1) - \\ & \cos(Df + 2\theta_1) + 5 \cdot \cos(Df - 2\theta_1 - 2\theta_2) + 5 \cdot \cos(Df + 2\theta_1 - 2\theta_2) + \\ & 5 \cdot \cos(Df - 2\theta_1 + 2\theta_2) + 5 \cdot \cos(Df + 2\theta_1 + 2\theta_2) - \text{sen}(Df) - \\ & 10 \cdot \text{sen}(Df - 2\theta_1) + 10 \cdot \text{sen}(Df + 2\theta_1) - 10 \cdot \text{sen}(Df - 2\theta_1 - 2\theta_2) - \\ & 10 \cdot \text{sen}(Df + 2\theta_1 - 2\theta_2) + 10 \cdot \text{sen}(Df - 2\theta_1 + 2\theta_2) + \\ & 10 \cdot \text{sen}(Df + 2\theta_1 + 2\theta_2))) \end{aligned} \quad (5.27)$$

A Figura 5.8 considera uma varredura de 25° até 65° para o espelho 1 e de 115° até 155° para o espelho 2.

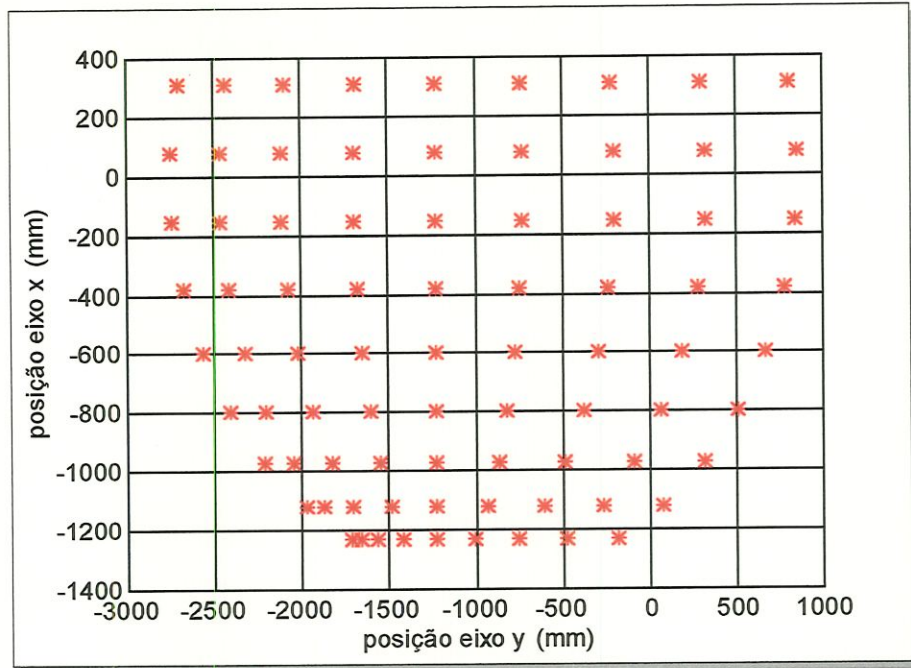


Figura 5.8 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.

Nota-se que o comportamento do feixe laser se altera com relação ao apresentado na Figura 5.6, ficando ainda deslocado no plano xy. Na Figura 5.9, considera-se uma varredura de 42° até 48° para o espelho 1 e de 132° até 138° para o espelho 2.

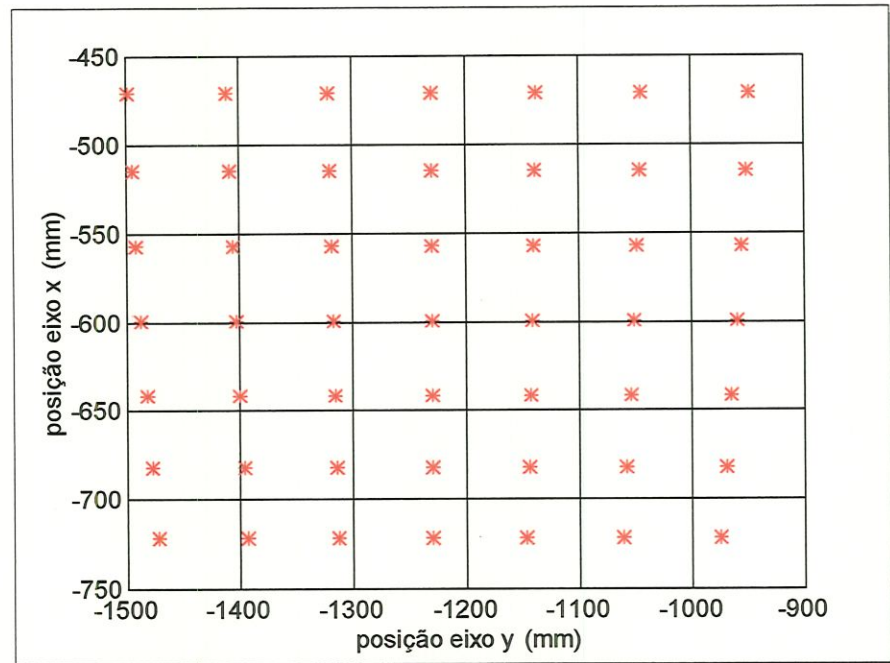


Figura 5.9 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.

Nota-se novamente que para pequenos movimentos dos espelhos de rastreamento, o comportamento do feixe sobre a célula aproxima-se de um comportamento linear. Nota-se ainda o aparecimento de um maior acoplamento entre os movimentos dos espelhos.

5.2 - AS EQUACÕES GERAIS

Equações dos motores de rastreamento:

Num dos modos de operação de um motor CC, a corrente no campo magnético é mantida constante e uma voltagem ajustável é aplicada na armadura. Este modo de operação (conhecido como ímã permanente) tem-se adequado bem aos problemas de controle de posição, tendo sido tratado por muitos pesquisadores desde a década de 70 (SZABADOS et al., 1972-a e b). O principal objetivo é garantir a precisão de posicionamento do eixo do motor enquanto satisfazendo determinadas restrições de operação. O modelo matemático do motor CC utilizado neste trabalho baseia-se em SZABADOS et al. (1972-a), cujo circuito equivalente é mostrado na Figura 5.10.

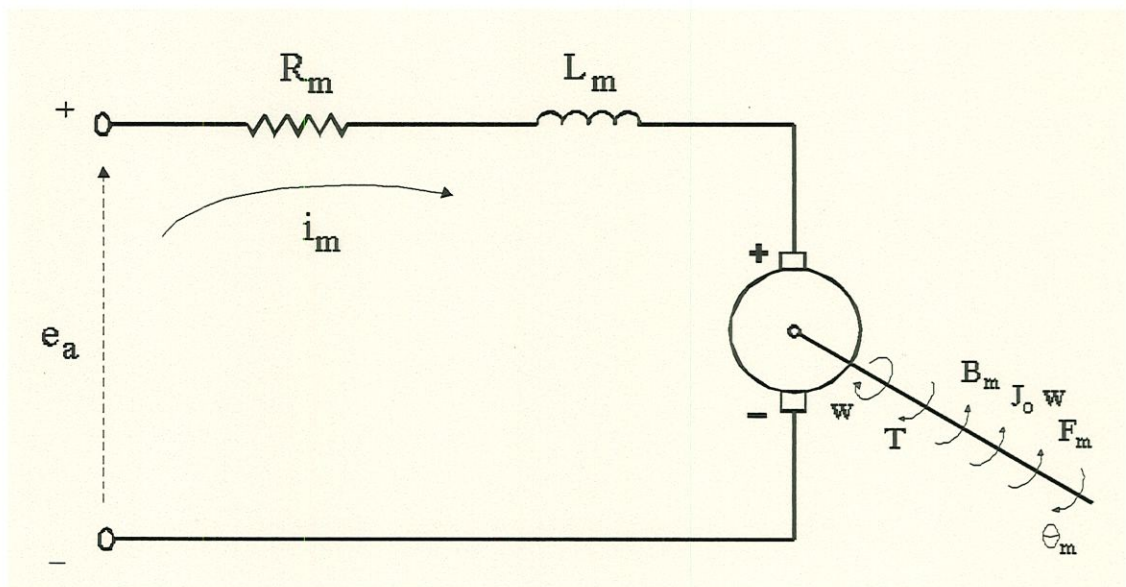


Figura 5.10 - Circuito equivalente de um motor CC de ímã permanente.

Equações estáticas:

Uma corrente de campo constante é obtida excitando separadamente o campo, a partir de uma fonte CC fixa. O motor então, mantém esta corrente constante através de um imã permanente. O fluxo eletromagnético do indutor produzido pela corrente de campo é, portanto, constante. Desta forma, o torque de saída produzido pelo motor é proporcional somente à corrente da armadura, ou seja,

$$T(t) = T_L + T_f + T_D = k_T i_m \quad (5.28)$$

onde:

- $T(t)$ \Rightarrow torque total de saída do motor [N m];
- T_L \Rightarrow torque de carga [N m];
- T_f \Rightarrow torque de amortecimento devido a fricção [N m];
- T_D \Rightarrow torque de flexibilidade [N m];
- k_T \Rightarrow constante de torque [N m / A]; e
- i_m \Rightarrow corrente de armadura [A].

Quando a armadura está girando, induz-se uma voltagem e_m que é proporcional ao produto do fluxo eletromagnético do indutor e da velocidade angular do motor. Devido ao fato de que a polaridade desta voltagem se opõe à voltagem aplicada e_a (voltagem de entrada), e_m é chamada de contra-eletromotriz e é dada por:

$$e_m = k_1 \phi_e \omega_m \quad (5.29)$$

Sendo que o fluxo eletromagnético ϕ_e é mantido constante, a voltagem induzida e_m é diretamente proporcional à velocidade de rotação ω_m :

$$e_m = k_b \omega_m = k_b \frac{d}{dt} \theta_m \quad (5.30)$$

onde:

- k_b \Rightarrow constante fixada no projeto do enrolamento;
- ω_m \Rightarrow velocidade angular do eixo do motor [rd/s]; e
- θ_m \Rightarrow deslocamento angular do eixo do motor [rd].

O controle da velocidade angular do motor pode ser obtido ajustando a voltagem aplicada na armadura. Sua polaridade determina a direção da corrente da armadura e, portanto, a direção de rotação do motor. A equação da voltagem do circuito da armadura, de acordo com o circuito equivalente mostrado na Figura 5.10, é dada por:

$$L_m \frac{d}{dt} i_m + R_m i_m + e_m = e_a \quad (5.31)$$

onde:

L_m \Rightarrow indutância da armadura [H]; e

R_m \Rightarrow resistência da armadura [Ω].

Assim, a corrente na armadura produz o torque necessário dado pela equação (5.28).

Equações dinâmicas:

As equações dinâmicas são baseadas na Lei de Newton. Como já comentado, o torque necessário depende da carga que está conectada ao eixo do motor (carga e eixo do motor). Se a carga consiste do momento de inércia e do amortecimento viscoso devido a fricção (Figura 5.11), a equação de torque pode ser escrita como:

$$T(t) = J_m \frac{d}{dt} \omega_m + B_m \omega_m \quad (5.32)$$

ou

$$T(t) = J_m \frac{d^2}{dt^2} \theta_m + B_m \frac{d}{dt} \theta_m \quad (5.33)$$

onde:

$d\omega_m/dt$ \Rightarrow aceleração angular [rd/s^2];

B_m \Rightarrow constante de amortecimento [$Nm / rd/s$]; e

J_m \Rightarrow momento de inércia equivalente do motor e carga [Nm / s^2].

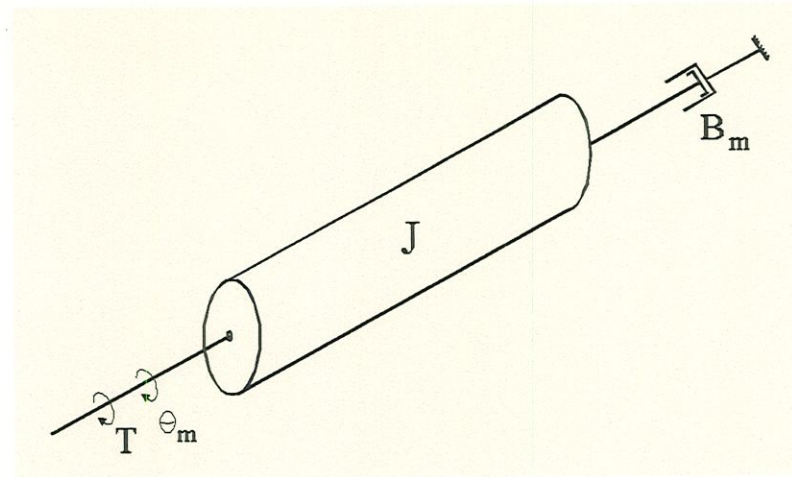


Figura 5.11 - Modelo do sistema mecânico do motor.

A inércia de carga do motor considerado consiste de uma redução, do espelho de rastreamento e de seu respectivo suporte, confeccionado em alumínio.

A corrente necessária na armadura i_m pode ser obtida igualando o torque dado pela equação (5.28) e o torque total de saída do motor (equação (5.32)).

Para determinar uma relação dinâmica para o motor, a corrente $i_m = T(t)/k_T$ e a voltagem e_m podem ser inseridas na equação da voltagem do circuito da armadura, resultando na equação do sistema em termos de velocidade angular, dada por:

$$\frac{L_m}{k_T} \frac{d}{dt} T(t) + \frac{R_m}{k_T} T(t) + k_b w_m = e_a \quad (5.34)$$

Substituindo $T(t)$, dado pela equação (5.28), tem-se as seguintes equações:

$$\begin{cases} L_m \frac{d}{dt} i_m + R_m i_m + k_b w_m = e_a \\ \frac{d}{dt} \theta_m = w_m \\ k_T i_m - J_m \frac{d}{dt} w_m - B_m w_m = 0 \end{cases} \quad (5.35)$$

ou

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_m = -\frac{R_m}{L_m} i_m - \frac{k_b}{L_m} w_m + \frac{e_a}{L_m} \\ \frac{d}{dt} \theta_m = w_m \\ \frac{d}{dt} w_m = \frac{k_T}{J_m} i_m - \frac{B_m}{J_m} w_m \end{cases} \quad (5.36)$$

Finalmente, na forma de equações de estado, considerando as variáveis de estado na forma $\mathbf{x} = [i_m \quad \theta_m \quad w_m]^T$, tem-se:

$$\begin{cases} \dot{i}_m \\ \dot{\theta}_m \\ \dot{w}_m \end{cases} = \begin{bmatrix} -\frac{R_m}{L_m} & 0 & -\frac{k_b}{L_m} \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{k_T}{J_m} & 0 & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix} \begin{cases} i_m \\ \theta_m \\ w_m \end{cases} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \{e_a\} \quad (5.37)$$

ou seja,

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

Denotando por '1' o motor 1 e '2' o motor 2, a equação de estado para os dois motores resulta em:

$$\begin{cases} \dot{i}_{m1} \\ \dot{\theta}_{m1} \\ \dot{w}_{m1} \\ \dot{i}_{m2} \\ \dot{\theta}_{m2} \\ \dot{w}_{m2} \end{cases} = \begin{bmatrix} -R_{m1}/L_{m1} & 0 & -k_{b1}/L_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ k_{T1}/J_{m1} & 0 & -B_{m1}/J_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_{m2}/L_{m2} & 0 & -k_{b2}/L_{m2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & k_{T2}/J_{m2} & 0 & -B_{m2}/J_{m2} \end{bmatrix} \begin{cases} i_{m1} \\ \theta_{m1} \\ w_{m1} \\ i_{m2} \\ \theta_{m2} \\ w_{m2} \end{cases} + \begin{bmatrix} 1/L_{m1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1/L_{m2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{cases} e_{a1} \\ e_{a2} \end{cases} \quad (5.38)$$

O modelo matemático não-linear para a estação de rastreamento a laser é então dado pelas equações (5.24), (5.25) e (5.38).

5.3 - O MODELO MATEMÁTICO LINEAR

As equações (5.24) e (5.25) são equações não-lineares nas variáveis θ_1 e θ_2 . Para a síntese do sistema de controle com realimentação de saída, baseado na técnica de atribuição da auto-estrutura, estas equações devem ser linearizadas a fim de que um modelo linear na forma de equações de estado seja definido. O modelo resultante deve representar as relações entre os estados, saídas e entradas da estação de rastreamento a laser, em torno de um ponto de operação. Felizmente, como pode ser notado nas Figuras 5.7 e 5.9, considerando movimentos de pequena amplitude para os espelhos de rastreamento, nas vizinhanças do centro do retro-refletor, o comportamento do feixe laser é linear e, portanto, as equações (5.24) e (5.25) podem ser linearizadas e aplicadas ao estudo em questão. É então possível assumir que, para o modelo teórico ideal com as considerações feitas anteriormente, os movimentos dos espelhos e conseqüentemente do feixe laser na procura pelo alvo, são compostos por movimentos infinitesimais, ou seja, pequenas perturbações em torno de uma posição de equilíbrio.

Analicamente, os incrementos dados aos movimentos do feixe laser sobre a célula de quadrantes são assumidos como sendo funções contínuas dos movimentos dos eixos dos espelhos de rastreamento, no intervalo de tempo em estudo. Estes movimentos podem ser assumidos como estando confinados numa vizinhança pequena em torno da origem, dada por 45° e 135° para os deslocamentos angulares dos espelhos 1 e 2, respectivamente, como definidos para as equações (5.24) e (5.25). Desta forma, estas funções podem ser expandidas numa série de Taylor nestas variáveis, em torno de qualquer ponto de equilíbrio como, por exemplo 45° e 135° . Os termos de segunda ordem e superiores são também gerados mas não fornecem informações adicionais. Desta forma, truncando a série de potência a partir dos termos de segunda ordem, obtêm-se as seguintes expressões ordinárias:

$$e_x = 5,5132 e^{-13} - 2400 \cdot (-2,3562 + \theta_2) \quad (5.39)$$

$$e_y = 1,8474 e^{-13} - 2510 \cdot (-0,7854 + \theta_1) + (6,7545 e^{-29} - 2,2053 e^{-12} \cdot (-0,7854 + \theta_1)) \cdot (-2,3562 + \theta_2) \quad (5.40)$$

onde $(-0,7854 + \theta_1)$ e $(-2,3562 + \theta_2)$ representam respectivamente, pequenas perturbações dadas aos eixos de rotação dos espelhos 1 e 2, em torno dos pontos de equilíbrio 45° e 135° . As equações (5.39) e (5.40) são equações de saída, sendo seus valores obtidos através da célula de quadrantes. O modelo linear é então dado por:

$$\begin{Bmatrix} \dot{i}_{m1} \\ \dot{\theta}_{m1} \\ \dot{w}_{m1} \\ \dot{i}_{m2} \\ \dot{\theta}_{m2} \\ \dot{w}_{m2} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{m1}/L_{m1} & 0 & -k_{b1}/L_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ k_{T1}/J_{m1} & 0 & -B_{m1}/J_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_{m2}/L_{m2} & 0 & -k_{b2}/L_{m2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & k_{T2}/J_{m2} & 0 & -B_{m2}/J_{m2} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} i_{m1} \\ \theta_{m1} \\ w_{m1} \\ i_{m2} \\ \theta_{m2} \\ w_{m2} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_{m1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1/L_{m2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} e_{a1} \\ e_{a2} \end{Bmatrix} \quad (5.41)$$

$$\begin{Bmatrix} i_{m1} \\ \theta_{m1} \\ w_{m1} \\ i_{m2} \\ \theta_{m2} \\ w_{m2} \\ e_x \\ e_y \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & +(-2510/141)/2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} i_{m1} \\ \theta_{m1} \\ w_{m1} \\ i_{m2} \\ \theta_{m2} \\ w_{m2} \end{Bmatrix} \quad (5.42)$$

Neste modelo linear, ficam definidas e acopladas as dinâmicas dos motores com uma redução (141:1 com folga zero ("zero backlash")) e a cinemática representada pela trajetória do feixe laser sobre a célula de quadrantes. Devido ao retro-refletor, foi introduzido um ganho de $-(1/2)$ ao sinal utilizado na realimentação.

5.4 - AS EQUACÕES CINEMÁTICAS PARA A ESTACÃO COM IMPERFEIÇÕES GEOMÉTRICAS

As sínteses dos sistemas de controle propostos no Capítulo 4 estão baseadas numa estação de rastreamento ideal, ou seja, numa estação que não possui imperfeições geométricas. Estas imperfeições, entretanto, existem numa estação real e

podem tornar insatisfatório o desempenho do sistema de controle. Neste sentido, como complemento ao estudo do modelo cinemático e como um meio de obter modelos matemáticos adicionais que permitam avaliar a robustez dos sistemas de controle desenvolvidos, propõe-se também a confecção de modelos cinemáticos que reproduzam algumas possíveis imperfeições geométricas presentes na estação de rastreamento. Visto que a discussão pormenorizada destas imperfeições geométricas não é objetivo deste trabalho, considerar-se-á apenas o efeito de duas delas que são: ortogonalidade entre os eixos de rotação dos espelhos de rastreamento e afastamento entre o eixo de rotação do espelho 1 e sua superfície de reflexão (Figura 5.1). Estas imperfeições serão tratadas quando presentes em separado. O estudo de tais imperfeições deverá auxiliar na análise das alterações dos parâmetros do modelo cinemático da estação, no cálculo das coordenadas de posição do feixe laser em uma célula de quadrantes (MAYER & PARKER, 1994).

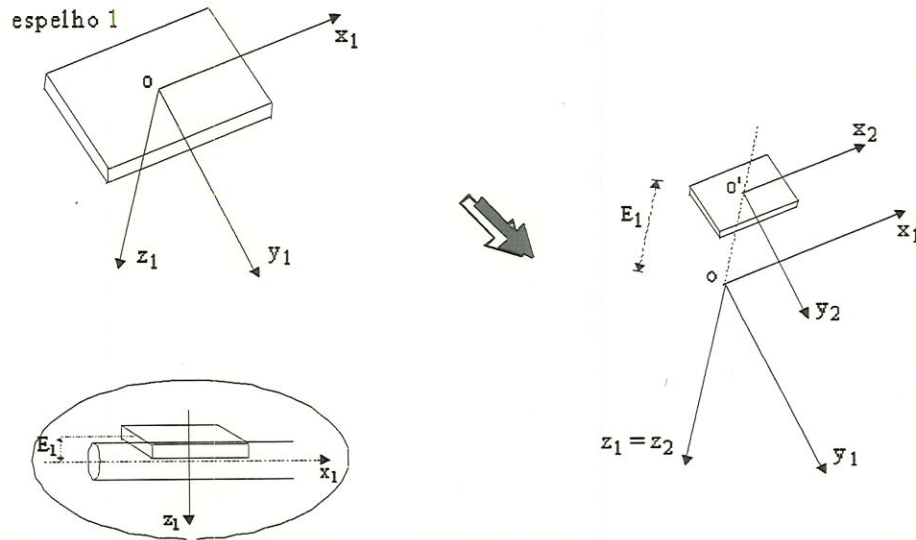
Além das imperfeições geométricas da estação, diversos outros fatores não considerados no modelo ideal deverão, da mesma forma, estar presentes no sistema e poderão também degradar o desempenho dos sistemas de controle. Tais fatores resultam das não-linearidades advindas dos diversos componentes que a compõe, tais como, motores CC, "pointing stability" do laser, perturbações nos ganhos da célula de quadrantes, perturbações do meio no comportamento do feixe laser, vibrações, empenamento dos espelhos de rastreamento, ganho variável devido às variações na distância do alvo até a estação e outros. Estes fatores não serão abordados na análise teórica.

Com relação ao modelo cinemático ideal desenvolvido na seção 5.2, tem-se as seguintes alterações na definição das transformações homogêneas para os espelhos 1 e 2, considerando as imperfeições de ortogonalidade entre os eixos de rotação dos espelhos de rastreamento (EP) e afastamento entre o eixo de rotação do espelho 1 e sua superfície de reflexão (E1), anteriormente citadas.

Espelho 1:

Movimento 2

Translação do sistema $(x_1y_1z_1)_{e1}$ na direção do eixo z_1 , para alcançar os eixos intermediários $(x_2y_2z_2)_{e1}$.



$$\mathbf{T}_1^2 = \text{Trans}(z_1, -E_1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -E_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

que leva o sistema intermediário '2' para o sistema intermediário '1'.

Procedendo com os movimentos anteriores 1 e 2, tem-se que a matriz de transformação homogênea global não ideal para o espelho 1 resulta em:

$$\mathbf{T}_0^2 = \mathbf{T}_0^1 \cdot \mathbf{T}_1^2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta_1 & -\text{sen} \theta_1 & 0 \\ 0 & \text{sen} \theta_1 & \cos \theta_1 & -E_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

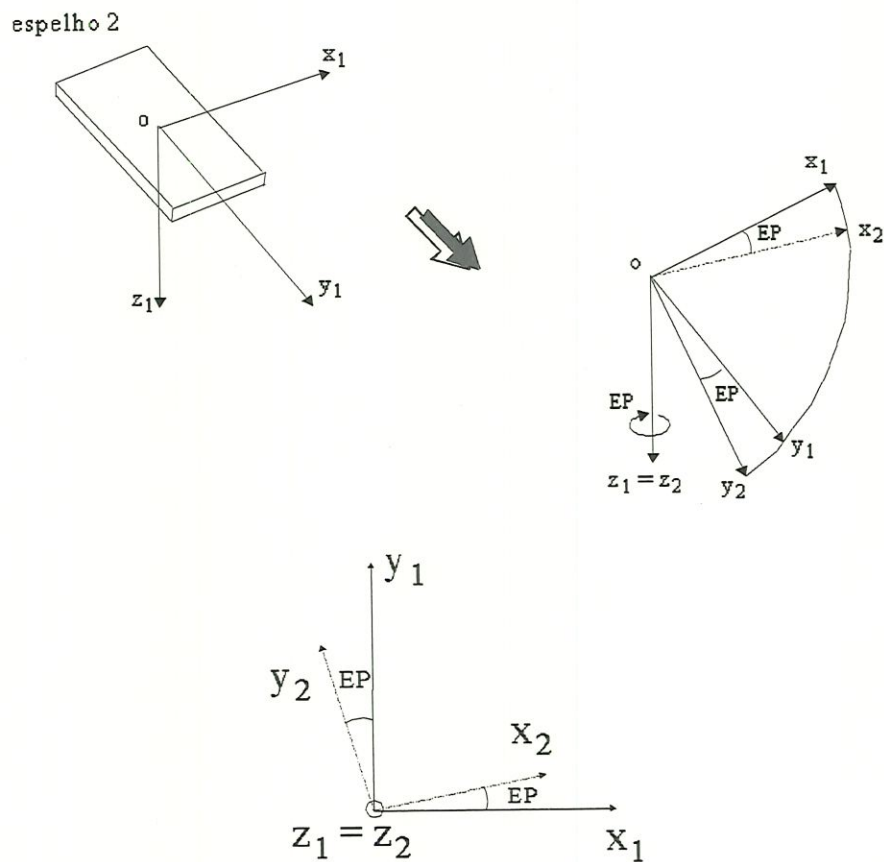
que leva o sistema intermediário '2' para o sistema absoluto '0'. A transformação que leva o sistema absoluto '0' para o sistema intermediário '2' é dada por:

$$\mathbf{T}_2^0 = (\mathbf{T}_1^2)^{-1} \cdot (\mathbf{T}_0^1)^{-1} = \mathbf{T}_2^1 \cdot \mathbf{T}_1^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta_1 & \text{sen } \theta_1 & -E_1 \text{sen } \theta_1 \\ 0 & -\text{sen } \theta_1 & \cos \theta_1 & E_1 \cos \theta_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

Espelho 2:

Movimento 2

Rotação do sistema $(x_1 y_1 z_1)_{e2}$ em torno do eixo z_1 , do ângulo EP, para alcançar os eixos intermediários $(x_2 y_2 z_2)_{e2}$.



$$\begin{aligned} x_1 &= x_2 \cos EP - y_2 \text{sen } EP \\ y_1 &= x_2 \text{sen } EP + y_2 \cos EP \\ z_1 &= z_2 \end{aligned} \quad (5.46)$$

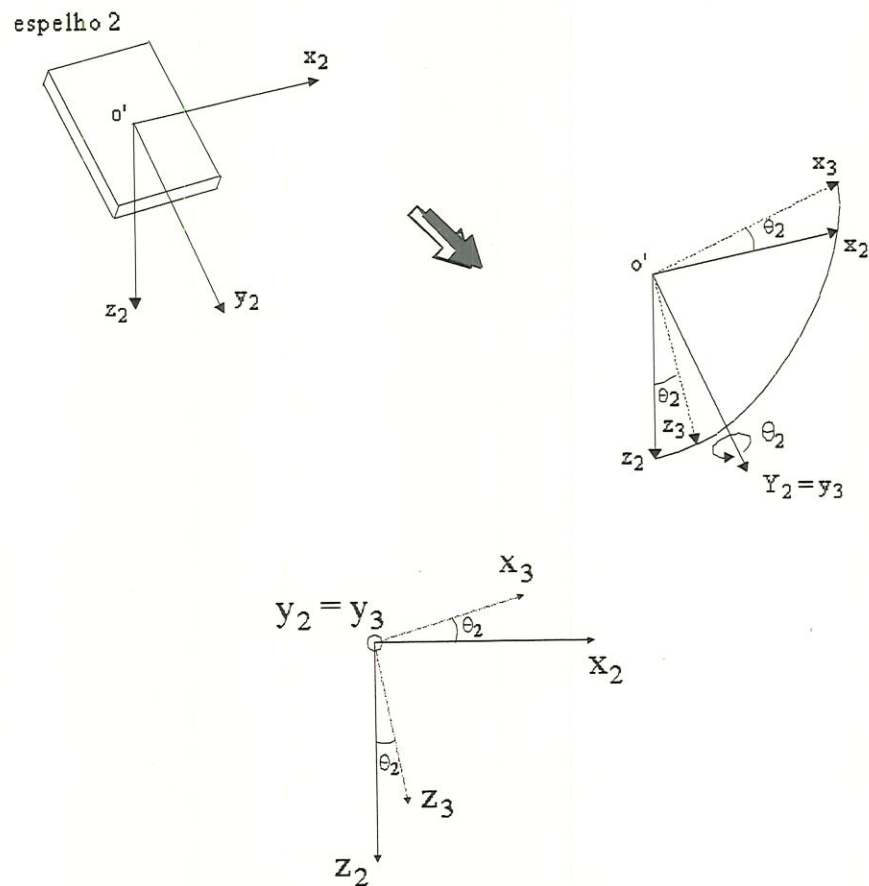
ou

$$\mathbf{R}_1^2 = \text{Rot}(z_1, EP) = \begin{bmatrix} \cos EP & -\text{sen EP} & 0 & 0 \\ \text{sen EP} & \cos EP & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.47)$$

que leva o sistema intermediário '2' para o sistema intermediário '1'.

Movimento 3

Rotação do sistema $(x_2 y_2 z_2)_{e2}$ em torno do eixo y_2 , do ângulo azimutal θ_2 , para alcançar os eixos intermediários $(x_3 y_3 z_3)_{e2}$.



$$\begin{aligned} x_2 &= x_3 \cos \theta_2 + z_3 \text{sen } \theta_2 \\ y_2 &= y_3 \\ z_2 &= -x_3 \text{sen } \theta_2 + z_3 \cos \theta_2 \end{aligned} \quad (5.48)$$

ou

$$\mathbf{R}_2^3 = \text{Rot}(y_2, \theta_2) = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & 0 & \sin \theta_2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin \theta_2 & 0 & \cos \theta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

que leva o sistema intermediário '3' para o sistema intermediário '2'.

Procedendo com os movimentos anteriores 1, 2 e 3, tem-se que a matriz de transformação homogênea global não ideal para o espelho 2 resulta em:

$$\mathbf{R}_3^0 = \begin{bmatrix} \cos EP \cos \theta_2 & \sin EP \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 & \text{Deslx} \cdot \cos EP \cos \theta_2 + \text{Desly} \cdot \sin EP \cos \theta_2 + \text{Deslz} \cdot \sin \theta_2 \\ -(\sin EP) & \cos EP & 0 & 0 \\ \sin \theta_2 & 0 & \cos \theta_2 & \text{Deslz} \cdot \cos \theta_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.50)$$

que leva o sistema absoluto '0' para o sistema intermediário '3'.

O mapeamento de um vetor posição expresso em coordenadas homogêneas é dado da mesma forma que no modelo ideal. Os modelos com as imperfeições propostas são tratados a seguir:

- imperfeição na montagem ortogonal dos eixos de rotação dos espelhos de rastreamento (EP = 0,2rd, por exemplo)

equações cinemáticas:

$$e_x = -(300 \cdot (2 - 2 \cdot \cos(2EP) + \cos(2(EP - \theta_2)) + 2 \cdot \cos(2\theta_2) + \cos(2(EP + \theta_2)))) \quad (5.51)$$

$$\begin{aligned} e_y = & -(7,5 \cdot \text{cossec}(Df) \cdot \text{sec}(Df) \cdot (-2 \cdot \cos(2Df) - \\ & 20 \cdot \cos(2EP - 2\theta_1) - 4 \cdot \cos(2\theta_1) + 20 \cdot \cos(2EP + 2\theta_1) + \\ & 10 \cdot \cos(2EP - 2\theta_1 - 2\theta_2) - 10 \cdot \cos(2EP + 2\theta_1 - 2\theta_2) + \\ & 10 \cdot \cos(2EP - 2\theta_1 + 2\theta_2) - 10 \cdot \cos(2EP + 2\theta_1 + 2\theta_2) - \\ & 20 \cdot \sin(EP - 2\theta_1 - 2\theta_2) - 20 \cdot \sin(EP + 2\theta_1 - 2\theta_2) + \\ & 20 \cdot \sin(EP - 2\theta_1 + 2\theta_2) + 20 \cdot \sin(EP + 2\theta_1 + 2\theta_2))) \end{aligned} \quad (5.52)$$

Quando $\theta_1 = 45^\circ$ e $\theta_2 = 135^\circ$, os afastamentos do laser com relação ao centro da célula de quadrantes resultam em $e_x = -47,36\text{mm}$ e $e_y = 233,65\text{mm}$. O valor

de EP foi tomado como sendo grande apenas para efeito de visualização. Na Figura 5.12 considera-se uma varredura de 25° até 65° para o espelho 1 e de 115° até 155° para o espelho 2.

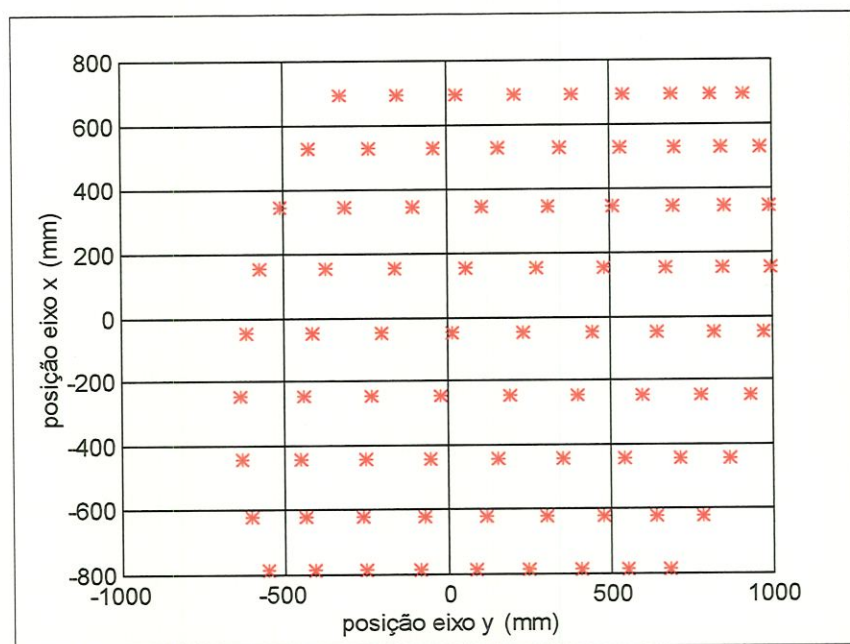


Figura 5.12 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.

Na Figura 5.13, considera-se uma varredura de 42° até 48° para o espelho 1 e de 132° até 138° para o espelho 2.

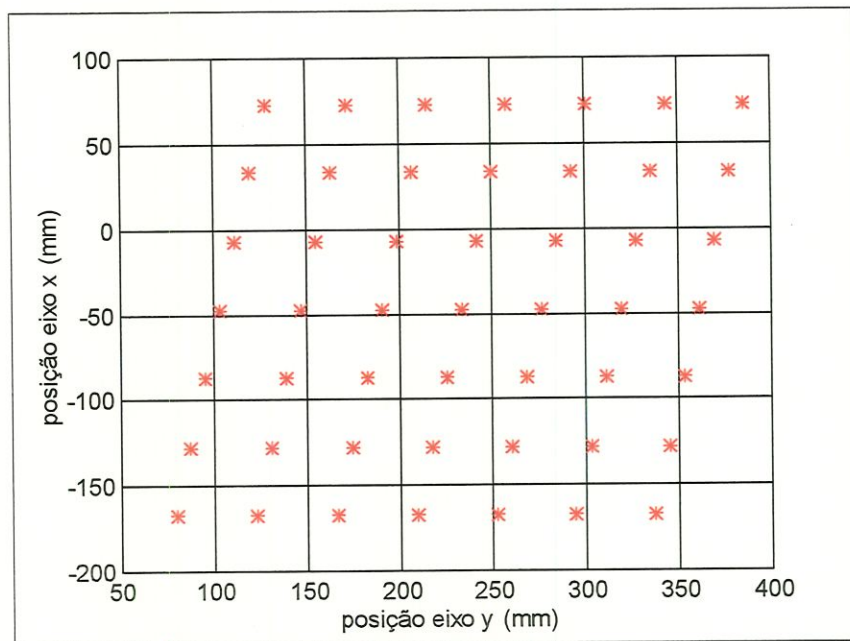


Figura 5.13 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.

- imperfeição quanto ao afastamento entre o eixo de rotação do espelho 1 e sua superfície de reflexão ($E1 = 0,5\text{mm}$, por exemplo)

equações cinemáticas:

$$e_x = -(1200 \cdot \cos(2\theta_2)) \quad (5.53)$$

$$e_y = -(7,5 \cdot \operatorname{cosec}(Df) \cdot \sec(Df) \cdot (-2 \cdot \cos(2Df) + 0,2666667 \cdot E1 \cdot \cos(\theta_1)) - 4 \cdot \cos(2\theta_1) - 40 \cdot \sin(2\theta_1 - 2\theta_2) + 40 \cdot \sin(2\theta_1 - 2\theta_2)) \quad (5.54)$$

Quando $\theta_1 = 45^\circ$ e $\theta_2 = 135^\circ$, os afastamentos do laser com relação ao centro da célula de quadrantes resultam em $e_x = 0$ e $e_y = 1,41\text{mm}$. Na Figura 5.14 considera-se uma varredura de 25° até 65° para o espelho 1 e de 115° até 155° para o espelho 2.

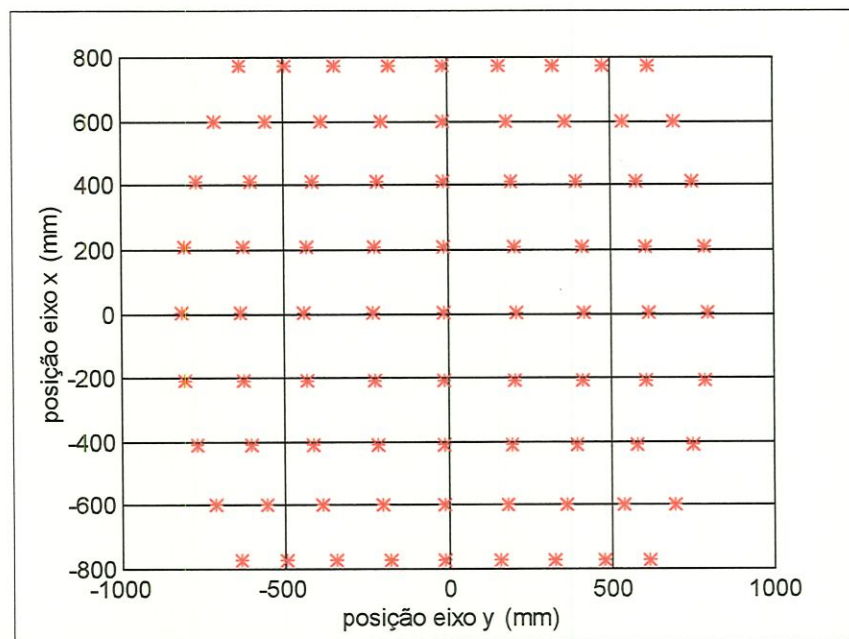


Figura 5.14 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.

Na Figura 5.15, considera-se uma varredura de 42° até 48° para o espelho 1 e de 132° até 138° para o espelho 2.

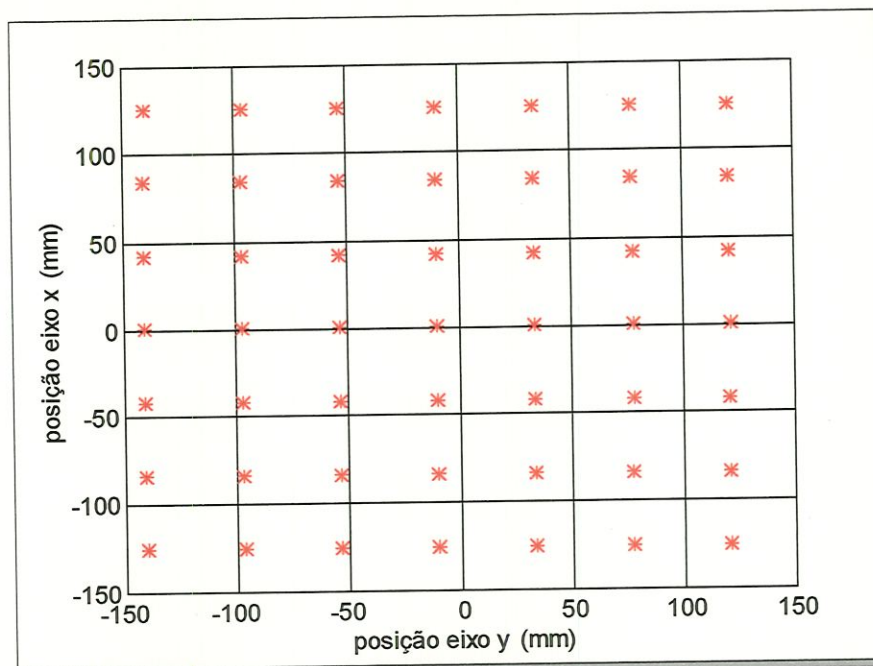


Figura 5.15 - Trajetória do feixe laser no plano da célula de quadrantes.

Os modelos cinemáticos obtidos neste capítulo (modelo ideal (equações (5.24) e (5.25)), modelo ideal num ponto extremo do volume de trabalho (equações (5.26) e (5.27)), modelo que considera uma montagem não ortogonal (equações (5.51) e (5.52)), modelo com afastamento E1 do espelho 1 (equações (5.53) e (5.54)) e modelo linear (equações (5.41) e (5.42))), serão utilizados nas simulações realizadas no Capítulo 6.

5.5 - DESCRIÇÃO FÍSICA DA ESTAÇÃO DE RASTREAMENTO

A estação de rastreamento a laser, segundo seu esquema funcional apresentado na Figura 4.2, é composta por um mecanismo de rastreamento, por um sistema de comando e amplificação, por um sistema de detecção, por um sistema de processamento de sinais analógicos e por um sistema de aquisição, manipulação e transmissão de sinais. Estes elementos constituintes encontram-se interligados e apresentam objetivos funcionais que se complementam a fim de formar a estação. A descrição física destes elementos, segundo o diagrama de blocos mostrado na Figura 5.16, será tratada a seguir.

