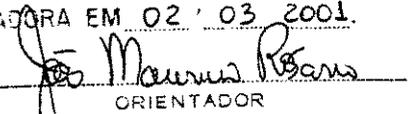


ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE A REDAÇÃO FINAL DA
TESE DEFENDIDA POR JOCARLY PATROCÍNIO
DE SOUZA E APROVADA PELA
COMISSÃO JULGADORA EM 02 / 03 2001.


ORIENTADOR

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA**

Implementação de Algoritmos Preditivos para Controle de Juntas Robóticas

Autor: **Jocarly Patrocínio de Souza**

Orientadores:

João Maurício Rosário (Unicamp – BRASIL)

Didier Dumur (Supélec – FRANÇA)

30/01

03/01

**UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE**

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
DEPARTAMENTO DE PROJETOS MECÂNICOS**

Implementação de Algoritmos Preditivos para Controle de Juntas Robóticas

Autor: Jocarly Patrocínio de Souza
Orientadores: João Maurício Rosário (Unicamp – BRASIL)
Dider Dumur (Supélec – FRANÇA)

Curso: Engenharia Mecânica
Área de Concentração: Projeto Mecânico

Tese de doutorado apresentada à comissão de Pós Graduação da Faculdade de Engenharia Mecânica, como requisito para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Mecânica.

Campinas, 2001
S.P. - Brasil

N.º CHAMADA: 7/UNICAMP
5089i
V. _____ Ex. _____
TOMBO BC/ 47346
PROC. 837/02
C. D.
PREÇO R\$ 11,00
DATA 01-02-02
V. CPD _____

CM00162839-7

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

| | |
|-------|---|
| So89i | Souza, Jocarly Patrocínio de Implementação de algoritmos preditivos para controle de juntas robóticas / Jocarly Patrocínio de Souza. -- Campinas, SP: [s.n.], 2001. |
| | Orientadores: João Maurício Rosário, Dider Dumur. Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica. |
| | 1. Controle preditivo. 2. Robôs – Sistemas de controle. 3. Controladores PID. I. Rosário, João Maurício. II. Dumur, Dider. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Mecânica. IV. Título. |

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
DEPARTAMENTO DE PROJETOS MECÂNICOS**

TESE DE DOUTORADO

**Implementação de Algoritmos Preditivos para
Controle de Juntas Robóticas**

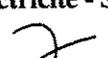
Autor: Jocarly Patrocínio de Souza
Orientadores: João Maurício Rosário
Didier Dumur



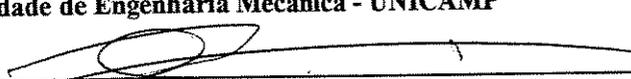
Prof. Dr. João Maurício Rosário - Presidente
Faculdade de Engenharia Mecânica - UNICAMP



Prof. Dr. Didier Dumur
École Supérieure d'Électricité - SUPELÉC



Prof. Dr. José Manoel Balthazar
Faculdade de Engenharia Mecânica - UNICAMP



Prof. Dr. Antônio Batocchio
Faculdade de Engenharia Mecânica - UNICAMP



Prof. Dr. Teodiano Freire Bastos Filho
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Dedicatória:

A minha esposa Maria Aparecida e
aos meus filhos Henrique e Vítor

*“Quem somente observa o vento nunca semeará,
e o que olha para nuvem nunca segará”*

Eclesiastes, 12:4

Agradecimentos

Ao concluir este trabalho é justo externar os meus sinceros agradecimentos às diversas pessoas que de uma maneira direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste, em especial:

Ao Prof. João Maurício Rosário, ao qual expresso todo meu reconhecimento e admiração na condução deste trabalho, propiciando o meu enriquecimento técnico-científico.

Expresso também toda minha gratidão ao Prof. Didier Dumur, por sua costumeira atenção e sugestões durante este trabalho, principalmente quando na realização do estágio na França.

Ao professor Prof. Patrick Boucher, chefe do Service Automatique da SUPELÉC (França), expresso todo meu respeito e gratidão pela oportunidade de realização do estágio na SUPELÉC.

Aos amigos Edson Acco, Joaquim C. Neto, Marcelo Becker, Clivaldo de Oliveira, Helder Hermeni, Cláudio Sá, Carlos Erig, Nilton Cardoso, Almiro Júnior, Marcos Saramago, Cíntia Aihara, Edna Cassemiro e Karla Pimenta, que se fizeram presentes ao longo deste trabalho.

Aos meus colegas da Faculdade de Engenharia e Arquitetura da Universidade de Passo Fundo e a todos os professores e funcionários do Departamento de Projeto Mecânico da Unicamp.

A minha esposa, Maria Aparecida, que soube sempre reconhecer a dimensão deste trabalho e por florir cada instante da minha vida.

A DEUS pelo dom da VIDA.

Resumo

SOUZA, Jocarly Patrocínio de, *Implementação de Algoritmos Preditivos para Controle de Juntas Robóticas*, Campinas: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2001. 130 p. Tese (Doutorado).

Neste trabalho, são apresentados estudos relativo ao controle de juntas robóticas utilizando técnicas de controle preditivo. O objetivo do estudo é a aplicação do controlador preditivo generalizado (GPC – do inglês Generalized Predictive Controle) no controle de um grau de liberdade. Inicialmente, é estabelecido o problema do controle de um robô, destacando seu modelo cinemático e abordando também aspectos relativos ao modelo dinâmico. É discutido o uso de controladores clássicos do tipo PID, no controle de robôs. Na seqüência, é apresentado um estudo sobre a teoria de controladores preditivos, com ênfase no controlador GPC, apresentado na forma RST, e é abordado o problema de sua sintonia. A simulação é realizada utilizando um modelo que representa um grau de liberdade de um robô, cujos resultados são obtidos através de um programa desenvolvido sob a plataforma do Matlab™. Para efeitos de comparação, também são apresentados resultados obtidos usando um controlador PID. A validação experimental foi realizada usando uma bancada experimental do Service Automatique da Supeléc (França). Finalizando, são apresentadas duas bancadas para validação experimental em juntas robóticas, discutindo-se suas características e o sistema de monitoramento e controle proposto.

Palavras chaves: Controle preditivo generalizado (GPC), controle de robôs, controlador PID, sintonia de controladores, simulação de sistema.

Abstract

SOUZA, Jocarly Patrocínio de, *Implementation of Predictive Algorithms for Robotic Joints Control*, Campinas: Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2001. 130 p. Tese (Doutorado).

This work presents studies about robotic joints control using a predictive control technique. The purpose of this study is the application of the generalized predictive controller (GPC) in the robot control. First, this problem is located, emphasizing its kinematics model and also approaching relative aspects to the dynamic model. The use of PID controllers in a robotics servo-system is discussed. After that, a study on the predictive controllers theory is presented, with emphasis in GPC controller, presented in RST form and the tuning problem is approached. The simulation is carried out using a model representing one degree of freedom of a robot, whose results are obtained through a program developed with the Matlab™ environment. The results obtained with the GPC controller are compared to those obtained using a PID controller. The experimental validation was carried out using an experimental device of the Service Automatique - Supélec (France). Finally, two devices for experimental validation in robotic joints are presented, showing its features and considering aspects of the control and monitoring system.

Keywords: Generalized Predictive Control (GPC), robot control, PID controller, controller tuning , system simulation.

Sumário

| | |
|---|-------------|
| Lista de Figuras | iv |
| Nomenclatura | viii |
| Capítulo 1 – Introdução | 1 |
| 1.1 – Considerações Iniciais..... | 1 |
| 1.2 – Motivação para o Desenvolvimento Deste Trabalho..... | 2 |
| 1.3 – Proposição e Organização Deste Trabalho | 3 |
| Capítulo 2 – Modelagem Dinâmica e Controle | 6 |
| 2.1 – Introdução | 6 |
| 2.2 – Estrutura de Controle de um Robô Industrial | 8 |
| 2.2.1- Modelo Cinemático – Considerações Básicas | 8 |
| 2.2.2 – Modelo Cinemático Inverso - Controle de Posição (cartesiano). | 11 |
| 2.3 – Controle Dinâmico de um Robô | 12 |
| 2.3.1 – Modelo Dinâmico | 13 |
| 2.3.2 - Modelagem Dinâmica de 2 Graus de Liberdade..... | 14 |
| 2.3.3 – Modelo do Sistema de Acionamento | 17 |
| 2.4 – Estudo do Controlador | 21 |
| Capítulo 3 – Controle Preditivo – Conceitos Básicos | 26 |
| 3.1 – Introdução | 26 |
| 3.2 – Características dos Controladores Preditivos | 28 |
| 3.3 – Controle Preditivo Generalizado - GPC | 29 |
| 3.3.1 – O algoritmos do GPC | 31 |
| 3.3.2 – Equação de Predição..... | 33 |

| | |
|--|-----------|
| 3.3.3 – Critério de Custo | 36 |
| 3.4 – GPC na Forma RST | 36 |
| 3.5 – Análise de Estabilidade do GPC | 41 |
| 3.6 – Escolha dos Parâmetros N_1 , N_2 , N_u e λ | 42 |
| Capítulo 4 – Simulação e Controle do Sistema | 45 |
| 4.1 – Introdução | 45 |
| 4.2 - Sistema e Modelo de Estudos neste Trabalho | 46 |
| 4.3 – Algumas Considerações sobre o Programa de Simulação Utilizado | 48 |
| 4.4 – Simulação do Sistema | 50 |
| 4.4.1 – Síntese do GPC e Resultados de Simulações | 50 |
| 4.4.2 – Simulações Considerando a Variação da Inércia | 59 |
| 4.4.3 – Simulações do Sistema Usando um Controlador do Tipo PID | 67 |
| 4.5 – Considerações sobre os Resultados Obtidos | 72 |
| Capítulo 5 – Resultados Experimentais: GPC e PID | 74 |
| 5.1 – Validação Experimental | 74 |
| 5.2 – Resultados Experimentais: Controlador GPC | 76 |
| 5.3 – Resultados Experimentais: Controlador PID | 79 |
| 5.3.1- O Controlador PID Expresso na Forma RST | 79 |
| 5.3.2 - Resultados Obtidos | 81 |
| 5.4 – Avaliação dos Resultados | 85 |
| Capítulo 6 – Proposta de Infra-estrutura Experimental para Validação e Teste de um Sistema de Supervisão e Controle de Juntas Robóticas | 86 |
| 6.1 – Introdução | 86 |
| 6.2 – Protótipo Experimental I: Modelo de uma Junta Robótica | 87 |
| 6.3 – Protótipo Experimental II: Acionamento de uma Massa de Inercial Variável .. | 88 |
| 6.4 – Sistema de Monitoramento e Controle | 91 |
| 6.4.1 – Estrutura de Supervisão e Controle Proposta | 91 |
| 6.4.2 – Acionamento e Controle de uma Junta | 92 |
| 6.4.3 – Sistema de Supervisão e Controle | 94 |
| 6.5 – O sistema de Desenvolvimento ALTERA™ | 96 |

| | |
|--|------------|
| 6.5.1 – Proposta de Desenvolvimento do Controlador de Posição | 97 |
| 6.5.2 – Hardware Implementado | 100 |
| 6.6 – Considerações Finais | 104 |
| Capítulo 7 – Conclusões e Perspectivas Futuras | 105 |
| Referências Bibliográficas..... | 107 |
| Anexo A – Determinação dos Parâmetros J_j, F_j, G_j e H_j | 113 |
| Anexo B – Implementação do Controlador Utilizando Componentes Lógicos | |
| Reprogramáveis ALTERA™ | 120 |
| B1 – Implementação usando ALTERA™ | 120 |
| B2 – Descrição E/S dos Módulos Implementados | 123 |
| B2.1 – Módulo Frequência-Sentido | 123 |
| B2.2 – Módulo Gerador de Frequências | 124 |
| B2.3 – Módulo Chave Lógica | 125 |
| B2.4 – Circuito de Controle do Contador Cont_a2 | 126 |
| B2.5 – Módulo Cont_b1 implementado em ALTERA™ | 126 |
| Anexo C – LayOuts das Interfaces | 128 |

