



*Universidade Federal da Paraíba. Centro de Tecnologia. Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica*

Mestrado – Doutorado

**CONTROLE ADAPTATIVO APLICADO EM DOIS ELOS DE UM
ROBÔ MANIPULADOR ELETROMECAÂNICO DE CINCO GRAUS
DE LIBERDADE**

*Tese de Doutorado, submetida à Universidade Federal da Paraíba, como
parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor.*

Carlos Roberto Alves Pinto

Orientador: Prof. Dr. José Antônio Riul

João Pessoa, 25 novembro de 2011

CARLOS ROBERTO ALVES PINTO

**CONTROLE ADAPTATIVO APLICADO EM DOIS ELOS
DE UM ROBÔ MANIPULADOR ELETROMECHANICO DE
CINCO GRAUS DE LIBERDADE**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, em cumprimento aos requisitos para obtenção do título de Doutor.

Orientador: Prof. Dr. José Antônio Riul

**CONTROLE ADAPTATIVO APLICADO EM DOIS ELOS DE UM
ROBÔ MANIPULADOR ELETROME CÂNICO DE CINCO GRAUS
DE LIBERDADE**

por

Carlos Roberto Alves Pinto

Prof. Dr. BENEDITO SANTANA DE OLIVEIRA

Examinador Externo

Prof. Dr. JOSÉ BEZERRA DE MENEZES FILHO - IFPB

Examinador Externo

Prof. Dr. JOÃO BOSCO DE AQUINO E SILVA - UFPB

Examinador Interno

Prof. Dr. PAULO HENRIQUE DE MIRANDA MONTENEGRO - UFPB

Examinador Interno

Prof. Dr. JOSÉ ANTÔNIO RIUL - UFPB

Orientador

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho:

Ao meu pai:

José Pinto Junior (in memoriam), verdadeiramente o maior mestre que tive.

À minha mãe:

Maria Alves Pinto que me ensinou não só as primeiras letras, mas norteou a minha vida e, abrindo mão de alguns de seus sonhos, tornou este meu sonho possível.

À minha esposa:

Aparecida e às minhas filhas Marcela e Maíra, fruto do nosso amor e inspirações de novos sonhos.

A todas as pessoas por quem tenho grande admiração, respeito e que contribuíram de forma direta e indireta, no decorrer da minha formação.

AGRADECIMENTO

Agradeço ao meu orientador professor José Antônio Riul, pela amizade e pelo apoio, aproveitando a oportunidade para cumprimentá-lo pela competência e dedicação ao ofício do ensino.

Agradeço ao professor Paulo Henrique de Miranda Montenegro, pela inestimável colaboração no decorrer deste trabalho.

Agradeço ao professor do IFPB, João Batista de Oliveira Silva, que me deu a oportunidade de utilizar o equipamento empregado nesta pesquisa.

Agradeço aos colegas do Laboratório de Dinâmica do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica: Oldineia Souza, Anrafel Meira, Érick Zambrano, e Petrov Lobo pelo constante incentivo e disposição em ajudar.

Agradeço ao amigo Carlos Alberto Nóbrega Sobrinho e ao professor Leonardo de Araújo Moraes pela solicitude e presteza de sempre.

Agradeço aos professores da banca examinadora pelas contribuições dadas na avaliação deste trabalho.

Por fim, agradeço a todos os demais que, de algum modo, contribuíram a realização deste trabalho.

CONTROLE ADAPTATIVO APLICADO EM DOIS ELOS DE UM ROBÔ MANIPULADOR ELETROMECHANICO DE CINCO GRAUS DE LIBERDADE

RESUMO

O objetivo do presente trabalho é apresentar o projeto de controladores adaptativos descentralizados e centralizados para dois elos de um robô manipulador eletromecânico de cinco graus de liberdade (5 GDL). O robô manipulador é composto por cinco juntas rotacionais, por quatro elos e uma garra. Cinco motores de corrente contínua são utilizados para o acionamento do robô. A transmissão do movimento dos motores para as juntas é realizada através de trens de engrenagens. As medidas das posições angulares das juntas são realizadas por potenciômetros. Modelos de robôs manipuladores são obtidos usando equações de Newton – Euler ou de Lagrange; e são acoplados e não lineares. Neste trabalho, os modelos dos elos do robô manipulador são obtidos em tempo real, para cada período de amostragem. Os parâmetros dos elos, a serem controlados, são identificados pelo método dos mínimos quadrados recursivo (MQR), em função de excitações impostas aos motores que acionam os elos e das respostas obtidas nas juntas e são usados nos projetos dos controladores adaptativos, para o controle das posições das juntas dos elos em análise. Finalizando, são apresentados resultados experimentais bem como a avaliação do desempenho obtido pelos elos controlados do robô.

Palavras-chaves: Robótica, Identificação, Controle Adaptativo.

ADAPTIVE CONTROL APPLIED TO TWO LINKS OF AN ELECTROMECHANICAL MANIPULATOR ROBOT OF FIVE DEGREES OF FREEDOM

ABSTRACT

This research aims at developing adaptive decentralized and centralized controllers for two links of an electromechanical manipulator robot of five degrees of freedom (5 DOF). The manipulator robot is consisted of five rotational joints, four links and a claw. Five DC motors are used to drive the robot and the motion transmission of the motors for the joints is achieved by gear trains. The measurements of the angular positions of the joints are made by potentiometers. Models of the manipulator robots, which are coupled and nonlinear, are obtained by using Newton- Euler and Lagrange equations. In this research, the models of the links of the manipulator robot are obtained in real time for each sampling period. The parameters of the links, to be controlled, are identified by recursive least squares (RLS) method resulted from imposed excitation to the motors which activate the links and the responses obtained by means of the joints. These parameters are used in the designs of adaptive controllers for the positions control of the link joints in question. Experimental results are presented, as well as evaluation of the achieved performance by the controlled links of the robot.

Keywords: Robotic, Systems Identification, Adaptive Control

SUMÁRIO

CAPÍTULO I: INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVOS.....	3
1.1.1 Objetivo geral.....	3
1.1.2 Objetivos Específicos e Metodologia.....	3
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	5
CAPÍTULO II: DESCRIÇÃO DO SISTEMA	15
2.1 INTRODUÇÃO.....	15
2.2 BANCADA DE TESTES	16
2.2.1 Descrição do robô manipulador eletromecânico de cinco graus de liberdade (5 GDL).....	17
2.2.2 Fonte de alimentação simétrica.....	19
2.2.3 Computador de mesa desktop PC.....	20
2.2.4 Placas de entrada e saída de dados.....	20
2.3 COMENTÁRIOS FINAIS.....	22
CAPÍTULO III: MODELAMENTO DE DOIS ELOS DE UM ROBÔ MANIPULADOR ELETROMECÂNICO DE CINCO GRAUS DE LIBERDADE.....	23
3.1 INTRODUÇÃO	23
3.2 IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMA SISO	24
3.3 IDENTIFICAÇÃO DOS ELOS 1 e 2 DO ROBÔ MANIPULADOR.....	29

3.4	ESCOLHA DA ESTRUTURA.....	34
3.4.1	Escolha da ordem da estrutura	34
3.4.2	Escolha do atraso de transporte da estrutura	43
3.4.3	Definição da estrutura	45
3.5	RESULTADOS DA IDENTIFICAÇÃO DOS ELOS.....	46
3.6	CONCLUSÕES.....	50
CAPÍTULO IV: PROJETOS DE CONTROLADORES ADAPTATIVOS DESCENTRALIZADOS E CENTRALIZADOS PARA OS ELOS 1 E 2 DO ROBÔ, UTILIZANDO A TÉCNICA POLINOMIAL.....		51
4.1	INTRODUÇÃO.....	51
4.2	CONTROLADOR ADAPTATIVO BASEADO NA TÉCNICA POLINOMIAL.....	52
4.3	PROJETO DO CONTROLADOR ADAPTATIVO DE 1 GDL DESCENTRALIZADO SEM INTEGRADOR PARA OS ELOS 1 e 2 DO ROBÔ.....	56
4.3.1	Polinômio Característico do Controlador Adaptativo Descentralizado e do Sistema, em Malha Fechada.....	60
4.3.2	Resultados obtidos para os Elos 1 e 2 do Robô, sob Ação do Controlador Adaptativo 1 GDL Descentralizado sem Integrador.....	63
4.4	PROJETO DO CONTROLADOR ADAPTATIVO DE 1 GDL DESCENTRALIZADO COM INTEGRADOR PARA OS ELOS 1 e 2 DO ROBÔ	71
4.4.1	Polinômio Característico do Controlador Adaptativo Descentralizado e do Sistema, em Malha Fechada.....	74
4.5	PROJETO DO CONTROLADOR ADAPTATIVO DE 1 GDL CENTRALIZADO SEM INTEGRADOR PARA OS ELOS 1 e 2 DO ROBÔ.....	75
4.5.1	Polinômio Característico do Controlador Adaptativo Centralizado e do Sistema, em Malha Fechada.....	79
4.5.2	Resultados obtidos para os Elos 1 e 2 do Robô, sob Ação do Controlador Adaptativo 1 GDL Centralizado sem Integrador.....	79

4.6	PROJETO DO CONTROLADOR ADAPTATIVO DE 1 GDL CENTRALIZADO COM INTEGRADOR PARA OS ELOS 1 e 2 DO ROBÔ.....	87
4.6.1	Polinômio Característico do Controlador Adaptativo Centralizado e do Sistema, em Malha Fechada.....	91
4.7	CONCLUSÕES.....	92
	CAPÍTULO V: COMPARAÇÃO DE RESULTADOS.....	93
5.1	INTRODUÇÃO.....	93
5.2	COMPARATIVO DE RESULTADOS.....	94
5.3	CONCLUSÕES.....	101
	CAPÍTULO VI: CONCLUSÃO FINAL.....	102
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	104
	APÊNDICE A: FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA.....	110
A.1	INTRODUÇÃO.....	110
A.2	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTINUA CONTROLADO PELA CORRENTE DE CAMPO.....	111
A.3	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA CONTROLADO PELA ARMADURA.....	114
A.4	CONVERTENDO A FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $G(s)$ EM $G(z)$	116
A.5	CONCLUSÕES.....	117

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Robô manipulador de 5 GDL.....	05
Figura 2.1 – Bancada de testes.....	16
Figura 2.2 – Diagrama de blocos da bancada de testes	17
Figura 2.3 – Robô manipulador de 5 GDL.....	18
Figura 2.4 – Conector DB fêmea de 25 pinos.....	19
Figura 2.5 – Placas de aquisição de dados NI USB-6009.....	20
Figura 3.1 – Robô Manipulador de 5 GDL.....	24
Figura 3.2 – Excitação do elo 1 do robô manipulador.....	36
Figura 3.3 – Excitação do elo 2 do robô manipulador.....	37
Figura 3.4 – Teste de detecção da ordem do sistema – Elo 1.....	40
Figura 3.5 – Teste de detecção da ordem do sistema – Elo 2.....	41
Figura 3.6 – Resposta real e estimada do elo 1 do robô manipulador	46
Figura 3.7 – Resposta real e estimada do elo 2 do robô manipulador.....	47
Figura 3.8 – Erro de previsão do modelo do elo 1 do robô manipulador.....	47
Figura 3.9 – Erro de previsão do modelo do elo 2 do robô manipulador.....	48
Figura 3.10 – Evolução dos parâmetros a_i estimados do elo 1 do robô.....	48
Figura 3.11 – Evolução dos parâmetros b_j estimados do elo 1 do robô.....	49

Figura 3.12 – Evolução dos parâmetros a_i estimados do elo 2 do robô.....	49
Figura 3.13 – Evolução dos parâmetros b_j estimados do elo 2 do robô.....	49
Figura 4.1 – Diagrama de blocos de sistema acoplado com duas entradas e duas saídas.....	52
Figura 4.2 – Diagrama de blocos do controlador de 1GDL e sistema.....	54
Figura 4.3 – Locação dos polos do polinômio característico $M(z^{-1})$	60
Figura 4.4 – Referência e resposta real do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	65
Figura 4.5 – Referência e resposta real do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	66
Figura 4.6 – Variável de controle do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	66
Figura 4.7 – Variável de controle do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	67
Figura 4.8 – Erro de saída do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	67
Figura 4.9 – Erro de saída do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	68
Figura 4.10 – Erro de estimação do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	68
Figura 4.11 – Erro de estimação do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	69
Figura 4.12 – Parâmetros de estimados do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	69
Figura 4.13 – Parâmetros estimados do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	70
Figura 4.14 – Parâmetros estimados do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	70
Figura 4.15 – Parâmetros estimados do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador.....	71

Figura 4.16 – Referência e resposta real do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador.....	81
Figura 4.17 – Referência e resposta real do elo 2 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador.....	82
Figura 4.18 – Variável de controle do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador.....	82
Figura 4.19 – Variável de controle do elo 2 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador.....	83
Figura 4.20 – Erro de saída do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador.....	83
Figura 4.21 – Erro de saída do elo 2 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador.....	84
Figura 4.22 – Erro de estimação do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador.....	84
Figura 4.23 – Erro de estimação do elo 2 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador.....	85
Figura 4.24 – Parâmetros de estimados do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador.....	85
Figura 4.25– Parâmetros estimados do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador.....	86
Figura 4.26 – Parâmetros estimados do elo 2 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador.....	86
Figura 4.27 – Parâmetros estimados do elo 2 do robô, sob ação do controlador sem integrador.....	87
Figura 5.1 – Sinal de referência do elo 1 do robô manipulador.....	94
Figura 5.2 – Sinal de referência do elo 2 do robô manipulador.....	94
Figura 5.3 – Respostas experimentais do elo 1 para referências degraus, sob ação dos controladores adaptativos descentralizado e centralizado sem integrador.....	95
Figura 5.4 – Respostas experimentais do elo 2 para referências degraus, sob ação dos controladores a adaptativos descentralizado e centralizado sem integrador.....	96

Figura 5.5 – Erro de saída do elo 1 para referências degraus, sob ação dos controladores adaptativos descentralizados e centralizados.....	98
Figura 5.6 – Erro de saída do elo 2 para referências degraus, sob ação dos controladores adaptativos descentralizados e centralizados.....	98
Figura 5.7 – Variáveis de controle do elo 1 sob ação dos controladores descentralizados e centralizados.....	99
Figura 5.8 – Variáveis de controle do elo 2 sob ação dos controladores descentralizados e centralizados.....	100
Figura A.1 – Diagrama de um circuito elétrico da armadura (a) e esboço (b) de um motor de corrente contínua.....	111
Figura A.2 – Modelo em diagrama de blocos de um motor de corrente contínua controlado pelo campo.....	114
Figura A.3 – Modelo em diagrama de blocos de um motor de corrente contínua controlado pela armadura.....	115

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Identificação do conector DB-25 do robô manipulador.....	19
Tabela 2.2 – Especificação técnica da placa de aquisição de dados (DAQ).....	21
Tabela 3.1 – Estruturas de modelos paramétricos dos elos 1 e 2.....	30
Tabela 3.2 – Parâmetros de inicialização do programa computacional (MQR).....	37
Tabela 3.3 – Índices de desempenho do elo 1 do robô manipulador	38
Tabela 3.4– Índices de desempenho do elo 2 do robô manipulador.....	38
Tabela 3.5 – Razão $\left \frac{\Delta s}{\Delta n_a} \right $ referente ao elo 1	39
Tabela 3.6 – Razão $\left \frac{\Delta s}{\Delta n_a} \right $ referente ao elo 2.....	40
Tabela 3.7 – Índices R^2 , S_n e AIC e taxa de variação do AIC – elo 1.....	42
Tabela 3.8 – Índices R^2 , S_n e AIC e taxa de variação do AIC – elo 2.....	42
Tabela 3.9 – Estrutura dos modelos paramétricos.....	44
Tabela 3.10 – Índices de desempenho do elo 1 do robô manipulador	44
Tabela 3.11 – Índices de desempenho do elo 2 do robô manipulador	45
Tabela 4.1– coeficientes dos polos alocados e do polinômio $M(z^{-1})$	61
Tabela 4.2– Parâmetros de inicialização do programa computacional.....	63
Tabela 4.3 – Desempenho dos elos 1 e 2 do robô manipulador, relativo às especificações de desempenho estabelecidas.....	65
Tabela 4.4 – Parâmetros de inicialização do programa computacional.....	80

Tabela 4.5 – Desempenho dos elos 1 e 2 do robô manipulador, relativo às especificações de desempenho estabelecidas.....	81
Tabela 5.1 – Desempenho do elo 1 do robô manipulador.....	95
Tabela 5.2 – Desempenho do elo 2 do robô manipulador.....	97
Tabela A.1 – Parâmetros típicos de um motor de corrente contínua.....	116

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

- a_i e b_j – Parâmetros dos modelos paramétricos
 AIC – Critério de informação de Akaike
 ARX – Modelo autorregressivo com entradas externas
 $A(z^{-1}), B(z^{-1}), C(z^{-1})$ – Polinômios discretos de parâmetros
 BIC – Critério de Informação Bayesiana
 d – Atraso de transporte associado ao sistema
 $e(t)$ – Ruído branco com média nula e variância σ_e^2
 e_{ss} = erro em regime permanente percentual
 ε – Erro de previsão
 I – Matriz identidade
 IAE – Erro Integral Absoluto
 MQ – Algoritmo dos mínimos quadrados
 MIMO – Sistema com múltiplas entradas e múltiplas saídas.
 J_N – Função custo básico dos mínimos quadrados
 K – Número de amostras
 $K(t+1)$ – Ganho do estimador
 $K'(t+1)$ – Ganho do estimador com fator de esquecimento
 MQR – Algoritmo dos mínimos quadrados recursivo
 M_p = máximo sobressinal percentual
 $M(z^{-1})$ = Polinômio característico do controlador adaptativo descentralizado ou centralizado e do sistema em malha fechada.
 n_a – Representa o número de polos
 n_b – Representa o número de zeros
 n_p – Número de parâmetros
 N – Número de medidas da experimentação
 $P(t)$ – Matriz de covariância

PID - Controlador proporcional integral derivativo

PI – Controlador proporcional integral

R^2 – Coeficiente de correlação múltipla

S_n , SEQ – Soma do erro quadrático de estimativa

SISO – Sistema com única entrada e única saída

STR – Controlador autoajustável

T_s – Tempo ou período de amostragem

$t_{95\%}$ – Tempo necessário para que a resposta do sistema à entrada degrau atinja 95% do seu valor final.

T – Tempo total

$u(t)$ – Entrada do sistema

$u_1(t)$, $u_2(t)$ – Excitação dos elos 1 e 2 respectivamente

$v(t)$ – Saída do sistema

$v(k)$ – Saída estimada do sistema

V – Vetor de saída

\bar{V} – Média das N amostras da experimentação

$y(k)$ – Saída do sistema no instante k

$\hat{y}(k)$ – Saída estimada do modelo do sistema no instante k

$Y(z^{-1})$ – Vetor de saídas referente ao sistema MIMO

z - Símbolo operacional da transformada Z

λ – Fator de esquecimento

$\varphi(t-1)$ – Vetor de medidas

$\beta_1(t)$ e $\beta_2(t)$ – Posições angulares das duas juntas do robô

$\hat{\theta}_1(t)$ e $\hat{\theta}_2(t)$ – Vetores de parâmetros estimados pelo MQR

$\hat{\theta}_{MQ}$ – Vetor de parâmetros estimados pelo MQ

Δ – Operador diferença

ϕ – Matriz de observação

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Em ambientes industriais onde se exige a realização de tarefas com rapidez e precisão, de modo a produzir produtos com menor tempo de produção, são bastante utilizados robôs manipuladores. Esses procedimentos necessitam da utilização de manipuladores flexíveis, com possibilidade de atuar em um grande volume de trabalho, na execução de tarefas que possuem grandes variações de parâmetros, exigindo a elaboração de algoritmos de controle mais eficientes.

Um robô industrial é um sistema mecânico complexo, com movimentos acoplados entre as articulações de seus elos, formando uma cadeia cinemática aberta. Esse acoplamento é fortemente não linear, podendo resultar em um movimento não desejado de uma junta quando outra é acionada. Um robô manipulador deve possuir, no mínimo, um braço, um punho e uma mão. Deve dispor de potência suficiente e o mínimo de mobilidade para realizar a tarefa desejada. O seu mecanismo é constituído de vários elos, conectados através de juntas, de modo similar a um braço mecânico. Na extremidade do braço encontra-se o órgão terminal, que o robô utiliza para efetuar suas tarefas. As juntas de um robô manipulador, que conectam os elos e proporcionam movimento relativo entre eles, normalmente apresentam um dos três movimentos básicos seguintes: rotação em torno do eixo longitudinal de um elo entre duas juntas; rotação em torno de um eixo transversal, na junta, e movimento linear, na direção do eixo longitudinal de um elo. Na década de 1980, foram publicados vários livros clássicos sobre esse assunto, como ASADA e SLOTINE (1986), CRAIG (1989), FU et al. (1987), GROOVER et al. (1988), EPONG E VIDYASAGAR (1989).

No entanto, ainda existe uma forte demanda para pesquisa, em termos de controle de força, controle de visão, programabilidade e aplicação de novos materiais leves e flexíveis.

O controle de movimento de manipuladores robóticos, do ponto de vista do controle automático com realimentação, apresenta um significativo grau de dificuldade, considerando-se algumas características relacionadas por esses sistemas, tais como: acoplamento de vários corpos, com movimentos simultâneos; equações de movimento não lineares acopladas; flexibilidade nos elos e /ou juntas; parâmetros incertos e/ou variantes no tempo; processamento de sinais externos; efeitos de atritos e folgas.

Existe uma variedade de métodos de controle com realimentação para o movimento de manipuladores robóticos de elos rígidos seriais. O mais simples e mais usado é o controlador PID descentralizado, que atua sobre cada junta do robô, de forma independente (GÓES, 2000).

TERRA et al. (2000) aplicaram controladores H_2 e H_∞ em um robô manipulador subatuado, considerando o problema do regulador generalizado e compararam com um controlador convencional PID. A análise dos resultados mostrou que a robustez dos controladores H_2 e H_∞ apresentou desempenho superior ao PID.

Em síntese, o sistema de controle é o responsável pelo comportamento do robô, o qual pode ser do tipo fixo e repetitivo, ou inteligente, tomando decisões e reagindo conforme a situação encontrada, aprendendo com suas atitudes e incorporando-as ao seu conhecimento.

O comportamento do robô tem caráter estocástico. Controladores tradicionais com parâmetros fixos são muitas vezes inadequados para tais processos. Uma possível alternativa para melhorar a qualidade de um robô manipulador é a utilização de sistemas de controle adaptativo, que tem sido possível pelo desenvolvimento da automação digital moderna baseada na tecnologia de microprocessador e também no desenvolvimento e aperfeiçoamento de algoritmos de controle adaptativo.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

O presente trabalho tem como objetivo geral modelar e controlar, em tempo real, a posição dos elos 1 e 2 do robô manipulador eletromecânico de cinco graus de liberdade (5GDL), mostrado na Figura 1.1, usando controladores adaptativos descentralizados e centralizados empregando a técnica polinomial (BOBÁL et al., 2005; KUBALCIK e BOBÁL, 2006).

1.1.2 – Objetivos Específicos e Metodologia

A seguir, apresentam-se os objetivos específicos e a respectiva metodologia aplicada para a obtenção dos modelos matemáticos para os elos 1 e 2 do robô manipulador eletromecânico de cinco graus de liberdade (5 GDL), mostrado na Figura 1.1.

a) Realizar os testes dinâmicos e coleta de dados com a planta em operação. Essa é a etapa que envolve montagem da bancada de testes, a geração de dados, a determinação da trajetória do robô, a seleção do tipo e valor do sinal de excitação, escolha do período de amostragem e a execução de testes.

b) Escolher a representação matemática. Essa etapa está direcionada à reprodução da dinâmica do sistema, por meio de uma matriz de transferência, expressa a partir do modelo ARX (modelo autorregressivo com entradas exógenas), que representará os elos 1 e 2 do robô eletromecânico em análise.

c) Determinar a estrutura do modelo. Como se trata de uma identificação linear, será feita a escolha do número de polos e zeros e atrasos e o correspondente equacionamento dos vetores de parâmetros dos elos 1 e 2 do robô manipulador dinamicamente acoplados, levando-se em conta onze estruturas do modelo ARX, previamente selecionadas.

d) Estimar parâmetros. Essa etapa trata do cálculo dos parâmetros dos polinômios da matriz de transferência do sistema e é realizada empregando o algoritmo

dos mínimos quadrados recursivo (MQR), escrito em linguagem Matlab® e implementado na plataforma LabVIEW®.

e) Escolher a ordem do modelo. Os procedimentos desta fase da pesquisa utilizam o teste de detecção de ordem e a taxa de variação do critério de informação de Akaike (AIC), sugeridos por COELHO e COELHO (2004), que servem de base na comparação e seleção de diferentes estruturas de modelo.

f) Validar os modelos. Uma vez estabelecidos os modelos, testes são utilizados para verificar se reproduzem as características da planta. Além disso, trata-se de uma família de modelos. Uma comparação entre estes modelos da família será realizada, para indicar o que apresenta menor magnitude do somatório do erro quadrático e maior magnitude do coeficiente de correlação múltipla.

g) Escolher o atraso de transporte. Variando o atraso de transporte do modelo escolhido na etapa anterior, adotar a estrutura do modelo que conduz ao menor valor da soma dos quadrados do erro de previsão (COELHO e COELHO, 2004).

h) Projetar e implementar controladores adaptativos descentralizados e centralizados para o controle de posição dos elos 1 e 2 do robô manipulador. Neste estudo, os controladores adaptativos descentralizados e centralizados serão projetados sem e com integradores.

A realização deste trabalho teve como objetivo contribuir para utilização e implementação de algoritmo de controle adaptativo descentralizados e centralizados aplicável em robôs manipuladores eletromecânicos com acionamento por motores de corrente contínua, multivariáveis. O termo descentralizado refere-se ao algoritmo de controle que não considera as interações entre os elos do robô, diferentemente do algoritmo de controle centralizado que inclui essas interações para determinação dos valores de todas as variáveis controladas. A identificação do sistema em análise é realizada considerando o acoplamento dinâmico entre os elos do robô, independente da lei de controle que será aplicada, de tal modo que permita identificar recursivamente o sistema, por meio de método estimativo, passível de otimização, em que não haja necessidade de realizar transformações que envolvam a cinemática. A utilização desse método de identificação permite que os parâmetros do sistema de controle sejam projetados em tempo real, proporcionado ao algoritmo de controle projetado capacidade de rastrear a referência estabelecida atendendo as especificações de desempenho impostas.

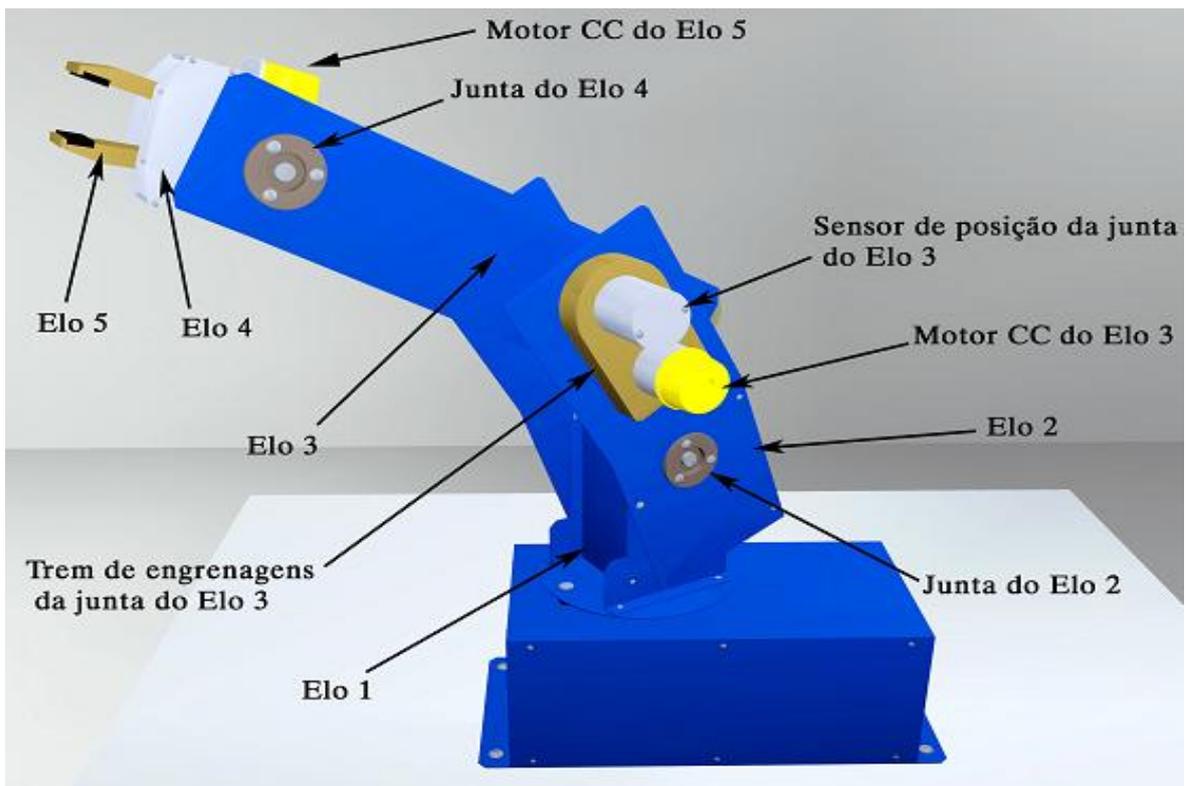


Figura 1.1 - Robô manipulador de 5 GDL

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

As técnicas de identificação de sistemas é uma área do conhecimento que estuda maneiras de modelar e analisar sistemas a partir de observações, ou seja, de dados (AGUIRRE, 2000). O estudo da literatura referente à estimação de processos dinâmicos lineares e das estratégias aplicadas ao controle empregando algoritmos de controle adaptativo descentralizado e centralizado, contribuíram para o planejamento deste trabalho. Inicialmente, deu-se ênfase ao estudo da determinação do modelo matemático de um sistema por meio de técnicas de identificação paramétricas. A literatura conta com uma bibliografia extensa sobre esse assunto. As questões mais frequentes, relacionadas ao referido tema, são as seguintes: escolha do modelo matemático, seleção de sinais de excitação e tempo de amostragem, determinação de estruturas por meio de estimação dos parâmetros e validação de modelos.

Com o aumento da complexidade dos processos industriais de produção e a necessidade de aprimorar o desempenho dos sistemas industriais, várias estratégias de controle têm sido propostas e utilizadas. Dentre as mais recentes, destacam-se aquelas

que utilizam modelos matemáticos, cuja escolha é discutida por MALIK et al. (1991), juntamente com os aspectos práticos referentes à seleção do sinal aplicado e à seleção do período de amostragem, utilizando-se o algoritmo de mínimos quadrados recursivo (MQR), para a identificação de sistemas, aplicada ao controle adaptativo. Segundo HEMERLY (1996), a utilização de excitação degrau, embora não seja suficientemente excitante, pode ser utilizada quando o sistema identificado tolere variações bruscas na entrada, como nos sistemas robóticos.

Por serem mais simples, os modelos lineares foram fundamentais no desenvolvimento de técnicas de identificação. Em contraste com a complexidade apresentada pelos modelos não lineares, o uso de modelos lineares é justificável pela sua simplicidade, facilidade de obtenção e por possuírem um amplo ferramental matemático, na engenharia de controle. Citado por AGUIRRE et al. (2007), Billings observou que esses modelos podem ser empregados em faixas operativas restritas, ou seja, próximas dos pontos de operação onde o modelo foi validado e que a necessidade de obtenção de modelos mais precisos do comportamento de sistemas dinâmicos levou a uma modelagem que considera faixas mais amplas de operação. Em consequência, as equações obtidas nessa nova modelagem consideram as não linearidades dos modelos. O desenvolvimento dos modernos computadores e a disponibilização de um amplo ferramental matemático são aliados poderosos na manipulação e análise dos dados medidos em plantas dessa natureza.

AGUIRRE (2000) descreve o termo modelagem como sendo usado para denotar o procedimento de construção de um modelo para representar um determinado fenômeno. O processo de modelagem consiste na determinação ou construção das equações matemáticas ou regras que melhor descrevam as características de um processo. A equação matemática utilizada deve responder as questões sobre o processo, sem a realização de experimentações, ou seja, pode-se conhecer o comportamento do sistema, sob determinadas condições operacionais.

A utilização do modelo para a simulação do sistema constitui-se num procedimento de baixo custo. Entretanto, a validade (adequação) dos resultados de simulação depende, completamente, da qualidade do modelo matemático do sistema (COELHO e COELHO, 2004), ou seja, da capacidade de representação da dinâmica essencial do sistema.

AGUIRRE (2000) acrescentou que, para tal finalidade, existem diversas formas e técnicas para se obter um modelo matemático. Um modelo matemático pode ser

elaborado por meio de uma análise físico-matemática ou experimental. No primeiro caso, o modelo é obtido por meio da descrição do comportamento físico do sistema. Esse tipo de análise é denominada modelagem caixa branca ou fenomenológica e demanda o conhecimento, profundo, do sistema a ser modelado e, por isso, nem sempre é viável. Para consolidação dos aspectos básicos da modelagem caixa branca, GARCIA (2009) detalha a modelagem matemática baseada em princípios físicos com estudo de casos em diversas áreas da engenharia, tais como: elétrica, mecânica, hidráulica, térmica e química, empregando a simbologia utilizada pelos programas Simulink / Matlab. Na análise experimental, o modelo é obtido com base nas medidas ou observações do sistema. Esse procedimento é uma técnica alternativa, denominada modelagem caixa preta ou modelagem empírica e tem como característica pouca ou nenhuma exigência a respeito do conhecimento prévio do sistema a ser modelado, levando algumas vantagens sobre modelos fenomenológicos em termos de tempo e esforço computacional.

Muitos sistemas, na prática, podem ser descritos, aproximadamente, por um modelo, muito simples, de primeira ou de segunda ordem (LJUNG, 1999). Muitas vezes, esses modelos simples são suficientes para se fazer um primeiro controle do projeto. Esses podem ser obtidos por meio de testes experimentais do processo.

COELHO e COELHO (2004) definem o modelo de um sistema como uma equação matemática que é utilizada para responder a questões sobre o sistema sem a realização de experimentações.

Ademais, outras definições para a identificação de sistemas podem ser encontradas na literatura que se dedica com exclusividade a esse assunto:

1) PHAN e JUANG (2004) definiram a identificação como um processo de desenvolvimento de um modelo matemático para um sistema físico, pelo uso de dados experimentais.

2) LJUNG (1999) afirmou que a identificação de sistemas permite a elaboração do modelo matemático de um sistema dinâmico, baseado em medidas coletadas pelo ajuste de parâmetros e/ou do modelo, até que a saída do sistema coincida “tão bem” quanto possível, com as amostras das saídas medidas.

3) AGUIRRE (2000) descreve a identificação de sistemas como sendo uma área que aborda técnicas alternativas de modelagem matemática de um sistema, para obter equações que descrevam um comportamento específico, a partir de dados fornecidos como entrada e dados de saída recebidos como resposta.

Os métodos de identificação de sistemas são classificados em duas categorias distintas, uma sendo operada no domínio do tempo, e a outra no domínio da frequência.

As técnicas no domínio do tempo requerem a construção de um modelo do sistema e estimação dos parâmetros do modelo, a partir de históricos de sinais temporais, medidos, geralmente, na entrada e saída do sistema (MATHIAS, 1998).

Entre as duas técnicas de identificação citadas, as técnicas de identificação baseadas na representação discreta de sinais no tempo são mais usuais. Elas são de especial interesse neste trabalho, já que o programa de um controlador digital pode sofrer alteração na lei de controle, sem necessidade de modificações no equipamento (NISE, 2002). Como a coleta e tratamento dos sinais são, normalmente, efetuados na forma digital, com a predominância do controle por computador, isso justifica a grande variedade de técnicas de projeto de controladores discretos encontrada na literatura (HERMELY, 1996; ÅSTRÖM e WITTENMARK, 1995).

A identificação de sistemas consiste, de um modo geral, em três etapas: *determinação de estruturas, estimação dos parâmetros e validação do modelo.*

Vários aspectos importantes são discutidos no decorrer da descrição dessas etapas de identificação. Porém, as linhas gerais citadas em AGUIRRE et al. (2007) e em LJUNG (1999) são adotadas como as principais etapas a serem seguidas na identificação. São elas:

1) Testes dinâmicos e coleta de dados. Essa é a fase que envolve a geração de dados. Os principais fatores estão ligados à escolha do sinal de excitação (quando possível), à execução do teste e à escolha do período de amostragem. Em determinados casos, a planta deve ser identificada quando em operação. Nesse caso, se a entrada não for capaz de excitar todos os modos, a identificação será restrita a uma faixa de operação.

2) Escolha da representação matemática. Esta etapa está centrada na representação da dinâmica; seja em funções de transferência ou em matrizes de espaço de estados.

3) Determinação da estrutura do modelo. No caso de identificações lineares, é feita a escolha do número de polos e zeros e atrasos.

4) Estimação de parâmetros. Trata-se da seleção do algoritmo e/ou dos métodos numéricos para o cálculo dos parâmetros a serem utilizados.

5) Validação do modelo. Uma vez estabelecido um modelo ou uma família de modelos, testes são usados para verificar se esses reproduzem as características da planta. Além disso, no caso de uma família de modelos, uma comparação entre estes indicará quem apresenta menor erro. Tal fato pode depender, significativamente, do tipo de modelo empregado.