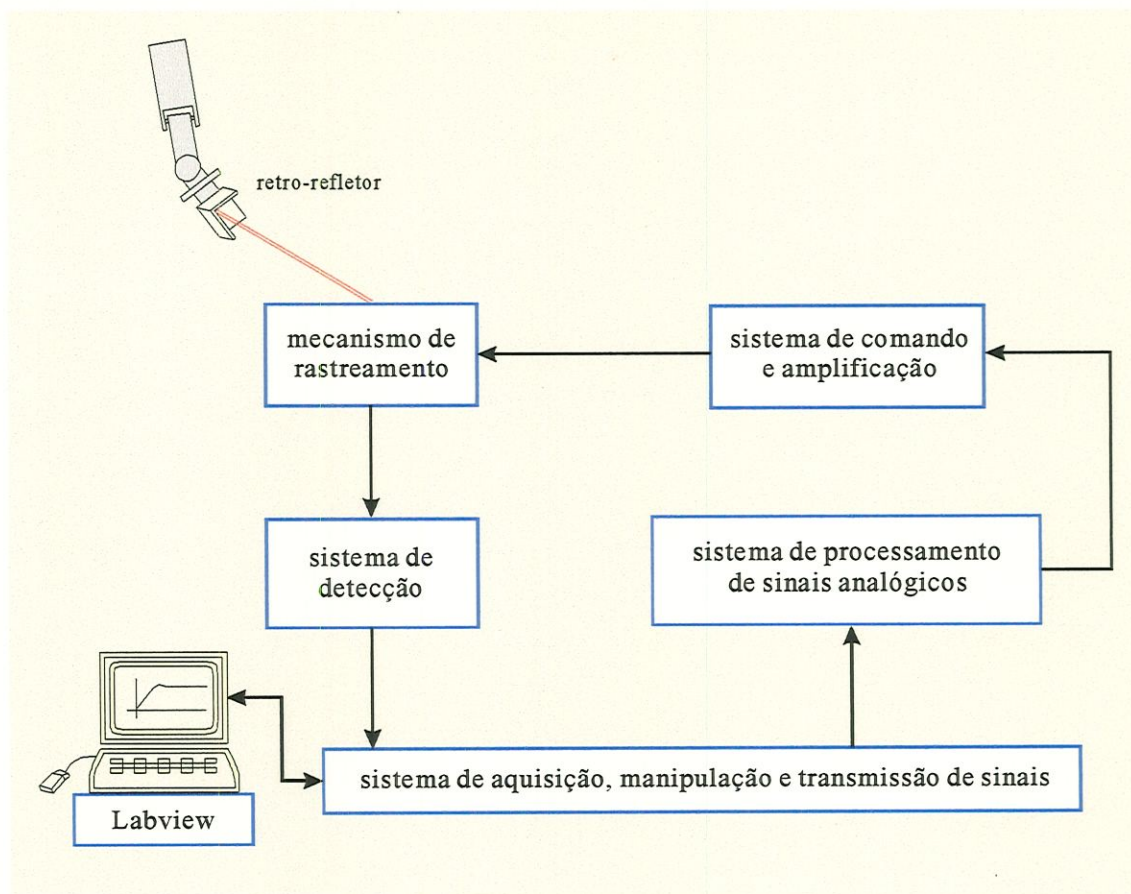


Figura 5.16 - Diagrama de blocos do esquema funcional da estação.

Mecanismo de rastreamento:

O mecanismo de rastreamento está interligado com o sistema de detecção e com o sistema de comando e amplificação (Figuras 4.2 e 5.16). É o responsável pelo direcionamento do feixe laser para o centro do retro-refletor e, portanto, para o centro da célula de quadrantes. Está constituído por uma fonte laser, por um expensor de feixes, por um conjunto óptico e por dois motores CC em cujos eixos encontram-se fixados os respectivos espelhos de rastreamento. A ortogonalidade para fixação dos motores foi conseguida através de três chapas de alumínio que foram montadas na forma de um canto de cubo e usinadas após esta montagem. Nas duas laterais foram então montadas ortogonalmente os dois motores, juntamente com os respectivos suportes dos espelhos de rastreamento. Estes espelhos, com diâmetro de 25mm e com 1mm de espessura, foram colados com substância de secagem lenta para minimizar possíveis problemas de empenamentos. Na base da estação foi montado o

suporte para a parte óptica, composta por um filtro atenuador de intensidade luminosa e por um divisor de feixes 50/50. Ainda nesta base, foi montado o suporte para a célula de quadrantes, fixado num plano paralelo ao dos eixos de rotação dos motores. Com o objetivo de minimizar as influências de luminosidade externa nas partes ópticas e na célula de quadrantes, o conjunto interno foi pintado de preto fosco, como ilustrado na Figura 5.17.

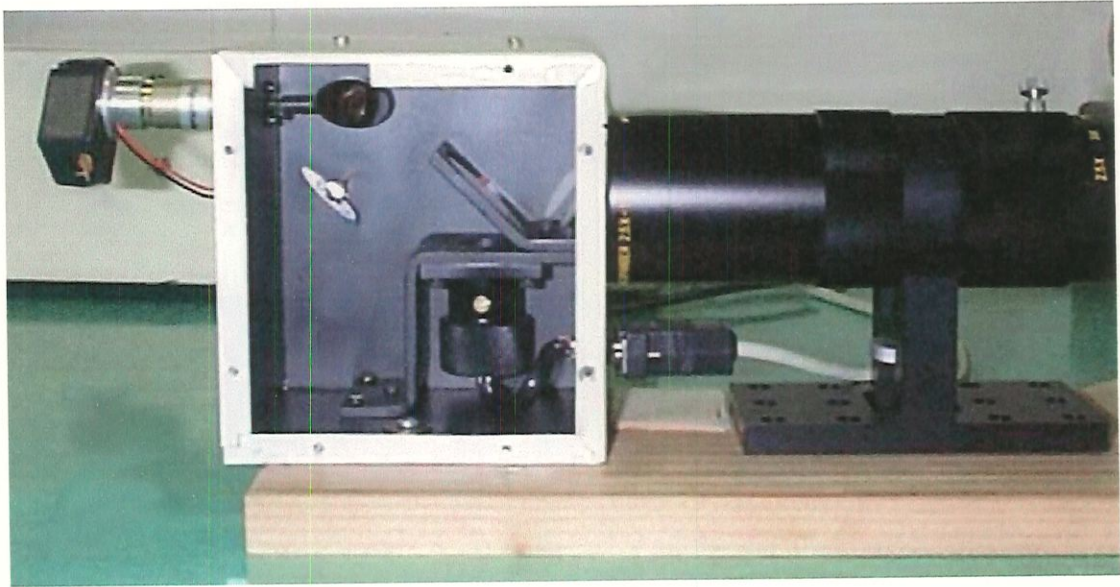


Figura 5.17 - Montagem do mecanismo de rastreamento.

A fonte laser utilizada foi o “Stabilized HeNe Laser System” da Melles Griot que apresenta as seguintes características: potência típica de 1,5mW, polarizado, divergência de 1,6mrad, diâmetro do feixe ($1/e^2$) de 0,5mm, estabilizado em 473,61254THz (632,991nm) em frequência ou em intensidade luminosa, sendo indicado para aplicações de precisão tais como as usualmente encontradas em um laboratório de metrologia. Sua folha de dados, assim como a folha de dados do expensor de feixes fixo na extremidade de saída do laser, podem ser encontradas no Apêndice B. A função do expensor de feixes é a de ajustar manualmente o diâmetro do feixe sobre a célula de quadrantes.

Os motores selecionados foram os DC-Micromotors Type-1624-012-S da Minimotor SA. Possui as seguintes características que foram julgadas atrativas para a presente aplicação: rotor sem núcleo de ferro (o que garante uma diminuição significativa na inércia e, portanto, alto desempenho em termos de aceleração angular)

e comutação feita com metal precioso (o que aumenta a vida útil do componente). Outras informações técnicas podem ser encontradas na folha de dados apresentada no Apêndice B.

Acoplado ao eixo de saída do motor estão um sistema de redução Type 16/8 (folga zero - "zero backlash") com 141:1 de razão de redução e um "encoder" óptico HEDS5540 da HP. A folha de dados da redução encontra-se no Apêndice B. A folha de dados do "encoder" foi omitida pois este componente não faz parte do esquema funcional apresentado, sendo citado apenas devido ao fato de contribuir na inércia total imposta ao eixo do motor.

Sistema de comando e amplificação:

O sistema de comando e amplificação está interligado com o mecanismo de rastreamento, com o sistema de processamento de sinais analógicos (Figura 5.16) e com o painel da estação (Figura 4.2). É composto pela parte lógica de comando manual e automático, pelos circuitos dos osciladores controlados por tensão (VCO) e pelos circuitos dos amplificadores de potência de ambos os motores.

A parte lógica de comando é a responsável pela seleção dos modos de operação da estação (manual ou automático). Em ambos os modos, o sinal gerado para o acionamento de cada motor é separado em dois; um sinal de sentido e um de comando. Os sinais de sentido de ambos os motores, tanto do modo manual quanto do modo automático, são enviados diretamente para os amplificadores de potência. Os sinais de comando do modo manual são enviados para os circuitos dos VCO's onde são gerados sinais modulados em largura de pulso (PWM). Estes circuitos permitem ajustes manuais da frequência de chaveamento e do ciclo útil ("duty cycle") do sinal PWM. A frequência de chaveamento foi pré-ajustada em 0,7kHz baseando-se em ensaios de resposta do motor, a partir de um gerador de sinais. O ciclo útil, por sua vez, pode ser ajustado manualmente através de um potenciômetro colocado no painel da estação, juntamente com a chave de acionamento, sendo uma para cada motor. Este ajuste permite que o feixe laser seja adequadamente direcionado para o alvo durante o procedimento de inicialização.

Os circuitos dos amplificadores de potência são responsáveis pelo acionamento dos motores de rastreamento. São baseados no componente A3951SW, projetado especificamente para controle bidirecional de cargas indutivas utilizando sinal PWM. Sua estrutura interna é basicamente formada por uma ponte transistorizada de quatro quadrantes. Possui internamente um circuito de controle de corrente que pode ser utilizado para limitar o valor máximo da corrente de saída do amplificador. O valor limitante pode ser ajustado através da seleção de um resistor e da tensão de entrada. Assim, a corrente de carga nos motores num movimento bidirecional pode ser limitada internamente. Quando a corrente de carga atinge o valor limite, um comparador corta a alimentação do amplificador. O período de tempo durante o qual o amplificador permanece desligado é dado pela seleção de um resistor R_T e de um capacitor C_T . No período dado pelo produto $R_T C_T$, a corrente sofre uma queda e após este intervalo ela cresce novamente e assim por diante, seguindo o sinal ajustado. O valor máximo para a corrente a ser seguida foi calculado baseando-se nas especificações do motor 1624 e o tempo em que o sistema permanece desligado foi baseado no valor recomendado pelo fabricante ($15\mu s$). O esquema de montagem implementado foi o sugerido pela folha de dados do fabricante.

Sistema de detecção:

O sistema de detecção está interligado com o mecanismo de rastreamento e com o sistema de aquisição, manipulação e transmissão de sinais. A unidade sensora consta de uma célula de quadrantes formada por um disco uniforme de 50mm^2 de área útil ($7,98\text{mm}$ de diâmetro) com duas faixas de $0,2\text{mm}$ passando pelo centro de sua superfície sensível (Figura 5.18). Estas faixas delimitam igualmente quatro elementos semi-condutores sensíveis à luz. Seu centro é conhecido com precisão visto que as faixas que delimitam os quadrantes não se alteram nem com o tempo e nem com a temperatura.

Um feixe laser centrado na célula irá gerar tensões iguais em cada um dos seus quatro quadrantes. Se o feixe se move, as tensões nos quadrantes se alteram e os sinais resultantes podem ser utilizados na obtenção do deslocamento do feixe com

relação ao seu centro, no plano xy (Figura 4.1). Os deslocamentos de um alvo podem ser medidos desta forma. A Figura 5.18 ilustra a geometria de uma célula de quadrantes (Centronic QD50-0), representados por QA, QB, QC e QD.

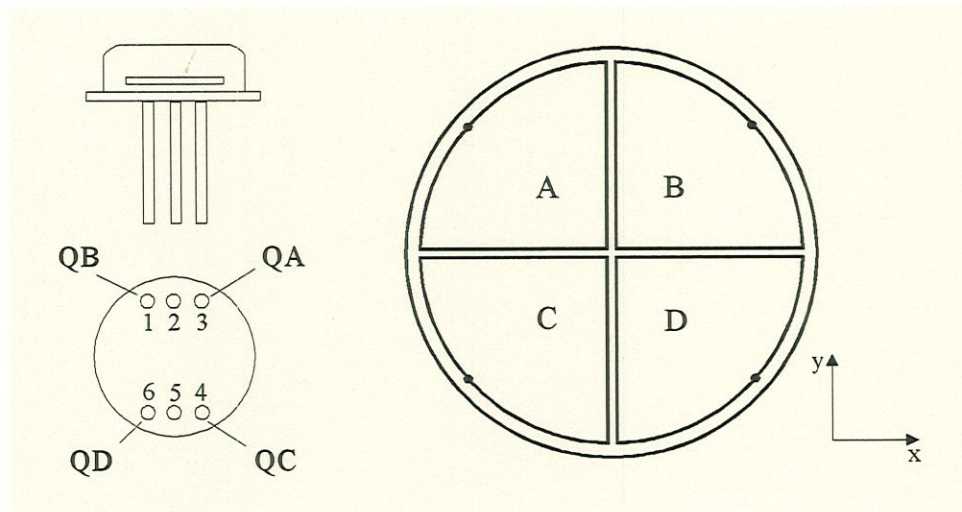


Figura 5.18 - Geometria da célula de quadrantes Centronic QD50-0.

Os valores das tensões geradas em cada um dos quatro quadrantes são influenciados pelo comprimento de onda do feixe laser, pela intensidade luminosa incidente, pela temperatura ambiente e pelas tensões de alimentação dos circuitos eletrônicos responsáveis pelas manipulações dos sinais gerados (ABACKERLI, 1992). Estes circuitos são basicamente constituídos por amplificadores operacionais e seu esquema de montagem pode ser encontrado em ABACKERLI (1992). São responsáveis pela implementação das equações utilizadas na obtenção dos valores de tensão t_x e t_y que representam os deslocamentos do feixe laser sobre a célula de quadrantes, dadas por:

$$t_x = \frac{(v_b + v_d) - (v_a + v_c)}{v_a + v_b + v_c + v_d} \quad (5.55)$$

$$t_y = \frac{(v_a + v_b) - (v_c + v_d)}{v_a + v_b + v_c + v_d} \quad (5.56)$$

onde v_a , v_b , v_c e v_d são os valores das tensões geradas respectivamente nos quadrantes QA, QB, QC e QD. Assim, os termos $[(v_b+v_d)-(v_a+v_c)]$ e $[(v_a+v_b)-(v_c+v_d)]$ representam os diferenciais das tensões sobre os hemisférios da célula (Figura 5.18) e podem,

portanto, representar os deslocamentos do feixe laser sobre ela. Visto que os sinais gerados em cada um dos quadrantes são tanto sensíveis às perturbações do meio ambiente quanto às variações de distribuição de potência na seção transversal do feixe, e sendo que estas variações alteram simultaneamente os sinais v_a , v_b , v_c e v_d (ABACKERLI, 1992), os termos anteriores foram divididos pela soma das tensões nos quatro quadrantes. Pode-se assim, obter um sinal normalizado e atenuado quanto às perturbações anteriores.

As equações (5.55) e (5.56) apresentam duas restrições relativas ao movimento do feixe laser sobre a célula. Estas restrições serão discutidas a seguir:

- i. Para que as equações (5.55) e (5.56) forneçam sinais relativos ao movimento do feixe, é necessário que este sobreponha todos os quadrantes. Esta restrição deve-se ao fato de que se um feixe somente sobrepõe dois quadrantes da célula, por exemplo os quadrantes QA e QB, estas equações serão incapazes de fornecer valores reais para as duas coordenadas. Neste caso, nenhum sinal será gerado pelos quadrantes QC e QD e, conseqüentemente, as equações se reduzirão a:

$$t_x = \frac{(v_b - v_a)}{v_a + v_b} \quad (5.57)$$

$$t_y = \frac{(v_a + v_b)}{v_a + v_b} = 1 \quad (5.58)$$

Fica claro a partir das equações (5.57) e (5.58) que, se somente os quadrantes QA e QB forem iluminados, o valor da tensão t_y será sempre unitário e somente a tensão t_x terá significado prático.

- ii. A segunda restrição diz respeito ao fato de que, na prática, as equações (5.55) e (5.56) somente podem fornecer informações de posição do feixe para pequenos movimentos deste. Na presente aplicação, esta restrição apresenta limitações nos deslocamentos do feixe laser com relação ao centro da célula de quadrantes. Assim, considerando o diâmetro de 7,98mm da célula, um feixe de 4mm de diâmetro pode deslocar-se 4mm sobre sua área útil. Para deslocamentos maiores, parte do feixe sai para fora desta área útil, ocorrendo uma perda de sinal. Assim,

para feixes com diâmetros maiores do que 4mm, deve-se tomar cuidado com a restrição ii. Para feixes com diâmetros menores do que 4mm, deve-se tomar cuidado com a restrição i.

Sistema de processamento de sinais analógicos:

O sistema de processamento de sinais analógicos está interligado com o sistema de comando e amplificação e com o sistema de aquisição, manipulação e transmissão de sinais. Este sistema é responsável por transformar os sinais analógicos de saída da placa de aquisição, manipulação e transmissão de sinais, em sinais convenientes para o acionamento dos motores. Tem-se como resultado, dois sinais analógicos PWM com ciclo útil variável de 0 a 100%, de acordo com o nível do sinal analógico de controle, e dois sinais lógicos que indicam o sentido de movimento do motor CC. A placa desenvolvida foi basicamente constituída por amplificadores operacionais CA741CE e osciladores controlados por tensão SG3524 com frequência de chaveamento fixada em 1,5kHz.

Sistema de aquisição, manipulação e transmissão de sinais:

O sistema de aquisição, manipulação e transmissão de sinais está interligado com o sistema de detecção e com o sistema de processamento de sinais analógicos. Consta basicamente da placa AT-MIO-16E-10 da National Instruments™ e de um programa de interfaceamento. Tem-se as seguintes funções principais: - coletar os sinais analógicos gerados pelo sistema de detecção; - transformar estes sinais em digitais; - processá-los segundo um algoritmo de controle baseado em redes neurais; e - transformar e transmitir os sinais de controle resultantes para o sistema de processamento de sinais analógicos para o acionamento dos respectivos motores de rastreamento. Estes sinais serão posteriormente utilizados nas avaliações de desempenho do sistema de controle.

A placa AT-MIO-16E-10 é do tipo “plug and play” e possui as seguintes características: é multifuncional com relação a entradas e saídas analógicas e digitais, possui conversores A/D de 16-bits de resolução com 16 entradas analógicas e conversores D/A com 16-bits de resolução com 2 saídas analógicas, 32 linhas de saída TTL (“digital I/O”) e dois contadores de 24-bits para “timing I/O”. Como já comentado, foi instalada em um microcomputador Pentium II 300MHz com 256Mbytes de RAM.

Como interface, foi utilizado o aplicativo Labview[®] que pode ser configurado tanto para gerar um instrumento virtual de aquisição e transmissão de sinais, como para implementar um algoritmo de controle.

CAPÍTULO 6

SIMULAÇÕES NUMÉRICAS E TESTES EXPERIMENTAIS: RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo, são apresentados os resultados relativos às simulações numéricas e aos testes experimentais realizados neste trabalho. Nas simulações, utilizaram-se as quatro estruturas de controle propostas no Capítulo 4. Teve-se como principal objetivo, avaliar teoricamente a habilidade dos sistemas de controle em reposicionar os espelhos de rastreamento no sentido de direcionar o feixe laser para o centro do alvo. Os mesmos testes foram realizados em uma estação de rastreamento real utilizando o esquema apresentado na Figura 4.2 e a estrutura de controle mostrada na Figura 4.5. Foram ainda feitas discussões acerca do desempenho dos sistemas de controle simulados e experimental.

6.1 – SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

Como já comentado, este trabalho descreve o desenvolvimento de uma estação de rastreamento a laser baseada em motores CC e a síntese de seu sistema de controle. Realizou-se então, uma modelagem matemática da planta a ser controlada e trabalhos de simulação. A modelagem permitiu auxiliar o dimensionamento dos elementos constituintes do mecanismo de rastreamento e a síntese dos sistemas de controle propostos. As simulações permitiram avaliar o desempenho dos sistemas de controle (características transitórias e de regime dos deslocamentos do feixe laser), sendo que foram consideradas perturbações de afastamento do feixe com relação ao

centro da célula (condições iniciais nos motores de rastreamento). Estas simulações serão apresentadas na seguinte ordem: atribuição da auto-estrutura, regulador “self-learning”, lógica difusa e mapeamento de uma tabela de consulta difusa. Utilizou-se o Simulink® com o método de integração Runge-Kutta 5. O passo de integração considerado foi de 0,00007s, sendo constante durante toda simulação.

Atribuição da auto-estrutura:

Para os motores CC 1624-E-012-S-84 da Minimotor SA, considerou-se os seguintes parâmetros (Apêndice B): resistência da armadura $R=24\Omega$, indutância da armadura $L=750\mu\text{H}$, constante de amplificação elétrica $K_b=8,64\text{mVs/rd}$, constante de torque $K_t=8,64\text{Nm/A}$, momento de inércia do motor (rotor + carga) $J\approx 4,59\times 10^{-7}\text{ Nms}^2$.

Considerando o modelo linearizado dado pelas equações (5.41) e (5.42), tem-se os seguintes autovalores em malha aberta:

$$\lambda_{1,4} = -0,0053\times 10^4 \quad \lambda_{2,5} = -3,1947\times 10^4 \quad \lambda_{3,6} = 0,0000$$

os quais apresentam quatro modos não oscilatórios assintoticamente estáveis e dois modos estáveis. Tendo-se como principais requisitos de desempenho para a planta, estabilidade, respostas rápidas dos motores e baixos tempo de acomodação, sobre-sinais e erro de regime, e como requisito para o sistema de controle, valores baixos para os ganhos de realimentação, selecionou-se a seguinte auto-estrutura desejada:

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= -2,11\times 10^4 & \lambda_2 &= -4,11\times 10^4 & \lambda_3 &= -0,060 \\ \lambda_4 &= -2,12\times 10^4 & \lambda_5 &= -4,10\times 10^4 & \lambda_6 &= -0,061 \end{aligned} \quad e$$

$$\mathbf{v}_i^d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,9 & 0 & 0 & -0,1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0,1 & 0 & 0 & 0,9 & 0 \end{bmatrix}$$

A escolha desta auto-estrutura foi feita a partir de simulações tendo como restrições os requisitos de desempenho anteriores. Para o cálculo da matriz de

ganhos de realimentação de saída, um programa computacional foi desenvolvido baseando-se no procedimento de cálculo descrito no Capítulo 3. Usando a auto-estrutura desejada anterior, a matriz de ganhos resultante é dada por:

$$G = \begin{bmatrix} -23,0991 & -33,2174 & -4,6238 & -0,0083 & -0,0100 & -0,0012 & 0,0847 & 295,6582 \\ -0,0082 & -0,0088 & -0,0012 & -23,1084 & -36,9814 & -4,6374 & 314,7349 & 0,0785 \end{bmatrix}$$

Esta matriz foi aplicada nos diagramas das Figuras 4.3 e 4.4, os quais referem-se às realimentações dos sistemas linear e não-linear, respectivamente. Para o sistema linear, o diagrama de simulação está apresentado na Figura 6.1. Para o sistema não-linear, o diagrama é apresentado na Figura 6.2. Para o sistema não-linear que leva em consideração uma estação com imperfeição geométrica (não ortogonalidade entre os eixos de rotação dos espelhos de rastreamento), o diagrama está apresentado na Figura 6.3.

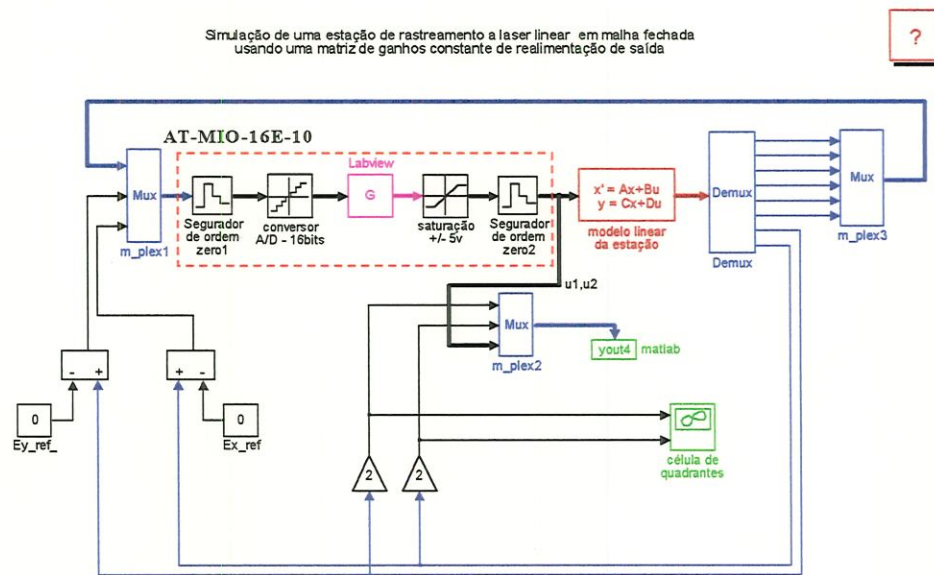


Figura 6.1 - Diagrama de simulação: realimentação de saída (modelo linear).

Nestes diagramas, os blocos ‘segurador de ordem zero’ (“zero-order hold”) simulam os circuitos de retenção e amostragem como sendo um sistema modelado através de um polinômio de ordem zero. O período de amostragem utilizado foi de 0,6ms. Assim, o bloco ‘conversor A/D’ recebe um sinal amostrado em sua entrada e simula o conversor analógico para digital com 16 bits de resolução. Ainda, o bloco ‘zona morta’ simula o comportamento não-linear das tensões nas armaduras com relação aos movimentos angulares dos respectivos eixos. Neste caso, os motores

necessitam de uma tensão mínima para iniciar o movimento. A tensão mínima para os motores utilizados foi determinada experimentalmente como sendo de aproximadamente 0,6volts. Estes valores foram utilizados nos demais diagramas de simulação.

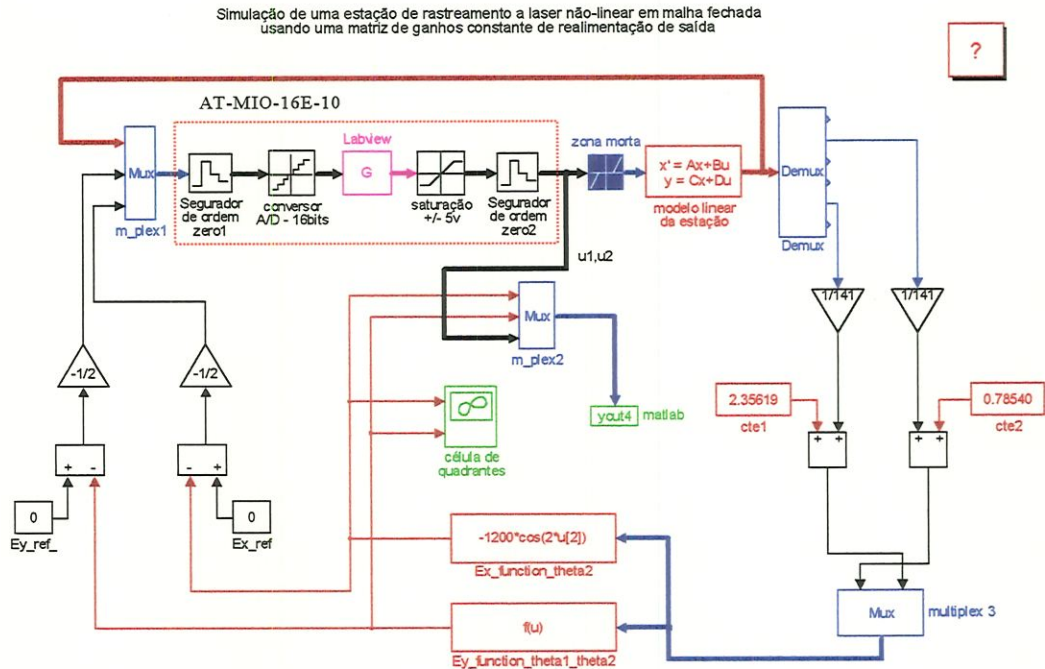


Figura 6.2 - Diagrama de simulação: realimentação de saída (modelo não-linear).

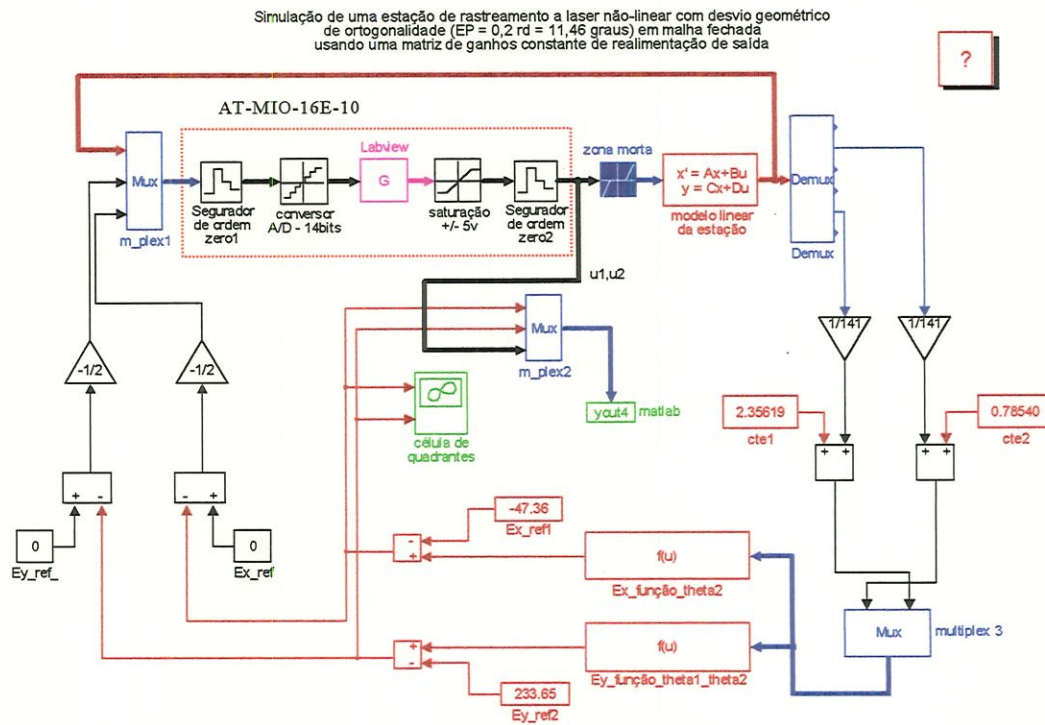


Figura 6.3 - Diagrama de simulação: realimentação de saída (modelo com desvio).

Baseando-se nestes diagramas, diversas simulações foram realizadas de forma a avaliar o desempenho do sistema de controle no sentido de direcionar o feixe laser para o centro da célula de quadrantes. Assim, para cada um dos três diagramas anteriores, consideraram-se quatro situações diferentes de perturbações nas condições iniciais dos eixos dos motores, sendo estas dadas por:

- a) ($\theta_{1i} = 0,115\text{rd}$ e $\theta_{2i} = 0,115\text{rd}$); b) ($\theta_{1i} = 0,115\text{rd}$ e $\theta_{2i} = -0,115\text{rd}$);
 c) ($\theta_{1i} = -0,115\text{rd}$ e $\theta_{2i} = 0,115\text{rd}$); e d) ($\theta_{1i} = -0,115\text{rd}$ e $\theta_{2i} = -0,115\text{rd}$),

ou seja, $\pm 0,7092\text{mrd}$ para os eixos dos espelhos de rastreamento.

A Figura 6.4 ilustra o comportamento do feixe laser sobre a célula de quadrantes (e_1 e e_2) em termos das perturbações anteriores, a partir do tempo zero até o tempo final de $0,02\text{s}$. A linha em vermelho representa supostamente a trajetória do centróide de um feixe laser de 4mm de diâmetro (modo $\text{TEM}_{0,0}$). A Figura 6.5 mostra curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 para o mesmo modelo linear e as mesmas perturbações iniciais anteriores. A Figura 6.6 mostra curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.

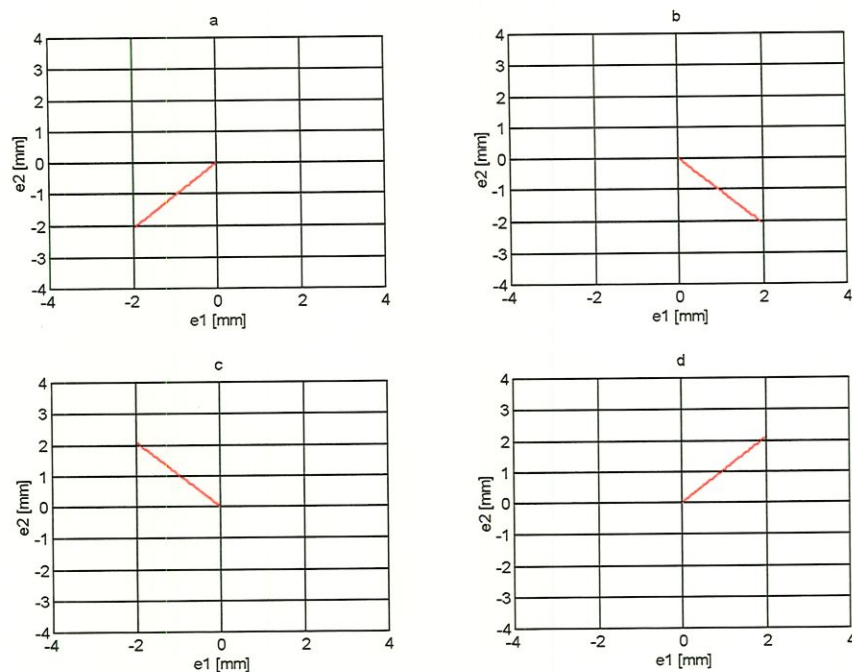


Figura 6.4 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo linear).

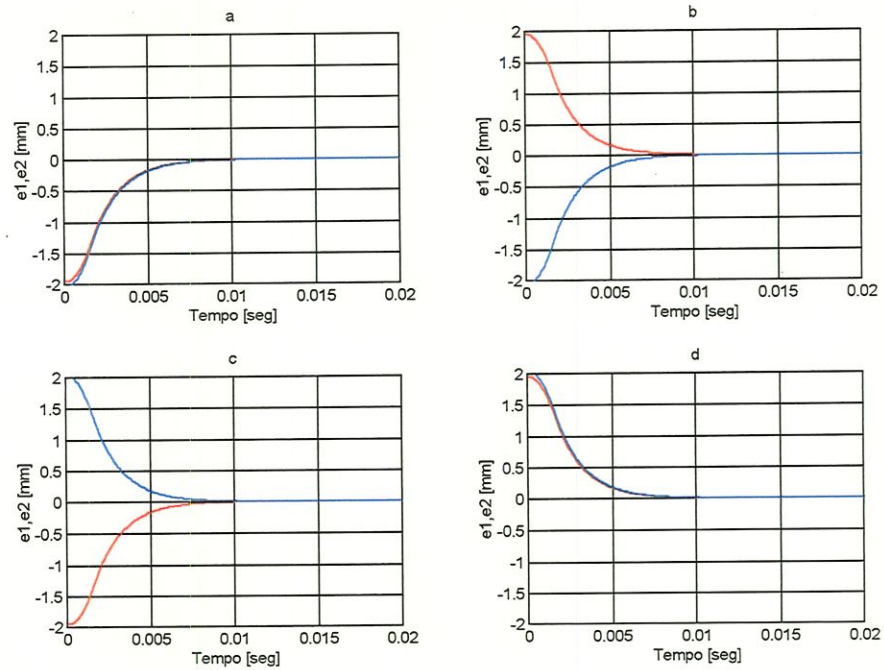


Figura 6.5 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo linear).

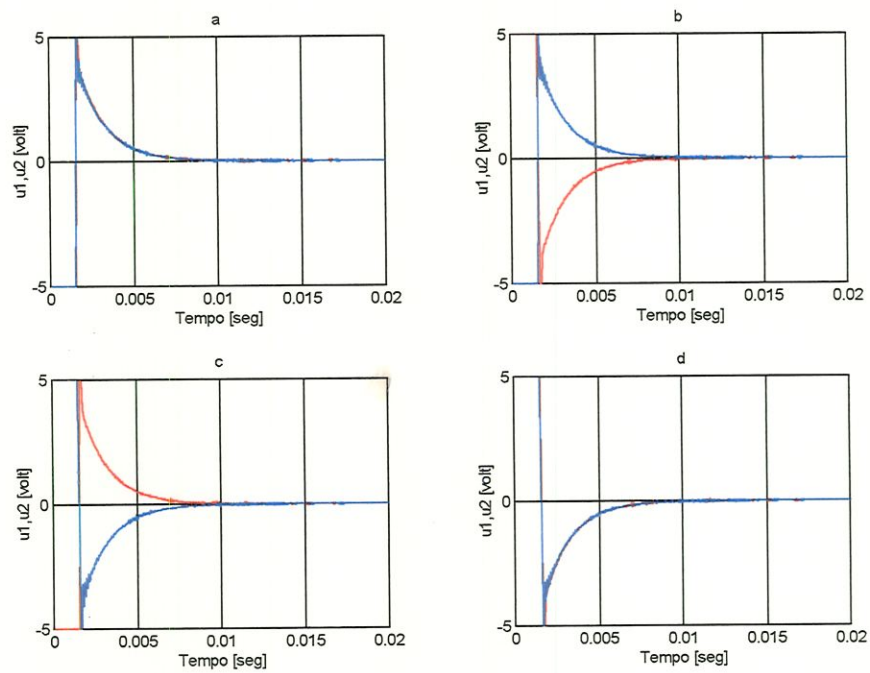


Figura 6.6 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle (modelo linear).

Pode-se notar que o comportamento simulado da estação de rastreamento foi satisfatório uma vez que as respostas dos espelhos foram rápidas e os requisitos de desempenho foram satisfeitos.

A Figura 6.7 ilustra o comportamento do feixe laser para as mesmas perturbações geradas no caso anterior, com a mesma matriz de ganhos G realimentando agora o modelo não-linear da estação. A Figura 6.8 mostra curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 para as mesmas perturbações. A Figura 6.9 mostra curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.

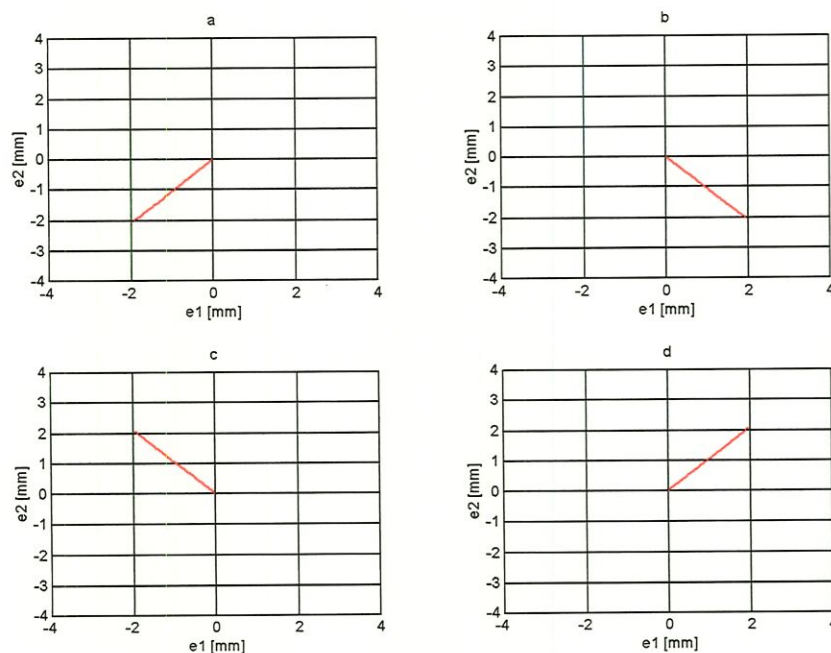


Figura 6.7 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear).

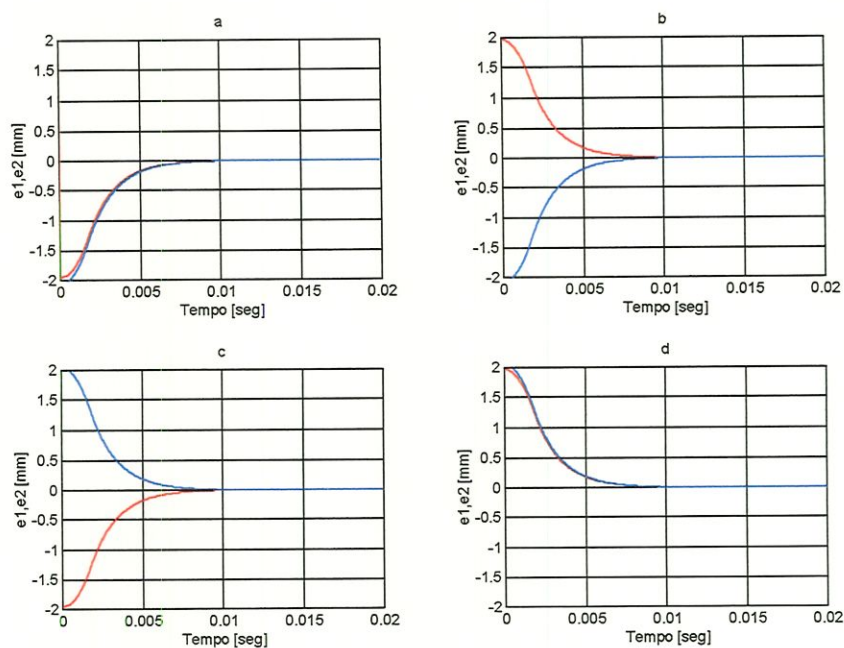


Figura 6.8 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo não-linear)

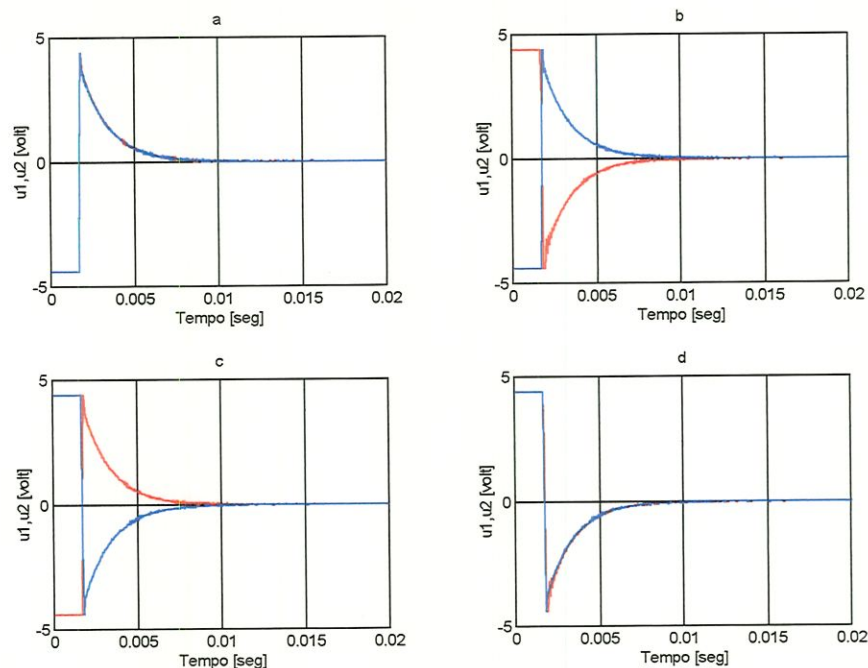


Figura 6.9 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle (modelo não-linear).

Nota-se que o comportamento da estação é bastante semelhante ao caso anterior (modelo linear).

A Figura 6.10 ilustra o comportamento do feixe laser sobre a célula para as mesmas perturbações geradas nos casos anteriores, a partir do tempo zero até o tempo final de 0,02s, considerando-se a mesma matriz de ganhos \mathbf{G} realimentando o sistema não-linear só que, neste caso, com imperfeição geométrica de $EP = 0,2rd$. A Figura 6.11 mostra curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 . A Figura 6.12 mostra curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.

Pode-se notar novamente que o comportamento da estação foi bastante semelhante aos casos anteriores. Isto comprova que nas vizinhanças do centro da célula, o modelo linearizado da estação é bastante próximo do modelo não-linear. Com relação ao modelo com imperfeição de $EP = 0,2rd$, pode-se mostrar a efetividade da matriz de ganhos de realimentação \mathbf{G} e as boas qualidades do regulador no sentido de atingir os requisitos de desempenho da estação.

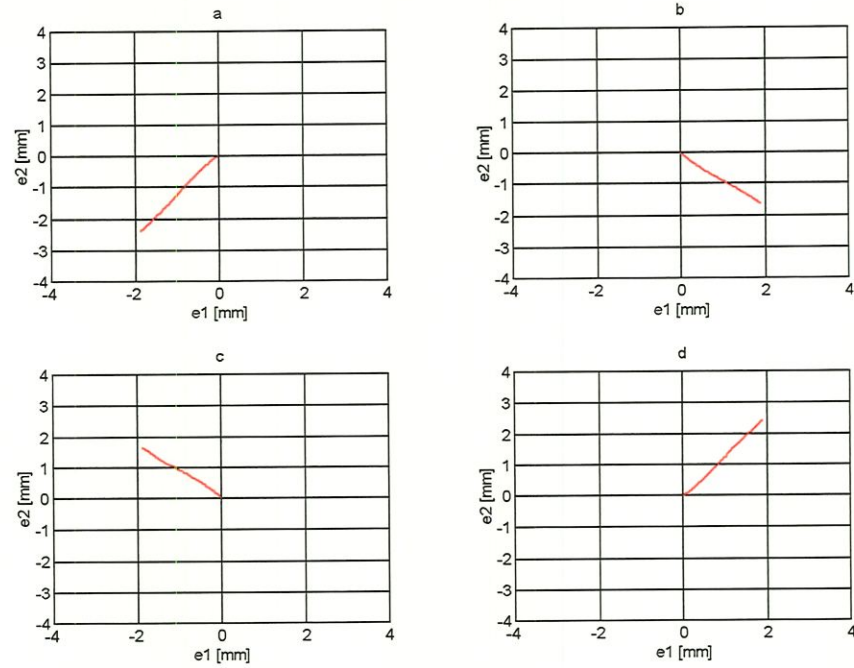


Figura 6.10 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$).