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura 2.1 – (a) Robô industrial ASEA (b) Detalhes Construtivos | 7 |
| Figura 2.2 – Sistemas de coordenadas de um robô | 9 |
| Figura 2.3 – Malha simplificada de controle de um robô | 10 |
| Figura 2.4 – Malha de controle cinemático de um robô | 12 |
| Figura 2.5 – Princípio do controle | 13 |
| Figura 2.6 – Modelo para Modelagem – (a) Pêndulo duplo, (b) Equivalência robótica | 15 |
| Figura 2.7 – Diagrama esquemático de um motor cc | 17 |
| Figura 2.8 – Diagrama de blocos do motor cc | 18 |
| Figura 2.9 – Curvas características de um motor cc (a) deslocamento (b) velocidade | 19 |
| Figura 2.10 – Representação esquemática de um sistema de acionamento de um grau de liberdade | 20 |
| Figura 2.11 – Diagrama de blocos relativo ao modelo dinâmico de dois graus de liberdade | 21 |
| Figura 2.12 – Variação de inércia sentida pelo acionamento quando do deslocamento de A para B | 22 |
| Figura 2.13 – Resposta ao degrau unitário (Equação 2.24) | 23 |
| Figura 2.14 – Resposta ao degrau unitário (Equação 2.25) | 23 |
| Figura 2.15 – Resposta do sistema usando um controlador PID e variação de inércia | 24 |
| Figura 3.1 – Exemplo de controle baseado no modelo | 27 |
| Figura 3.2 – Princípio do controle preditivo | 30 |
| Figura 3.3 – Princípio de implementação do GPC | 31 |
| Figura 3.4 – GPG na forma RST | 40 |

| | |
|--|----|
| Figura 3.5 – Sistema de defasagem não mínima: escolha de N_1 | 42 |
| Figura 4.1 – Controle de posição de uma junta robótica | 45 |
| Figura 4.2 – Representação do sistema de acionamento de um junta robótica | 46 |
| Figura 4.3 – Sistema eletromecânico de estudos | 46 |
| Figura 4.4 – Diagrama de Black | 49 |
| Figura 4.5 – Localização dos pólos de malha fechada | 51 |
| Figura 4.6 – Diagramas de Bode do sistema corrigido | 52 |
| Figura 4.7 – Diagrama de Black do sistema corrigido | 52 |
| Figura 4.8 – Resposta do sistema a uma entrada de referência do tipo degrau | 53 |
| Figura 4.9 – Sinal de controle do sistema | 54 |
| Figura 4.10 – Erro entre o sinal de referência e a saída | 54 |
| Figura 4.11 – Resposta de posição do sistema com uma perturbação | 55 |
| Figura 4.12 – Sinal de controle com perturbação | 55 |
| Figura 4.13 – Erro entre o sinal de referência e a saída com perturbação | 56 |
| Figura 4.14 – Resposta de posição do sistema para uma entrada de referência do tipo trapezoidal | 56 |
| Figura 4.15 – Sinal de controle do sistema | 57 |
| Figura 4.16 – Erro entre o sinal de referência e a saída | 57 |
| Figura 4.17 – Resposta de posição do sistema para uma entrada trapezoidal | 58 |
| Figura 4.18 – Sinal de controle com perturbação | 58 |
| Figura 4.19 - Erro entre o sinal de referência e a saída com perturbação | 59 |
| Figura 4.20 – Localização dos pólos em malha fechada | 60 |
| Figura 4.21 – Diagrama de Black do sistema | 61 |
| Figura 4.22 – Resposta de posição a uma entrada do tipo degrau com duração limitada | 61 |
| Figura 4.23 - Sinal de controle do sistema | 62 |
| Figura 4.24 – Resposta de posição a uma entrada do tipo trapezoidal | 62 |
| Figura 4.25 – Sinal de controle do sistema | 63 |
| Figura 4.26 – Localização do pólos de malha fechada | 64 |
| Figura 4.27 – Diagrama de Black do sistema | 64 |

| | |
|--|----|
| Figura 4.28 - Resposta de posição a uma entrada do tipo degrau com duração limitada..... | 65 |
| Figura 4.29 – Sinal de controle do sistema | 66 |
| Figura 4.30 – Resposta de posição a uma entrada do tipo trapezoidal | 66 |
| Figura 4.31 – Sinal de controle do sistema | 69 |
| Figura 4.32 - Diagrama de Bode do sistema – Domínio contínuo | 69 |
| Figura 4.33 – Resposta do sistema a um degrau unitário – Domínio contínuo | 70 |
| Figura 4.34 – Diagramas de Bode do sistema corrigido discretizado | 70 |
| Figura 4.35 – Diagrama de Black do sistema | 71 |
| Figura 4.36 – Resposta de posição do Sistema a uma referência do tipo degrau | 71 |
| Figura 4.37 – Resposta de posição a uma referencia do tipo trapezoidal | 72 |
| Figura 5.1 – Esquema do sistema para validação experimental | 74 |
| Figura 5.2 – Sistema de posição: transformação do deslocamento angular para linear | 75 |
| Figura 5.3 – Foto da bancada de validação experimental – SUPELÉC – França | 75 |
| Figura 5.4 – Resposta de posição para uma entrada do tipo degrau com duração limitada | 76 |
| Figura 5.5 – Sinal de controle do sistema relativa ao degrau | 77 |
| Figura 5.6 – Resposta de posição a uma entrada do tipo degrau com duração limitada com uma perturbação | 77 |
| Figura 5.7 – Resposta de posição a uma entrada do tipo trapezoidal | 78 |
| Figura 5.8 – Sinal de controle relativo à entrada trapezoidal | 78 |
| Figura 5.9 – Resposta de posição a uma entrada do tipo trapezoidal com uma perturbação | 79 |
| Figura 5.10 - Esquema do PID | 80 |
| Figura 5.11 – Resposta de posição a uma entrada do tipo degrau com duração limitada | 82 |
| Figura 5.12 – Sinal de controle relativo a uma entrada degrau | 82 |
| Figura 5.13 – Resposta de posição a uma entrada degrau com duração limitada com perturbação | 83 |
| Figura 5.14 – Resposta de posição à entrada tipo trapezoidal | 83 |
| Figura 5.15 – Sinal de controle relativo à entrada trapezoidal | 84 |

| | |
|---|-----|
| Figura 5.16 – Resposta de posição à entrada trapezoidal com perturbação | 84 |
| Figura 6.1 – Modelo completo de uma junta robótica | 87 |
| Figura 6.2 – Fotografia da bancada experimental proposta | 88 |
| Figura 6.3 – Protótipo experimental – massa inercial variável | 89 |
| Figura 6.4 – Foto da bancada para validação experimental | 89 |
| Figura 6.5 - Estrutura em blocos funcionais do sistema de acionamento de controle de juntas robóticas | 92 |
| Figura 6.6 – Estrutura de acionamento e controle | 93 |
| Figura 6.7 - Diagrama elementar de uma malha de controle de posicionamento de eixos | 94 |
| Figura 6.8 – Sistema de supervisão e controle | 95 |
| Figura 6.9 - Esquema representativo do processo de aquisição e controle | 96 |
| Figura 6.10 – Representação de blocos do sistema proposto | 98 |
| Figura 6.11 – Exemplos típicos de sinais de entrada do controlador de posição proposto | 100 |
| Figura 6.12 – Diagrama de tempos enfatizando a saída do contador de erro em função dos sinais de trajetória e encoder..... | 101 |
| Figura 6.13 - Interface desenvolvida em lógica reprogramável | 102 |
| Figura 6.14 - Controle proporcional de posição de junta | 104 |
| Figura B1 - Sistema de desenvolvimento ALTERA..... | 122 |
| Figura B2 - Representação eletrônica do componente AcqRob implementado em ALTERA™ | 123 |
| Figura B3 - Módulo Freq_sent implementado em ALTERA™ | 124 |
| Figura B4 - Módulo Gera_frequências implementado em ALTERA™ | 125 |
| Figura B5 - Módulo Chave_lógica implementado em ALTERA™ | 125 |
| Figura B6- Módulo Cont_b1 implementado em ALTERA™ | 126 |
| Figura B7 - Módulo Cont_a2 implementado em ALTERA™ | 127 |

Nomenclatura

| | | |
|-------------|--|-------------------|
| A | ganho do amplificador | volts/volts |
| $A(q^{-1})$ | polinômio em q^{-1} | - |
| B | coeficiente de atrito viscoso | N.m/rad/s |
| $B(q^{-1})$ | polinômio em q^{-1} | - |
| $C(q^{-1})$ | polinômio em q^{-1} | - |
| β' | ganho do conjunto (reductor, polias e sensor de posição) | - |
| $b(t)$ | perturbação | - |
| e_a | tensão aplicada na armadura do motor cc | volts |
| e_b | força contra-eletromotriz | volts |
| F | vetor relativo ao atrito | - |
| G | vetor de torque gravitacional | - |
| $H(s)$ | função de transferência em Laplace | - |
| $H(z)$ | função de transferência no domínio discreto | - |
| $H(q^{-1})$ | função de transferência discreta em q^{-1} | - |
| I_a | corrente elétrica da armadura | A |
| J | inércia | Kg.m ² |
| K | energia cinética | joule |
| K_m | constante do motor | - |
| K_v | constante de velocidade | - |
| L | Lagrangeano | - |
| L_a | indutância da armadura | Henry |
| m | massa | Kg |
| M | matriz inercial | - |

| | | |
|---------------|---|-------|
| N | relação de engrenagens | - |
| N_1 | horizonte de predição inferior | - |
| N_2 | horizonte de predição superior | - |
| N_u | horizonte de predição sobre o controle | - |
| P | energia potencial | Joule |
| q | vetor de coordenadas generalizadas | - |
| q^{-1} | operador de atraso | - |
| R_a | resistência da armadura | ohms |
| $R(q^{-1})$ | polinômio em q^{-1} | - |
| s | variável de Laplace | - |
| $S(q^{-1})$ | polinômio em q^{-1} | - |
| $T(q)$ | polinômio em q | - |
| T_e | período de amostragem | s |
| T_d | ganho relativo à ação derivativa | - |
| T_i | ganho relativo à ação integral | - |
| T_r | torque resistente | N.m |
| T_m | torque no eixo do motor | N.m |
| τ | vetor de força generalizada | - |
| τ_d | vetor de torque relativo às perturbações externas | - |
| u | signal de controle | - |
| y | saída | - |
| \hat{y} | saída predita | - |
| w | trajetória de referência | - |
| w_d | frequência de ressonância | rad/s |
| $\xi(t)$ | seqüência aleatória não correlacionada | — |
| $\epsilon(t)$ | erro | - |
| θ | deslocamento angular | rad |
| θ_r | deslocamento angular de referência | rad |
| \bar{x} | vetor de posição | - |

| | | |
|------------------|--------------------------------------|---|
| $\bar{\theta}$ | vetor de posição angular | - |
| Z | transformada Z | - |
| z | variável discreta | - |
| λ | fator de ponderação sobre o controle | - |
| ρ_j | resposta livre do sistema | - |
| $\Delta(q^{-1})$ | operador diferença | - |
| Δu | incrementos do sinal de controle | - |

Capítulo 1

Introdução

1.1 – Considerações Iniciais

O sistema de produção em massa, introduzido por Ford [Tsai, 1999] no início do século passado, teve como característica de evolução a crescente de automação dos processos de fabricação, em vista da necessidade constante de melhoria da qualidade dos produtos, uniformizando-os, eliminando perdas e refugos.

Na sociedade atual, há uma crescente necessidade de realizar tarefas com eficiência e precisão. Existem também tarefas a serem executadas em lugares onde a presença humana se torna difícil, arriscada e até mesmo impossível. Como exemplos, podemos citar as atividades de intervenções submarinas em águas profundas na prospecção de petróleo, as tarefas de inspeção e manutenção do interior de reatores nucleares, assim como as tarefas específicas relacionadas ao posicionamento de dispositivos espaciais em órbitas (satélites, antenas, etc.). Para a realização destas tarefas, faz-se cada vez mais necessária a utilização de sistemas mecânicos controlados por computador (robôs), com os quais elimina-se a possibilidade de riscos aos seres humanos.

Os robôs vêm sendo amplamente adotados na indústria, principalmente na automobilística, que incorporou os benefícios da automação flexível em larga escala nos processos de manufatura automotiva automatizada, tais como nas tarefas de soldagem e pintura, entre outras.

Em geral, a maioria dos robôs industriais utilizam um controlador numérico do tipo PID, a parâmetros constantes, que atua sobre o erro de posicionamento do robô. Um dos problemas

característicos desse tipo de controlador é a sua não-adaptabilidade com relação às mudanças de posição, velocidade e carga do robô. Inclusive, para um bom desempenho dessa estratégia de controle, é necessário trabalhar com velocidades baixas, em que os componentes dinâmicos são menos preponderantes.

A necessidade de utilização de robôs mais rápidos e com possibilidades de intervenções num grande volume de trabalho, característicos da automação flexível, direciona aos estudos e aplicações de novas estruturas de controle, as quais devem conduzir a uma boa performance perante as mudanças de parâmetros do sistema quando na realização de uma trajetória.

1.2 – Motivação para o Desenvolvimento deste Trabalho

Este trabalho teve sua origem a partir da comunhão de esforços de duas instituições de ensino e pesquisa, através do estabelecimento de um acordo de cooperação científica: de um lado, a Universidade Estadual de Campinas (Unicamp), através do Laboratório de Automação Integrada e Robótica (LAR), da Faculdade de Engenharia Mecânica (Brasil), que, em virtude de sua infraestrutura tem permitido a realização de muitos trabalhos experimentais nas áreas de automação e controle de sistemas mecânicos; de outro, a École Supérieure d'Electricité (Supélec), através do Service Automatique (França), com competência comprovada em vários trabalhos de pesquisa na área de controle com aplicações à máquina-ferramenta.

Outra motivação foi o crescente desenvolvimento da indústria de microeletrônica, verificado nos últimos anos, que, juntamente com a diminuição dos custos relacionados a *hardware* e por sua aplicação a controle de processos, vem reafirmando o uso freqüente de controladores digitais com o objetivo de aprimorar a qualidade dos produtos. Isso tem possibilitado o desenvolvimento e a implementação de novos algoritmos de controle avançados, na forma digital, em substituição aos algoritmos clássicos.

O controlador do tipo PID, por exemplo, é ainda encontrado em muitas aplicações industriais produzindo performance satisfatória. No entanto, para processos complexos, tais como processo do tipo multivariável, de ordem elevada, com atraso dominante, variante no tempo, ou quando as

especificações do projeto são muito rígidas, este tipo de controlador pode apresentar problemas. É dentro desse contexto que soluções avançadas usando tecnologia digital têm se apresentado com o objetivo de melhorar o desempenho dos sistemas, buscando satisfazer os requisitos de qualidade almejados nos dias de hoje.

Os controladores baseados no modelo do sistema, entre eles o MBPC (*Model Based Predictive Controllers*), introduzidos no final dos anos 70, têm se apresentado com uma dessas estratégias de controle, despertando um crescente interesse no meio acadêmico e no meio industrial, com bons exemplos de aplicações práticas, com destaque para a indústria química. Este tipo de controlador é capaz de prever a resposta do sistema, dada uma perturbação, para um horizonte de tempo futuro. Baseado nessa predição, e seguindo critérios de otimização, uma ação de controle (variável manipulada) é implementada ao sistema, corrigindo o erro predito e tornando a variável controlada próxima ao valor de referência.