As etapas citadas também foram tratadas por ISERMANN (1980) ao apresentar procedimentos práticos para identificação de modelos. Entre outras ações, esse estudioso mostrou uma maneira de realizar a seleção de sinais de excitação e um teste para determinação da ordem e validação do modelo identificado. Adicionalmente, recomendou a seleção de um tempo de amostragem para a realização do experimento visando à aquisição das medidas do processo que proporcionarão a obtenção do modelo estimado. Ainda, considerou uma boa escolha usar de 5 a 15 amostragens, em 95% do tempo de estabelecimento quando o período de amostragem usado for muito pequeno.

De acordo com COELHO E COELHO (2004), para a identificação de sistemas usando o estimador do tipo (MQR), alguma informação inicial dos parâmetros do sistema é necessária para convergência do método. Além disso, o estimador é não polarizado (os parâmetros estimados convergem para os parâmetros verdadeiros, quando o número de iterações aumenta). Sobre a convergência do estimador de parâmetros de sistemas dinâmicos, LJUNG (1976) descreveu um teorema para a convergência e consistência do método de identificação, usando o algoritmo MQR.

Citados por COELHO e COELHO (2004), Brasilow e Joseph propuseram que, uma vez estimado o processo, o modelo estimado deve ser qualificado, utilizando-se técnicas de validação de modelos. Entre as diversas técnicas de validação, pode-se investigar a magnitude dos índices de desempenho, a saber: coeficiente de correlação múltipla e o somatório do erro quadrático de estimativa.

Citados por MONTENEGRO (2007), Behar e Iranzo observaram em seu artigo que a utilização do modelo ARX ou modelo autorregressivo com entradas exógenas (do inglês, *autoregressive with exogenous inputs*), em conjunto com o MQR para estimação dos parâmetros, resulta num procedimento vantajoso, devido à sua simplicidade.

Para minimizar o esforço computacional no processamento dos algoritmos estimadores do processo de identificação e controle, COELHO e COELHO (2004) recomendaram avaliar a taxa de variação do critério de informação de Akaike (AIC), para manter a ordem da planta selecionada tão simples quanto possível (princípio da

parcimônia), visto que esse critério penaliza modelos contendo um grande número de parâmetros (COELHO e COELHO, 2004). A partir dessa recomendação, surge um compromisso entre a capacidade de representação da dinâmica essencial do sistema e um número adequado de parâmetros.

Além do critério de informação de Akaike (AIC), podem ser utilizados os seguintes critérios de informação na avaliação do número de parâmetros do modelo para a adequação com o *princípio da parcimônia*: critério de informação Bayesiana (BIC) e do erro de predição final (AMARAL, 1980).

Dando seguimento a esta revisão bibliográfica, foram estudados alguns dos trabalhos desenvolvidos no Laboratório de Dinâmica, do Departamento de Engenharia Mecânica, do Centro de Tecnologia da Universidade Federal da Paraíba (UFPB) que tratam de técnicas de identificação paramétrica e do controle de robôs manipuladores cartesiano, planar e eletromecânico, visando o controle de posição desses sistemas dinâmicos.

MONTENEGRO (2007) apresentou resultados do uso da técnica de controle adaptativo para o controle de temperatura de ar em um túnel psicrométrico. Foram projetados um controlador proporcional integral (PI) com ganho tabelado, um controlador PI autoajustável via alocação de polos, um controlador de variância mínima (MV) autoajustável e um controlador preditivo generalizado (GPC) autoajustável.

CARVALHO (2009), em sua tese, obteve um modelo matemático representativo de um robô manipulador planar de dois graus de liberdade pelo método dos mínimos quadrados recursivo e projetou controladores adaptativos de variância mínima generalizada (GMV) visando o controle de posição do robô conforme trajetórias especificadas para ambos os elos.

ZAMBRANO (2009), em sua dissertação, apresenta a simulação de um sistema hidráulico de dois graus de liberdade para posicionamento de uma carga num plano horizontal, utilizando um controlador de Variância Mínima Generalizada (GMV) definido por ISERMANN et al.(1992)

RIUL et al. (2009) apresentaram a identificação, em tempo real, dos parâmetros de três elos de um robô manipulador eletropneumático de cinco graus de liberdade usando o algoritmo MQR. Os parâmetros obtidos são usados nos projetos dos controladores adaptativos explícitos. Os resultados indicam que o algoritmo MQR utilizado foi satisfatório, uma vez que, com os controladores projetados, as especificações de desempenho impostas ao sistema foram alcançadas.

SOUZA et al. (2010a) identificaram os parâmetros do robô manipulador de três GDL, cartesiano, acionado por sistemas eletropneumáticos, em tempo real, usando o algoritmo MQR e Least Mean Squares (LMS), visando verificar qual das técnicas é a mais adequada na obtenção do modelo do robô. Concluíram que os melhores índices para o modelo de terceira ordem escolhido foram obtidos com o algoritmo LMS; porém, ambos os algoritmos utilizados são considerados suficientes para muitas aplicações práticas, entre elas o controle adaptativo.

SOUZA (2010b) apresentou, em seu trabalho de dissertação, a avaliação da qualidade do modelo obtido, usando o algoritmo MQR, para a aplicação em um robô manipulador cartesiano de dois graus de liberdade, utilizando os índices de desempenho, a saber: coeficiente de correlação múltipla (R^2), somatório do erro quadrático (SEQ) e o critério de informação de Akaike (AIC). Os modelos determinados foram utilizados no projeto de controladores adaptativos de dois elos de um robô manipulador eletropneumático empregando a técnica de controle Dahlin Variância Mínima (DMV). Os resultados foram satisfatórios, uma vez que, com os controladores projetados, as especificações de desempenho impostas ao sistema foram alcançadas.

MEIRA (2010), em sua dissertação, projetou um algoritmo de controle adaptativo que utiliza a técnica de Dahlin Variância Mínima (DMV) com o critério de FAVIER e HASSANI e aplicou em três elos de um robô manipulador eletropneumático de três graus de liberdade cartesiano. Com os controladores projetados, o sistema alcançou as especificações de desempenho preestabelecidas.

Como já foi aludido, este trabalho se propôs a projetar e implementar controladores adaptativos descentralizados e centralizados para o controle de posição dos elos 1 e 2 do robô manipulador empregando a técnica polinomial sugerida por KUBALCIK e BOBÁL (2006). Essa técnica é adequada para o controle adaptativo de sistemas multivariáveis porque permite que as expressões dos parâmetros do controlador sejam escritas em função dos parâmetros do processo controlado. Como será mostrado no capítulo IV, o projeto do controlador é reduzido à solução de equações lineares diofantinas que, convertidas para um conjunto de equações algébricas, podem ser resolvidas por meio de um algoritmo computacional adequado. O termo centralizado refere-se ao algoritmo de controle que considera as interações entre os elos do robô, diferentemente do algoritmo de controle descentralizado que não inclui essas interações para determinação dos valores de todas as variáveis controladas.

Conforme GARRIDO et al. (2006), a maioria dos processos industriais são sistemas multivariáveis, que são muito mais difíceis de controlar quando comparados com os sistemas de uma entrada e uma de saída (SISO) devido à existência de interações entre os sinais de medição e os sinais de controle. Sistemas com duas entradas e duas de saída (TITO) são uma das categorias mais comuns de sistemas multivariáveis, pois existem processos reais desta natureza, ou porque um processo complexo foi decomposto em vários sistemas (TITO) com interações importantes entre as entradas e saídas. De acordo com as interações e as exigências de controle, um algoritmo de controle descentralizado (matriz diagonal) ou um controlador centralizado (matriz completa) pode ser adotado. Em geral, o controle centralizado é aconselhável quando essas interações são significativas. Os controladores centralizados têm tido um desenvolvimento muito grande nos últimos anos. Estes possuem a vantagem de incorporar, em seu projeto, todas as interações presentes no sistema. Apesar disso, o controle descentralizado permanece muito popular. HORI e KWONG (2004) citam em seu trabalho Hovd e Skogestad que deram algumas razões para a popularidade deste tipo de controlador:

- os controladores descentralizados são fáceis de implementar;
- os operadores podem reajustar os controladores, levando-se em consideração as mudanças nas condições do processo; a tolerância a falhas (por exemplo, falhas de medidas) pode ser mais facilmente incorporada no projeto de controladores descentralizados do que em controladores centralizados;
- o sistema de controle pode ser conduzido gradualmente ao “set point” durante a partida do processo e levado gradualmente para fora de serviço durante paradas.

Além dos trabalhos apresentados anteriormente, a pesquisa sobre controle de sistemas multivariáveis levou ao estudo de:

MEJÍA (2003) que apresentou, em sua dissertação, um estudo referente à análise de estabilidade, sintonia e desempenho de controle multivariável centralizado e descentralizado por meio do equacionamento matemático e simulações na abordagem do controlador preditivo multivariável de variância mínima generalizada (GMV).

VÁZQUEZ e MORILLA (2002) que projetaram um controlador PID descentralizado. Inicialmente o sistema multivariável é desacoplado para minimizar os efeitos das interações entre as variáveis do sistema, em seguida, o projeto do controlador PID descentralizado é realizado atendendo às especificações de desempenho para cada circuito independente.

RIUL et al. (2004) que expuseram em seu artigo a utilização de um algoritmo de controle adaptativo descentralizado. O projeto do controlador foi implementado empregando a técnica de alocação de polo, tendo em vista o controle de posição de uma mesa de coordenadas de dois graus de liberdade, acionadas por motores de corrente contínua.

CASTELO et al. (2006) que identificaram e controlaram os níveis dos líquidos de quatro tanques acoplados. Este processo multivariável com duas entradas e duas saídas revelou, por meio da matriz de ganho relativo do sistema, um grau de acoplamento entre os tanques de médio para pequeno porte. Por conseguinte, proporcionou o emprego de um algoritmo de controle descentralizado utilizando controladores proporcionais integrais, cujos resultados dos testes experimentais e das simulações realizadas corresponderam às expectativas frente aos índices estabelecidos pelas especificações de desempenho.

ALARCÓN (2009) que apresentou uma metodologia de projeto de controladores PID para um processo com duas entradas e duas saídas. O projeto é feito em duas etapas: na primeira, projeta-se uma rede desacoplada com ação integral para minimizar os efeitos das interações entre as variáveis e o erro de posição; em uma segunda etapa, a rede desacoplada é controlada por uma rede de controladores PID. Desta forma, consegue-se uma matriz controle totalmente centralizada.

O livro intitulado *Digital Self-tuning Controllers* de BOBÁL et al. (2005) mostra os aspectos práticos da modelagem e identificação de sistemas empregando algoritmos de controle usando controladores PID adaptativos. Essa análise é acompanhada de aplicações práticas com exemplos de simulações para demonstrar as propriedades dinâmicas dos referidos controladores quando utilizados em modelos de sistemas com uma entrada e uma saída (SISO).

Com a revisão bibliográfica foi possível relacionar os trabalhos acadêmicos importantes sobre modelagem e identificação de sistemas, controle adaptativo e sistemas robóticos. Além dos trabalhos já apresentados, boa parte da fundamentação teórica relacionada com esses temas pode ser encontrada na literatura. Dentre outros autores, citam-se: PAUL (1981), SÖDERSTRÖM et al. (1989), SPONG (1989), LANDAU (1990), ASTRÖM e NILSSON (1994), RÚBIO e SANCHEZ (1996), ROMANO (2002), BEHAR e IRANZO (2003) e ROSÁRIO (2005).

Por fim, cabe sugerir a realização de uma investigação para avaliar a aplicabilidade do projeto de controladores adaptativos descentralizados e centralizados, utilizando a técnica polinomial sugerida por KUBALCIK e BOBÁL (2006), objeto central deste estudo, no controle de sistemas que apresentem características similares às do manipulador em análise.

CAPÍTULO II

DESCRIÇÃO DO SISTEMA

2.1 INTRODUÇÃO

No desenvolvimento desta tese, o experimento foi realizado com um modelo didático RD5NT de um robô manipulador, da empresa DIDACTA ITÁLIA, com fábrica, escritórios e laboratórios localizados em Turim - Itália. Atualmente, esse equipamento encontra-se funcionando no Laboratório de Dinâmica do Departamento de Engenharia Mecânica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal da Paraíba (UFPB).

Neste capítulo, a bancada de testes utilizada para realização deste trabalho é apresentada sendo especificados os elementos que a compõem, na seguinte ordem: a subseção 2.2.1 contém a descrição do robô manipulador eletromecânico de cinco graus de liberdade (5 GDL), em análise; a subseção 2.2.2 destina-se a descrever as especificações da fonte de alimentação da bancada de testes; a subseção 2.2.3 contém as especificações do computador de mesa, responsável pelo acionamento do sistema; na subseção 2.2.4 descrevem-se as especificações do sistema de aquisição de dados, responsável pela conversão, aquisição de sinais e comunicação do robô manipulador com o sistema computacional no qual está inserido o programa de identificação e controle do sistema em estudo. Na seção 2.3 apresentam-se os comentários finais sobre o capítulo.

2.2 BANCADA DE TESTES

A Figura 2.1 apresenta uma visão geral da bancada de testes utilizada para a realização dos ensaios, com os seus principais componentes. Resumidamente, a instalação é constituída dos seguintes equipamentos:

1. um robô manipulador eletromecânico de cinco graus de liberdade (RD5NT);
2. uma fonte de alimentação;
3. um computador de mesa desktop PC;
4. duas placas de entrada e saída de dados;
5. um circuito amplificador de potência.



Figura 2.1 - Bancada de testes

A Figura 2.2 mostra um esboço da bancada de testes em diagrama de blocos.

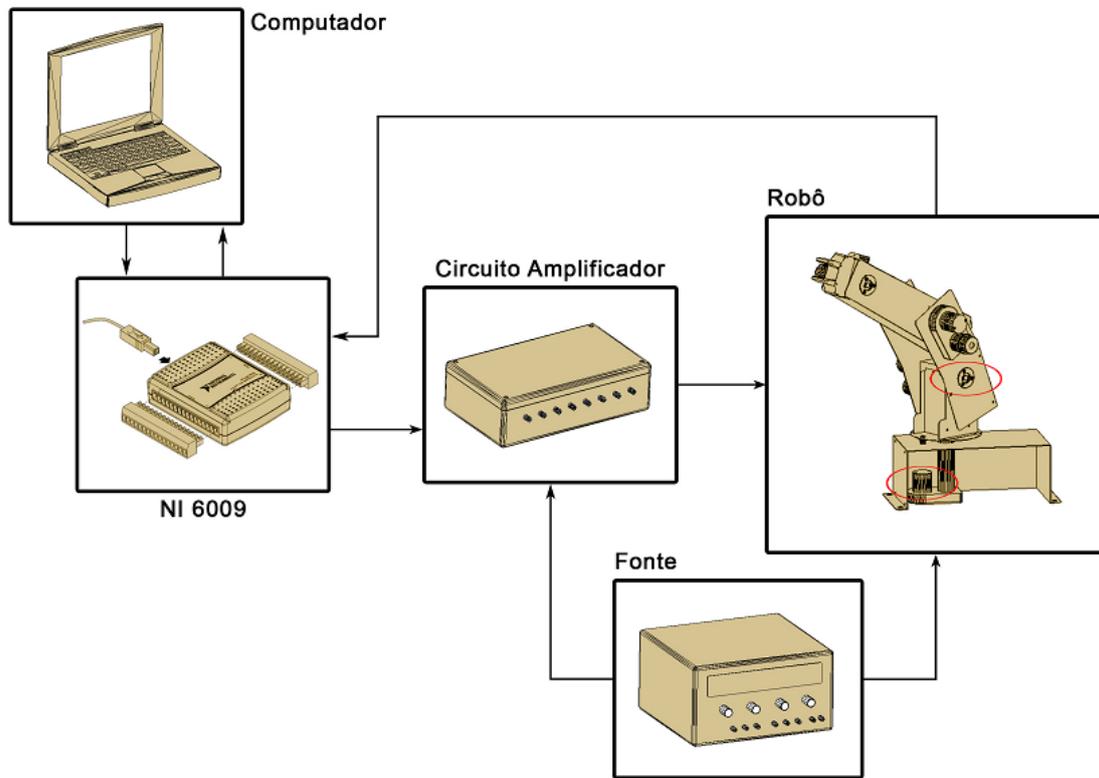


Figura 2.2 - Diagrama de blocos da bancada de testes

2.2.1 Descrição do Robô Manipulador Eletromecânico de Cinco Graus de Liberdade

O Robô Manipulador (RD5NT) é um robô didático como mostrado na Figura 2.3, que pesa aproximadamente 16 kg, fabricado pela empresa Didacta Itália. É composto de cinco juntas rotativas, quatro elos e uma garra. A primeira junta rotativa refere-se ao movimento angular da base, com deslocamento máximo de 293° ; a segunda refere-se ao ombro, com deslocamento angular máximo de 107° ; a terceira refere-se ao cotovelo, com deslocamento angular máximo de 284° ; a quarta refere-se ao pulso, com deslocamento angular máximo de 360° e a quinta junta rotativa refere-se a um sistema coroa e parafuso sem fim, responsável pelo curso da garra, de no máximo 22 mm, capacidade de fixação de carga de 350 gramas e parada automática por meio de uma microchave operando com velocidade de fechamento ajustável. Os elos do robô manipulador representam o tronco, o braço, o antebraço e o punho. A transmissão de

cada movimento é feita por meio de bloco moto-redutor, com dois estágios de redução e com relação de transmissão total de 1/500. Os motores dos blocos são de corrente contínua, referência 2139.906-22.112-050, fabricados pela Maxon Motor, com potência de 2,5 watts e com capacitor de longa vida. A tensão elétrica nominal dos motores CC é de 12 volts e a rotação máxima sem carga é de 6480 rpm. Os potenciômetros rotativos lineares, referência 78CSB502, fabricados pela Sfernice, com resistência de 5 k Ω , asseguram a reprodução dos deslocamentos angulares das juntas e do movimento da garra.

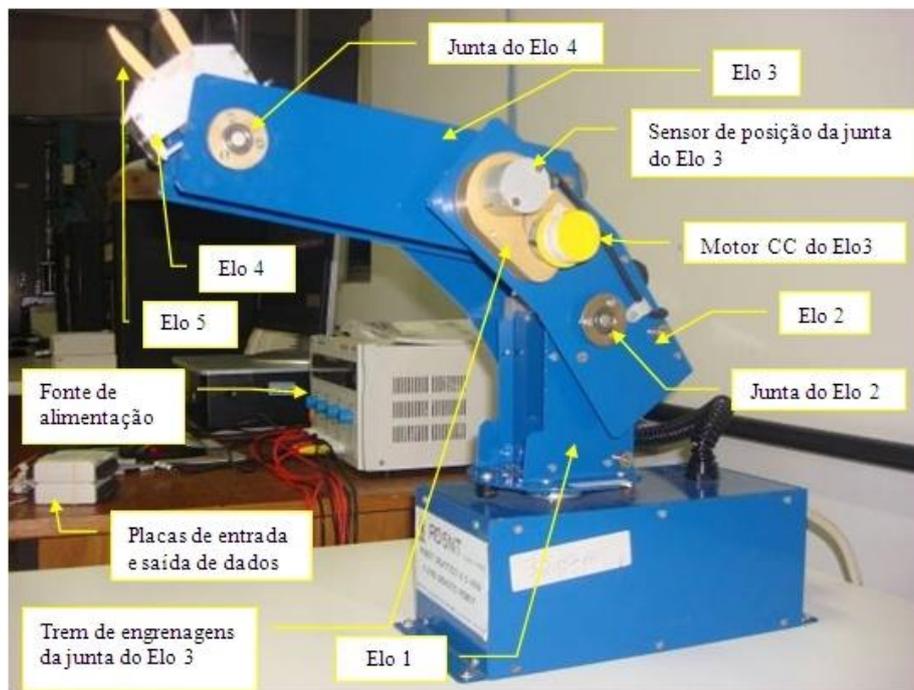


Figura 2.3 - Robô manipulador de 5 GDL

A Figura 2.4 mostra o conector DB fêmea de 25 pinos, que fica localizado na base fixa do robô manipulador. É usado para troca de dados entre o robô manipulador e o computador, por meio da placa de aquisição de entrada e saída de dados, conforme exposto na subseção 2.2.4. Os pinos para alimentação dos motores de corrente contínua e os que recebem os sinais de saída dos potenciômetros rotativos são identificados na Tabela 2.1.

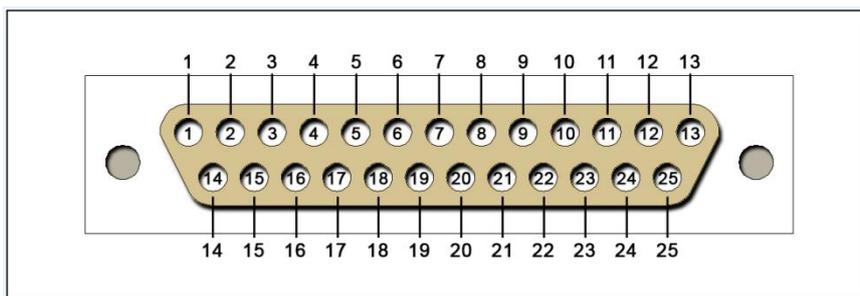


Figura 2.4- Conector DB fêmea de 25 pinos

Tabela 2.1 - Identificação do conector DB-25 do robô manipulador

PINO	LIGAÇÃO
1 – 14	MOTOR 1
2-15	MOTOR 2
4 -17	MOTOR 3
5- 18	MOTOR 4
6-19	MOTOR 5
13-25	VCC-TERRA
20-21-22 e 24	SINAL
7	TERRA CARCAÇA
3-8-9-10-11-12-16 e 23	NÃO CONECTADO

2.2.2 Fonte de alimentação simétrica

Foi utilizada uma fonte de alimentação simétrica, modelo MPL-3303M, fabricação MINIPA, equipamento digital de bancada, com quatro displays de 3 dígitos (tensão e corrente para cada canal), capaz de fornecer duas saídas variáveis, com tensão de 0 a 32V CC e corrente de 0 a 3A CC e uma saída fixa, com tensão de 5V e corrente de 3A CC. Possui ajuste de tensão e corrente por potenciômetro multivoltas, tecla para habilitar a saída de tensão, além de proteção de sobrecarga e inversão de polaridade e

duas saídas variáveis, que podem ser ligadas em série ou paralelo, através do painel frontal.

2.2.3 Computador de Mesa Desktop PC

Foi utilizado um computador HP COMPAQ, com processador AMD Athlon dual core de 985 Mhz e 786 MB de RAM. É utilizado para enviar comando de acionamento aos motores CC e receber os sinais dos sensores potenciométricos, no qual é inserido o programa computacional de identificação e de controle do robô manipulador em análise.

2.2.4 Placas de Entrada e Saída de Dados

A comunicação do robô com o computador para a identificação do modelo e implementação da lei de controle é realizada por meio de duas placas de entrada e saída de dados NI USB-6009, mostradas na Figura 2.5 e de um programa computacional, nas plataformas LabView ® e Matlab®.

A Tabela 2.2 apresenta as principais características técnicas das placas de aquisição de dados utilizadas neste trabalho.

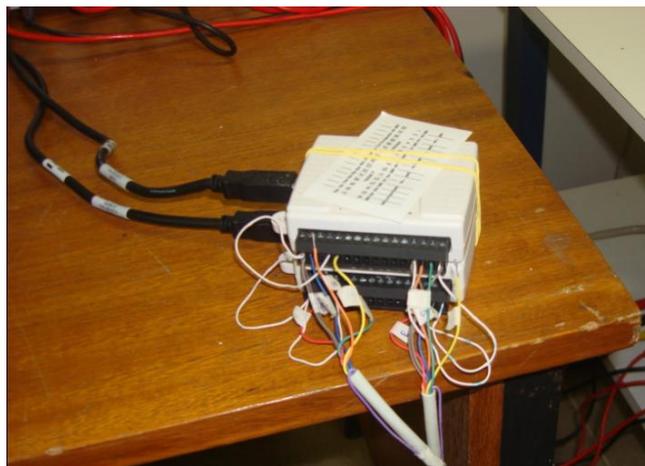


Figura 2.5 - Placas de aquisição de dados NI USB-6009

Tabela 2.2 - Especificação técnica da placa de aquisição de dados (DAQ)

FABRICANTE NATIONAL INSTRUMENTS MODELO NI USB 6009
Taxa de amostragem 48 KS/s.
Faixa de tensão de entrada ± 1 VDC a ± 20 VDC.
Faixa de tensão de saída de 0 a 5 VDC.
Oito canais de conexão de entrada analógica (AI).
Duas saídas analógicas (AO).
12 entradas / saídas digitais (DIO).
Um contador de 32-bit, com uma interface USB.

Para a identificação do modelo e implementação da lei de controle, os dados coletados são as excitações enviadas do computador para os dois motores de corrente contínua, que acionam as duas juntas do robô: $u_1(t)$ e $u_2(t)$, e as respostas obtidas são as posições angulares das duas juntas do robô: $\beta_1(t)$ e $\beta_2(t)$. Essas posições dos elos correspondem à tensão elétrica em volts captadas pelos potenciômetros. Assim, para converter a tensão elétrica em volts para seu valor correspondente em graus, colocaram-se manualmente os elos 1 e 2 do robô em diversas posições ao longo dos seus cursos, anotando respectivamente o valor em graus, utilizando um transferidor, e o valor da tensão elétrica em volts correspondente informado pelo sistema. Com o conjunto desses dados foi utilizada interpolação para o ajuste de curvas, obtendo as funções matemáticas aproximadas mostradas nas equações Eq.(2.1) e Eq(2.2), em que: $\beta_{\text{graus,elo1}}$, $\beta_{\text{graus,elo2}}$ são as posições angulares em graus e $\beta_{\text{volts,elo1}}$, $\beta_{\text{volts,elo2}}$ são os valores em volts dos elos 1 e 2 respectivamente.

$$\beta_{\text{graus, elo1}} = 70, 264 (\beta_{\text{volts, elo1}}) + 66, 048 \quad (2.1)$$

$$\beta_{\text{graus, elo2}} = 68, 153 (\beta_{\text{volts, elo2}}) + 70, 197 \quad (2.2)$$

2.3 COMENTÁRIOS FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os componentes da bancada de testes do robô manipulador eletromecânico de cinco graus de liberdade (5 GDL), descrevendo-se as funções e especificações de todos os seus componentes. No próximo capítulo será realizado o modelamento matemático dos elos 1 e 2 do robô, e posteriormente, no capítulo IV, serão projetados e implementados controladores adaptativos descentralizados e centralizados para o posicionamento desses elos.

CAPÍTULO III

MODELAMENTO DE DOIS ELOS DE UM ROBÔ MANIPULADOR ELETROMECAÂNICO DE CINCO GRAUS DE LIBERDADE

3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o modelamento matemático de dois elos do robô manipulador eletromecânico de cinco graus de liberdade (5 GDL), em estudo. Os elos 1 e 2 a serem analisados são mostrados na vista explodida do robô manipulador da Figura 3.1.

Na seção 3.2, mostra-se uma síntese do equacionamento para identificação de um sistema SISO, usando-se o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo (MQR).

Na seção 3.3, descreve-se o equacionamento dos vetores de parâmetros $\hat{\theta}_1(t)$ e $\hat{\theta}_2(t)$ dos elos 1 e 2 do robô manipulador, para cada período de amostragem, considerando, *a priori*, que a identificação será realizada com as onze estruturas pré-definidas na Tabela 3.1 do modelo ARX (Autorregressivo com Entradas Externas).

A seção 3.4 destina-se à seleção da ordem e do atraso de transporte da estrutura do modelo estimado. Nesse contexto, os índices de desempenho das estruturas mostradas na Tabela 3.1 são avaliados, o teste de detecção de ordem é aplicado, a taxa de variação do critério de informação de Akaike (Akaike Information Criterion-AIC) é calculada; finalmente, a magnitude do somatório do erro quadrático (S_n) é avaliada, para definir o atraso de transporte do processo a ser utilizado.

Na seção 3.5, apresentam-se os resultados da identificação dos elos 1 e 2, usando-se o modelo escolhido. O capítulo é encerrado com a apresentação dos resultados obtidos.

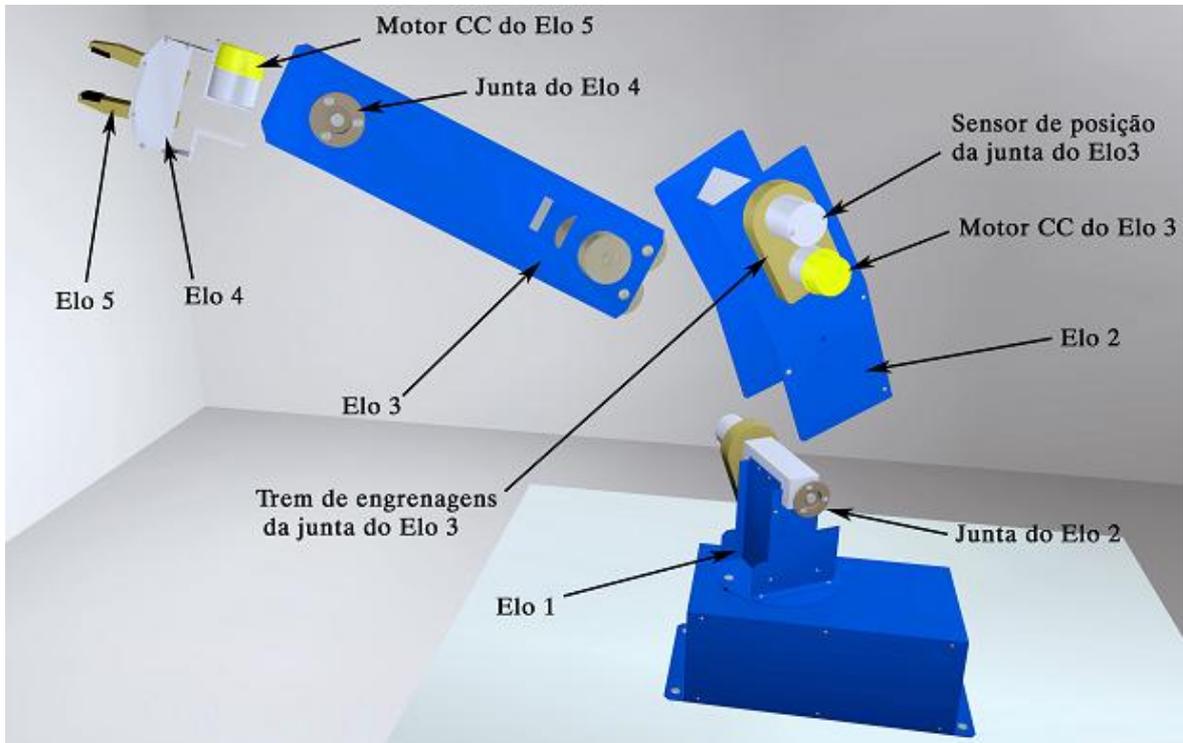


Figura 3.1- Robô manipulador de 5 GDL

3.2. IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMA SISO

A identificação de sistemas trata do problema de obter modelos matemáticos para sistemas dinâmicos, a partir de dados obtidos do próprio sistema. AGUIRRE (2000) descreve a identificação de sistemas como sendo uma área que aborda técnicas alternativas de modelagem matemática de um sistema, para obter equações que descrevam um comportamento específico, a partir de dados fornecidos como entrada e dados de saída recebidos como resposta. Uma das características dessas técnicas é que pouco ou nenhum conhecimento prévio do sistema é necessário e, conseqüentemente, tais métodos são referidos como modelagem (ou identificação) caixa preta ou modelagem empírica (AGUIRRE, 2007). A identificação tipo caixa preta é utilizada no modelamento dos elos 1 e 2 do robô manipulador sob análise. Nesse modelamento, o

algoritmo MQR é utilizado, em tempo real, para a identificação dos parâmetros dos modelos que representam os elos 1 e 2 do robô manipulador.

Para um sistema físico de uma entrada, uma saída (SISO) e uma perturbação, há algumas representações matemáticas especialmente adequadas à identificação de sistemas, utilizado-se algoritmos conhecidos para a estimação de parâmetros. Considerando-se como modelo discreto de um sistema SISO, o modelo ARX (Autor-regressivo com Entradas Externas), (AGUIRRE, 2007; COELHO e COELHO, 2004 e LJUNG, 1999) tem-se:

$$A(z^{-1})v(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t) + e(t) \quad (3.1)$$

em que:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_{na}z^{-na} \quad (3.2)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{nb}z^{-nb} \quad (3.3)$$

a_i - Parâmetros do polinômio $A(z^{-1})$, $1 \leq i \leq na$

b_j - Parâmetros do polinômio $B(z^{-1})$, $0 \leq j \leq nb$

d - atraso de transporte

$u(t)$ - entrada do sistema

$v(t)$ - saída do sistema

$e(t)$ - ruído branco com média nula e variância σ_e^2

$t = KTs$ – tempo discreto, $K = 1, 2, 3, 4, \dots, N$

K = número inteiro

Ts = tempo de amostragem

n_a – número de polos do sistema

n_b – número de zeros do sistema

A representação da Eq.(3.1), na forma vetorial, é dada por:

$$v(t) = \varphi^T(t-1)\theta(t) \quad (3.4)$$

em que:

$$\varphi^T(t-1) = [-v(t-1) \quad -v(t-2) \quad \dots \quad -v(t-na) \quad +u(t-d) \quad + \\ +u(t-d-1) \quad \dots \quad u(t-d-nb)] \quad (3.5)$$

$$\theta(t) = [a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_{na} \quad b_0 \quad b_1 \quad \dots \quad b_{nb}] \quad (3.6)$$

$\varphi^T(t-1)$ - vetor de medidas

$\theta(t)$ - vetor de parâmetros

Para um número N de medidas, tem-se que:

$$V = \phi \theta + E \quad (3.7)$$

V -vetor de saída

ϕ -matriz de observação

A estimativa do vetor de parâmetros é dada pelo procedimento dos mínimos quadrados (MQ), em que a melhor previsão da saída do sistema é calculada por:

$$\hat{V} = \phi \hat{\theta} \quad (3.8)$$

Minimizando (3.9), obtém-se o estimador dos mínimos quadrados, também conhecido por estimador linear, dado por (3.11):

$$J = \min_{\hat{\theta}} \|\varepsilon\|^2 \quad (3.9)$$

em que:

$$\varepsilon = V - \hat{V} \quad (3.10)$$

$$\hat{\theta}_{MQ} = [\phi^T \phi]^{-1} \phi^T V \quad (3.11)$$

ε - erro de previsão

$\hat{\theta}_{MQ}$ - vetor de parâmetros estimados pelo MQ

A precisão das estimativas está associada ao tamanho dos elementos da diagonal da matriz de covariância que, por definição, é dada por:

$$P(t) = [\phi^T(t)\phi(t)]^{-1} \quad (3.12)$$

O MQ é adaptado, resultando no algoritmo dos mínimos quadrados recursivo (MQR). No MQR, as estimativas anteriormente calculadas ao instante de tempo (t) são atualizadas, para a obtenção do vetor de parâmetros $\hat{\theta}(t+1)$, conforme (3.13):

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + K(t+1)\varepsilon(t+1) \quad (3.13)$$

em que:

$$K(t+1) = \frac{P(t)\phi(t+1)}{1+\phi^T(t+1)P(t)\phi(t+1)} \quad (3.14)$$

$$\varepsilon(t+1) = v(t+1) - \phi^T(t+1)\hat{\theta}(t) \quad (3.15)$$

$$P(t+1) = P(t) - \frac{P(t)\varphi(t+1)\varphi^T(t+1)P(t)}{1 + \varphi^T(t+1)P(t)\varphi(t+1)} \quad (3.16)$$

$K(t+1)$ - ganho do estimador

$P(t)$ - matriz de covariância do vetor de parâmetros $\Theta(t)$

$\varepsilon(t+1)$ - erro de previsão

$\hat{\theta}(t+1)$ - vetor de parâmetros estimados pelo MQR

Para aumentar a sensibilidade do estimador MQR, na presença de variações de parâmetros do sistema, implementa-se o fator de esquecimento (λ), evitando-se que os elementos da matriz de covariância tendam para zero, mantendo o estimador em alerta, para rastrear dinâmicas variantes. Para $\lambda = 1$, tem-se a mesma ponderação para as medidas, e para $0.9 \leq \lambda < 1$ as medidas atuais terão ponderação maior (COELHO e COELHO, 2004).

Desse modo, as medidas velhas são exponencialmente “esquecidas”, e maior ênfase é atribuída às novas medidas. O algoritmo de estimação dos mínimos quadrados com fator de esquecimento apresenta a seguinte forma recursiva (LJUNG, 1999):

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + K'(t+1)\varepsilon(t+1) \quad (3.17)$$

em que:

$$K'(t+1) = \frac{P'(t)\varphi(t+1)}{\lambda + \varphi^T(t+1)P'(t)\varphi(t+1)} \quad (3.18)$$

$$P'(t+1) = \frac{1}{\lambda} \left\{ P'(t) - \frac{P'(t)\varphi(t+1)\varphi^T(t+1)P'(t)}{\lambda + \varphi^T(t+1)P'(t)\varphi(t+1)} \right\} \quad (3.19)$$

$K'(t+1)$ - ganho do estimador com fator de esquecimento

$P'(t)$ - matriz de covariância com fator de esquecimento

A qualidade do modelo estimado pode ser verificada utilizando-se várias técnicas, dentre elas o somatório do erro quadrático de estimativa (SEQ), também

designado por (S_n), mostrado em (3.20), e o coeficiente de correlação múltipla (R^2), dado por (3.21) (COELHO E COELHO, 2004).