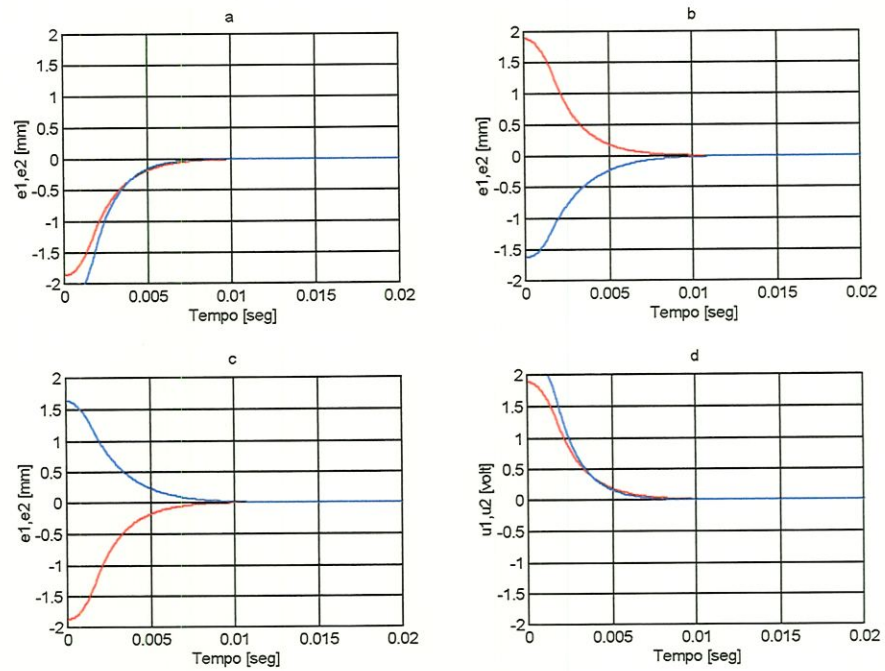


Figura 6.11 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 . (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$).

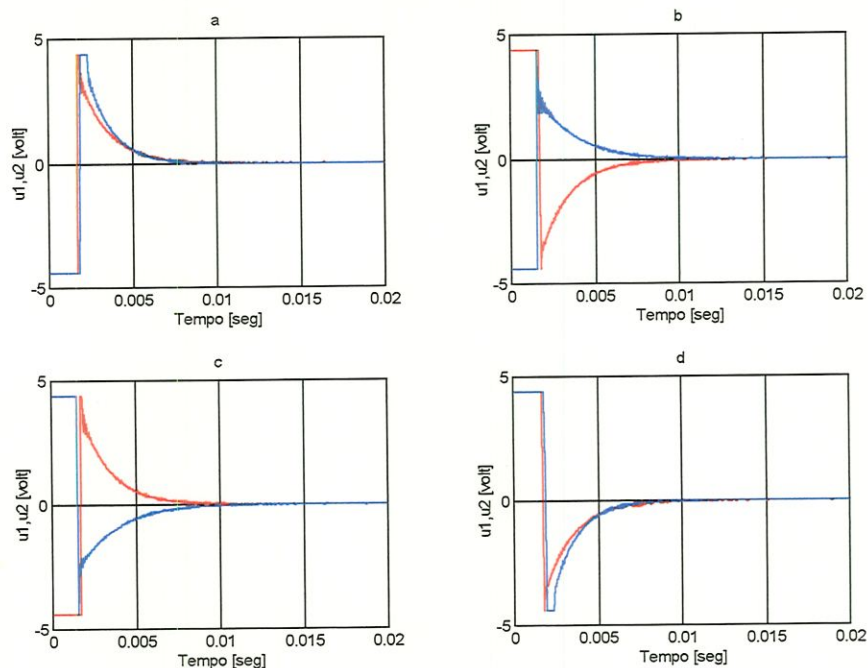


Figura 6.12 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$).

Regulador “self-learning”:

O primeiro passo no treinamento da rede neural que irá representar o regulador “self-learning” é a definição de um emulador, ou seja, uma outra rede neural que irá identificar as dinâmicas da estação de rastreamento. Pode-se assim, propagar o sinal do erro a partir da sua saída, como já comentado. Para este emulador, definiu-se uma rede neural com cinco entradas e uma saída e com uma camada intermediária de neurônios. Esta definição foi realizada a partir de simulações tendo-se como objetivos a seleção de uma rede neural compacta e com boa capacidade de generalização. Para as entradas, tem-se o valor de tensão $u_{1,2}^k$ que será aplicado no motor e uma série temporal constituída por quatro posições que representam os deslocamentos do feixe laser sobre a célula de quadrantes, dados por $e_{1,2}^{k-3}$, $e_{1,2}^{k-2}$, $e_{1,2}^{k-1}$ e $e_{1,2}^k$, respectivamente nos tempos discretos ‘ $k-3$ ’, ‘ $k-2$ ’, ‘ $k-1$ ’ e ‘ k ’. A saída da rede é dada pela posição alcançada no tempo discreto ‘ $k+1$ ’ (Figura 6.13), ou seja, $e_{1,2}^{k+1}$. O subscrito ‘1,2’ refere-se ou ao motor 1 ou ao motor 2. A rede neural para o emulador será então treinada segundo o seguinte esquema:

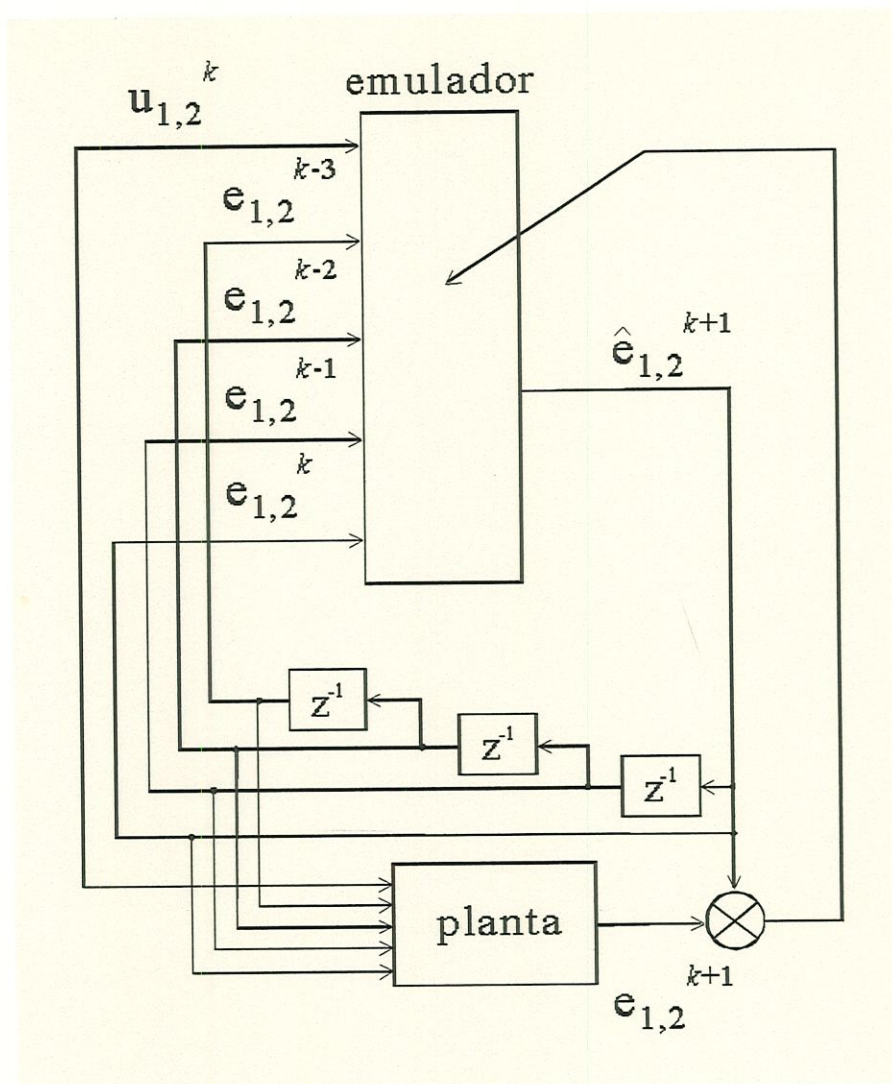


Figura 6.13 - Esquema de treinamento do emulador para a estação de rastreamento.

Neste treinamento, uma base de dados pode ser gerada a partir de dados simulados ou diretamente da estação de rastreamento. Para as simulações, uma base de dados será gerada a partir de dados simulados através do esquema mostrado na Figura 6.14. Pode-se definir então, um conjunto de treinamento para cada eixo da célula de quadrantes e, portanto, definir um sistema de controle independente para cada eixo da estação. Visto que nas vizinhanças do centro da célula o feixe laser apresenta um comportamento semelhante nas duas direções de movimento, somente uma base de dados será necessária na síntese do sistema de controle. Sintetizado o sistema de controle, este será implementado no bloco que representa o LabView[®], um para cada eixo, cada qual sendo aplicado no controle do respectivo eixo. Este procedimento será igualmente utilizado nas simulações dos próximos algoritmos de controle.

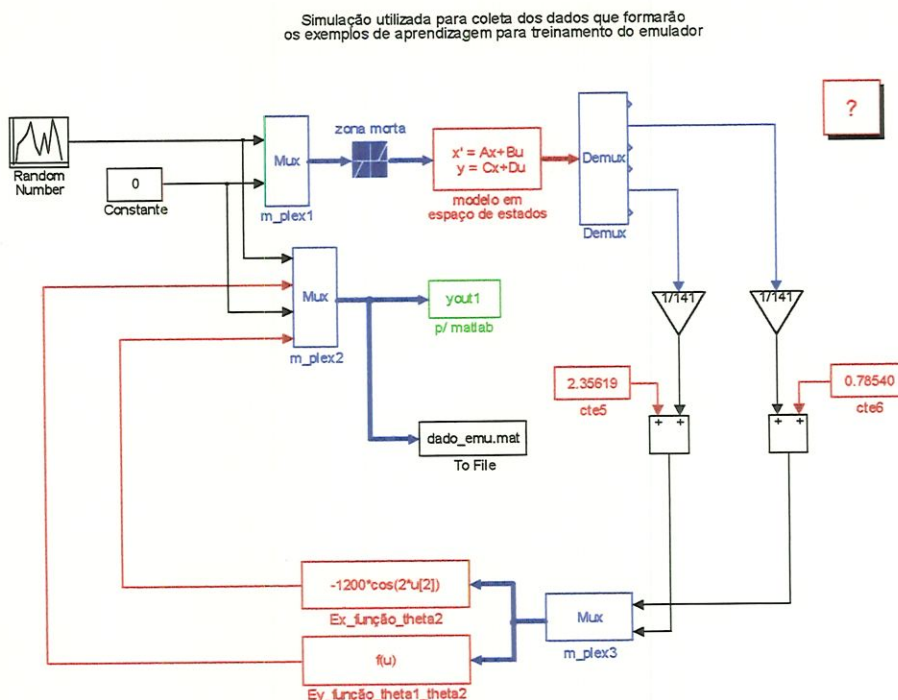


Figura 6.14 - Esquema de simulação para obtenção de uma base de dados.

Neste esquema, o período de amostragem considerado foi de $100\mu\text{s}$ ($0,00010\text{s}$). Este valor foi julgado ser satisfatório no sentido de gerar uma base de dados aproximadamente contínua, com relação à frequência de amostragem máxima da placa AT-MIO-16E-10 ($1,0\text{ms}$). A idéia é ‘ensinar’ ao emulador, o comportamento do feixe laser sobre um eixo da célula de quadrantes, para dados valores de entrada de tensão no motor. Assim, para o esquema de simulação mostrado na Figura 6.14, conhecendo-se a posição atual do feixe laser e mais três posições em tempos discretos anteriores e a entrada a ser utilizada no acionamento do motor, pode-se determinar a posição do feixe no tempo discreto posterior. A fim de empregar entradas aleatórias sobre o motor, utilizou-se o gerador de números aleatórios do Simulink[®] que fornece valores normalmente distribuídos, ou seja, uma sequência de valores com distribuição Gauseana de média zero de variância igual a um.

Uma vez obtida uma base de dados relativos à estação, os padrões de entrada para o treinamento do emulador foram selecionados aleatoriamente. Para avaliar a generalização do emulador treinado, utilizou-se toda a base de dados. Este mesmo procedimento foi também utilizado no treinamento e avaliação do sistema de controle. Dada então uma sequência aleatória de posições do feixe laser sobre a

célula, selecionou-se os padrões de entrada considerando-se quatro posições sucessivas, assumidas como sendo as posições iniciais, e mais o valor de tensão aplicado no motor, para a posição do feixe no tempo ' k '. Como saída desejada da rede, a ser treinada no modo supervisionado, considerou-se a posição do feixe no tempo ' $k+1$ '. A Figura 6.15 mostra os valores de entrada de tensão aplicados no motor e o respectivo deslocamento do feixe laser sobre a célula de quadrantes.

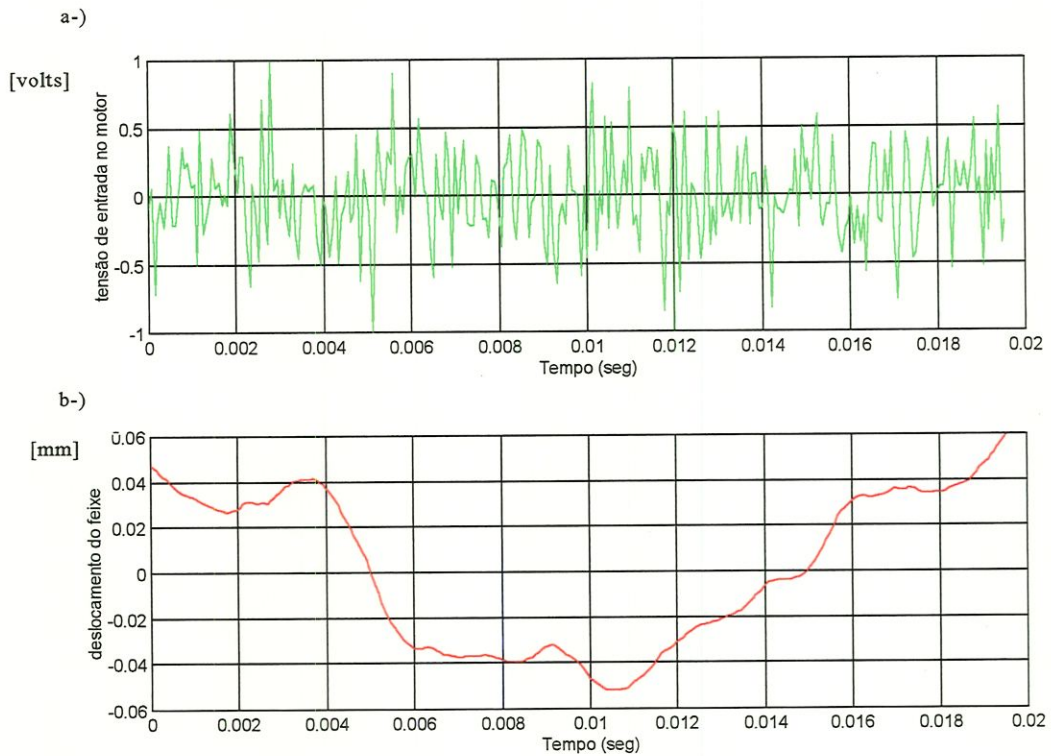


Figura 6.15 - Base de dados para o treinamento da rede.

Dada então a base de dados anterior, obteve-se o seguinte conjunto de treinamento:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{1,2-1}^k & \mathbf{u}_{1,2-2}^k & \cdots & \mathbf{u}_{1,2-h}^k \\ \mathbf{e}_{1,2-1}^{k-3} & \mathbf{e}_{1,2-2}^{k-3} & \cdots & \mathbf{e}_{1,2-h}^{k-3} \\ \mathbf{e}_{1,2-1}^{k-2} & \mathbf{e}_{1,2-2}^{k-2} & \cdots & \mathbf{e}_{1,2-h}^{k-2} \\ \mathbf{e}_{1,2-1}^{k-1} & \mathbf{e}_{1,2-2}^{k-1} & \cdots & \mathbf{e}_{1,2-h}^{k-1} \\ \mathbf{e}_{1,2-1}^k & \mathbf{e}_{1,2-2}^k & \cdots & \mathbf{e}_{1,2-h}^k \end{bmatrix} \quad \mathbf{Y} = \left[\mathbf{e}_{1,2-1}^{k+1} \quad \mathbf{e}_{1,2-2}^{k+1} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_{1,2-h}^{k+1} \right]$$

onde os 'h' vetores da matriz X representam os padrões de entrada e cada elemento da matriz Y representa a respectiva saída desejada para a rede neural. Como pode ser observado, a partir da base de dados (Figura 6.15), diferentes conjuntos de treinamento podem ser obtidos aleatoriamente. Neste sentido, para o treinamento do emulador, foram usados diferentes padrões de entrada a fim de avaliar, para determinada topologia da rede neural, aquele que fornece a melhor generalização, ou seja, a melhor resposta para entradas não utilizadas no treinamento.

Os pesos do emulador foram inicializados com valores aleatórios dentro do intervalo $[-1,+1]$ de forma a evitar saturação prévia. O processo de treinamento inicia-se com o feixe laser em uma posição inicial e um valor de entrada de tensão aplicado ao motor, sendo que são também conhecidas três posições em tempos discretos anteriores. Para este padrão de entrada, a rede responde com uma saída que é comparada com a saída desejada. Baseando-se na diferença obtida, os pesos da rede são ajustados de forma a tornar esta diferença menor, na próxima apresentação do respectivo padrão. A rede neural foi então treinada usando "back-propagation" com o algoritmo de Levenberg-Marquardt para estimar a próxima posição do feixe laser $e_{1,2}^{k+1}$, que foi usada como resposta desejada durante o treinamento.

Diversos testes foram realizados a fim de definir a melhor topologia para a rede neural (emulador) e também para definir os parâmetros de treinamento. Como critério de parada considerou-se, ou o valor máximo para a soma dos quadrados dos erros (0,000005) ou o número de épocas de apresentação dos padrões (1000 épocas). Assim, para uma rede neural com uma camada intermediária composta por cinco neurônios e uma camada de saída, ambas com funções de transferência dadas pela equação (3.46), obteve-se o comportamento para a soma dos quadrados dos erros dado pela Figura 6.16.

Como pode ser observado, a soma dos quadrados dos erros cai para o valor desejado na superfície dos erros (0,000005) após 129 épocas, ou seja, após 129 apresentações dos padrões de treinamento. Como foi notado nos testes, esta queda depende principalmente do ajuste dos parâmetros do algoritmo de Levenberg-Marquardt (MATLAB[®]), dos valores de inicialização dos pesos, do número de padrões de treinamento e do número de neurônios na camada intermediária. A inicialização dos

pesos foi realizada utilizando a função “Inittffax” (MATLAB[®]), responsável pela inicialização de redes neurais do tipo “feed-forward” com até 4 camadas. Ainda, foram utilizados 130 padrões de treinamento e cinco neurônios na camada intermediária.

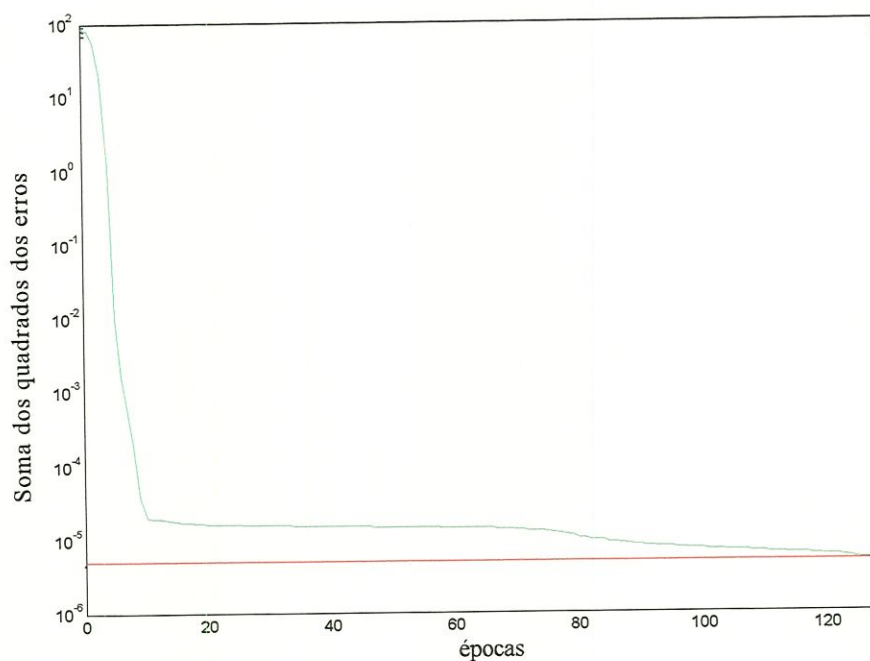


Figura 6.16 - Soma dos quadrados dos erros da rede para até 129 épocas.

A Figura 6.17-a ilustra os valores das entradas de tensão consideradas durante o treinamento e que foram selecionadas aleatoriamente a partir dos dados referentes à Figura 6.15-a. Para estes valores de entrada, o feixe laser tem como resposta a curva em vermelho mostrada na Figura 6.17-b (totalmente escondida pela curva azul) que representa o deslocamento simulado do feixe laser sobre a célula (saídas desejadas Y). A curva em azul na Figura 6.17-b representa a resposta do emulador, após o treinamento. Como pode ser notado pela coincidência das curvas da Figura 6.17-b, a rede treinada desta forma apresenta excelente convergência. Para avaliação da capacidade de generalização da rede, utilizou-se todo conjunto de treinamento, como pode ser observado na Figura 6.18.

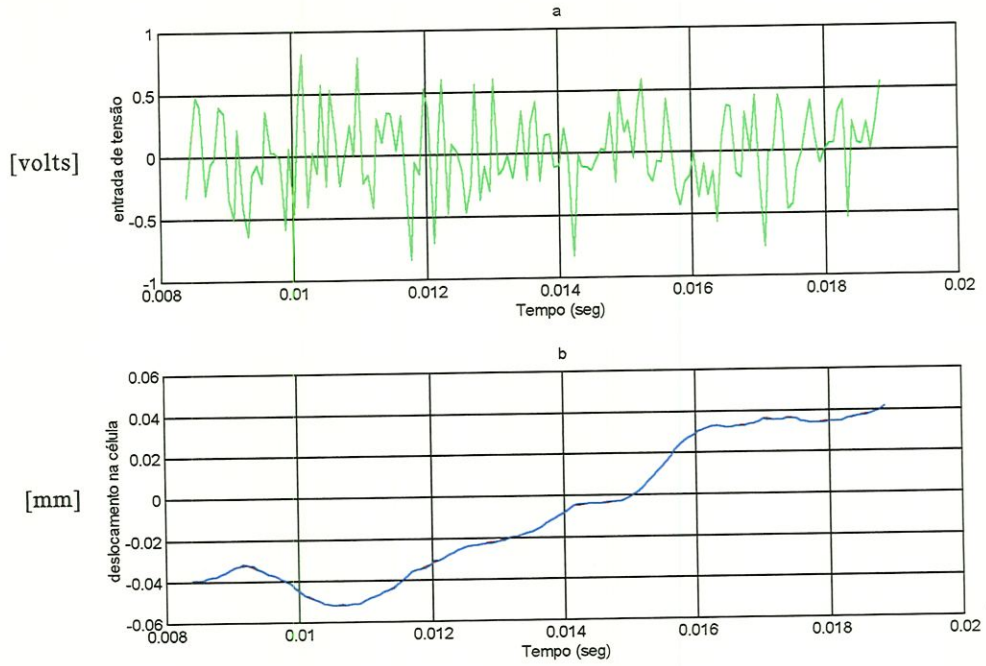


Figura 6.17 - Avaliação do emulador para valores utilizados no treinamento.

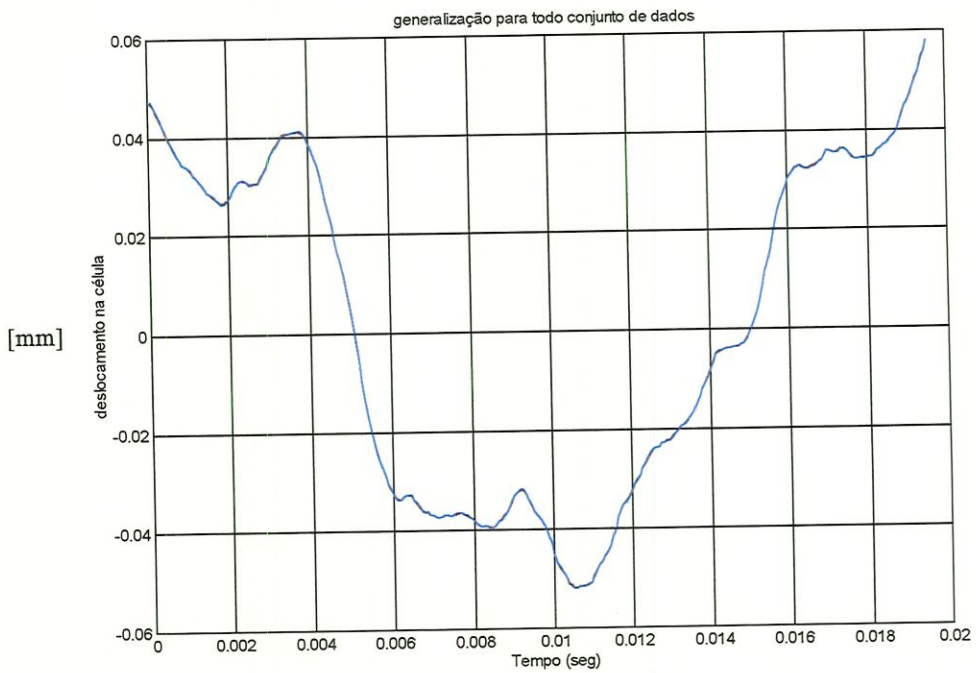


Figura 6.18 - Avaliação do emulador para valores não utilizados no treinamento.

Como pode ser observado pela sobreposição das curvas vermelha e azul da Figura 6.18, o emulador apresenta uma boa capacidade de generalização sendo, portanto, viável para o treinamento do regulador. Assim, após o treinamento do

emulador, os pesos foram congelados, isto é, mantidos constantes, e usados no treinamento do regulador, seguindo o procedimento descrito no Capítulo 3.

Para a definição da topologia do regulador, tomou-se o cuidado de selecionar uma rede neural simplificada em termos de número de camadas, número de neurônios por camada e tipo de função de transferência. Isto tendo-se em vista o caso de uma implementação desta rede neural no LabView[®]. Assim, assumiram-se funções de transferência tangente hiperbólicas para a camada intermediária e uma função linear para a camada de saída, numa rede com duas camadas e dez neurônios na camada intermediária. Diversos testes foram realizados considerando diferentes condições de inicialização dos pesos e números de épocas de treinamento. Pôde-se observar nos testes que o aumento do número de neurônios na camada intermediária, a partir de dez, não melhora significativamente o desempenho da rede em termos de generalização.

Para o treinamento do regulador foi utilizada a mesma base de dados apresentada na Figura 6.15. Os padrões de treinamento foram selecionados aleatoriamente seguindo o esquema ilustrado na Figura 3.7 (80 padrões). Tem-se assim, para o regulador, quatro entradas dadas por $(e^{k-3}, e^{k-2}, e^{k-1}, e^k)$ e uma saída dada por u^{k+1} . Como critério de parada considerou-se, ou o valor máximo para a soma dos quadrados dos erros (0,01) ou o número de épocas de apresentação dos padrões (1500 épocas). O comportamento da soma dos quadrados dos erros com o número de épocas usadas está mostrado na Figura 6.19.

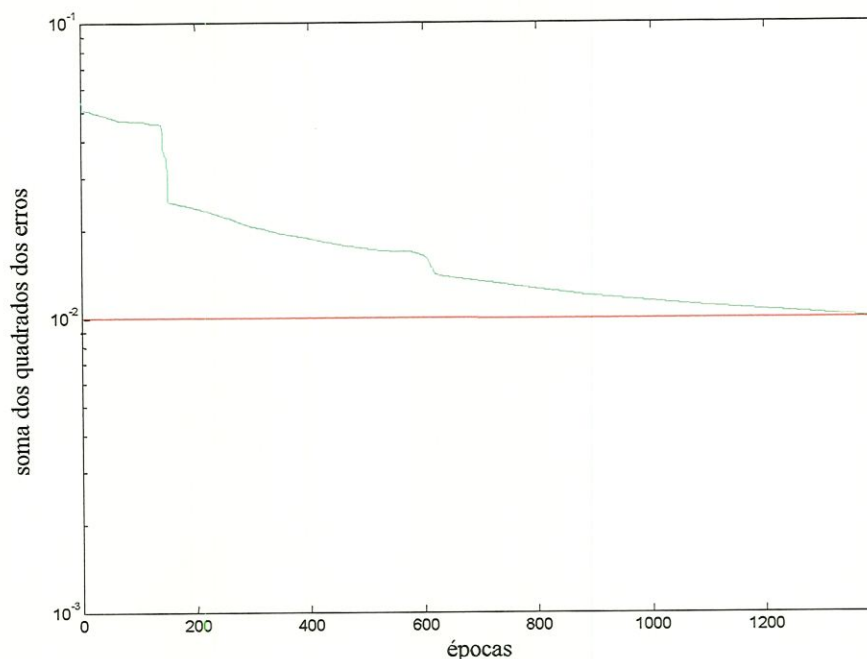


Figura 6.19 - Soma dos quadrados dos erros da rede para até 1399 épocas.

A Figura 6.20 ilustra os valores dos deslocamentos simulados do feixe laser sobre a célula de quadrantes (linha em vermelho) para as entradas de tensão no motor que foram anteriormente consideradas, e a resposta da rede neural mostrada na Figura 6.21 (regulador + emulador) após o treinamento (linha em azul). Como pode ser notado pela curva em azul, dadas as entradas de tensão no motor, o emulador responde com valores que mostram uma tendência a se aproximar de zero ($e_{1,2}^{k+1} = 0$ (Figura 6.21)), com relação aos valores simulados que foram utilizados no treinamento. Isto quer dizer que para qualquer uma das condições iniciais utilizadas, a rede responde com um valor de entrada de tensão que atua no sentido de levar o feixe laser para o centro da célula, no próximo período de amostragem. Desta forma, pode-se notar que a rede neural treinada apresentou boa convergência.

Para avaliação da capacidade de generalização do regulador, utilizou-se todo o conjunto de treinamento, como pode ser observado na Figura 6.22. Da mesma forma, nota-se que a rede responde com valores que tendem a atuar no sentido de levar o feixe laser para o centro da célula.

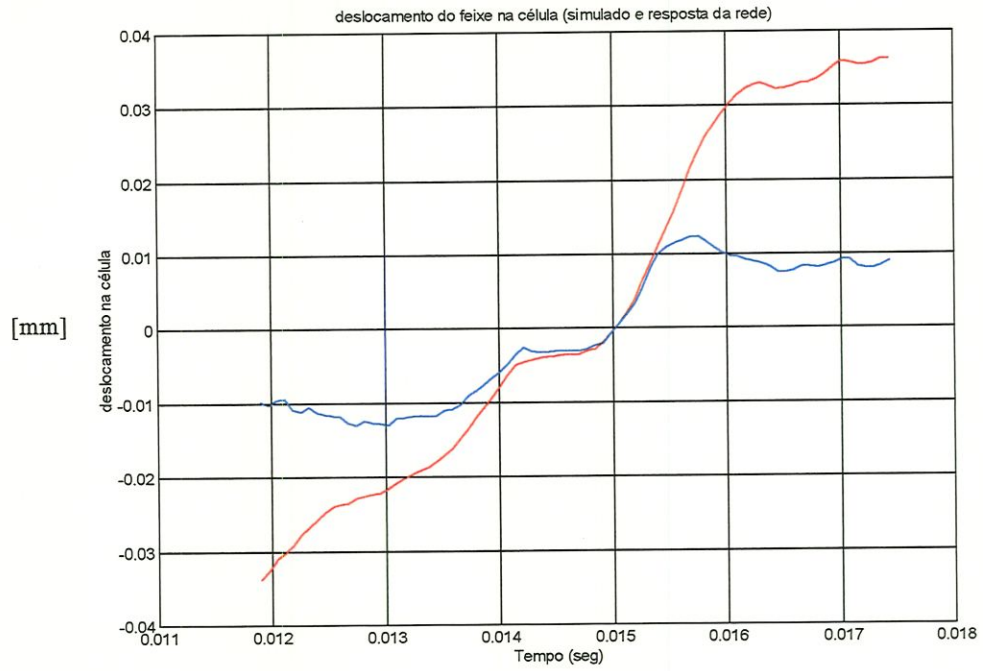


Figura 6.20 - Avaliação do regulador para valores utilizados no treinamento.

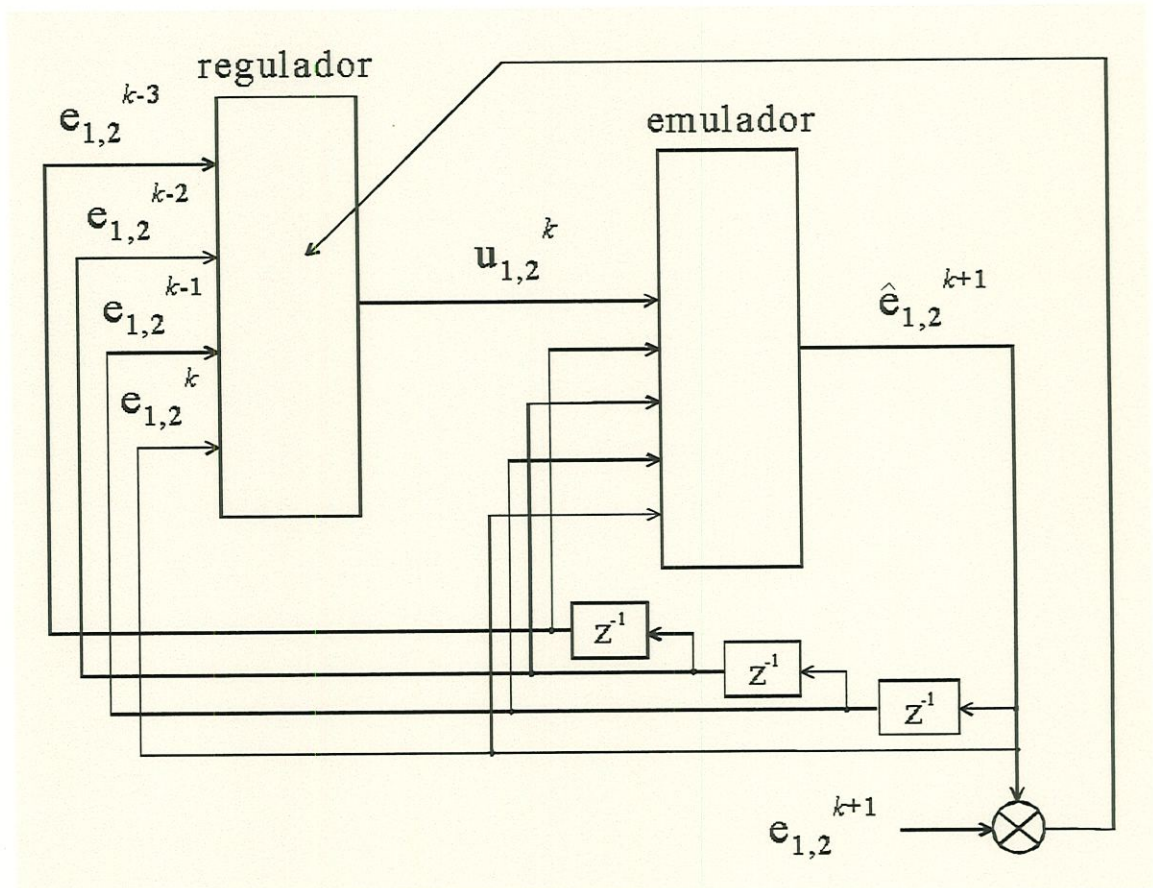


Figura 6.21 - Esquema de treinamento do regulador para a estação de rastreamento.

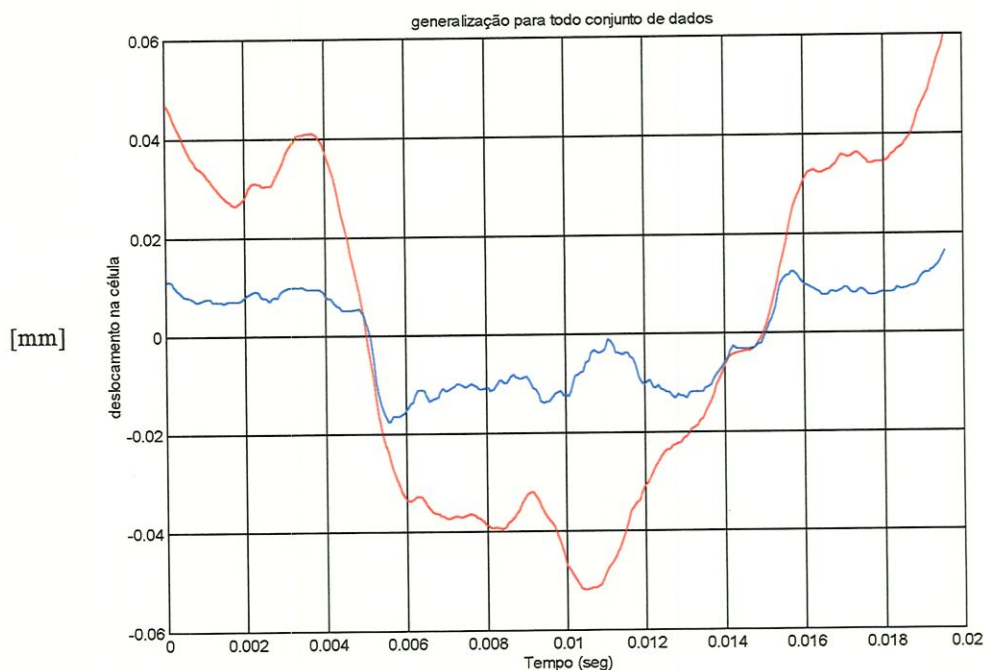


Figura 6.22 - Avaliação do regulador para valores não utilizados no treinamento.

Uma questão surge acerca do número necessário de posições passadas do feixe laser sobre a célula, ou seja, porque a escolha de quatro posições na definição das entradas do emulador e do regulador. Dois fatores limitantes foram considerados neste caso, como anteriormente comentado. O primeiro, um limitante superior, restringe a complexidade da rede na sua implementação. O segundo, um limitante inferior, está voltado à capacidade de generalização da rede a partir da entrada de tensão no motor e dos valores das posições conhecidas em tempos anteriores. Assim, alguns testes de treinamento foram realizados no sentido de avaliar o desempenho da rede neural com o menor número possível de entradas. Tendo-se como requisitos os limitantes anteriores, justifica-se a escolha das entradas $u_{1,2}^k$, $e_{1,2}^{k-3}$, $e_{1,2}^{k-2}$, $e_{1,2}^{k-1}$, $e_{1,2}^k$.

Uma vez finalizado o treinamento do regulador, este teve seus pesos congelados a fim de ser avaliado utilizando o Simulink®, seguindo o diagrama mostrado na Figura 4.6. Para o sistema não-linear, o diagrama de simulação está apresentado na Figura 6.23. Para o sistema não-linear com imperfeição geométrica, o diagrama segue este mesmo esquema, com exceção do modelo cinemático, como mostra o diagrama apresentado na Figura 6.3.

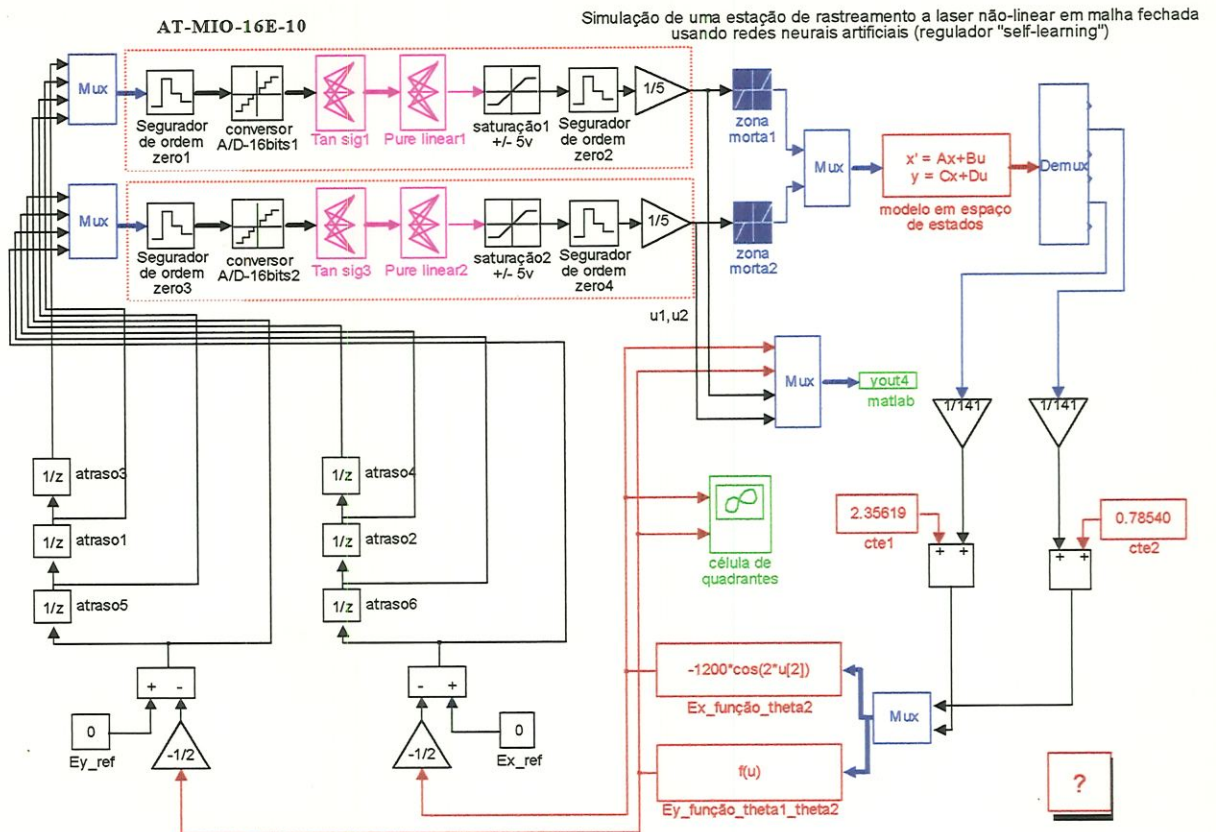


Figura 6.23 - Diagrama de simulação: regulador “self-learning” (modelo não-linear).

Baseando-se neste diagrama, foram realizadas as mesmas simulações descritas no item anterior (atribuição da auto-estrutura), considerando as mesmas perturbações nas condições iniciais, de forma a avaliar o desempenho do regulador “self-learning”. A Figura 6.24 ilustra o comportamento do feixe laser sobre a célula (e_1 e e_2) para as perturbações anteriores, considerando a estação ideal. A Figura 6.25 mostra curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 , e a Figura 6.26 mostra curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.

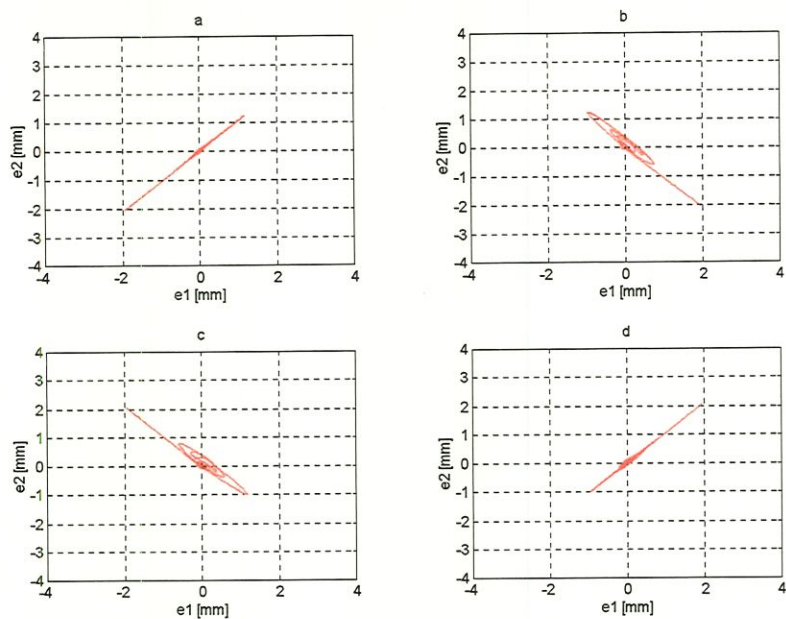


Figura 6.24 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear).