Em muitas cadeias produtivas, um robô industrial apresenta-se como um elemento principal dentro do processo, na qual o problema de movimentação e localização dentro de um espaço de trabalho torna-se importante (controle de posição do manipulador). O controle de posição de um robô pode ser implementado através do controle de cada junta isolada. Uma junta robótica (grau de liberdade de um robô) é geralmente constituída de um motor de corrente contínua associado a redutores de velocidades, que transmitem o movimento entre o motor e o elo correspondente, e sensores angulares para medida de posição. Para um posicionamento rápido e preciso, é necessário que o sistema de controle seja capaz de assegurar um desempenho preciso em qualquer condição de operação .

1.3 – Proposição e Organização do Trabalho

Este trabalho tem como objetivo implementar o controle de posição de um grau de liberdade de um robô utilizando a técnica de controle preditivo, mais propriamente dito, o uso do controlador preditivo generalizado (GPC). São realizados estudos teóricos, simulações e validação experimental, cujos resultados são comparados aos obtidos através da aplicação de um controlador clássico. Resultados experimentais também são apresentados neste trabalho, de

forma a validar os resultados obtidos de simulações. Propõe-se também duas bancadas experimental para estudos relativos à variação de inércia e à possibilidade de validação de resultados de simulações, propiciando, assim, uma estrutura adequada para estudo e validação de outros tipos de controladores e, de certa forma, abrindo novas linhas de pesquisa dentro do LAR.

Neste capítulo, foi apresentado o problema de forma introdutória, ressaltando os objetivos do trabalho. Os capítulos seguintes estão estruturados como descrito abaixo:

No Capítulo 2, apresentam-se algumas considerações gerais sobre um robô industrial e questões relacionadas ao modelo cinemático, visando à implementação do controle e justificando também o modelo que será utilizado para simulações neste trabalho. Discute-se também a modelagem dinâmica, apresentando um modelo de 2 graus de liberdade de um robô. Ainda, apresenta-se resultados de simulações de um controlador PID sob o aspecto da inércia variável.

As idéias básicas dos controladores preditivos são apresentadas no capítulo 3, assim como suas características principais. Para o controlador preditivo generalizado (GPC) dá-se maior atenção, através dos modelos utilizados para sua representação, uma vez que este dá o tom deste trabalho. O controlador é colocado na forma RST, definido em função de alguns parâmetros de sintonia.

No capítulo 4, é apresentado e justificado o modelo usado para representar um grau de liberdade de um robô, assim como a síntese do controlador GPC com resultados de simulações. Para comparação de performance, relatam-se também resultados de simulações, considerando-se um controlador clássico do tipo PID.

No capítulo 5, são apresentados os resultados relativos à validação experimental, considerando os dois tipos de controladores: GPC e PID.

A proposição de duas bancadas, para validação experimental, com suas características intrínsecas, é apresentada no capítulo 6, onde também é focado o sistema de monitoramento e controle.

Finalizando, no capítulo 7, expõem-se as conclusões e perspectivas futuras deste trabalho.

Capítulo 2

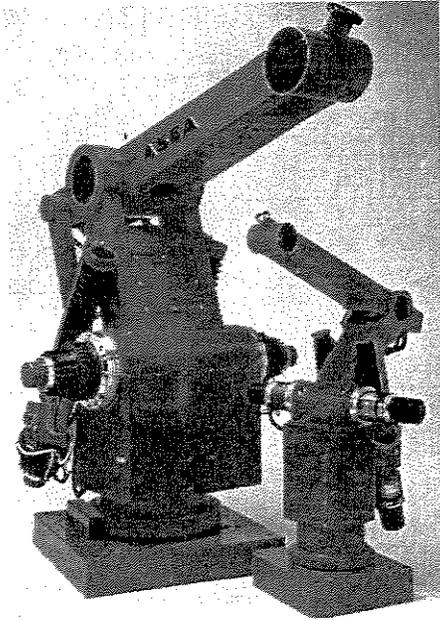
Modelagem Dinâmica e Controle

2.1 - Introdução

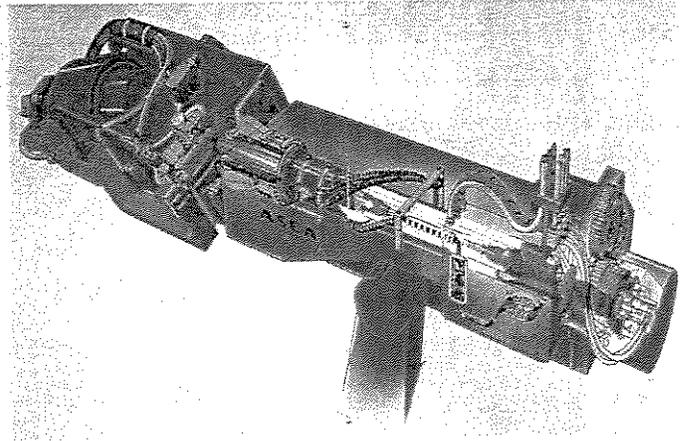
Usando a terminologia de controle automático, pode-se definir um robô industrial como sendo um sistema do tipo MIMO (múltiplas entradas / múltiplas saídas), acoplado e não linear [Iñigo e Morton, 1991] .

Um robô industrial é um sistema mecânico complexo, com acoplamentos entre as articulações de seus elos, formando uma cadeia cinemática. Este acoplamento é altamente não linear, podendo resultar um movimento não desejado de uma junta quando outra é acionada. Os fatores do tipo efeitos gravitacionais, Coriolis, forças e torques centrífugos também colaboram para essa não-linearidade.

Um manipulador robótico é um dispositivo que tem por função posicionar e orientar um mecanismo existente na sua extremidade. Esse mecanismo tem como objetivo fazer a fixação adequada de ferramentas definidas pelo tipo de tarefa a executar. Assim, duas partes principais podem ser consideradas na estrutura de um manipulador: a primeira parte é o braço constituído no mínimo por três graus de liberdade, os quais são utilizados para posicionamento do ponto de concentração das referências de orientação; a segunda parte é o elemento terminal (ou ferramenta), normalmente constituído por outros três graus de liberdade rotacionais, com a função de orientação do referencial terminal (Fu et al., 1987; David, 1996).



(a)



(b)

Figura 2.1 – (a) Robô industrial ASEA (b) Detalhes construtivos.

Em geral, cada junta de um robô é constituída de um motor de corrente contínua, associado a redutores de velocidades e, para medida de posição das juntas, são utilizados codificadores ópticos (encoders).

Em muitas das aplicações industriais, a programação das tarefas dos robôs é realizada por aprendizagem, consistindo na gravação e repetição dos movimentos individuais de cada junta, o que torna fácil a tarefa de programação de trajetórias, não sendo necessário, portanto, o conhecimento do modelo. Esta fase é, basicamente, uma operação de armazenamento de uma seqüência de incrementos necessários para que o conjunto de variáveis articular i determine um posicionamento final X_i , especificado a partir de um perfil de trajetórias fornecido.

Dessa maneira, sua trajetória é definida através de um conjunto de ângulos associados ao movimento angular de cada grau de liberdade do robô (junta), que, após a aplicação de um algoritmo de interpolação, servirá como sinal de referência para o controlador de posição de cada junta.

Como um robô é controlado através de suas variáveis articulares, a realização do controle de um robô em relação ao sistema de coordenadas cartesianas implicará o desenvolvimento de metodologias para transformação de coordenadas. A transformação de coordenadas articulares para cartesianas é normalmente realizada em tempo real, sendo obtidas a posição e orientação do elemento terminal de um robô.

Existe também um Supervisor de Controle, que é responsável pela geração dos sinais de referência individuais ao longo do tempo para cada uma das juntas do robô. Através de uma malha de controle de posição independente para cada junta, esses sinais são comparados com os valores atuais (obtidos através dos sensores de posição articulares), que faz com que a configuração de um robô seja controlada a partir de um valor desejado, independentemente do movimento desejado e da carga transportada pelo robô.

Entretanto, os valores das variáveis articulares utilizados como sinal de referência na malha de controle de posição das juntas, quando comparados com os valores das juntas, podem traduzir-se num erro, que aumenta com a sua velocidade de operação. Conseqüentemente, a implementação de um controlador de posição para um robô industrial exige o conhecimento da precisão do movimento do manipulador.

2.2 – Estrutura de Controle de um Robô Industrial

A maioria dos robôs industriais despreza os efeitos dinâmicos do sistema no controle, utilizando controladores clássicos do tipo PID a parâmetros constantes. Isso conduz a um robô com excessiva rigidez e cuja operação fica limitada a baixas velocidades. Por estas razões, serão descritos resumidamente aspectos conceituais do controle de posição de juntas robótica utilizando inicialmente o modelo cinemático.

2.2.1 – Modelo Cinemático – Considerações Básicas

Diferentes sistemas de coordenadas podem ser utilizados para associar os graus de liberdade de um robô, servindo para a descrição do movimento de cada grau de liberdade. O modelo

geométrico de um robô expressa a posição e orientação do elemento terminal em relação a um sistema de coordenadas solidário à base do robô, em função de suas coordenadas generalizadas (angulares, no caso de juntas rotacionais). Matematicamente, essa relação é expressa pela matriz de passagem homogênea do robô, que relaciona o sistema de coordenadas da base com o sistema de coordenadas da garra.

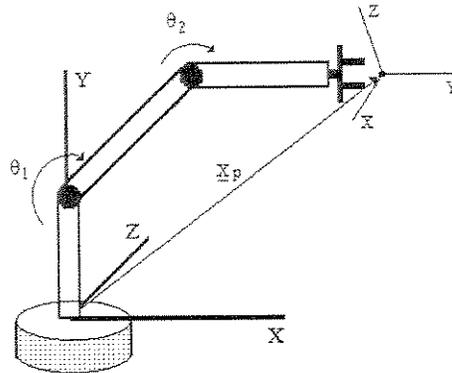


Figura 2.2 – Sistemas de coordenadas de um robô.

O modelo geométrico é dado pela seguinte função:

$$\bar{x} = \bar{f}(\bar{\theta}) \quad (2.1)$$

onde $\bar{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)$ - representa o vetor das posições angulares das juntas;

$\bar{x} = (p_x, p_y, p_z, \psi, \theta, \phi)$ - representa o vetor posição, onde os três primeiros termos denotam a posição cartesiana e os três últimos, a orientação do órgão terminal.

O modelo geométrico é definido de maneira única, entretanto a forma de se obter a matriz de passagem homogênea está relacionada ao sistema de referência adotado, que conduz a expressões diferentes, mas produz os mesmos resultados. A sistemática de Denavit-Hartenberg [Fu et al., 1987][Craig, 1986] e a utilização de vetores locais são boas estratégias para se obter as matrizes de passagens e sua utilização vai ao encontro da aplicação desejada. Por exemplo, o modelo obtido através de Denavit-Hartenberg tem a posição e a orientação final da garra e é indicado para o uso de geração de trajetória, uma vez que o interesse está apenas na posição e

orientação da garra. Do uso da sistemática por vetores locais são obtidas as posições e as orientações de diversos pontos de interesses, que podem ser úteis na construção gráfica do robô [Sá, 2000].

A evolução no tempo das coordenadas das juntas de um robô representa o modelo cinemático de um sistema articulado no espaço tridimensional. A necessidade de obtenção de referências em coordenadas angulares, correspondentes a tarefas definidas no espaço cartesiano, é expressa matematicamente pela inversão do modelo geométrico, isto é:

$$\vec{\theta} = \vec{f}^{-1}(\vec{x}) \quad (2.2)$$

A função \vec{f} é não linear e constituída da soma de produtos de senos e cosenos das coordenadas generalizadas (translações ou rotações elementares). Por isso, a sua inversão é, em geral, não trivial. Em virtude de sua não-linearidade, não se pode garantir a existência e/ou a unicidade da função inversa (\vec{f}^{-1}). De uma forma geral, só se pode determinar o número máximo de prováveis soluções.

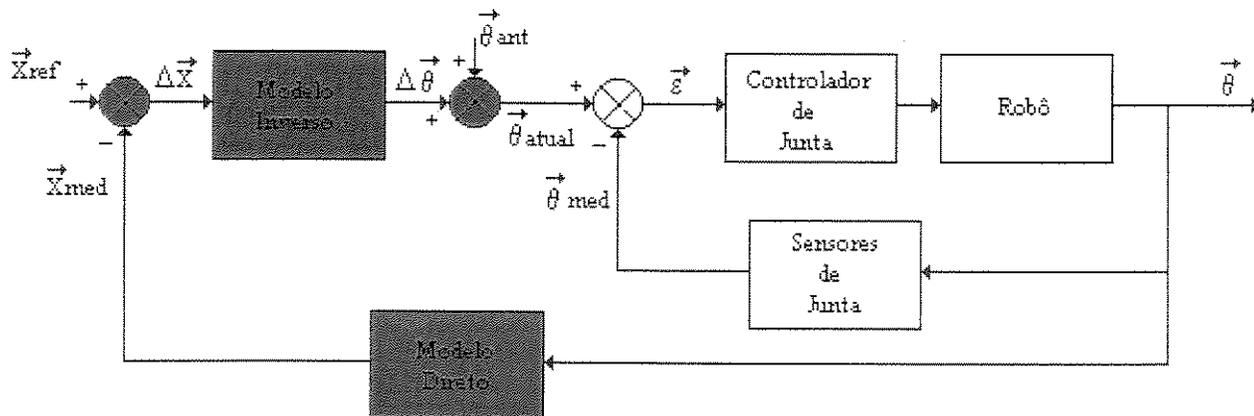


Figura 2.3 – Malha simplificada de controle de um robô.

As soluções do problema de inversão do modelo geométrico podem ser obtidas analítica e numericamente. Os métodos analíticos proporcionam a obtenção de todas as soluções e, pelo fato de não serem gerais, a inversão analítica da matriz não é trivial. Além disso, não há garantias de

que seja possível utilizá-los para todos os tipos de robôs. Esses métodos são mais apropriados para robôs simples, isto é, aqueles que possuem um grande número de parâmetros de Denavit-Hartenberg nulos [Ferreira, 1991]. As soluções obtidas numericamente (métodos numéricos iterativos) convergem para uma solução possível entre todas existentes. São de caráter geral e é possível sua utilização em tempo real em virtude do atual e crescente desenvolvimento dos microprocessadores.