Somatório do Erro Quadrático de Estimativa - SEQ ou S_n :

$$SEQ = S_n = \sum_{k=1}^N [v(k) - \hat{v}(k)]^2 \quad (3.20)$$

Coefficiente de Correlação Múltipla – R^2 :

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{k=1}^N [v(k) - \hat{v}(k)]^2}{\sum_{k=1}^N [v(k) - \bar{v}]^2} \quad (3.21)$$

Em que \bar{v} é a média das N amostras da experimentação.

Quando o valor de R^2 é igual à unidade, indica uma exata adequação do modelo com os dados medidos do sistema e para R^2 entre 0,9 e 0,99; o modelo pode ser considerado suficiente para muitas aplicações práticas. Menor valor do S_n para o conjunto de dados de teste indica o melhor modelo (COELHO E COELHO, 2004).

3.3 IDENTIFICAÇÃO DOS ELOS 1 e 2 DO ROBÔ MANIPULADOR

Segundo KUBALCIK E BOBÁL (2006), um modelo que não leve em consideração a estrutura interna do sistema (modelagem caixa preta) pode ser adequado, para o projeto do controlador, desde que as propriedades dominantes sejam modeladas.

Na prática, identificação de sistemas utiliza a hipótese básica de que sistemas reais, em geral, não necessitam, obrigatoriamente, de modelos complicados (AMARAL, 1980). Utilizando o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo (MQR), os modelos matemáticos dos elos 1 e 2 do robô manipulador em estudo são obtidos em tempo real, usando-se (3.17), porém como os dois elos do robô têm dinâmica acoplada, o vetor de medidas $\varphi^T(t-1)$ em (3.5) engloba $u_i(t)$ e $v_i(t)$ dos dois elos do robô, da mesma

forma que o vetor de parâmetros $\theta(t)$ em (3.6) é formado por um conjunto de parâmetros a_i e b_j , dependente do acoplamento dos dois elos.

Para a identificação, os dados coletados são as excitações enviadas do computador para os dois motores CC, que acionam as duas juntas do robô: $u_1(t)$ e $u_2(t)$, e as respostas obtidas são as posições angulares das duas juntas do robô: $\beta_1(t)$ e $\beta_2(t)$. Com a solução de (3.17), obtêm-se os vetores de parâmetros $\hat{\theta}_1(t)$ e $\hat{\theta}_2(t)$ dos elos 1 e 2 do robô manipulador para cada período de amostragem. Na análise, serão consideradas as estruturas predefinidas na Tabela 3.1, para representar a dinâmica dos elos 1 e 2 do robô manipulador.

Tabela 3.1 – Estruturas de modelos paramétricos dos elos 1 e 2

Modelo	Número de Polos (n_a)	Número de Zeros (n_b)	Número de Atrasos (d)	Número de Parâmetros (n_p)
01	1	0	1	4
02	2	0	1	6
03	3	0	1	8
04	4	0	1	10
05	1	1	1	6
06	2	1	1	8
07	3	1	1	10
08	4	1	1	12
09	3	2	1	12
10	4	2	1	14
11	4	3	1	16

A seguir, mostra-se o equacionamento dos vetores de parâmetros $\hat{\theta}_1(t)$ e $\hat{\theta}_2(t)$ dos elos 1 e 2 do robô manipulador para cada período de amostragem, considerando as onze estruturas da Tabela 3.1 do modelo ARX (Autorregressivo com Entradas Externas).

1ª Estrutura de primeira ordem (um polo e um atraso de transporte)

$$\hat{\theta}_1 = [a_1 \ a_2 \ b_1 \ b_2] \quad (3.22)$$

$$\hat{\theta}_2 = [a_3 \ a_4 \ b_3 \ b_4] \quad (3.23)$$

Com o vetor de medidas, dado por (3.24):

$$\varphi^T(t-1) = [-\beta_1(t-1) \ -\beta_2(t-1) \ u_1(t-1) \ u_2(t-1)] \quad (3.24)$$

2ª Estrutura de segunda ordem (dois polos e um atraso de transporte)

$$\hat{\theta}_1 = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ b_1 \ b_2] \quad (3.25)$$

$$\hat{\theta}_2 = [a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ b_3 \ b_4] \quad (3.26)$$

Com o vetor de medidas, dado por (3.27):

$$\varphi^T(t-1) = [-\beta_1(t-1) \ -\beta_1(t-2) - \beta_2(t-1) \ -\beta_2(t-2) \ u_1(t-1) \ u_2(t-1)] \quad (3.27)$$

3ª Estrutura de terceira ordem (três polos e um atraso de transporte)

$$\hat{\theta}_1 = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ b_1 \ b_2] \quad (3.28)$$

$$\hat{\theta}_2 = [a_7 \ a_8 \ a_9 \ a_{10} \ a_{11} \ a_{12} \ b_3 \ b_4] \quad (3.29)$$

Com o vetor de medidas, dado por (3.30):

$$\varphi^T(t-1) = [-\beta_1(t-1) \ -\beta_1(t-2) \ -\beta_1(t-3) - \beta_2(t-1) \ -\beta_2(t-2) \ -\beta_2(t-3) \ u_1(t-1) \ u_2(t-1)] \quad (3.30)$$

4ª Estrutura de quarta ordem (quatro polos e um atraso de transporte)

$$\hat{\theta}_1 = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ b_1 \ b_2] \quad (3.31)$$

$$\hat{\theta}_2 = [a_9 \ a_{10} \ a_{11} \ a_{12} \ a_{13} \ a_{14} \ a_{15} \ a_{16} \ b_3 \ b_4] \quad (3.32)$$

Com o vetor de medidas, dado por (3.33):

$$\begin{aligned} \varphi^T(t-1) = & [-\beta_1(t-1) \ -\beta_1(t-2) \ -\beta_1(t-3) \ -\beta_1(t-4) \ -\beta_2(t-1) \\ & -\beta_2(t-2) \ -\beta_2(t-3) \ -\beta_2(t-4) \ u_1(t-1) \ u_2(t-1)] \end{aligned} \quad (3.33)$$

5ª Estrutura de primeira ordem (um polo, um zero e um atraso de transporte):

$$\hat{\theta}_1 = [a_1 \ a_2 \ b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4] \quad (3.34)$$

$$\hat{\theta}_2 = [a_3 \ a_4 \ b_5 \ b_6 \ b_7 \ b_8] \quad (3.35)$$

Com o vetor de medidas, dado por (3.36):

$$\varphi^T(t-1) = [-\beta_1(t-1) \ -\beta_2(t-1) \ u_1(t-1) \ u_1(t-2) \ u_2(t-1) \ u_2(t-2)] \quad (3.36)$$

6ª Estrutura de segunda ordem (dois polos, um zero e um atraso de transporte)

$$\hat{\theta}_1 = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4] \quad (3.37)$$

$$\hat{\theta}_2 = [a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ b_5 \ b_6 \ b_7 \ b_8] \quad (3.38)$$

Com o vetor de medidas, dado por (3.27):

$$\varphi^T(t-1) = [-\beta_1(t-1) \ -\beta_1(t-2) \ -\beta_2(t-1) \ -\beta_2(t-2) \ u_1(t-1) \ u_1(t-2) \ u_2(t-1) \ u_2(t-2)] \quad (3.39)$$

7ª Estrutura de terceira ordem (três polos, um zero e um atraso de transporte)

$$\hat{\theta}_1 = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4] \quad (3.40)$$

$$\hat{\theta}_2 = [a_7 \ a_8 \ a_9 \ a_{10} \ a_{11} \ a_{12} \ b_5 \ b_6 \ b_7 \ b_8] \quad (3.41)$$

Com o vetor de medidas, dado por (3.42):

$$\varphi^T(t-1) = [-\beta_1(t-1) \ -\beta_1(t-2) \ -\beta_1(t-3) \ -\beta_2(t-1) \ -\beta_2(t-2) \ -\beta_2(t-3) \\ u_1(t-1) \ u_1(t-2) \ u_2(t-1) \ u_2(t-2)] \quad (3.42)$$

8ª Estrutura de quarta ordem (quatro polos, um zero e um atraso de transporte)

$$\hat{\theta}_1 = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4] \quad (3.43)$$

$$\hat{\theta}_2 = [a_9 \ a_{10} \ a_{11} \ a_{12} \ a_{13} \ a_{14} \ a_{15} \ a_{16} \ b_5 \ b_6 \ b_7 \ b_8] \quad (3.44)$$

Com o vetor de medidas, dado por (3.45):

$$\varphi^T(t-1) = [-\beta_1(t-1) \ -\beta_1(t-2) \ -\beta_1(t-3) \ -\beta_1(t-4) \ -\beta_2(t-1) \ -\beta_2(t-2) \\ -\beta_2(t-3) \ -\beta_2(t-4) \ u_1(t-1) \ u_1(t-2) \ u_2(t-1) \ u_2(t-2)] \quad (3.45)$$

9ª Estrutura de terceira ordem (três polos, dois zeros e um atraso de transporte)

$$\hat{\theta}_1 = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4 \ b_5 \ b_6] \quad (3.46)$$

$$\hat{\theta}_2 = [a_7 \ a_8 \ a_9 \ a_{10} \ a_{11} \ a_{12} \ b_7 \ b_8 \ b_9 \ b_{10} \ b_{11} \ b_{12}] \quad (3.47)$$

Com o vetor de medidas, dado por (3.48):

$$\varphi^T(t-1) = [-\beta_1(t-1) \ -\beta_1(t-2) \ -\beta_1(t-3) \ -\beta_2(t-1) \ -\beta_2(t-2) \ -\beta_2(t-3) \\ u_1(t-1) \ u_1(t-2) \ u_1(t-3) \ u_2(t-1) \ u_2(t-2) \ u_2(t-3)] \quad (3.48)$$

10ª Estrutura de quarta ordem (quatro polos, dois zeros e um atraso de transporte)

$$\hat{\theta}_1 = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4 \ b_5 \ b_6] \quad (3.49)$$

$$\hat{\theta}_2 = [a_9 \ a_{10} \ a_{11} \ a_{12} \ a_{13} \ a_{14} \ a_{15} \ a_{16} \ b_7 \ b_8 \ b_9 \ b_{10} \ b_{11} \ b_{12}] \quad (3.50)$$

Com o vetor de medidas, dado pela Eq.(3.51):

$$\begin{aligned} \varphi^T(t-1) = & [-\beta_1(t-1) \ -\beta_1(t-2) \ -\beta_1(t-3) \ -\beta_1(t-4) \ -\beta_2(t-1) \ -\beta_2(t-2) \ -\beta_2(t-3) \\ & -\beta_2(t-4) \ u_1(t-1) \ u_1(t-2) \ u_1(t-3) \ u_2(t-1) \ u_2(t-2) \ u_2(t-3)] \end{aligned} \quad (3.51)$$

11ª Estrutura de quarta ordem (quatro polos, três zeros e um atraso de transporte)

$$\hat{\theta}_1 = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ b_1 \ b_2 \ b_3 \ b_4 \ b_5 \ b_6 \ b_7 \ b_8] \quad (3.52)$$

$$\hat{\theta}_2 = [a_9 \ a_{10} \ a_{11} \ a_{12} \ a_{13} \ a_{14} \ a_{15} \ a_{16} \ b_9 \ b_{10} \ b_{11} \ b_{12} \ b_{13} \ b_{14} \ b_{15} \ b_{16}] \quad (3.53)$$

Com o vetor de medidas, dado pela Eq.(3.54):

$$\begin{aligned} \varphi^T(t-1) = & [-\beta_1(t-1) \ -\beta_1(t-2) \ -\beta_1(t-3) \ -\beta_1(t-4) \ -\beta_2(t-1) \ -\beta_2(t-2) \ -\beta_2(t-3) \\ & -\beta_2(t-4) \ u_1(t-1) \ u_1(t-2) \ u_1(t-3) \ u_1(t-4) \ u_2(t-1) \ u_2(t-2) \ u_2(t-3) \ u_2(t-4)] \end{aligned} \quad (3.54)$$

3.4. ESCOLHA DA ESTRUTURA**3.4.1 Escolha da Ordem da Estrutura**

A escolha de uma estrutura apropriada para um dado sistema é fundamental para se obter o modelo que melhor represente as características de um processo. O procedimento para escolher a estrutura de um sistema é ajustar, inicialmente, modelos com estruturas simples e procurar modelos com estruturas mais complexas, se os modelos mais simples não representarem suas características a contento.

A seguir, apresentam-se os procedimentos realizados neste trabalho para escolher a ordem da estrutura do modelo:

1. determinou-se o tempo de amostragem para estimação dos parâmetros aplicando a Eq.(3.57);
2. identificaram-se os parâmetros dos elos 1 e 2, em tempo real, pelo MQR, utilizando-se o modelo ARX com as estruturas da Tabela 3.1, conforme (3.17);
3. calcularam-se os índices de desempenho para avaliação da qualidade de cada modelo matemático estimado, através das Equações (3.20) e (3.21);
4. realizaram-se os testes de detecção de ordem do sistema, conforme COELHO e COELHO (2004);
5. calculou-se a taxa de variação do critério de informação de Akaike (Akaike Information Criterion-AIC), utilizando-se (3.55), para confirmar a ordem identificada no item anterior (COELHO e COELHO, 2004).

A avaliação do critério de informação de Akaike (AIC) será realizada de acordo com a seguinte equação:

$$AIC = N \ln[J_N] + 2n_p \quad (3.55)$$

em que:

N é o número de medidas da experimentação e n_p é o número de parâmetros do modelo estimado. J_N corresponde à função custo básico dos mínimos quadrados, isto é:

$$J_N = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{K=N} [y(k) - \hat{y}(k)]^2 \quad (3.56)$$

$y(k)$ = Saída do sistema no instante k

$\hat{y}(k)$ = Saída estimada do modelo do sistema no instante k

Como já foi mencionado, é necessário realizar, antes da identificação, a determinação do tempo de amostragem. Para o sistema, utilizou-se o critério adotado por ISERMANN, citado por MALIK et al.(1991), que propõe um tempo de amostragem (T_s) baseado no tempo de estabelecimento da resposta à entrada degrau aplicada ao sistema. O valor de T_s pode ser escolhido entre os intervalos mostrados em (3.58):

$$\frac{t_{95\%}}{15} \leq T_s \leq \frac{t_{95\%}}{5} \quad (3.57)$$

em que:

T_s : tempo ou período de amostragem;

$t_{95\%}$: tempo necessário para que a resposta do sistema à entrada degrau atinja 95% do seu valor final.

Este critério garante que pelo menos cinco amostras do sinal de saída, ao longo de sua trajetória de subida, podem ser captadas pelo sistema de aquisição de dados.

O processo para a definição do tempo de amostragem foi dado da seguinte forma: os elos 1 e 2 foram excitados com um pulso de magnitude igual a 1,5V e o tempo que cada elo gastou para atingir 95% da resposta final foi medido. O tempo de amostragem T_s foi então determinado por (3.57), respectivamente para os elos 1 e 2, conforme os intervalos, a saber:

$$242 \text{ ms} \leq T_{s,\text{elo1}} \leq 725 \text{ ms} \quad \text{e} \quad 210 \text{ ms} \leq T_{s,\text{elo2}} \leq 631 \text{ ms} \quad (3.58)$$

Nos experimentos, o valor de T_s adotado foi de 250 ms, valor este contido nos intervalos da Eq.(3.58).

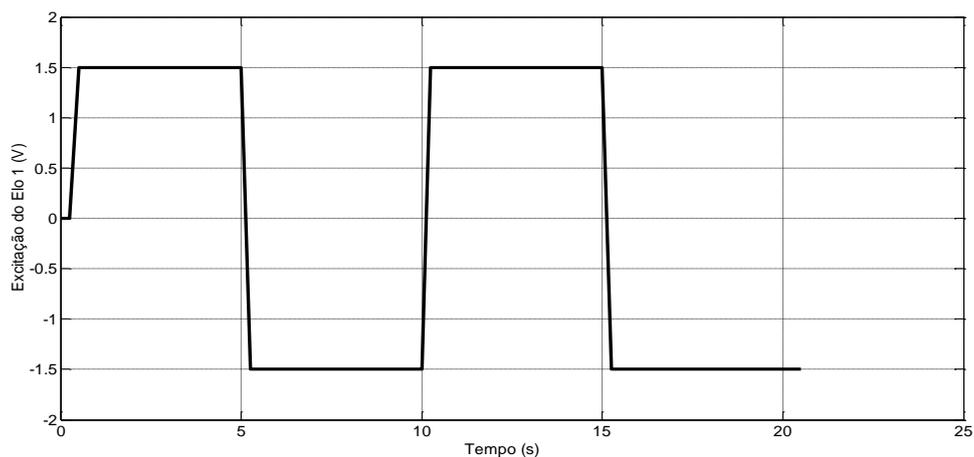


Figura 3.2 - Excitação no elo 1 do robô manipulador

Para o processo de identificação, utilizou-se para excitação dos elos 1 e 2 do robô as sequências de pulsos mostradas nas Figuras 3.2 e 3.3. Com valores iniciais nulos para os parâmetros dos dois elos e fator de esquecimento $\lambda = 0,97$. A solução da Eq. (3.17) foi realizada pela forma matricial.

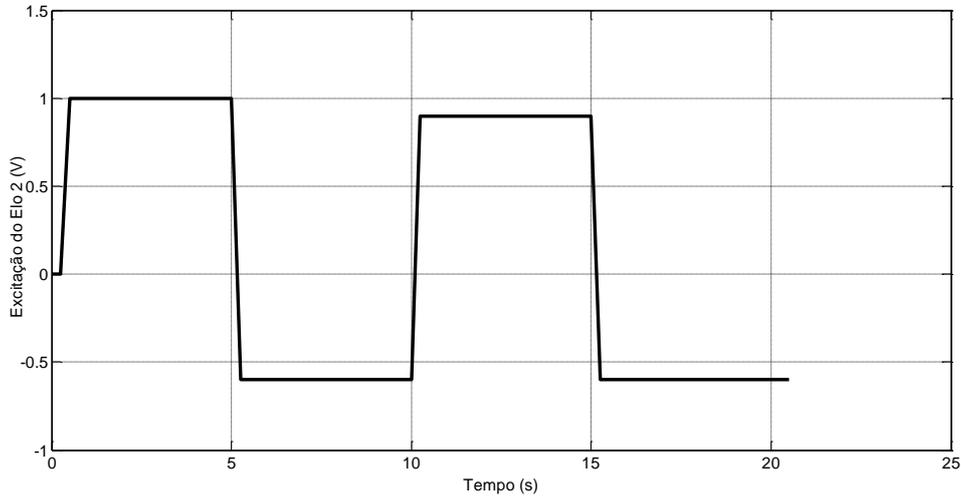


Figura 3.3 - Excitação no elo 2 do robô manipulador

O sistema funciona da seguinte forma: dois motores CC acionam as duas juntas dos elos do robô e suas posições angulares são medidas. De posse desses dados: $u_1(t)$, $u_2(t)$, $\hat{\beta}_1(t)$ e $\hat{\beta}_2(t)$, o estimador MQR estima os parâmetros dos elos 1 e 2, utilizando-se (3.17) com as estruturas mostradas na Tabela 3.1, como definidas na seção anterior.

Tabela 3.2 - Parâmetros de inicialização do programa computacional (MQR)

Vetor de parâmetros $\theta(0)$	[0;0]
Matriz de Covariância $P(0)$	$10^4 \times I_{n_p \times n_p}$ (I é a matriz de Identidade e n_p é o número de parâmetros)
Fator de Esquecimento (λ)	0,97

Com a realização dos procedimentos de identificação pelo algoritmo dos Mínimos Quadrados Recursivo (MQR) (AGUIRRE, 2007) anteriormente descrito, foi possível determinar os índices de desempenho S_n e R^2 para cada elo, utilizando-se (3.20) e (3.21) para avaliação da qualidade dos modelos matemáticos obtidos. O programa computacional elaborado e utilizado nesse processo foi o Idenroboacop2gdl, escrito em linguagem Matlab® e implementado na plataforma LabVIEW®. A Tabela 3.2 mostra

as condições iniciais do programa Idenroboacop2gdl. Como resultado da identificação, foi montada a Tabela 3.3 para o elo 1 e a Tabela 3.4 para o elo 2.

Tabela 3.3 - Índices de desempenho do elo 1 do robô manipulador

<i>Modelo</i>	n_a	n_b	d	R^2	S_n	AIC	n_p
01	1	0	1	0,9995272737	0,0269811802	-542,277	4
02	2	0	1	0,9998841694	0,0075299672	-627,615	6
03	3	0	1	0,9998971502	0,0061878827	-633,356	8
04	4	0	1	0,9999197778	0,0061398486	-637,901	10
05	1	1	1	0,9998611903	0,0064755299	-638,175	6
06	2	1	1	0,999908537	0,0041953655	-664,558	8
07	3	1	1	0,9999438891	0,0026663701	-692,287	10
08	4	1	1	0,999953077	0,0022564499	-699,972	12
09	3	2	1	0,9998643435	0,0069693254	-621,031	12
10	4	2	1	0,9999452881	0,0030008147	-676,015	14
11	4	3	1	0,9999412452	0,0031032437	-669,666	16

Tabela 3.4 - Índices de desempenho do elo 2 do robô manipulador

<i>Modelo</i>	n_a	n_b	d	R^2	S_n	AIC	n_p
01	1	0	1	0,9988052381	0,0163184254	-577,476	4
02	2	0	1	0,9992090311	0,011827416	-596,008	6
03	3	0	1	0,9994140927	0,0079973166	-615,400	8
04	4	0	1	0,9995851354	0,0079855545	-619,503	10
05	1	1	1	0,9996409924	0,0042761702	-667,223	6
06	2	1	1	0,9996507782	0,0038560945	-670,461	8
07	3	1	1	0,9996984711	0,0032708665	-677,983	10
08	4	1	1	0,9997468420	0,0029990897	-680,055	12
09	3	2	1	0,999573298	0,0054054974	-638,818	12
10	4	2	1	0,9996039663	0,0049969293	-640,319	14
11	4	3	1	0,9996917570	0,0039927842	-652,023	16

Verificam-se nas Tabelas 3.3 e 3.4 que todos os modelos matemáticos estimados apresentaram um coeficiente de correlação múltipla (R^2), situado entre 0,9 e 1(um), o que credencia quaisquer das configurações acima elencadas como aptas a serem utilizadas na representação do sistema, para fins específicos de projeto de sistemas de controle, conforme previsto na literatura (COELHO e COELHO, 2004). Ainda com relação ao R^2 , vê-se, claramente, que o aumento do número de parâmetros da estrutura de modelo não surtiu um aumento considerável no seu valor final. Isso permite concluir que, provavelmente, nesses casos estudados, talvez não seja necessário o uso de modelos com um número elevado de parâmetros e, portanto, mais complexos para a representação dos elos. Observa-se que modelos mais simples provavelmente serão satisfatórios aos objetivos a que se destinam. Em vista disso e, por meio da avaliação do erro quadrático de previsão e do critério de informação de Akaike, esse último decide se o número de parâmetros utilizados em um dado modelo é o ideal, porque ao minimizar esta função, este critério penaliza, por um lado, os modelos que têm um número excessivo de parâmetros e, por outro, os modelos que apresentam variância do erro elevada. Foram selecionados os modelos 05, 06, 07 e 08 que de agora em diante serão os modelos exclusivamente investigados nesta pesquisa.

Como foi previsto, usando-se os valores do somatório do erro quadrático (S_n), mostrado nas Tabelas 3.3 e 3.4, realizaram-se os testes de detecção de ordem do sistema e determinou-se a ordem da estrutura do modelo ARX .As Tabelas 3.5 e 3.6 e o gráfico das Figuras 3.4 e 3.5 mostram os resultados obtidos.

Tabela 3.5 - Razão $\left| \frac{\Delta S_n}{\Delta n_a} \right|$ referente ao elo 1

n_a	n_b	d	S_n	$\left \frac{\Delta S_n}{\Delta n_a} \right _{1 \rightarrow 2}$ $\times 10^{-3}$	$\left \frac{\Delta S_n}{\Delta n_a} \right _{2 \rightarrow 3}$ $\times 10^{-3}$	$\left \frac{\Delta S_n}{\Delta n_a} \right _{3 \rightarrow 4}$ $\times 10^{-3}$
1	1	1	0,0064755299	2,280	1,529	0,410
2			0,0041953660			
3			0,0026663701			
4			0,0022564499			

Tabela 3.6 - Razão $\left| \frac{\Delta S_n}{\Delta n_a} \right|$ referente ao elo 2

n_a	n_b	d	S_n	$\left \frac{\Delta S}{\Delta n_a} \right _{1 \rightarrow 2}$ $\times 10^{-3}$	$\left \frac{\Delta S}{\Delta n_a} \right _{2 \rightarrow 3}$ $\times 10^{-3}$	$\left \frac{\Delta S}{\Delta n_a} \right _{3 \rightarrow 4}$ $\times 10^{-3}$
1	1	1	0,0042761702	0,420	0,585	0,272
2			0,0038560950			
3			0,0032708665			
4			0,0029990897			

As Figuras 3.4 e 3.5 mostram a evolução de S_n com o incremento da ordem nos modelos.

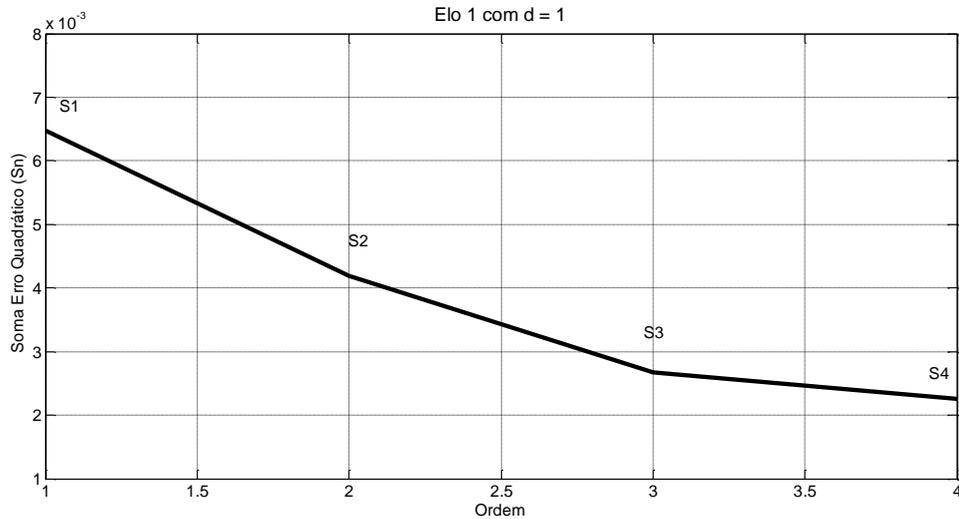


Figura 3.4 – Teste de detecção da ordem do sistema – elo 1

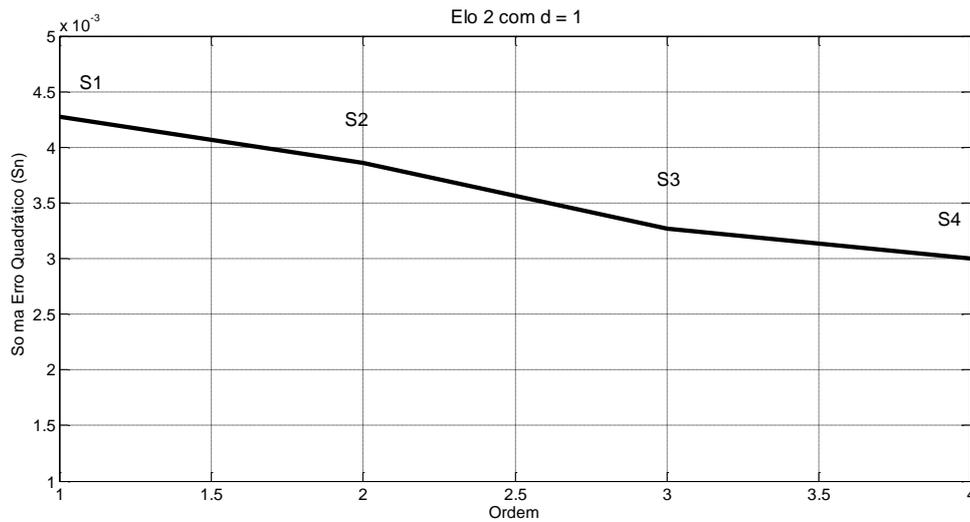


Figura 3.5 – Teste de detecção da ordem do sistema – elo 2

Analisando as Figuras 3.4 e 3.5 e os resultados apresentados nas Tabelas 3.5 e 3.6 acima, observa-se que:

Para os elos 1 e 2 as menores inclinações $\left| \frac{\Delta S_n}{\Delta n_a} \right|$ ocorrem quando os modelos passam de terceira para quarta ordem, evidenciando, com isso, que a utilização de um modelo de quarta ordem não reduzirá, significativamente, o valor de S_n . Mesmo sabendo que, provavelmente, um modelo de ordem maior venha a descrever a dinâmica do sistema de forma mais exata, não convém utilizá-lo, por se tratar de um modelo mais complexo, devido à quantidade de parâmetros utilizados na sua representação. Portanto, pela indicação presente nos testes de detecção de ordem entre as estruturas candidatas a serem adotadas para o modelo ARX, seria empregada a estrutura de 3ª ordem. Dessa forma, o critério avaliado para manter a ordem do modelo estimado tão simples quanto possível contempla o princípio da parcimônia. A escolha da ordem do sistema é uma importante tarefa na estimação dos parâmetros. Se um modelo de ordem é empregado incorretamente, pode causar aumento no tempo de processamento do algoritmo.

Finalmente, neste trabalho, conforme o critério de Akaike (Akaike Information Criterion-AIC), representado por (3.55), o modelo matemático de 3ª ordem identificado é indicado para os elos 1 e 2 (COELHO e COELHO, 2004). O critério de informação de Akaike é um dos métodos mais utilizados para estimar o número de termos em modelos dinâmicos. Esse método inclui uma medida de parcimônia de modelo que contribui para

a eliminação de modelos com parâmetros redundantes (AKAIKE, 1974). As Tabelas 3.7 e 3.8 mostram as taxas de variação do AIC para cada incremento na ordem do modelo.

Tabela 3.7 – Índices R^2 , S_n e AIC e taxa de variação do AIC – elo 1

Modelo /Ordem	R^2	S_n	AIC	Incremento da ordem		Taxa de variação do AIC
				de	Para	
05/1 ^a	0,9998611903	0,0064755299	-638,1754	1 ^a	2 ^a	26,383498
06/2 ^a	0,999908537	0,0041953655	-664,5589	2 ^a	3 ^a	27,728370
07/3 ^a	0,9999438891	0,0026663701	-692,2873	3 ^a	4 ^a	7,684772
08/4 ^a	0,999953077	0,0022564499	-699,9720	-	-	-

Tabela 3.8 – Índices R^2 , S_n e AIC e taxa de variação do AIC – elo 2

Modelo /Ordem	R^2	S_n	AIC	Incremento da ordem		Taxa de variação do AIC
				de	para	
05/1 ^a	0,9996409924	0,0042761702	-667,2235	1 ^a	2 ^a	3,238204
06/2 ^a	0,9996507782	0,0038560945	-670,4617	2 ^a	3 ^a	7,521996
07/3 ^a	0,9996984711	0,0032708665	-677,9837	3 ^a	4 ^a	2,072230
08/4 ^a	0,9997468420	0,0029990897	-680,0559	-	-	-

Os índices obtidos nas Tabelas 3.7 e 3.8 mostram que:

A menor taxa de variação do critério de informação se dá entre os modelos de terceira e quarta ordem, seguida da taxa entre os modelos de primeira e segunda ordem, para os elos 1 e 2, respectivamente.

Verifica-se, para ambos os elos, que a ordem da estrutura escolhida poderia ser representada por um modelo de terceira ordem.

No entanto, considerando o princípio da parcimônia (COELHO e COELHO, 2004), os modelos de primeira ordem (modelos 05) constituem-se em estruturas mais simples, seguidos dos modelos de segunda ordem (modelos 06).

Os valores de R^2 , referentes aos modelos de segunda ordem para ambos os elos, são superiores aos apresentados pelos modelos de primeira ordem, evidenciando, com isso, que, provavelmente, o modelo de segunda ordem se ajusta melhor aos dados experimentais de entrada e saída do sistema, possibilitando, assim, uma descrição mais exata da dinâmica. O fato é confirmado se forem comparados os valores da magnitude de S_n e AIC, referentes aos modelos de primeira e segunda ordem de cada elo que compõem o sistema.

Comparando-se os valores do AIC dos modelos de 1^ª e 2^ª ordens, nas Tabelas 3.7 e 3.8, observa-se que o modelo de 2^ª ordem é o que apresenta o menor valor para ambos os elos.

Conclusivamente, fica mantido o modelo ARX de 2^ª ordem (modelo 06) para ambos os elos, na representação do sistema estudado, tendo em vista o princípio da parcimônia.

Na próxima subseção, o atraso de transporte d do processo será encontrado de forma similar. Mantendo-se a ordem do modelo escolhida e variando o atraso de transporte, será testada a sequência de valores de $d = 1, 2, 3$ e 4 para ambos os elos que compõem o robô manipulador, como exposto na Tabela 3.9. A melhor estimativa será a que conduzir ao menor valor da soma dos quadrados do erro de previsão S_n (COELHO e COELHO, 2004).

3.4.2 Escolha do Atraso de Transporte da Estrutura

Para a seleção do atraso de transporte d do modelo escolhido na seção anterior, procede-se de forma similar ao caso da determinação da sua ordem (COELHO e COELHO, 2004). Portanto, a partir da identificação do robô, considerando-se as estruturas de cada elo presente na Tabela 3.9, a melhor estimativa do atraso de transporte d do modelo do sistema é a que conduzir ao menor valor da soma dos quadrados do erro de previsão (S_n). (COELHO e COELHO, 2004).

Tabela 3.9 – Estrutura dos modelos paramétricos

Modelo	Número de Polos (n_a)	Número de Zeros (n_b)	Número de Atrasos (d)	Número de Parâmetros (n_p)
06	2	1	1	8
12	2	1	2	10
13	2	1	3	12
14	2	1	4	14

A seguir, as Tabelas 3.10 e 3.11 mostram os valores do somatório do erro quadrado de previsão (S_n) encontrado para as estruturas da Tabela 3.9.

Tabela 3.10 – Índices de desempenho do elo 1 do robô manipulador

Estrutura do modelo			Índices de desempenho (S_n)
Número de polos (n_a)	Número de zeros (n_b)	Número de atrasos (d)	
2	1	1	0,0041953655
2	1	2	0,0237812973
2	1	3	0,0196134266
2	1	4	0,0408922896

Tabela 3.11 – Índices de desempenho do elo 2 do robô manipulador

Estrutura do modelo			Índices de desempenho (S_n)
Número de polos (n_a)	Número de zeros (n_b)	Número de atrasos (d)	
2	1	1	0,0038560945
2	1	2	0,0060680868
2	1	3	0,0049327761
2	1	4	0,0089893823

Os resultados obtidos, mostrados nas Tabelas 3.10 e 3.11, indicam que as estruturas que conduziram aos menores valores de S_n para os elos 1 e 2 são as de 2^a ordem com 1 atraso (modelo 06).

3.4.3 Definição da Estrutura

Como disposto anteriormente, os valores dos coeficientes de correlação múltipla R^2 encontrados estão entre 0,9 e 1. Portanto, qualquer uma das estruturas dos modelos predefinidos pode ser considerada adequada para a aplicação em controle adaptativo, conforme previsto na literatura (COELHO e COELHO, 2004). No entanto, considerando o princípio da parcimônia (COELHO e COELHO, 2004), não se justifica a utilização de um modelo complexo para identificar um sistema, quando outro mais simples pode descrever, de forma satisfatória, suas características, para o fim que se deseja. Por essa razão, será escolhido neste trabalho, o modelo ARX, com a estrutura de segunda ordem ($n_a=2$, $n_b=1$ e $d=1$), para representar os elos 1 e 2 do robô manipulador, na ocasião do projeto dos controladores adaptativos.

A seguir, uma vez definida a estrutura dos modelos para ambos os elos que compõem o robô manipulador, são apresentados os resultados experimentais da identificação. Os parâmetros dos modelos dos elos 1 e 2 são obtidos em tempo real por meio da identificação paramétrica, usando um programa computacional escrito e implementado nos ambientes LabVIEW[®] e Matlab[®], que operacionalizam o algoritmo MQR, considerando-se o acoplamento dinâmico entre os elos e a estrutura escolhida de cada elo, composta de 2 polos, 1 zero e 1 atraso de transporte.

3.5 RESULTADOS DA IDENTIFICAÇÃO DOS ELOS

As Figuras 3.6 e 3.7 mostram as saídas reais e estimadas dos elos 1 e 2 do robô, respectivamente, quando das excitações, conforme as Figuras 3.2 e 3.3. Os erros de previsão dos elos do robô são mostrados nas Figuras 3.8 e 3.9.