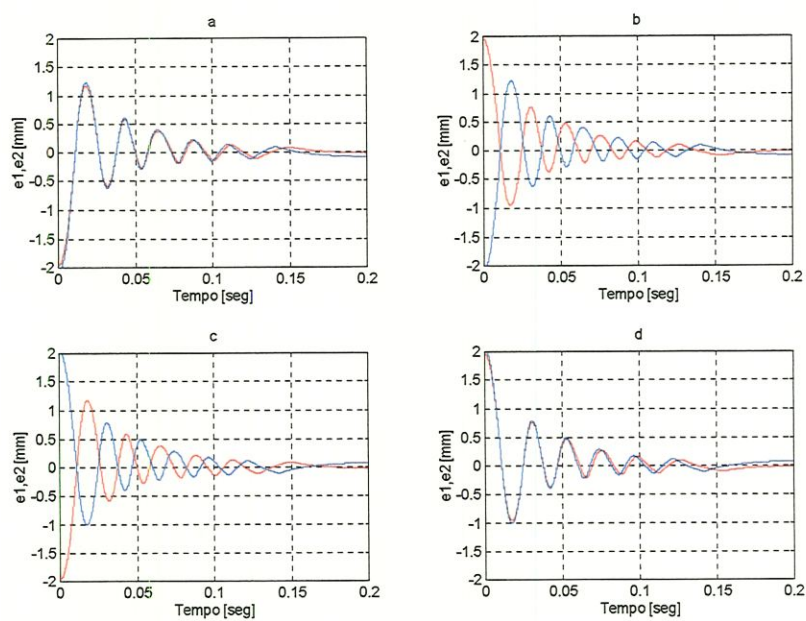


Figura 6.25 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo não-linear).

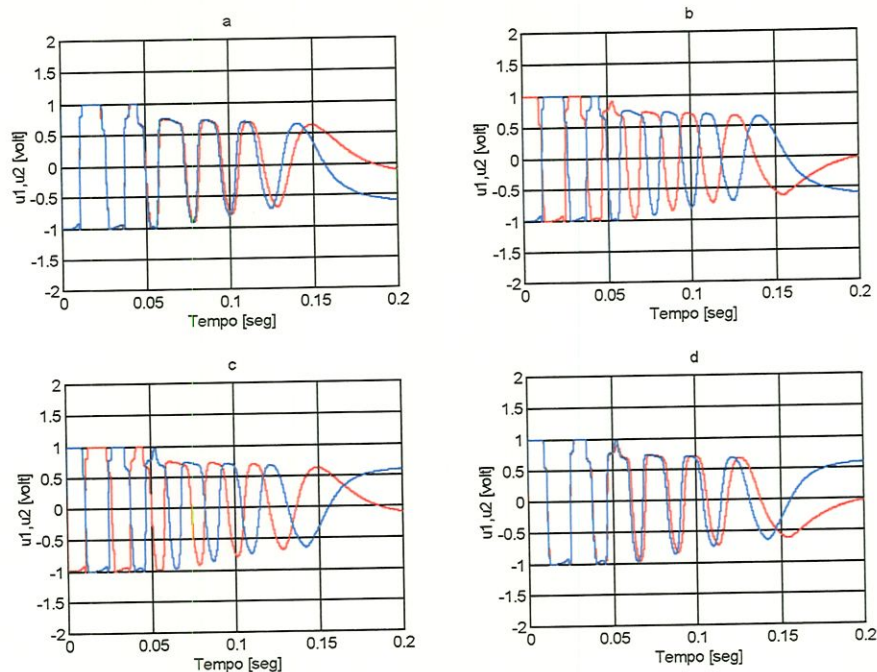


Figura 6.26 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle (modelo não-linear).

Com relação aos requisitos de desempenho para a estação, selecionados a partir da técnica de atribuição da auto-estrutura, pode-se notar que o comportamento dinâmico do feixe laser não foi satisfatório uma vez que apesar das respostas serem extremamente rápidas, os sobre-sinais e os tempos de acomodação são altos. A Figura 6.27 ilustra o comportamento do feixe laser para as mesmas perturbações geradas no caso anterior, considerando o modelo com imperfeição de $EP=0,2rd$. A Figura 6.28 mostra curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 , e a Figura 6.29 mostra curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.

Nota-se que o comportamento do feixe laser é bastante semelhante ao anterior, ou seja, com respostas extremamente rápidas, altos sobre-sinais e altos tempos de acomodação. Este comportamento foi de certa forma esperado uma vez que para a estrutura de controle apresentada na Figura 4.5, não foi possível incluir os requisitos de desempenho na síntese do sistema de controle. O regulador “self-learning”, nesta configuração, apenas realiza um mapeamento das entradas de tensão no motor de rastreamento a partir do conhecimento de posições passadas do feixe laser sobre a célula. Assim, este regulador responsabiliza-se por direcionar o feixe

laser para o centro da célula, a partir de uma posição inicial qualquer. Para posições próximas do centro, o sistema apresenta um comportamento oscilatório, o que pode ser notado na Figura 6.22 onde as curvas em vermelho e em azul quase se sobrepõem. Neste caso, a rede não responde com entradas de tensão que atuam no sentido de levar o feixe para o centro da célula. Nota-se ainda, um pequeno erro de regime.

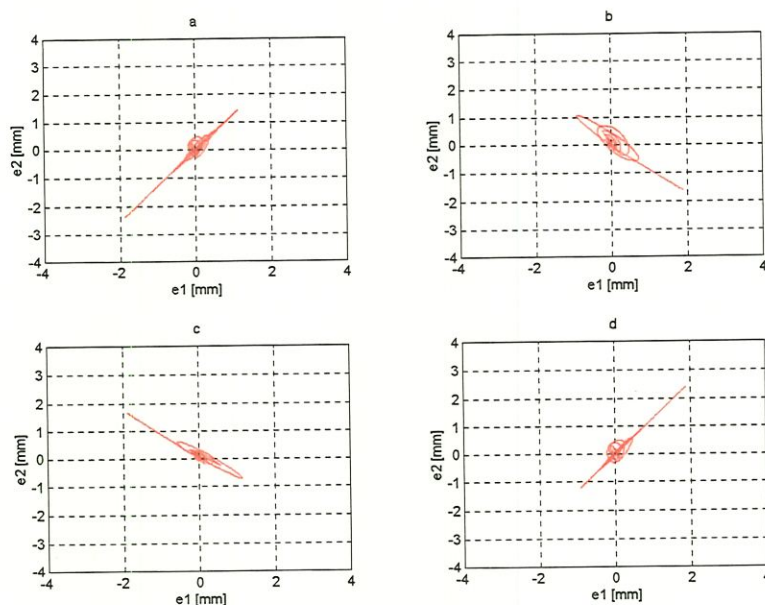


Figura 6.27 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$).

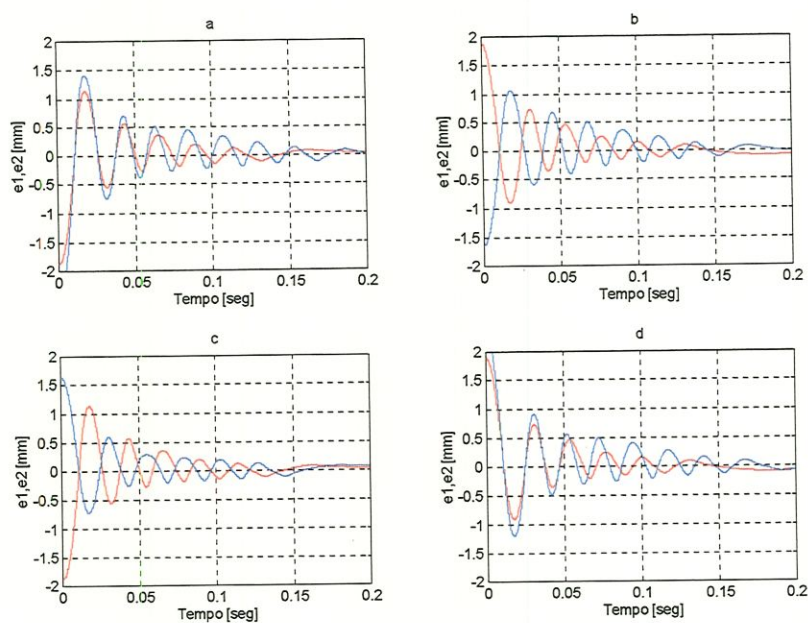


Figura 6.28 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$).

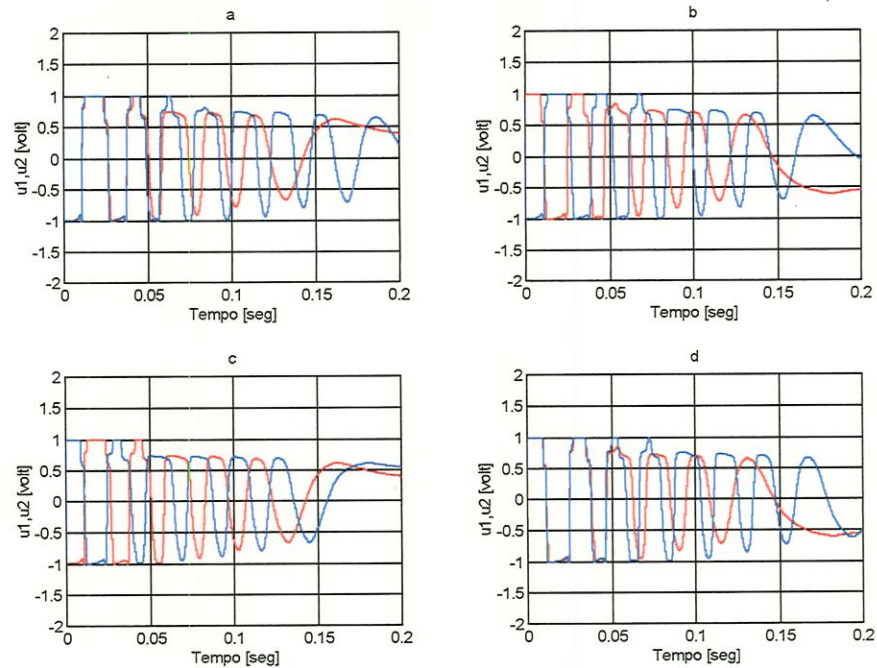


Figura 6.29 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$).

Lógica Difusa:

O sistema de controle difuso considerado neste trabalho envolve o cálculo e aplicação de uma tabela de consulta (Tabela 3.1). Esta tabela corresponde a uma matriz retangular de números reais e dois vetores que definem suas entradas. Para a presente aplicação, estas entradas serão dadas pelo erro de posição do feixe laser em um dos eixos coordenados da célula de quadrantes e pela variação deste erro de posição. Assim, para cada par de valores de entrada (erro e variação do erro), tem-se um elemento correspondente na tabela de consulta.

Para o cálculo desta tabela, foi utilizado o “Fuzzy Logic Toolbox” em ambiente MATLAB[®], seguindo o procedimento apresentado no Capítulo 3. A sua implementação foi baseada no diagrama de blocos apresentado na Figura 3.11, que representa a estrutura de um sistema de controle difuso. A partir deste diagrama e considerando o esquema de realimentação para a estação de rastreamento (Figura 4.7), v corresponde ao vetor das entradas ($v = [\text{erro} \quad \Delta\text{erro}]$) e u corresponde à saída de controle.

Foram duas as tarefas consideradas como de maior dificuldade na síntese do sistema de controle difuso. Primeiro, a definição adequada de uma base de conhecimento relativa ao comportamento da estação de rastreamento e, segundo, a definição de uma base de regras lógicas para as ações do sistema de controle. Neste procedimento, determinou-se o número de variáveis linguísticas que irão representar o universo de discurso das variáveis *erro*, Δ *erro* e *u*, ou seja, a base de conhecimento (Figura 3.8). A seguir, determinou-se um número suficiente de regras a fim de satisfazer os requisitos de desempenho anteriormente apresentados. Estas regras, da mesma forma, refletem o conhecimento de uma pessoa experiente no processo a ser controlado, no caso, o comportamento de uma estação de rastreamento a laser (LI & LAU, 1989). Utilizou-se então, os conhecimentos adquiridos a partir da síntese do sistema de controle baseado na técnica de atribuição da auto-estrutura onde estão inclusos os requisitos de desempenho da estação.

A base de conhecimento foi formada por funções de pertinência do tipo triangulares, tanto para as variáveis de entrada (*erro* - Figura 6.30 e Δ *erro* - Figura 6.31) quanto para a variável de saída (*u* - Figura 6.32). Pode-se notar as 7 variáveis linguísticas escolhidas para o sistema de controle, sendo estas variáveis dadas por:

• (NG)	Negativo Grande	• (PP)	Positivo Pequeno
• (NM)	Negativo Médio	• (PM)	Positivo Médio
• (NP)	Negativo Pequeno	• (PG)	Positivo Grande
• (ZR) Zero			

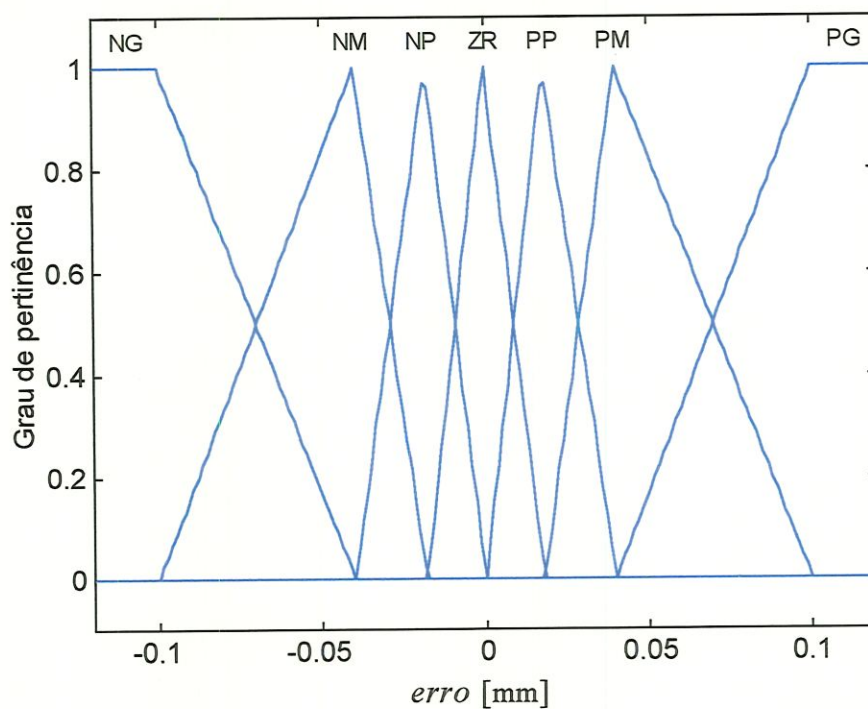


Figura 6.30 - Base de conhecimento definida para a variável *erro*.

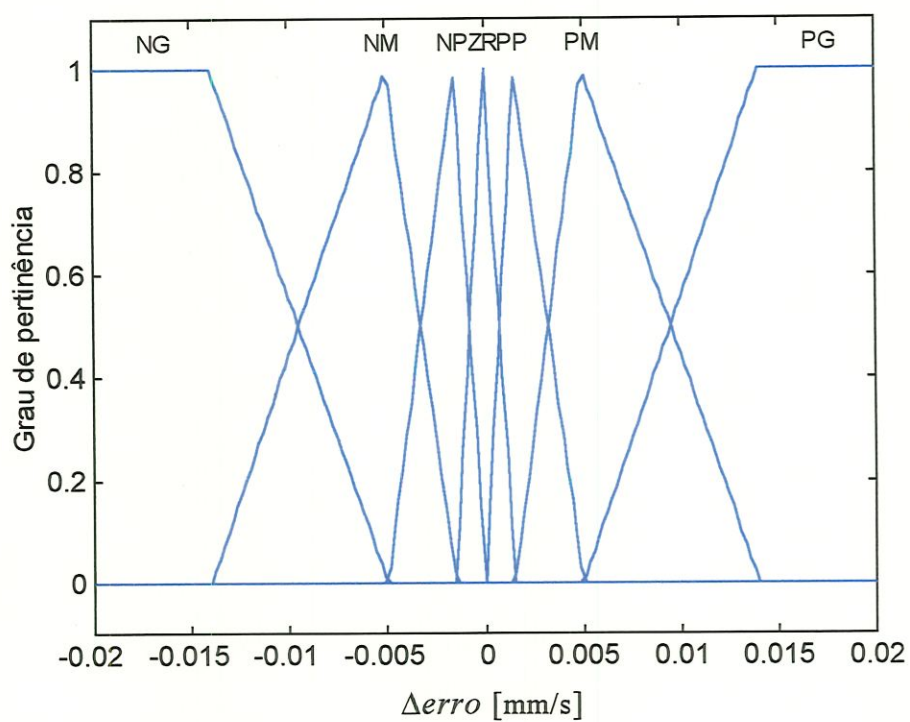


Figura 6.31 - Base de conhecimento definida para a variável $\Delta erro$.

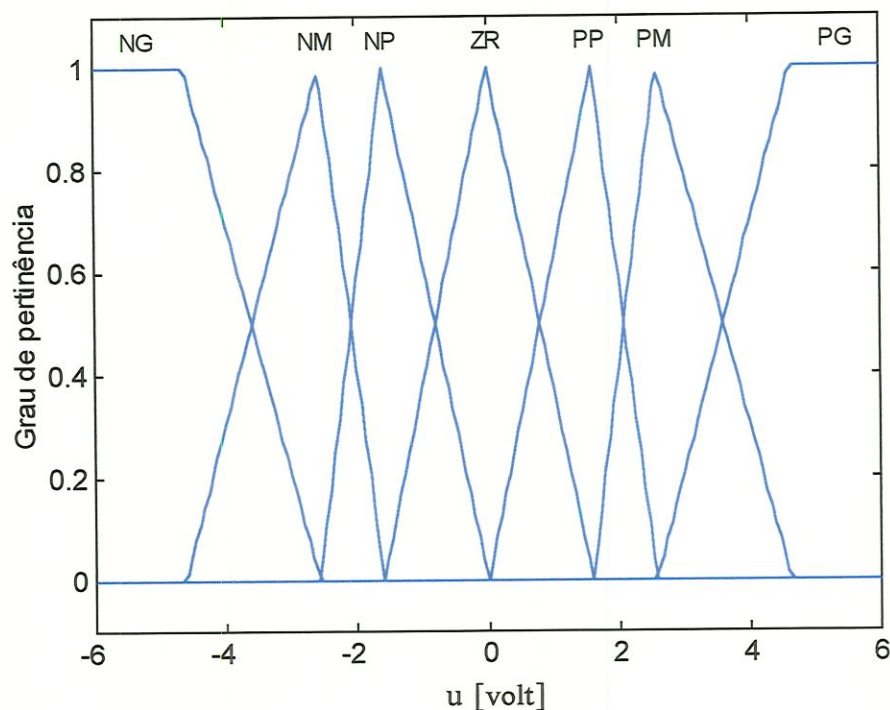


Figura 6.32 - Base de conhecimento definida para a variável u .

A base de regras foi formada por um conjunto de 49 regras, apresentadas na forma do arranjo mostrado na Tabela 6.1, sendo definidas a partir dos requisitos de desempenho para a estação de rastreamento.

Tabela 6.1 - Base de regras definida para a estação de rastreamento.

u		variação do erro (Δ erro)						
		NG	NM	NP	ZR	PP	PM	PG
erro	NG	NG	NG	NM	NM	NP	NP	ZR
	NM	NG	NM	NM	NP	NP	ZR	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	ZR	PP	PM
	ZR	NG	NP	NP	ZR	PP	PP	PG
	PP	NM	NP	ZR	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	ZR	PP	PP	PM	PM	PG
	PG	ZR	PP	PP	PM	PM	PG	PG

As regras são então dadas por:

1. If (*erro* is NG) and (Δ *erro* is NG) then (u is NG)
2. If (*erro* is NG) and (Δ *erro* is NM) then (u is NG)
3. If (*erro* is NG) and (Δ *erro* is NP) then (u is NM)
4. If (*erro* is NG) and (Δ *erro* is ZR) then (u is NM)
5. If (*erro* is NG) and (Δ *erro* is PP) then (u is NP)
6. If (*erro* is NG) and (Δ *erro* is PM) then (u is NP)
7. If (*erro* is NG) and (Δ *erro* is PG) then (u is ZR)
8. If (*erro* is NM) and (Δ *erro* is NG) then (u is NG)
9. If (*erro* is NM) and (Δ *erro* is NM) then (u is NM)
10. If (*erro* is NM) and (Δ *erro* is NP) then (u is NM)
11. If (*erro* is NM) and (Δ *erro* is ZR) then (u is NP)
12. If (*erro* is NM) and (Δ *erro* is PP) then (u is NP)
13. If (*erro* is NM) and (Δ *erro* is PM) then (u is ZR)
14. If (*erro* is NM) and (Δ *erro* is PG) then (u is PP)
15. If (*erro* is NP) and (Δ *erro* is NG) then (u is NG)
16. If (*erro* is NP) and (Δ *erro* is NM) then (u is NM)
17. If (*erro* is NP) and (Δ *erro* is NP) then (u is NP)
18. If (*erro* is NP) and (Δ *erro* is ZR) then (u is NP)
19. If (*erro* is NP) and (Δ *erro* is PP) then (u is ZR)
20. If (*erro* is NP) and (Δ *erro* is PM) then (u is PP)
21. If (*erro* is NP) and (Δ *erro* is PG) then (u is PM)
22. If (*erro* is ZR) and (Δ *erro* is NG) then (u is NG)
23. If (*erro* is ZR) and (Δ *erro* is NM) then (u is NP)
24. If (*erro* is ZR) and (Δ *erro* is NP) then (u is NP)
25. If (*erro* is ZR) and (Δ *erro* is ZR) then (u is ZR)
26. If (*erro* is ZR) and (Δ *erro* is PP) then (u is PP)
27. If (*erro* is ZR) and (Δ *erro* is PM) then (u is PP)
28. If (*erro* is ZR) and (Δ *erro* is PG) then (u is PG)
29. If (*erro* is PP) and (Δ *erro* is NG) then (u is NM)
30. If (*erro* is PP) and (Δ *erro* is NM) then (u is NP)
31. If (*erro* is PP) and (Δ *erro* is NP) then (u is ZR)
32. If (*erro* is PP) and (Δ *erro* is ZR) then (u is PP)
33. If (*erro* is PP) and (Δ *erro* is PP) then (u is PP)
34. If (*erro* is PP) and (Δ *erro* is PM) then (u is PM)
35. If (*erro* is PP) and (Δ *erro* is PG) then (u is PG)
36. If (*erro* is PM) and (Δ *erro* is NG) then (u is NP)
37. If (*erro* is PM) and (Δ *erro* is NM) then (u is ZR)
38. If (*erro* is PM) and (Δ *erro* is NP) then (u is PP)
39. If (*erro* is PM) and (Δ *erro* is ZR) then (u is PP)
40. If (*erro* is PM) and (Δ *erro* is PP) then (u is PM)
41. If (*erro* is PM) and (Δ *erro* is PM) then (u is PM)
42. If (*erro* is PM) and (Δ *erro* is PG) then (u is PG)
43. If (*erro* is PG) and (Δ *erro* is NG) then (u is ZR)
44. If (*erro* is PG) and (Δ *erro* is NM) then (u is PP)
45. If (*erro* is PG) and (Δ *erro* is NP) then (u is PP)

46. If (*erro* is PG) and (Δ *erro* is ZR) then (u is PM)
 47. If (*erro* is PG) and (Δ *erro* is PP) then (u is PM)
 48. If (*erro* is PG) and (Δ *erro* is PM) then (u is PG)
 49. If (*erro* is PG) and (Δ *erro* is PG) then (u is PG)

Assim, uma base de conhecimento (Figuras 6.30, 6.31 e 6.32) e uma base de regras (Tabela 6.1), foram utilizadas no cálculo de uma tabela de consulta difusa. Esta tabela de consulta foi então utilizada pelo sistema de controle a fim de realizar as correções necessárias nos espelhos de rastreamento e direcionar o feixe laser para uma posição final desejada. A saída do sistema de controle difuso foi obtida através da aplicação do 'Método do Centro de Gravidade' no conjunto resultante da agregação de todas as regras ativadas pelo mecanismo de inferência (LI & LAU, 1989 e MANDANI, 1988). Desta forma, para cada período de amostragem '*k*', determina-se o sinal de acionamento do motor. Este sinal será introduzido no sistema de comando e amplificação, devendo estar dentro da faixa de -5 a +5 volts. Considerando este procedimento aplicado em todo universo de discurso das entradas (*erro* e Δ *erro*), pode-se obter a tabela de consulta mostrada na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 - Tabela de consulta difusa com os valores de u [volt].

u =

-4,7142	-4,7142	-4,7142	-4,5000	-4,7142	-4,5000	-4,7142	-3,4998	-1,9998	-1,0002	0,0000	0,0000	0,0000
-4,7142	-4,7142	-4,7142	-4,5000	-4,7142	-4,5000	-4,7142	-3,4998	-1,9998	-1,0002	0,0000	0,0000	0,0000
-4,7142	-4,7142	-4,7142	-4,5000	-4,7142	-4,5000	-4,7142	-3,4998	-1,9998	-1,0002	0,0000	0,0000	0,0000
-3,4998	-3,4998	-3,4998	-3,4998	-3,4998	-3,4998	-3,4998	-2,5002	-1,0002	0,0000	1,0002	1,0002	1,0002
-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,0002	-1,0002	0,0000	1,0002	1,9998	1,9998
-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,0002	-1,0002	0,0000	1,0002	1,0002	1,9998	1,9998	1,9998
-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,0002	0,0000	1,0002	1,9998	1,9998	1,9998	1,9998	1,9998
-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,0002	0,0000	1,0002	1,9998	1,9998	1,9998	1,9998	1,9998	1,9998
-1,9998	-1,9998	-1,9998	-1,0002	0,0000	1,0002	1,9998	1,9998	1,9998	1,9998	1,9998	1,9998	1,9998
-1,0002	-1,0002	-1,0002	0,0000	1,0002	2,5002	3,4998	3,4998	3,4998	3,4998	3,4998	3,4998	3,4998
0,0000	0,0000	0,0000	1,0002	1,9998	3,4998	4,7142	4,5000	4,7142	4,5000	4,7142	4,7142	4,7142
0,0000	0,0000	0,0000	1,0002	1,9998	3,4998	4,7142	4,5000	4,7142	4,5000	4,7142	4,7142	4,7142
0,0000	0,0000	0,0000	1,0002	1,9998	3,4998	4,7142	4,5000	4,7142	4,5000	4,7142	4,7142	4,7142

As entradas para o *erro* (colunas da Tabela 6.2) e Δ *erro* (linhas da Tabela 6.2) são dadas por:

$$\textit{erro} = [-0,1200 \ -0,1000 \ -0,0800 \ -0,0600 \ -0,0400 \ -0,0200 \ 0,0000 \ 0,0200 \ 0,0400 \ 0,0600 \ 0,0800 \ 0,1000 \ 0,1200]$$

$$\Delta\textit{erro} = [-0,0200 \ -0,0170 \ -0,0140 \ -0,0100 \ -0,0070 \ -0,0040 \ 0,0000 \ 0,0040 \ 0,0070 \ 0,0100 \ 0,0140 \ 0,0170 \ 0,0200]$$

Esta tabela, montada então a partir de pares de valores de *erro* e Δ *erro*, contém as quantidades numéricas responsáveis pelo acionamento do motor. Se os seus valores forem traçados em um gráfico tridimensional, eles irão representar uma superfície de decisão, como pode ser visto na Figura 6.33.

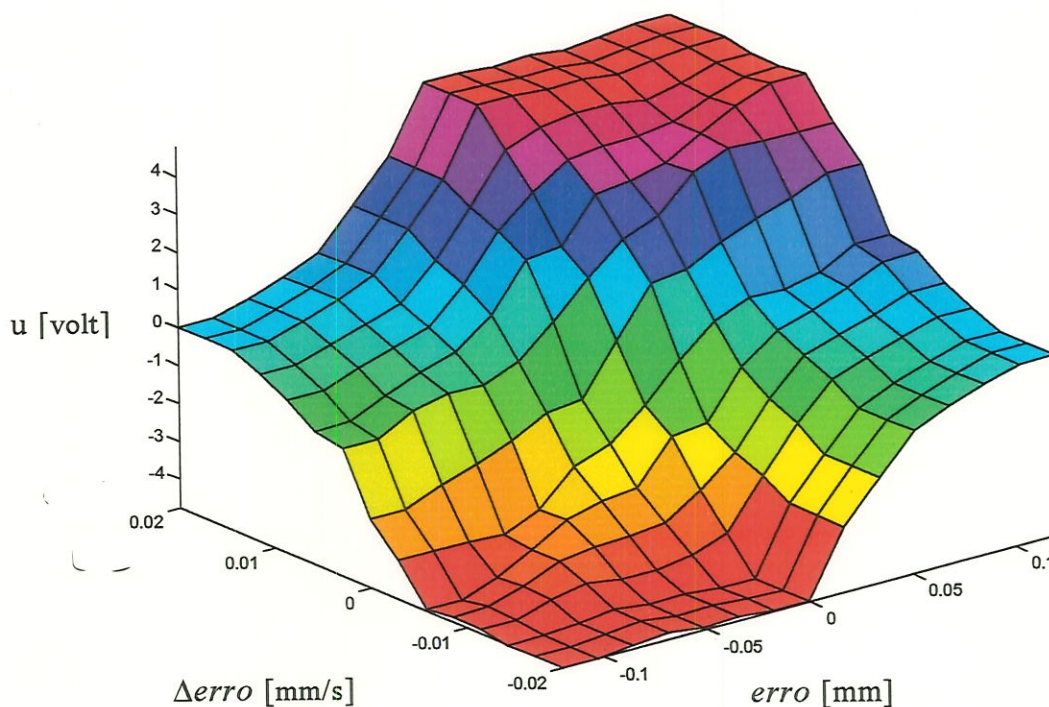


Figura 6.33 - Superfície de decisão difusa.

Uma vez definida a tabela de consulta, esta pode ser utilizada nas simulações utilizando o Simulink[®], seguindo o diagrama mostrado na Figura 4.7. Para o sistema não-linear, o diagrama de simulação está apresentado na Figura 6.34. Para o sistema não-linear com imperfeição geométrica, o diagrama segue este mesmo esquema, com exceção do modelo cinemático.

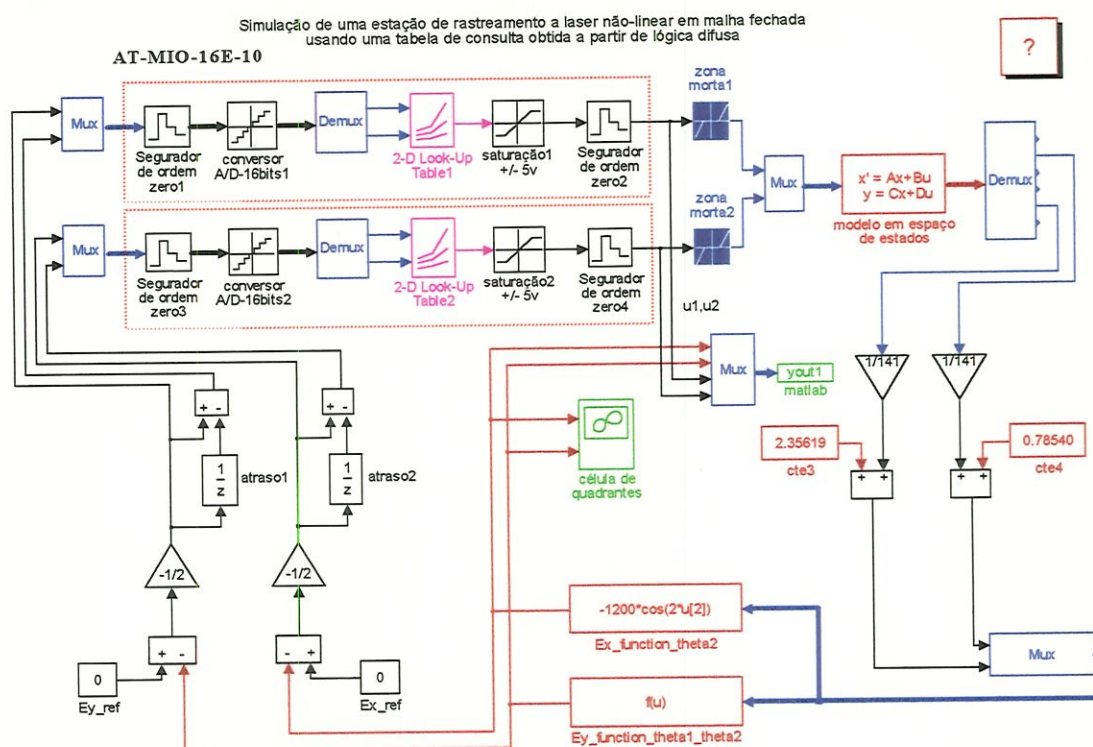


Figura 6.34 - Diagrama de simulação: tabela de consulta difusa (modelo não-linear).

Baseando-se neste diagrama, foram realizadas as mesmas simulações descritas nos itens anteriores, considerando as mesmas perturbações nas condições iniciais, de forma a avaliar o desempenho do sistema de controle. A Figura 6.35 ilustra o comportamento do feixe laser sobre a célula (e_1 e e_2) para as perturbações anteriores, considerando a estação sem imperfeições geométricas. A Figura 6.36 mostra curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 , e a Figura 6.37 mostra curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.

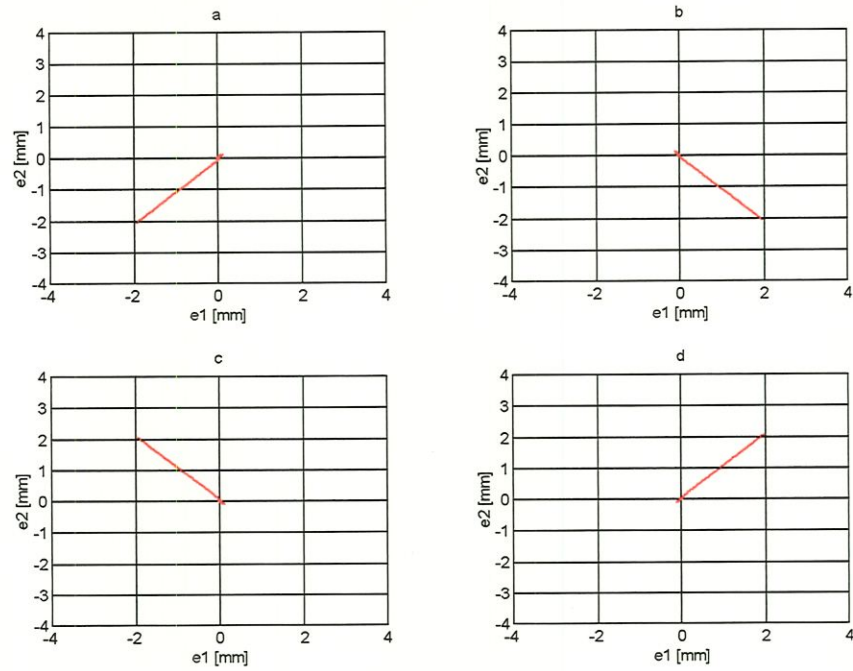


Figura 6.35 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear).

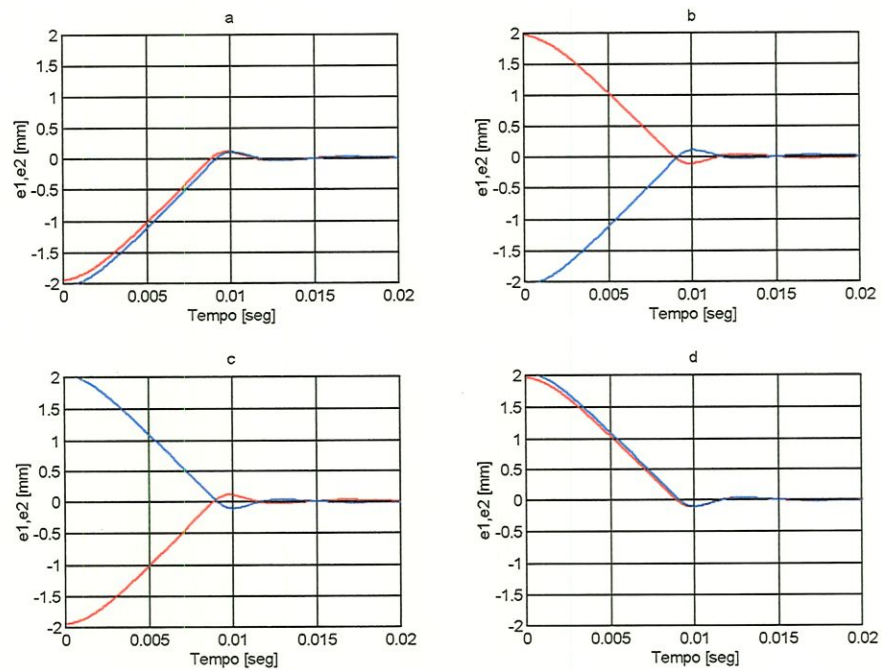


Figura 6.36 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo não-linear).

Pode-se notar que o comportamento dinâmico da planta é satisfatório uma vez que as respostas são rápidas e com baixos sobre-sinais.

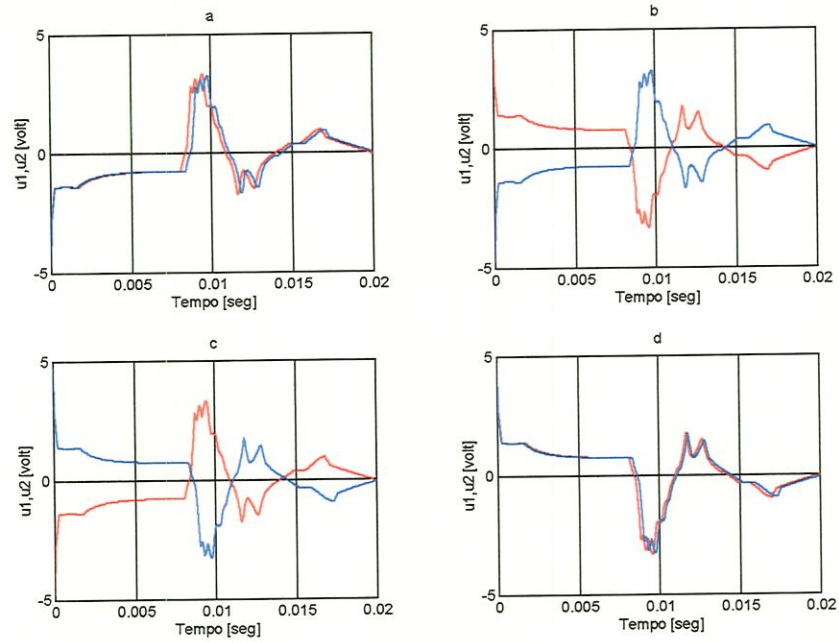


Figura 3.37 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle (modelo não-linear).

A Figura 6.38 ilustra o comportamento do feixe laser para as mesmas perturbações geradas no caso anterior, considerando o modelo com imperfeição. A Figura 6.39 mostra curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 , e a Figura 6.40 mostra curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.

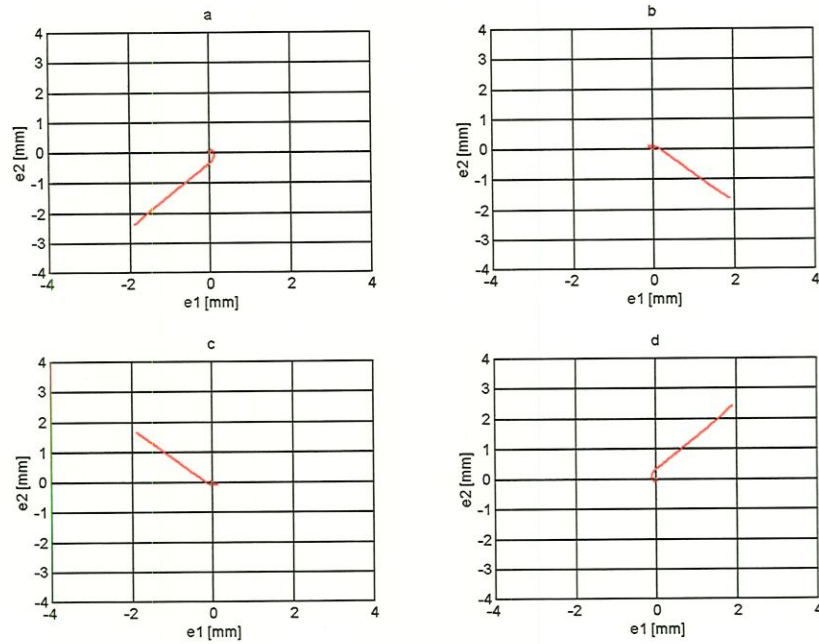


Figura 6.38 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$).

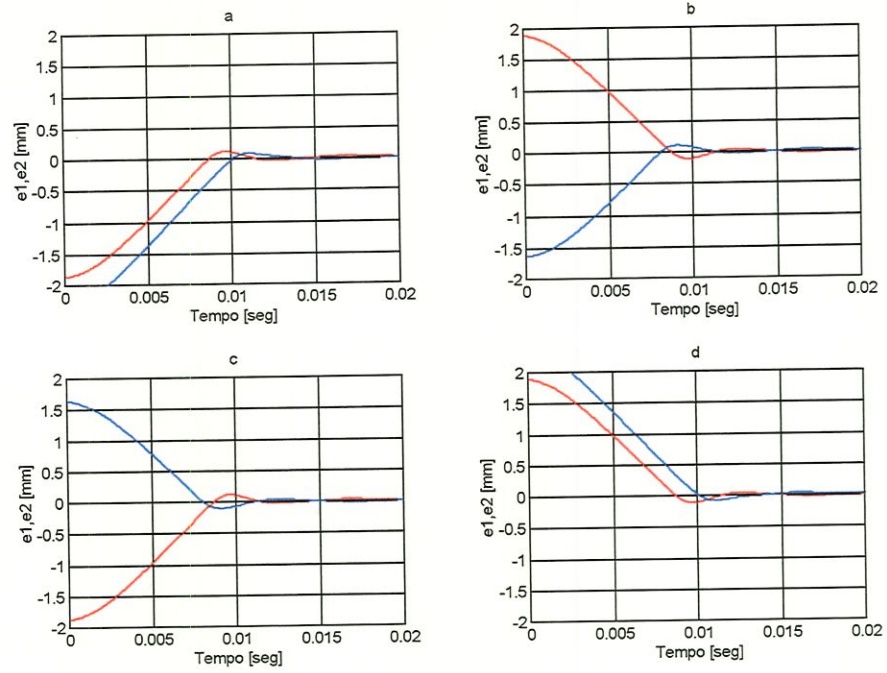


Figura 6.39 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$)

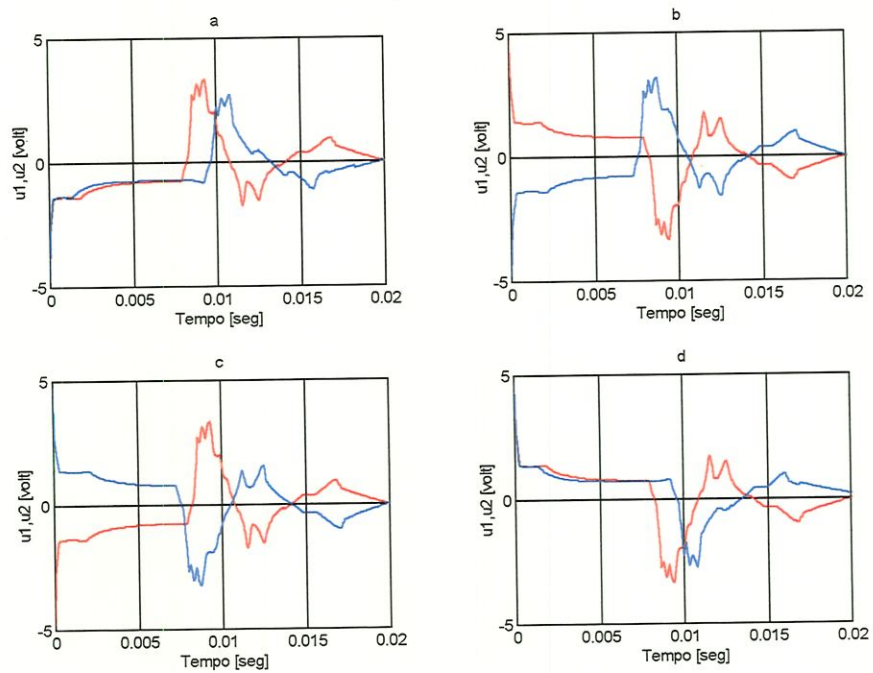


Figura 6.40 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$).

Nota-se que o comportamento dinâmico da planta é bastante semelhante ao anterior, com respostas rápidas e com baixos sobre-sinais.

Lógica Difusa / Redes Neurais (mapeamento da tabela de consulta difusa):

Como visto na abordagem anterior que considera um sistema de controle difuso, tem-se uma tabela de consulta para o erro e a variação do erro como entradas e o sinal de controle como saída. Para valores intermediários entre aqueles escolhidos dentro do universo de discurso destas entradas, o procedimento usual é calcular a saída usando interpolação (LI & LAU, 1989). Tentando evitar o processo de consulta na tabela difusa e a interpolação baseando-se em equações matemáticas, é estudado neste trabalho a possibilidade de mapear uma tabela de consulta difusa utilizando redes neurais artificiais. Neste sentido, utilizou-se a tabela de consulta anterior (Tabela 6.2), que corresponde a uma matriz com valores de u , cada qual correspondendo a um par de valores de entrada (*erro*, Δ *erro*).