2.2.2 – Modelo Cinemático Inverso – Controle de Posição (cartesiano)

A matriz Jacobiana relaciona a velocidade no espaço de juntas à velocidade no espaço cartesiano, apresentando uma forma multidimensional da derivada.

$$\dot{x} = J\dot{\theta} \quad (2.3)$$

Como ilustrado no esquema da Figura 2.3, a matriz Jacobiana intervém na solução numérica da inversão do modelo geométrico (método recursivo) e, conseqüentemente, nas soluções de controle implementados diretamente no espaço operacional.

Para um manipulador com n graus de liberdade, a matriz Jacobiana obtida terá dimensão $(m \times n)$, onde n , é número de graus de liberdade do robô (coordenadas articulares) e m , o número de graus de liberdade considerados no espaço de trabalho (coordenadas cartesianas)

Para um robô industrial, as coordenadas da garra são descritas através de um vetor posição $X(x, y, z)$ e sua orientação, definida a partir de três ângulos (ψ, θ, ϕ) . Isso representará um conjunto de seis graus de liberdade, que deverão ser controlados a partir das n variáveis articulares do robô.

O controle de um robô no espaço de tarefas necessita de uma transformação de coordenadas, que poderá ser realizada a partir da inversão da matriz Jacobiana. Para o processo de inversão, existem vários métodos, entre eles Gauss e Greville. Uma implementação foi realizada por Sá [Sá, 1996], destacando-se suas características e inconveniências.

Pode-se notar que o modelo geométrico do robô é de grande importância, pois, através dele, pode-se calcular a matriz Jacobiana do robô e, além disso, é utilizado diretamente na malha de controle para a geração de uma trajetória ponto a ponto em tempo real (Figura 2.4).

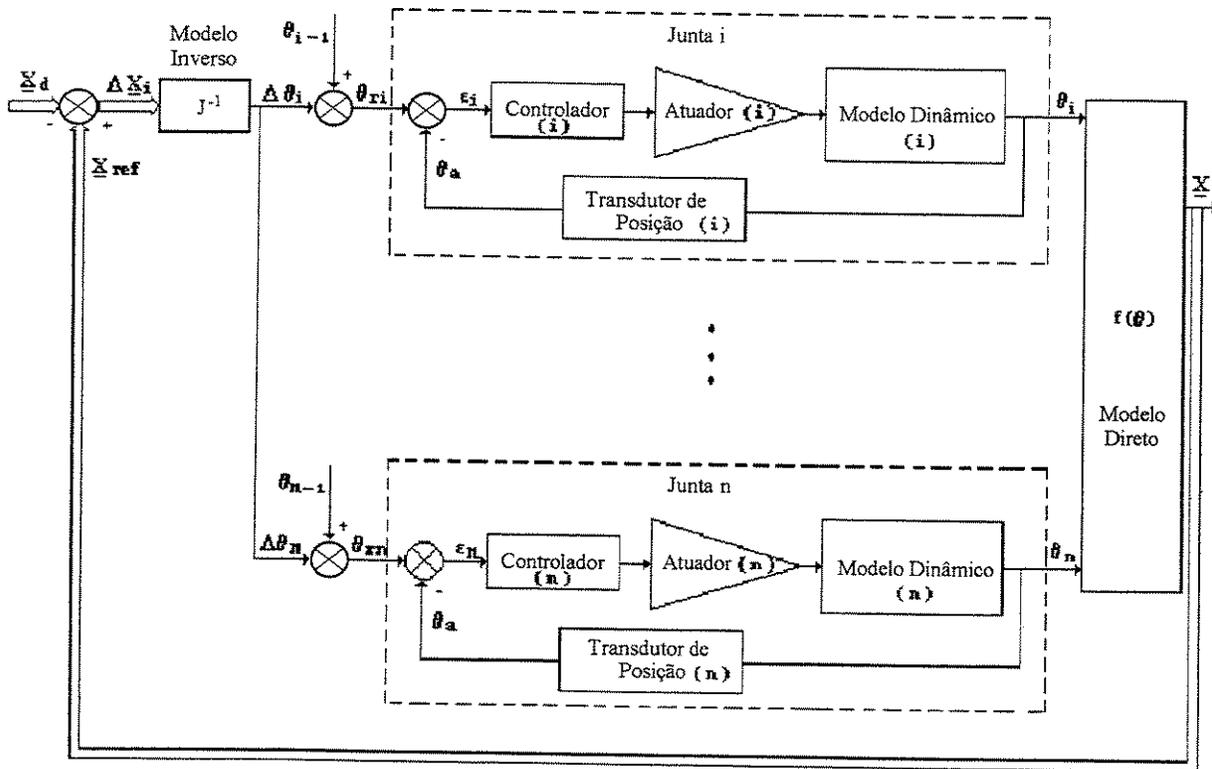


Figura 2.4 – Malha de controle cinemático de um robô.

O modelo exposto até o presente momento considera apenas aspectos cinemáticos, o que limita as condições de operação de um robô. A seguir, serão abordados aspectos dinâmicos, imprescindíveis no projeto do sistema de controle.

2.3 – Controle Dinâmico de um Robô

Uma vez obtido o modelo dinâmico satisfatório de um robô, a teoria de controle deve ser usada para modificar as ações e reações para diferentes excitações. O uso de um determinado

controlador irá depender da complexidade do modelo matemático, da aplicação, dos recursos disponíveis e de outros critérios [Spong, Lewis e Abdallah, 1993].

O controle dinâmico de um robô envolve a determinação da entradas (torques ou tensões) para que os acionadores de cada junta possam mover os seus elos para uma determinada posição de referência com velocidade adequada. O princípio do controlador de cada junta é comparar a trajetória imposta (trajetória de referência) com a saída e, então, enviar um sinal de controle ao atuador no sentido de minimizar o erro, conforme esquematizado na Figura 2.5.

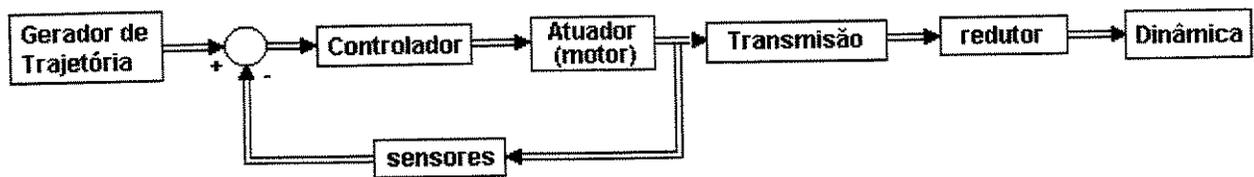


Figura 2.5 – Princípio do controle.

2.3.1 – Modelo Dinâmico

O modelo matemático de um robô, obtido das leis básicas da física, é importante, porque revela o seu comportamento dinâmico, sendo necessário para o projeto do melhor controlador. Para se estabelecer estratégias de controle de posição de juntas robóticas eficientes, o movimento do robô é descrito através de equações diferenciais, levando-se em consideração a sua arquitetura construtiva, a massa dos diferentes elementos, as inércias e tensores de inércia relacionados com a carga transportada e, considerando também, a modelagem completa de seu sistema de acionamento (motor-redutor). Dentre os formalismos matemáticos para a descrição dessas equações, os mais comuns são o formalismo de Lagrange e Newton-Euler. Neste trabalho, adotaremos o Lagrangiano, dado por:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\delta L}{\delta \dot{q}} \right) - \frac{\delta L}{\delta q} = \tau \quad (2.4)$$

onde:

q – vetor n das coordenadas generalizadas q_i ;

τ - vetor n das forças generalizadas τ_i ;

L – Lagrangiano, que é a diferença entre as energia cinética e a potencial;

$$L = K - P \quad (2.5)$$

Pode ser visto com maiores detalhes em [Paul, 1981] e [Craig, 1989] que o modelo dinâmico de um robô pode ser representado pela Equação 2.6 abaixo:

$$\mathbf{M}(q)\ddot{q} + \mathbf{V}(q, \dot{q}) + \mathbf{G}(q) = \boldsymbol{\tau} \quad (2.6)$$

onde:

\mathbf{M} – é uma matriz (n x n) inercial simétrica positiva definida;

\mathbf{V} – é um vetor (n) de torques relativos a Coriolis e centrípetos;

\mathbf{G} – vetor (n) de torques gravitacionais.

De fato, o braço rígido do robô apresenta ainda os efeitos relacionado aos atritos, os quais podem ser divididos em duas partes atrito viscoso e estático, além das perturbações. Com essas considerações, a equação dinâmica pode ser colocada na seguinte forma:

$$\mathbf{M}(q)\ddot{q} + \mathbf{V}(q, \dot{q}) + \mathbf{F}(\dot{q}) + \mathbf{G}(q) + \boldsymbol{\tau}_d = \boldsymbol{\tau} \quad (2.7)$$

onde os termos \mathbf{F} e $\boldsymbol{\tau}_d$ estão ligados, respectivamente, ao atrito e às perturbações externas, representando este último as dinâmicas não modeladas e outros termos não conhecidos.

2.3.2 – Modelagem Dinâmica de 2 Graus de Liberdade

Os três primeiros graus de liberdade de um robô servem para posicionar a garra dentro de um espaço de trabalho. Os graus de liberdade mais críticos, do ponto de vista estrutural, são geralmente o segundo e o terceiro, acarretando problemas na implementação do controlador de posição das juntas, por causa de seus “fortes” acoplamentos e não-linearidades. Dessa forma, é

interessante um estudo dinâmico desses graus de liberdade, o qual pode ser estendido aos outros graus de liberdade do robô.

Sendo assim, o modelo dinâmico de um robô industrial poderá ser simplificado para o modelo de duas juntas rotativas, que servirá para o posicionamento de uma ferramenta em relação a um painel de atuação, por exemplo. A modelagem dinâmica de um pêndulo duplo representa o modelo de dois graus de liberdade de um robô, como mostra a Figura 2.6.

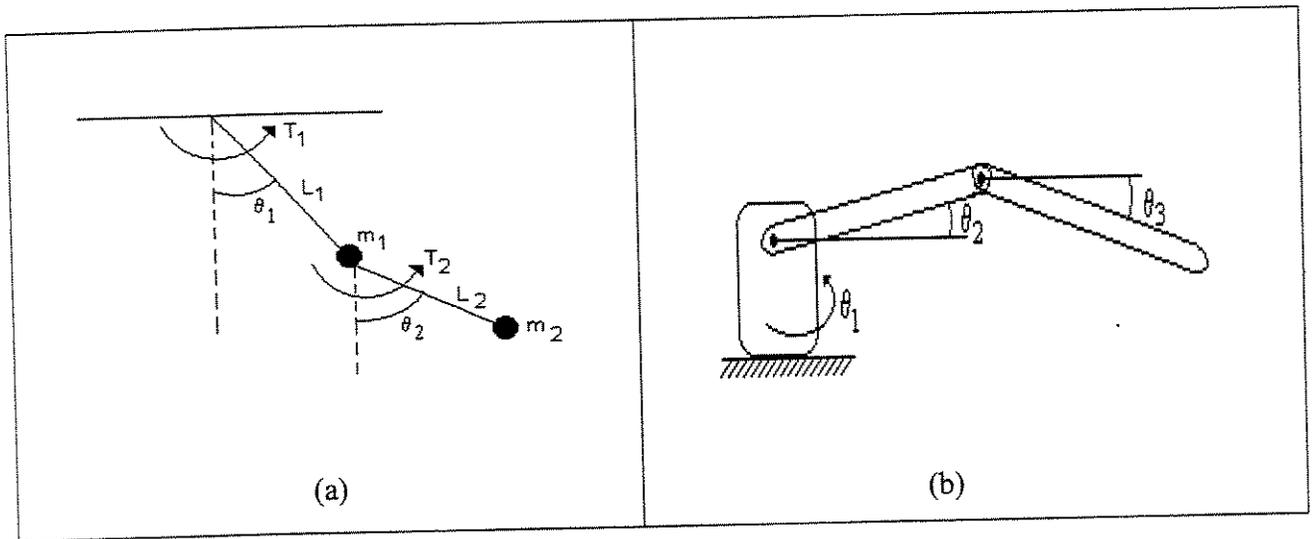


Figura 2.6 – Modelo para modelagem: (a) Pêndulo duplo, (b) Equivalência robótica.