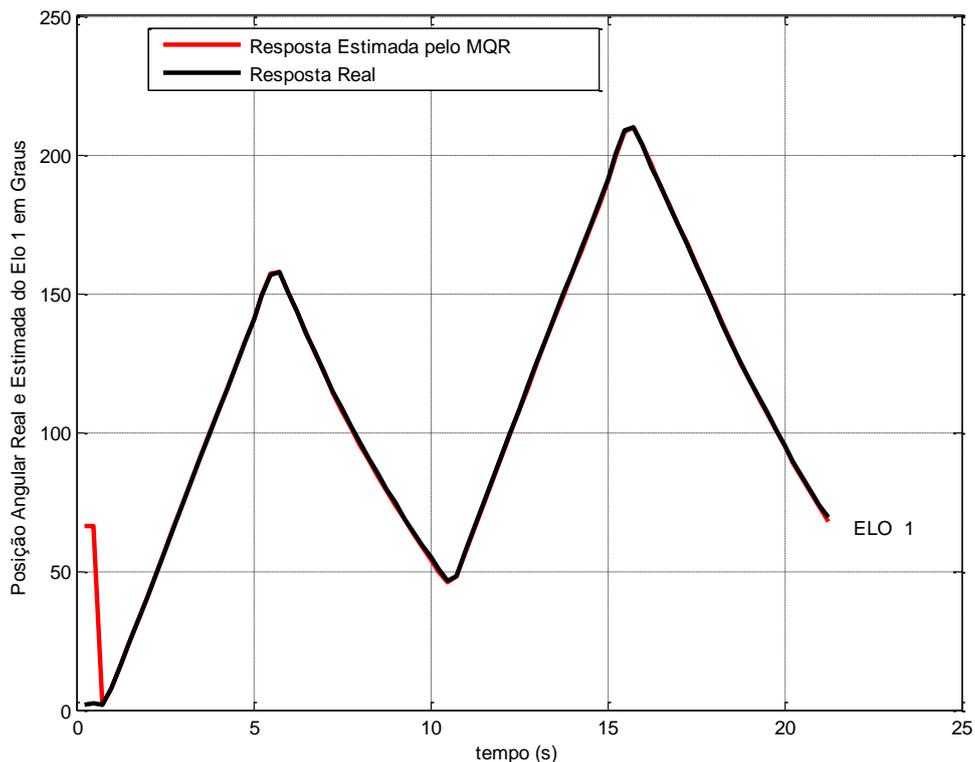


Figura 3.6 - Respostas real e estimada em malha aberta do elo 1 do robô manipulador

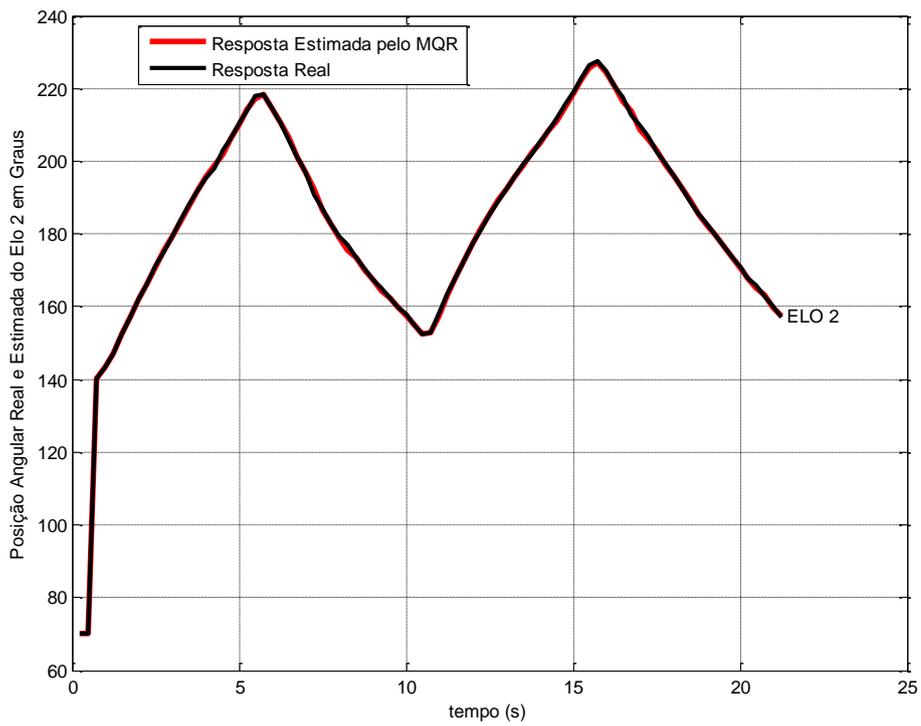


Figura 3.7 - Respostas real e estimada em malha aberta do elo 2 do robô manipulador

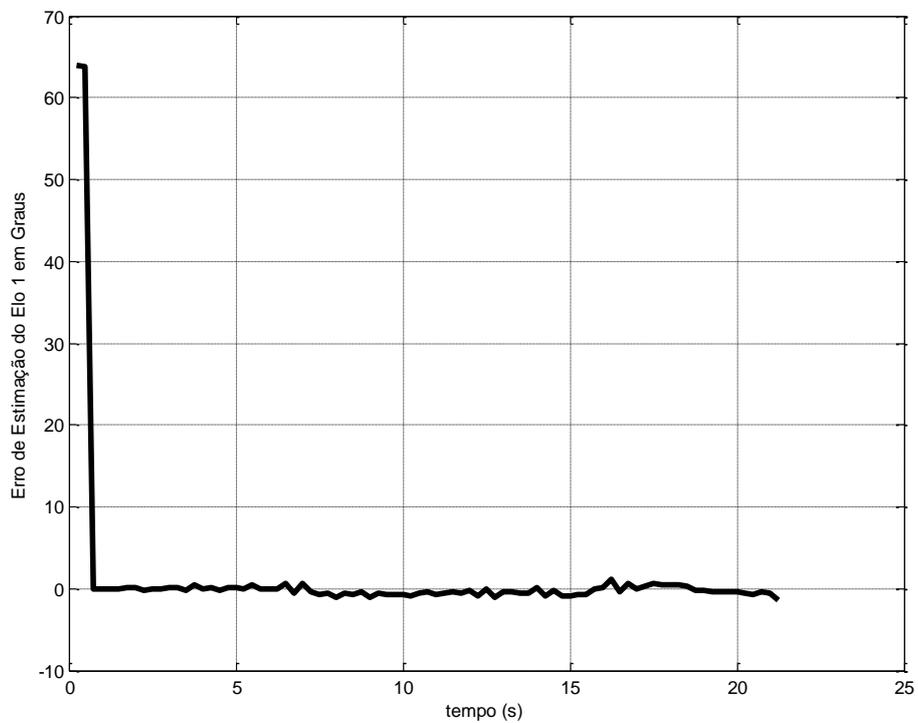


Figura 3.8- Erro de estimação do modelo do elo 1 do robô manipulador

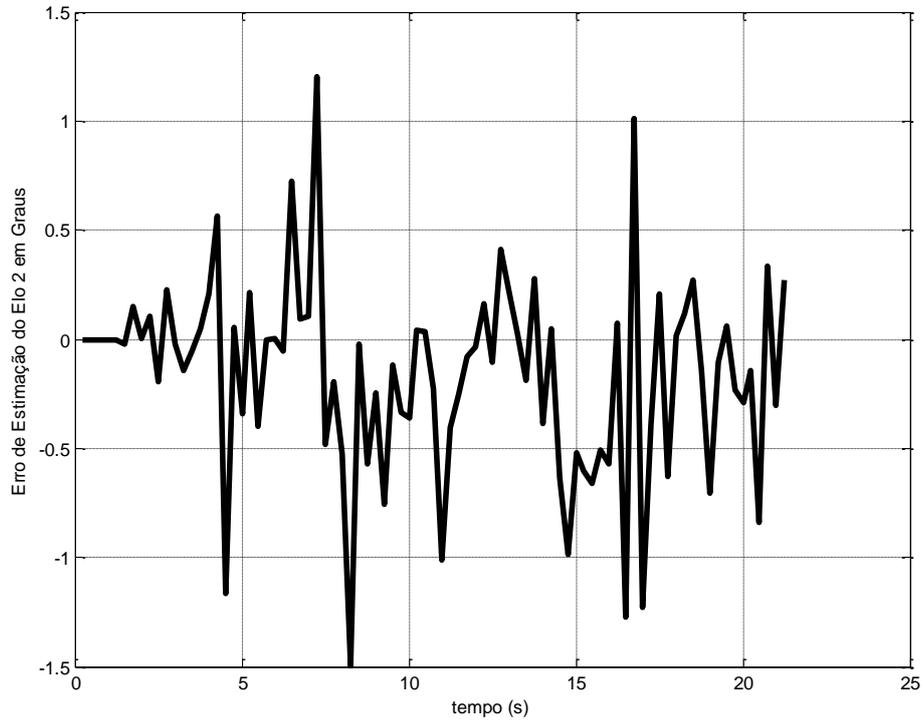


Figura 3.9 - Erro de estimação do modelo do elo 2 do robô manipulador

A evolução dos parâmetros estimados dos modelos dos elos 1 e 2 é mostrada nas Figuras 3.10 e 3.13.

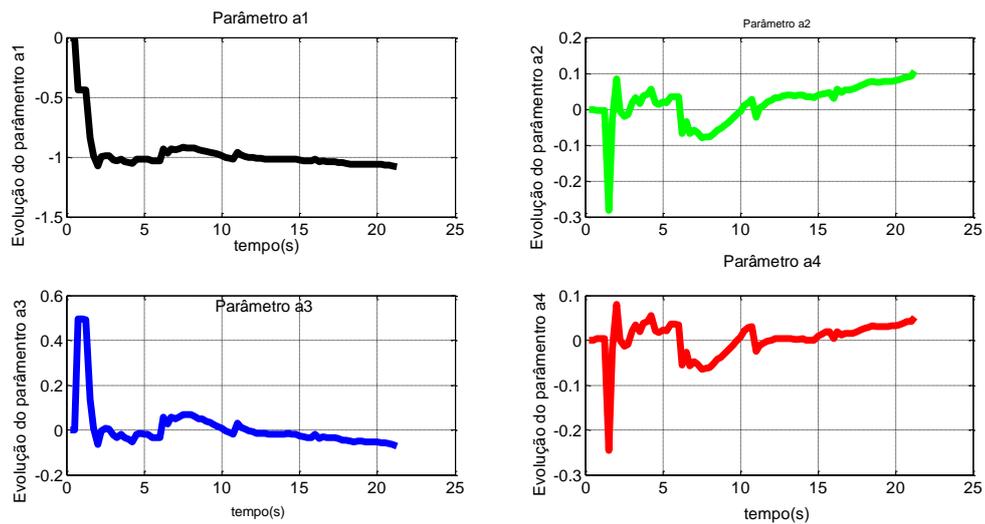


Figura 3.10 - Evolução dos parâmetros a_i estimados do elo 1 do robô

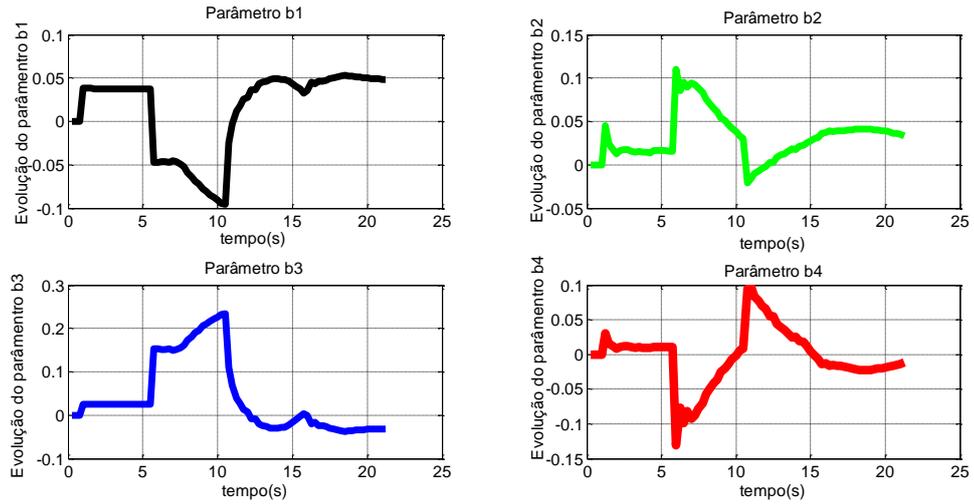


Figura 3.11 - Evolução dos parâmetros b_j estimados do elo 1 do robô

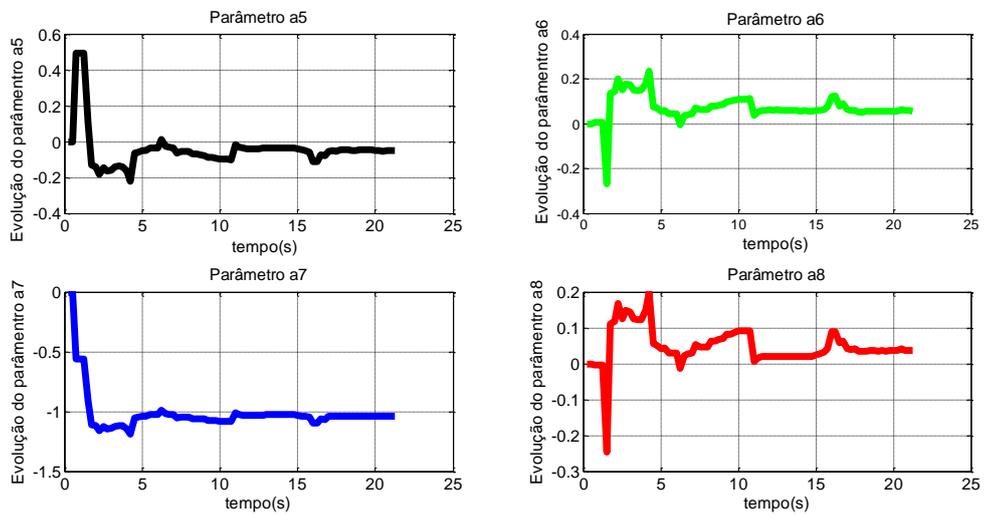


Figura 3.12 - Evolução dos parâmetros a_i estimados do elo 2 do robô

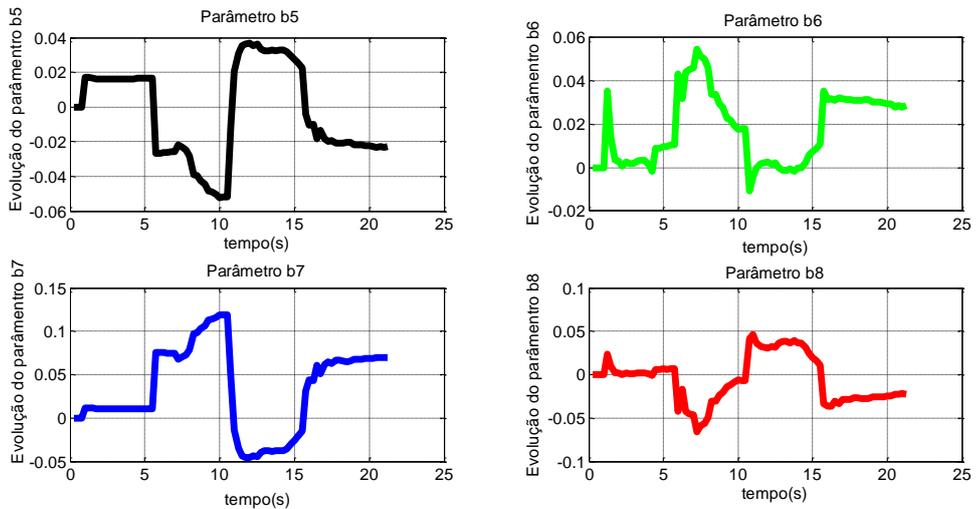


Figura 3.13 - Evolução dos parâmetros b_j estimados do elo 2 do robô

Com a observação das curvas das Figuras 3.6 e 3.9, constata-se o bom desempenho do modelo escolhido e do MQR, na estimação dos parâmetros, em tempo real.

3.6 CONCLUSÕES

Este capítulo tratou da modelagem matemática dos elos 1 e 2 de um robô manipulador eletromecânico de 5 (GDL) em análise.

Enfatizou-se o problema da determinação da estrutura de modelos, cujos métodos foram testados e implementados.

Concluiu-se, por meio das técnicas de validação de modelos empregadas, que as onze estruturas definidas para o modelo ARX são qualificadas como apropriadas para a implementação de controle dos dois elos.

Por meio do teste de detecção de ordem, identificou-se a estrutura de 3^ª ordem para representar o modelo real do robô manipulador, sendo esse resultado confirmado pelo critério de Akaike (AIC). Porém, pelo princípio da parcimônia, optou-se pelos modelos, cujas estruturas são de 2^ª ordem, que têm os valores dos coeficientes de correlação múltipla R^2 encontrados entre 0,9 e 1. Portanto, pode ser considerados adequados para a aplicação em controle adaptativo, conforme afirmado anteriormente.

Selecionou-se, entre as estruturas de 2^ª ordem apresentadas na Tabela 3.9, as estruturas com atrasos de transporte do processo $d = 1$, cujos valores de S_n , são os menores, segundo os resultados presentes nas Tabelas 3.10 e 3.11.

Por fim, conclui-se que os modelos matemáticos ARX, utilizando as estruturas de segunda ordem, com dois polos, um zero e um atraso, escolhidos para os elos 1 e 2, respectivamente, podem ser usados para os projetos dos controladores adaptativos do robô manipulador objeto desta pesquisa.

CAPÍTULO IV

PROJETOS DE CONTROLADORES ADAPTATIVOS DESCENTRALIZADOS E CENTRALIZADOS PARA OS ELOS 1 E 2 DO ROBÔ, UTILIZANDO A TÉCNICA POLINOMIAL

4.1 INTRODUÇÃO

No presente trabalho, realizou-se a descrição do robô manipulador eletromecânico de 5 GDL e a identificação dos elos 1 e 2 do robô através do algoritmo MQR. Em seguida, foi feito o teste de validação dos modelos identificados, e foram escolhidos os modelos de 2ª ordem com dois polos, um zero e um atraso de transporte para representarem os elos 1 e 2 do robô. Na etapa atual, serão projetados e implementados controladores adaptativos descentralizados e centralizados para o controle de posição dos elos 1 e 2 do robô manipulador. O termo centralizado refere-se ao algoritmo de controle que considera as interações entre os elos do robô, diferentemente do algoritmo de controle descentralizado que não inclui essas interações para determinação dos valores de todas as variáveis controladas.

Na seção 4.2, será apresentado o controlador adaptativo, baseado na técnica polinomial, proposto por KUBALCIK e BOBÁL (2006).

As seções 4.3, 4.4, 4.5 e 4.6 apresentam os projetos dos controladores adaptativos descentralizados e centralizados para os elos 1 e 2 do robô e os resultados obtidos com a implementação desses controladores. Os controladores adaptativos serão projetados utilizando a técnica polinomial, com e sem a ação de integradores.

4.2 CONTROLADOR ADAPTATIVO BASEADO NA TÉCNICA POLINOMIAL

O controlador adaptativo, baseado na técnica polinomial, proposto por KUBALCIK e BOBÁL (2006) será utilizado para realizar o controle adaptativo dos elos 1 e 2 do robô manipulador em análise. Esta técnica é adequada para o controle adaptativo, porque permite que as expressões dos parâmetros do controlador sejam escritas em função dos parâmetros do processo controlado. O projeto do controlador é reduzido à solução de equações lineares diofantinas que, convertidas para um conjunto de equações algébricas, podem ser resolvidas por meio de um algoritmo computacional adequado. Os modelos matemáticos ARX utilizando as estruturas de segunda ordem: dois polos; um zero e um atraso, escolhidos para os elos 1 e 2, respectivamente serão utilizados para os projetos dos controladores adaptativos. A dinâmica dos elos do robô é acoplada, não linear e com parâmetros variantes no tempo. A representação em diagrama de blocos, da estrutura interna desse tipo de sistema, é mostrada na Figura 4.1.

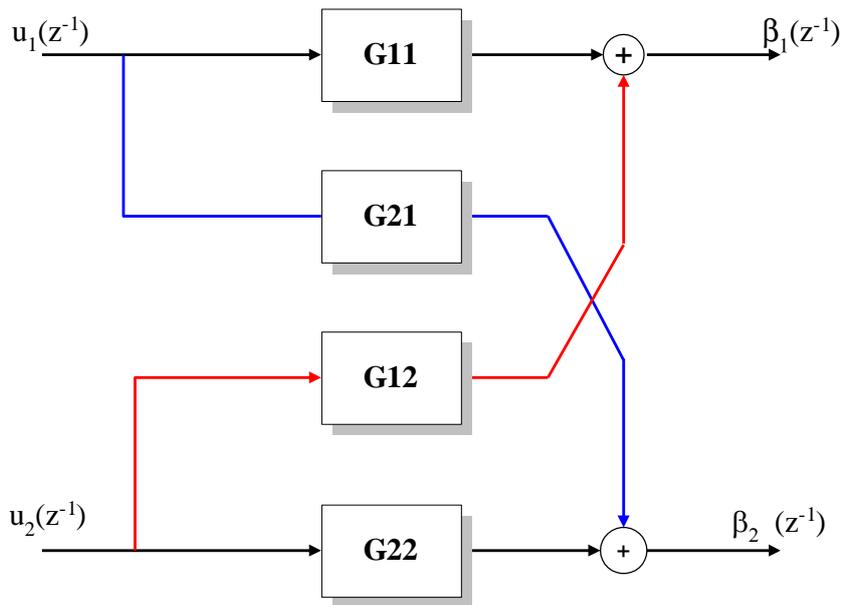


Figura 4.1 – Diagrama de blocos de sistema acoplado com duas entradas e duas saídas

Os elos 1 e 2 são representados pela matriz de transferência mostrada em (4.1).

$$\mathbf{G}(z^{-1}) = \frac{\mathbf{Y}(z^{-1})}{\mathbf{U}(z^{-1})} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11}(z^{-1}) & \mathbf{G}_{12}(z^{-1}) \\ \mathbf{G}_{21}(z^{-1}) & \mathbf{G}_{22}(z^{-1}) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

em que $\mathbf{U}(z^{-1})$ é o vetor de entrada, dado por:

$$\mathbf{U}(z^{-1}) = [\mathbf{u}_1(z^{-1}), \mathbf{u}_2(z^{-1})]^T \quad (4.2)$$

e $\mathbf{Y}(z^{-1})$ é o vetor de saída, definido por:

$$\mathbf{Y}(z^{-1}) = [\beta_1(z^{-1}), \beta_2(z^{-1})]^T \quad (4.3)$$

As variáveis $u_1(z^{-1})$ e $u_2(z^{-1})$ são as entradas de tensão elétrica dos motores de corrente contínua que acionam as juntas dos elos 1 e 2 do robô, respectivamente. E as variáveis $\beta_1(z^{-1})$ e $\beta_2(z^{-1})$ são as posições angulares das juntas 1 e 2 do robô.

Supõe-se que o comportamento dinâmico do sistema pode ser descrito próximo do estado estacionário pelo modelo discreto linear na forma de fração de matriz (KUBALCIK e BOBÁL, 2006), conforme (4.4).

$$\mathbf{G}(z) = \frac{\mathbf{Y}(z)}{\mathbf{U}(z)} = \mathbf{A}^{-1}(z^{-1})\mathbf{B}(z^{-1}) \quad (4.4)$$

As matrizes polinomiais \mathbf{A} e \mathbf{B} pertencentes ao $\mathbf{R}_{22}(z^{-1})$ representam a fatorização da matriz $\mathbf{G}(z)$ coprimas à esquerda; e são definidas conforme (4.5) e (4.6).

$$\mathbf{A}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 + \mathbf{a}_1 z^{-1} + \mathbf{a}_2 z^{-2} & \mathbf{a}_3 z^{-1} + \mathbf{a}_4 z^{-2} \\ \mathbf{a}_5 z^{-1} + \mathbf{a}_6 z^{-2} & 1 + \mathbf{a}_7 z^{-1} + \mathbf{a}_8 z^{-2} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{B}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 z^{-1} + \mathbf{b}_2 z^{-2} & \mathbf{b}_3 z^{-1} + \mathbf{b}_4 z^{-2} \\ \mathbf{b}_5 z^{-1} + \mathbf{b}_6 z^{-2} & \mathbf{b}_7 z^{-1} + \mathbf{b}_8 z^{-2} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Substituindo $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ das Equações (4.5) e (4.6) e $U(z^{-1})$ e $Y(z^{-1})$ das Equações (4.2) e (4.3), em (4.4), e transformando-a em equações a diferenças, obtêm-se:

$$\begin{aligned} \beta_1(t) = & -a_1\beta_1(t-1) - a_2\beta_1(t-2) - a_3\beta_2(t-1) - \\ & a_4\beta_2(t-2) + b_1u_1(t-1) + b_2u_1(t-2) + \\ & b_3u_2(t-1) + b_4u_2(t-2) \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} \beta_2(t) = & -a_5\beta_1(t-1) - a_6\beta_1(t-2) - a_7\beta_2(t-1) - \\ & a_8\beta_2(t-2) + b_5u_1(t-1) + b_6u_1(t-2) \\ & + b_7u_2(t-1) + b_8u_2(t-2) \end{aligned} \quad (4.8)$$

A estrutura de controle de 1 GDL (um grau de liberdade) está representada na Figura 4.2 e contém apenas uma realimentação.

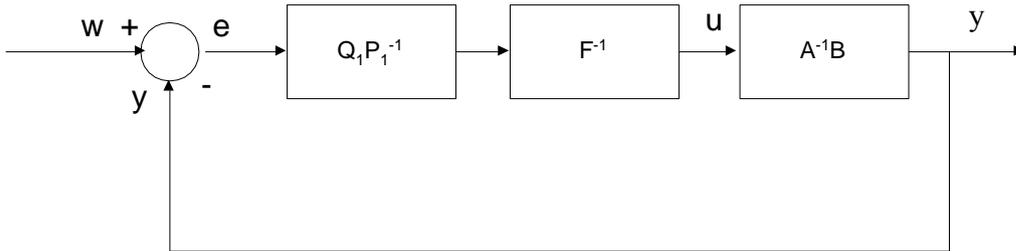


Figura 4.2 - Diagrama de blocos do controlador de 1GDL e sistema

Na Figura 4.2, as matrizes polinomiais P_1 e Q_1 do controlador serão definidas nas seções seguintes, no decorrer do projeto dos controladores. Na mesma figura, a matriz $F^{-1}(z^{-1})$ é um integrador, onde a matriz $F(z^{-1})$ é:

$$F(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1-z^{-1} & 0 \\ 0 & 1-z^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

No caso dos controladores sem integrador, (4.9) será representada por (4.10).

$$\mathbf{F}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

A lei de controle para o sistema do diagrama de blocos da Figura 4.2 é definida por (4.11).

$$\mathbf{U} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{Q}_1 \mathbf{P}_1^{-1} \mathbf{E} \quad (4.11)$$

Em (4.11) o vetor de erros \mathbf{E} é modificado conforme as Equações (4.12) e (4.13).

$$\mathbf{E} = \mathbf{W} - \mathbf{Y} \Rightarrow \mathbf{W} = \mathbf{Y} + \mathbf{E} \quad (4.12)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{U} \quad (4.13)$$

O vetor \mathbf{E} é encontrado, dispondo convenientemente as Equações (4.11), (4.12) e (4.13), e obtendo (4.14).

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= \mathbf{E} + \mathbf{Y} \Rightarrow \\ \mathbf{W} &= \mathbf{E} + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{U} \Rightarrow \\ \mathbf{W} &= \mathbf{E} + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{Q}_1 \mathbf{P}_1^{-1} \mathbf{E} \Rightarrow \\ \mathbf{W} &= (\mathbf{P}_1^{-1} \mathbf{P}_1 + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{Q}_1 \mathbf{P}_1^{-1}) \mathbf{E} \Rightarrow \\ \mathbf{W} &= (\mathbf{A}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{P}_1 + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{Q}_1) \mathbf{P}_1^{-1} \mathbf{E} \Rightarrow \\ \mathbf{W} &= \mathbf{A}^{-1} (\mathbf{F}^{-1} \mathbf{F} \mathbf{A} \mathbf{P}_1 + \mathbf{F}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{Q}_1) \mathbf{P}_1^{-1} \mathbf{E} \Rightarrow \\ \mathbf{F} \mathbf{A} \mathbf{W} &= (\mathbf{F} \mathbf{A} \mathbf{P}_1 + \mathbf{B} \mathbf{Q}_1) \mathbf{P}_1^{-1} \mathbf{E} \\ \mathbf{P}_1^{-1} \mathbf{E} &= (\mathbf{F} \mathbf{A} \mathbf{P}_1 + \mathbf{B} \mathbf{Q}_1)^{-1} \mathbf{F} \mathbf{A} \mathbf{W} \Rightarrow \\ \mathbf{E} &= \mathbf{P}_1 (\mathbf{F} \mathbf{A} \mathbf{P}_1 + \mathbf{B} \mathbf{Q}_1)^{-1} \mathbf{F} \mathbf{A} \mathbf{W} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Substituindo (4.11) em (4.13) e utilizando (4.12), obtém-se (4.15).

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{Q}_1 \mathbf{P}_1^{-1} (\mathbf{W} - \mathbf{Y}) \quad (4.15)$$

Desenvolvendo, de forma apropriada, a Eq.(4.15), tem-se:

$$\begin{aligned}
 AY &= B F^{-1} Q_1 P_1^{-1} (W - Y) \Rightarrow \\
 FAY &= B Q_1 P_1^{-1} (W - Y) \Rightarrow \\
 AFY + BQ_1 P_1^{-1} Y &= BQ_1 P_1^{-1} W \Rightarrow \\
 P_1^{-1} Y &= (AFP_1 + BQ_1)^{-1} B Q_1 P_1^{-1} W \Rightarrow \\
 Y &= P_1 (AFP_1 + BQ_1)^{-1} B Q_1 P_1^{-1} W \quad (4.16)
 \end{aligned}$$

Segundo KUBALCIK e BOBÁL (2006), o controlador deve ser projetado para o sistema alcançar a estabilidade em malha fechada, e o sistema de malha fechada é estável quando a equação diofantina dada por (4.17) é satisfeita.

$$(AFP_1 + BQ_1) = M \quad (4.17)$$

O determinante do denominador da Eq.(4.16) é o polinômio característico do sistema multivariável (MIMO), cujas raízes são fatores dominantes para o comportamento do sistema em malha fechada. Para o sistema ser estável, essas raízes devem estar no interior de um círculo unitário do plano complexo de Gauss. (KUBALCIK e BOBÁL, 2006).

4.3 PROJETO DO CONTROLADOR ADAPTATIVO DE 1GDL DESCENTRALIZADO SEM INTEGRADOR PARA OS ELOS 1 E 2 DO ROBÔ

Para o projeto do controlador adaptativo descentralizado e sem integrador, as matrizes polinomiais $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ dadas pelas equações (4.5) e (4.6) são diagonais, dado que o acoplamento entre os elos 1 e 2 está sendo desprezado e os elos são representados pelas equações (4.18) e (4.19).

$$A(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} & 0 \\ 0 & 1 + a_7 z^{-1} + a_8 z^{-2} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$B(z^{-1}) = \begin{bmatrix} b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} & 0 \\ 0 & b_7 z^{-1} + b_8 z^{-2} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Utilizando as matrizes $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ dadas por (4.18) e (4.19), as equações a diferença dos modelos dos elos 1 e 2 são definidas por:

$$\beta_1(t) = -a_1 \beta_1(t-1) - a_2 \beta_1(t-2) + b_1 u_1(t-1) + b_2 u_1(t-2) \quad (4.20)$$

$$\beta_2(t) = -a_7 \beta_2(t-1) - a_8 \beta_2(t-2) + b_7 u_2(t-1) + b_8 u_2(t-2) \quad (4.21)$$

A estrutura de controle de 1 GDL é representada na Figura 4.2 e contém apenas uma realimentação. Como o controlador adaptativo não tem integrador, a matriz $F(z^{-1})$ é definida pela Eq. (4.10).

Utilizando uma matriz P_1 com polinômios de grau 1, o polinômio AFP₁ mostrado em (4.17) terá grau 3. Sabendo-se que a matriz B possui polinômios de grau 2, o termo BQ_1 da Eq. (4.17) terá o mesmo grau 3 se a matriz Q_1 possuir polinômios de grau 1, como segue:

$$P_1(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 + p_1 z^{-1} & 0 \\ 0 & 1 + p_2 z^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$Q_1(z^{-1}) = \begin{bmatrix} q_1 + q_2 z^{-1} & 0 \\ 0 & q_3 + q_4 z^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

A matriz $M(z^{-1})$ definida na Eq.(4.17) tem polinômios de grau 3 e é uma matriz diagonal estável representada por:

$$M(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} + m_3 z^{-3} & 0 \\ 0 & 1 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} + m_3 z^{-3} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Utilizando as matrizes $A(z^{-1}), B(z^{-1}), F(z^{-1}), P_1(z^{-1})$ e $Q_1(z^{-1})$ dadas por (4.18),(4.19), (4.10),(4.22) e (4.23) respectivamente, na Eq.(4.17) e designando os coeficientes da matriz resultante R de $\alpha_{11}, \alpha_{12}, \alpha_{21}$ e α_{22} , obtém-se :

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}\mathbf{F}\mathbf{P}_1 + \mathbf{B}\mathbf{Q}_1 = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} = \mathbf{M}(z^{-1}) \quad (4.25)$$

Substituindo em (4.25) a matriz $\mathbf{M}(z^{-1})$ dada por (4.24), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} & 0 \\ 0 & 1+m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Na Equação (4.26), os coeficientes α_{ij} com $i, j = 1, 2$ são dados pelas Equações (4.27) a (4.30) e os coeficientes m_i , com $i = 1, 2, 3$ são definidos a partir da alocação de polos efetuada, para que o sistema em malha fechada seja estável.

$$\alpha_{11} = [a_2p_1 + b_2q_2]z^{-3} + [a_1p_1 + b_1q_2 + b_2q_1 + a_2]z^{-2} + [p_1 + b_1q_1 + a_1]z^{-1} = 1 + m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} \quad (4.27)$$

$$\alpha_{12} = 0 \quad (4.28)$$

$$\alpha_{21} = 0 \quad (4.29)$$

$$\alpha_{22} = [a_8p_2 + b_8q_3]z^{-3} + [a_7p_2 + b_8q_3 + b_7q_4 + a_8]z^{-2} + [p_2 + b_7q_3 + a_7]z^{-1} + 1 = 1 + m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} \quad (4.30)$$

Efetuada a igualdade entre os coeficientes das matrizes dadas pela Eq.(4.26), utilizando (4.27) a (4.30), e igualando os coeficientes de mesmo grau, resulta nas Equações (4.31) e (4.32).

$$\begin{aligned} a_2p_1 + b_2q_2 &= m_3 \\ a_1p_1 + b_2q_1 + b_1q_2 + a_2 &= m_2 \\ p_1 + b_1q_1 + a_1 &= m_1 \end{aligned} \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} a_8p_2 + b_8q_4 &= m_3 \\ a_7p_2 + b_8q_3 + b_7q_4 + a_8 &= m_2 \\ p_2 + b_7q_3 + a_7 &= m_1 \end{aligned} \quad (4.32)$$

Escrevendo (4.31) e (4.32) na forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}_2 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_2 \\ \mathbf{a}_1 & \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{1} & \mathbf{b}_1 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{q}_1 \\ \mathbf{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{m}_3 \\ \mathbf{m}_2 - \mathbf{a}_2 \\ \mathbf{m}_1 - \mathbf{a}_1 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}_8 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_8 \\ \mathbf{a}_7 & \mathbf{b}_8 & \mathbf{b}_7 \\ \mathbf{1} & \mathbf{b}_7 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_2 \\ \mathbf{q}_3 \\ \mathbf{q}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{m}_3 \\ \mathbf{m}_2 - \mathbf{a}_8 \\ \mathbf{m}_1 - \mathbf{a}_7 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Os parâmetros do controlador p_1 , p_2 , q_1 , q_2 , q_3 e q_4 são, então, obtidos solucionando os sistemas de equações algébricas lineares (4.33) e (4.34). Os parâmetros a_i e b_j das matrizes que representam os elos 1 e 2 do robô manipulador são obtidos a cada período de amostragem durante a identificação dos elos.

Utilizando os parâmetros do controlador, obtidos através de (4.33) e (4.34), e a matriz $F(z^{-1})$ dada por (4.10), na Eq.(4.11), determina-se a lei de controle por meio de (4.35).

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 + \mathbf{q}_2 z^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{q}_3 + \mathbf{q}_4 z^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{1} + \mathbf{p}_1 z^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} + \mathbf{p}_2 z^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ \mathbf{e}_2 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Efetando os produtos de (4.35), tem-se a lei de controle mostrada em (4.36).

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{e}_1 \mathbf{q}_1 + (\mathbf{e}_1 \mathbf{q}_2) z^{-1}}{(\mathbf{p}_1) z^{-1} + 1} \\ \frac{\mathbf{e}_2 \mathbf{q}_3 + (\mathbf{e}_2 \mathbf{q}_4) z^{-1}}{(\mathbf{p}_2) z^{-1} + 1} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

sendo: e_1 e e_2 correspondentes aos erros de saídas dos elos 1 e 2, respectivamente.