A topologia da rede neural foi definida a partir da Figura 3.3, constando de dois nós de entradas, seis neurônios com funções de transferência tangente hiperbólicas na camada intermediária e um neurônio linear na camada de saída. No seu treinamento, utilizou-se uma base de dados com os valores de u , *erro* e Δ *erro*. A rede recebe valores de *erro* e Δ *erro* e responde com valores de u . Este valor de saída é confrontado com o valor correspondente de u dado pela Tabela 6.2 e, a partir da diferença obtida, os pesos são ajustados como descrito no Capítulo 3. A rede neural foi treinada usando “back-propagation” com o algoritmo de Levenberg-Marquardt para calcular o valor de u dado um par qualquer de valores (*erro*, Δ *erro*). Obteve-se então, o comportamento para a soma dos quadrados dos erros dado pela Figura 6.41.

O valor deste erro cai para o valor desejado na superfície dos erros (0,08) após 212 épocas, ou seja, após 212 apresentações dos padrões de treinamento. Após o treinamento, os pesos da rede foram congelados e esta foi simulada utilizando os pares de entrada (*erro*, Δ *erro*). A Figura 6.42 apresenta a resposta simulada da rede neural. Esta resposta representa a superfície de decisão a ser aplicada em cada motor de rastreamento. Pode-se observar que, com relação à superfície gerada pelo algoritmo difuso (Figura 6.32), esta resposta mostrou-se semelhante. A rede neural resultante foi utilizada nas simulações seguindo o diagrama mostrado na Figura 4.5.

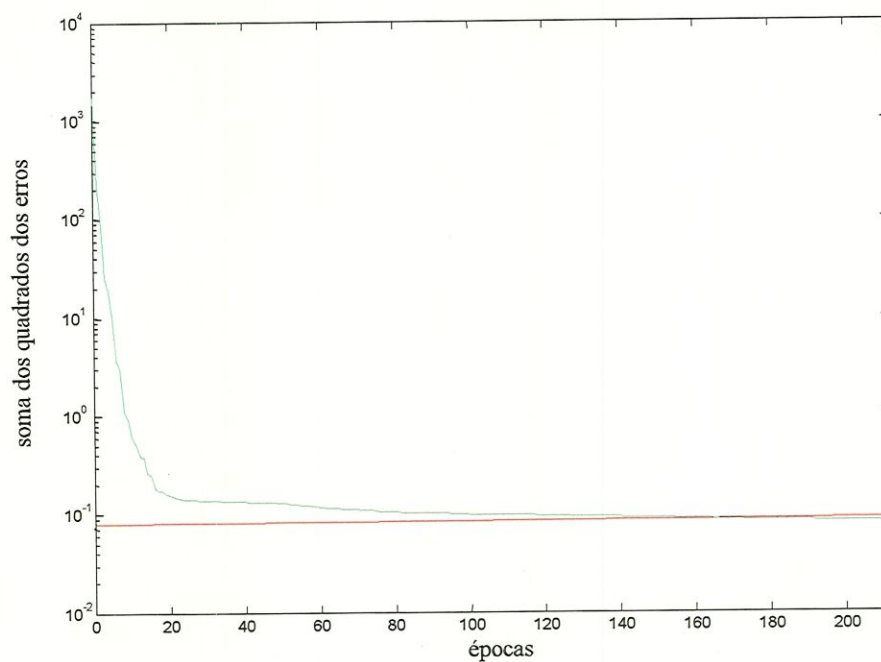


Figura 6.41 - Soma dos quadrados dos erros da rede para até 212 épocas.

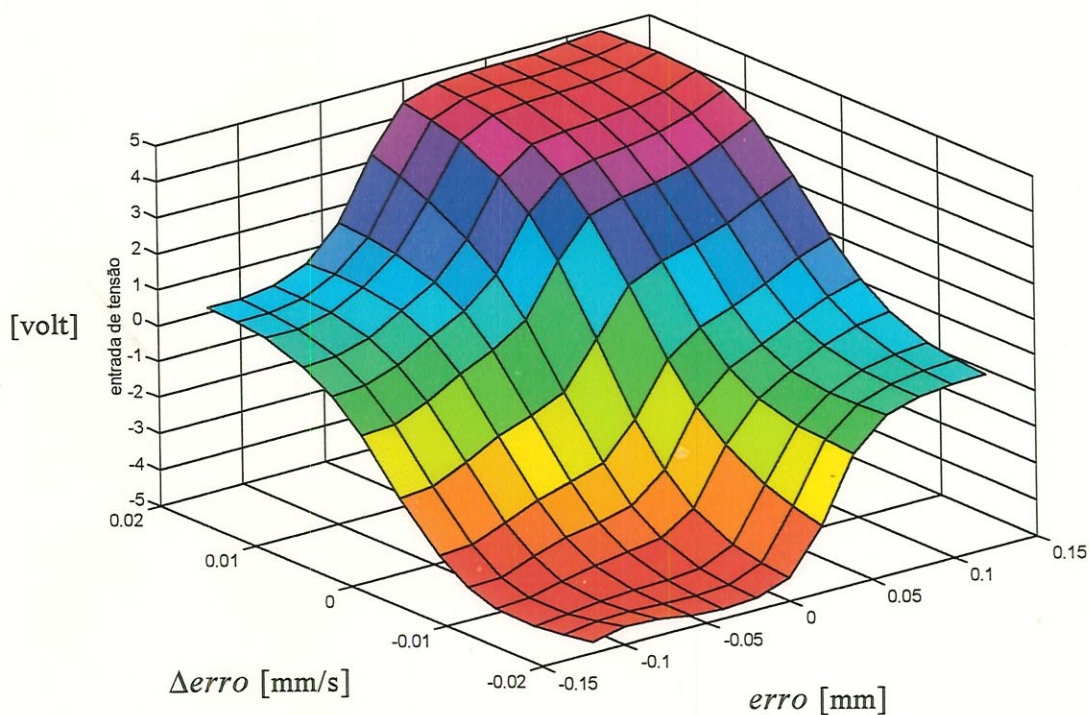


Figura 6.42 - Superfície de decisão gerada pela rede neural.

Para o sistema não-linear, o diagrama de simulação está apresentado na Figura 6.43. Para o sistema com imperfeição geométrica, a simulação foi realizada de forma semelhante.

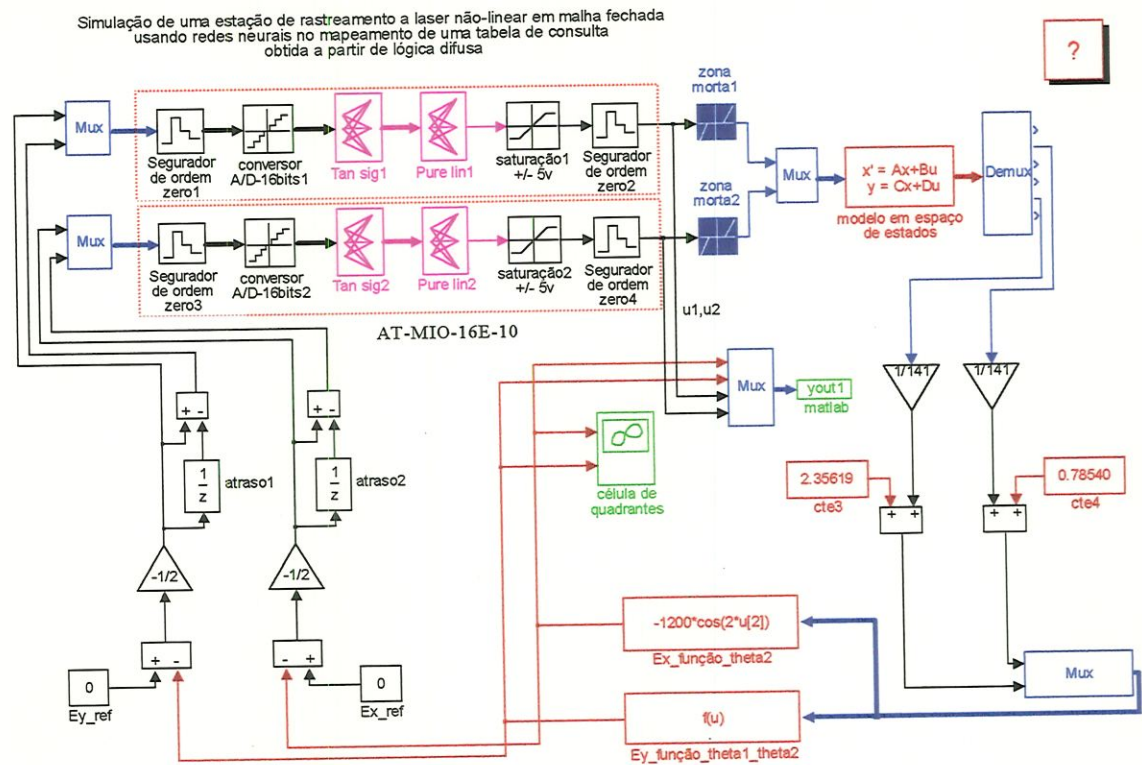


Figura 6.43 - Diagrama de simulação: mapeamento da tabela de consulta difusa.

Baseando-se nestes diagramas, foram realizadas as mesmas simulações descritas nos itens anteriores, considerando as mesmas perturbações nas condições iniciais, de forma a avaliar o desempenho do sistema de controle. A Figura 6.44 ilustra o comportamento do feixe laser sobre a célula (e_1 e e_2) para as perturbações anteriores, considerando a estação sem imperfeições geométricas. A Figura 6.45 mostra curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 , e a Figura 6.46 mostra curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.

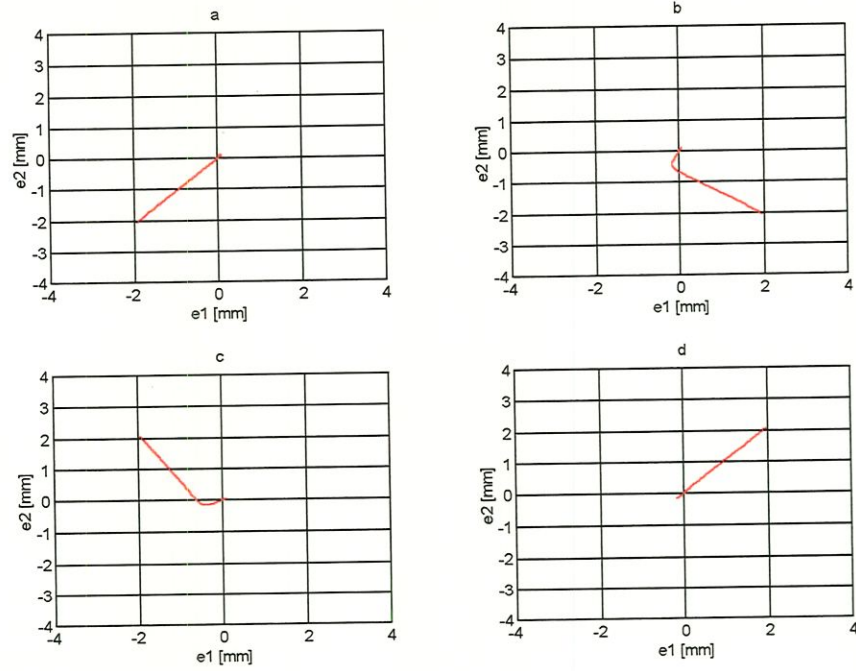


Figura 6. 44 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear).

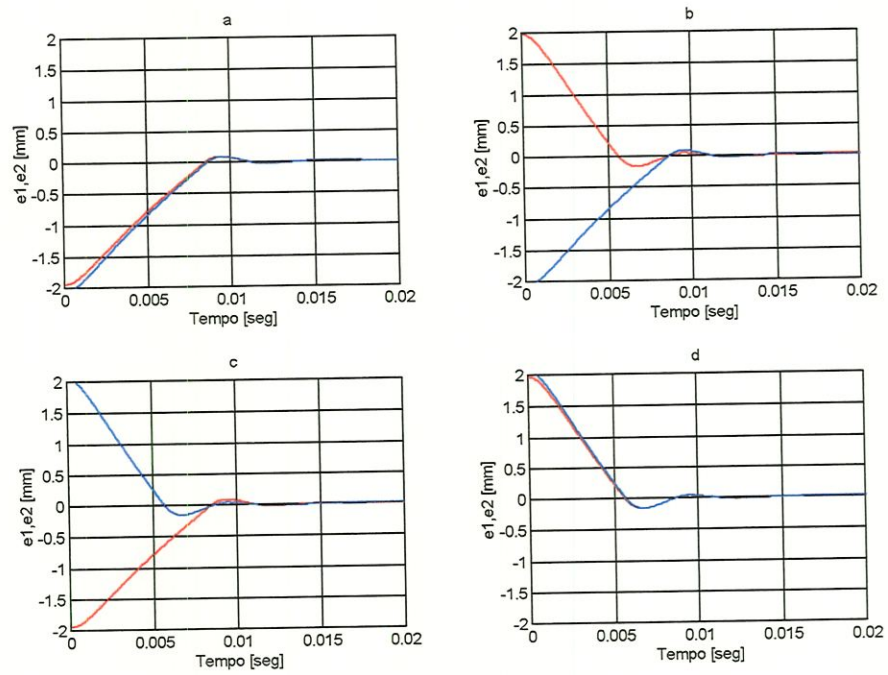


Figura 6. 45 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo não-linear).

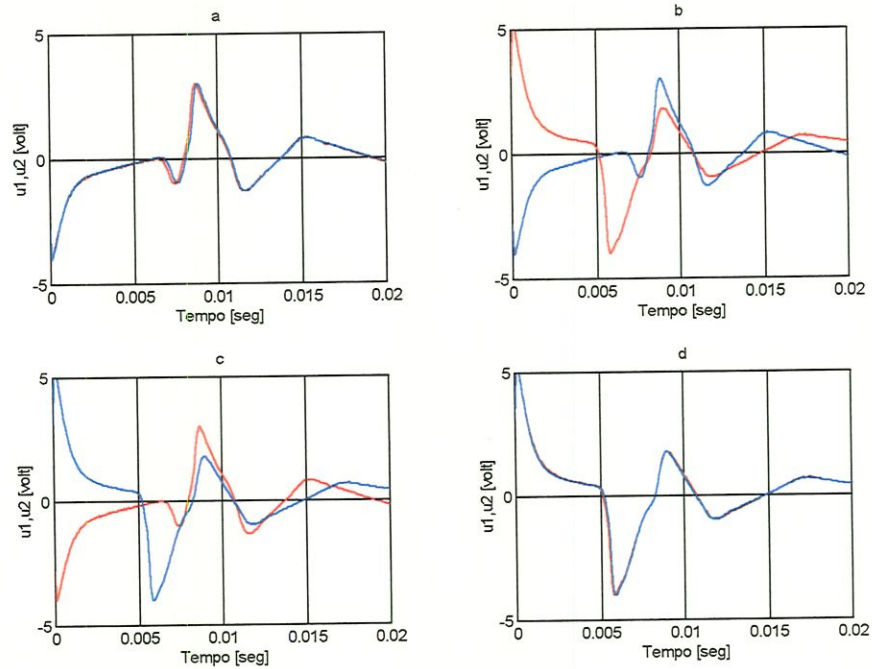


Figura 6. 46 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle (modelo não-linear).

Pode-se notar novamente que o comportamento dinâmico da planta foi satisfatório (respostas rápidas e baixos sobre-sinais).

A Figura 6.47 ilustra o comportamento do feixe laser para as mesmas perturbações geradas no caso anterior, considerando a estação com imperfeição de $EP=0,2rd$. A Figura 6.48 mostra curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 , e a Figura 6.49 mostra curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle.

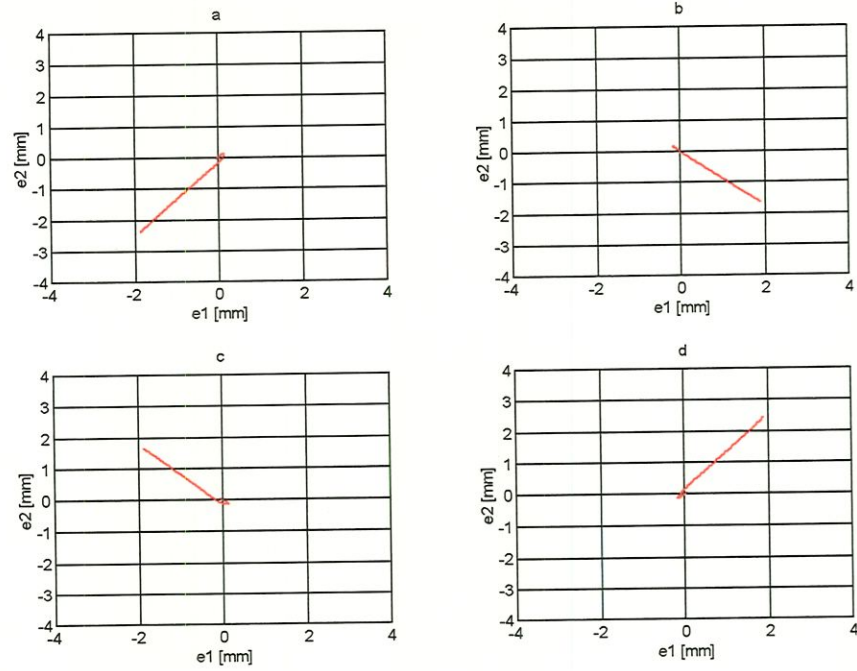


Figura 6.47 - Comportamento do feixe laser sobre a célula (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$).

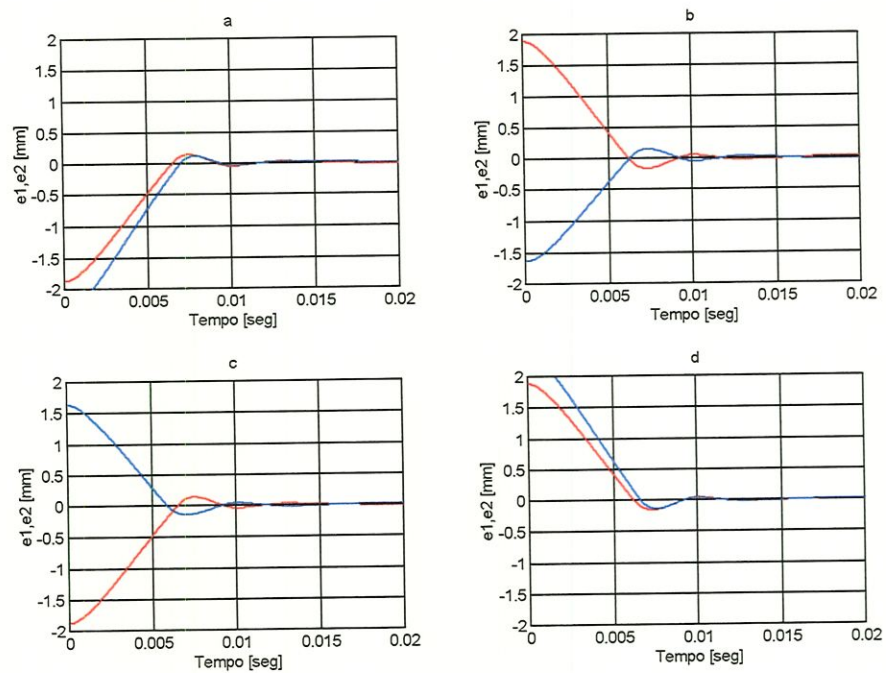


Figura 6. 48 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$).

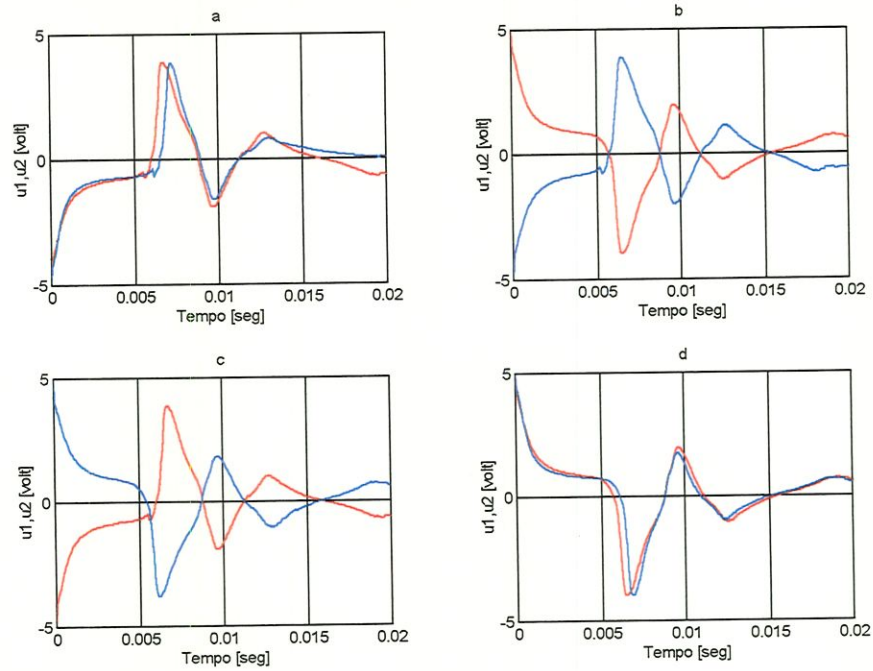


Figura 6. 49 - Curvas de resposta no tempo das saídas u_1 e u_2 do sistema de controle (modelo não-linear com $EP = 0,2rd$).

Nota-se que o comportamento dinâmico da planta é bastante semelhante ao anterior, com respostas rápidas e com baixos sobre-sinais.

6.2 - EXPERIMENTOS

A modelagem matemática e as simulações numéricas desenvolvidas neste trabalho tiveram como objetivos principais, permitir a síntese e a avaliação dos sistemas de controle. Através das estruturas apresentadas, pôde-se identificar uma técnica que seja adequada para implementação na estação de rastreamento, tendo-se em vista tanto o desempenho do comportamento do feixe laser sobre a célula de quadrantes como a facilidade de implementação.

Como pode ser notado através das simulações anteriores, dentre as técnicas estudadas, a técnica de atribuição da auto-estrutura com realimentação de saída é a que fornece melhor desempenho para a estação de rastreamento. Ainda, os requisitos de desempenho, como os anteriormente apresentados, podem ser previamente quantificados através dos autovalores e autovetores do sistema em malha

fechada. Isto permite que, nos estágios iniciais de síntese, a resposta seja moldada como desejado. Entretanto, para sua implementação, existe a necessidade de realimentar a corrente de armadura do motor CC, a posição e a velocidade angular do espelho de rastreamento e a posição do feixe laser sobre a célula. Com relação às técnicas de redes neurais e lógica difusa, isto é uma desvantagem pois obriga a utilização de um número maior de sensores e, portanto, um número maior de entradas no sistema de aquisição, manipulação e transmissão de sinais.

Para implementação do sistema de controle utilizando redes neurais ou lógica difusa, há a necessidade somente da aquisição do sinal de posição do feixe laser. Este sinal, para a presente aplicação, é um sinal analógico de tensão. Leituras de posições passadas, como necessário para estas técnicas, podem ser obtidas a partir do programa computacional de implementação, no caso o LabView[®].

Com relação ao desempenho simulado destas técnicas, nota-se que o regulador “self-learning” não foi satisfatório uma vez que os sobre-sinais de posicionamento e os tempos de acomodação foram altos, como já comentado. Para o regulador baseado em lógica difusa, existe a necessidade de incluir no algoritmo de controle, uma rotina de busca e interpolação na tabela de consulta o que, em termos de programação e tempo de processamento, é mais demorado. Já na utilização de redes neurais para o mapeamento da tabela de consulta difusa, pode-se observar que o comportamento dinâmico da planta foi satisfatório alcançando os requisitos de desempenho pré-estabelecidos. Além disto, a topologia da rede neural treinada é relativamente simples, sendo esta mais uma vantagem em termos de implementação.

Desta forma, dentre as quatro arquiteturas de controle estudadas neste trabalho, optou-se por implementar o regulador neural responsável pelo mapeamento da tabela de consulta difusa. Serão então apresentados a seguir, os procedimentos relativos aos testes experimentais propostos no Capítulo 4. A estação de rastreamento a laser, na sua configuração de teste, está mostrada nas Figuras 6.50 e 6.51.

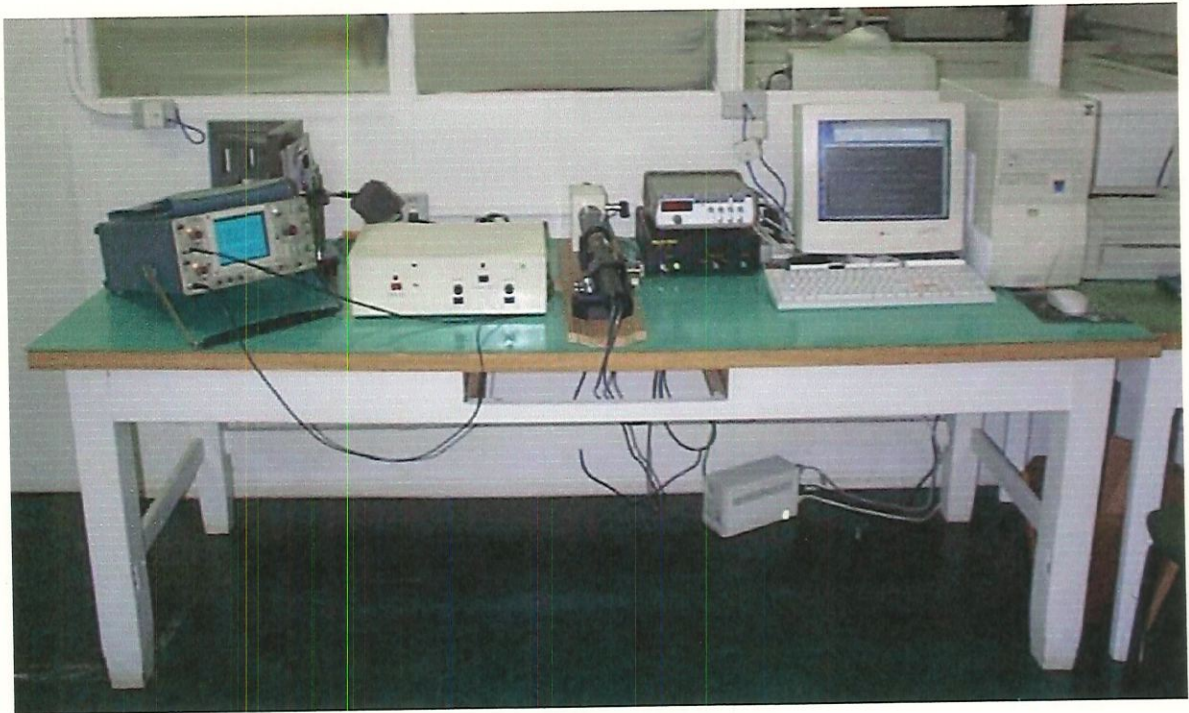


Figura 6.50 - Estação de rastreamento na configuração de teste (vista global).

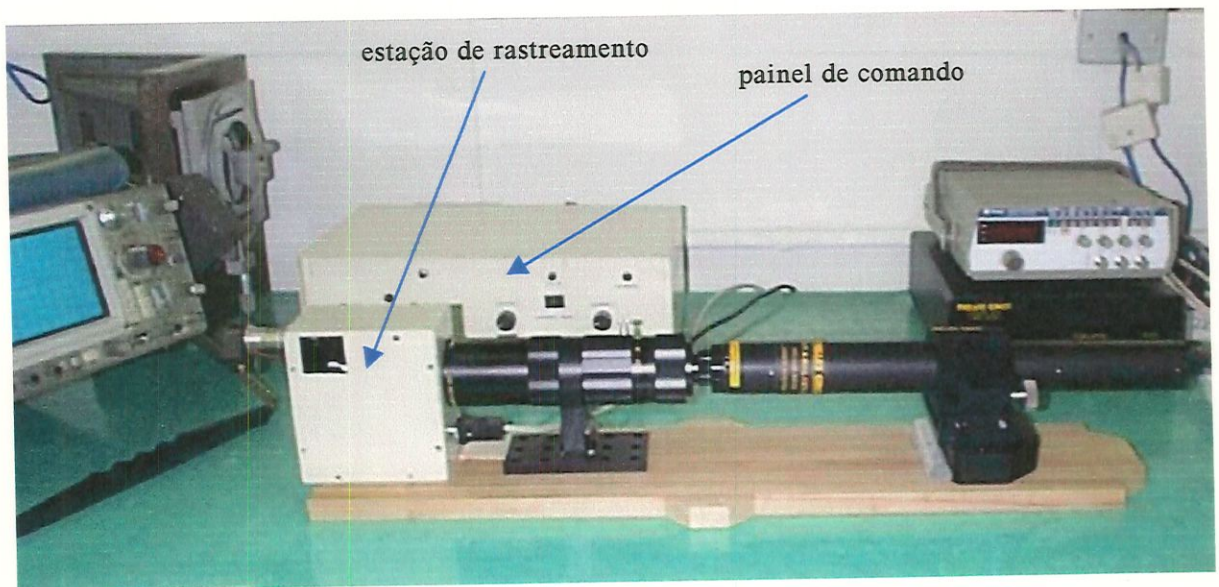


Figura 6.51 - Vista em detalhes da estação de rastreamento.

Como comentado, a fim de avaliar o desempenho da estação de rastreamento, foram realizados testes semelhantes aos simulados utilizando o esquema apresentado na Figura 4.2 e a estrutura de controle mostrada na Figura 4.5. Estes testes tratam da avaliação da capacidade da estação em direcionar o feixe laser para o centro da célula de quadrantes, após sofrer uma perturbação inicial, como descrito nas simulações. Assim, neste teste, a estação opera de forma autônoma gerando dois sinais de tensão proporcionais ao afastamento do feixe laser com relação ao centro da

célula, para cada um dos eixos considerados. Estes sinais de tensão serão lidos pela placa AT-MIO-16E-10, digitalizados e enviados ao microprocessador do Pentium II que os manipula segundo o algoritmo implementado. As saídas de controle u_1 e u_2 resultantes são enviadas novamente para a placa AT-MIO-16E-10. Nela os sinais são convertidos em analógicos e, a seguir, transmitidos para o sistema de processamento de sinais analógicos.

De uma forma geral, foram avaliados em conjunto o desempenho do sistema de medição, do sistema de comando e amplificação, do sistema de processamento de sinais analógicos, do sistema de aquisição, manipulação e transmissão de sinais, e dos motores de rastreamento. O mecanismo de rastreamento passou inicialmente por um ajuste de posicionamento com relação à fonte laser. Este ajuste foi feito de forma a alinhar os eixos horizontal e vertical com os eixos coordenados da célula de quadrantes, segundo o modelo apresentado na Figura 4.1. Visto não contar com um sistema adequado para este posicionamento da estação, o ajuste foi realizado manualmente baseando-se nos sinais gerados pela célula de quadrantes. Assim, um alvo retro-refletor foi deslocado na horizontal e na vertical sendo que, para estes movimentos, foram tomadas leituras nas saídas das placas da célula de quadrantes. Desta forma, a estação foi ajustada numa posição em que movimentos horizontais do alvo geram somente sinais de tensão relativos ao eixo y da célula e movimentos verticais do alvo geram somente sinais de tensão relativos ao eixo x da célula (Figura 5.1). Nesta condição, a estação foi fixada. Mesmo com este procedimento, verificou-se um pequeno acoplamento entre os sinais referentes a estes movimentos, indicando a existência de imperfeições geométricas como, por exemplo, não ortogonalidade entre os eixos de rotação dos espelhos.

Com relação a esta posição da estação, foram efetuados os ensaios de calibração da célula de quadrantes com o objetivo de permitir a determinação, algebricamente, do afastamento do feixe laser com relação ao seu centro, dados os sinais de tensão gerados. Neste sentido, posicionou-se o retro-refletor frontalmente à estação de rastreamento a fim de que o feixe laser incida aproximadamente na horizontal e paralelo ao eixo x . Estes ensaios foram realizados com o auxílio de uma mesa micrométrica de posicionamento, que foi fixada na posição vertical com o

auxílio de uma cantoneira (Figura 6.52) a uma distância de aproximadamente 600mm da estação. Sobre o plano da mesa micrométrica foi então fixado o retro-refletor que pôde, desta forma, ser adequadamente deslocado no plano vertical (plano yz segundo o modelo da estação).

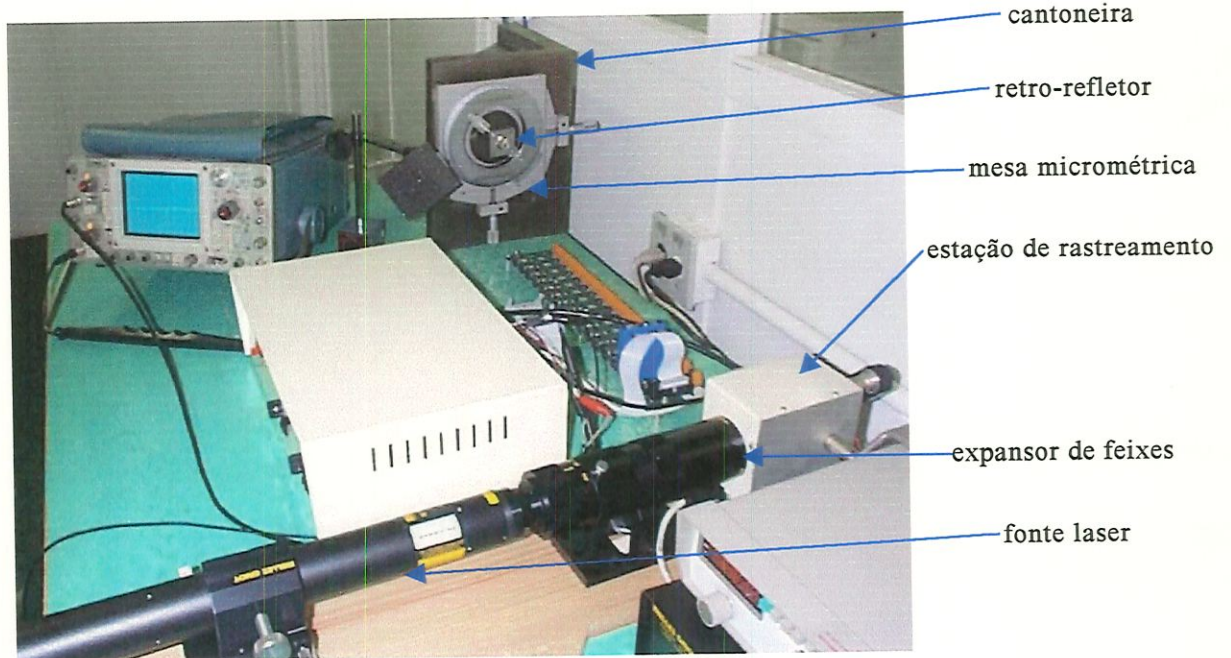


Figura 6.52 - Ensaio de calibração da célula de quadrantes.

Com o sistema (estação/retro-refletor) montado nesta configuração, o feixe laser atinge o centro do retro-refletor, gerando um feixe de retorno que coincide com o feixe incidente e, portanto, atinge o centro da célula de quadrantes. Nesta condição tem-se, de acordo com as equações 5.55 e 5.56, valores de tensão iguais a zero para ambos os eixos coordenados da célula. O diâmetro do feixe sobre a célula foi ajustado em aproximadamente 4mm, com o auxílio do expensor de feixes, para a distância estação/retro-refletor considerada.

Adotou-se então o seguinte procedimento para a calibração da célula: a partir do posicionamento anterior, o retro-refletor teve sua posição variada no plano yz, com o auxílio da mesa micrométrica, em $\pm 0,40\text{mm}$ sobre cada eixo individualmente. Como resultado, obtiveram-se variações proporcionais do feixe laser de retorno sobre os eixos da célula de quadrantes, sendo estas variações de $\pm 0,80\text{mm}$. Estas variações na posição do feixe laser geram um desbalanceamento de tensão nos hemisférios da célula, os quais foram lidos, correspondendo a posições proporcionais

do retro-refletor. Os resultados relativos às posições do feixe laser sobre a célula com relação aos valores gerados de tensão podem ser vistos na Figura 6.53 para o eixo x (eixo z do retro-refletor) e na Figura 6.54 para o eixo y (eixo y do retro-refletor).

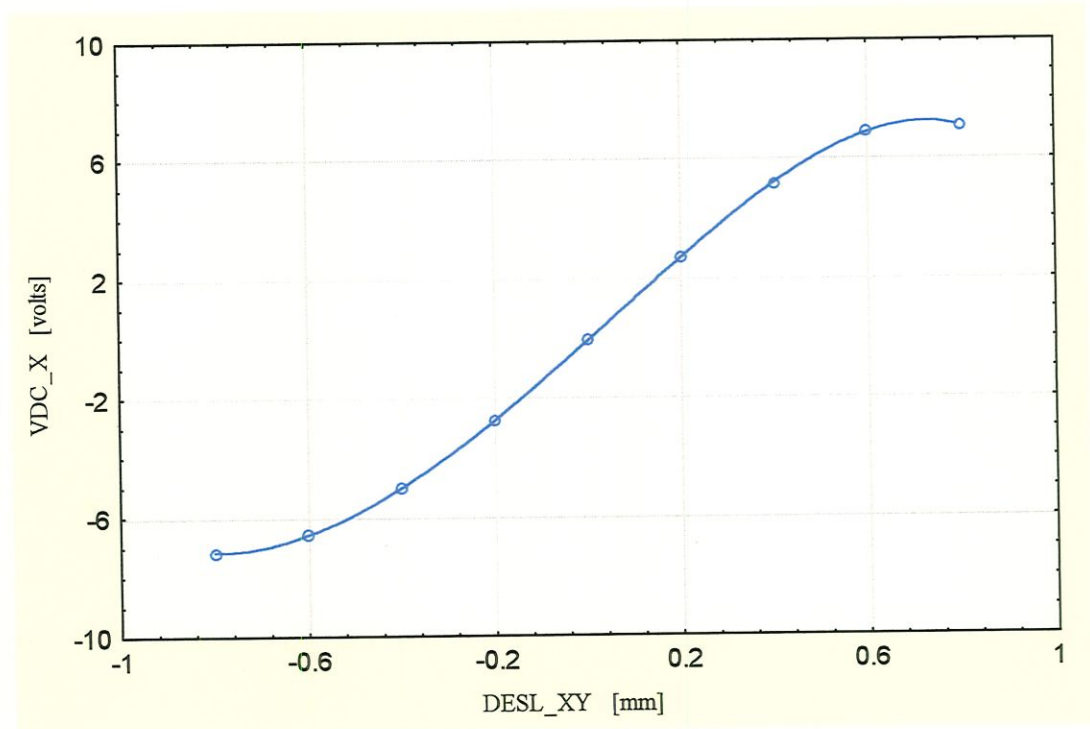


Figura 6.53 - Resultados experimentais para a calibração do eixo x da célula.

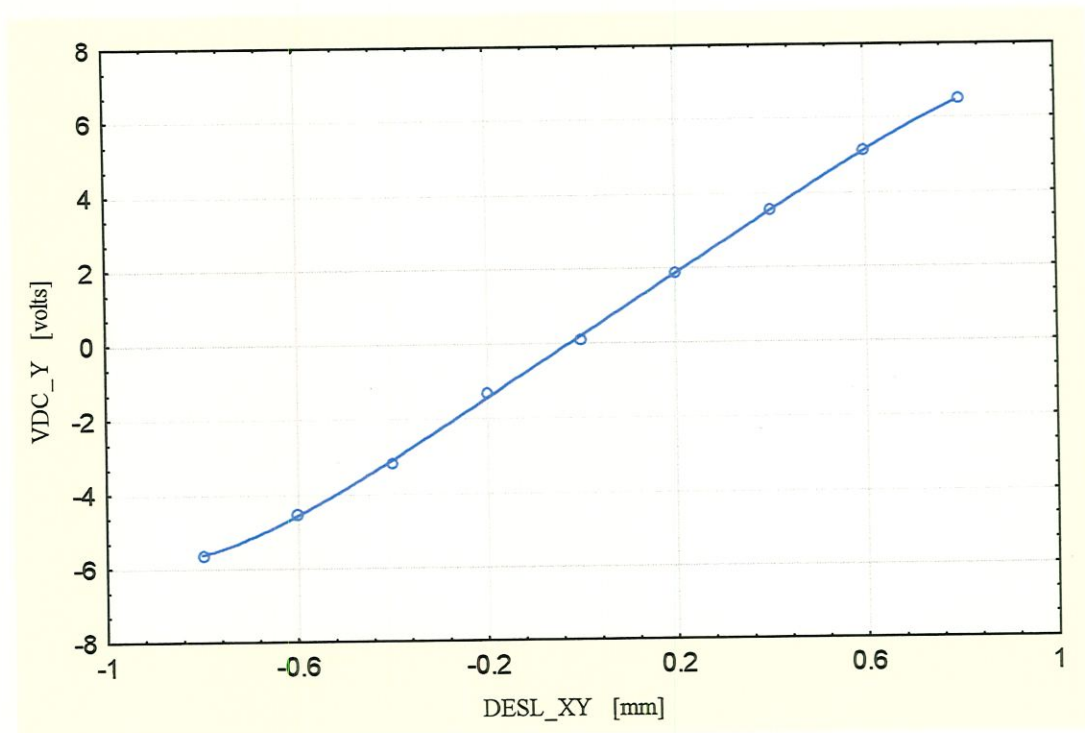


Figura 6.54 - Resultados experimentais para a calibração do eixo y da célula.

Para a obtenção destes resultados, consideraram-se 5 trajetos de idas e voltas do retro-refletor (fixado na mesa micrométrica), com o feixe laser inicialmente na posição central da célula. Foram então obtidas 10 leituras para cada posição e calculado o valor médio destas. Estes valores são mostrados através dos círculos azuis nos gráficos anteriores. Pode-se notar que o deslocamento do feixe laser sobre cada um dos eixos da célula apresenta uma faixa linear quando este encontra-se próximo ao seu centro e curvaturas que se acentuam a partir de 0,4mm. O pequeno movimento permitido ao feixe laser deve-se ao seu diâmetro quando sobre a célula, observando as restrições descritas para as equações (5.55) e (5.56).

Para movimentos fora da faixa considerada nas Figuras 6.53 e 6.54, o sinal da célula fica saturado em aproximadamente $\pm 7,25$ volts para ambos os eixos. Neste caso, para o diâmetro do feixe laser considerado, este começa a sair da célula, o que gera uma redução nos sinais de tensão gerados e, portanto, uma acentuação da não-linearidade observada nos extremos (ABACKERLI, 1992).

Considerando então o intervalo de $\pm 0,4$ mm, tem-se que as equações de calibração que relacionam as variações de tensão nos dois eixos da célula com os deslocamentos do feixe sobre estes eixos, são dadas por:

$$VDC_X = 0,024 + 10,272 * DESL_X \quad (6.1)$$

$$VDC_Y = 0,262 + 7,847 * DESL_Y \quad (6.2)$$

onde DESL_X e DESL_Y representam os deslocamentos do feixe laser tomados em milímetros (e_2 e e_1 , respectivamente) e, VDC_X e VDC_Y representam as tensões correspondentes às posições atingidas sobre cada eixo da célula (t_x e t_y , respectivamente). Com relação ao eixo x, o coeficiente de correlação foi de 0,9885 com desvio padrão de 0,0571, considerando um intervalo de confiança de 95%. Com relação ao eixo y, o coeficiente de correlação foi de 0,9989 com desvio padrão de 0,0175, considerando um intervalo de confiança de 95%.

A partir das equações (6.1) e (6.2) têm-se as equações que determinam os deslocamentos do feixe laser com os respectivos valores de tensão, sendo estes dados por:

$$\text{DESL_X} = -0,0023 + 0,0974 * \text{VDC_X} \quad (6.3)$$

$$\text{DESL_Y} = -0,0334 + 0,1274 * \text{VDC_Y} \quad (6.4)$$

Os coeficientes de correlação apresentados pelas equações anteriores mostram uma boa aproximação do modelo linear de regressão (ABACKERLI, 1992), validando sua implementação no algoritmo de controle a fim de calcular o erro de rastreamento em cada período de amostragem. Tendo-se então obtido as equações de calibração para a célula de quadrantes, o próximo passo foi o de formular o algoritmo a ser implementado no LabView[®]. Basicamente, este algoritmo pode ser representado pelos blocos mostrados no fluxograma da Figura 6.54, que apresenta o processamento do sinal proveniente de cada um dos eixos da célula de quadrantes.