Para facilidade de estudos do comportamento do sistema, desde a situação mais simples (rígido e desacoplado) até a uma situação mais complexa (sistema acoplado), é feita uma parametrização dos termos nas equações de movimento, que apresentam a seguinte forma:

$$\begin{aligned} J_2 \ddot{\theta}_2 + B_2 \dot{\theta}_2 + T_{r_2} &= T_{m_2} \\ J_3 \ddot{\theta}_3 + B_3 \dot{\theta}_3 + T_{r_3} &= T_{m_3} \end{aligned} \quad (2.8)$$

onde:

$$\begin{aligned} J_2 &= A_2 + K + A_3 \cos \theta_3 \\ B_2 &= -A_3 \dot{\theta}_3 \sin \theta_3 \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} J_3 &= A_3 \\ B_3 &= 0 \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} T_{r_2} &= \left(A_3 + \frac{1}{2} A_2 \cos \theta_3 \right) \ddot{\theta}_3 + \left(-\frac{1}{2} A_2 \dot{\theta}_3^2 \sin \theta_3 \right) + A_4 \cos \theta_2 + A_5 \cos(\theta_2 + \theta_3) \\ T_{r_3} &= \left(A_3 + \frac{1}{2} A_2 \cos \theta_3 \right) \ddot{\theta}_2 + \frac{1}{2} A_2 \dot{\theta}_2^2 \sin \theta_3 + A_5 \cos(\theta_2 + \theta_3) \end{aligned} \quad (2.11)$$

com

$$\begin{aligned} A_1 &= \alpha_1 + \alpha'_1 & A_2 &= \alpha_2 + \alpha'_2 & A_3 &= \alpha_3 + \alpha'_3 \\ A_4 &= \alpha_4 + \alpha'_4 & A_5 &= \alpha_5 + \alpha'_5 \\ K &= m_j L_1^2 \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{3} m_1 L_1^2 + \frac{1}{3} m_2 L_2^2 + m_2 L_1^2 \quad \alpha'_1 = m_p L_1^2 + m_p L_2^2 \quad (2.13)$$

$$\alpha_2 = m_2 L_1 L_2 \quad \alpha'_2 = 2 m_p L_1 L_2 \quad (2.14)$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{3} m_2 L_2^2 \quad \alpha'_3 = m_p L_2^2 \quad (2.15)$$

$$\alpha_4 = \frac{1}{2} m_1 L_1 g + m_2 L_1 g \quad \alpha'_4 = m_p L_1 g \quad (2.16)$$

$$\alpha_5 = \frac{1}{2} m_2 L_2 g \quad \alpha'_5 = m_p L_2 g \quad (2.17)$$

sendo

m_1, m_2, L_1 e L_2 parâmetros do sistema;

m_p a massa colocada no sistema final;

m_j a massa da junta.

2.3.3 – Modelo do Sistema de Acionamento

Normalmente, o acionador de uma junta robótica é um motor de corrente contínua (cc), principalmente quando uma quantidade apreciável de potência é exigida ao eixo. Mas existem também acionadores do tipo hidráulicos e pneumáticos. O modelo apresentado abaixo é de um motor cc, cujo esquema é mostrada no Figura 2.7 [Lord et Hwang, 1977][Ogata, 1998].

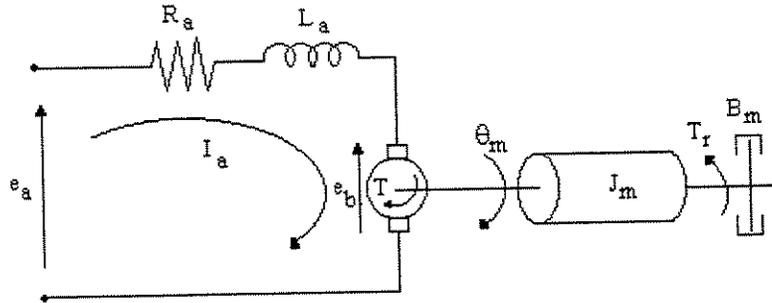


Figura 2.7 – Diagrama esquemático de um motor cc.

R_a – resistência da armadura (ohm)

L_a – indutância da armadura (Henry)

I_a – corrente da armadura (A)

e_a – tensão aplicada na armadura (volts)

e_b – força contra eletromotriz (volts)

θ - deslocamento angular do eixo do motor (rad)

J_m – momento de inércia do motor (kg.m^2)

B_m – coeficiente de atrito viscoso do motor (kg.m/rad/s)

T- torque fornecido pelo motor (N.m)

T_r – torque resistente (N.m)

O modelo matemático de um motor cc é descrito pelas equações:

$$e_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_b(t) \quad \text{equação da parte elétrica}$$

$$T(t) = K_t i_a(t) \quad \text{equação de acoplamento} \quad (2.18)$$

$$T(t) = J_m \ddot{\theta} + B_m \dot{\theta} + T_r(t) \quad \text{equação mecânica}$$

onde:

$$e_b(t) = K_v \dot{\theta}$$

Estas equações conduzem ao diagrama de blocos mostrado na Figura 2.8, no domínio de Laplace:

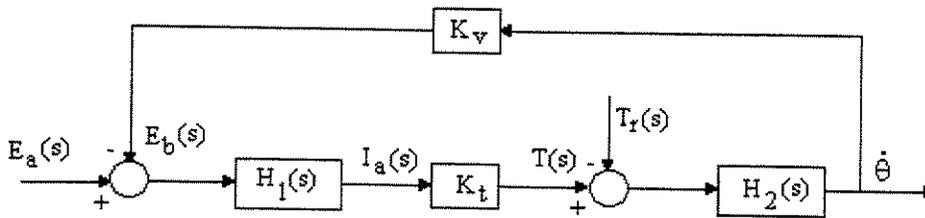


Figura 2.8 – Diagrama de blocos do motor cc

$$H_1(s) = \frac{1}{L_a s + R_a} \quad \text{e} \quad H_2(s) = \frac{1}{J_m s + B_m} \quad (2.19)$$

A função de transferência do motor dc é dada pela expressão abaixo:

$$\frac{\theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K}{s[L_a J_m s^2 + (L_a B_m + R_a J_m)s + R_a B_m + K K_b]} \quad (2.20)$$

sendo K e K_b constantes.

A indutância normalmente é muito pequena e pode ser desprezada, o que conduz à seguinte equação:

$$\frac{\theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (2.21)$$

onde:

$$K_m = \frac{K}{(R_a B_m + K K_b)} \quad (2.22)$$

$$T_m = \frac{R_a J_m}{(R_a B_m + K K_b)}$$

são, respectivamente, a constante de ganho e a constante de tempo do motor. A Figura 2.9 mostra curvas características de deslocamento e velocidade de um motor.

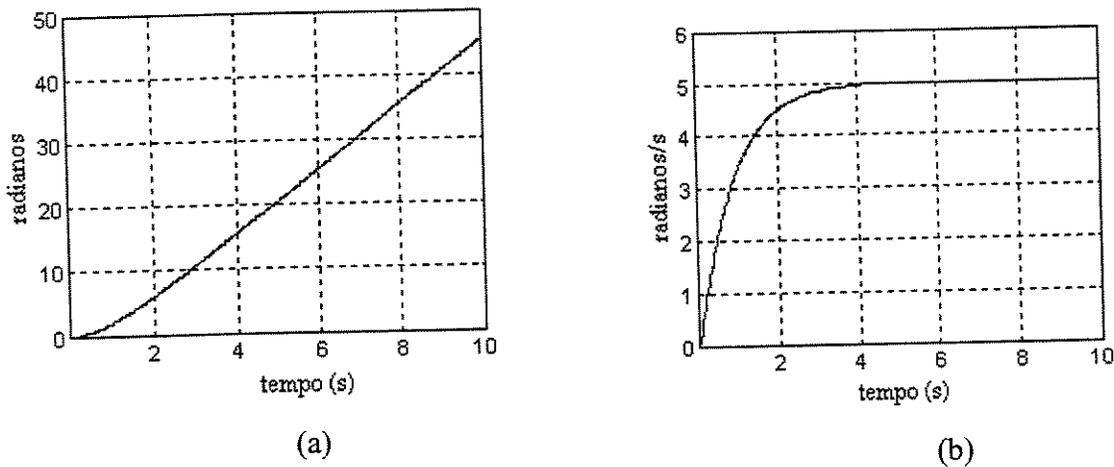


Figura 2.9 – Curvas características de um motor cc: (a) deslocamento, (b) velocidade.

Os parâmetros de uma carga conectada ao eixo de um motor através de um redutor, com uma relação de engrenagem n , pode ser referida ao eixo através das expressões:

$$J_{equiv} = J_m + n^2 J_c \quad (2.23)$$

$$B_{equiv} = B_m + n^2 B_c$$

onde:

J_c – inércia da carga

B_c – coeficiente de atrito viscoso da carga

Dessa forma, pode-se representar um grau de liberdade de um robô como mostrado no esquema da Figura 2.10.

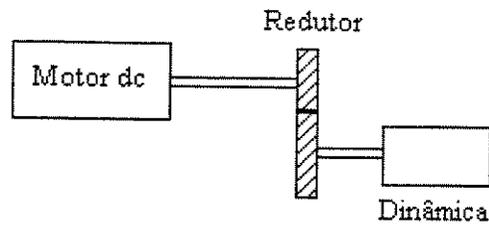
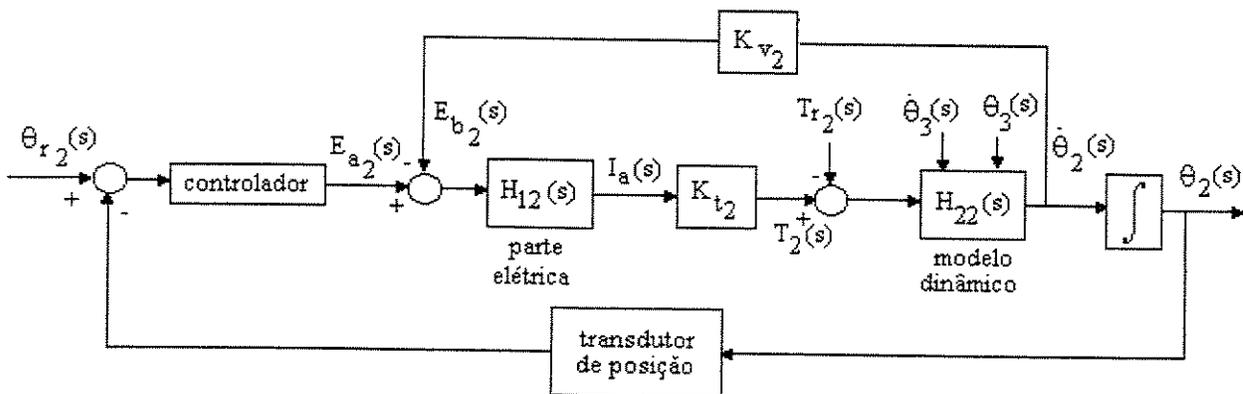


Figura 2.10 – Representação esquemática de um sistema de acionamento de um grau de liberdade.

O controle dos movimentos de robôs constitui um problema complexo, pois o movimento da estrutura mecânica se realiza através de movimentos de rotação e translação de suas juntas, as quais devem ser controladas simultaneamente e cujo acoplamento dinâmico dificulta o seu controle independente. Por outro lado, o comportamento da estrutura articulada é fortemente não-linear e dependente das condições operativas, as quais devem ser levadas em conta na estratégia de controle escolhida. A trajetória desejada é definida pela posição, velocidade, aceleração e orientação do elemento terminal (garra), tornando-se necessário efetuar transformações de coordenadas com tempos definidos e com grande complexidade de cálculos.

Das equações dinâmicas obtidas de um robô de dois graus de liberdade (pêndulo duplo), abordado na seção anterior, é possível estabelecer os diagramas, mostrados na Figura 2.11, para controle dos graus de liberdade correspondentes.



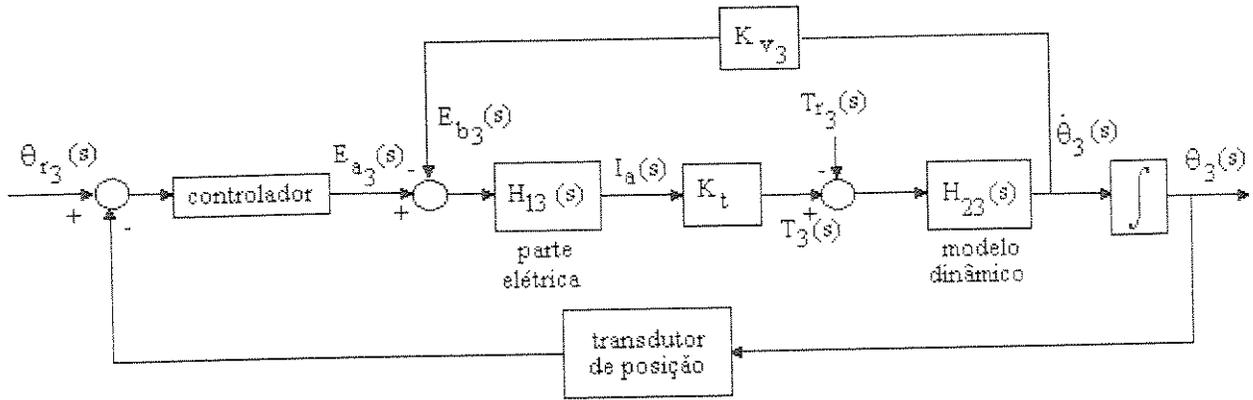


Figura 2.11 – Diagrama de blocos relativo ao modelo dinâmico de dois graus de liberdade.

2.4 – Estudo do Controlador

Em geral, a maioria dos robôs industriais usam controladores numéricos do tipo PID a parâmetros constantes atuando sobre o erro. Uma das desvantagens deste tipo de controlador é a sua não-adaptabilidade com relação às mudanças de posição, carga e velocidades do robô.

Para o cálculo da sintonia do controlador PID, na maioria das vezes, a dinâmica do sistema é desconsiderada, ou seja, os parâmetros são feitos constantes. Neste caso, o problema de controle dinâmico dá lugar ao controle cinemático. Com os parâmetros constantes, o controle de cada grau de liberdade de um robô pode ser visto como o controle de um motor acoplado a uma carga através de um redutor, tal como ilustra a Figura 2.10.

Com o conhecimento dos parâmetros do sistema, faz-se o uso de algumas das metodologias existentes para sintonia a do controlador PID. Essas metodologias estão, de certa forma, relacionadas com o modelo do sistema; entre elas as mais utilizadas são métodos de Ziegler-Nichols [Palm III, 1986] [Franklin et., al, 1990][Ogata, 1999].

Para uma avaliação do comportamento do sistema, vamos considerar um motor acionando um grau de liberdade, como mostrado na Figura 2.12, e que este sofra influências do grau de liberdade seguinte, demonstrando, assim, uma variação de inércia quando do deslocamento do ponto A para o ponto B.