Representando (4.36) na forma de equações a diferenças, obtêm-se as leis de controle para os elos 1 e 2 do robô manipulador, dadas pelas Equações (4.37) e (4.38).

$$\mathbf{u}_1(\mathbf{k}) = (-p_1)\mathbf{u}_1(\mathbf{k}-1) + q_1\mathbf{e}_1(\mathbf{k}) + (q_2)\mathbf{e}_1(\mathbf{k}-1) \quad (4.37)$$

$$\mathbf{u}_2(\mathbf{k}) = (-p_2)\mathbf{u}_2(\mathbf{k}-1) + q_3\mathbf{e}_2(\mathbf{k}) + (q_4)\mathbf{e}_2(\mathbf{k}-1) \quad (4.38)$$

Na seção seguinte, os coeficientes do polinômio característico do controlador adaptativo e do sistema, em malha fechada, serão determinados considerando-se como especificações de desempenho para os elos 1 e 2 do robô: máximo sobressinal percentual (M_p) de 10% e erro em regime permanente percentual (e_{ss}) de $\pm 5\%$

4.3.1 Polinômio Característico do Controlador Adaptativo Descentralizado e do Sistema, em Malha Fechada

No caso do controlador adaptativo descentralizado sem integrador, como mostrado em (4.24), $M(z^{-1})$ tem grau 3. Os coeficientes desse polinômio são determinados através de alocação de polos de acordo com o procedimento proposto por BOBÁL et al. (2005). Escolhem-se três polos para o polinômio $M(z^{-1})$ definido na Eq.(4.39). A posição adequada dos polos deve ser selecionada, após várias experiências, até que a saída dos elos 1 e 2 atenda às especificações de desempenho impostas ao sistema.

$$M(z^{-1}) = (z - \alpha)[z - (\alpha + j\omega)][z - (\alpha - j\omega)] \quad (4.39)$$

O polinômio característico $M(z^{-1})$ apresentado na Eq.(4.39), utilizado neste projeto, tem um par de polos complexos conjugados $z_{1,2} = \alpha \pm j\omega$ no interior do círculo unitário, e um polo real $z_3 = \alpha$, como mostra a Figura 4.3.

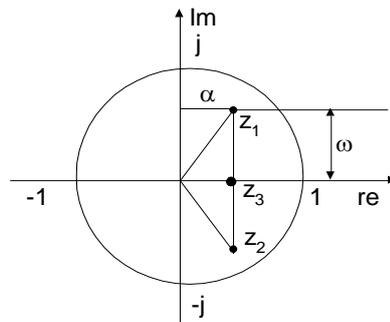


Figura 4.3 Localização dos polos do polinômio característico $M(z^{-1})$

Uma vez definidas as especificações de desempenho, um conjunto de polos foi testado experimentalmente, conforme mostra a Tabela 4.1, para definição da matriz $M(z^{-1})$, de tal forma que as saídas dos elos atendessem às especificações estabelecidas.

A Tabela 4.1 mostra o conjunto de tentativas realizadas para determinação dos três polos e dos coeficientes m_1 , m_2 e m_3 , para que as respostas dos elos 1 e 2 atendessem às especificações de desempenho impostas ao sistema. Os resultados apresentados na Tabela 4.1 foram determinados admitindo-se a frequência natural constante e igual a 0.1487 rad/seg, variando-se o fator de amortecimento entre 0,1 e 1.

Tabela 4.1– Coeficientes dos polos alocados e do polinômio $M(z^{-1})$

<i>Ordem de Teste</i>	ζ	α	ω	m_1	m_2	m_3
1	0,10	0.0148	0.1479	-0.0446	0.0225	-0.0003
2	0,12	0.0178	0.1476	-0.05353	0.0227	-0.0003
3	0,14	0.0208	0.1472	-0.0625	0.0230	-0.0005
4	0,16	0.0238	0.1468	-0.0714	0.0232	-0.0005
5	0,18	0.0268	0.1463	-0.0803	0.0235	-0.0006
6	0,20	0.0297	0.1457	-0.0892	0.0239	-0.0007
7	0,22	0.0327	0.1451	-0.0981	0.0243	-0.0007
8	0,24	0.0357	0.1444	-0.1071	0.0247	-0.0008
9	0,26	0.0387	0.1436	-0.1160	0.0251	-0.0009
10	0,28	0.0416	0.1428	-0.1249	0.0256	-0.0009
11	0,30	0.0446	0.1419	-0.1338	0.0261	-0.0010
12	0,32	0.0476	0.1409	-0.1428	0.0266	-0.0011
13	0,34	0.0506	0.1398	-0.1517	0.0272	-0.0011
14	0,36	0.0535	0.1387	-0.1606	0.0278	-0.0012
15	0,38	0.0565	0.1375	-0.1695	0.0285	-0.0012
16	0,40	0.0595	0.1363	-0.1784	0.0292	-0.0013
17	0,42	0.0625	0.1349	-0.1874	0.0299	-0.0014
18	0,44	0.0654	0.1335	-0.1963	0.0307	-0.0014
19	0,46	0.0684	0.1320	-0.2052	0.0315	-0.0015
20	0,48	0.0714	0.1304	-0.2141	0.0323	-0.0016

Tabela 4.1 – Coeficientes dos polos alocados e do polinômio $M(z^{-1})$ (continuação)

<i>Ordem de Teste</i>	ζ	α	ω	m_1	m_2	m_3
21	0,50	0.0743	0.1288	-0.2231	0.0332	-0.0016
22	0,52	0.0773	0.1270	-0.2320	0.0341	-0.0017
23	0,54	0.0803	0.1252	-0.2409	0.0350	-0.0018
24	0,56	0.0833	0.1232	-0.2498	0.0360	-0.0018
25	0,58	0.0862	0.1211	-0.2587	0.0370	-0.0019
26	0,60	0.0892	0.1190	-0.2677	-0.2677	-0.0020
27	0,62	0.0922	0.1167	-0.2766	0.0391	-0.0020
28	0,64	0.0952	0.1143	-0.2855	0.0402	-0.0021
29	0,66	0.0981	0.1117	-0.2944	0.0414	-0.0022
30	0,68	0.1011	0.1090	-0.3033	0.0426	-0.0022
31	0,70	0.1041	0.1062	-0.3123	0.0438	-0.0023
32	0,72	0.1071	0.1032	-0.3212	0.0450	-0.0024
33	0,74	0.1100	0.1000	-0.3301	0.0463	-0.0024
34	0,76	0.1130	0.0966	-0.3390	0.0477	-0.0025
35	0,78	0.1160	0.0931	-0.3480	0.0490	-0.0026
36	0,80	0.1190	0.0892	-0.3569	0.0504	-0.0026
37	0,82	0.1219	0.0851	-0.3658	0.0518	-0.0027
38	0,84	0.1249	0.0807	-0.3747	0.0533	-0.0028
39	0,86	0.1279	0.0759	-0.3836	0.0548	-0.0028
40	0,88	0.1309	0.0706	-0.3926	0.0564	-0.0029
41	0,90	0.1338	0.0648	-0.4015	0.0579	-0.0030
42	0,92	0.1368	0.0583	-0.4104	0.0595	-0.0030
43	0,94	0.1398	0.0507	-0.4193	0.0612	-0.0031
44	0,96	0.1428	0.0416	-0.4283	0.0629	-0.0032
45	0,98	0.1457	0.0296	-0.4372	0.0646	-0.0032
46	1	0.1487	0	-0.4461	0.0663	-0.0033

Após as tentativas e verificação dos resultados, os coeficientes $m_1=-0,335$; $m_2=0,04635$ e $m_3=-0,0027$, que se encontram nas vizinhanças do teste 33 da Tabela 4.1, foram escolhidos e usados na obtenção das saídas dos elos 1 e 2, visto que com este polinômio $M(z^{-1})$, os elos 1 e 2 proporcionam a melhor resposta possível relativa às especificações de desempenho estabelecidas. Portanto, a matriz $M(z^{-1})$ a ser usada é dada por:

$$M(z) = \begin{bmatrix} 1-0,335z^{-1}+0,04635z^{-2}-0,0027z^{-3} & 0 \\ 0 & 1-0,335z^{-1}+0,04635z^{-2}-0,0027z^{-3} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

4.3.2 Resultados obtidos para os Elos 1 e 2 do Robô, sob Ação do Controlador Adaptativo de 1GDL Descentralizado sem Integrador

O algoritmo MQR de identificação dado pela Eq. (3.17) e as leis de controle definidas em (4.37) e (4.38) foram implementados através de um programa computacional estruturado nas plataformas Matlab e LabView. Nos instantes iniciais do experimento, que correspondeu a $t=20$ s, utilizaram-se controladores proporcionais para estimar parcialmente os parâmetros dos elos e evitar uma ação inadequada dos controladores adaptativos, visto que os parâmetros iniciais dos elos têm valores nulos, conforme Tabela 4.2.

Tabela 4.2– Parâmetros de inicialização do programa computacional

Parâmetros	Elo 1	Elo 2
Vetor $\Theta(0)$	0	0
Matriz $P(0)$	$10^4 * I$	$10^4 * I$
Fator de Esquecimento (λ)	1	1
Ganho Proporcional (k_p)	2,5	2,5
Tempo de Amostragem (s)	1 s	1 s
Coeficientes de $M(z)$ m_1 ; m_2 e m_3	-0, 335; 0,04635; -0, 0027	-0,335;0.04635; -0,0027

Após esse tempo inicial, os controladores adaptativos foram automaticamente acionados nesta etapa. O sistema ficou instável e essa instabilidade foi eliminada adotando-se o tempo de amostragem igual a 1 s.

Na Tabela 4.2 são definidos os parâmetros de inicialização do programa utilizado na identificação do robô e na ação dos controladores adaptativos.

O sistema funciona da seguinte forma: as posições angulares $\beta_1(t)$ e $\beta_2(t)$ dos dois elos são medidas através dos potenciômetros; os erros de saída são obtidos, os parâmetros dos elos são identificados pelo MQR; os parâmetros dos controladores adaptativos são determinados; e as variáveis de controle $u_1(t)$ e $u_2(t)$ das Equações (4.37) e (4.38) são determinadas e enviadas aos motores de corrente contínua que acionam as juntas dos elos.

Os resultados obtidos com a implementação dos controladores adaptativos de 1GDL descentralizados sem integradores são apresentados nas figuras de (4.4) a (4.15). As Figuras 4.4 e 4.5 mostram as respostas experimentais das posições dos elos 1 e 2 captadas pelos potenciômetros. As Figuras 4.6 e 4.7 apresentam o comportamento da variável de controle enviada pelo controlador para corrigir os erros de saída mostrados nas Figuras 4.8 e 4.9, entre as referências especificadas e os valores da posição real dos referidos elos. As Figuras 4.10 e 4.11 correspondem aos erros de estimação. As figuras de (4.12) a (4.15) são relacionadas com a evolução dos parâmetros fornecidos a partir do algoritmo de identificação e utilizados no projeto dos controladores, conforme descrito a seguir.

A Tabela 4.3 mostra o desempenho dos elos 1 e 2, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador, no seguimento das referências mostradas nas Figura 4.4 e 4.5, nos intervalos de tempo: 20 a 40s, 40 a 60s, 60 a 80s, 80 a 100s, 100 a 120s, 120 a 140s, 140 a 160s, 160 a 180s e 180 a 200s. No intervalo de 0 a 20s, como o sistema parte com parâmetros nulos e com controladores proporcionais, os índices não são mostrados na Tabela 4.3, dada a instabilidade dos resultados na fase inicial do experimento.

Observa-se, através das Figuras 4.4 e 4.5, que as saídas dos elos 1 e 2 atenderam às especificações de desempenho impostas, conforme Tabela 4.3; e assim sendo, com os controladores projetados e implementados, tarefas realizadas pelo robô, dentro dessas especificações, serão totalmente satisfatórias.

Tabela 4.3 – Desempenho do elo 1 e 2 do robô manipulador, relativo às especificações de desempenho estabelecidas

Tempo (s)	Parâmetros	Elo 1		Elo 2	
		Mp (%)	e _{ss} (%)	Mp (%)	e _{ss} (%)
20-40	Mp ≤ 10%	7,1	0,98	2,0	1,40
40-60		2,44	0,15	5	0,70
60-80		nulo	3,14	2,2	2,4
80-100		nulo	1,32	3,1	0,70
100-120	e _{ss} ≤ ±5%	nulo	2,70	1,1	2,2
120-140		nulo	0,91	2,24	0,6
140-160		nulo	3,0	1,8	2,40
160-180		nulo	1,16	1,70	1,0
180-200		nulo	2,93	1,6	1,9

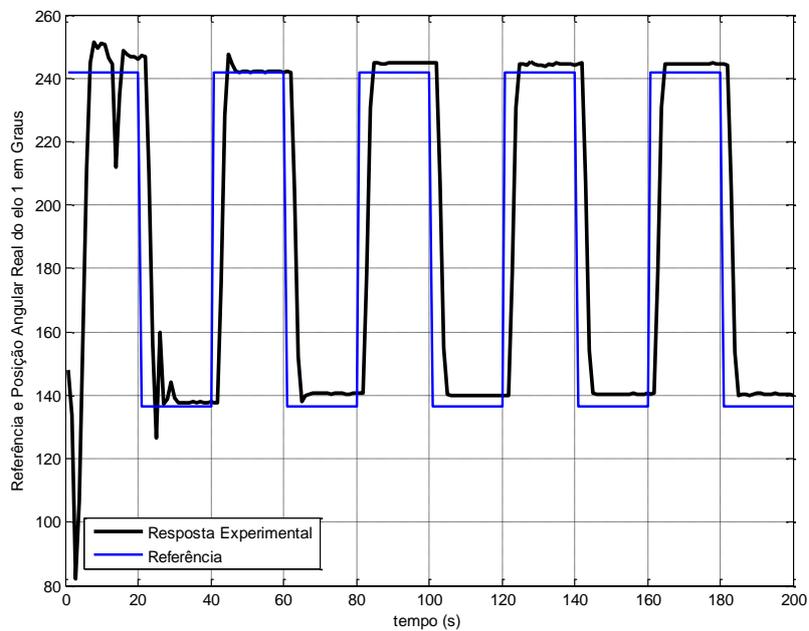


Figura 4.4 – Referência e resposta real do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

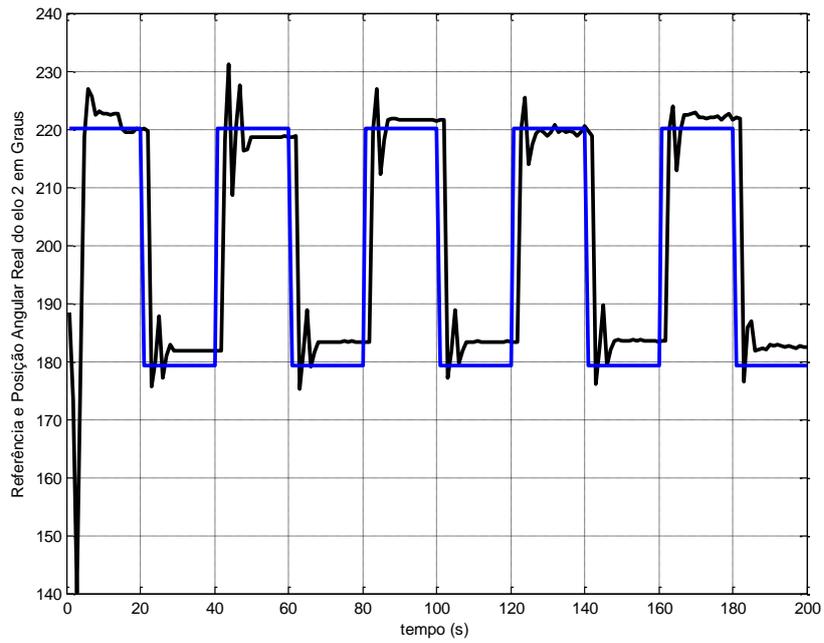


Figura 4.5 – Referência e resposta real do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

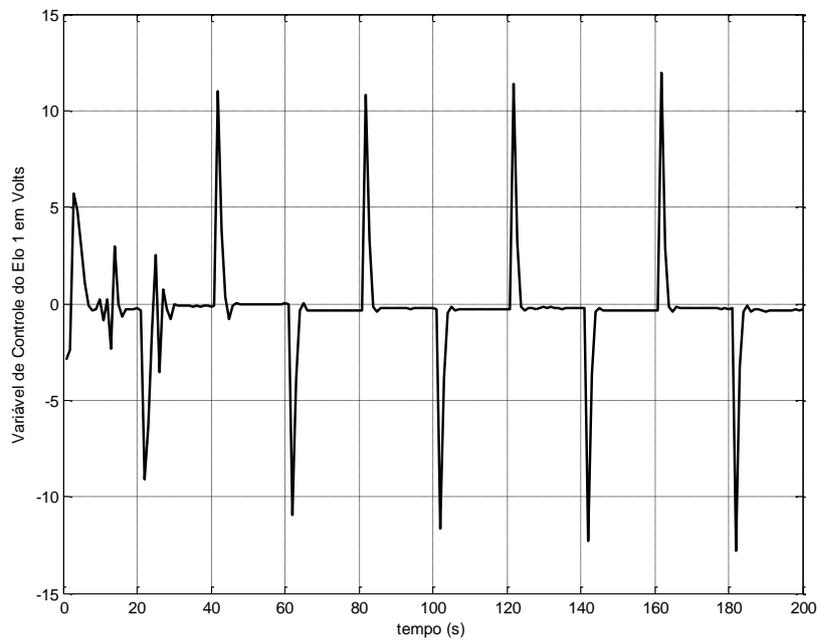


Figura 4.6 – Variável de controle do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

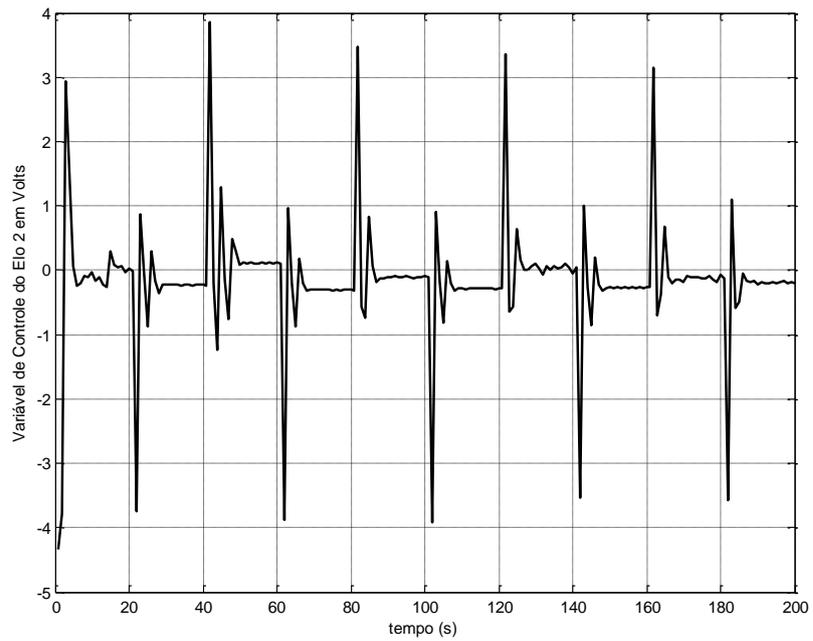


Figura 4.7 – Variável de controle do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

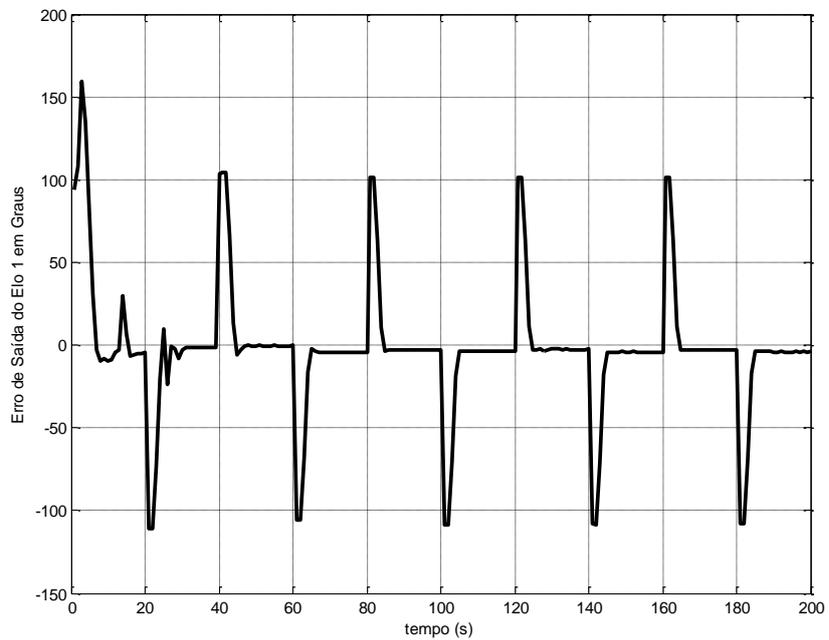


Figura 4.8 – Erro de saída do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

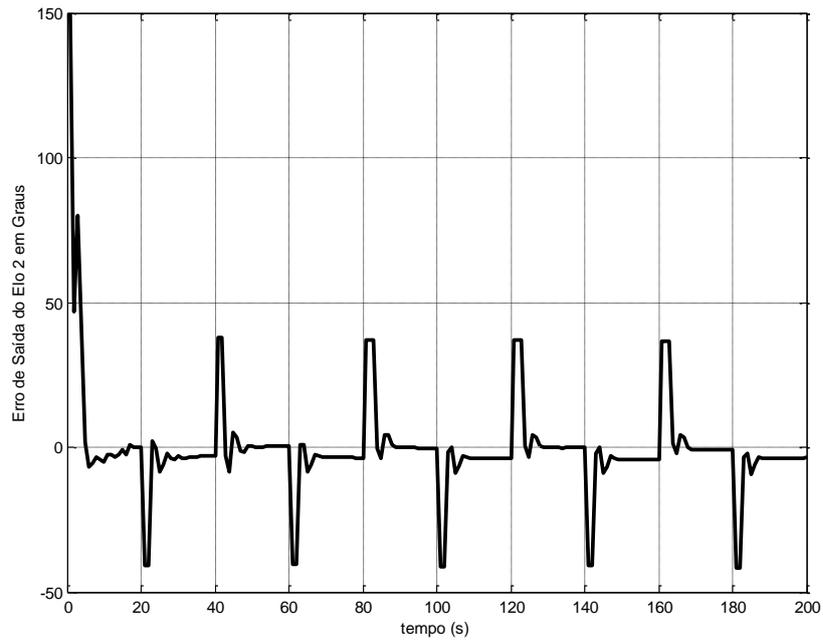


Figura 4.9– Erro de saída do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

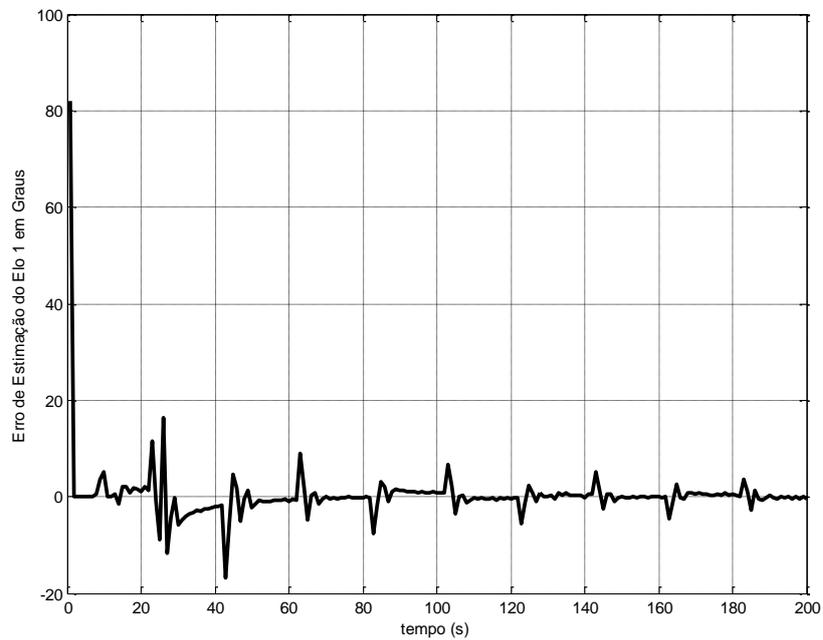


Figura 4.10 – Erro de estimação do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

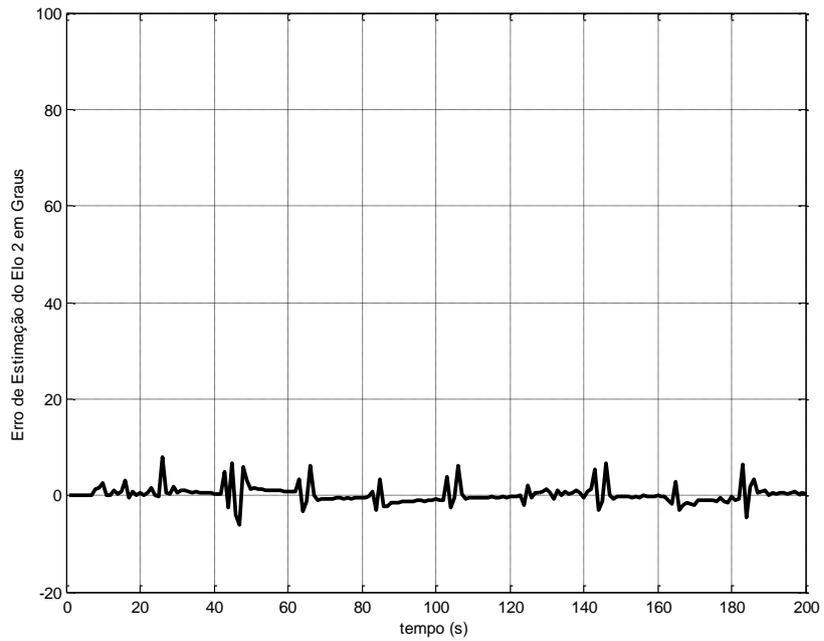


Figura 4.11 – Erro de estimação do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

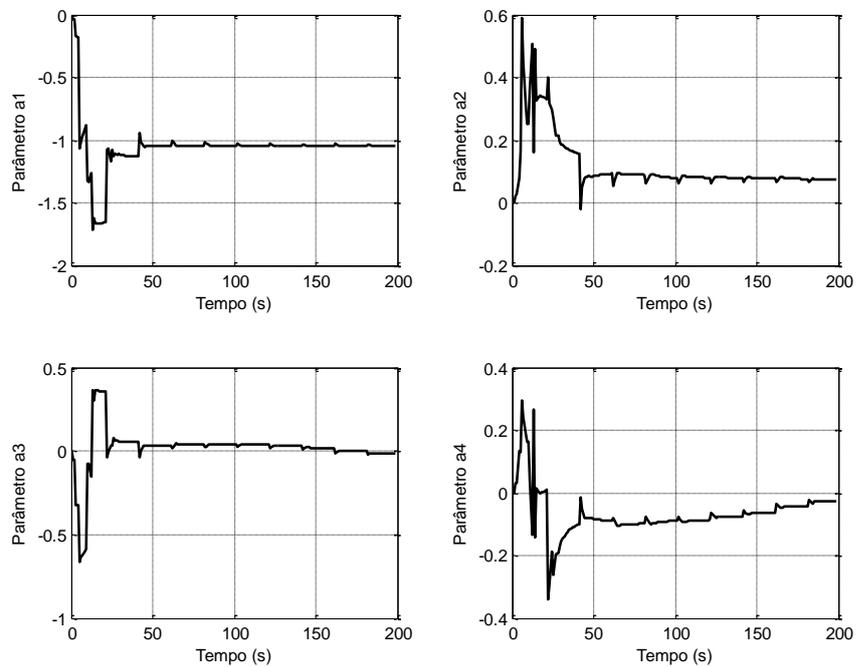


Figura 4.12 – Parâmetros estimados do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

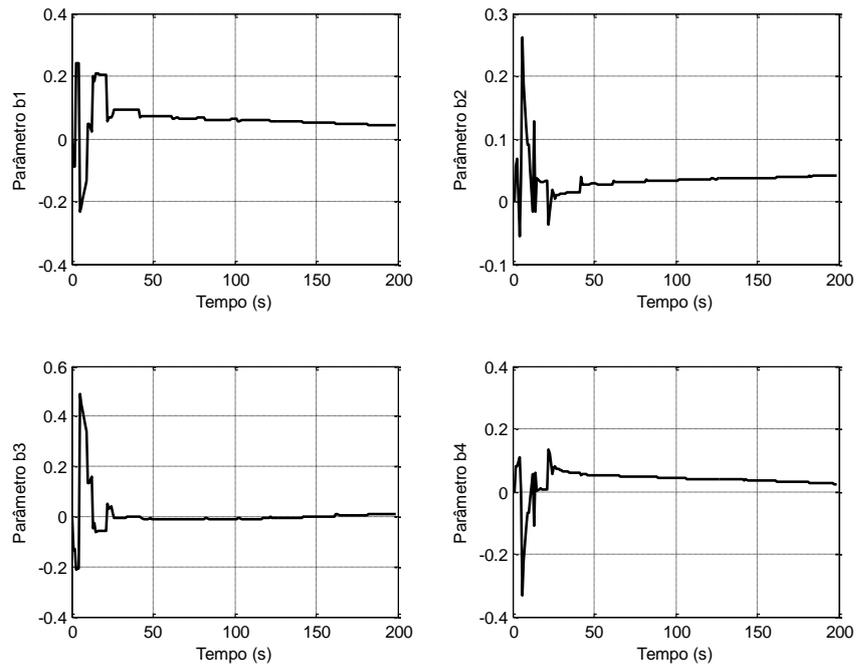


Figura 4.13– Parâmetros estimados do elo 1 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

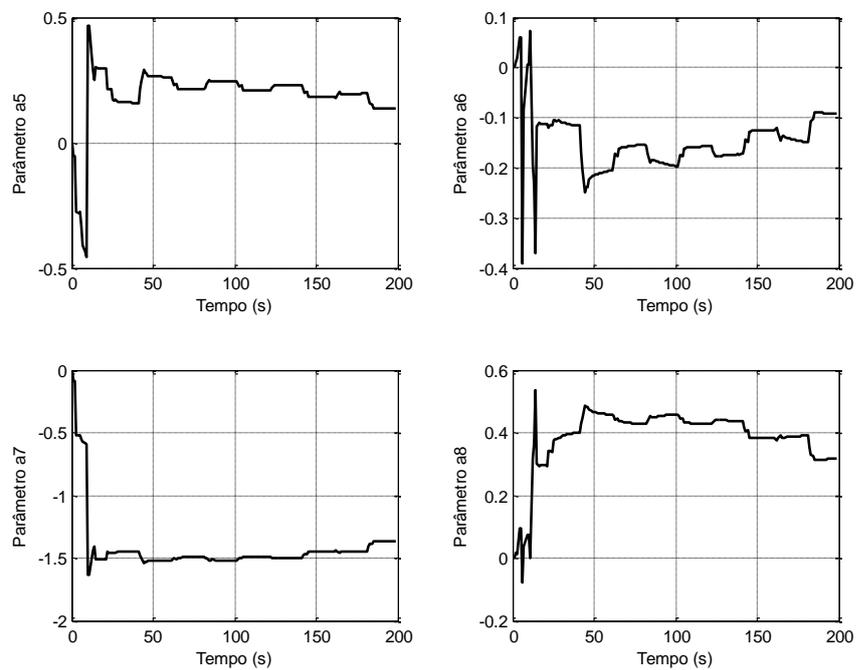


Figura 4.14– Parâmetros estimados do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

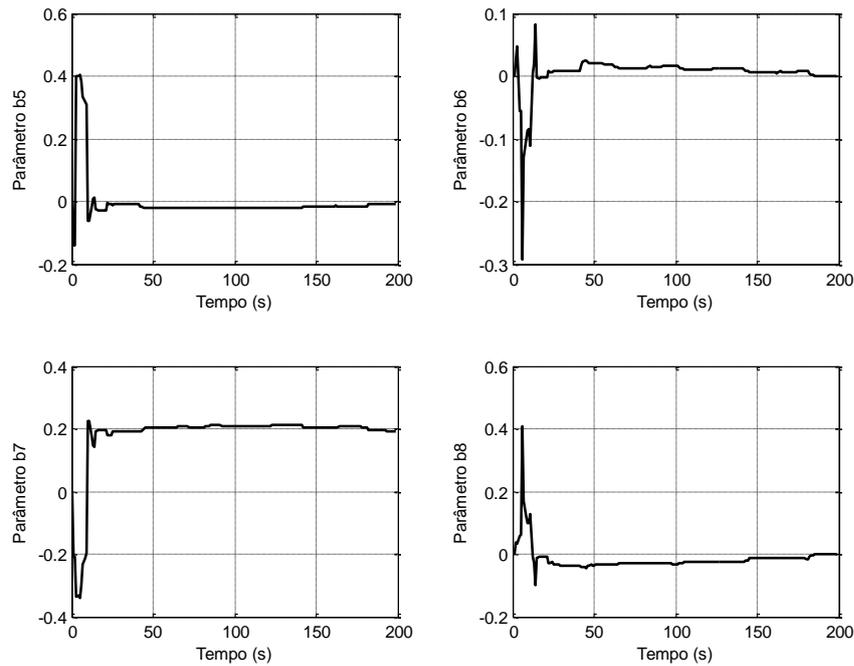


Figura 4.15– Parâmetros estimados do elo 2 do robô, sob ação do controlador adaptativo descentralizado sem integrador

4.4 PROJETO DO CONTROLADOR ADAPTATIVO DE 1GDL DESCENTRALIZADO COM INTEGRADOR PARA OS ELOS 1 E 2 DO ROBÔ

Para o projeto do controlador adaptativo descentralizado com integrador, usa-se a equação diofantina (4.17), como no caso do projeto do controlador sem integrador. Na utilização da Eq.(4.17), as matrizes $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ permanecem as mesmas determinadas por (4.18) e (4.19). A matriz $F(z^{-1})$ relativa ao integrador é determinada através da Eq.(4.9); e desta forma as matrizes $P_1(z^{-1})$ e $Q_1(z^{-1})$, que satisfazem a Eq.(4.20), assumem as funções dadas por (4.41) e por (4.42).

$$P_1(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1+p_1z^{-1} & 0 \\ 0 & 1+p_2z^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

$$Q(z^{-1}) = \begin{bmatrix} q_1+q_2z^{-1}+q_3z^{-2} & 0 \\ 0 & q_4+q_5z^{-1}+q_6z^{-2} \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Para satisfazer (4.17), a matriz $M(z)$ é dada por:

$$M(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1+m_1z^{-1}+m_2z^{-2}+m_3z^{-3}+m_4z^{-4} & 0 \\ 0 & 1+m_1z^{-1}+m_2z^{-2}+m_3z^{-3}+m_4z^{-4} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

A partir do desenvolvimento da Eq.(4.17), que usa as matrizes definidas pelas equações de (4.9) a (4.18), (4.19), (4.41), (4.42) e (4.43), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+m_1z^{-1}+m_2z^{-2}+m_3z^{-3}+m_4z^{-4} & 0 \\ 0 & 1+m_1z^{-1}+m_2z^{-2}+m_3z^{-3}+m_4z^{-4} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Os elementos α_{11} , α_{12} , α_{21} e α_{22} são calculados pelas equações de (4.45) a (4.48).

$$\begin{aligned} \alpha_{11} &= [(-a_2)p_1 + b_2q_3]z^{-4} + [(a_2 - a_1)p_1 + \\ &\quad b_2q_2 + b_1q_3 - a_2]z^{-3} + [(a_1 - 1)p_1 + b_2q_1 + \\ &\quad b_1q_2 + a_2 - a_1]z^{-2} + [p_1 + b_1q_1 + a_1 - 1]z^{-1} + 1 \quad (4.45) \\ &= 1 + m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} + m_4z^{-4} \end{aligned}$$

$$\alpha_{12} = 0 \quad (4.46)$$

$$\alpha_{21} = 0 \quad (4.47)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{22} &= [(-a_8)p_2 + b_8q_6]z^{-4} + [(a_8 - a_7)p_2 + b_8q_5 \\ &\quad + b_7q_6 - a_8]z^{-3} + [(a_7 - 1)p_2 + b_8q_4 \\ &\quad + b_7q_5 + a_8 - a_7]z^{-2} + [p_2 + b_7q_4 + a_7 - 1]z^{-1} \\ &\quad + 1 = 1 + m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} + m_4z^{-4} \end{aligned} \quad (4.48)$$

Efetuada a igualdade entre as expressões dos coeficientes dos polinômios mostrados em (4.45) a (4.48), com as expressões dos coeficientes do polinômio $M(z^{-1})$, dados por (4.43), conforme (4.44), obtém-se:

$$\begin{aligned}
(-a_2)p_1 - b_2q_3 &= m_4 \\
(a_2 - a_1)p_1 + b_2q_2 + b_1q_3 - a_2 &= m_3 \\
(a_1 - 1)p_1 + b_2q_1 + b_1q_2 + a_2 - a_1 &= m_2 \\
p_1 + b_1q_1 + a_1 - 1 &= m_1
\end{aligned} \tag{4.49}$$

$$\begin{aligned}
-a_8p_2 + b_8q_6 &= m_4 \\
(a_8 - a_7)p_2 + b_8q_5 + b_7q_6 - a_8 &= m_3 \\
(a_7 - 1)p_2 + b_8q_4 + b_7q_5 + a_8 - a_7 &= m_2 \\
p_2 + b_7q_4 + a_7 - 1 &= m_1
\end{aligned} \tag{4.50}$$

Representando as Equações (4.49) e (4.50), na forma matricial, têm-se (4.51) e (4.52)

$$\begin{bmatrix} -a_2 & 0 & 0 & b_2 \\ a_2 - a_1 & 0 & b_2 & b_1 \\ a_1 - 1 & b_2 & b_1 & 0 \\ 1 & b_1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_4 \\ m_3 + a_2 \\ m_2 - a_2 + a_1 \\ m_1 + 1 - a_1 \end{bmatrix} \tag{4.51}$$

$$\begin{bmatrix} -a_8 & 0 & 0 & b_8 \\ a_8 - a_7 & 0 & b_8 & b_7 \\ a_7 - 1 & b_8 & b_7 & 0 \\ 1 & b_7 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_2 \\ q_4 \\ q_5 \\ q_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_4 \\ m_3 + a_8 \\ m_2 - a_8 + a_7 \\ m_1 + 1 - a_7 \end{bmatrix} \tag{4.52}$$

Os parâmetros do controlador p_1 , p_2 , q_1 , q_2 , q_3 , q_4 , q_5 e q_6 são obtidos solucionando os sistemas de equações algébricas lineares (4.51) e (4.52). Os elementos a_i e b_j das Equações (4.51) e (4.52) são os parâmetros dos elos 1 e 2 do robô manipulador fornecidos a cada período de amostragem durante a identificação.