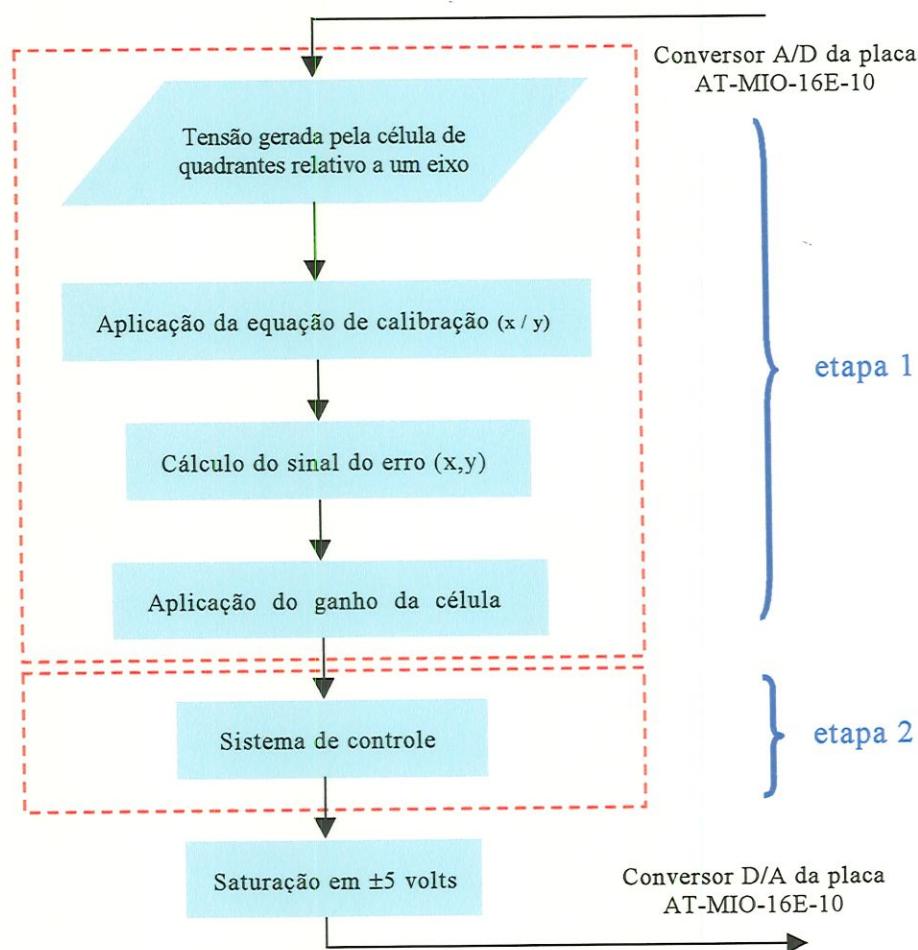


Figura 6.54 - Fluxograma do algoritmo a ser implementado no LabView[®].

A partir deste fluxograma, pode-se identificar e separar duas etapas de processamento. A etapa 1 refere-se a um pré-processamento dos dois sinais recebidos dos circuitos da célula de quadrantes. Inicialmente, estes sinais de tensão são recebidos pelo conversor A/D da placa AT-MIO-16E-10 e a eles são aplicados individualmente as equações de calibração da célula de quadrantes (equação (6.3) para o eixo x e equação (6.4) para o eixo y). Calculam-se os sinais de erro de posicionamento do feixe laser a partir dos sinais de referência, individualmente para os eixos y e z do retro-refletor e aplicam-se então, o ganho da célula. A etapa 2 refere-se à implementação do algoritmo de controle. Nesta etapa, os sinais de $erro_{1,2}$ são recebidos, calculam-se os valores de $\Delta erro_{1,2}$ a partir da diferença com relação aos erros no período de amostragem anterior e processam-se estes sinais segundo o algoritmo de controle baseado em uma rede neural. Este algoritmo será descrito a seguir.

Algoritmo de implementação do sistema de controle baseado em redes neurais:

A topologia da rede neural utilizada para mapear a tabela de consulta difusa (Tabela 6.2) é mostrada na Figura (6.55). Consta de dois nós de entrada, seis neurônios na camada intermediária e um neurônio na camada de saída. Suas matrizes de peso são apresentadas a seguir:

Pesos da camada intermediária:

$$W1 = \begin{bmatrix} 832,28 & 1346,80 \\ 9,25 & 34,19 \\ 0,804 & 162,68 \\ -76,38 & -138,56 \\ 2031,87 & -1584,55 \\ 76,855 & 139,63 \end{bmatrix} \quad B1 = \begin{bmatrix} 110,92 \\ 0,023 \\ 0,011 \\ 0,052 \\ 189,42 \\ -0,052 \end{bmatrix}$$

Pesos da camada de saída:

$$W2 = [-0,169 \quad 1,274 \quad 2,180 \quad -190,13 \quad 0,137 \quad -188,64]$$

$$B1 = [0,0465]$$

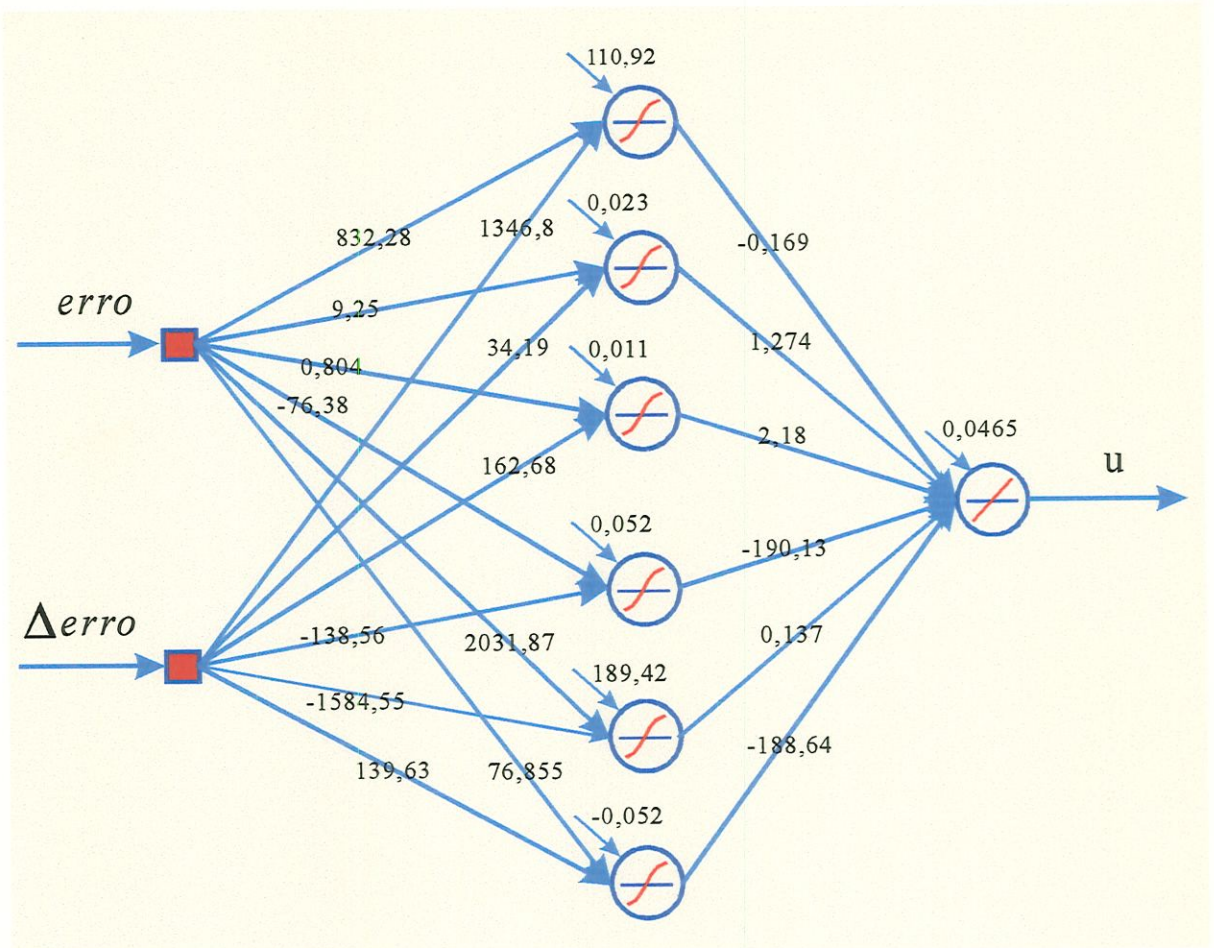


Figura 6.55 - Topologia da rede neural utilizada na implementação.

A partir de um par de entradas ($erro$, $\Delta erro$) no tempo de amostragem k , é realizado o cálculo do valor da entrada de controle u a ser aplicada no tempo $k+1$. De acordo com a equação 3.39 e com relação à camada intermediária da rede neural, tem-se que:

$$\begin{Bmatrix} v_1^{(1)}(k) \\ v_2^{(1)}(k) \\ v_3^{(1)}(k) \\ v_4^{(1)}(k) \\ v_5^{(1)}(k) \\ v_6^{(1)}(k) \end{Bmatrix} = \mathbf{W1} \begin{Bmatrix} erro(k) \\ \Delta erro(k) \end{Bmatrix} + \mathbf{B1}$$

Para as funções tangente hiperbólicas na camada intermediária dadas pela equação 3.46, pode-se calcular a saída de cada neurônio como sendo:

$$y_1^{(1)}(k) = \tanh(v_1^{(1)}(k))$$

$$y_2^{(1)}(k) = \tanh(v_2^{(1)}(k))$$

$$y_3^{(1)}(k) = \tanh(v_3^{(1)}(k))$$

$$y_4^{(1)}(k) = \tanh(v_4^{(1)}(k))$$

$$y_5^{(1)}(k) = \tanh(v_5^{(1)}(k))$$

$$y_6^{(1)}(k) = \tanh(v_6^{(1)}(k))$$

Finalmente, para o neurônio linear na camada de saída, tem-se que:

$$u(k) = v_1^{(2)}(k) = \mathbf{W2} \begin{Bmatrix} y_1^{(1)}(k) \\ y_2^{(1)}(k) \\ y_3^{(1)}(k) \\ y_4^{(1)}(k) \\ y_5^{(1)}(k) \\ y_6^{(1)}(k) \end{Bmatrix} + \mathbf{B2}$$

e, portanto, o processamento dos sinais de entrada realizados pela rede neural pode ser representado algebricamente como:

$$\begin{aligned} u(k) = & -0,169 * \tanh(832,28 * erro(k) + 1346,80 * \Delta erro(k) + 110,92) + \\ & 1,274 * \tanh(9,25 * erro(k) + 34,19 * \Delta erro(k) + 0,023) + 2,18 * \\ & \tanh(0,804 * erro(k) + 162,68 * \Delta erro(k) + 0,011) - 190,13 * \\ & \tanh(-76,38 * erro(k) - 138,56 * \Delta erro(k) + 0,052) + 0,137 * \\ & \tanh(2031,87 * erro(k) - 1584,557 * \Delta erro(k) + 189,42) - 188,64 \\ & * \tanh(76,855 * erro(k) + 139,63 * \Delta erro(k) - 0,052) + 0,0465 \end{aligned}$$

Com o objetivo de avaliar a validade desta equação com relação aos valores gerados nas simulações (Figura 6.42), esta foi programada em linguagem C++. Através então de um programa executável e da aplicação dos mesmos pares de entrada (*erro*, $\Delta erro$) utilizados nas simulações, obteve-se a superfície de decisão mostrada na Figura 6.56.

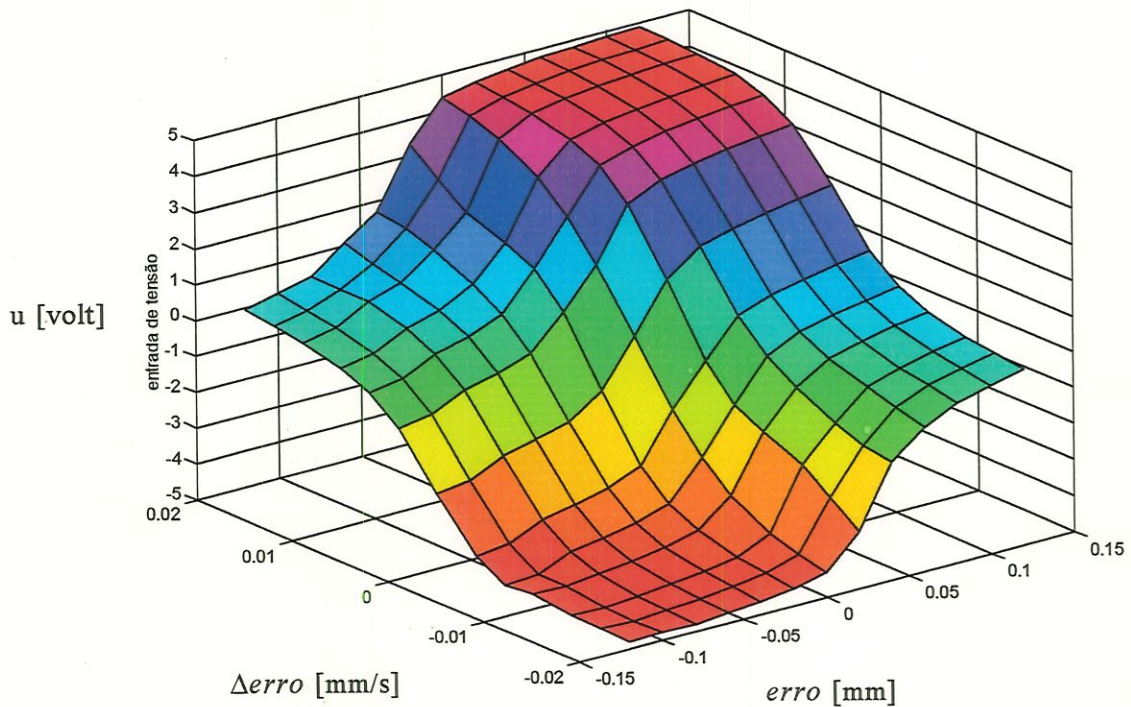


Figura 6.56 - Superfície de decisão calculada a partir da rede neural.

Como pode ser notado, esta superfície mostra-se bastante semelhante à obtida na Figura (6.42). A exatidão para os valores de u dados pares de valores de $(erro, \Delta erro)$ não foi levada em consideração pois verificou-se, através de simulações, que a semelhança das curvas no sentido de manter suas tendências, é suficiente para garantir o bom desempenho do sistema de controle. Isto demonstra que o equacionamento anteriormente proposto está adequado. Entretanto, aproveitando-se da propriedade de redes neurais de ser tolerante a falhas (HAYKIN, 1994) e de forma a diminuir o tempo de cálculo, verificou-se a possibilidade de simplificar esta equação visando sua implementação no programa LabView[®]. Com isto, usando o programa anterior em C++, esta equação foi simplificada analisando a influência de cada peso na saída da rede. Obteve-se desta análise, a seguinte equação simplificada:

$$\begin{aligned}
 u(k) = & 1,3 * \tanh(9 * erro(k) + 35 * \Delta erro(k)) + 2 * \tanh(erro(k) + 163 * \\
 & \Delta erro(k)) - 190,13 * \tanh(-76,4 * erro(k) - 139 * \Delta erro(k) + 0,05) \\
 & + 0,1 * \tanh(2032 * erro(k) - 1585 * \Delta erro(k) + 189) - 188,6 * \\
 & \tanh(76,9 * erro(k) + 140 * \Delta erro(k) - 0,05)
 \end{aligned}$$

Usando esta equação, obteve-se a superfície de decisão mostrada na Figura 6.57:

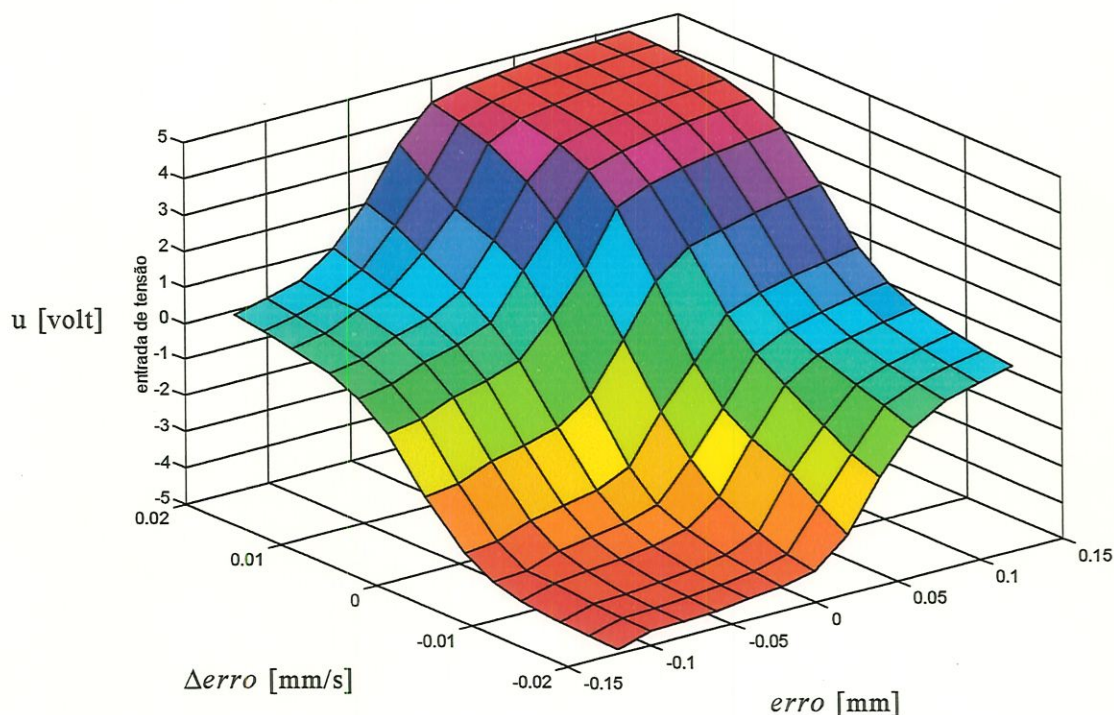


Figura 6.57 - Superfície de decisão calculada a partir da simplificação da rede.

Esta superfície mostrou-se semelhante à anterior (Figura 6.56), estando então compatível com a rede neural utilizada nas simulações. Pode portanto, ser implementada no bloco de controle proposto no fluxograma da Figura 6.54.

Um programa computacional foi editado em ambiente LabView[®], com o objetivo de criar o painel virtual de um instrumento que representa o sistema de controle da estação de rastreamento a laser. Este programa foi editado a partir de rotinas de exemplos já prontas, constantes nas bibliotecas do LabView[®]. O painel principal de comando deste 'instrumento virtual' é apresentado na Figura 6.58 e o diagrama de blocos correspondente é mostrado na Figura 6.59. Neste programa, são realizadas as operações matemáticas necessárias para gerar os sinais de controle u_1 e u_2 , responsáveis por direcionar o feixe laser para o centro do retro-refletor.

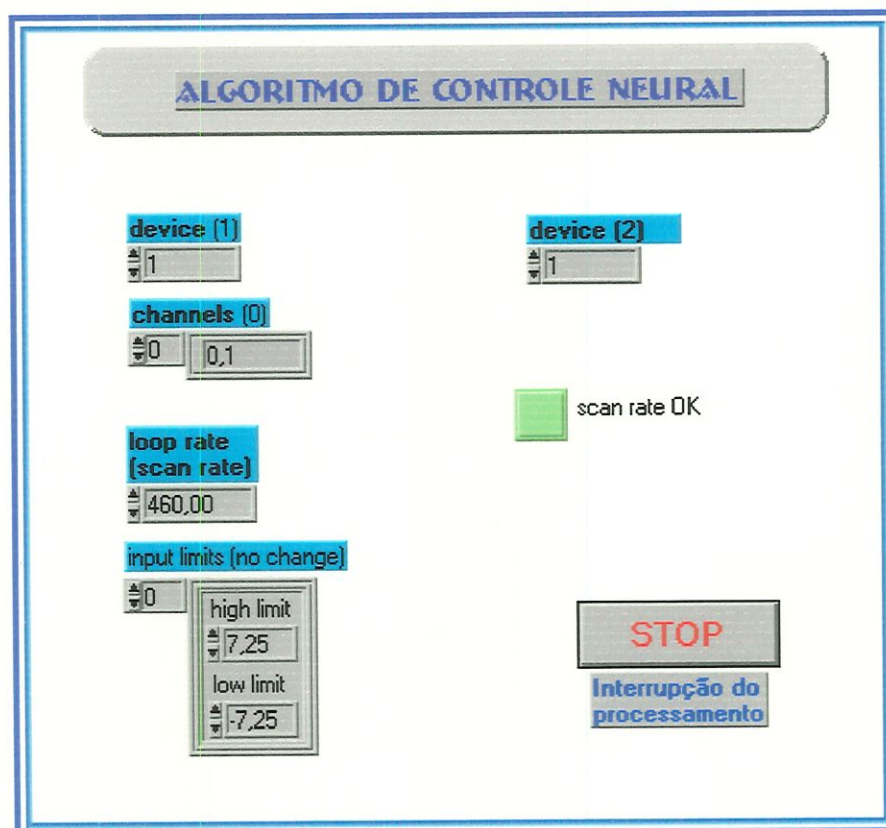


Figura 6.58 - Painel principal de comando do instrumento virtual.

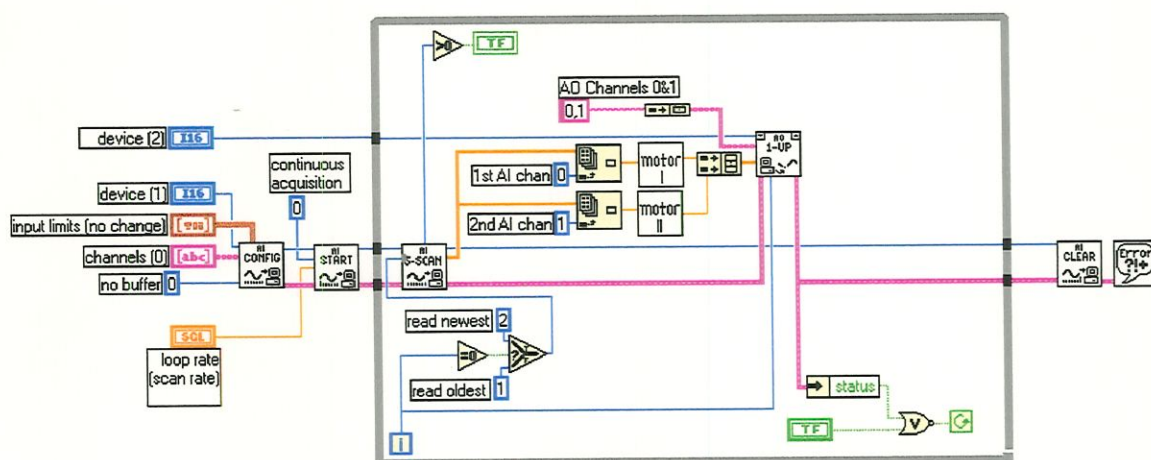


Figura 6.59 - Diagrama de blocos correspondente ao painel principal.

Nos blocos 'motor I' e 'motor II' da Figura 6.59 foram implementados respectivamente o algoritmo de processamento de sinal para os eixos y e x da célula, como mostrado na Figura 6.54. O painel de comando relativo ao 'motor I' é apresentado na Figura 6.60. O diagrama de blocos correspondente é apresentado na Figura 6.61. Nas Figuras 6.62 e 6.63 são apresentados respectivamente o painel de comando do 'motor II' e seu diagrama de blocos.

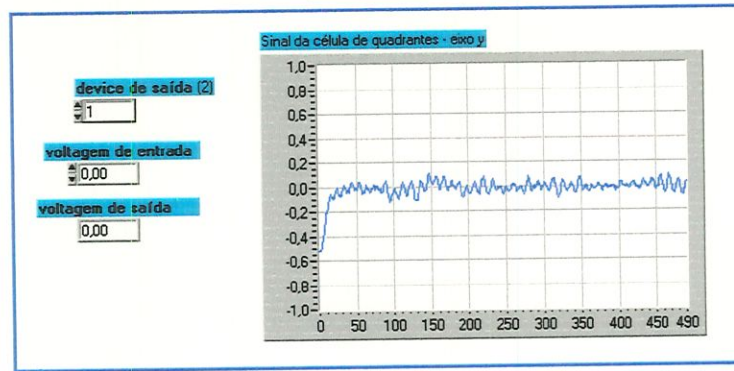


Figura 6.60 - Painel de comando do bloco 'motor I'.

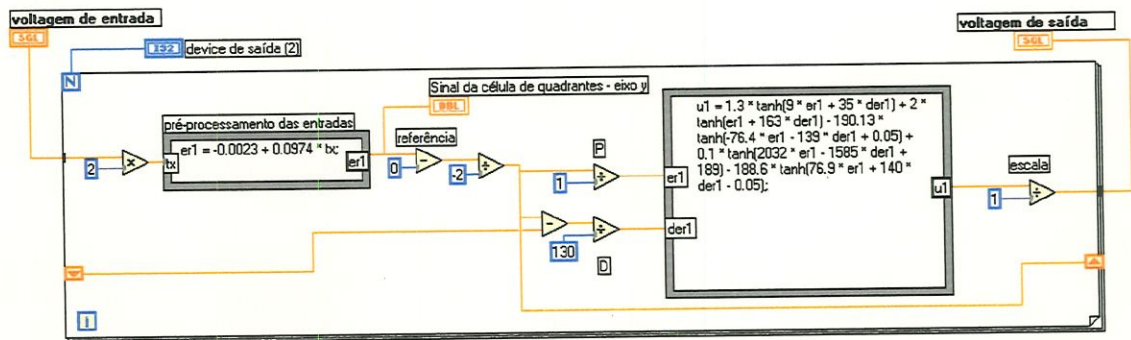


Figura 6.61 - Diagrama de blocos correspondente ao 'motor I'.

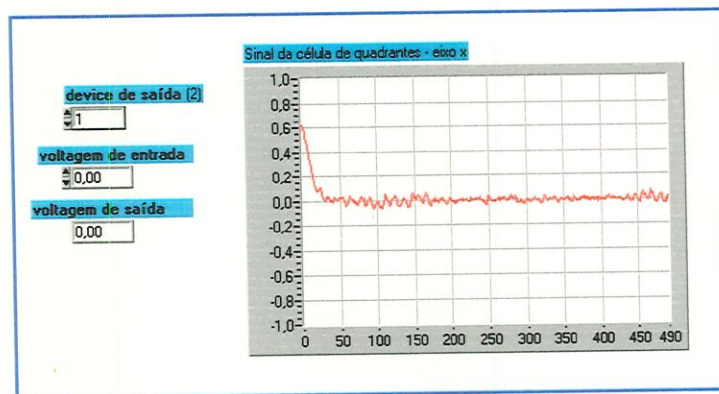


Figura 6.62 - Painel de comando do bloco 'motor II'.

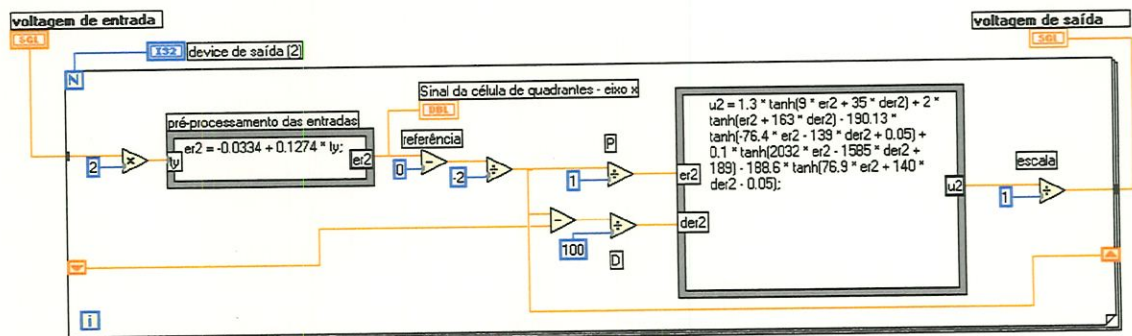


Figura 6.63 - Diagrama de blocos correspondente ao 'motor II'.

Tendo sido programado o sistema de controle no LabView[®], a placa AT-MIO-16E-10 foi conectada aos circuitos da estação como mostrado na Figura 4.2. Todos os testes experimentais do sistema de controle foram realizados em um laboratório com temperatura regulada, com a estação sobre uma bancada de ensaios sujeita às vibrações do ambiente e com as tensões de alimentação dos circuitos eletrônicos sujeitas às flutuações devido a possíveis variações de tensão da rede nas adjacências do laboratório. Utilizou-se a mesma montagem apresentada na Figura 6.50 com a estação posicionada frontalmente ao retro-refletor, a uma distância de aproximadamente 600mm. Nesta configuração, os espelhos de rastreamento foram comandados manualmente de forma a direcionar o feixe laser para uma posição desejada no retro-refletor. Os sinais de tensão gerados a partir dos circuitos da célula de quadrantes foram então monitorados utilizando um osciloscópio. Com o feixe posicionado como desejado sobre a célula, o sistema de controle pode ser acionado a partir do painel principal do 'instrumento virtual' (Figura 6.58).

Nos testes iniciais de avaliação do sistema de controle, com o feixe laser nas imediações do centro da célula, os sinais de saída para o acionamento dos motores foram relativamente elevados. A amplitude de rotação dos espelhos de rastreamento no direcionamento do feixe laser foram, da mesma forma, elevadas. Consequentemente, este comportamento induziu a uma perda do sinal do laser com relação a área efetiva da célula e uma perda dos sinais de realimentação.

Através de um ajuste de ganhos dos sinais de entrada e de saída da rede neural implementada observou-se que, para a presente aplicação, a diminuição da ação derivativa apresenta efeitos de melhoria nos sinais de realimentação. Como apontado por ABACKERLI (1992), dada a alta sensibilidade da célula de quadrantes, as variações de intensidade luminosa do feixe tendem a produzir ruídos com amplitudes sensíveis no sinal de realimentação. Assim, a ação derivativa dos sinais de erro da célula que contêm estes ruídos influenciam de forma negativa a implementação do sistema de controle. Desta forma, o comportamento instável inicialmente notado deve-se principalmente à influência de sinais com frequências espúrias presentes na célula decorrentes de interferências da iluminação ambiente, vibrações, variações na temperatura ambiente, oscilações nas tensões de alimentação e devido aos efeitos de

“pointing stability” do laser (ABACKERLI, 1992).

Diante destes fatores, optou-se por fazer ajustes individuais nos valores dos ganhos das entradas da rede neural sobre cada eixo da estação. Teve-se o cuidado de garantir os requisitos de desempenho estabelecidos para a estação, principalmente com relação a estabilidade, respostas rápidas no direcionamento do feixe laser e baixos erros de regime. Foram então realizados os primeiros testes.

Como já comentado e como realizado nas simulações, o protótipo desenvolvido foi avaliado verificando a habilidade do seu sistema de controle em reposicionar os espelhos quando o feixe laser é deslocado do centro do alvo. Sendo que os ajustes iniciais foram realizados individualmente, os ensaios do motor 1 foram realizados com o motor 2 desligado e sem a aquisição do sinal gerado pelo eixo x da célula. Da mesma forma, os ensaios do motor 2 foram realizados com o motor 1 desligado e sem a aquisição do sinal gerado pelo eixo y da célula. Adotou-se este procedimento visando facilitar o ajuste proposto.

Para o motor 1, após o ajuste adequado nos ganhos realizado no diagrama de blocos da Figura 6.61, dois testes foram efetuados. No primeiro, posicionou-se o feixe laser em aproximadamente $+0,6\text{mm}$ na direção y da célula a partir do painel de comando da estação e com o auxílio do osciloscópio. O sistema de controle foi acionado e logo a seguir foi pressionado o botão de interrupção de processamento. O gráfico resultante foi então copiado para ser analisado posteriormente. Este gráfico está mostrado na Figura 6.64. No segundo teste, posicionou-se o feixe laser em aproximadamente $-0,6\text{mm}$ na direção y da célula, sendo realizado o mesmo procedimento anterior. O gráfico resultante está mostrado na Figura 6.65.

Para o motor 2, o ajuste nos ganhos foi realizado no diagrama de blocos da Figura 6.63. No primeiro teste, posicionou-se o feixe em aproximadamente $+0,6\text{mm}$ na direção x da célula a partir do painel de comando da estação e com o auxílio do osciloscópio. O sistema de controle foi acionado e logo a seguir foi pressionado o botão de interrupção de processamento. O gráfico resultante foi então copiado para ser analisado posteriormente. Este gráfico está mostrado na Figura 6.66. No segundo

teste, posicionou-se o feixe laser em aproximadamente $-0,6\text{mm}$ na direção x da célula, sendo realizado o mesmo procedimento anterior. O gráfico resultante está mostrado na Figura 6.67.

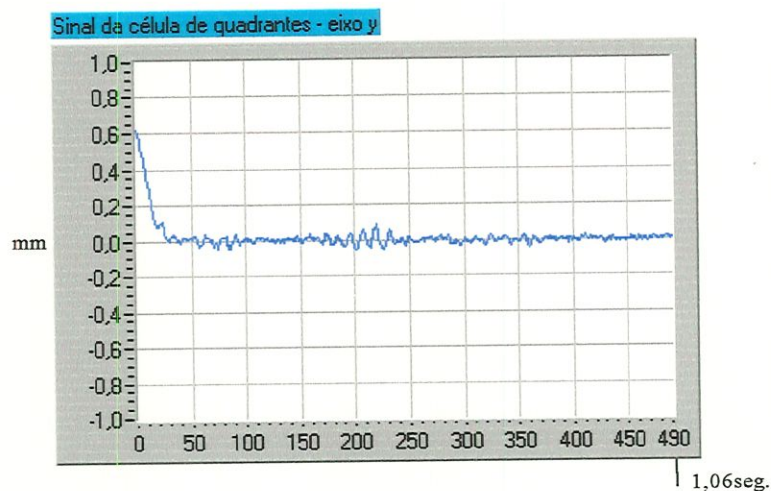


Figura 6.64 - Curva de resposta no tempo da variável e_1 .

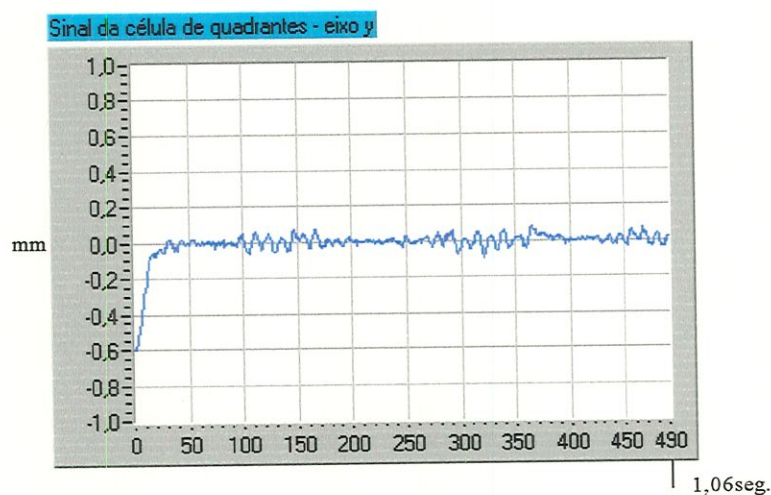


Figura 6.65 - Curva de resposta no tempo da variável e_1 .

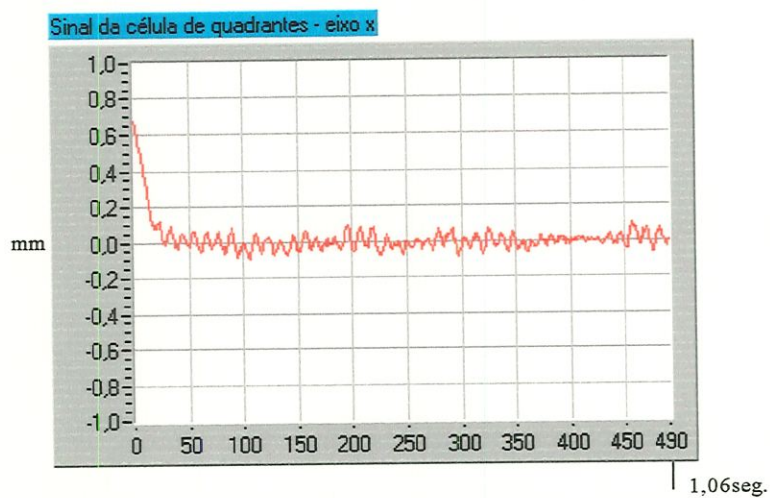


Figura 6.66 - Curva de resposta no tempo da variável e_2 .

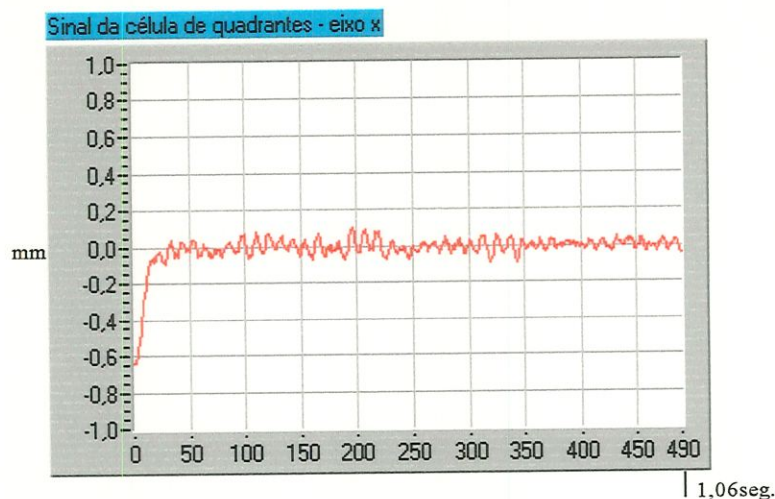


Figura 6.67 - Curva de resposta no tempo da variável e_2 .

Os resultados obtidos nestes experimentos mostram-se muito coerentes com relação aos resultados obtidos nas simulações sendo que o sistema de controle cumpre os requisitos de desempenho propostos. As diferenças mais expressivas foram o tempo de resposta e a presença de ruído observado no sinal da célula de quadrantes. Pode ser notado que este ruído induz um constante acionamento dos motores de rastreamento o que ocasiona um sinal oscilatório em torno do valor de referência. Considerando o valor de tempo mostrado nas figuras, a resposta do feixe para as perturbações analisadas é em torno de 0,055s.

Para os ensaios experimentais com os dois motores funcionando simultaneamente, foram introduzidas perturbações como as anteriores. Esta escolha está consistente com as simulações e permite analisar a capacidade da estação em reposicionar os espelhos a partir de movimentos do alvo em qualquer direção. Além disto, possibilita analisar as características de resposta no tempo do feixe laser (estabilidade, tempo de resposta, sobre-sinal e tempo de acomodação). Os resultados serão mostrados e discutidos a seguir.

Os gráficos mostrados na Figura 6.68 mostram as curvas de resposta no tempo do feixe laser nas direções x e y da célula de quadrantes. A perturbação introduzida foi um deslocamento do feixe laser de aproximadamente -0,6mm na direção x e de aproximadamente -0,6mm na direção y. Pode-se notar que o comportamento dinâmico foi satisfatório uma vez que as respostas foram rápidas e sem sobre-sinal. Como já comentado, apenas o sinal de ruído da célula de quadrantes

causou um efeito perturbador na resposta da estação. Os tempos de resposta foram igualmente satisfatórios mostrando que os ajustes nos ganhos das entradas e saída da rede neural estão consistentes. Estes resultados mostram-se ainda satisfatórios com relação aos resultados simulados.

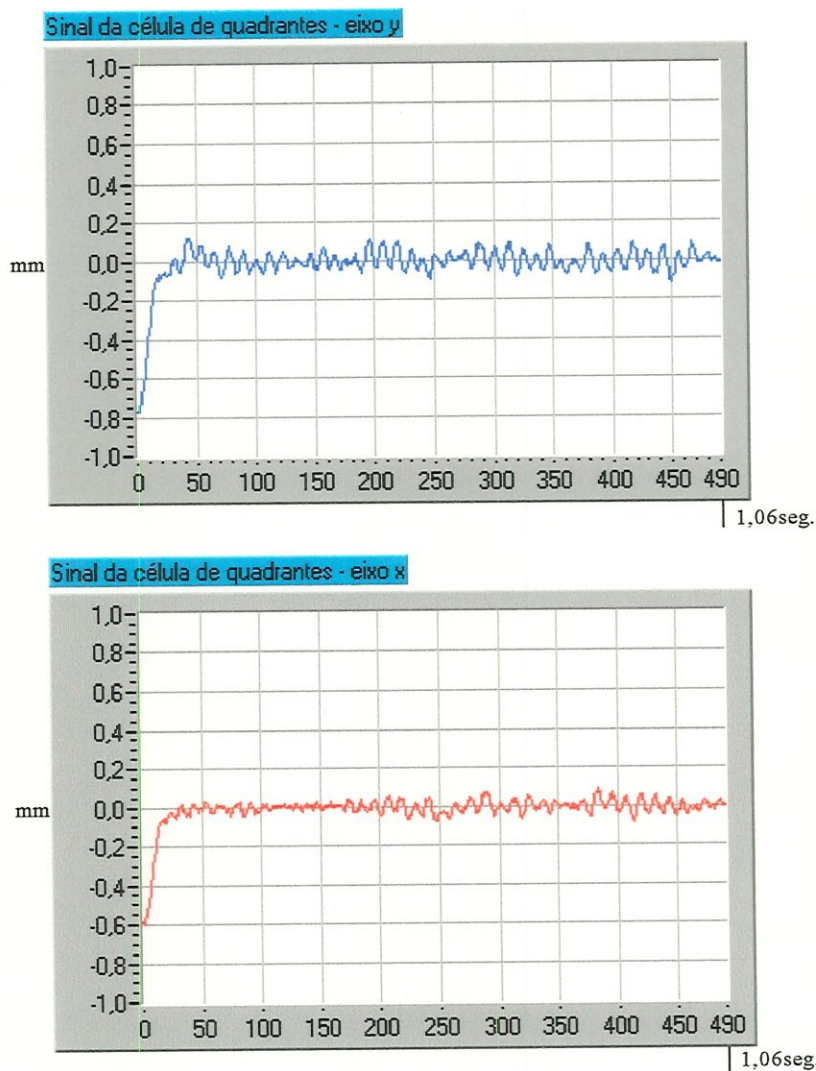


Figura 6.68 - Curvas de resposta no tempo para as variáveis e_1 e e_2 .

Nos gráficos mostrados na Figura 6.69 a perturbação introduzida foi um deslocamento do feixe laser de aproximadamente $+0,6\text{mm}$ na direção x e de aproximadamente $-0,6\text{mm}$ na direção y . Da mesma forma que no caso anterior, pode-se notar que o comportamento dinâmico foi satisfatório uma vez que as respostas foram rápidas e sem sobre-sinal. Os tempos de resposta foram igualmente satisfatórios.

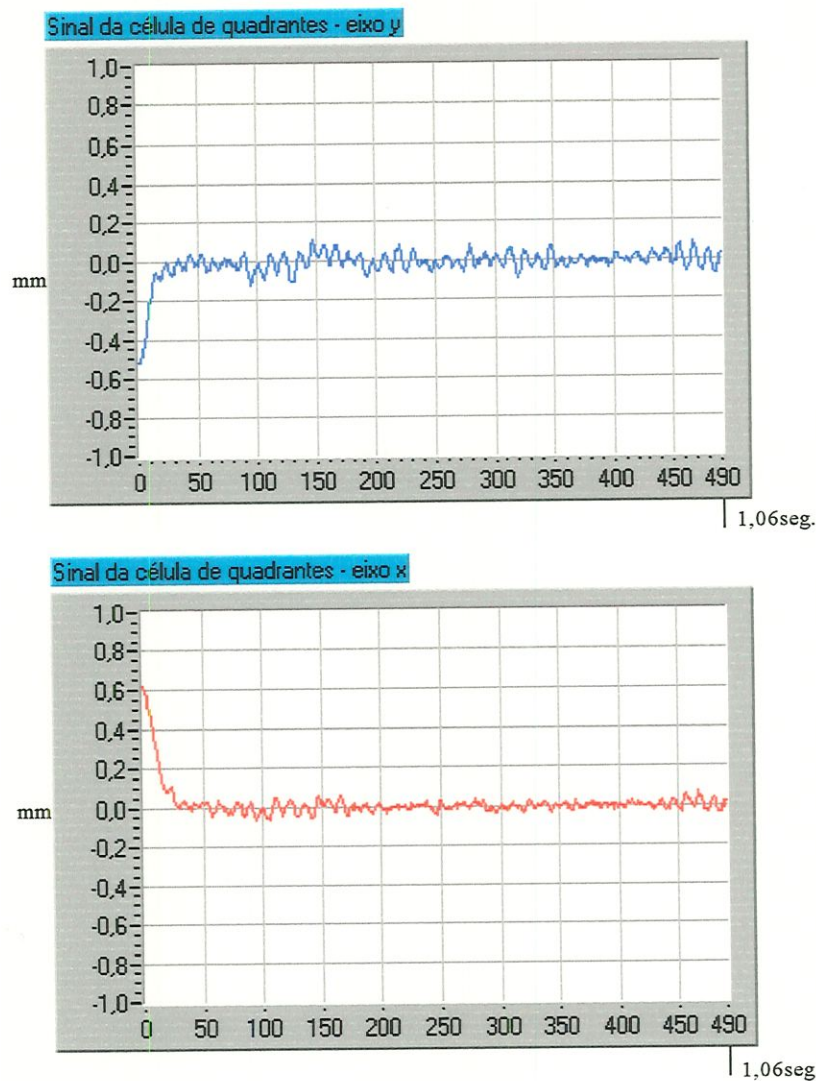


Figura 6.69 - Curvas de resposta no tempo para as variáveis e_1 e e_2 .

Nos gráficos mostrados na Figura 6.70 a perturbação introduzida foi um deslocamento do feixe laser de aproximadamente $-0,6\text{mm}$ na direção x e de aproximadamente $+0,6\text{mm}$ na direção y . Da mesma forma que no caso anterior, pode-se notar que o comportamento dinâmico foi satisfatório uma vez que as respostas foram rápidas e sem sobre-sinal. Os tempos de resposta foram igualmente satisfatórios.