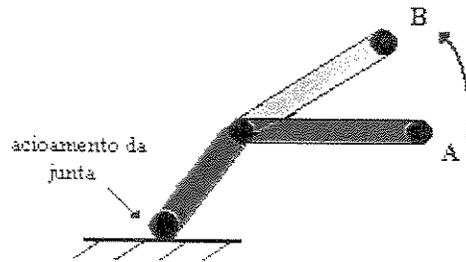


Figura 2.12 – Variação de inércia sentida pelo acionamento quando do deslocamento de A para B.

Vamos considerar, para efeitos de controle deste sistema, usando um controlador do tipo PID, que a dinâmica do sistema não é levada em consideração, conforme já discutido anteriormente. Além disso, para a determinação dos parâmetros do controlador vamos considerar também que, na posição A, o sistema apresenta uma inércia J e, na posição B este valor, por simplicidade, dobre ($2J$). A função de transferência para esse sistema é dado pela Equação 2.24, obtida através do uso das Equações 2.21 e 2.22.

$$H(s)_{sist} = \frac{11.57}{s(0.0297s + 1)} \quad (2.24)$$

Quando o sistema atinge a posição B, isso resulta na função de transferência dada pela Equação 2.25, em virtude de assumir o dobro da inércia (isso pode ser feito sem perda de generalidade, caso se considere que o efeito gravitacional pode ser compensado).

$$H(s)_{sist} = \frac{11.57}{s(0.0594s + 1)} \quad (2.25)$$

Com base nessas duas equações, são apresentadas simulações cujos resultados são apresentados nas Figuras 2.13 a 2.15.

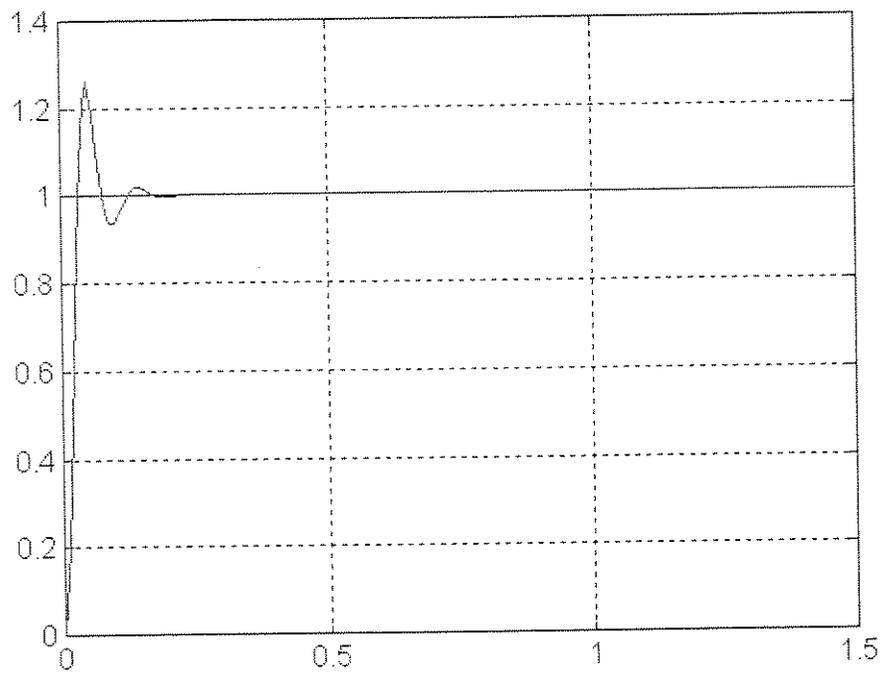
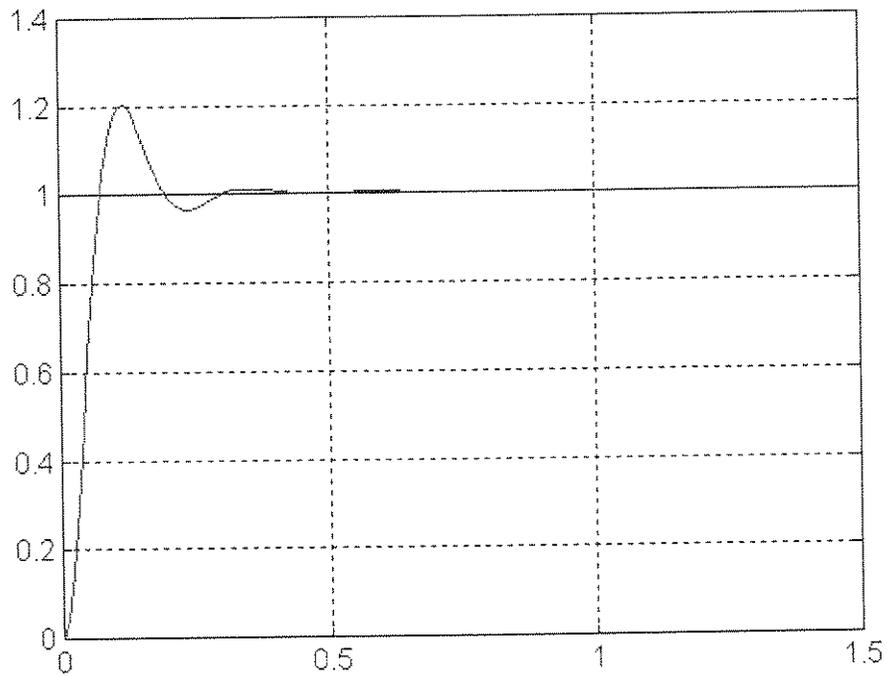


Figura 2.13 – Resposta ao degrau unitário (Equação 2.24).



2.14 – Resposta ao degrau unitário (Equação 2.25).

As duas curvas mostradas nas Figuras 2.13 e 2.14, representam as posições mostradas na Figura 2.12, relacionadas com as inércias em cada ponto. Para avaliar como o sistema reage à mudança de inércia, é realizada uma nova simulação, na qual dois casos são analisados. A mudança de inércia do sistema acontece no tempo igual a um segundo. Isso quer dizer que até um segundo é considerado o sistema definido pela Equação 2.24; a partir de um segundo, a equação do sistema é representada pela Equação 2.25, representado, assim, uma mudança de inércia (aqui considerada duas vezes a inércia anterior). No primeiro caso, a sintonia do controlador PID é mantida para todo o intervalo de simulação. No segundo caso, existem duas sintonias para o intervalo de simulação. No momento em que o modelo do sistema passa da Equação 2.24 para 2.25, tem-se, então, uma nova sintonia para o controlador.

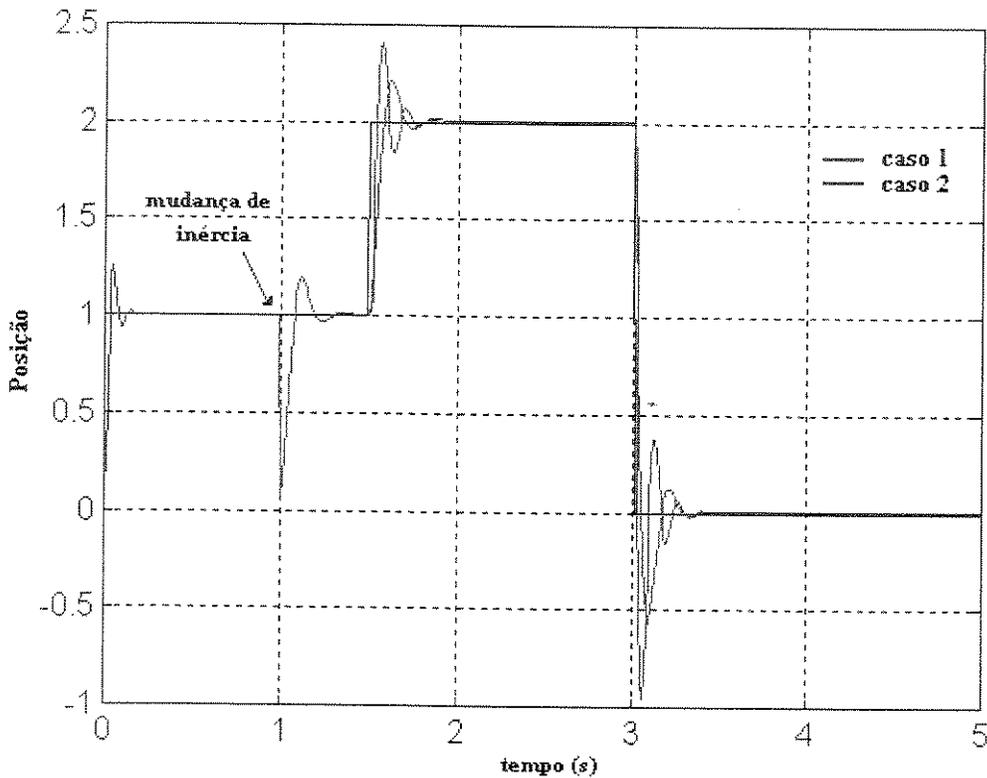


Figura 2.15 – Resposta do sistema usando um controlador PID e variação de inércia

Como se pode verificar através dos resultados de simulações, mostrados na Figura 2.15, a partir do momento em que a inércia do sistema muda, e sendo mantida a mesma sintonia do controlador (caso 1), o resultado apresenta um *overshoot* maior que o produzido antes da mudança de

inércia. No caso 2, quando a mudança de inércia é feita juntamente com a mudança dos parâmetros do controlador, observa-se uma redução do *overshoot* se comparada com o caso 1.

Em função das especificações da resposta do sistema, a performance do sistema acima pode não ser desejável, sendo, então, necessária a utilização de outras técnicas de controle com o intuito de atingir os requisitos estabelecidos. Dentro desse contexto, o estudo de controladores preditivos apresenta-se como uma técnica de controle interessante e que tem proporcionado bons resultados em muitas aplicações [Dumur et Boucher, 1999][Oliveira, 1994].

No capítulo a seguir, apresenta-se um estudo sobre a teoria de controle preditivo com ênfase no controlador preditivo generalizado, destacando-se suas características e questões relacionadas à sua sintonia.

Capítulo 3

Controle Preditivo – Conceitos Básicos

3.1 – Introdução

A representação matemática de um processo pode ser feita de várias formas, entre elas o modelo do tipo entrada/saída. Este modelo pode ser estabelecido matematicamente a partir de suas informações e medidas disponíveis. Dessa forma, o controle do processo pode ser feito de maneira que uma determinada performance seja atendida. O controle adequado é obtido quando a saída do processo atinge a referência desejada (*setpoint*). A complexidade do controle de um sistema está relacionada intimamente com as características do processo, que, em função de seu modelo, pode tornar o sistema de difícil controle, ou quando as informações disponíveis para o controlador são imprecisas ou incorretas.

Na vida real, algumas das características que tornam difícil o controle do processo são: a ordem do processo não ser bem conhecida; o processo ser dinâmico, mas os dados operacionais disponíveis relativos à entrada e à saída serem pobres e não revelarem as características do processo; o tempo de atraso entre a entrada e a saída ser variável ou desconhecido; o processo ser de malha aberta instável e o processo ser naturalmente de fase não mínima [Kanjilal, 1995]. As dificuldades do controle estão ligadas aos processos de identificação e estimação dos parâmetros para as três primeiras características; já as outras demandam particular atenção à escolha do critério de custo que a lei de controle deve otimizar. Além disso, podem existir distúrbios não conhecidos atuando no processo.

O sucesso de uma estratégia de controle deve apresentar uma boa performance mesmo diante das imprecisões, inconsistências e características do processo acima apresentadas. O projeto do

controlador é influenciado pelo modelo do processo disponível, mas a qualidade do controle depende intimamente da performance do critério de custo otimizado. O critério de custo minimizado pode ser baseado na performance passada, como é o caso do tradicional PID, ou sobre a performance predita, como é o caso dos controladores preditivos. Esta performance pode ser baseada em uma função de custo de passo simples, ou numa função de custo de múltiplo passo, quer dizer, passo simples e múltiplo passo referem-se ao número de passos sobre o qual a função de custo é otimizada.

Uma classe de controladores conhecida como LRPC (*Long-Range Predictive Control*) faz o uso da função de custo de múltiplo passo. O termo *Long-Range* refere-se ao horizonte de predição, sendo estendido sobre múltiplos passos no futuro. Assim, a lei de controle leva em conta as implicações das ações de controle sobre esse horizonte de predição. O atrativo deste método (LRPC) é que possui melhor estabilidade e robustez que os métodos não LRPC.

Os controladores preditivos pertencem a uma classe de controladores baseados no modelo, tal como ilustra a Figura 3.1, ou seja, o modelo do processo é usado explicitamente no projeto do controlador. Dentro desta classe encontram-se também o controle linear quadrático (LQ) e por alocação de pólos (*pole-placement*) [Astrom et al., 1995] [Kanjilal, 1995] [Oliveira, 1992].

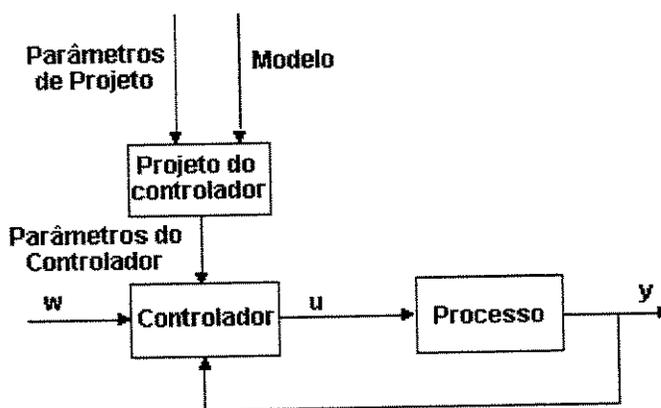


Figura 3.1 – Exemplo de controle baseado no modelo.

Diferentes projetos de controladores preditivos são possíveis, sendo caracterizados pelo modelo do processo, pelo esquema de predição e pela função de custo otimizada.