Substituindo os parâmetros p_i e q_j obtidos através das Equações (4.51) e (4.52) nas Equações (4.41) e (4.42) têm-se as matrizes P_1 e Q_1 que, substituídas juntamente com $F(z^{-1})$ determinada por (4.9), na Eq. (4.11), resultam na lei de controle dada por:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-z^{-1} & 0 \\ 0 & 1-z^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} q_1 + q_2z^{-1} + q_3z^{-2} & 0 \\ 0 & q_4 + q_5z^{-1} + q_6z^{-2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 + p_1z^{-1} & 0 \\ 0 & 1 + p_2z^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \tag{4.53}$$

Efetutando os produtos da Eq.(4.53), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(e_1 q_3)z^{-2} + (e_1 q_2)z^{-1} + e_1 q_1}{(p_1 - 1)z^{-1} - p_1 z^{-2} + 1} \\ \frac{e_2 q_6 z^{-2} + e_2 q_5 z^{-1} + e_2 q_4}{(p_2 - 1)z^{-1} - p_2 z^{-2} + 1} \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

Representando (4.54) na forma de equações a diferenças, obtém-se as leis de controle para os elos 1 e 2 do robô manipulador a serem implementadas, ou seja:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1(\mathbf{k}) = & (1 - p_1)\mathbf{u}_1(\mathbf{k} - 1) + p_1\mathbf{u}_1(\mathbf{k} - 2) + q_1\mathbf{e}_1(\mathbf{k}) \\ & + q_2\mathbf{e}_1(\mathbf{k} - 1) + q_3\mathbf{e}_1(\mathbf{k} - 2) \end{aligned} \quad (4.55)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_2(\mathbf{k}) = & (1 - p_2)\mathbf{u}_2(\mathbf{k} - 1) + p_2\mathbf{u}_2(\mathbf{k} - 2) + q_4\mathbf{e}_2(\mathbf{k}) \\ & + q_5\mathbf{e}_2(\mathbf{k} - 1) + q_6\mathbf{e}_2(\mathbf{k} - 2) \end{aligned} \quad (4.56)$$

4.4.1 Polinômio Característico do Controlador Adaptativo Descentralizado com Integrador e do Sistema, em Malha Fechada.

No caso do controlador adaptativo descentralizado com integrador, o polinômio $M(z^{-1})$ da Eq. (4.43) terá grau 4. Os coeficientes desse polinômio são determinados conforme o procedimento utilizado na seção 4.3.1, ou seja, via alocação de polos, segundo a Eq. (4.57).

$$M(z^{-1}) = (z - \alpha)^2 [z - (\alpha + j\omega)][z - (\alpha - j\omega)] \quad (4.57)$$

O polinômio característico $M(z^{-1})$ mostrado em (4.57) tem um par de polos complexos conjugados $z_{1,2} = \alpha \pm j\omega$ e dois polos reais.

Na obtenção do polinômio dado pela Eq.(4.57), as especificações de desempenho impostas são as mesmas da seção 4.3, mas após um conjunto de tentativas não se obteve à matriz $M(z^{-1})$, que satisfizesse a equação diofantina dada por (4.17).

Portanto, não foi possível projetar o controlador descentralizado com integrador que conseguisse levar o sistema à estabilidade em malha fechada.

4.5 PROJETO DO CONTROLADOR ADAPTATIVO DE 1GDL CENTRALIZADO SEM INTEGRADOR PARA OS ELOS 1 E 2 DO ROBÔ

Para o projeto do controlador adaptativo centralizado sem integrador usa-se a equação diofantina (4.17), como nos casos dos projetos dos controladores apresentados nas seções 4.3 e 4.4. No entanto, na utilização de (4.17), as matrizes $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ são representadas pelas Equações (4.5) e (4.6), visto que o acoplamento entre os elos 1 e 2 está sendo considerado. A matriz $F(z^{-1})$ relativa ao integrador é dada por (4.9); e, desta forma, as matrizes $P_1(z^{-1})$ e $Q_1(z^{-1})$ que satisfazem a Eq.(4.17) assumem as funções dadas pelas Equações (4.58) e (4.59).

$$P_1(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1+p_1z^{-1} & p_2z^{-1} \\ p_3z^{-1} & 1+p_4z^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

$$Q_1(z^{-1}) = \begin{bmatrix} q_1+q_2z^{-1} & q_3+q_4z^{-1} \\ q_5+q_6z^{-1} & q_7+q_8z^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

A matriz $M(z^{-1})$ mostrada em (4.17) tem polinômios de grau 3 e é uma matriz diagonal estável dada por:

$$M(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1+m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} & 0 \\ 0 & 1+m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

Utilizando as matrizes $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $F(z^{-1})$, $P_1(z^{-1})$ e $Q_1(z^{-1})$ dadas por (4.5), (4.6), (4.10), (4.58) e (4.59) respectivamente, na Eq. (4.17) e designando os coeficientes da matriz resultante \mathbf{R} de α_{11} , α_{12} , α_{21} e α_{22} , obtém-se:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}F\mathbf{P}_1 + \mathbf{B}Q_1 = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} = \mathbf{M}(z^{-1}) \quad (4.61)$$

Substituindo em (4.61), a matriz $M(z^{-1})$ dada por (4.60), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} & 0 \\ 0 & 1+m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

Na Eq.(4.62), os coeficientes α_{ij} com $i,j = 1,2$ são dados pelas equações de (4.63) a (4.66) e os coeficientes m_i , com $i = 1,2,3$ são definidos a partir da alocação de polos efetuada, para que o sistema em malha fechada seja estável.

$$\begin{aligned} \alpha_{11} = & [a_2p_1 + a_4p_3 + b_2q_2 + b_4q_6]z^{-3} + [a_2 + a_1p_1 + a_3p_3 + b_1q_2 + b_2q_1 \\ & + b_3q_6 + b_4q_5]z^{-2} + [a_1 + p_1 + b_1q_1 + b_3q_5]z^{-1} + 1 = 1 + m_1z^{-1} \\ & + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} \end{aligned} \quad (4.63)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{12} = & [a_2p_2 + a_4p_4 + b_2q_4 + b_4q_8]z^{-3} + [a_4 + a_1p_2 + a_3p_4 + b_1q_4 + \\ & b_2q_3 + b_3q_8 + b_4q_7]z^{-2} + [a_3 + p_2 + b_1q_3 + b_3q_7]z^{-1} = 0 \end{aligned} \quad (4.64)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{21} = & [a_6p_1 + a_8p_3 + b_6q_2 + b_8q_6]z^{-3} + [a_6 + a_5p_1 + a_7p_3 + b_5q_2 + \\ & b_6q_1 + b_7q_6 + b_8q_5]z^{-2} + [a_5 + p_3 + b_5q_1 + b_7q_5]z^{-1} = 0 \end{aligned} \quad (4.65)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{22} = & [a_6p_2 + a_8p_4 + b_6q_4 + b_8q_8]z^{-3} + [a_8 + a_5p_2 + a_7p_4 + b_5q_4 + b_6q_3 \\ & + b_7q_8 + b_8q_7]z^{-2} + [a_7 + p_4 + b_5q_3 + b_7q_7]z^{-1} + 1 = 1 + m_1z^{-1} + \\ & m_2z^{-2} + m_3z^{-3} \end{aligned} \quad (4.66)$$

Efetuando a igualdade entre os coeficientes das matrizes mostradas em (4.62), utilizando as equações de (4.63) a (4.66), e igualando os coeficientes de mesmo grau, resultam na Eq.(4.67) e na Eq.(4.68).

$$\begin{aligned} a_2p_1 + a_4p_3 + b_2q_2 + b_4q_6 &= m_3 \\ a_2 + a_1p_1 + a_3p_3 + b_1q_2 + b_2q_1 + b_3q_6 + b_4q_5 &= m_2 \\ a_1 + p_1 + b_1q_1 + b_3q_5 &= m_1 \\ a_6p_1 - a_8p_3 + b_6q_2 + b_8q_6 &= 0 \\ a_6 + a_5p_1 + a_7p_3 + b_5q_2 + b_6q_1 + b_7q_6 + b_8q_5 &= 0 \\ a_5 + p_3 + b_5q_1 + b_7q_5 &= 0 \end{aligned} \quad (4.67)$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{a}_2\mathbf{p}_2 + \mathbf{a}_4\mathbf{p}_4 + \mathbf{b}_2\mathbf{q}_4 + \mathbf{b}_4\mathbf{q}_8 &= \mathbf{0} \\
\mathbf{a}_4 + \mathbf{a}_1\mathbf{p}_2 + \mathbf{a}_3\mathbf{p}_4 + \mathbf{b}_1\mathbf{q}_4 + \mathbf{b}_2\mathbf{q}_3 + \mathbf{b}_3\mathbf{q}_8 + \mathbf{b}_4\mathbf{q}_7 &= \mathbf{0} \\
\mathbf{a}_3 + \mathbf{p}_2 + \mathbf{b}_1\mathbf{q}_3 + \mathbf{b}_3\mathbf{q}_7 &= \mathbf{0} \\
\mathbf{a}_6\mathbf{p}_2 + \mathbf{a}_8\mathbf{p}_4 + \mathbf{b}_6\mathbf{q}_4 + \mathbf{b}_8\mathbf{q}_8 &= \mathbf{m}_3 \\
\mathbf{a}_8 + \mathbf{a}_5\mathbf{p}_2 + \mathbf{a}_7\mathbf{p}_4 + \mathbf{b}_5\mathbf{q}_4 + \mathbf{b}_6\mathbf{q}_3 + \mathbf{b}_7\mathbf{q}_8 + \mathbf{b}_8\mathbf{q}_7 &= \mathbf{m}_2 \\
\mathbf{a}_7 + \mathbf{p}_4 + \mathbf{b}_5\mathbf{q}_3 + \mathbf{b}_7\mathbf{q}_7 &= \mathbf{m}_1
\end{aligned} \tag{4.68}$$

Escrevendo (4.67) e (4.68) na forma matricial, têm-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}_2 & \mathbf{a}_4 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_2 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_4 \\ \mathbf{a}_1 & \mathbf{a}_3 & \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_4 & \mathbf{b}_3 \\ \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{b}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_3 & \mathbf{0} \\ \mathbf{a}_6 & \mathbf{a}_8 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_6 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_8 \\ \mathbf{a}_5 & \mathbf{a}_7 & \mathbf{b}_6 & \mathbf{b}_5 & \mathbf{b}_8 & \mathbf{b}_7 \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{b}_5 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_7 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_3 \\ \mathbf{q}_1 \\ \mathbf{q}_2 \\ \mathbf{q}_5 \\ \mathbf{q}_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{m}_3 \\ \mathbf{m}_2 - \mathbf{a}_2 \\ \mathbf{m}_1 - \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{0} \\ -\mathbf{a}_6 \\ -\mathbf{a}_5 \end{bmatrix} \tag{4.69}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}_2 & \mathbf{a}_4 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_2 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_4 \\ \mathbf{a}_1 & \mathbf{a}_3 & \mathbf{b}_2 & \mathbf{b}_1 & \mathbf{b}_4 & \mathbf{b}_3 \\ \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{b}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_3 & \mathbf{0} \\ \mathbf{a}_6 & \mathbf{a}_8 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_6 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_8 \\ \mathbf{a}_5 & \mathbf{a}_7 & \mathbf{b}_6 & \mathbf{b}_5 & \mathbf{b}_8 & \mathbf{b}_7 \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{b}_5 & \mathbf{0} & \mathbf{b}_7 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_2 \\ \mathbf{p}_4 \\ \mathbf{q}_3 \\ \mathbf{q}_4 \\ \mathbf{q}_7 \\ \mathbf{q}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ -\mathbf{a}_4 \\ -\mathbf{a}_3 \\ \mathbf{m}_3 \\ \mathbf{m}_2 - \mathbf{a}_8 \\ \mathbf{m}_1 - \mathbf{a}_7 \end{bmatrix} \tag{4.70}$$

Os parâmetros do controlador \mathbf{p}_1 a \mathbf{p}_4 e \mathbf{q}_1 a \mathbf{q}_8 são, então, obtidos solucionando os sistemas de equações algébricas lineares (4.69) e (4.70). Os parâmetros \mathbf{a}_i e \mathbf{b}_j das matrizes que representam os elos 1 e 2 do robô manipulador são obtidos a cada período de amostragem durante a identificação dos elos.

Utilizando os parâmetros do controlador, obtidos através de (4.69) e (4.70), e a matriz $\mathbf{F}(z^{-1})$ dada por (4.10), em (4.11), determina-se a lei de controle através da Eq.(4.71):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 + \mathbf{q}_2 z^{-1} & \mathbf{q}_3 + \mathbf{q}_4 z^{-1} \\ \mathbf{q}_5 + \mathbf{q}_6 z^{-1} & \mathbf{q}_7 + \mathbf{q}_8 z^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{1} + \mathbf{p}_1 z^{-1} & \mathbf{p}_2 z^{-1} \\ \mathbf{p}_3 z^{-1} & \mathbf{1} + \mathbf{p}_4 z^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ \mathbf{e}_2 \end{bmatrix} \tag{4.71}$$

Efetando os produtos de (4.71), tem-se a lei de controle determinada por:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(\lambda_3)z^{-3} + (\lambda_2)z^{-2} + (\lambda_1)z^{-1} + \lambda_0}{(\mathbf{p}_1\mathbf{p}_4 - \mathbf{p}_2\mathbf{p}_3)z^{-2} + (\mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_4)z^{-1} + 1} \\ \frac{(\lambda_4)z^{-3} + (\lambda_5)z^{-2} + (\lambda_6)z^{-1} + \lambda_7}{(\mathbf{p}_1\mathbf{p}_4 - \mathbf{p}_2\mathbf{p}_3)z^{-2} + (\mathbf{p}_1 + \mathbf{p}_4)z^{-1} + 1} \end{bmatrix} \quad (4.72)$$

em que: $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5$ e λ_6 são dados por:

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \mathbf{e}_1\mathbf{q}_1 + \mathbf{e}_2\mathbf{q}_3 \\ \lambda_2 &= \mathbf{e}_1\mathbf{q}_2 + \mathbf{e}_2\mathbf{q}_4 - \mathbf{e}_2\mathbf{p}_2\mathbf{q}_1 + \mathbf{e}_1\mathbf{p}_4\mathbf{q}_1 + \mathbf{e}_2\mathbf{p}_1\mathbf{q}_3 - \mathbf{e}_1\mathbf{p}_3\mathbf{q}_3 \\ \lambda_3 &= \mathbf{e}_1\mathbf{p}_4\mathbf{q}_2 - \mathbf{e}_2\mathbf{p}_1\mathbf{q}_4 - \mathbf{e}_1\mathbf{p}_3\mathbf{q}_4 \end{aligned} \quad (4.73)$$

$$\begin{aligned} \lambda_4 &= \mathbf{e}_1\mathbf{p}_4\mathbf{q}_6 - \mathbf{e}_2\mathbf{p}_2\mathbf{q}_6 + \mathbf{e}_2\mathbf{p}_1\mathbf{q}_8 - \mathbf{e}_1\mathbf{p}_3\mathbf{q}_8 \\ \lambda_5 &= \mathbf{e}_1\mathbf{q}_6 + \mathbf{e}_2\mathbf{q}_8 - \mathbf{e}_2\mathbf{p}_2\mathbf{q}_5 + \mathbf{e}_1\mathbf{p}_4\mathbf{q}_5 + \mathbf{e}_2\mathbf{p}_1\mathbf{q}_7 - \mathbf{e}_1\mathbf{p}_3\mathbf{q}_7 \\ \lambda_6 &= \mathbf{e}_1\mathbf{q}_5 + \mathbf{e}_2\mathbf{q}_7 \end{aligned} \quad (4.74)$$

sendo: \mathbf{e}_1 e \mathbf{e}_2 correspondentes aos erros de saída dos elos 1 e 2, respectivamente.

Representando a Eq. (4.72) na forma de equações a diferenças, obtêm-se as leis de controle para os elos 1 e 2 do robô, através da Eq. (4.75):

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1(\mathbf{k}) &= (-\mathbf{p}_1 - \mathbf{p}_4)\mathbf{u}_1(\mathbf{k}-1) + (\mathbf{p}_2\mathbf{p}_3 - \mathbf{p}_1\mathbf{p}_4)\mathbf{u}_1(\mathbf{k}-2) + \mathbf{q}_1\mathbf{e}_1(\mathbf{k}) \\ &\quad + (\mathbf{p}_4\mathbf{q}_2 - \mathbf{p}_3\mathbf{q}_4)\mathbf{e}_1(\mathbf{k}-2) + (\mathbf{q}_2 + \mathbf{p}_4\mathbf{q}_1 - \mathbf{p}_3\mathbf{q}_3)\mathbf{e}_1(\mathbf{k}-1) \\ &\quad + \mathbf{q}_3\mathbf{e}_2(\mathbf{k}) + (\mathbf{p}_1\mathbf{q}_4 - \mathbf{p}_2\mathbf{q}_2)\mathbf{e}_2(\mathbf{k}-2) + (\mathbf{q}_4 - \mathbf{p}_2\mathbf{q}_1 + \mathbf{p}_1\mathbf{q}_3) \\ &\quad \mathbf{e}_2(\mathbf{k}-1) \end{aligned} \quad (4.75)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_2(\mathbf{k}) &= (-\mathbf{p}_1 - \mathbf{p}_4)\mathbf{u}_2(\mathbf{k}-1) + (\mathbf{p}_2\mathbf{p}_3 - \mathbf{p}_1\mathbf{p}_4)\mathbf{u}_2(\mathbf{k}-2) + \mathbf{q}_7\mathbf{e}_2(\mathbf{k}) \\ &\quad + (\mathbf{p}_4\mathbf{q}_6 - \mathbf{p}_3\mathbf{q}_8)\mathbf{e}_1(\mathbf{k}-2) + (\mathbf{q}_6 + \mathbf{p}_4\mathbf{q}_5 - \mathbf{p}_3\mathbf{q}_7)\mathbf{e}_1(\mathbf{k}-1) \\ &\quad + \mathbf{q}_5\mathbf{e}_1(\mathbf{k}) + (\mathbf{p}_1\mathbf{q}_8 - \mathbf{p}_2\mathbf{q}_6)\mathbf{e}_2(\mathbf{k}-2) + (\mathbf{q}_8 - \mathbf{p}_2\mathbf{q}_5 + \mathbf{p}_1\mathbf{q}_7) \\ &\quad \mathbf{e}_2(\mathbf{k}-1) \end{aligned} \quad (4.76)$$

4.5.1 Polinômio Característico do Controlador Adaptativo Centralizado e do Sistema, em Malha Fechada

No caso do controlador adaptativo centralizado sem integrador, o polinômio $M(z^{-1})$ mostrado em (4.60) terá grau 3. Os coeficientes desse polinômio são determinados conforme o procedimento utilizado na seção 4.3.1, ou seja, via alocação de polos, segundo a Eq.(4.39).

Na obtenção do polinômio dado pela Eq.(4.60), as especificações de desempenho impostas são as mesmas da seção 4.3 e após um conjunto de tentativas chegou-se à matriz $M(z^{-1})$, dada por:

$$M(z) = \begin{bmatrix} 1-0,6z^{-1} + 0,099z^{-2} - 0,006z^{-3} & 0 \\ 0 & 1-0,6z^{-1} + 0,099z^{-2} - 0,006z^{-3} \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

4.5.2 Resultados obtidos para os Elos 1 e 2 do Robô, sob Ação do Controlador Adaptativo de 1GDL Centralizado sem Integrador

O algoritmo MQR de identificação mostrado em (3.17) e as leis de controle dadas pelas Equações (4.75) e (4.76) foram implementados através de um programa computacional estruturado nas plataformas Matlab e LabVIEW. Nos instantes iniciais do experimento, que correspondeu a $t=20s$, utilizaram-se controladores proporcionais para estimar parcialmente os parâmetros dos elos e evitar uma ação inadequada dos controladores adaptativos, visto que os parâmetros iniciais dos elos têm valores nulos, conforme Tabela. 4.4.

Após esse tempo inicial, os controladores adaptativos foram automaticamente acionados. Nesta etapa, o sistema ficou instável e essa instabilidade foi eliminada, adotando-se o tempo de amostragem igual a $0,725s$.

Na Tabela 4.4 são mostrados os parâmetros de inicialização do programa utilizado na identificação do robô e na ação dos controladores adaptativos.

O sistema funciona da seguinte forma: as posições angulares $\beta_1(t)$ e $\beta_2(t)$ dos dois elos são medidas através dos potenciômetros; os erros de saída são obtidos, os parâmetros dos elos são identificados pelo MQR; os parâmetros dos controladores adaptativos são determinados; e as variáveis de controle $u_1(t)$ e $u_2(t)$ das Equações

(4.75) e (4.76) são determinadas e enviadas aos motores de corrente contínua que acionam as juntas dos elos.

Tabela 4.4 – Parâmetros de inicialização do programa computacional

Parâmetros	Elo 1	Elo 2
Vetor $\Theta(0)$	[0]	[0]
Matriz $P(0)$	$10^4 * I$	$10^4 * I$
Fator de Esquecimento (λ)	1	1
Ganho Proporcional (k_p)	2.5	2.5
Tempo de Amostragem(s)	0,725s	0,725s
Coeficientes de $M(z)$ $m_1; m_2$ e m_3	-0,6; 0,099 e -0,006	

Os resultados obtidos, com a implementação dos controladores adaptativos de 1GDL descentralizados com integrador, são apresentados nas figuras de (4.16) a (4.27). As Figuras 4.16 e 4.17 mostram as respostas experimentais das posições dos elos 1 e 2, captadas pelos potenciômetros. As Figuras 4.18 e 4.19 apresentam o comportamento das variáveis de controle enviadas pelos controladores aos motores de acionamentos dos elos 1 e 2 do robô e os erros de saída são mostrados nas Figuras 4.20 e 4.21. As Figuras 4.22 e 4.23 correspondem aos erros de estimação. As figuras de (4.24) a (4.27) são relacionadas com a evolução dos parâmetros dos elos 1 e 2 do robô obtidos na identificação e utilizados no projeto dos controladores, conforme descrito a seguir.

A Tabela 4.5 mostra o desempenho dos elos 1 e 2, sob ação do controlador adaptativo centralizado sem integrador, no seguimento das referências mostradas nas Figuras 4.4 e 4.5, nos intervalos de tempo: 14,5 a 29s , 29 a 43,5s, 43,5 a 58s, 58 a 72,5s, 72,5 a 87s, 87 a 101,5s, 101,5 a 116s, 116 a 130,5s, 130,5 a 145s. No intervalo de 0 a 14,5s, como o sistema parte com parâmetros nulos e com controladores proporcionais, os índices não são mostrados na Tabela 4.5, dada a instabilidade dos resultados na fase inicial do experimento.

Observam-se através das Figuras 4.16 e 4.17 que as saídas dos elos 1 e 2, atenderam às especificações de desempenho impostas, conforme Tabela 4.5. Assim sendo, com os controladores projetados e implementados, tarefas realizadas pelo robô, dentro dessas especificações, serão totalmente satisfatórias.

Tabela 4.5 – Desempenho dos elos 1 e 2 do robô manipulador, relativo às especificações de desempenho estabelecidas

Tempo (s)	Parâmetros	Elo 1		Elo 2	
		Mp (%)	e _{ss} (%)	Mp (%)	e _{ss} (%)
14,5-29	Mp ≤ 10%	nulo	4,0	7,11	1,98
29-43,5		4,22	0,44	0,40	1,18
43,5-58		2,7	2,6	nulo	1,83
58-72,5		2,8	0,09	nulo	0,80
72,5-87	e _{ss} ≤ ±5%	nulo	2,70	nulo	1,29
87-101,5		2,4	1,2	nulo	0,31
101,5-116		nulo	2,0	nulo	1,33
116-130,5		1,86	1,51	nulo	0,09
130,5-145		nulo	3,70	nulo	1,63

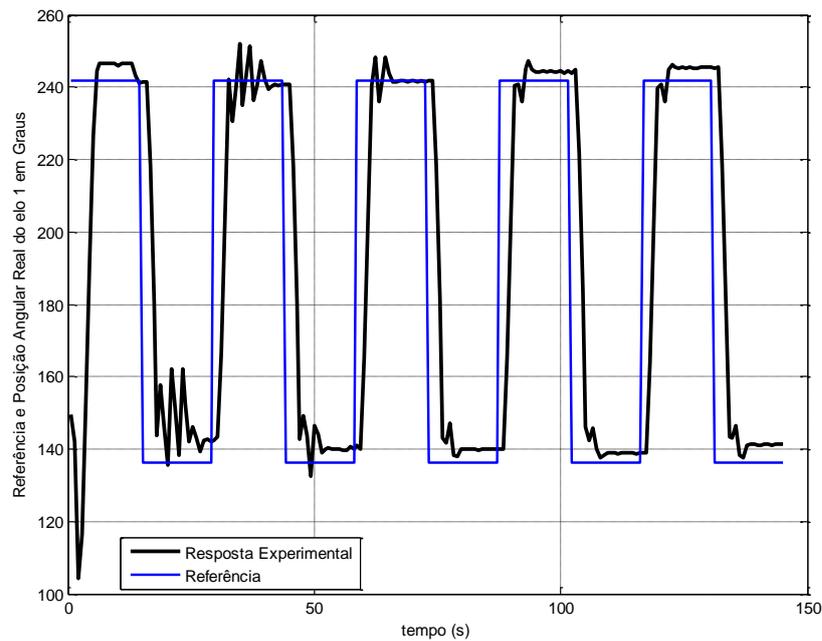


Figura 4.16 - Referência e resposta real do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

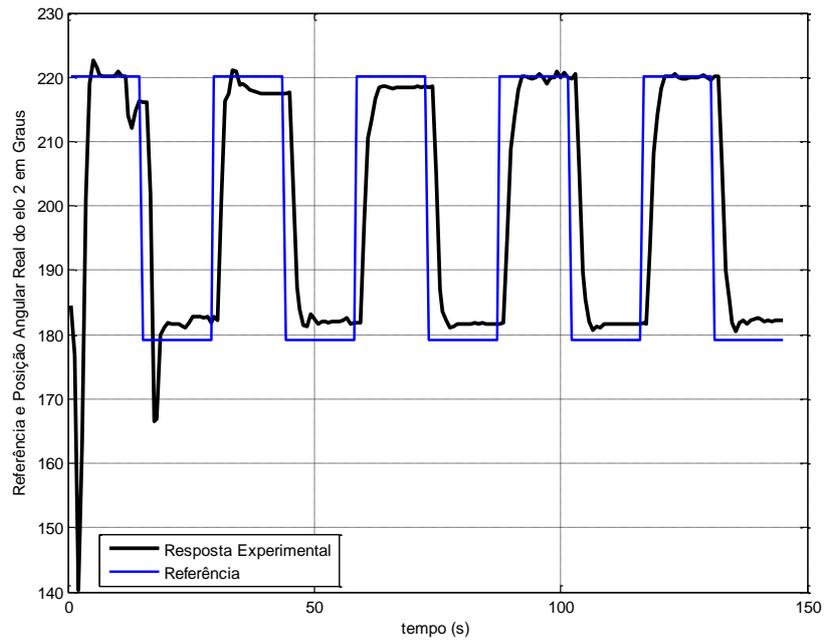


Figura 4.17 - Referência e resposta real do elo 2 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

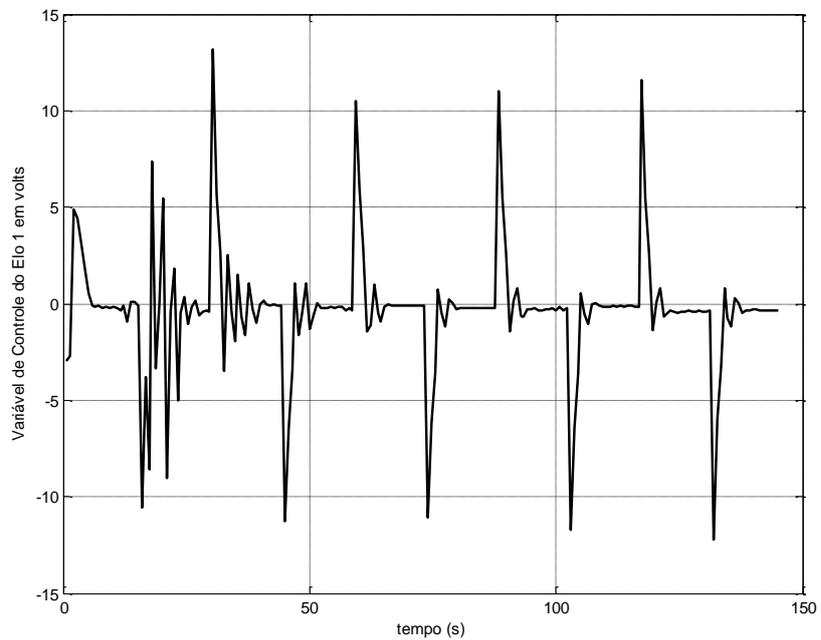


Figura 4.18 - Variável de controle do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

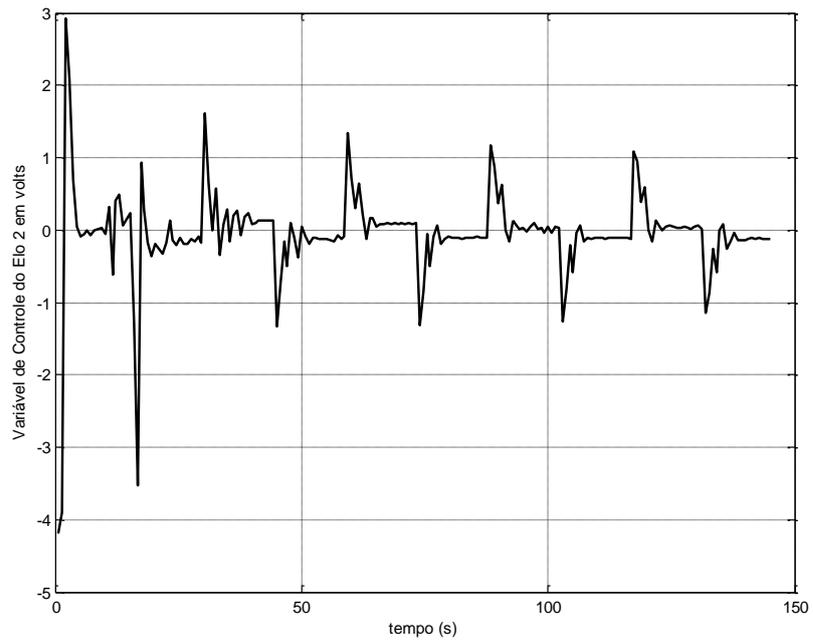


Figura 4.19 - Variável de controle do elo 2 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

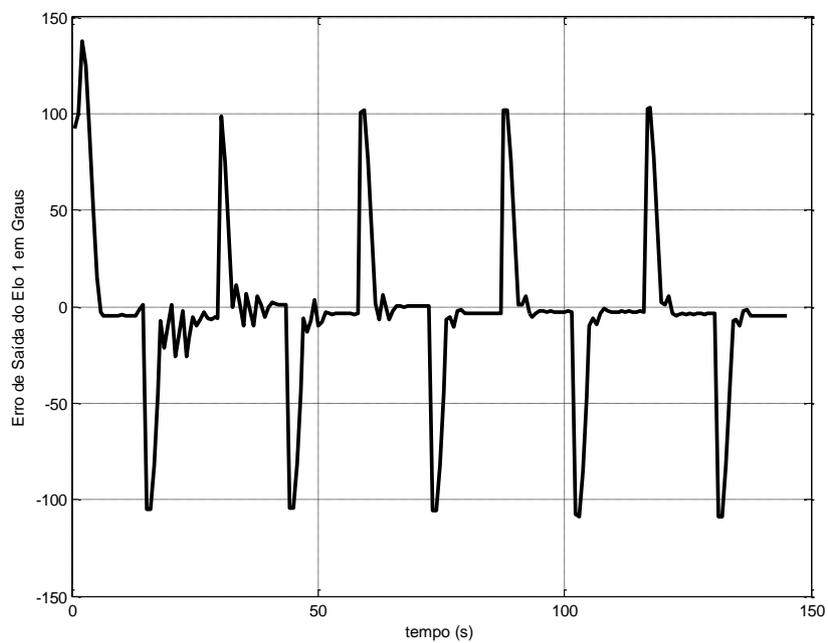


Figura 4.20 – Erro de saída do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

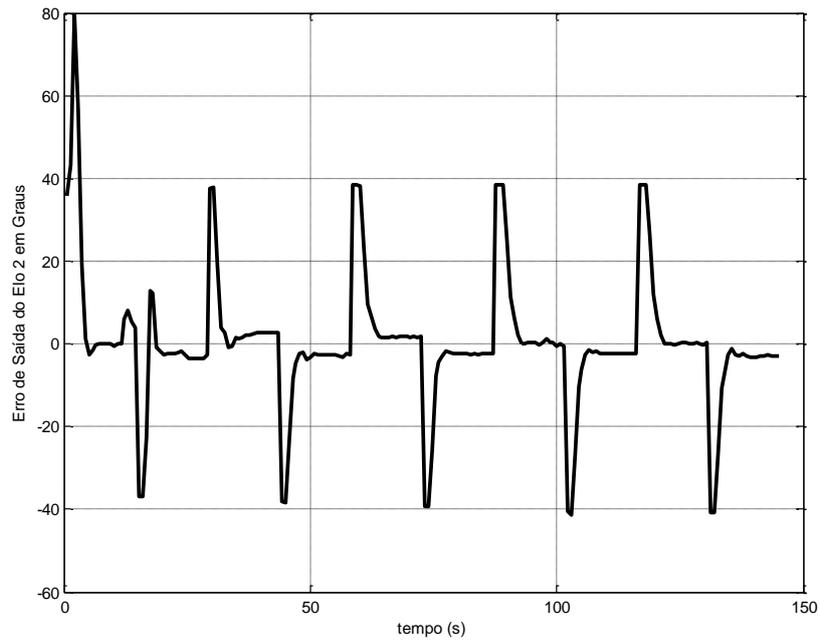


Figura 4.21 – Erro de saída do elo 2 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

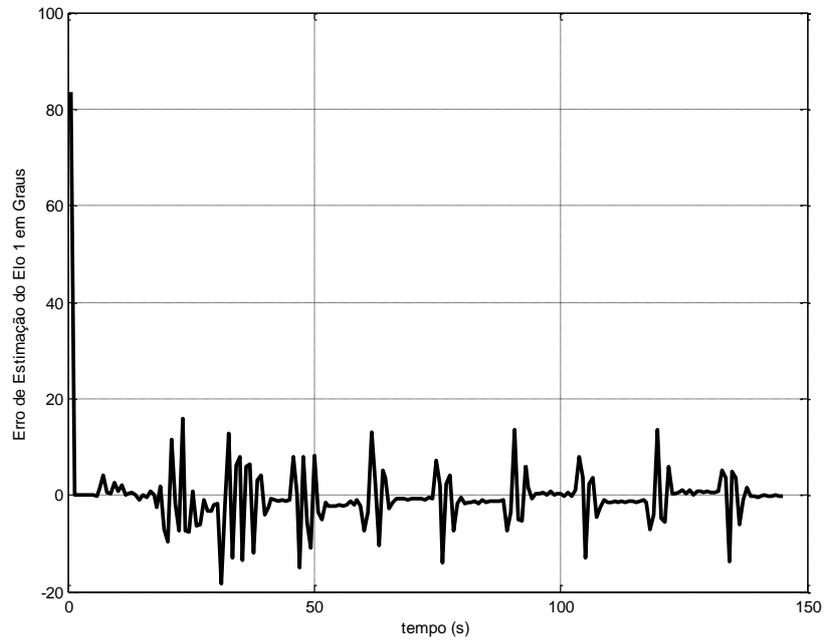


Figura 4.22 – Erro de estimação do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

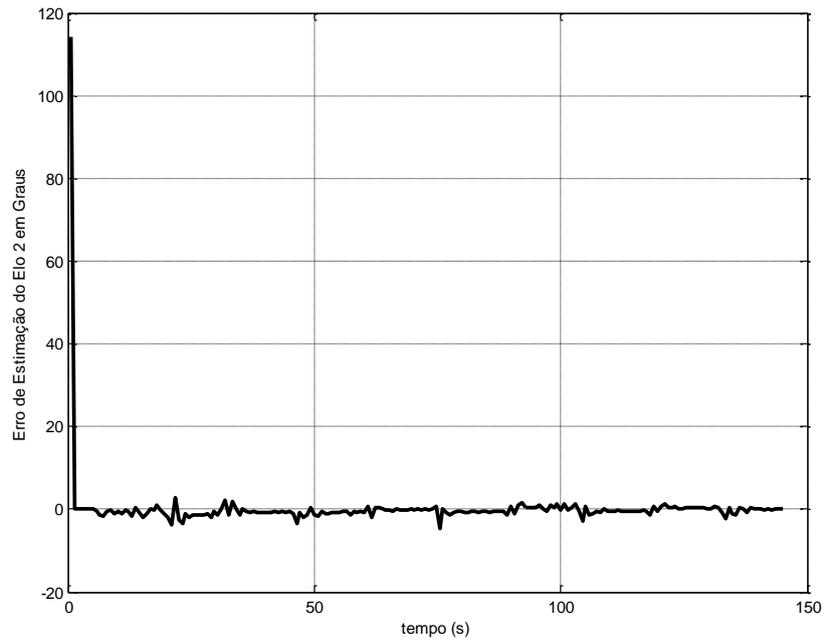


Figura 4.23 – Erro de estimação do elo 2 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