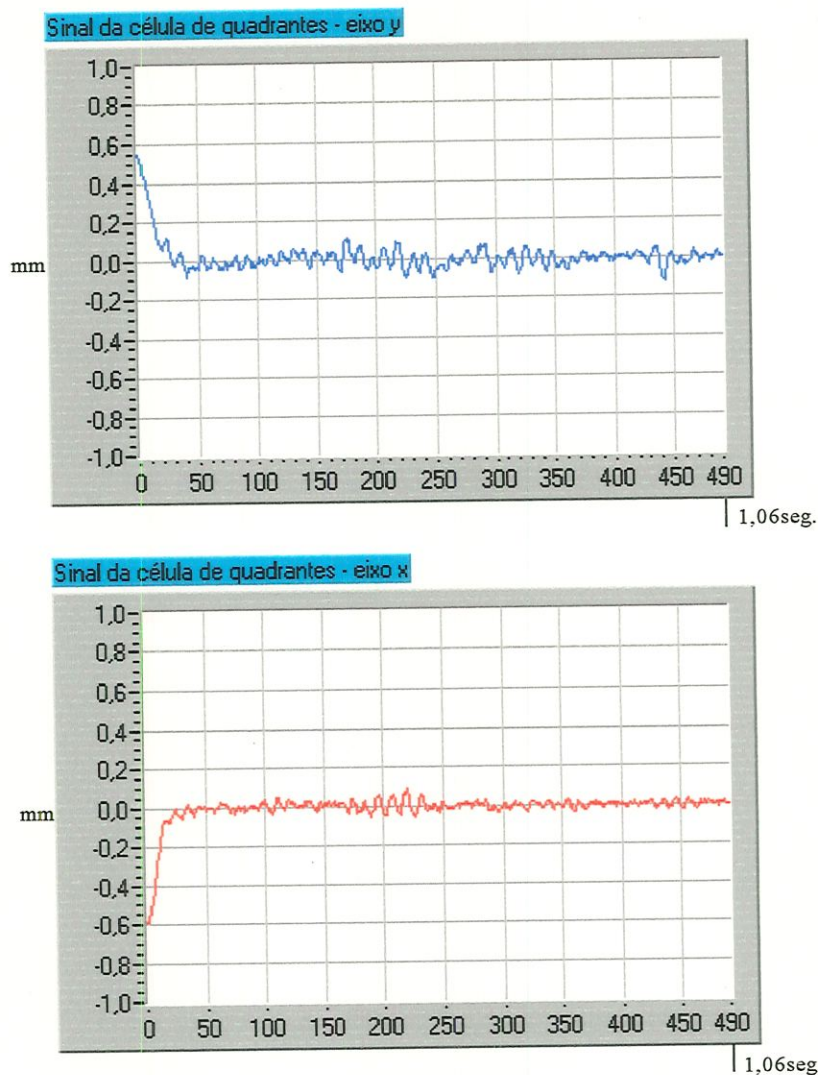


Figura 6.70 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 .

Nos gráficos mostrados na Figura 6.71 a perturbação introduzida foi um deslocamento do feixe laser de aproximadamente +0,6mm na direção x e de aproximadamente +0,6mm na direção y. Da mesma forma que no caso anterior, pode-se notar que o comportamento dinâmico foi satisfatório uma vez que as respostas foram rápidas e sem sobre-sinal. Os tempos de resposta foram igualmente satisfatórios.

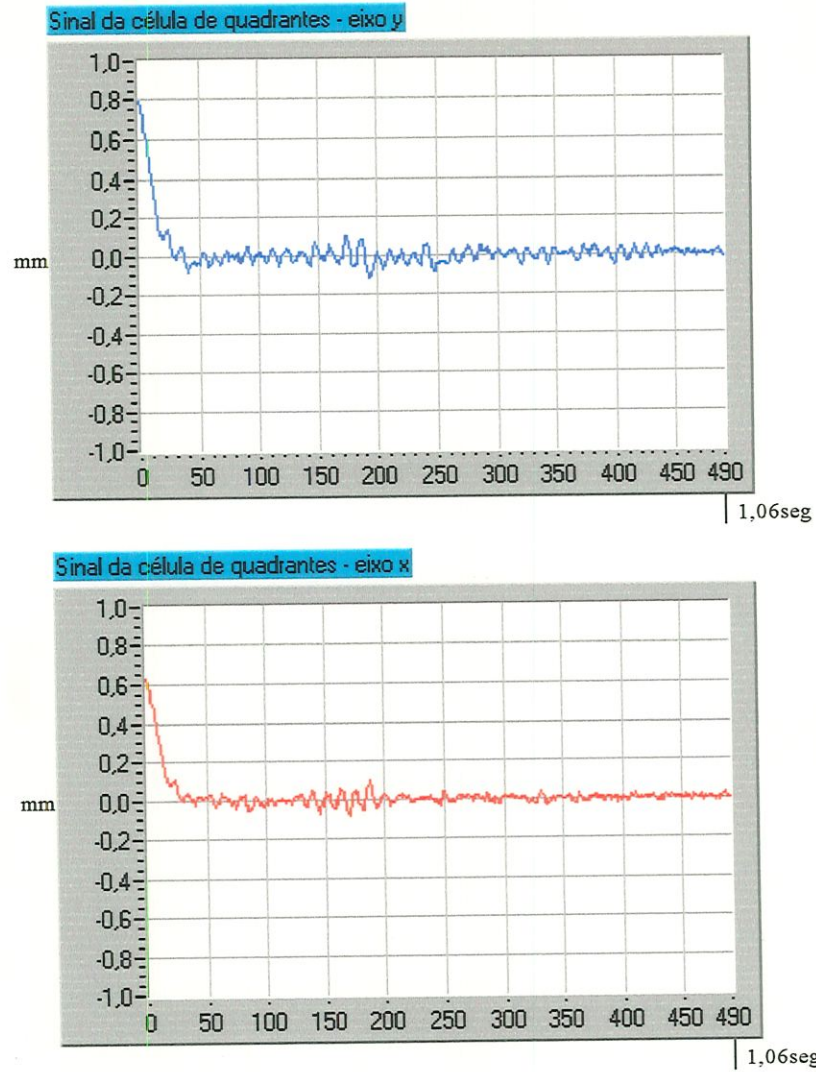


Figura 6.71 - Curvas de resposta no tempo das variáveis e_1 e e_2 .

Os resultados experimentais anteriores validam o sistema de controle na forma como foi sintetizado e comprovam a viabilidade da utilização de motores CC em sistemas de rastreamento a laser na configuração proposta.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho foram apresentados os desenvolvimentos relativos ao projeto e construção de uma estação de rastreamento a laser baseada em motores CC e a síntese de seu sistema de controle. Esta estação foi configurada a partir de dois espelhos planos com eixos de rotação dispostos ortogonalmente entre si. Desta forma, um feixe laser pode ser direcionado para o centro de um alvo retro-refletor após sofrer duas reflexões consecutivas no mecanismo de rastreamento. Teve-se como objetivos principais a implementação de um protótipo de baixo custo e a identificação de uma técnica de síntese de sistemas de controle que assegure um desempenho tão satisfatório quanto possível, permitindo a sua utilização futura em um Sistema de Rastreamento a Laser. Este sistema representa atualmente a técnica mais promissora para medidas de posição de atuadores de robôs em movimento (GANDER et al., 1994).

Assim, apresentou-se uma revisão bibliográfica sobre sistemas de rastreamento a laser com eixos ortogonais de rotação e sobre técnicas de síntese de sistemas de controle. As técnicas utilizadas foram atribuição da auto-estrutura, redes neurais artificiais e lógica difusa. Desenvolveu-se então um modelo matemático para a estação de rastreamento e, para a identificação da técnica a ser implementada, foram feitas simulações para avaliação do desempenho dos sistemas de controle. Um algoritmo de controle baseado em redes neurais artificiais e lógica difusa foi programado utilizando o LabView[®]. Para sua implementação, utilizou-se uma placa de aquisição, manipulação e transmissão de sinais (AT-MIO-16E-10) e um microcomputador Pentium II 300MHz com 256Mbytes de RAM. O desempenho do sistema de controle foi analisado e discutido em termos dos requisitos de desempenho

da estação tais como, estabilidade, rapidez de resposta, sobre-sinal de posicionamento, tempo de acomodação e erro de regime.

Considerando o protótipo desenvolvido neste trabalho, as seguintes considerações podem ser feitas:

- A utilização de motores CC para o direcionamento dos espelhos de uma estação de rastreamento a laser na configuração de dois eixos ortogonais de rotação apresentou bom desempenho nos testes que foram realizados. O comportamento do feixe laser sobre a célula foi estável, com boa velocidade de resposta dos motores (em torno de 0,055s para as perturbações analisadas), zero sobre-sinal de posicionamento (o que demonstra boa estabilidade relativa da estação), baixo tempo de acomodação e erro de regime zero a não ser pelo ruído observado nos sinais da célula de quadrantes.
- A substituição dos galvanômetros por motores CC é uma solução que permite a diminuição do custo da estação. Neste caso, um galvanômetro da General Dynamics adequado para esta aplicação, com sistema de potência, cabos e conectores tem um custo de aproximadamente US\$3500,00. O motor CC da Minimotor AS com sistema de potência apresenta um custo de US\$220,00. Isto significa uma diminuição no custo de aproximadamente 16 vezes.
- A modelagem matemática utilizando a técnica das transformações homogêneas é uma ferramenta poderosa pois permitiu o dimensionamento dos elementos constituintes do mecanismo de rastreamento e também a consideração das imperfeições geométricas da estação.
- A modelagem matemática mostrou-se muito útil na síntese dos sistemas de controle e nas simulações numéricas realizadas. Através destas simulações, pôde-se atestar a efetividade dos sistemas de controle sintetizados a partir das técnicas propostas e mostrar a consistência com os testes experimentais.

Considerando a implementação do sistema de controle utilizando o LabView[®], a seguinte consideração pode ser feita:

- O ambiente de programação oferecido pelo LabView[®] para implementação de algoritmos complexos de sistemas de controle como, por exemplo, redes neurais artificiais, lógica difusa, controle robusto, etc., é de fácil configuração. Trata-se de um pacote amigável de programação gráfica que possui blocos com funções específicas já definidas. O sistema de controle implementado na estação de rastreamento permitiu satisfazer os requisitos de boa velocidade de resposta, baixo sobre-sinal e baixo erro de regime estando consistente com as simulações. Foi identificado um tempo de atraso na resposta da placa AT-MIO-16E-10 que depende do tempo de conversação com o processador do microcomputador, sendo este um limitante para o desempenho da estação. Neste caso, o desempenho pode ser melhorado através da utilização de uma placa dedicada às tarefas de controle, constituída por um processador de sinais digitais (DSP) e com os circuitos de retenção e amostragem, conversor A/D e conversor D/A implementados em um único circuito integrado. Estes processadores, ao contrário dos microprocessadores de microcomputadores, são otimizados para realizarem operações matemáticas com altíssimas velocidades sendo ainda menores e de menor custo. O sistema de controle pode ser, da mesma forma, implementado através de programação.

Considerando as técnicas de atribuição da auto-estrutura, redes neurais e lógica difusa, as seguintes considerações podem ser feitas:

- A técnica de atribuição da auto-estrutura com realimentação de saída é flexível na síntese de sistemas de controle de sistemas dinâmicos multivariáveis, fornecendo respostas a transientes que permite alcançar os requisitos de desempenho da estação de forma a encontrar boas características de resposta sem a necessidade de altos valores de ganhos de realimentação. A formulação apresentada no Capítulo 3 permite o cálculo direto da matriz de ganhos sem a necessidade de operações com matrizes complexas e pode ser facilmente programada utilizando um processador matricial.
- O sistema de controle com realimentação de saída apresenta uma boa robustez de estabilidade pois fornece bom desempenho quando utilizado em diferentes modelos matemáticos da estação de rastreamento a laser.

- Na utilização do sistema de controle difuso observou-se um grande ganho de desempenho em termos de baixo sobre-sinal de posicionamento, apenas com a consideração de 49 ou mais regras lógicas. Para a implementação da tabela de consulta resultante, é necessária a programação de rotinas de busca e interpolação, sendo esta uma das principais desvantagens com relação a redes neurais artificiais. Este fato limita sua aplicação em sistemas que necessitam de frequência de amostragem alta.
- A rede neural utilizada no mapeamento da tabela de consulta difusa foi satisfatória em termos de 'aprender' as não linearidades da superfície de decisão gerada através da utilização de lógica difusa. As simulações e os resultados experimentais realizados ilustram a efetividade deste procedimento.
- Como pôde-se notar através da síntese do sistema de controle baseado em lógica difusa, não houve a necessidade da definição de um modelo matemático da estação. Entretanto, o modelo obtido no Capítulo 5 permite uma avaliação a 'priori' do desempenho do sistema de controle através de simulação.

Através dos resultados obtidos com o protótipo desenvolvido, algumas sugestões podem ser feitas quanto à continuação deste trabalho.

- Na área de aplicação da técnica de atribuição da auto-estrutura, uma sugestão é a análise dos efeitos dos zeros do sistema em malha fechada na resposta transiente da planta. O objetivo deste estudo é diminuir o número de estados necessários na realimentação de forma a viabilizar sua aplicação na estação de rastreamento. No caso de sistemas onde é inviável a consideração de todos os estados, os modos não atribuídos migram em direção aos zeros. Se estes zeros não estiverem posicionados adequadamente, poderão surgir problemas na sua implementação devido aos modos não atribuídos. Diversos métodos para calcular os zeros de sistemas multivariáveis podem ser sugeridos. Entre eles destacam-se LAUB & MOORE (1978), EMAMI-NAEINI & VanDOOREN (1982) e SRINATHKUMAR & ADAMS (1989).
- Utilizar uma estratégia de controle baseada em redes neurais que permita incluir os requisitos de desempenho da planta. Neste caso, pode-se sugerir como ponto de

partida os trabalhos de NAKANISHI & INOUE (1998) que descrevem dois métodos para a síntese de sistemas de controle robusto utilizando redes neurais e SHIMI & RADOUANE (1998) que descrevem a síntese de um sistema de controle adaptativo aplicado a sistemas dinâmicos não-lineares.

- Utilizar o servo amplificador linear LC3002 da Minimotor SA pois apresenta um comportamento aproximadamente linear em toda faixa de operação do motor.
- Implementar um sistema de rastreamento a laser através de uma segunda estação para determinação da posição tridimensional de um alvo retro-refletor utilizando a técnica de triangulação. Neste caso, estudar a utilização do codificador óptico HEDS 5540I, fornecido pela Minimotor SA, como medidor angular do sistema.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Sistemas de rastreamento:

- [1] ABACKERLI, A.J. (1992) - "Sistema de Rastreamento Interferométrico para Calibração Volumétrica de Robôs Industriais" - **Tese de Doutorado**, EESC/USP - São Carlos, Maio.
- [2] ABACKERLI, A.J. & DiGIACOMO, B. (1993) - "Sistema de Rastreamento Interferométrico para Calibração Volumétrica de Robôs Industriais" - **Anais do XII COBEM**, Vol.3, Brasília, pp.1547-1550, Dez..
- [3] ARAI, T.; ENDOH, T. & MINOKOSHI, S. (1984) - "Position and Orientation Measurement of a Moving Object by CCD Photo Array Sensors" - **University of Tokyo**, 7-3-1, Hongo, Tokyo, Japan.
- [4] BROWN, L.B. (1985) - "A Random-Path Laser Interferometer System" - **International Congress on Applications of Laser and Electro-Optics**, San Francisco, CA.
- [5] BROWN, L.B.; MERRY, J.B. & WELLS, D.N. (1986) - "Coordinate Measurement with a Tracking Laser Interferometer" - **Laser & Applications**, pp.69-71, Oct..
- [6] CAMPOS, R. & ROSÁRIO, J.M. (1993) - "Calibração e Identificação de Parâmetros de um Robô Industrial" - **Anais do XII COBEM**, Brasília, pp.385-388, Dez..
- [7] DENAVIT, J. & HARTENBERG, R.S. (1955) - "A Kinematic Notation for Lower-Pair Mechanisms Based on Matrices" - **Journal of Applied Mechanics**, Vol.23, , pp.215-221.
- [8] DRIELS, M.R. & PATHRE, V.S. (1991) - "Vision-Based Automatic Theodolite for Robot Calibration" - **IEEE Transactions on Robotics and Automation**, Vol.7, No.3, pp.351-360, Jun..

- [9] DWULET,R.J. (1994) - "Cutting Costs with Laser Triangulation" - **Machine Design**, Vol.7, pp.110-112, Nov..
- [10] GANDER,H.; VINCZE,M. & PRENNINGER,J.P. (1994a) - "Application of a Floating Point Digital Signal Processor to the Control of a Laser Tracking System" - **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, Vol.2, No.4, pp.290-298, Dec..
- [11] GANDER,H.; VINCZE,M.; FILZ,K.; PRENNINGER,J.P. & ZEICHEN,G. (1994b) - "A Dynamic Robot Measurement System Based on a Floating Point Digital Signal Processor" - **International Conference on Signal Processing Application & Technology**, Dallas, Texas, pp.290-298, Oct..
- [12] GILBY,J.H. & PARKER,G.A. (1982) - "Laser Tracking System to Measure Robot Arm Performance" - **Sensor Review**, pp.180-184, Oct..
- [13] GILBY,J.H. & PARKER,G.A. (1984) - "Robot Arm Position Measurement Using Laser Tracking Techniques" - **Proceedings of The 7th BRA Annual Conference**, pp.85-94, May.
- [14] HEEREN,T.A.G. & VELDPAUS,F.E. (1992) - "An Optical System to Measure the End Effector Position for On-Line Control Purposes" - **International Journal of Robotics Research**, Vol.11, No.1, pp.53-63.
- [15] JIANG,B.C.; BLACK,J.T. & DURAISAMY,R. (1989) - "A Review of Recent Developments in Robot Metrology" - **Journal of Manufacturing Systems**, Vol.7, No.4, pp.339-357.
- [16] LARSSON,L-O. & HEDENBORN,P. (1993) - "Laser Scanner as a Measuring Device and its Application in Arc Welding" - **International Journal for the Joining of Materials**, Vol.5, No.1, pp.14-18, Mar..
- [17] LAU,K. & HOCKEN,R.J. (1984) - "A Survey on Current Robot Metrology Methods" - **Annals of the CIRP**, Vol.33, No.2, pp.485-488.
- [18] LAU,K.; HOCKEN,R.J. & HAYNES,L. (1985) - "Robot Performance Measurements Using Automatic Laser Tracking Techniques" - **Robotics and Computer Integrated Manufacturing**, Vol.2, No.(3/4), pp.227-236.

- [19] LAU,K.; HOCKEN,R.J. & HAIGHT,W.C. (1986) - "Automatic Laser Tracking Interferometer System for Robot Metrology" - **Precision Engineering**, Vol.8, No.1, pp.3-8.
- [20] MARSHALL,G.F. (1985) - "Laser Beam Scanning: Opto-Mechanical Devices, Systems, and Data Storage Optics" - **Optical Engineering** (Marcel Dekker, Inc.); vol.8., 423 p.
- [21] MAYER,J.R. & PARKER,G.A. (1989) - "Calibration and Assessment of a Laser Based Instrument for Robot Dynamic Measurement" - In: **Proceedings of the 11th Triennial World Congress Int. Measurement Confederation (IMEKO)**, Vol.: Theory, Simulation, Calibration, Testing, Education, Houston, TX, pp.327-334, Oct..
- [22] MAYER,J.R.R. (1991) - "Development of a Portable System for the Evaluation of Industrial Robots" - **Commission of the European Communities. BCR Information Applied Metrology**, report EUR 13654 EN.
- [23] MAYER,J.R.R. & PARKER,G.A. (1994) - "A Portable Instrument for 3-D Dynamic Robot Measurements Using Triangulation and Laser Tracking" - **IEEE Trans. on Robotics and Automation**, Vol.10, No.4, pp.504-515, Aug..
- [24] PATTEN,J.; GRANT,J.; TYLLAR,P. & HOCKEN,R. (1990) - "Error Modelling and Correction of a Laser Tracker" - In: **Proceedings of the Annual Meeting of the ASPE**, NY, pp.88-91, Sept..
- [25] RYAN,A.M. & GERHARDT,L.A. (1992) - "Application of a Laser Scanner to Three-Dimensional Visual Sensing and Enhancement Tasks" - In: **Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering**, Vol.1657, Publ. by Int. Soc. for Optical Engineering, Bellingham, WA, USA, pp.213-224.
- [26] SPIESS,S.; VINCZE,M.; KRAUTGARTNER,P. & FILZ,K. (1996) - "On Modelling the Kinematics and Optics of a Laser Tracking System for Contactless Robot Measurements" - **Proceedings of the 6th International Symposium on Measurement and Control in Robotics ISMCR'96**, Brussels, pp.116-121, May.

- [27] STURN,A.J. & MATZ,I. (1986) - "Robot Testing and Evaluation" - **Robotics Engineering**, pp.4-10, Dec..
- [28] SZABADOS,B.; SINHA,N.K. & DICENZO,C.D. (1972) - "A Realistic Mathematical Model for DC Motors" - **Control Engineering**, Vol.19, pp.49-53, Mar..
- [29] SZABADOS,B.; SINHA,N.K. & DICENZO,C.D. (1972) - "Practical Switching Characteristics for Minimum-Time Position Control Using a Permanent-Magnet Motor" - **IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation**, Vol.IECI-19, No.3, pp.74-77, Aug..
- [30] TALL,G. & WIEST,M. (1996) - "A TMS320C50 - Based Algorithm Control" - **Application Report SPRA329**, Texas Instruments, pp.1-22, Sept..
- [31] VINCZE,M.; PRENMINGER,J.P. & GANDER,H. (1994) - "Laser Tracking System to Measure Position and Orientation of Robot End Effector Under Motion" - **International Journal of Robotics Research**, Vol.13, No.4, pp.305-314, Aug..
- [32] WARNECKE, H.J.; WECK,M. & BRODBECK,B. (1980) - "Assessment of Industrial Robots" - **Annals of the CIRP**, Vol.29, No.1, pp.391-396.
- [33] ZHUANG,H. & ROTH,Z.S. (1995) - "Modelling Gimbal Axis Misalignments and Mirror Center Offset in a Single-Beam Laser Tracking Measurement System" - **International Journal of Robotics Research**, Vol.14, No.3, pp.211-224, Jun..

Atribuição da auto-estrutura completa:

- [1] ANDRY,A.N.Jr.; SHAPIRO,E.Y. & CHUNG,J.C. (1983) - "Eigenstructure Assignment for Linear Systems" - **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, Vol.AES-19, No.5, pp.711-729, Sept..
- [2] DAVISON,E.J. (1970) - "On Pole Assignment in Linear Systems With Incomplete State Feedback" - **IEEE Trans. on Automatic Control**, Vol.AC-15, No.1, pp.348-351, Feb..

- [3] DAVISON,E.J. & CHATTERJEE,R. (1971) - "A Note On Pole Assignment in Linear Systems With Incomplete State Feedback" - **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol.AC-16, No.1, pp.98-99, Feb..
- [4] DAVISON,E.J. & CHOW,S.G. (1973) - "An Algorithm for the Assignment of Closed-Loop Poles Using Output Feedback in Large Linear Multivariable Systems" - **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol.AC-18, No.1, pp.74-75, Feb..
- [5] D'AZZO,J.J. & HOUPIS,C.H. (1988) - "Linear Control System Analysis & Design: Conventional and Modern" - McGraw-Hill Book Company, Third Edition.
- [6] EMAMI-NAEINI,A. & VANDOOREN,P. (1982) - "Computation of Zeros of Linear Multivariable Systems" - **Automatica**, Vol.14, No.4, pp.415-430.
- [7] FAHMY,M.M. & O'REILLY,J. (1982) - "On Eigenstructure Assignment in Linear Multivariable Systems" - **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol.AC-27, No.3, pp.690-693, Jun..
- [8] GARRARD,W.L. & LIEBST,B.S. (1985) - "Active Flutter Suppression Using Eigenspace and Linear Quadratic Design Techniques" - **Journal of Guidance, Control and Dynamics**, Vol.8, No.3, pp.304-311, May-Jun..
- [9] GARG,S. (1989) - "Stability Robustness Improvement of Direct Eigenspace Assignment Based Feedback Systems Using Singular Values Sensitivities" - **Proceedings of the American Control Conference** (Pitts., PA, pp.148-158), Jun..
- [10] GOLUB,G.H. & VAN LOAN,C.F. (1983) - "Matrix Computations" - Baltimore: The Johns Hopkins University, 1989.
- [11] JIANG,J. (1994) - "Design of Reconfigurable Control Systems Using Eigenstructure Assignments" - **International Journal of Control**, Vol.59, No.2, pp.395-410.
- [12] JUANG,J.-N.; LIM,K.B. & JUNKINS,J.L. (1989) - "Robust Eigensystem Assignment for Flexible Structures" - **Journal of Guidance, Control and Dynamics**, Vol.12, No.3, pp.381-387, May-Jun..

- [13] KHAN,M. & SREENIVASULU,N. (1986) - "A Systematic Method for Eigenstructure Assignment and Response Shaping" - **International Journal of Control**, Vol.43, pp.717-735.
- [14] KIMURA,H. (1975) - "Pole Assignment by Gain Output Feedback" - **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol.AC-20, pp.509-516.
- [15] KLEIN,G. & MOORE,B.C. (1977) - "Eigenvalue-Generalized Eigenvector Assignment With State Feedback" - **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol.AC-22, No.1, pp.140-141, Feb..
- [16] LAUB,A.S. & MOORE,B.C. (1978) - "Calculation of Transmission Zeros Using QZ Techniques" - **Automatica**, Vol.14, pp.557-566.
- [17] LIEBST,B.S.; GARRARD,W.L. & ADANS,W.M. (1986) - "Design of an Active Flutter Suppression System" - **Journal of Guidance, Control and Dynamics**, Vol.9, No.1, pp.655-656, Jan.-Feb..
- [18] LOW,E. & GARRARD,W.L. (1993) - "Design of Flight Control Systems to Meet Rotorcraft Handling Qualities Specifications" - **Journal of Guidance, Control and Dynamics**, Vol.16, No.1, pp.69-78, Jan.-Feb..
- [19] MANNES,M.A. & MURRAY-SMITH,D.J. (1992) - "Aspects of Multivariable Flight Control law Design for Helicopters Using Eigenstructure Assignment" - **Journal of the American Helicopter Society**, Vol.37, No.3, pp.18-32, Jul..
- [20] MOORE,B.C. (1976) - "On the Flexibility Offered by State Feedback in Multivariable Systems Beyond Closed-Loop Eigenvalue Assignment" - **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol.AC-21, pp.689-692, Oct..
- [21] MOORE,B.C. & KLINE,G. (1976) - "Eigenvector Selection in the Linear Regulator Problem: Combining Modal and Optimal Control" - **Proceedings of the 1976 IEEE Conference on Decision and Control**, pp.214-215.
- [22] PORTER,B. (1977) - "Eigenvalue Assignment in Linear Multivariable Systems by Output Feedback" - **International Journal of Control**, Vol.25, No.3, pp.483-490.

- [23] PORTER,B. & D'AZZO,J.J. (1978a) - "Closed-Loop Eigenstructure Assignment by State Feedback in Multivariable Linear Systems" - **International Journal of Control**, Vol.27, No.3, pp.487-492.
- [24] PORTER,B. & D'AZZO,J.J. (1978b) - "Algorithm for Closed-Loop Eigenstructure Assignment by State Feedback in Multivariable Linear Systems" - **International Journal of Control**, Vol.27, No.6, pp.943-947.
- [25] REW,D.W.; JUNKINS,J.L. & JUANG,J.-N. (1987) - "Robust Eigenstructure Assignment by a Projection Method: Applications Using Multiple Optimisation Criteria" - **Annual Astrodynamics Conference**, Vol.65, pp.178-190, Aug..
- [26] SILVERTHORN,J.T. & REID,G.J. (1980) - "Computation of the Subspaces for Entire Eigenstructure Assignment Via the Singular Value Decomposition" - **Proceedings of the 19th IEEE Conference on Decision and Control**, pp.1206-1207, Dec..
- [27] SOBEL,K.M. & CLOUTIER,J.R. (1992) - "Eigenstructure Assignment for the Extended Medium Range Air-to-Air Missile" - **Journal of Guidance, Control, and Dynamics**, Vol.15, No.2, pp.529-531, Mar.-Apr..
- [28] SRINATHKUMAR,S. (1978) - "Eigenvalue/Eigenvector Assignment Using Optimal Feedback" - **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol.AC-23, No.1, pp.78-81, Feb..
- [29] TOPALOGLU,T. & SEBORG,D.E. (1975) - "A Design Procedure for Pole Assignment Using Output Feedback" - **International Journal of Control**, Vol.22, pp.741-748.
- [30] WHITE,B.A. - "Eigenstructure Assignment: A Survey" (1995) - **Proceedings of the Institute of Mechanical Engineers - JNL Systems and Control Eng.**, Vol.209, pp.1-11.
- [31] WILSON,R.F.; CLOUTIER,J.R. & YEDAVALLI,R.K. (1991) - "Control Design for Robust Eigenstructure Assignment in Linear Uncertain Systems" - **Proceedings of the 30th IEEE Conference on Decision and Control**, Vol.1, pp.2982-2987.
- [32] WONHAM,W.M. (1967) - "On Pole Assignment in Multi-Input Controllable Linear Systems" - **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol.AC-12, No.6, pp.660-665, Dec..

- [33] ZHOU,J.; RAJU,V.S. & COLLEMAN,N. (1990) - "Robust Eigenstructure Assignment Approach for Robot Motion Control" - **1990 IEEE International Conference on System, Man, and Cybernetics**, pp.778-783, Nov..

Redes neurais artificiais:

- [1] AL-AKHRAS,M.A. & ALY,G.M. (1994) - "An Intelligent Adaptive Controller based on Neural Networks" - **Control and Computers**, Vol.22, No.2, pp.36-41.
- [2] ALBUS,J.S. (1990) - "Robotics: Where Has it Been? Where is it Going?" - **Robotics and Autonomous Systems**, Vol.6, pp.199-219.
- [3] AMERONGEN,J.V. (1984) - "Adaptive Steering of Ships - A Model Reference Approach" - **Automatica**, Vol.20, No.1, pp.3-14.
- [4] ANTSAKLIS,P.J. (1990) - "Neural Networks in Control Systems" - **IEEE Control Systems Magazine**, pp.3-5, April.
- [5] ANTSAKLIS,P.J. (1992) - "Neural Networks in Control Systems" - **IEEE Control Systems**, pp.8-10, April.
- [6] BARTO,A.G.; SUTTON,R.S. & ANDERSON,C.W. (1983) - "Neuronlike Adaptive Elements That can Solve Difficult Learning Control Problems" - **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics**, Vol.SMC-13, pp.834-846.
- [7] CHEN,F.C. (1990) - "Back-Propagation Neural Networks for Nonlinear Self-Tuning Adaptive Control" - **IEEE Control Systems Magazine**, pp.44-48, April.
- [8] GUEZ,A.; EILBERT,J.L. & KAM,M. (1988) - "Neural Network Architecture for Control" - **IEEE Control Systems Magazine**, pp.22-25, April.
- [9] FU,K.-S. (1970) - "Learning Control Systems - Review and Outlook" - **IEEE Transactions on Automatic Control**, pp.210-221, April.

- [10] HAGAN,M.T.; DEMUTH,H.B. & BEALE,M. (1996) - "Neural Network Design" - PSW Publishing Company.
- [11] HASHIMOTO,H.; KUBOTA,T.; KUDOU,M. & HARASHIMA,F. (1992) - "Self-Organising Visual Servo System Based on Neural Networks" - **IEEE Control Systems**, pp.31-36, April.
- [12] HASSOUN,M.H. (1995) - "Fundamentals of Artificial Neural Networks" - The MIT Press.
- [13] HAYKIN,S. (1994) - "Neural Networks: A Comprehensive Foundation" - Macmillan College Publ. Co., Inc..
- [14] HEBB,D.O. (1949) - "The Organisation of Behaviour" - New York Wiley, NY.
- [15] HSIN,H.-C.; LI,C.-C.; SUN,M. & SCLABASSI,R.J. (1995) - "An Adaptive Training Algorithm for Back-Propagation Neural Networks" - **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics**, Vol.SMC-25, No.3, pp.512-514.
- [16] HUNT,K.J.; SBARBARO-HOFER,D.; ZBIKOWSKI,R. & GAWTHROP,P.J. (1992) - "Neural Networks for Control Systems - A Survey" - **Automatica**, Vol.28, No.6, pp.1083-1112.
- [17] IRIE,B. & MIYAKE,S. (1988) - "Capabilities of Three-Layered Perceptrons" - Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, pp.I-641.
- [18] KUNG,S.-Y. & HWANG,J.-N. (1989) - "Neural Network Architecture for Robotic Application" - **IEEE Transaction on Robotics and Automation**, Vol.5, No.5, pp.641-657, Oct..
- [19] KUPERSTEIN,M. (1988) - "Neural Model of Adaptive Hand-Eye Coordination for Single Postures" - **SCIENCE**, Vol.239, pp.1308-1311.
- [20] KUPERSTEIN,M. & RUBINSTEIN,J. (1989) - "Implementation of an Adaptive Neural Controller for Sensory-Motor Coordination" - **IEEE Control Systems Magazine**, Vol.3, pp.25-30.

- [21] LIPPMANN,R.P. (1987) - "An Introduction to Computing with Neural Nets" - **IEEE ASSP Magazine** - Vol.4, No.2, pp.4-22, April.
- [22] MARTINETZ,T.M.; RITTER,H.J. & SCHULTEN,K.J. (1990) - "Three-Dimensional Neural Net for Learning Visuomotor Coordination of a Robot Arm" - **IEEE Transaction on Neural Networks**, Vol.1, No.1, pp.131-136.
- [23] McCULLOCH,W.S. & PITTS,W. (1943) - "A Logical Calculus of the Ideas Immanent in the Nervous Activity" - **Bulletin of Mathematics Biophysics**, Vol.5, pp.115-133.
- [24] NAKANISHI,H. & INOUE,K. (1998) - "Design Methods of Robust Feedback Controller by Use of Neural Networks" - **International ICSC / IFAC Symposium on Neural Computation**, pp.731-736, Sept..
- [25] NARENDRA,K.S. & MUKHOPADHYAY,S. (1992) - "Intelligent Control Using Neural Networks" - **IEEE Control Systems**, pp.11-18, April.
- [26] NARENDRA,K.S. & PARTHASARATHY,K. (1990) - "Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks" - **IEEE Transaction on Neural Networks**, Vol.1, No.1, pp.4-27.
- [27] Neural Network Toolbox - For use with MATLAB[®] (1995) - **The MathWorks, Inc.**
- [28] NEWTON,D.A. (1994) - "Design and Implementation of a Neural Network Controlled Electro-Hydraulic Drive" - **Proceedings of the Institute of Mechanical Engineers**, Vol.208, pp.31-42.
- [29] NGUYEN,D.H. & WIDROW,B. (1990) - "Neural Networks for Self-Learning Control System" - **IEEE Control Systems Magazine**, pp.18-23, April.
- [30] NIE,J. & LINKENS,D.A. (1994) - "A Hybrid Neural-Network-Based Self-Organising Controller" - **International Journal of Control**, Vol.60, No.2, pp.197-222.
- [31] NIESLER,T.R. & duPLESSIS,J.J. (1995) - "Time-Optimal Control by Means of Neural Networks" - **IEEE Control Systems**, Vol.15, No.5, pp.23-33.

- [32] PRESS, W.H. et al. (1986) - "Numerical Recipes - The Art of Scientific Computing" - Cambridge University Press, Cambridge.
- [33] ROSENBLATT, F. (1958) - "The Perceptron: A Probabilistic Model for Information Storage and Organisation in the Brain" - **Psychological Review**, Vol.65, pp.386-408.
- [34] ROSENBLATT, F. (1962) - "Principles of Neurodynamics" - Spartan Books, Washington, DC.
- [35] ROY, S. & SHYK, J.J. (1990) - "Analysis of the Momentum LMS Algorithm" - **IEEE Transactions on Acoustic, Speech, and Signal Processing**, Vol. ASSP-38, pp.2088-2098.
- [36] SANTORO, F.G.; BELO, E.M. & DiGIACOMO, B. (1997) - "Uma Estação de Rastreamento Laser para Avaliações de Desempenho de Robôs Industriais" - **Primer Congreso Chileno de Metrologia**, Chile, Abril.
- [37] SHIMI, A. & RADOUANE, L. (1998) - "Decentralised Nonlinear Adaptive Control Using Neural Networks" - **International ICSC / IFAC Symposium on Neural Computation**, pp.737-742, Sept..
- [38] STENGEL, R.F. (1992) - "Intelligent Flight Control Systems" - **IMA Conference on Aerospace Vehicle Dynamics and Control** - Cranfield Institute of Technology, UK, pp.1-21, Sept..
- [39] WIDROW, G. & HOFF, M.E.Jr. (1960) - "Adaptive Switching Circuit" - **1960 IRE Western Electronic Show and Convention: Convention Record**, Part 4, pp.96-104.
- [40] WIDROW, G. & LEHR, M.A. (1990) - "30 Years of Adaptive Neural Networks: Perceptron, Madaline, and Backpropagation" - **Proceedings of the IEEE**, Vol.78, pp.1415-1442.
- [41] YUE, A. & POSTLETHWAITE, I. (1988) - " H_{∞} -Optimal Design for Helicopter Control" - **Proceedings of the American Control Conference**, pp.1679-1684.

Lógica difusa:

- [1] BARCZAK,C.L.; MARTIN,C.A.; ROSA,L.C. & KRAMBECK,C.P. (1993) - "Estudos de Controlador Difuso para Posicionador de Máquina-Ferramenta de Controle Numérico" - **Anais do XII COBEM**, Brasília, pp.321-324, Dez..
- [2] BERENJI,H.R. (1992) - "Fuzzy Logic Controllers" - in: YAGER,R.R. & ZADEH,L.A. - "An Introduction to Fuzzy Logic Applications and Intelligent Systems" - Kluwer Acad. Publ., Boston, MA, Cap.4.
- [3] BERNARD,J.A. (1988) - "Use of a Rule-Based System for Process Control" - **IEEE Control System Magazine**, pp.3-13, Oct..
- [4] BROWN,M. & HARRIS,C.J. (1994) - "Neurofuzzy Adaptive Modelling and Control" - Prentice Hall International (UK) Limited, London.
- [5] GOMIDE,F.A.C.; GUDWIN,R.R.; ROCHA,A.F.SILVA,M.A.; ALMEIDA Jr.,H.L. & RIBEIRO,I.M.C. (1992) - "Um Sistema para o Desenvolvimento de Sistemas de Controle Utilizando Lógica Nebulosa" - **9º Congresso Brasileiro de Automática**, Vol.2, pp.621-626, Set..
- [6] FELDKAMP,L.A. & PUSKORIUS,G.V. (1993) - "Trainable Fuzzy and Neural Fuzzy Systems for Idle Speed Control" - **Proceedings of the 2nd IEEE International Conference on Fuzzy Systems**, San Francisco, CA, Vol.1, pp.45-51.
- [7] HARRIS,C.J. (1994) - "Advances in Intelligent Control" - Taylor and Francis, London.
- [8] HELLENDORRN,H. & THOMAS,C. (1993) - "Defuzzification in Fuzzy Controllers" - **Intelligent and Fuzzy Systems**, Vol.1, pp.109-123.
- [9] HUSSU,A. (1995) - "Fuzzy Control and Defuzzification" - **Mechatronics**, Vol.5, No.5, pp.513-526, Aug..
- [10] LI,Y.F. & LAU,C.C. (1989) - "Development of Fuzzy Algorithms for Servo Systems" - **IEEE Control Systems Magazine**, April, pp.65-71.

- [11] KISZKA, J.B.; GUPTA, M.M. & NIKFROUK, P.N. (1985) - "Some Properties of Expert Control Systems" - in: GUPTA, M.M.; KENDAL, A.; BANDLER, W. & KISZKA, J.B. - "Approximate Reasoning in Expert Systems" - Publishers B.V., pp.283-306.
- [12] KOSKO, B. (1992) - "Neural Networks and Fuzzy Systems" - Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- [13] MAMDANI, E.H. (1974) - "Application of Fuzzy Algorithms for Control of a Simple Dynamic Plant" - **Proceedings of the IEEE**, Vol.121, pp.1585-1588.
- [14] MAMDANI, E.H. & GAINES, R.R. (1981) - "Fuzzy Reasoning and its Application" - Academic Press, London.
- [15] PEDRYCZ, W. (1993) - "Fuzzy Control and Fuzzy Systems" - John Wiley & Sons.
- [16] PROCYK, T.J. & MAMDANI, E.H. (1979) - "A Linguistic Self-Organising Process Controller" - **Automatica**, Vol.15, pp.15-30.
- [17] REUSCH, B. (1993) - "Industrial Application of Fuzzy Logic In North Rhine Westphalia" - **Proceedings of the 2nd IEEE International Conference on Fuzzy Systems**, San Francisco, CA, Vol.1, pp.200-204.
- [18] ROSS, T.J. (1995) - "Fuzzy Logic with Engineering Applications" - McGraw-Hill, Inc., pp.469-523.
- [19] SAKAGUCHI, S.; SAKAI, I. & HAGEN, T. (1993) - "Application of Fuzzy Logic to Shift Scheduling for Automotive Transmission" - **Proceedings of the 2nd IEEE International Conference on Fuzzy Systems**, San Francisco, CA, Vol.1, pp.52-58.
- [20] SCHWARTZ, T.J. (1990) - "Fuzzy Systems Come to Life in Japan" - **IEEE Expert**, pp.77-78, Feb..
- [21] SELF, K. (1990) - "Design with Fuzzy Logic" - **IEEE Spec.**, pp.42-44, Nov..

- [22] SUGENO,M. (1985a) - "An Introductory Survey of Fuzzy Control" - **Information Science**, Vol.36.
- [23] SUGENO,M. (1985b) - "Industrial Application of Fuzzy Control" - North-Holland, NY.
- [24] SUTTON,R. & TOWIL,D.R. (1985) - "An Introduction to the Use of Fuzzy Sets in the Implementation of Control Algorithms" - **Journal of the Institute of Elec. Radio Eng.**, Vol.55, No.10, pp.357-367.
- [25] TONG,R.M. (1977) - "A Control Engineering Review of Fuzzy Systems" - **Automatica**, Vol.13, pp.559-569.
- [26] VADIEE,N. (1993) - "Fuzzy Logic and Control: Software and Hardware Applications" - **Prentice Hall**, NJ, pp.51-85.
- [27] WANG,L.X. (1994) - "Adaptive Fuzzy Systems and Control: Design and Stability Analysis" - Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- [28] YASUNOBU,T.J. & MIYAMOTO,S. (1985) - "Automatic Train Operation by Predictive Fuzzy Control" - in: SUGENO,M. - "Industrial Applications of Fuzzy Control" - Elsevier Science Publishers, North-Holland, pp.1-18.
- [29] ZADEH,L.A. (1965) - "Fuzzy Sets", **Informa. and Control**, Vol.8, pp.338-353.
- [30] ZADEH,L.A. (1973) - "Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes", **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics**, Vol.SMC-3, No.1, pp.28-44.

APÊNDICE A

MODELAGEM CINEMÁTICA DA ESTAÇÃO DE RASTREAMENTO A LASER

Este apêndice apresenta, de forma detalhada, o procedimento utilizado no cálculo do modelo cinemático para a estação de rastreamento a laser mostrada no Capítulo 5 (Figura 5.1).

Parte I

- Definição dos parâmetros do feixe laser incidente no espelho 1 (feixe 1), a partir de sua fonte, definindo a posição e a orientação na montagem do laser através de um ponto e um versor:
 - Gera o feixe1 (ponto P_{tofx1} , versor $Ver1fx1$).
- Definição das transformações homogêneas dos espelhos de rastreamento:
 - Espelho 1:
 - Rotação em X_0 de θ_1
 - Definição da transformação do sistema absoluto '0' para o sistema '1' - T_1^0 .
 - Definição da transformação do sistema '1' para o sistema absoluto '0' - T_0^1 .
 - Gera transf1 (T_1^0 , T_0^1).
 - Espelho 2:
 - Translação $DeslX$, $DeslY$, $DeslZ$ entre os espelhos
 - Rotação em y_1 de θ_2
 - Definição da transformação do sistema absoluto '0' para o sistema '2' - R_2^0 .
 - Definição da transformação do sistema '2' para o sistema absoluto '0' - R_0^2 .
 - Gera transf2 (R_2^0 , R_0^2).

- Definição de um ponto e dois versores genéricos tomados como condições iniciais para os espelhos 1 e 2, escritos no referencial relativo e transformados para o referencial absoluto.
 - Gera esp1 (ponto Ptoesp1, versor Ver1esp1, versor Ver2esp1).
 - Gera esp2 (ponto Ptoesp2, versor Ver1esp2, versor Ver2esp2).
 - Divisor de feixes:
 - Translação em Y_0 do divisor de feixes
 - Rotação em z_1 de Df (fixada em -135°)
 - Definição da transformação do sistema absoluto '0' para o sistema '2' - \mathbf{TDIV}_2^0 .
 - Definição da transformação do sistema '2' para o sistema absoluto '0' - \mathbf{TDIV}_0^2 .
 - Gera transf3 (\mathbf{TDIV}_2^0 , \mathbf{TDIV}_0^2).
 - Definição de um ponto e dois versores genéricos tomados como condições iniciais para o divisor de feixes, escritos no referencial relativo e transformados para o referencial absoluto.
 - Gera divisor (ponto Ptodivisor, versor Ver1divisor, versor Ver2divisor).