3.2 – Características dos Controladores Preditivos

As características dos controladores preditivos apresentadas a seguir é que têm despertado grande interesse, tornando-os ferramentas poderosas no controle de sistemas, justificando assim a sua crescente aplicação em muitos processos industriais. Essas características são [Soeterboek, 1992]:

- Facilidade de ajuste;
- Aplicado a sistema SISO e MIMO;
- Aplicado a processos não lineares;
- Pode manipular restrições do processo de maneira sistemática durante o projeto do controlador;
- É uma metodologia aberta, ou seja, dentro de uma estrutura de controle preditivo existem muitos caminhos para projetar um controlador deste tipo. Como resultado, uma gama de controladores preditivos, cada um com diferentes propriedades, tem sido proposta na literatura (GPC, DMC, PFC, etc.);
- Pode ser usado para controlar uma grande variedade de processos sem que o projetista tenha de tomar cuidados especiais (processos com grandes tempos de atraso, processo de fase não mínima, processos com malha aberta instável, etc.);
- Ações de realimentação podem ser introduzidas para compensação de perturbações nas medidas e para seguir trajetórias de referência;
- Pelo fato de os controladores preditivos fazerem o uso de previsões, trajetórias de referências pré-programadas podem ser consideradas.

Os controladores preditivos são capazes de prever a resposta do sistema dada uma perturbação, considerando um horizonte de tempo futuro. Uma ação de controle será implementada levando-se em conta critérios de otimização, reduzindo o erro de predição, de forma a aproximar a variável controlada do valor de referência. Além disso, esses controladores permitem incluir as restrições inerentes a cada processo de uma forma sistemática durante o projeto e implementação do controlador. Assim, eles respondem às atuais exigências de um sistema de controle, não somente no que tange à estabilidade, mas também permitem atualização das variáveis manipuladas, de forma a satisfazer as múltiplas mudanças nos critérios de desempenho diante das mudanças características do sistema. Vale ressaltar que a grande aceitação da técnica dos controladores preditivos consiste no fato de que eles utilizam conceitos bastante intuitivos e da sua aplicação a uma grande variedade de processos.

Existem na literatura vários controladores baseados no conceito do LRPC, tais como o Extended Horizon Adaptive Control (EHAC), Extended Prediction Self-Adaptive Control (EPSAC), Dynamic Matrix Control (DMC), Generalized Predictive Control (GPC), Model Algorithmic Control (MAC), Unified Predictive Control (UPC), entre outros. Oliveira, em [Oliveira,1997], aborda em seu trabalho as principais características dos controladores preditivos, destacando suas diferenças e singularidades. Neste trabalho, o controlador utilizado é o GPC, em virtude de sua crescente popularização dentro do setor industrial [Clarke e Mothadi, 1989] [Camacho e Bordons, 1995].

3.3 – Controlador Preditivo Generalizado - GPC

Os conceitos básicos dos controladores preditivos foram introduzidos simultaneamente por Richalet e colaboradores (*Identification Command - IDCOM*) [Richalet et al., 1978] e Cutler e Ramarker (DMC) [Cutler e Ramaker, 1980] no final dos anos 70. Em ambos os casos, os resultados apresentados são oriundos de aplicações industriais, cuja representação do processo é feita através de modelos da resposta impulsiva. De Keiser, em 1981 [De Keyser et Van Cauwenberghe,1981], e Ydstie em 1984 [Ydstie, 1984], propuseram suas próprias abordagens e resultados relativos a essas técnicas. O interesse maior desta teoria ganha um certo destaque com

a publicação dos trabalhos de Clarke e sua equipe a partir de 1985 [Clarke, Mohtadi e Tuffs, 1987], com a primeira versão do Controle Preditivo Generalizado (GPC).

A metodologia do GPC pode ser vista como uma extensão e uma evolução do controlador de Variância Mínima Generalizado (GMV) [Clarke e Gawthrop, 1975] em virtude do aumento de previsões (horizonte de previsão) [Mohtadi e Clarke, 1986]. Isso o torna mais robusto quando aplicado a processos com atraso desconhecido ou variante [Clarke, Mohtadi e Tuffs, 1987].

De uma forma geral, o conceito de controladores preditivos consiste em levar em conta, no instante presente, o comportamento futuro. Para isso, é utilizado um modelo numérico do sistema a fim de prever a saída dentro de um horizonte finito. Isso produz, então, um conjunto de métodos de controle preditivo muito similar em torno de um mesmo princípio, mas apresentando algumas diferenças relacionadas aos conceitos-chaves.

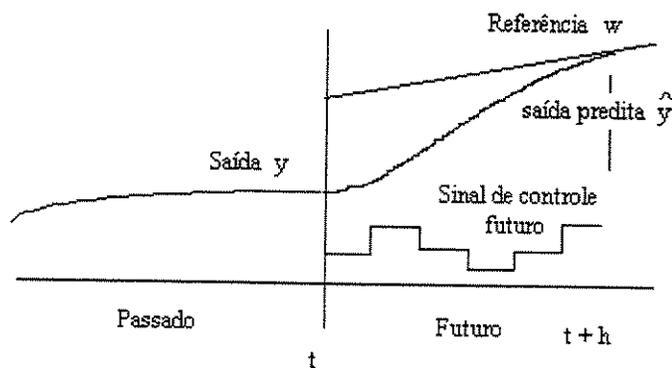


Figura 3.2 – Princípio do controle preditivo.

A riqueza deste método vem do fato de que, para uma referência conhecida ou pré-calculada, é possível explorar plenamente as informações da trajetória predefinida situada no futuro, uma vez que o objetivo da estratégia preditiva é fazer coincidir a saída do processo com a referência no futuro sobre o horizonte finito, tal como ilustra a Figura 3.2.

De maneira resumida, as idéias básicas do controle preditivo consistem [Boucher et Dumur, 1996] em:

- a) na definição de um efeito antecipativo, usando o conhecimento explícito da evolução da trajetória a ser seguida no futuro;
- b) na definição de um modelo numérico do sistema, usado para prever o comportamento futuro do sistema. Este modelo discreto é geralmente obtido através de um processo de identificação preliminar (*off-line*);
- c) na minimização de uma função de custo quadrático sobre um horizonte futuro finito, usando os erros preditos futuros, os dois são a diferença entre as saídas do sistema predito e os valores da trajetória de referência;
- d) na elaboração de uma seqüência de valores de controle futuros ótimos, de prévio acordo com a função de custo, em que somente o primeiro valor é aplicado ao sistema e ao modelo;
- e) e na utilização da estratégia do horizonte recente (*receding horizon strategy*), que é a repetição de todo procedimento para o próximo intervalo de amostragem.

3.3.1 – O Algoritmo do GPC

Considerando o que já foi abordado anteriormente, é possível estabelecer o esquema de funcionamento do GPC, conforme ilustrado na Figura 3.3. Neste esquema, $w(k)$ representa a função de referência (entrada) e $y(k)$, a saída predita, graças a um modelo numérico do sistema.

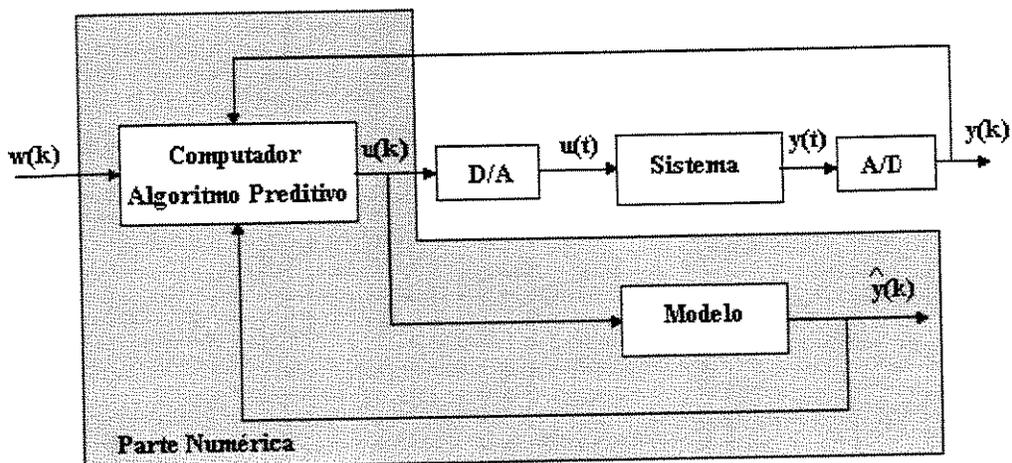


Figura 3.3 – Princípio de implementação do GPC.

A definição do modelo numérico do sistema é geralmente colocada na forma CARIMA (Controlled AutoRegressive Integrated Moving Average Model), que, em função de introduzir um integrador dentro da função de transferência, anula todos os erros estáticos comuns em sinais de referência constantes, presentes em muitas aplicações industriais. O modelo pode ser obtido através de uma transformação discreta da função de transferência do processo, se conhecida, ou ser o resultado de uma identificação do sistema.

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + C(q^{-1})\frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \quad (3.1)$$

onde $u(t)$ e $y(t)$ são a entrada e a saída, respectivamente, do processo; A , B e C são polinômios, $\xi(t)$ é uma seqüência randômica não correlacionada e $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ é um operador diferença.

A função de transferência discreta representada pelo modelo CARIMA pode ser descrita pela Equação 3.2.

$$\frac{Y(z)}{\Delta_1(z^{-1})U(z)} = z^{-1} \frac{B(z^{-1})}{\Delta_1(z^{-1})A(z^{-1})} \quad (3.2)$$

Os polinômios A , B e C são da forma:

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \\ C(q^{-1}) &= 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_{n_c}q^{-n_c} \end{aligned} \quad (3.3)$$

n_a , n_b e n_c indicam a ordem dos polinômios $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ e $C(q^{-1})$, respectivamente. Os polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ contêm os pólos e zeros da função de transferência discreta do processo. Já as raízes do polinômio $C(q^{-1})$ são parâmetros de projeto que têm influência na

modelagem das perturbações do processo e na robustez do sistema em malha fechada [Mohtadi, 1988] [Oliveira et al.,1996]. Aqui, o polinômio $C(q^{-1})$ é escolhido igual a 1, uma vez que é difícil de estimar.

3.3.2 - Equação de Predição

A utilização de uma equação de predição é um dos pontos importantes da metodologia preditiva, pois deve prever o comportamento do processo no futuro. A saída estimada num instante $t + j$, $\hat{y}(t + j/t)$ pode ser escrita da seguinte forma:

$$\hat{y}(t + j/t) = \sum_{i=1}^j g_i \Delta u(t + j - i) + \rho_j \quad (3.4)$$

onde:

$$\rho_j = \sum_{i=j+1}^{\infty} g_i \Delta u(t + j - 1)$$

O primeiro termo da Equação 3.4 representa a resposta forçada e corresponde aos incrementos de controle futuros e presentes; o termo ρ_j representa a resposta livre e é relativo ao incremento de controle passado; g_i são os coeficientes da resposta ao degrau do sistema definido por $g_i = s_1(iT_e)$, sendo s_1 a resposta ao degrau relativo ao sistema contínuo e T_e , o período de amostragem.

Seja $y^*(t + j)$ a resposta livre obtida a partir das condições iniciais num instante t , assim pode-se escrever:

$$\rho_j = y^*(t + j) + \sum_{i=0}^{\infty} g_i \Delta u(t + j - 1) \quad (3.5)$$

com

$$\Delta u^*(t + j - 1) \equiv 0 \quad \text{para } i \leq j$$

ou ainda

$$\rho_j = y^*(t+l) = y^*(t) + \sum_{i=1}^j g_i \Delta u(t+j-1) \quad (3.6)$$

Dessa forma, a seguinte relação recorrente pode ser escrita:

$$\rho_j = \rho_{j-1} + \Delta y^*(t+j) \quad (3.7)$$

O cálculo da resposta livre a ser efetuado a cada iteração, a partir do modelo do sistema, é dado pela seguinte expressão:

$$\Delta y^*(t+j) = \sum_{i=j}^{n_b} b_i \Delta u(t+j-i) - \sum_{i=1}^{n_a} a_i \Delta y^*(t+j-i) \quad (3.8)$$

com

$$\rho_0 = y(t)$$

As equações relativas às predições descritas acima estão na forma denominada algorítmica. Com vista à representação do controlador na forma polinomial, é interessante também expressar a equação de predição na forma polinomial. Assim, a equação de predição que gera as saídas estimadas é representada pelo modelo abaixo (3.9), no qual a resposta livre e a resposta forçada desconhecida são expressas por polinômios.

$$\hat{y}(t+j) = \underbrace{F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1)}_{\text{resposta livre}} + \underbrace{G_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + J_j(q^{-1})\xi(t+j)}_{\text{resposta forçada}} \quad (3.9)$$

onde :

G_j representa o futuro;

F_j e H_j representam o presente e o passado, respectivamente;

J_j é um termo ligado às perturbações.