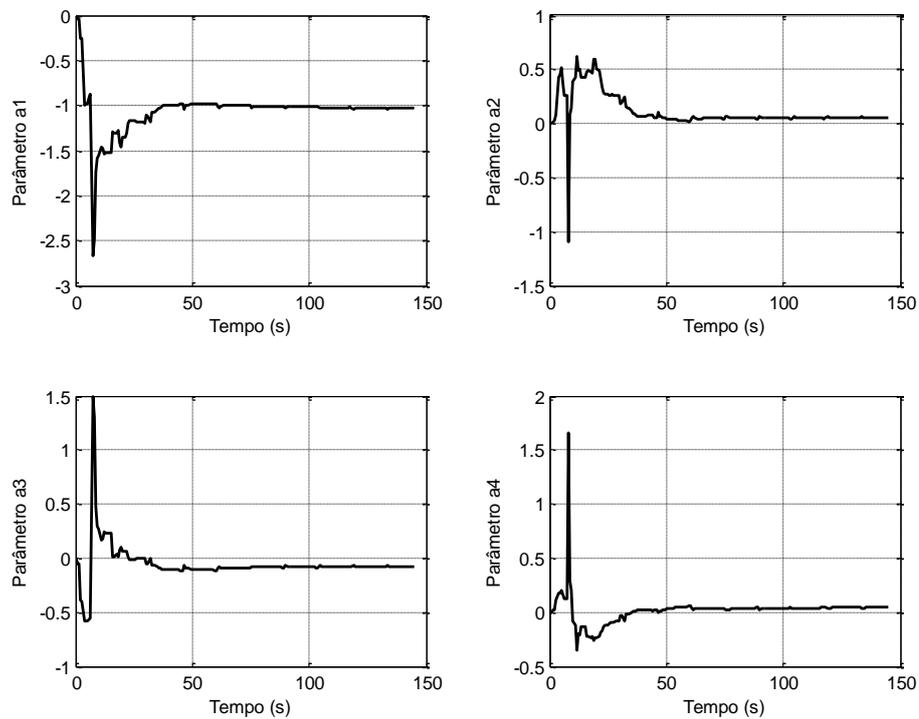


Figura 4.24 – Parâmetros estimados do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

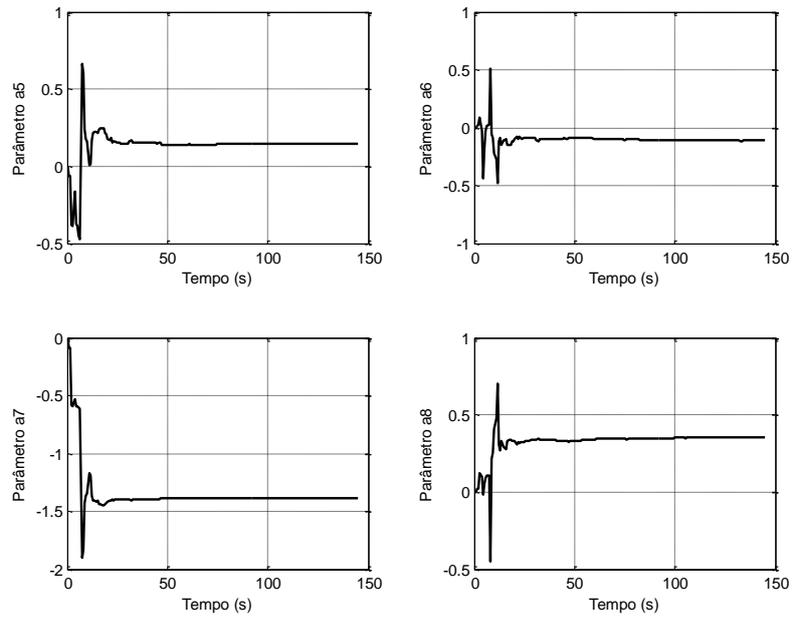


Figura 4.25 – Parâmetros estimados do elo 1 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

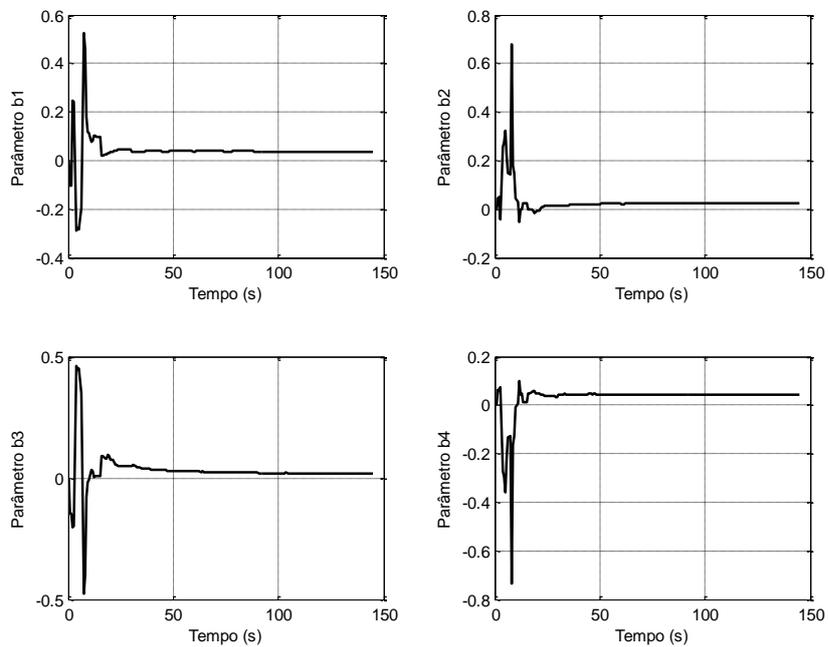


Figura 4.26 – Parâmetros estimados do elo 2 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

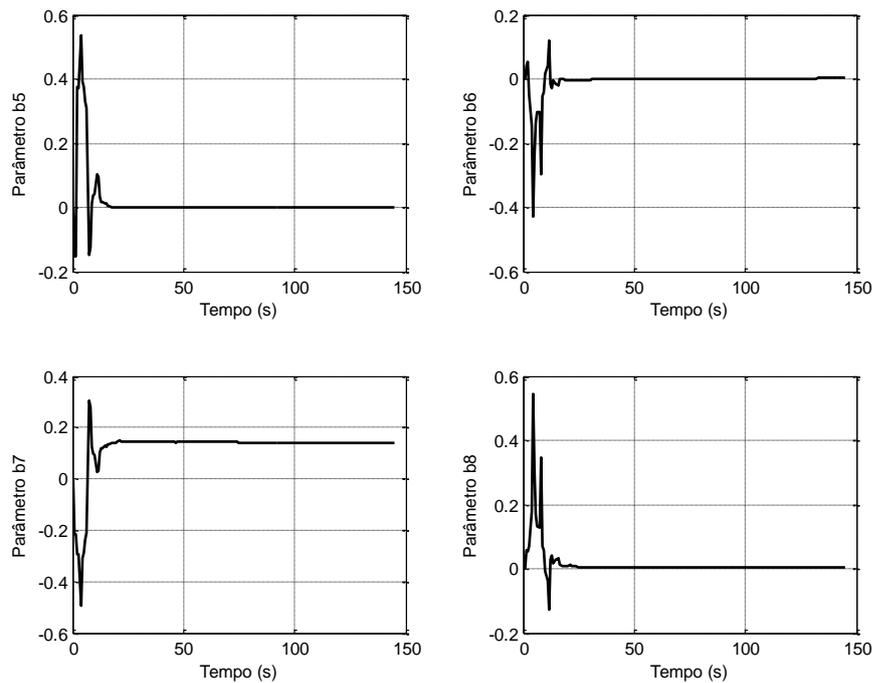


Figura 4.27 – Parâmetros estimados do elo 2 do robô, sob ação do controlador centralizado sem integrador

4.6 PROJETO DO CONTROLADOR ADAPTATIVO DE 1GDL CENTRALIZADO COM INTEGRADOR PARA OS ELOS 1 E 2 DO ROBÔ

Para o projeto do controlador adaptativo centralizado com integrador usa-se a equação diofantina (4.17), como no caso do projeto do controlador apresentado nas seções 4.5. No entanto, na utilização da Eq.(4.17), as matrizes $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ são representadas pelas Equações (4.5) e (4.6), dado que o acoplamento entre os elos 1 e 2 está sendo considerado. A matriz $F(z^{-1})$ relativa ao integrador é mostrada em (4.9); e, desta forma, as matrizes $P_1(z^{-1})$ e $Q_1(z^{-1})$ que satisfazem a Eq.(4.17) assumem as funções dadas por (4.78) e (4.79).

$$P_1(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1+p_1z^{-1} & p_2z^{-1} \\ p_3z^{-1} & 1+p_4z^{-1} \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

$$Q(z^{-1}) = \begin{bmatrix} q_1+q_2z^{-1}+q_3z^{-2} & q_4+q_5z^{-1}+q_6z^{-2} \\ q_7+q_8z^{-1}+q_9z^{-2} & q_{10}+q_{11}z^{-1}+q_{12}z^{-2} \end{bmatrix} \quad (4.79)$$

A matriz $M(z)$ é uma matriz diagonal estável dada por:

$$M = \begin{bmatrix} 1 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} + m_3 z^{-3} + m_4 z^{-4} & 0 \\ 0 & 1 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} + m_3 z^{-3} + m_4 z^{-4} \end{bmatrix} \quad (4.80)$$

Utilizando as matrizes $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $F(z^{-1})$, $P_1(z^{-1})$ e $Q_1(z^{-1})$ dadas por (4.5), (4.6), (4.9), (4.78) e (4.79) respectivamente, na Eq.(4.17) e designando os coeficientes da matriz resultante R de α_{11} , α_{12} , α_{21} e α_{22} , obtém-se a Eq. (4.81).

$$R = AFP_1 + BQ_1 = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} = M(z^{-1}) \quad (4.81)$$

Substituindo em (4.81), a matriz $M(z^{-1})$ dada por (4.80), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} + m_3 z^{-3} + m_4 z^{-4} & 0 \\ 0 & 1 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} + m_3 z^{-3} + m_4 z^{-4} \end{bmatrix} \quad (4.82)$$

Na Equação (4.82), os coeficientes α_{ij} com $i, j = 1, 2$ são dados pelas equações de (4.83) a (4.86) e os coeficientes m_i , com $i = 1, 2, 3, 4$ são definidos a partir da alocação de polos efetuada, para que o sistema em malha fechada seja estável.

$$\begin{aligned} \alpha_{11} = & [b_2 q_3 + b_4 q_9 - a_2 p_1 - a_4 p_3] z^{-4} + \\ & [(a_2 - a_1) p_1 - a_2 + (a_4 - a_3) p_3 + b_1 q_3 + b_2 q_2 + b_3 q_9 + b_4 q_8] z^{-3} + \\ & [a_2 - a_1 - p_1 + a_1 p_1 + a_3 p_3 + b_1 q_2 + b_2 q_1 + b_3 q_8 + b_4 q_7] z^{-2} + \\ & [a_1 + p_1 - 1 + b_1 q_1 + b_3 q_7] z^{-1} + 1 = 1 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} + m_3 z^{-3} + m_4 z^{-4} \end{aligned} \quad (4.83)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{12} = & [b_2 q_6 + b_4 q_{12} - a_2 p_2 - a_4 p_4] z^{-4} + \\ & [(a_2 - a_1) p_2 + b_1 q_6 - a_4 + (a_4 - a_3) p_4 + b_3 q_{12} + b_2 q_5 + b_4 q_{11}] z^{-3} + \\ & [(a_1 - 1) p_2 + a_3 p_4 - a_3 + a_4 + b_1 q_5 + b_2 q_4 + b_3 q_{11} + b_4 q_{10}] z^{-2} \\ & + [a_3 + p_2 + b_1 q_4 + b_3 q_{10}] z^{-1} = 0 \end{aligned} \quad (4.84)$$

$$\begin{aligned}
\alpha_{21} = & [b_8q_9 + b_6q_3 - a_8p_3 - a_6p_1]z^4 + \\
& [(a_6 - a_5)p_1 - a_6 + (a_8 - a_7)p_3 + b_5q_3 + b_6q_2 + b_7q_9 + b_8q_8]z^{-3} + \\
& [(a_7 - 1)p_3 + a_5p_1 - a_5 + a_6 + b_5q_2 + b_6q_1 + b_7q_8 + b_8q_7]z^{-2} \\
& + [a_5 + p_3 + b_5q_1 + b_7q_7]z^{-1} = 0
\end{aligned} \tag{4.85}$$

$$\begin{aligned}
\alpha_{22} = & [b_8q_{12} + b_6q_6 - a_8p_4 - a_6p_2]z^4 + \\
& [(a_8 - a_7)p_4 + b_5q_6 - a_8 + (a_6 - a_5)p_2 + b_6q_5 + b_7q_{12} + b_8q_{11}]z^{-3} + \\
& [(a_7 - 1)p_4 + a_5p_2 - a_7 + a_8 + b_5q_5 + b_6q_4 + b_7q_{11} + b_8q_{10}]z^{-2} + \\
& [a_7 + p_4 - 1 + b_5q_4 + b_7q_{10}]z^{-1} + 1 = 1 + m_1z^{-1} + m_2z^{-2} + m_3z^{-3} + m_4z^{-4}
\end{aligned} \tag{4.86}$$

Efetuada a igualdade entre os coeficientes das matrizes mostradas em (4.82), utilizando as equações de (4.83) a (4.86), e igualando os coeficientes de mesmo grau, resultam na Eq. (4.87) e na Eq.(4.88).

$$\begin{aligned}
b_2q_3 - a_4p_3 - a_2p_1 + b_4q_9 &= m_4 \\
a_2p_1 - a_1p_1 - a_2 - a_3p_3 + a_4p_3 + b_1q_3 + b_2q_2 + b_3q_9 + b_4q_8 &= m_3 \\
a_2 - a_1 - p_1 + a_1p_1 + a_3p_3 + b_1q_2 + b_2q_1 + b_3q_8 + b_4q_7 &= m_2 \\
a_1 + p_1 + b_1q_1 + b_3q_7 - 1 &= m_1 \\
b_6q_3 - a_8p_3 - a_6p_1 + b_8q_9 &= 0 \\
a_6p_1 - a_5p_1 - a_6 - a_7p_3 + a_8p_3 + b_5q_3 + b_6q_2 + b_7q_9 + b_8q_8 &= 0 \\
a_6 - a_5 - p_3 + a_5p_1 + a_7p_3 + b_5q_2 + b_6q_1 + b_7q_8 + b_8q_7 &= 0 \\
a_5 + p_3 + b_5q_1 + b_7q_7 &= 0
\end{aligned} \tag{4.87}$$

$$\begin{aligned}
b_2q_6 - a_4p_4 - a_2p_2 + b_4q_{12} &= 0 \\
a_2p_2 - a_1p_2 - a_4 - a_3p_4 + a_4p_4 + b_1q_6 + b_2q_5 + b_3q_{12} + b_4q_{11} &= 0 \\
a_4 - a_3 - p_2 + a_1p_2 + a_3p_4 + b_1q_5 + b_2q_4 + b_3q_{11} + b_4q_{10} &= 0 \\
a_3 + p_2 + b_1q_4 + b_3q_{10} &= 0 \\
b_6q_6 - a_8p_4 - a_6p_2 + b_8q_{12} &= m_4 \\
a_6p_2 - a_5p_2 - a_8 - a_7p_4 + a_8p_4 + b_5q_6 + b_6q_5 + b_7q_{12} + b_8q_{11} &= m_3 \\
a_8 - a_7 - p_4 + a_5p_2 + a_7p_4 + b_5q_5 + b_6q_4 + b_7q_{11} + b_8q_{10} &= m_2 \\
a_7 + p_4 + b_5q_4 + b_7q_{10} - 1 &= m_1
\end{aligned} \tag{4.88}$$

Escrevendo (4.87) e (4.88), na forma matricial, têm-se:

$$\begin{bmatrix} -a_2 & -a_4 & 0 & 0 & b_2 & 0 & 0 & b_4 \\ a_2 - a_1 & a_4 - a_3 & 0 & b_2 & b_1 & 0 & b_4 & b_3 \\ a_1 - 1 & a_3 & b_2 & b_1 & 0 & b_4 & b_3 & 0 \\ 1 & 0 & b_1 & 0 & 0 & b_3 & 0 & 0 \\ -a_6 & -a_8 & 0 & 0 & b_6 & 0 & 0 & b_8 \\ a_6 - a_5 & a_8 - a_7 & 0 & b_6 & b_5 & 0 & b_8 & b_7 \\ a_5 & a_7 - 1 & b_6 & b_5 & 0 & b_8 & b_7 & 0 \\ 0 & 1 & b_5 & 0 & 0 & b_7 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 \\ p_3 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_7 \\ q_8 \\ q_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_4 \\ m_3 + a_2 \\ m_2 - a_2 + a_1 \\ m_1 - a_1 + 1 \\ 0 \\ a_6 \\ a_5 - a_6 \\ -a_5 \end{bmatrix} \quad (4.89)$$

$$\begin{bmatrix} -a_2 & -a_4 & 0 & 0 & b_2 & 0 & 0 & b_4 \\ a_2 - a_1 & a_4 - a_3 & 0 & b_2 & b_1 & 0 & b_4 & b_3 \\ a_1 - 1 & a_3 & b_2 & b_1 & 0 & b_4 & b_3 & 0 \\ 1 & 0 & b_1 & 0 & 0 & b_3 & 0 & 0 \\ -a_6 & -a_8 & 0 & 0 & b_6 & 0 & 0 & b_8 \\ a_6 - a_5 & a_8 - a_7 & 0 & b_6 & b_5 & 0 & b_8 & b_7 \\ a_5 & a_7 - 1 & b_6 & b_5 & 0 & b_8 & b_7 & 0 \\ 0 & 1 & b_5 & 0 & 0 & b_7 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_2 \\ p_4 \\ q_4 \\ q_5 \\ q_6 \\ q_{10} \\ q_{11} \\ q_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ a_4 \\ a_3 - a_4 \\ -a_3 \\ m_4 \\ m_3 + a_8 \\ m_2 + a_7 - a_8 \\ m_1 + 1 - a_7 \end{bmatrix} \quad (4.90)$$

Os parâmetros do controlador p_1 a p_4 , e q_1 , a q_{12} são, então obtidos solucionando os sistemas de Equações algébricas lineares (4.89) e (4.90). Os parâmetros a_i e b_j das matrizes, que representam os elos 1 e 2 do robô manipulador, são obtidos a cada período de amostragem durante a identificação dos elos.

Utilizando os parâmetros do controlador, obtidos através de (4.89) e (4.90), e a matriz $F(z^{-1})$ dada pela Eq.(4.9), na Eq. (4.11), determina-se a lei de controle dada por:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-z^{-1} & 0 \\ 0 & 1-z^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} q_1+q_2z^{-1}+q_3z^{-2} & q_4+q_5z^{-1}+q_6z^{-2} \\ q_7+q_8z^{-1}+q_9z^{-2} & q_{10}+q_{11}z^{-1}+q_{12}z^{-2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1+p_1z^{-1} & p_2z^{-1} \\ p_3z^{-1-2} & 1+p_4z^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (4.91)$$

Efetuada os produtos da Eq. (4.91), tem-se a lei de controle dada por (4.92).

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(\lambda_3)z^{-3} + (\lambda_2)z^{-2} + (\lambda_1)z^{-1} + \lambda_0}{(p_2p_3 - p_1p_4)z^{-3} + (p_1p_4 - p_4 - p_1 - p_2p_3)z^{-2} + (p_1 + p_4 - 1)z^{-1} + 1} \\ \frac{(\lambda_4)z^{-3} + (\lambda_5)z^{-2} + (\lambda_6)z^{-1} + \lambda_7}{(p_2p_3 - p_1p_4)z^{-3} + (p_1p_4 - p_4 - p_1 - p_2p_3)z^{-2} + (p_1 + p_4 - 1)z^{-1} + 1} \end{bmatrix} \quad (4.92)$$

em que: $\lambda_3, \lambda_2, \lambda_1, \lambda_0, \lambda_4, \lambda_5, \lambda_6$ e λ_7 são dados por:

$$\begin{aligned}\lambda_3 &= e_1 p_4 q_3 - e_2 p_2 q_3 + e_2 p_1 q_6 - e_1 p_3 q_6 \\ \lambda_2 &= e_1 q_3 + e_2 q_6 - e_2 p_2 q_2 + e_1 p_4 q_4 + e_2 p_1 q_5 - e_1 p_3 q_5 \\ \lambda_1 &= e_1 q_2 + e_2 q_5 - e_2 p_2 q_1 + e_1 p_4 q_1 - e_2 p_1 q_4 - e_1 p_3 q_4 \\ \lambda_0 &= e_1 q_1 + e_2 q_4\end{aligned}\quad (4.93)$$

$$\begin{aligned}\lambda_4 &= e_1 p_4 q_9 - e_2 p_2 q_9 + e_2 p_1 q_{12} - e_1 p_3 q_{12} \\ \lambda_5 &= e_1 q_9 + e_2 q_{12} - e_2 p_2 q_8 + e_1 p_4 q_8 + e_2 p_1 q_{11} - e_1 p_3 q_{11} \\ \lambda_6 &= e_1 q_8 + e_2 q_{11} - e_2 p_2 q_7 + e_1 p_4 q_7 + e_2 p_1 q_{10} - e_1 p_3 q_{10} \\ \lambda_7 &= e_1 q_7 + e_2 q_{10}\end{aligned}\quad (4.94)$$

sendo: e_1 e e_2 correspondentes aos erros de saída dos elos 1 e 2, respectivamente.

Representando a Eq.(4.92) na forma de equações a diferenças, obtêm-se as leis de controle para os elos 1 e 2 do robô manipulador a serem implementadas.

$$\begin{aligned}u_1(k) &= (1-p_1-p_4)u_1(k-1)+(p_1+p_4+p_2p_3-p_1p_4)u_1(k-2) \\ &\quad +(p_1p_4-p_2p_3)u_1(k-3)+q_1e_1(k)+(q_2+p_4q_1-p_3q_4)e_1(k-1) \\ &\quad +(q_3+p_4q_2-p_3q_5)e_1(k-2)+(p_4q_3-p_3q_6)e_1(k-3)+q_4e_2(k) \\ &\quad +(q_5+p_1q_4-p_2q_1)e_2(k-1)+(q_6+p_1q_5-p_2q_2)e_2(k-2) \\ &\quad +(p_1q_6-p_2q_3)e_2(k-3)\end{aligned}\quad (4.94)$$

$$\begin{aligned}u_2(k) &= (1-p_1-p_4)u_2(k-1)+(p_1+p_4+p_2p_3-p_1p_4)u_2(k-2) \\ &\quad +(p_1p_4-p_2p_3)u_2(k-3)+q_7e_1(k)+(q_8+p_4q_7-p_3q_{10})e_1(k-1) \\ &\quad +(q_9+p_4q_8-p_3q_{11})e_1(k-2)+(p_4q_9-p_3q_{12})e_1(k-3)+q_{10}e_2(k) \\ &\quad +(q_{11}+p_1q_{10}-p_2q_7)e_2(k-1)+(q_{12}+p_1q_{11}-p_2q_8)e_2(k-2) \\ &\quad +(p_1q_{12}-p_2q_9)e_2(k-3)\end{aligned}\quad (4.95)$$

4.6.1 Polinômio Característico do Controlador Adaptativo Centralizado e do Sistema, em Malha Fechada

No caso do controlador adaptativo centralizado com integrador, o polinômio $M(z^{-1})$ mostrado em (4.80) terá grau 4. Os coeficientes desse polinômio são

determinados conforme o procedimento utilizado na seção 4.4.1, ou seja, via alocação de polos.

Na obtenção do polinômio dado em (4.80), as especificações de desempenho impostas são as mesmas da seção 4.31. Mas, após um conjunto de tentativas não chegou-se à matriz $M(z^{-1})$, que satisfizesse a equação diofantina dada por (4.17). Portanto, não foi possível projetar o controlador centralizado com integrador que conseguisse levar o sistema à estabilidade em malha fechada.

4.7 CONCLUSÕES

O objetivo deste capítulo de projetar e aplicar em dois elos de um robô controladores adaptativos centralizados e descentralizados, sem integrador, baseados na técnica polinomial proposta por KUBALCIK e BOBÁL (2006), foi realizado com êxito.

A inclusão do integrador no controlador adaptativo descentralizado e centralizado inviabilizou a operação do robô, nas várias tentativas realizadas para obtenção de uma matriz $M(z^{-1})$ estável que satisfizesse a equação diofantina (4.17). Novas plantas devem ser testadas para verificar se esse fato está associado ao integrador contido nas equações que representam o modelo teórico do motor de corrente contínua, mostrado em (A.11) e (A.18), conforme é visto no apêndice A.

Nos projetos dos controladores constou um algoritmo adaptativo que utiliza o método dos mínimos quadrados recursivo para controle do robô manipulador. Conforme as curvas que mostram os erros de estimação dos elos 1 e 2 do robô, a preestrutura definida, a cada período de amostragem em tempo real, através do MQR, representou bem o sistema para os objetivos aqui apresentados.

Este capítulo apresentou o projeto e implementação de controladores adaptativos para dois elos de um robô manipulador articulado de 5 GDL. Dos resultados obtidos, verifica-se que com os controladores projetados e implementados sem integrador, as saídas dos elos atenderam às especificações de desempenho impostas; e, desta forma, conclui-se que os controladores podem ser usados em tarefas a serem realizadas por este robô manipulador.

CAPÍTULO V

COMPARAÇÃO DE RESULTADOS

5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta uma análise comparativa entre os resultados experimentais obtidos com o emprego dos algoritmos de controle adaptativo descentralizado e centralizado projetados e implementados visando o controle de posição, em tempo real, dos elos 1 e 2 do robô em análise.

Para comparação das respostas do sistema, sob ação dos dois controladores adaptativos, em cada intervalo das curvas de saída dos elos, foram avaliados, o erro integral absoluto e as especificações de desempenho relativas aos limites máximos de sobressinal e de erro de regime permanente definidos no capítulo 4.

5.2 COMPARATIVO DE RESULTADOS

Para realização dos testes, apresentados no capítulo 4, especificou-se como trajetória para os elos 1 e 2 do robô um sinal de referência contendo uma sequência de dez pulsos de tensão, conforme mostram as Figuras 5.10 e 5.2.

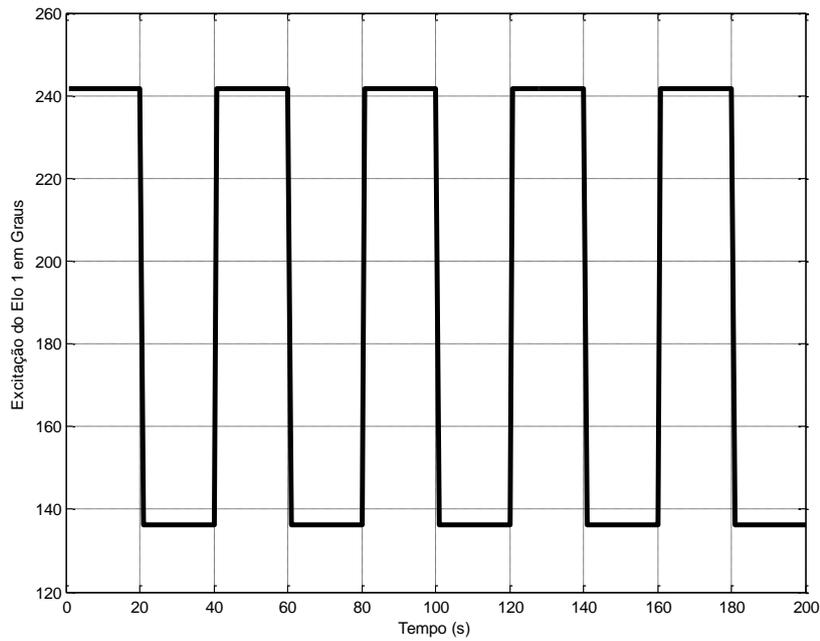


Figura 5.1 – Sinal de referência do elo 1 do robô manipulador

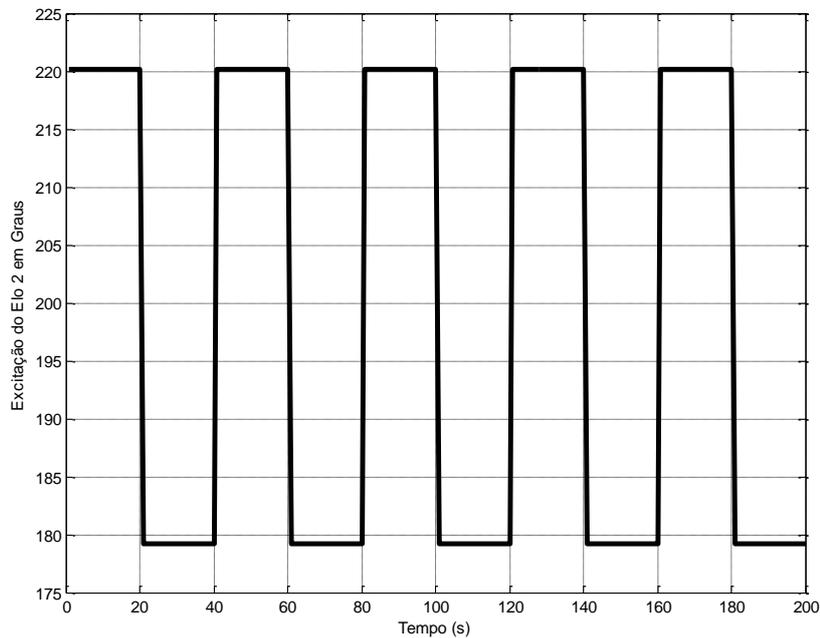


Figura 5.2 – Sinal de referência do elo 2 do robô manipulador

Os resultados das respostas experimentais, obtidas com os elos 1 e 2 sob ação dos algoritmos de controle descentralizado e centralizado, ilustram-se respectivamente nas Figuras 5.3 e 5.4.

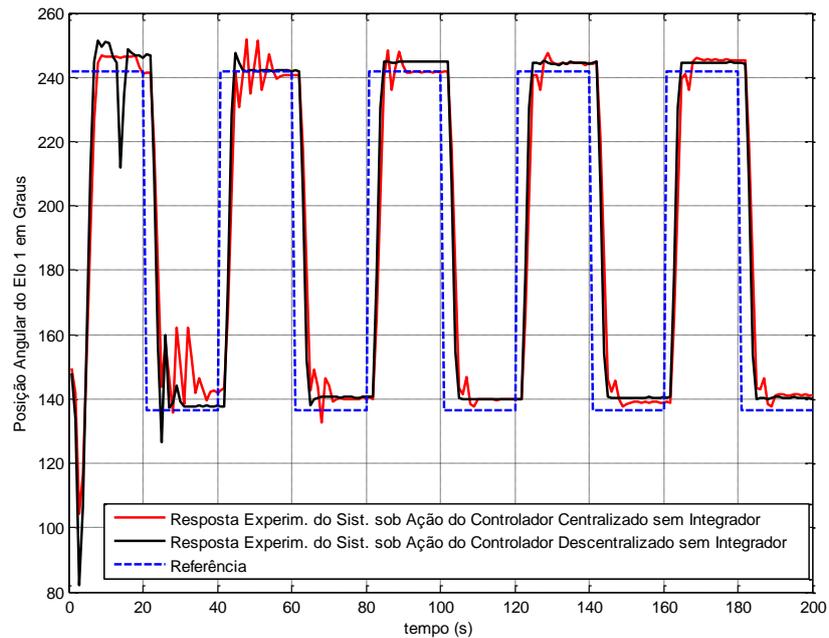


Figura 5.3 – Respostas experimentais do elo 1 para referências degraus, sob ação dos controladores adaptativos descentralizado e centralizado sem integrador

Tabela 5.1 - Desempenho do elo 1 do robô manipulador

Tempo (s)	Controlador Descentralizado sem Integrador			Tempo (s)	Controlador Centralizado sem Integrador		
	M_p (%)	e_{ss} (%)	IAE(V)		M_p (%)	e_{ss} (%)	IAE(V)
20-40	7,1	0,98	3,853	20-40	nulo	4,0	5,684
40-60	2,44	0,15	2,828	40-60	4,22	0,44	3,949
60-80	nulo	3,14	3,629	60-80	2,7	2,6	4,489
80-100	nulo	1,32	3,257	80-100	2,8	0,09	3,503
100-120	nulo	2,70	3,703	100-120	nulo	2,70	4,249
120-140	nulo	0,91	3,174	120-140	2,4	1,2	3,798
140-160	nulo	3,0	3,786	140-160	nulo	2,0	4,296
160-180	nulo	1,16	3,203	160-180	1,86	1,51	3,979
180-200	nulo	2,93	3,718	180-200	nulo	3,70	4,565
IAE acumulado em Volts			31,16	IAE acumulado em Volts			38,50

A Figura 5.3, juntamente com a Tabela 5.1, mostra que:

- a resposta menos oscilatória apresentada é proporcionada pelo elo 1 operando sob ação do controlador descentralizado;
- as duas respostas do elo 1 mostradas não alcançam a referência especificada no decorrer da trajetória realizada;
- observa-se, através da Tabela 5.1, que as saídas do elo 1 atenderam às especificações de desempenho impostas.

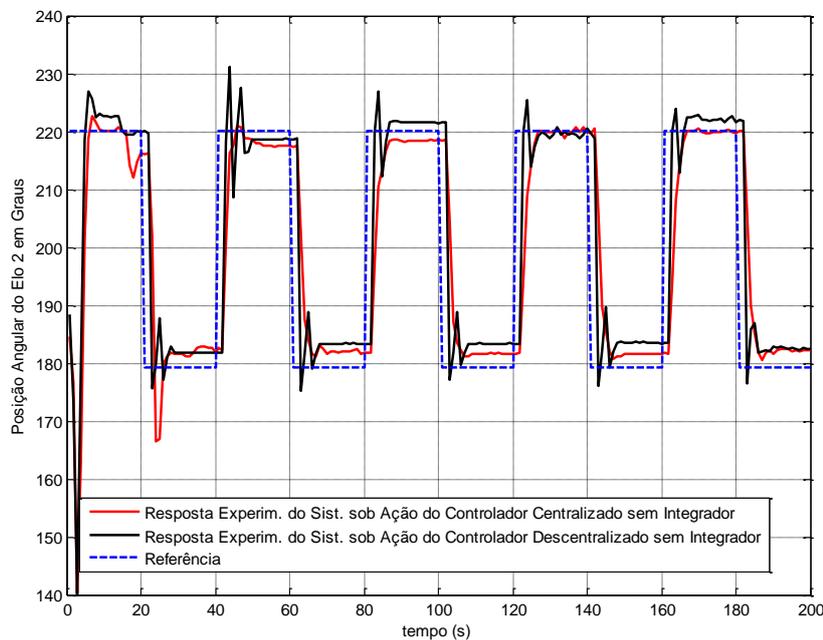


Figura 5.4 – Respostas experimentais do elo 2 para referências degraus, sob ação dos controladores adaptativos descentralizado e centralizado sem integrador

Tabela 5.2 - Desempenho do elo 2 do robô manipulador

tempo (s)	controlador descentralizado sem integrador			tempo (s)	controlador centralizado sem integrador		
	M_p (%)	e_{ss} (%)	IAE(V)		M_p (%)	e_{ss} (%)	IAE(V)
20-40	2,0	1,40	1,345	20-40	7,11	1,98	1,869
40-60	5	0,70	1,424	40-60	0,40	1,18	1,441
60-80	2,2	2,4	1,663	60-80	nulo	1,83	1,739
80-100	3,1	0,70	1,154	80-100	nulo	0,80	1,565
100-120	1,1	2,2	1,686	100-120	nulo	1,29	1,679
120-140	2,24	0,6	0,951	120-140	nulo	0,31	1,333
140-160	1,8	2,40	1,700	140-160	nulo	1,33	1,750
160-180	1,70	1,0	1,193	160-180	nulo	0,09	1,323
180-200	1,6	1,9	1,611	180-200	nulo	1,63	1,853
IAE acumulado em Volts			12,72	IAE acumulado em Volts			14,55

A Figura 5.4, juntamente com a Tabela 5.2, mostra que:

- a resposta menos oscilatória apresentada é proporcionada pelo elo 2 operando sob ação do controlador centralizado;
- as duas respostas mostradas não alcançam a referência especificada no decorrer da trajetória realizada;
- observa-se, através da Tabela 5.2, que as saídas do elo 2 atenderam às especificações de desempenho impostas.

A seguir, as Figuras 5.5 e 5.6 comparam o erro de seguimento de referência ocorrido durante toda trajetória dos elos 1 e 2, operando com os controladores centralizados e descentralizados, respectivamente.