Parte II

- Carrega: feixe1 esp1 transf1
- Definição da equação do primeiro espelho de rastreamento:

$$\text{Plano1} = \text{Ptoesp1} + \lambda_1 \text{Ver1esp1} + \lambda_2 \text{Ver2esp1}$$
- Definição da equação da primeira reta (feixe 1):

$$\text{Reta1} = \text{Ptofx1} + \mu_1 \text{Ver1fx1}$$
- Cálculo dos parâmetros da intersecção:

$$\text{Plano1} - \text{Reta1} = 0$$
- Cálculo do primeiro ponto de intersecção (ponto Ptofx2).
- Cálculo da reflexão do feixe 1 com o espelho 1 no referencial relativo.
- Transformação do feixe refletido (feixe 2) no referencial absoluto (versor Ver1fx2).
- Gera feixe2 (ponto Ptofx2, versor Ver1fx2).

Parte III

- Carrega: feixe2 esp2 transf2
- Definição da equação do segundo espelho de rastreamento:

$$\text{Plano2} = \text{Ptoesp2} + \lambda_1 \text{Ver1esp2} + \lambda_2 \text{Ver2esp2}$$
- Definição da equação da segunda reta (feixe 2):

$$\text{Reta2} = \text{Ptofx2} + \mu_1 \text{Ver1fx2}$$
- Cálculo dos parâmetros da intersecção:

$$\text{Plano2} - \text{Reta2} = 0$$
- Cálculo do segundo ponto de intersecção (ponto Ptofx3).
- Cálculo da reflexão do feixe 2 com o espelho 2 no referencial relativo.
- Transformação do feixe refletido (feixe 3) no referencial absoluto (versor Ver1fx3).
- Gera feixe3 (ponto Ptofx3, versor Ver1fx3).

Parte IV

- Carrega: feixe3
- Definição das transformações de coordenadas e do plano dos espelhos do retro-refletor.
 - Translação AfastX, AfastY, AfastZ do retro-refletor
 - Rotação em y_1 de β
 - Rotação em z_2 de γ
- Definição da transformação do sistema absoluto para o sistema 3 - TRE_3^0 .
- Definição da transformação do sistema 3 para o sistema absoluto - TRE_0^3 .
- Gera transf4 (TRE_3^0 , TRE_0^3).
- Definição de um ponto e dois versores genéricos para cada um dos três planos do retro-refletor, tomados como condições iniciais.
- Transformação dos parâmetros iniciais de cada plano do retro-refletor para o referencial absoluto.
- Gera plano2 (Ptoplano2, Ver1plano2, Ver2plano2).
- Gera plano3 (Ptoplano3, Ver1plano3, Ver2plano3).
- Definição da equação do primeiro plano do retro-refletor:

$$\text{Plano1} = \text{Ptoplano1} + \lambda_1 \text{Ver1plano1} + \lambda_2 \text{Ver2plano1}$$

- Definição da equação da primeira reta do retro-refletor:

$$\text{Reta1} = \text{Ptofx3} + \mu_1 \text{Ver1fx3}$$
- Cálculo dos parâmetros da intersecção:

$$\text{Plano1} - \text{Reta1} = 0$$
- Cálculo do primeiro ponto de intersecção no retro-refletor (Pintersec1).
- Cálculo da reflexão da primeira reta no primeiro plano do retro-refletor no referencial relativo.
- Transformação do feixe refletido para o referencial absoluto (Ver1incid2).
- Gera retro0 (Pintersec1, Ver1incid2).

Parte V

- Carrega: retro0 plano2 transf4
- Definição da equação do segundo plano do retro-refletor:

$$\text{Plano2} = \text{Ptoplano2} + \lambda_1 \text{Ver1plano2} + \lambda_2 \text{Ver2plano2}$$
- Definição da equação da segunda reta no retro-refletor:

$$\text{Reta2} = \text{Pintersec1} + \mu_1 \text{Ver1incid2}$$
- Cálculo dos parâmetros da intersecção:

$$\text{Plano2} - \text{Reta2} = 0$$
- Cálculo do segundo ponto de intersecção no retro-refletor (Pintersec2).
- Cálculo da reflexão da segunda reta no segundo plano do retro-refletor no referencial relativo.
- Transformação do feixe refletido para o referencial absoluto (Ver1incid3).
- Gera retro1 (Pintersec2, Ver1incid3).

Parte VI

- Carrega: retro1 plano3 transf4
- Definição da equação do terceiro plano do retro-refletor:

$$\text{Plano3} = \text{Ptoplano3} + \lambda_1 \text{Ver1plano3} + \lambda_2 \text{Ver2plano3}$$
- Definição da equação da terceira reta no retro-refletor:

$$\text{Reta3} = \text{Pintersec3} + \mu_1 \text{Ver1incid4}$$
- Cálculo dos parâmetros da intersecção:

$$\text{Plano3} - \text{Reta3} = 0$$
- Cálculo do terceiro ponto de intersecção no retro-refletor (Pintersec3).

- Cálculo da reflexão da terceira reta no terceiro plano do retro-refletor no referencial relativo.
- Transformação do feixe refletido para o referencial absoluto (Ver1incid4).
- Gera retor1 (Pintersec3, Ver1incid4).

Parte VII

- Carrega: retor1 esp2 transf2
- Definição da equação do segundo espelho de rastreamento:

$$\text{Espelho2} = \text{Ptoesp2} + \lambda_1 \text{Ver1esp2} + \lambda_2 \text{Ver2esp2}$$
- Definição da equação do primeiro feixe de retorno:

$$\text{Retorno1} = \text{Pintersec3} + \mu_1 \text{Ver1incid4}$$
- Cálculo dos parâmetros da intersecção:

$$\text{Espelho2} - \text{Retorno1} = 0$$
- Cálculo do primeiro ponto de intersecção do feixe de retorno (Ptoret1).
- Cálculo da reflexão do primeiro feixe de retorno no segundo espelho no referencial relativo.
- Transformação do feixe refletido para o referencial absoluto (Verret2).
- Gera retor2 (Ptoret1, Verret2).

Parte VIII

- Carrega: retor2 esp1 transf1
- Definição da equação do primeiro espelho de rastreamento:

$$\text{Espelho1} = \text{Ptoesp1} + \lambda_1 \text{Ver1esp1} + \lambda_2 \text{Ver2esp1}$$
- Definição da equação do segundo feixe de retorno:

$$\text{Retorno2} = \text{Ptoret1} + \mu_1 \text{Verret2}$$
- Cálculo dos parâmetros da intersecção:

$$\text{Espelho1} - \text{Retorno2} = 0$$
- Cálculo do segundo ponto de intersecção do feixe de retorno (Ptoret2).
- Cálculo da reflexão do segundo feixe de retorno no primeiro espelho no referencial relativo.
- Transformação do feixe refletido para o referencial absoluto (Verret3).
- Gera retor3 (Ptoret2, Verret3).

Parte IX

- Carrega: retor3 divisor transf3
- Definição da equação do plano do divisor de feixes:

$$\text{Divisor} = \text{Ptodivisor} + \lambda_1 \text{Ver1divisor} + \lambda_2 \text{Ver2divisor}$$
- Definição da equação do terceiro feixe de retorno:

$$\text{Retorno3} = \text{Ptoret2} + \mu_1 \text{Verret3}$$
- Cálculo dos parâmetros da intersecção:

$$\text{Divisor} - \text{Retorno3} = 0$$
- Cálculo do terceiro ponto de intersecção do feixe de retorno (Ptoret3).
- Cálculo da reflexão do terceiro feixe de retorno no divisor de feixes no referencial relativo.
- Transformação do feixe refletido para o referencial absoluto (Verret4).
- Gera retor4 (Ptoret3, Verret4).

Parte X

- Carrega: retor4
- Definição da transformação de coordenadas entre o referencial da célula de quadrantes e o sistema absoluto (translação de Al_x, Al_y, Al_z) - TCEL_0^1 .
- Definição da transformação do sistema absoluto para o sistema 1 - TCEL_1^0 .
- Definição de um ponto e dois versores genéricos pertencentes ao plano da célula, tomados como condições iniciais.
- Transformação dos parâmetros iniciais do plano da célula para o referencial absoluto.
- Definição da equação do plano da célula:

$$\text{Célula} = \text{Ptocélula} + \lambda_1 \text{Ver1célula} + \lambda_2 \text{Ver2célula}$$
- Definição da equação do quarto feixe de retorno:

$$\text{Retorno4} = \text{Ptoret3} + \mu_1 \text{Verret4}$$
- Cálculo dos parâmetros da intersecção:

$$\text{Célula} - \text{Retorno4} = 0$$
- Cálculo do quarto ponto de intersecção do feixe de retorno (Ptoret4).
- Definição das coordenadas de posição do feixe laser na célula de quadrantes no referencial relativo.
- Gera vetfinal (ex, ey).

APÊNDICE B

FOLHAS DE DADOS DE ALGUNS DOS COMPONENTES DA ESTAÇÃO DE RASTREAMENTO A LASER

São mostradas a seguir, as folhas de dados relativas aos motores de rastreamento, redução, célula de quadrantes, fonte laser e expensor de feixes:

- MOTOR - DC-Micromotor Type 1624-012-S
- REDUÇÃO - Minimotor Type 16/8 ("zero backlash")
- CÉLULA DE QUADRANTES - Centronic QD50-0
- STABILIZED HeNe LASER SYSTEM - Melles Griot 05STP901
- ZOOM BEAM EXPANDER - Melles Griot 09LBV001

MOTOR - DC-Micromotor Type 1624-012-S



DC-Micromotors

Type 1624 ... S

Precious Metal Commutation

Gearheads
Encoders
Motor-Tacho Combinations

Type 16/2, 16/3, 16/5, 16/6, 16/7, 16/8
Type 20/21B, 03A/B
Type 1841

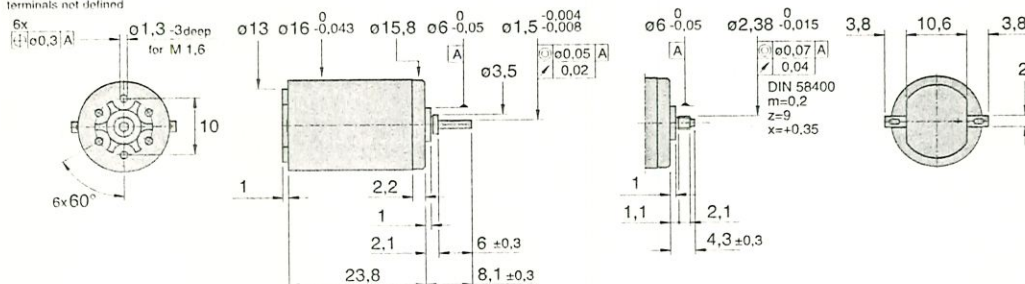
Characteristics		1624 T	003 S	006 S	009 S	012 S	018 S	024 S	
1. Nominal voltage	U_N	3	6	9	12	18	24	24	Volt
2. Terminal resistance	R	1,6	8,6	14,5	24,0	42,0	75,0	75,0	Ω
3. Output power	$P_{2,max}$	1,41	1,05	1,40	1,50	1,93	1,92	1,92	W
4. Efficiency	η_{max}	76	72	75	74	76	74	74	%
5. No-load speed	n_0	12 000	10 600	11 700	13 000	13 800	14 400	14 400	rpm
6. No-load current (with shaft ϕ 1,5 mm)	I_0	0,030	0,016	0,011	0,010	0,007	0,006	0,006	A
7. Starting voltage, typical	U_a	45	80	100	120	200	250	250	mV
8. Stall torque	M_H	4,33	3,60	4,48	4,23	5,17	4,90	4,90	mNm
9. Friction torque	M_R	0,07	0,08	0,08	0,09	0,09	0,09	0,09	mNm
10. Speed constant	k_n	4 065	1 808	1 301	1 105	779	611	611	rpm/V
11. Back-EMF constant	k_E	0,246	0,553	0,769	0,905	1,283	1,635	1,635	mV/rpm
12. Torque constant	k_M	2,35	5,28	7,34	8,64	12,25	15,62	15,62	mNm/A
13. Current constant	k_I	0,426	0,189	0,136	0,116	0,082	0,064	0,064	A/mNm
14. Slope of n-M curve	$\Delta n/\Delta M$	2 769	2 944	2 569	3 071	2 672	2 936	2 936	rpm/mNm
15. Rotor inductance	L	85	200	400	750	1 200	3 000	3 000	μH
16. Mechanical time constant	τ_m	19	16	19	19	19	24	24	ms
17. Rotor inertia	J	0,66	0,52	0,71	0,59	0,68	0,78	0,78	gcm ²
18. Angular acceleration	α_{max}	66,1	69,4	63,4	71,6	76,1	62,8	62,8	$\cdot 10^3 \text{ rad/s}^2$
19. Thermal resistance	R_{th1} / R_{th2}	8 / 39						K/W	
20. Thermal time constant	τ_{w1} / τ_{w2}	4 / 335						s	
21. Operating temperature range		-30 ... + 85 (optional -55 ... + 125)						°C	
- motor		-30 ... + 85 (optional -55 ... + 125)						°C	
- rotor, max. permissible		+ 125						°C	
22. Commutation		precious metal							
23. Shaft bearings		sintered bronze sleeves (optional ball bearings)							
24. Shaft load max.		sleeve bearings		ball bearings		ball bearings, preloaded			
- shaft diameter		1,5		1,5		1,5		mm	
- radial at 3000 rpm (3 mm from bearing)		1,2		5		5		N	
- axial at 3000 rpm		0,2		0,5		0,5		N	
- axial at standstill		20		10		10		N	
25. Shaft play									
- radial	Δr	0,03		0,015		0,015		mm	
- axial	Δa	0,2		0,2		0		mm	
26. Magnet material		AlNiCo							
27. Housing material		steel, galvanic zinc plated and passivated							
28. Weight		21						g	
29. Direction of rotation		viewed from the front face, positive voltage on + terminal gives clockwise rotation							

$G_c = \frac{L}{R_a} = 30 \mu s$

Recommended values for continuous operation

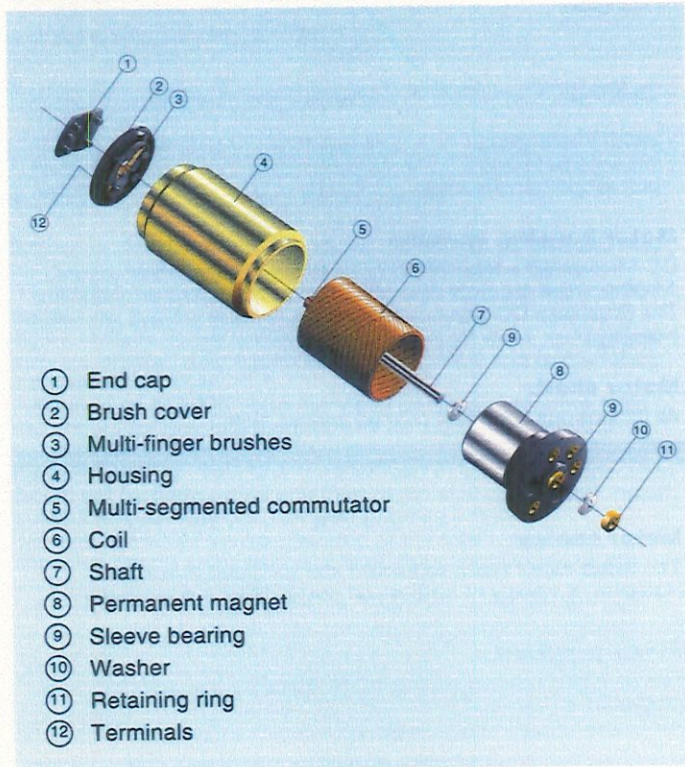
		12 000	12 000	12 000	12 000	12 000	12 000	rpm
30. Speed up to	$n_{e,max}$	12 000	12 000	12 000	12 000	12 000	12 000	rpm
31. Torque up to	$M_{e,max}$	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	mNm
32. Current up to (thermal limits)	$I_{e,max}$	0,980	0,420	0,320	0,250	0,190	0,140	A

Position of motor terminals not defined



1624 T

1624 E
for gearheads 16/... (except 16/7)

Design**DC-Micromotor with precious metal commutation**

REDUÇÃO - Minimotor Type 16/8 ("zero backlash")

MINIMOTOR SA CH-8901 Croglio Switzerland Tel 091 73 61 00 Fax 091 73 61 10	MINIMOTOR FAULHABER DC MOTORS
---	--

Spur Gearheads Zero Backlash

Type 16/8 Ball bearings

DC-Micromotors
DC-Motor-Tacho Combinations

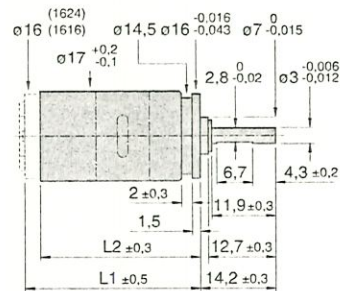
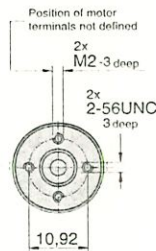
Type 1616, 1624
Type 1841

Characteristics	16/8
Housing material	metal (brass alloy)
Geartrain material	all steel
Recommended max. input speed for continuous operation	5000 rpm
Backlash (preloaded) ¹⁾	0°
Bearings on output shaft	two shielded preloaded ball bearings
Shaft load, max.	
- radial (6.5 mm from mounting face)	≤ 25 N
- axial	≤ 5 N ²⁾
Shaft push on pressure, max.	≤ 5 N ²⁾
Shaft play (on bearing output)	
- radial	$\leq 0,02$ mm
- axial	0 mm ²⁾
Operating temperature range	-30° ... +100° C

Specifications	length		output torque		direction of rotation (reversible)	efficiency
reduction ratio (nominal)	without motor	with motor 1624 E	continuous operation	intermittent operation		
	g	L2 mm	L1 mm	M max. mNm	M max. mNm	%
22 :1	21	29,9	40,8	60	150	≠
41 :1	21	29,9	40,8	60	150	≠
76 :1	24	32,0	42,9	100	300	=
141 :1	24	32,0	42,9	100	150	=
262 :1	26	34,1	45,0	100	300	≠
485 :1	26	34,1	45,0	100	150	≠
900 :1	28	36,2	47,1	100	300	=
1 670 :1	28	36,2	47,1	100	150	=

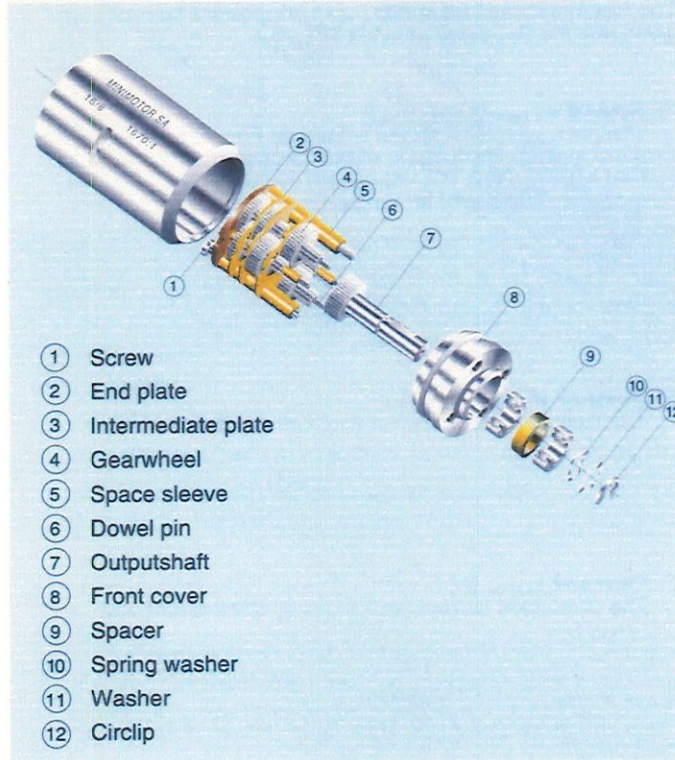
¹⁾ These gearheads are available preloaded to zero backlash only with motors mounted.

²⁾ Limited by the preloaded ball bearings. A higher axial load negates the preload.



16/8

Spur Gearheads

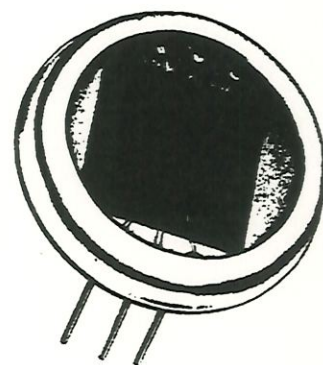


CÉLULA DE QUADRANTES - Centronic QD50-0

Quadrant Detector Type QD

GENERAL DATA

Typical Crosstalk 0.5%
 Typical Uniformity (over centre 6mm) ±2.0%
 Typical Uniformity (over full detector) ±5.0%
 Typical Relative Response at 35° incident angle -2.0%
 Typical Relative Response at 60° incident angle -15.0%



Nom. Active Area mm ²	Type No. (-add suffix)	Dia. Active Area mm	Separation† (Metallurgical) mm	Typical Dark Current Per Element (-0 Device only) V _R = 30V nA	Typical NEP (Noise Equivalent Power)		Package
					at Wave-length nm	W. Hz ⁻¹	
7	QD 7-(0/1/2 etc)	3	0.2	10	900	1.0 × 10 ⁻¹³	14
50	QD 50-	8	0.2	100	900	3.3 × 10 ⁻¹³	15
100	QD 100-	11	0.2	300	900	5.0 × 10 ⁻¹³	16
320	QD 320-	20	0.3	1000	900	1.0 × 10 ⁻¹²	17

†Optical separation is typically 50% of metallurgical for λ = 1064 nm

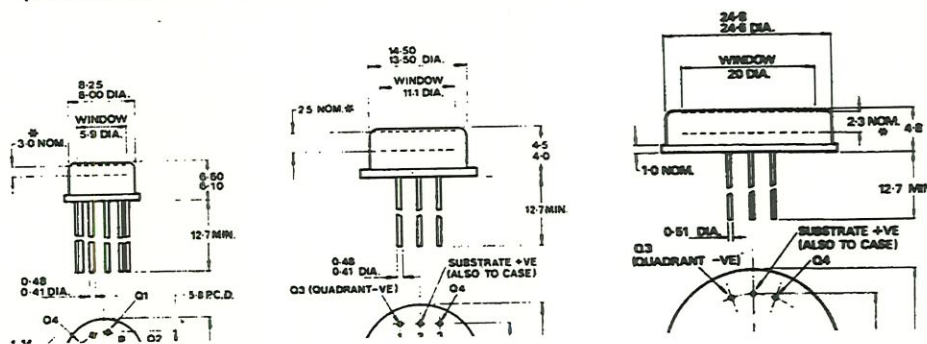
†† -3 and -4 spectral response curves only

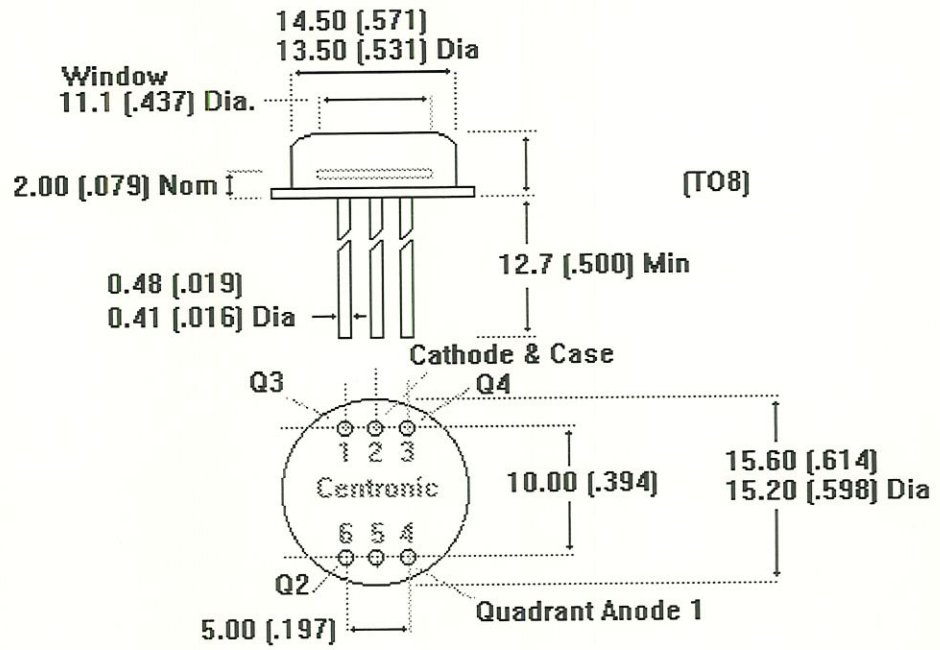
Ordering Example 50mm² nominal active area, optimised for 1064nm, order code QD 50-4.

Centronic quadrants are made to exacting standards in excess of most commercial requirements (and are currently being supplied for NATO systems e.g. NATO stock no. 51961/99/038/1228). Full military specification diodes are readily available using Centronic's extensive optical and environmental testing facilities which have full military approval to Defence Standard (UK) 05-21. Centronic expertise covers the whole range of technology from silicon slice preparations and "in-house" package manufacture, to military approved test and calibration facilities.

Centronic specialise in custom manufacturing commercial and military quadrant detectors. Among the devices manufactured are a QD 320-4 sealed in a special lightweight package and an eight sector multiple quadrant of 38mm diameter.

Dimensions (all dimensions in mm) Dimension* refers to distance between window and active area.





STABILIZED HeNe LASER SYSTEM - Melles Griot 05STP901

Fundamentals of
Helium Neon Lasers

Self-Contained
Helium Neon Lasers

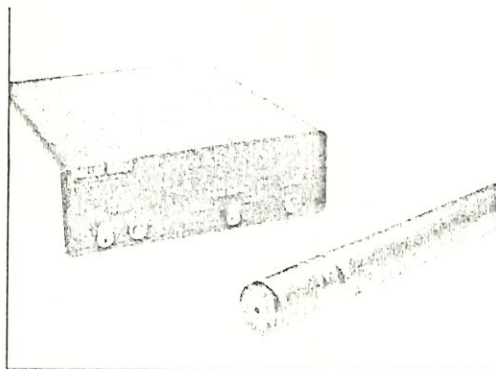
Cylindrical Helium Neon
Lasers and Power Supplies



Beam Expanders, Optics,
& Accessories

Helium Neon Laser
Applications

OEM
Helium Neon Lasers



Stabilized HeNe Laser System

Single Line, 1.0 mW, Polarized HeNe Laser

Stable-Frequency and Stable-Intensity Modes of Operation

Excellent Short- and Long-Term Stabilities

Melles Griot Hard-Sealed Long-Life Plasma Tube

The Melles Griot model 05STP901 stabilized HeNe laser system provides a source of highly stable monochromatic radiation at 473 61251 THz (632.8 nm). Typical output is 1.5 mW (1.0 mW minimum). This one instrument provides high levels of both frequency reference and intensity reference for precision applications that are dependent upon a single, invariant frequency. Metrology, interferometry, holography, reflectometry, densitometry, and velocimetry all benefit from a stable, single frequency input source. Commercial applications that depend on stabilized HeNe lasers include: servowriters for magnetic and optical storage devices, three axis inertial guidance systems, phase measuring and unequal path interferometers, semiconductor metrological systems for mask aligners and wafer steppers, and internal reference sources for precision radiometric measurements.

As described previously (see Chapter 53), helium neon lasers are usually designed with a cavity length long enough that they oscillate with several longitudinal modes and output frequencies. As the cavity changes length due to thermal or mechanical effects, the output power fluctuates. The process, known as mode sweeping, occurs as the distribution of lasing frequencies changes in relation to the center of the Gaussian gain curve. In a typical unstabilized helium neon laser, several lines will drift within the gain curve, giving rise to continual changes in frequency and intensity. The laser's output frequency then consists of the instantaneous sum of these several changing individual line frequencies. For many applications, both the drift and apparent line width (≈ 1 GHz) are unacceptable.

The cavity for the 05STP901 stabilized laser has been designed to allow only two adjacent longitudinal modes to operate within the gain curve. Adjacent alternate modes within a cavity are orthogonally polarized to one another. These two adjacent modes are separated by approximately 633 MHz. The control circuitry monitors the intensity of these two oppositely polarized modes and keeps them balanced about the center of the 1.4 GHz-wide gain curve. As the laser cavity begins to drift in length the signal level changes between the two modes and a feedback signal is developed to thermally adjust the length of the tube in compensation. The operating temperature of the cavity is kept ten to twenty degrees above ambient to provide headroom for the feedback mechanism; the outside of the laser head case will be warm to the touch when the laser reaches stabilization.

A polarized beam splitter in the output path ensures that only one of the two polarized modes is allowed to radiate from the laser. The rejection of the second mode is better than 99.9%. The linearly polarized output is typically 1.5 mW at a nominal frequency of 473 61251 THz (632.8 nm). The laser may be operated in either a frequency stabilization mode (typically ± 0.8 MHz within one hour) or in an intensity stabilization mode (typically $\pm 0.1\%$ in one hour). In both cases stability is provided by a combination of the short cavity length design, an active feedback thermal control system, and an internal mounting design that greatly reduces mechanical noise and distortion. The instantaneous coherence length is ≈ 5 km. The complete system consists of a black, cylindrically mounted laser tube, interconnecting cables, and a controller. The unit is compatible with the complete range of Melles Griot laser mounts, components, and accessories.

The controller permits external modulation for precise control of the output frequency and intensity. A remote interlock switch interface is also provided.

FREQUENCY STABILIZATION MODE

When the laser is operated in the frequency-stabilization mode, the intensity of the two orthogonally polarized lasing modes are compared, and the resulting offset signal is used to drive the thermal feedback system in the correct direction to center the modes on the gain curve. Since the lasing lines are located on the shoulders of the gain curve, even slight motions within the gain curve will give rise to the maximum sensitivity in terms of frequency change.

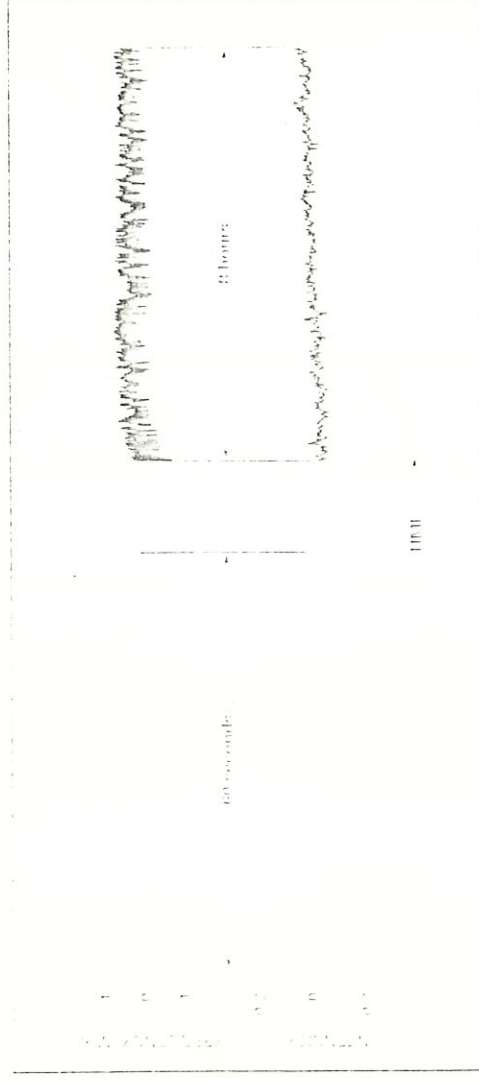


IN THE FREQUENCY STABILITY ABOVE MOST THE ALLOWED LASER MODES ARE KEPT CENTERED ON THE GAIN CURVE BY THE FEEDBACK CONTROL SYSTEM.

The result can be extremely stable and reliable. Even the natural frequency stability of this laser is, in fact, so precise that it is difficult to determine the rate of change of the laser output over time. By heterodyning the Melles Griot laser output with the output from a standard laboratory Zeeman stabilized laser and observing the variation of the beatline at frequencies other than the center of the gain curve, the drift of the laser is all but negligible. The results will provide a quantitative verification of the Melles Griot laser's performance level.

The figure below illustrates the frequency stability performance of a typical Melles Griot stabilized HeNe laser. It shows a one minute and one second beat signal. The laser can be cycled over a 90°C temperature range without mode hopping while mechanical vibration can be minimized by mounting the laser as indicated in the drawing below.

Expressed as an Allan Variance for 10 computed from frequency as a function of time with numerical integration to determine the average frequency over ever increasing time periods the



FREQUENCY AND INTENSITY STABILITY OF A TYPICAL 0.5 W CW HE-NE LASER.

25M
Heimann Design Labors

William Design Laser
Address: 1001

Beam Expander, Diodes
2488550000

Commercial Precision Laser
Lasers and Power Supplies

Self Contained
Heimann Design Labors

Electronics
Heimann Design Labors

56.1 BELET'S GROT

These are mounted in a tin mounted in the back of my
frequency (nominal): 47.361711 Hz
Beam Diameter (1/e²): 0.7 mm
Beam Divergence: 1 mrad, full angle
Polarization: Linear, 100%

EXTERNAL MODULATION AND CONTROL

The modulator is a piezoelectric transducer driven by a
sawtooth wave from a function generator. The modulator
is driven at a frequency of 10 kHz. The modulator is
driven by a sawtooth wave from a function generator.
The modulator is driven by a sawtooth wave from a
function generator. The modulator is driven by a
sawtooth wave from a function generator. The modulator
is driven by a sawtooth wave from a function generator.

In the modulator, the input is a sawtooth wave from a
function generator. The modulator is driven by a
sawtooth wave from a function generator. The modulator
is driven by a sawtooth wave from a function generator.

PATENTED STABILIZATION MODE

- Timing: 100 ns to 100 μs
- Timing: 100 ns to 100 μs
- Timing: 100 ns to 100 μs

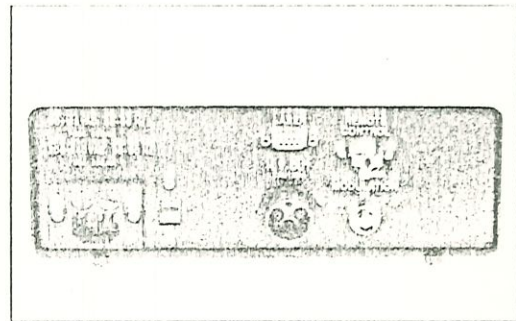
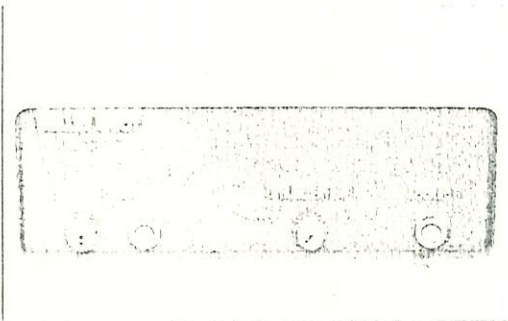
The modulator is driven by a sawtooth wave from a
function generator. The modulator is driven by a
sawtooth wave from a function generator. The modulator
is driven by a sawtooth wave from a function generator.

SPECIFICATIONS: STABILIZED HEIM LASER SYSTEM

Typical CW Power Output
(at 632.8 nm TEM₀₀): 1.5 mW
Minimum CW Power Output
(at 632.8 nm TEM₀₀): 1.0 mW

The laser is supplied in a black cylindrical aluminum housing
with an internal manually controlled beam filter. The housing
is 25 mm wide and 90 mm high. The laser is mounted
on the front of the housing. The laser is mounted on the
front of the housing. The laser is mounted on the front of
the housing. The laser is mounted on the front of the
housing. The laser is mounted on the front of the housing.

The laser is supplied in a black cylindrical aluminum housing
with an internal manually controlled beam filter. The housing
is 25 mm wide and 90 mm high. The laser is mounted
on the front of the housing. The laser is mounted on the
front of the housing. The laser is mounted on the front of
the housing. The laser is mounted on the front of the
housing. The laser is mounted on the front of the housing.



Frequency Stabilization Mode

Typical Frequency Stability

- Long-term: ± 0.3 MHz
- 1 Hour: ± 0.5 MHz
- 1 Day: ± 1.5 MHz

Controlled Frequency Stability

- Long-term: ± 0.1 MHz
- 1 Hour: ± 0.2 MHz
- 1 Day: ± 0.6 MHz

- Temperature Dependence: ± 0.8 MHz/°C
- Temperature Range, Maintaining Lock: -30 to 40 °C
- Intensity Stability: $\pm 1\%$
- External Modulation (nominal): 10 MHz/VA

Intensity Stabilization Mode

Typical

- Intensity Stability
- Long-term: $\pm 0.02\%$
- 1 Hour: $\pm 0.10\%$

Controlled

- Intensity Stability
- Long-term: $\pm 0.1\%$
- 1 Hour: $\pm 0.5\%$

Frequency Stability

- Long-term: ± 0.5 MHz
- 1 Hour: ± 1.0 MHz

- External Modulation (nominal): 2% VA

Output Noise

- 50-60 Hz: 0.001% rms
- Servolock (5 Hz): 0.005% rms
- High Voltage (2 MHz): 0.03% rms

Power Input (switchable):

- 90-120 VAC or 200-240 VAC, 50-60 Hz

Power Required: 40 W

Weight

- Laser Head: 1.0 lb (0.45 kg)
- Controller: 3.3 lb (1.5 kg)

CDRH Classification: IIIA

Environmental Specifications

	Operating	Non-Operating
Temperature:	10 to 30°C	-40 to 60°C
Altitude:	0-3000 m	0-5000 m
Relative Humidity:	0-90%	0-100%
Shock:	15 g for 11 msec	15 g for 11 msec

PRODUCT NUMBER	
Stabilized HeNe Laser System	05SLP901

Includes HeNe laser head, power supply, and operator manual.

ZOOM BEAM EXPANDER - Melles Griot 09LBV001

Expanded Series of
Helium Neon Lasers

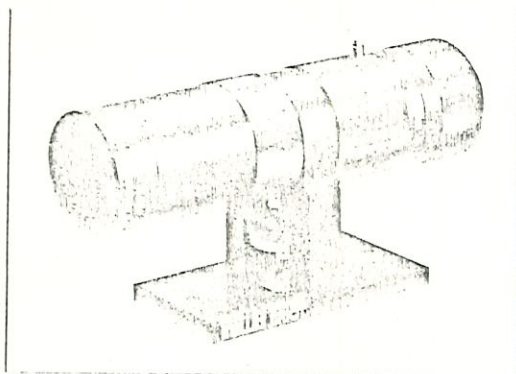
Self-Contained
Helium Neon Lasers

Cylindrical Helium Neon
Lasers and Power Supplies

Stabilized Helium Neon
Laser System

Helium Neon Laser
Applications

SEM
Helium Neon Lasers



Zoom Beam Expander

2.5x to 10x Expansion Ratio

Usable with Visible and Near-IR Lasers

Lockable Focus and Zoom Rings

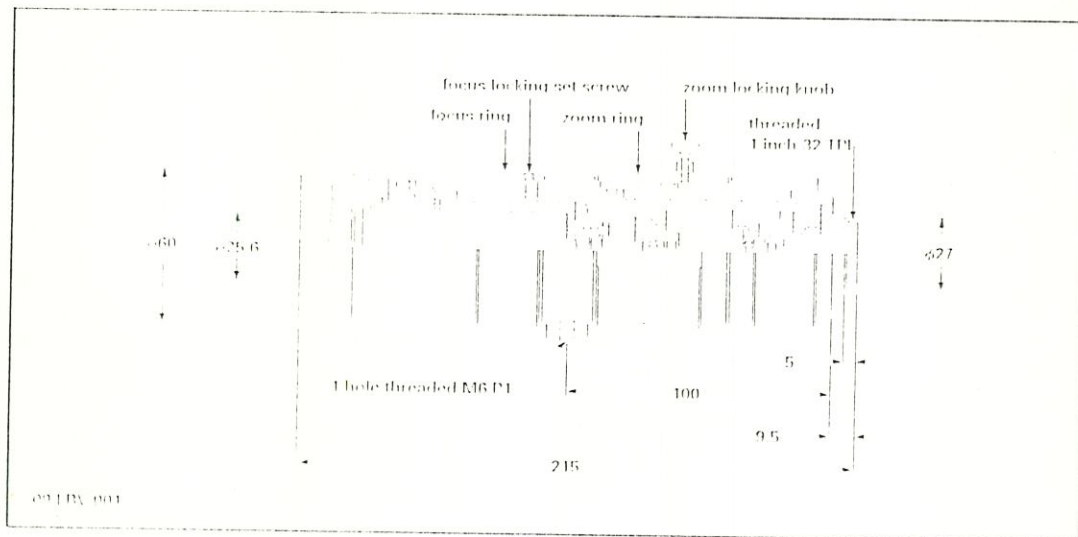
It is frequently necessary in many laboratory applications to quickly change the diameter of a laser beam over a limited range while maintaining collimation. In the past it has been necessary to buy several laser beam expanders of different expansion ratios and then to mount and detach them as needed to obtain the proper expansion ratio. The model 09LBV 001 zoom beam expander enables the user to change the expansion ratio of a laser beam from 2.5 to 10x with the simple twist of a knurled ring.

By rotating the knurled zoom ring the user can vary the expansion ratio of the beam smoothly and continuously from 2.5x to 10x.

Because the lens elements are captive inside the housing, they do not rotate as they translate during zooming. As a result, alignment and wavefront quality are maintained. The Galilean design of the 09LBV 001 provides a transmitted wavefront distortion across its clear aperture of $\lambda/10$ RMS at 633.8 nm. Once a particular expansion ratio is obtained, it can be locked in place via a locking knob.

The focus ring of this beam expander adjusts the separation between the front and rear lens elements, allowing focusing of the beam from 1.7 m to infinity. Once properly focused, the system can be locked in place via a locking set screw to prevent drift.

A broadband multilayer antireflection coating is applied to each lens surface, providing greater than 95% transmission at 633.8 nm. The combination of the focus feature and the broadband coating make the 09LBV 001 usable from 450 to 750 nm. As a result it is usable with visible, near-IR, and tunable sources. To check that the beam expander has been properly adjusted for collimation a 09SPM series collimation tester can be used (*see page 64-15*). The integral display screen of the tester will enable the user to diagnose and correct poor collimation within seconds.



ST-11 MELLES GRIOT



The zoom beam expander is mounted in a black anodized aluminum housing with a 1-inch diameter, 32 TPI threaded rear boss. It can be attached directly to a laser or via an 091-AM series accessory adaptor (see page 37-22). The necessary adaptor will ensure proper alignment of the optics to the beam. Alternately, an 07-HRZ-001 mounting stand may be used to mount the expander independently of the laser.

**SPECIFICATIONS:
ZOOM BEAM EXPANDER**

- Beam Expansion Range: 3.5x - 10x
- Wavelength Range: 450 - 750 nm
- Recommended Maximum Input Beam Diameter (D_e^2): 1.5 mm
- Input Aperture: 25.4 mm
- Exit Aperture: 85.6 mm
- Wavefront Distortion: $< \lambda/10$ RMS at 632.8 nm
- Transmission: $> 95\%$ at 632.8 nm
- Coating: Broadband multilayer antireflection
- Minimum Focal Distance: 1.7 m
- Focusing Ring: Lockable
- Zoom Ring: Lockable
- Housing Material: Black anodized aluminum
- Mounting: 1 in., 32 TPI (male), M6 (female)
- Weight: 1.0 Lb (450 g)

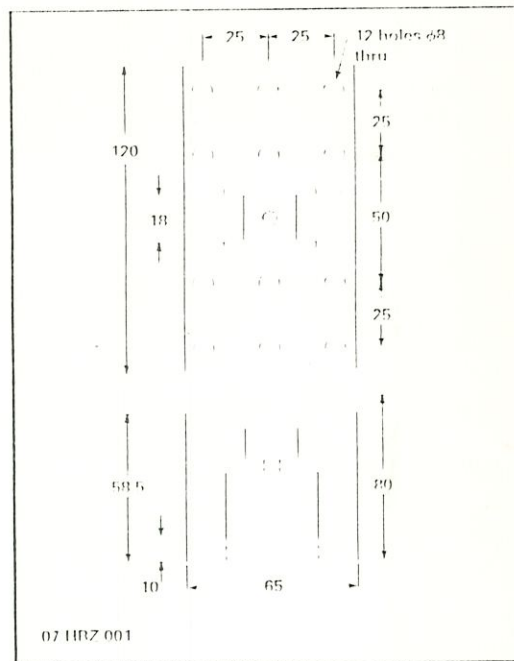
Zoom Beam Expander

Expansion Ratio	Input Aperture (mm)	Exit Aperture (mm)	Minimum Focal Distance (m)	PRODUCT NUMBER
3.5 - 10x	25.4	85.6	1.7	091-BV-001

You can use the model 13 WAS 001 Wave Analyzer™ to analyze the transmitted wavefront of beam expanders (see Chapter 64).

Zoom Beam Expander Mounting Stand

This black anodized stand for mounting the model-091-BV-001 zoom beam expander independently of a laser attaches to the beam expander with an M6 threaded thumb screw. Twelve 8-mm diameter through holes are provided in the base of the mount for attachment to a table/breadboard or other surface.



Zoom Beam Expander Mounting Stand

PRODUCT NUMBER
07 HRZ 001