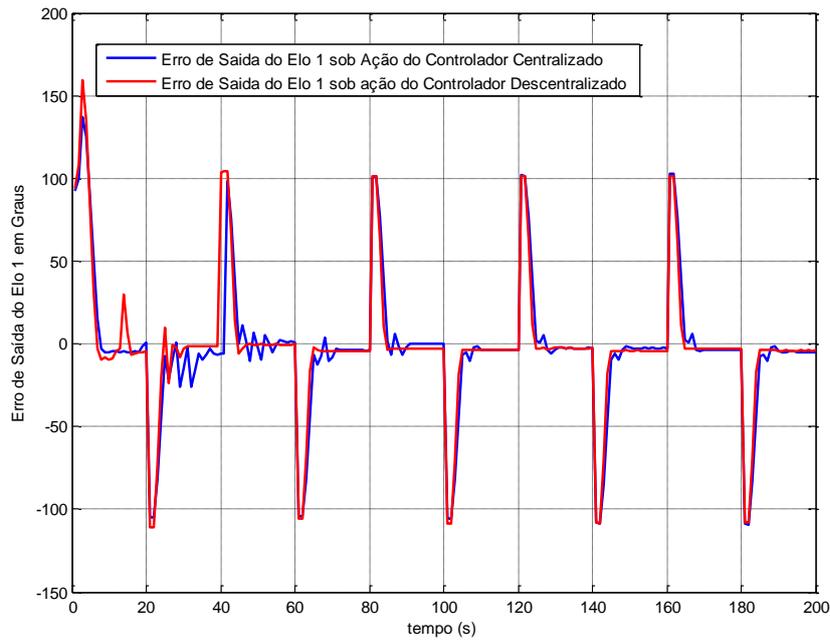


Figura 5.5 – Erro de saída do elo 1 para referências degraus, sob ação dos controladores adaptativos descentralizados e centralizados

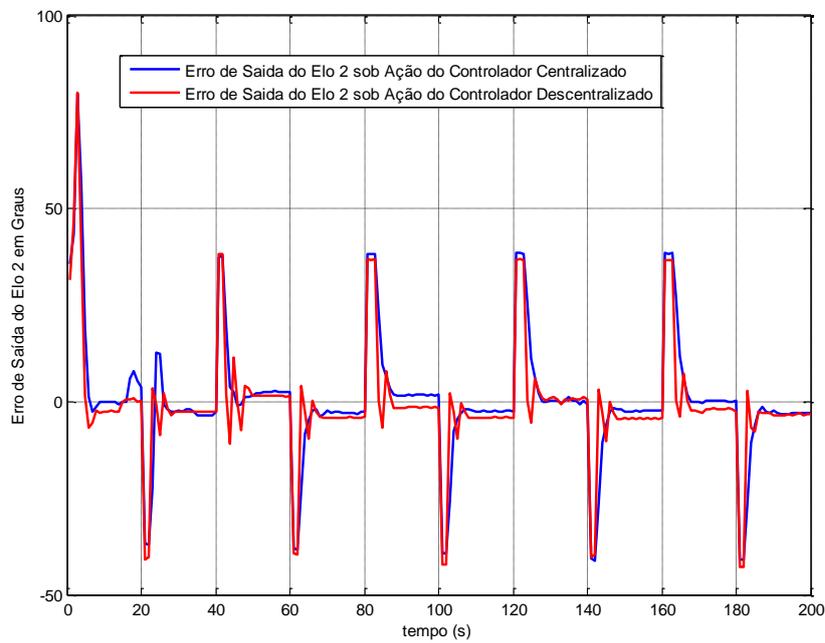


Figura 5.6 – Erro de saída do elo 2 para referências degraus, sob ação dos controladores adaptativos descentralizados e centralizados

As curvas das Figuras 5.5 e 5.6 registram valores de erro de saída elevados, nos períodos de transição, para os elos 1 e 2 operando com os dois controladores.

As Figuras. 5.7 e 5.8 comparam o comportamento das variáveis de controle aplicadas aos elos 1 e 2, provenientes da ação dos controladores centralizado e descentralizado. Os resultados do teste experimental, mostrado nestas figuras, revelaram:

- as variáveis de controle dos dois controladores mostradas na Figura 5.7 têm trechos de saturação, que ocorrem nas mudanças das referências;
- as variáveis de controle dos dois controladores mostradas na Figura 5.8 não apresentam trechos de saturação, indicando que os dois controladores projetados apresentaram um desempenho satisfatório.

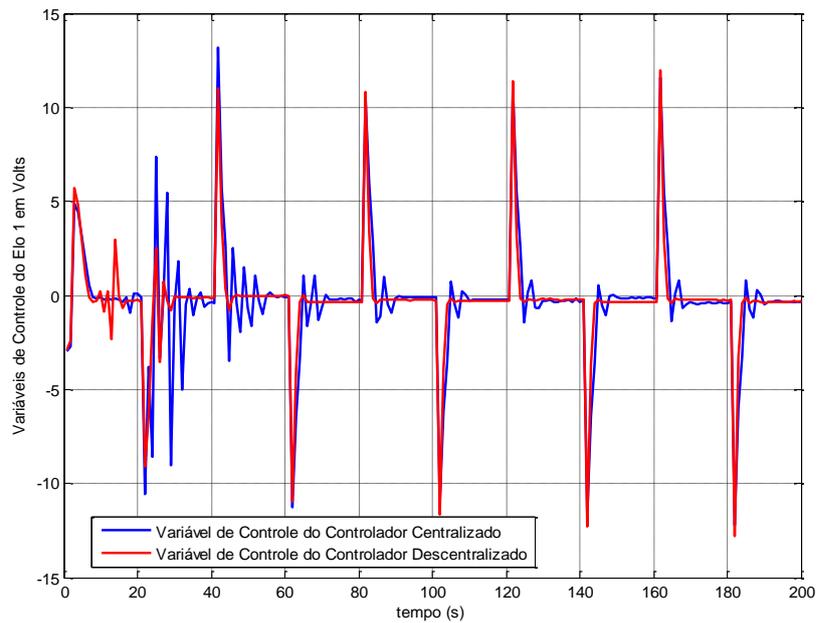


Figura 5.7 – Variáveis de controle do elo 1 sob ação dos controladores descentralizados e centralizados

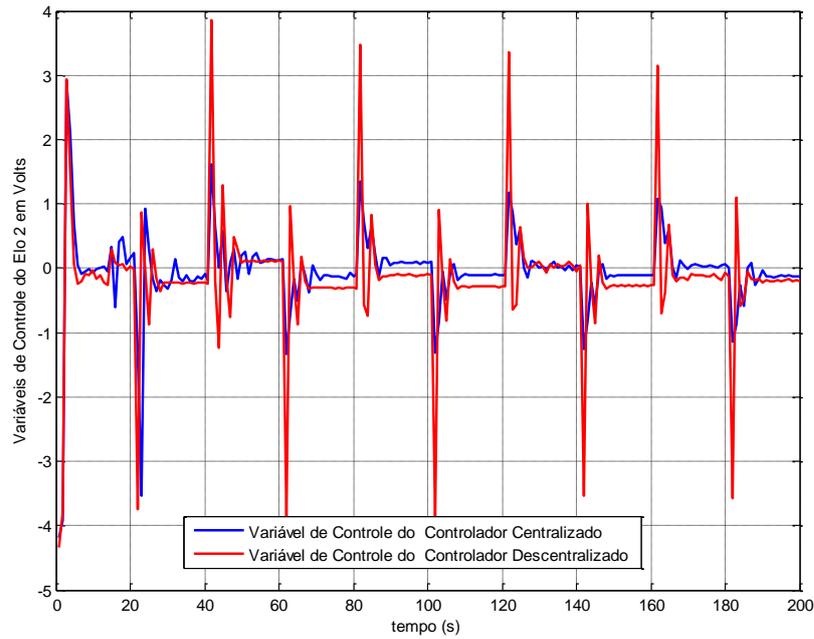


Figura 5.8 – Variáveis de controle do elo 2 sob ação dos controladores descentralizados e centralizados

Além das especificações de desempenho estabelecidas inicialmente, utilizou-se o erro integral absoluto, acumulado de modo absoluto em cada intervalo de 20s para avaliação do desempenho obtido pelos elos do robô. Quanto menor o valor deste índice, melhor o seguimento da trajetória. Esses índices estão registrados nas Tabelas 5.1 e 5.2 e foram calculados pela Eq.(5.1):

$$\text{IAE}(v) = \sum_{j=k_{\text{ini}}}^{j=k_{\text{fin}}} |w_i(j) - v(j)| \quad (5.1)$$

em que:

$w_i(j)$: referência do i -ésimo elo do robô, no instante de tempo j ;

$v(j)$: posição do i -ésimo elo do robô no instante de tempo j ;

k_{ini} , k_{fin} : instantes de tempo inicial e final da trajetória em avaliação.

Os resultados numéricos mostrados nas Tabelas 5.1 e 5.2 revelam que o algoritmo descentralizado apresenta melhores resultados para o erro integral absoluto acumulado, obtido por meio da Eq. (5.1), para os dois elos sob análise. Por conseguinte, o sistema sob ação desse controlador proporcionou o melhor desempenho no acompanhamento da trajetória especificada. Conforme pode ser visto nas Figuras 4.4 e 4.5 do capítulo 4, os elos 1 e 2 apresentaram tempo de subida da saída menor operando sob ação desse controlador.

5.3 CONCLUSÕES

Frente aos resultados experimentais gráficos e analíticos provenientes deste estudo comparativo entre os algoritmos adaptativos empregados no controle de posição dos elos 1 e 2 do robô, conclui-se que:

- com as leis de controle adaptativo descentralizado e centralizado projetadas sem integradores, as respostas obtidas para as especificações de desempenho dos elos 1 e 2, foram satisfatórias, tendo em vista que as especificações de desempenho foram atendidas;
- a análise do erro integral absoluto (IAE) acumulado permitiu concluir que o controlador descentralizado sem integrador, que não incorpora em seu projeto as interações presentes no sistema, apresentou melhor desempenho no acompanhamento da trajetória especificada para os elos em estudo.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÃO FINAL

Este trabalho apresentou a sua contribuição ao modelamento e controle de posição, em tempo real, dos elos 1 e 2 do robô manipulador de cinco graus de liberdade sob análise, incluindo ou não o acoplamento entre esses elos no projeto dos controladores adaptativos utilizados.

Para projetar os controladores foi escolhido o modelo ARX para representar os elos 1 e 2 do robô.

O algoritmo MQR que estimou os parâmetros do modelo escolhido considerou o acoplamento dinâmico entre os elos do robô e apresentou um bom desempenho no processo de estimativa dos parâmetros.

Entre as onze estruturas candidatas do modelo ARX, testadas por meio das técnicas de seleção e validação de modelos, tais como o valor mínimo do erro quadrático de previsão e o critério de informação de Akaike, foi escolhida a estrutura do modelo discreto ARX de 2ª ordem, com 2 polos, um zero e um atraso para descrever a dinâmica dos elos 1 e 2, que compõem o robô.

Verificou-se, por meio das curvas dos erros de estimação apresentadas, que os parâmetros estimados dos elos, para a preestrutura definida, por meio do MQR, representaram bem o sistema para os objetivos aqui usados, que foram os projetos dos controladores.

A inclusão do efeito integral nos dois controladores inviabilizou a operação do robô, porque nos dois casos não foram encontrados os coeficientes dos polinômios da matriz $M(z^{-1})$, de maneira que os elos do robô alcançassem a estabilidade em malha fechada.

Dos resultados obtidos, verificou-se que com os controladores adaptativos descentralizados e centralizados, sem integrador, projetados e implementados, as saídas dos elos atenderam às especificações de desempenho impostas; e, desta forma, conclui-se que os controladores podem ser usados em tarefas a serem realizadas por este robô.

O controlador descentralizado sem integrador apresentou melhor desempenho no acompanhamento da trajetória especificada para os elos em estudo.

Por fim, os objetivos principais foram cumpridos obtendo resultados satisfatórios e motivadores para continuação da pesquisa empregando os algoritmos de controle descentralizados e centralizados aplicados nesta tese, em novas plantas em nível de simulações e em modelos de laboratórios, em nível experimental.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ÅSTRÖM, K. J., WITTENMARK, B., *Adaptive Control*, 2ª ed., New York: Ed. Addison Wesley Publishing Company, Inc., 1995.

ASTROM, K. J.; NILSSON, J., 1994, "Analysis of a Scheme for Iterated Identification and Control.". Department of Automatic Control Lund Institute of Technology. Disponível em :<[http:// www. google.com.br](http://www.google.com.br)>.

AGUIRRE, L. A., *Introdução à Identificação de Sistemas, Técnicas Lineares e Não – Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. 1ª ed. Belo Horizonte: Ed. Universidade Federal de Minas Gerais, 2000.

AGUIRRE, L. A., SILVA, A. P. A., CAMPOS, M. F. M., AMARAL, W. C. A., 2007, *Enciclopédia de Automática*, 1ª ed. Vols. 1, 2 e 3. São Paulo, Editora Edgard Blucher, 2007.

AMARAL, W. C., *Identificação Recursiva de Sistemas Multivariáveis*. Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas, SP, Brasil, 1980.

ASADA, H., SLOTINE, J. J. E., "Robot Analysis and Control. John Wiley & Sons", New York, USA, 1986.

AKAIKE, H., 1974, "A New Look at the Statistical Model Identification", IEEE Transactions on Automatic Control, v.19, pp. 716-723.

ALARCÓN, M. A. O., *Diseño de un Sistema de Control Multivariable para un Circuito de Molienda en Húmedo*. Dissertação de Mestrado. Universidad Nacional de Colombia – Medellín - Colombia, 2009.

- BOBÁL, V., BÖHM, J., FESSL, J., MACHÁČEK, J., 2005, *Digital Self-Tuning Controllers*, 1a ed., Germany: Springer-Verlag, London Limited.
- BEHAR, A.A.; IRANZO, M.M., 2003, *Identificación y Control Adaptativo.* , 1ª ed. Madri: Ed. Prentice Hall.
- COELHO, A.A.R.; COELHO, L.S., 2004, *Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares*, 1ª ed., Florianópolis: Ed. Universidade Federal de Santa Catarina.
- CARVALHO, J.S., LUNA, M. L. G. , RIUL, J. A., “*Modelamento Em Tempo Real De Um Robô Manipulador Planar*”. *XXIX CILAMCE - Congresso Ibero Latino Americano de Métodos Computacionais em Engenharia*, Maceió, 2008
- CARVALHO, J.S.F., *Controle Adaptativo Aplicado em um Robô Manipulador de Dois Graus de Liberdade Planar*. Tese de Doutorado - Universidade Federal da Paraíba, 2009.
- CASTELO, G.; GARRIDO, J.; VÁZQUEZ, F., *Ajuste, Configuración y Control de Cuatro Tanques Acoplados*, Dpto. de Informática y Análisis Numérico, Universidad de Córdoba, 2006.
- CRAIG, J. J., *Introduction to Robotics: Mechanics and Control*, Addison-Wesley, 2ª ed , 1989.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H., *Sistemas de Controle Moderno*. 8ª ed., Editora LTC, Rio de Janeiro/RJ, 2001.
- FU, K. S., GONZALES, R. C. , LEE, C. S. G., *Robotics Control, Sensing, Vision and Intelligence*, Industrial, 1ª ed, Engineering Series, McGraw-Hill, New York, 1987.
- GROOVER, M. P.; WEISS, M.; NAGEL, R. N.; ODREY, N. G., *Robótica: Tecnologia e Programação*, 1ª ed, McGraw-Hill, São Paulo, 1988.

- GÓES, E., ADADE FILHO, A., “Projeto de Controlador Robusto para Manipulador Robótico de Alto Desempenho Utilizando Teoria de Otimização H_∞ ”, *Congresso Brasileiro de Automática*, Florianópolis - SC , Brasil, 2000.
- GARCIA, C., Modelagem e simulação de processos industriais e de sistemas eletromecânicos, 2ª , EDUSP, São Paulo, 2009.
- GARRIDO, J. , VÁZQUEZ, F., MORILLA, FERNANDO., Centralized Inverted Decoupling for TITO Processes, IEEE, 2010.
- HORI, E. S., KWONG W. H.; “Coordenação de Controladores por Matriz Dinâmica Quadráticos Descentralizados”, Universidade Federal de São Carlos, 2003.
- HERMELY, E. M., *Controle Por Computador de Sistemas Dinâmicos*, 1st ed. São Paulo: Ed. Edgard Blucher LTDA, 1996.
- ISERMANN, R., “Practical Aspects of Process Identification”, *Automática*, Great Britain: v. 16, pp. 575-587, 1980.
- ISERMANN, R; LACHMANN, K.-H.; MATKO, D., Adaptive Control Systems. 1ª ed., Ed. Prentice Hall, Grã-Betanha, 1992
- KUBALCIK, M e BOBÁL V., “Adaptive control of coupled-drive apparatus based on polynomial theory”, in *IEEE Internacional Conference on Control Applications*, Glasgow, Scotland, pp. 594-599, 2006.
- LJUNG,L,“Consistency of the Least-Squares Identification Method.”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1976.
- LJUNG, L., “ Development of System Identification.” 13th *IFAC World Congress*, pp. 141-146, San Francisco, 1996.
- LJUNG, L., *System Identification. Theory for the User.*, 1st ed. Ed, Prentice Hall, Inc, Upper Saddle River, New Jersey, 1999.

- LANDAU, I. D., 1990, *System Identification and Control Design*, New Jersey, Ed. Prentice-Hall, Inc.
- MALIK, O. P., HOPE, G. S., CHENG, S. J., “Some Issues on the Practical Use of Recursive Least Squares Identification in Self-Tuning Control, *Int. Journal Control*, v.53, n.5, pp. 1021-1033, 1991.
- MATHIAS, M. H., *Aplicação da Técnica Paramétrica ARMA de Processamento de Sinais na Caracterização de Estruturas Mecânicas*, Tese Doutorado, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 1998.
- MEIRA, A. S., *Controle Adaptativo Aplicado em um Robô Manipulador Eletropneumático de Três Graus de Liberdade Cartesiano*. Tese de Doutorado - Universidade Federal da Paraíba, 2010.
- MONTENEGRO, P. H. M., *Controle de Temperatura de Ar em um Túnel Psicrométrico por Meio de Técnicas Adaptativas*. Tese de Doutorado. Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa/PB, 2007.
- MEJÍA, R. I. G., *Controle Preditivo Multivariável: Aspectos de Projeto e Simulação*. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis/SC, 2003.
- NISE, N.S., *Engenharia de Sistemas de Controle*. 3ª ed. Rio de Janeiro. RJ. Brasil, Editora LTC, 2002.
- OGATA, K., *Engenharia de Controle Moderno*. 4ª ed., Prentice Hall, São Paulo/SP, 2003.
- PHAN, M. G., e JUANG, J.N., *Identification and Control of Mechanical*, 2nd ed. New York, Cambridge University, 2004.
- PAUL, R. P., *Robot Manipulators: Mathematics, Programming and Control*, The MIT Press Series in Artificial Intelligence. MIT Press, Cambridge, MA, 1981.

RIUL, J. A.; MONTENEGRO, P. H. M.; SILVA, S. A.; MELO, B.A., 2004, “Position Adaptive Control in a Co-ordinate Table.” *In: XXV Iberian Latin-American Congress on Computational Methods in Engineering*, Recife, PE.

RIUL, J. A., MONTENEGRO, P.H.M., VALE, F.A.M., “Controlador Adaptativo Aplicado em um Robô Manipulador Eletropneumático de Três GDL Cartesiano” *In: 30 Iberian Latin American Congress on Computational Methods in Engineering, Armação dos Búzios. XXX CILAMCE, 2009.*

ROMANO, V. R., 2002, *Robótica Industrial*. 1a ed. São Paulo: Ed. Edgard Blucher LTDA

ROSÁRIO, J. M., 2005, *Princípio de Mecatrônica*, 1a ed. São Paulo, SP: Ed. Prentice Hall.

RÚBIO, F.R; SÁNCHEZ, M.J.L., 1996, *Control Adaptativo y Robusto*. 1ª ed. Sevilla. Ed. Secretariado de Publicaciones de la Universidad de Sevilla 1996.

SOUZA, O. B., MEIRA, A. S., PINTO, C. R. A., RIUL, J. A., “ Técnicas de Identificação em Tempo Real Aplicadas em um Rôbo Manipulador Eletropneumático de Dois Graus de Liberdade”, *In: Conem 2010 - Vi Congresso Nacional de Engenharia Mecânica*, Campina Grande - Pb. 2010a.

SOUZA O. B., *Controle Adaptativo Aplicado em um Robô Manipulador Cartesiano de Dois Graus de Liberdade*, Dissertação M.Sc., UFPB, João Pessoa. Pb, Brasil, 2010b.

SÖDERSTRÖM, T., STOICA, P., 1989, *System Identification*, Prentice Hall, London.

TERRA, M.H., MACIEL, B.C.O., NAKASHIMA, P.H.R., BERGERMAN, M., “Underactuated manipulator robot control by state feedback linearization via H_∞ ”, *IFAC Symposium on Robust Control Design*, Prague, Czech Republic, 2000.

SPONG, M. W., VIDYASAGAR, M., *Robot Dynamics and Control*, John Wiley & Sons, 1989.

VÁZQUEZ, F., MORILLA, F., Tuning Decentralized Pid Controllers for MIMO Systems with Decouplers 15th IFAC Triennial World Congress, Barcelona, Spain, 2002.

ZAMBRANO, E.C., *Controle de Posição de uma Mesa de Coordenadas de Dois Graus de Liberdade*, Dissertação Mestrado em Engenharia Mecânica) - Universidade Federal da Paraíba, 2009.

APÊNDICE A

FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

A.1 INTRODUÇÃO

O modelo de circuito de um motor de corrente contínua para fins de controle pode ser estabelecido com base em leis físicas que regem o comportamento do processo real. Este apêndice reproduz as equações teóricas de um motor de corrente contínua, encontradas em DORF e BISHOP (2001) para mostrar que essas funções já possuem na sua estrutura um integrador.

A importância deste assunto deve-se ao fato de que as juntas dos elos 1 e 2 do robô são acionadas por motores de corrente contínua e a tentativa de controlá-las, empregando controladores contendo um integrador no seu projeto, não funcionou. A apresentação das equações, com base nas leis da física, segue o roteiro: as seções A.2 e A.3 reproduzem a modelagem teórica (modelagem caixa branca) da função de transferência do motor de corrente contínua encontrada em DORF e BISHOP (2001).

Na seção A.4, a função de transferência apresentada na seção A.3 é discretizada com auxílio do programa Matlab.

Por fim, a partir do modelo discreto das equações teóricas obtidas, o efeito da ação integral dos controladores adaptativos, projetados no capítulo 4 deste trabalho, sobre os motores das juntas do robô em análise é examinado.

A.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE UM MOTOR CORRENTE CONTÍNUA CONTROLADO PELA CORRENTE DE CAMPO

O motor de corrente contínua é um dispositivo atuador que entrega energia a uma carga, como está demonstrado na Figura A.1. O motor de corrente contínua converte energia elétrica de corrente contínua em energia mecânica rotativa. Uma fração importante do torque gerado no rotor (armadura) do motor está disponível para acionar uma carga externa. Devido a recursos tais como torque elevado, possibilidade de controle de velocidade sobre uma ampla faixa de valores, portabilidade, característica velocidade-torque bem comportada e adaptabilidade a vários tipos de controle, os motores de corrente contínua ainda são usados largamente em numerosas aplicações de controle, incluindo manipuladores robóticos do tipo estudado nesta tese.

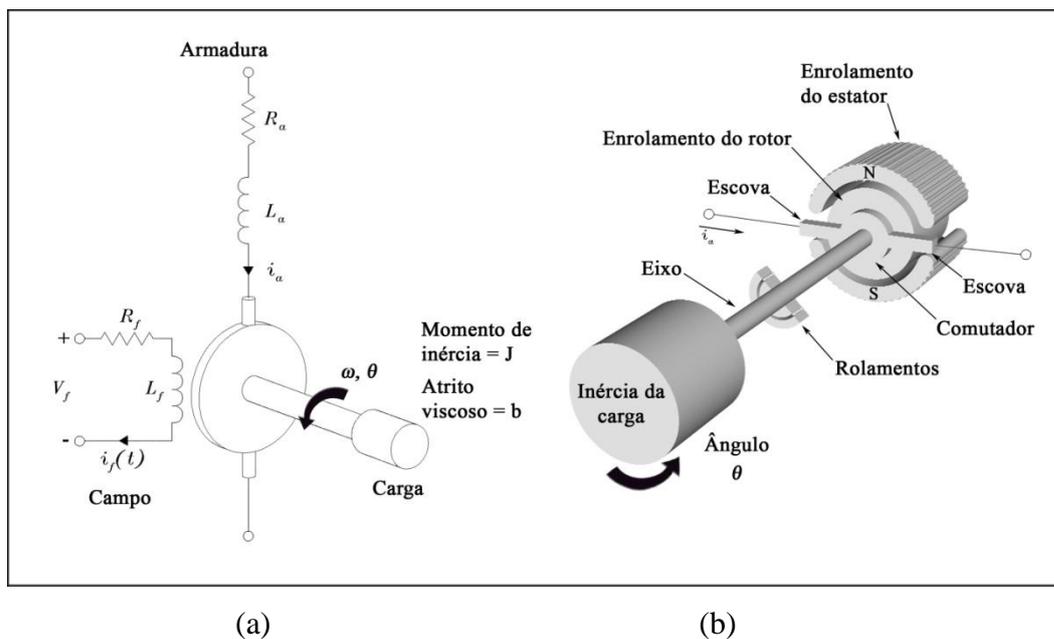


Figura A.1- Diagrama de um circuito elétrico da armadura (a) e esboço (b) de um motor de corrente contínua

A função de transferência do motor de corrente contínua será deduzida por meio de aproximação linear do motor real, e os efeitos de segunda ordem, como histerese e queda de tensão nas escovas, serão desprezados. A tensão de entrada pode ser aplicada

aos terminais de campo ou de armadura. O fluxo no entreferro do motor ϕ é proporcional à corrente de campo i_f , desde que o campo não esteja saturado, ou seja:

$$\phi = K_f i_f. \quad (\text{A.1})$$

O torque desenvolvido pelo motor T_m é admitido como sendo relacionado linearmente ao fluxo no entreferro do motor ϕ e à corrente de armadura i_a , como a seguir:

$$T_m = K_1 \phi i_a(t) = K_1 K_f i_f(t) i_a(t). \quad (\text{A.2})$$

É evidente a partir da Eq.(A.2) que, para ter um elemento linear, uma das correntes deve ser mantida constante enquanto a outra se torna a corrente de entrada. Primeiramente será considerado o motor controlado pela corrente de campo, o qual fornece uma amplificação de potência substancial. Tem-se, então, em notação de transformada de Laplace.

$$T_m(s) = (K_1 K_f I_a) I_f(s) = K_m I_f(s) \quad (\text{A.3})$$

em que $i_a = I_a$ é uma corrente de armadura constante e K_m é definida como a constante do motor. A corrente de campo se relaciona com a tensão de campo V_f através de:

$$V_f(s) = (R_f + L_f s) I_f(s) \quad (\text{A.4})$$

O torque motor $T_m(s)$ é igual ao torque entregue à carga. Esta relação pode ser expressa como:

$$T_m(s) = T_L(s) + T_d(s) \quad (\text{A.5})$$

em que T_L é o torque na carga e $T_d(s)$ é o torque perturbador, quase sempre desprezível. Contudo, muitas vezes, o torque deve ser considerado em sistemas sujeitos a forças externas, como as produzidas por rajadas de vento em antenas. O torque de carga para inércias em rotação, conforme está demonstrado na Figura A.1, é escrito como:

$$T_L(s) = Js^2\theta(s) + bs\theta(s). \quad (\text{A.6})$$

Reorganizando as Equações (A.3) e (A.5), têm-se:

$$T_m(s) = T_L(s) - T_d(s), \quad (\text{A.7})$$

$$T_m(s) = K_m I_f(s), \quad (\text{A.8})$$

$$I_f(s) = V_f(s) / (R_f + L_f s). \quad (\text{A.9})$$

Em consequência, a função de transferência do conjunto motor-carga com $T_d(s) = 0$, é:

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{V_f(s)} = \frac{k_m}{s(Js+b)(L_f s + R_f)} = \frac{k_m / J L_f}{s(s+b/J)(s+R_f/L_f)}. \quad (\text{A.10})$$

O modelo em diagrama de blocos do motor de corrente contínua controlado pelo campo está demonstrado na Figura A.2. Alternativamente, a função de transferência pode ser escrita em termos das constantes de tempo do motor, como sendo:

$$\frac{\theta(s)}{V_f(s)} = G(s) = \frac{k_m / b R_f}{s(\tau_f s + 1)(\tau_L s + 1)}, \quad (\text{A.11})$$

em que a constante de tempo do campo e a constante de tempo da carga são iguais respectivamente a $\tau_f = L_f / R_f$ e $\tau_L = J / b$. Encontra-se que, tipicamente, $\tau_L > \tau_f$ e muitas vezes a constante de tempo do campo pode ser desprezada.

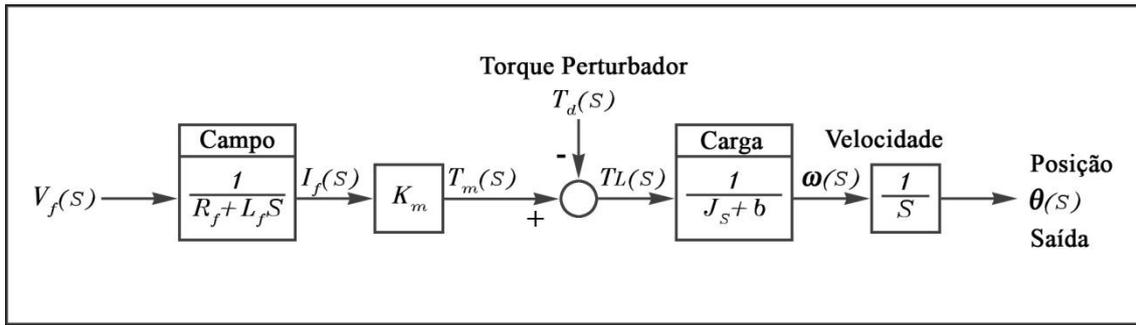


Figura A.2- Modelo em diagrama de blocos de um motor de corrente contínua controlado pelo campo

A.3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA CONTROLADO PELA ARMADURA

O motor de corrente contínua controlado pela armadura utiliza uma corrente de campo constante e, em consequência, o torque motor é:

$$T_m(s) = (K_l K_f I_f) I_a(s) = K_m I_a(s). \quad (\text{A.12})$$

A corrente de armadura se relaciona com a tensão aplicada à armadura através da expressão:

$$V_a(s) = (R_a + L_a s) I_a(s) + V_b(s), \quad (\text{A.13})$$

em que $V_b(s)$ é a tensão devida à força contraeletromotriz proporcional à velocidade do motor, tem-se, por conseguinte:

$$V_b(s) = K_b \omega(s) \quad (\text{A.14})$$

e a corrente de armadura é:

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - \omega(s)}{(R_a - L_a s)}. \quad (\text{A.15})$$

As Equações (A.6) e (A.7) representam o torque de carga, e assim:

$$T_L(s) = Js^2\theta(s) + bs\theta(s) = T_m(s) - T_d(s). \quad (\text{A.16})$$

As relações para o motor de corrente contínua controlado pela armadura estão mostradas esquematicamente na Figura A.3.

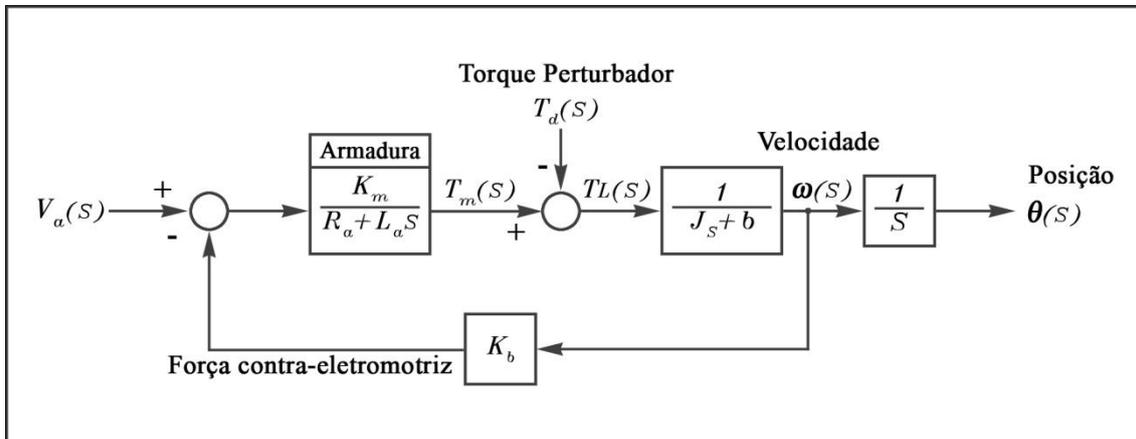


Figura A.3 - Modelo em diagrama de blocos de um motor de corrente contínua controlado pela armadura.

Utilizando as Equações (A.12), (A.15) e (A.16), ou alternativamente, o diagrama de blocos, obtém-se a função de transferência com $T_d(s) = 0$, dada por:

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{V_a(s)} = \frac{k_m}{s[(R_a + L_a s)(Js + b) + K_b k_m]}. \quad (\text{A.17})$$

Contudo, para muitos motores de corrente contínua a constante de tempo de armadura, $\tau_a = L_a / R_a$ pode ser desprezada e, por conseguinte:

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{V_a(s)} = \frac{k_m}{s[R_a(Js + b) + k_b k_m]} = \frac{[k_m / R_a b + K_b K_m]}{s[\tau_1 s + 1]}, \quad (\text{A.18})$$

em que a constante de tempo equivalente:

$$\tau_1 = R_a J / (R_a b + k_b K_m). \quad (\text{A.19})$$

A Tabela A.1 mostra os valores típicos de um motor de corrente contínua de pequena potência (1/4 HP).

Tabela A.1 – Parâmetros típicos de um motor de corrente contínua (1/4hp)

PARÂMETRO	VALOR TÍPICO
Constante do motor K_m	$50 \times 10^{-3} \text{ N.m/A}$
Inércia do Rotor J_m	$1 \times 10^{-3} \text{ N.m s}^2/\text{rad}$
Constante de tempo do campo τ_f .	1ms
Constante de tempo do rotor τ	100ms
Potência máxima de saída	$\frac{1}{4} \text{ HP} = 187 \text{ W}$

A.4 CONVERTENDO A FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA $G(s)$ EM $G(z)$

Considerando o segurador de ordem zero e tempo de amostragem $T_a = 1 \text{ seg}$ e aplicando-se a transformada Z em (A.18), com auxílio do programa Matlab, são atribuídos aos parâmetros do motor e da carga os valores mostrados abaixo. Conseqüentemente, obtém-se a função de transferência discreta mostrada em (A.20).

PARÂMETRO	VALOR ADOTADO
R_a	$31.9 \Omega (1)$
L_a	$1.71 \times 10^{-3} \text{ H}$
K_b	$50 \times 10^{-3} \text{ N.m/A}$
J	$1 \times 10^{-3} \text{ N.m s}^2/\text{rad}$
b	1 N.m.s/rad
K_m	$50 \times 10^{-3} \text{ N.m/A}$

Portanto, a constante de tempo equivalente τ_1 calculada pela Eq.(A.19) é igual 1 ms. A função de transferência discreta da planta representada por uma razão de dois polinômios em z^{-1} é dada por:

$$G(z) = \frac{\theta(z)}{V_a(z)} = z^{-1} \frac{0,00005757 + 0,0004135z^{-1}}{1 - 1,367z^{-1} + 0,3679z^{-2}} \quad (\text{A.20})$$

desenvolvendo, de forma apropriada (A.20), a correspondente equação a diferenças da planta é

$$\theta(t) = 1,367\theta(t-1) + 0,3679\theta(t-2) + 0,00005757V_a(t-1) + 0,0004135V_a(t-2) \quad (\text{A.21})$$

em que $\theta(t)$ e $V_a(t)$ são os sinais de saída e de controle, respectivamente, disponíveis nos instantes de amostragem.

A.5 CONCLUSÕES

A partir do modelo discreto do motor de corrente contínua mostrado na Eq. (A.21), pode ser resumido o que segue:

A Eq. (A.21) tem a mesma estrutura do modelo escolhido na seção 3.4.3 para representar os elos 1 e 2 do robô manipulador na ocasião da identificação desses sistemas, ou seja, dois polos, um zero e um atraso.

As equações obtidas durante a modelagem teórica do motor de corrente contínua (A.11) e (A.18) contêm um integrador. Isso significa que a ação de controle integral acrescentada aos controladores centralizados e descentralizados e testados no capítulo 4 deste trabalho, aumentou a ordem do sistema.

Baseado na teoria discutida em OGATA (2003), os modelos teóricos mostrados em (A.11) e (A.18) representam um sistema tipo 1, cuja resposta em malha fechada a uma entrada degrau não contém erro estacionário.

As equações teóricas do motor de corrente contínua mostram que a planta em estudo possui um polo na origem e o modelo experimental ARX escolhido para representar os elos 1 e 2 do robô, denominado modelo caixa preta, não considera este fato, embora ele tenha a função de reproduzir a dinâmica de todos os mecanismos elétricos e mecânicos que integram o robô, tais como engrenagens, sensores, circuito amplificador de potência, placa de transmissão de entrada e saída de dados e os próprios motores de corrente contínua.

Finalmente, a análise anterior indica que o sistema real do robô, discutido neste estudo, é do tipo igual ou maior que 1, ou seja, o sistema real possui no mínimo um polo na origem e tem erro de regime permanente nulo para uma entrada degrau.