Combinando o modelo CARIMA expresso pela Equação 3.1 no instante $(t + j)$ com a Equação 3.9, obtém-se o seguinte conjunto de equações:

$$A(q^{-1})\Delta(q^{-1})y(t + j) = B(q^{-1}) u(t + j - 1) + \xi(t + j) \quad (3.10)$$

$$\left[1 - q^{-j}F_j(q^{-1})\right] y(t + j) = \left[G_j(q^{-1}) + q^{-j}H(q^{-j})\right] \Delta u(t + j - 1) + J_j(q^{-1}) \xi(t + j)$$

A equivalência das funções de transferência relativas às Equações 3.10 fornecem duas equações, nas quais aparecem quatro polinômios desconhecidos.

$$\Delta(q^{-1})A(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \quad (3.11)$$

$$G_j(q^{-1}) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1})$$

A primeira é uma equação conhecida como equação Diophantina, cuja solução é obtida de maneira recursiva [Boucher e Dumur, 1996] (ver anexo A), dando soluções explícitas e únicas. Uma vez conhecidos os polinômios F_j , G_j , H_j e J_j , e ainda considerando que a melhor predição do termo ligado às perturbações tem seu valor médio nulo, o preditor ótimo é definido de maneira única pela relação:

$$\hat{y}(t + j) = F_j(q^{-1})y(t) + G_j(q^{-1})\Delta u(t + j - 1) + H_j(q^{-1})\Delta u(t + j) \quad (3.12)$$

onde o grau de cada polinômio é dado por:

$$\text{grau } J_j(q^{-1}) = j - 1$$

$$\text{grau } G_j(q^{-1}) = j - 1$$

$$\text{grau } F_j(q^{-1}) = \text{grau } A(q^{-1})$$

$$\text{grau } H_j(q^{-1}) = \text{grau } B(q^{-1})$$

3.3.3 - Critério de Custo

O critério de custo é definido como a soma do erro futuro predito e o incremento do sinal de controle [Clarke et al, 1987] [Clarke e Mothadi, 1989], tal como mostra a equação a seguir:

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} (\hat{y}(t+j) - w(t+j))^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (3.13)$$

considerando que $\Delta u(t+j) = 0$ para $j \geq N_u$

sendo:

w – trajetória de referência;

\hat{y} – saída predita;

Δu - incrementos do sinal de controle;

N_1 – horizonte de predição inferior;

N_2 – horizonte de predição superior;

N_u – horizonte de predição sobre o controle;

λ - fator de ponderação sobre os incrementos do sinal de controle.

O uso da equação de minimização fornece uma seqüência de sinais de comandos futuros, dos quais somente o primeiro é realmente aplicado (segundo o princípio do horizonte recente).

3.4 – GPC na Forma RST

Geralmente, nos robôs industriais, e algumas vezes nos robôs móveis, a trajetória a ser realizada é normalmente estabelecida *off line*, de forma que a correção por antecipação, considerada há muito tempo uma solução particularmente interessante, é uma estratégia que vai de encontro à nossa intuição. Especialistas nesses tipos de sistemas recomendam a utilização de um filtro não causal com o objetivo de melhorar o comportamento do sistema, porém a escolha e síntese desse filtro ainda são feitas de maneira empírica [Dumur, 1993].

A equação de predição (Equação 3.12) é utilizada dentro dos limites compreendidos entre N_1 e N_2 , em consonância com a equação de custo (Equação 3.13). Assim, ela pode ser reescrita na forma matricial, representada pela Equação 3.14.

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{if} \, y(t) + \mathbf{ih} \, \Delta u(t-1) \quad (3.14)$$

sendo definidas as seguintes matrizes:

$$\mathbf{if} = \left[F_{N_1}(q^{-1}) \quad \cdots \quad F_{N_2}(q^{-1}) \right]^T \quad (3.15)$$

$$\mathbf{ih} = \left[H_{N_1}(q^{-1}) \quad \cdots \quad H_{N_2}(q^{-1}) \right]^T \quad (3.16)$$

$$\tilde{\mathbf{u}} = \left[\Delta u(t) \quad \cdots \quad \Delta u(t + N_u - 1) \right]^T \quad (3.17)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \left[\hat{y}(t + N_1) \quad \cdots \quad \hat{y}(t + N_2) \right]^T \quad (3.18)$$

e \mathbf{G} sendo dado por:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{N_1}^{N_1} & g_{N_1-1}^{N_1} & \cdots & \cdots \\ g_{N_1+1}^{N_1+1} & g_{N_1}^{N_1+1} & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ g_{N_2}^{N_2} & g_{N_2-1}^{N_2} & \cdots & g_{N_2-N_u+1}^{N_2} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

A matriz \mathbf{G} possui dimensão $(N_2 - N_1 + 1) \times N_u$ e é formada pelos coeficientes g_i^j dos polinômios G_j , que correspondem aos valores g_i da resposta ao degrau do modelo. Da Equação 3.12 pode-se obter diretamente a Equação 3.20 também na forma matricial.

$$\mathbf{J} = \left[\mathbf{ih} \quad y(t) + \mathbf{ih} \quad \Delta u(t-1) + \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} - \mathbf{w} \right]^T \left[\mathbf{ih} \quad y(t) + \mathbf{ih} \quad \Delta u(t-1) + \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} - \mathbf{w} \right] + \lambda \tilde{\mathbf{u}}^T \tilde{\mathbf{u}} \quad (3.20)$$

com

$$\mathbf{w} = \left[w(t + N_1) \quad \dots \quad w(t + N_2) \right]^T \quad (3.21)$$

A lei de controle é obtida pela minimização do critério de custo (Equação 3.20). Por questões de simplificação, define-se α representando os termos ligados ao presente como:

$$\alpha = \mathbf{ih} \quad y(t) + \mathbf{ih} \quad \Delta u(t-1) - \mathbf{w} \quad (3.22)$$

A Equação 3.20 toma, então, a seguinte forma:

$$J = [\mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \alpha]^T [\mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \alpha] + \lambda \tilde{\mathbf{u}}^T \tilde{\mathbf{u}} \quad (3.23)$$

Usando os teoremas de álgebra de matrizes, pode-se reescrever a Equação 3.23 na forma mostrada na Equação 3.24:

$$\begin{aligned} J &= \tilde{\mathbf{u}}^T \mathbf{G}^T \mathbf{G} \tilde{\mathbf{u}} + \alpha^T \mathbf{G} \tilde{\mathbf{u}} + \tilde{\mathbf{u}}^T \mathbf{G}^T \alpha + \alpha^T \alpha + \lambda \tilde{\mathbf{u}}^T \tilde{\mathbf{u}} \\ J &= \tilde{\mathbf{u}}^T \left[\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}_{N_u} \right] \tilde{\mathbf{u}} + \alpha^T \mathbf{G} \tilde{\mathbf{u}} + \tilde{\mathbf{u}}^T \mathbf{G}^T \alpha + \alpha^T \alpha \end{aligned} \quad (3.24)$$

onde \mathbf{I}_{N_u} é uma matriz identidade de dimensão N_u .

A minimização do critério quadrático é obtida por derivação analítica.

$$\frac{\partial J}{\partial \tilde{\mathbf{u}}} = 0 \quad (3.25)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \tilde{\mathbf{u}}} = 2 \left[\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}_{N_u} \right]^{-1} \tilde{\mathbf{u}} + 2 \mathbf{G}^T \alpha = 0$$

que conduz à Equação 3.26.

$$\tilde{\mathbf{u}}_{opt} = - \left[\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}_{N_u} \right]^{-1} \mathbf{G}^T \alpha = -\mathbf{M} \alpha \quad (3.26)$$

onde \mathbf{M} é dado por:

$$\mathbf{M} = \left[\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}_{N_u} \right]^{-1} \mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{m}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{m}_{N_u} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Substituindo agora o valor de α dado pela Equação 3.22, tem-se:

$$\tilde{\mathbf{u}}_{opt} = -\mathbf{M} \left[\mathbf{if} \ y(t) + \mathbf{ih} \ \Delta u(t-1) - \mathbf{w} \right] \quad (3.28)$$

Dos valores de controle obtido através da Equação 3.28, segundo o princípio do horizonte recente, somente o primeiro valor dessa seqüência é aplicado ao sistema. Além disso, todo procedimento é realizado, para um novo período de amostragem, no sentido de obter uma nova seqüência, da qual somente o primeiro elemento será usado. Desse modo, a Equação 3.28, pode ser representada como segue:

$$u_{opt}(t) = u_{opt}(t-1) - m_1 \left[\mathbf{if} \ y(t) + \mathbf{ih} \ \Delta u(t-1) - \mathbf{w} \right] \quad (3.29)$$

fazendo,

$$\Delta u_{opt}(t) = u_{opt}(t) - u_{opt}(t-1) \quad (3.30)$$

tem-se então,

$$\Delta u_{opt}(t) = -\mathbf{m}_1 \ \mathbf{if} \ y(t) - \mathbf{m}_1 \ \mathbf{ih} \ \Delta u(t-1) + \mathbf{m}_1 \ \mathbf{w} \quad (3.31)$$

$$\Delta u_{opt}(t) \left[\mathbf{1} + \mathbf{m}_1 \ \mathbf{ih} \ q^{-1} \right] = - \mathbf{m}_1 \ \mathbf{if} \ y(t) + \mathbf{m}_1 \ \left[q^{N_1} \dots q^{N_2} \right]^T \mathbf{w}(t) \quad (3.32)$$

Uma estrutura polinomial representada pelo esquema da Figura 3.4 relaciona a saída $y(t)$, o sinal de controle $u(t)$ e o sinal de referência $w(t)$.

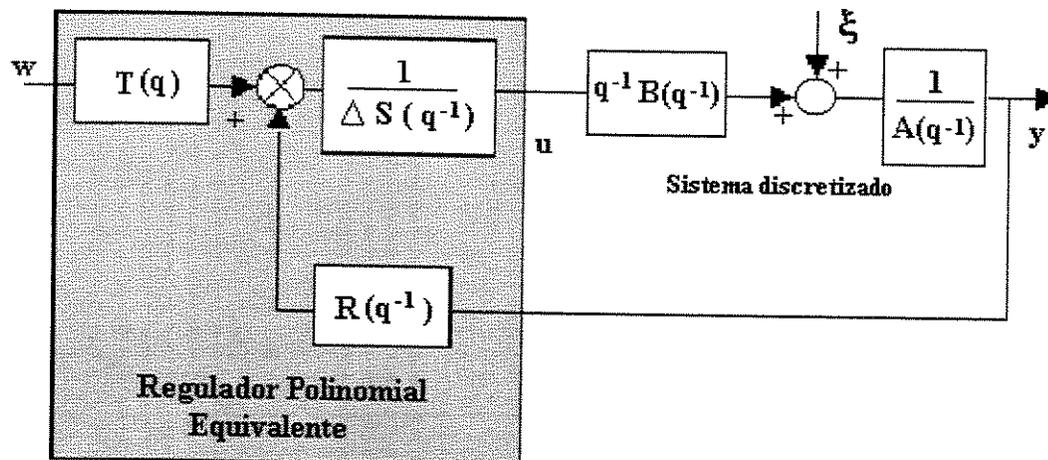


Figura 3.4 – GPC na forma RST.

Da figura acima pode-se escrever a seguinte relação:

$$S(q^{-1})\Delta(q^{-1})u(t) = -R(q^{-1}) y(t) + T(q) w(t) \quad (3.33)$$

Da comparação das Equações 3.32 e 3.33, obtêm-se as seguintes equações, identificando os três polinômios R, S e T.

$$S(q^{-1}) = 1 + \mathbf{m}_1 \text{ ih } q^{-1} \quad (3.34)$$

$$R(q^{-1}) = \mathbf{m}_1 \text{ if} \quad (3.35)$$

$$T(q) = \mathbf{m}_1 \begin{bmatrix} q^{N_1} & \dots & q^{N_2} \end{bmatrix}^T \quad (3.36)$$

onde os graus de cada polinômios são dados por:

$$\begin{aligned}
\text{grau } [S(q^{-1})] &= \text{grau } [B(q^{-1})] \\
\text{grau } [R(q^{-1})] &= \text{grau } [A(q^{-1})] \\
\text{grau } [T(q)] &= N_2
\end{aligned} \tag{3.37}$$

Os polinômios têm a seguinte forma:

$$\begin{aligned}
R(q^{-1}) &= r_0 + r_1 q^{-1} + r_2 q^{-2} + \dots + r_{na-1} q^{-(na-1)} + r_{na} q^{-na} \\
\Delta(q^{-1})S(q^{-1}) &= 1 + s_1 q^{-1} + s_2 q^{-2} + \dots + s_{nb-1} q^{-(nb-1)} + s_{nb} q^{-nb} \\
T(q) &= t_{N_1} q^{N_1} + t_{N_1+1} q^{N_1+1} + \dots + t_{N_2} q^{N_2}
\end{aligned} \tag{3.38}$$

O polinômio $T(q)$ é não causal e determina o aspecto antecipativo do GPC. Este aspecto poderá se visto mais claramente na resposta temporal do sistema.

Essa forma de representação possui um atrativo muito interessante no que concerne ao valor do controle aplicado ao sistema. O seu valor é dado pela solução de uma simples equação diferencial (Equação 3.33). Os polinômios R, S e T são obtidos de forma *on line* e definidos de maneira única, desde que os quatro parâmetros (N_1 , N_2 , N_u e λ) sejam fornecidos.

Uma outra vantagem dessa representação é a facilidade em se avaliar a estabilidade do sistema corrigido. Este estudo pode ser conduzido utilizando ferramentas comuns do controle clássico, como por exemplo Bode, Black e Nyquist (banda passante, margem de fase, margem de ganho, assim como a posição dos pólos de malha fechada).

3.5 – Análise de Estabilidade do GPC

Da estrutura do GPC na forma RST, mostrada na Figura 3.4, a função de transferência discreta de malha aberta é dada pela seguinte equação:

$$H_{ma}(q^{-1}) = q^{-1} \frac{B(q^{-1})R(q^{-1})}{A(q^{-1})S(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \tag{3.39}$$

3.6 – Escolha dos Parâmetros N_1 , N_2 , N_u e λ

Do exposto anteriormente, pode-se constatar que o cálculo do controle do GPC é, de certa forma simples, desde que se conheçam os parâmetros N_1 , N_2 , N_u e λ . Os valores desses parâmetros são escolhidos de maneira a obter a melhor resposta do sistema em função de uma referência imposta. Algumas sugestões para a determinação dos parâmetros do GPC têm sido propostas por alguns autores [Clarke et al., 1987] [Dumur, 1993] [Santro, Peric e Petrovic, 1997], uma vez que não existe uma regra bem definida que permita estabelecer o valor desses parâmetros. Santro et al. estabelecem critérios para a determinação do período de amostragem para discretização do sistema. As sugestões propostas são, de certa forma, similares.

N_1

N_1 está relacionado com a existência de atrasos no sistema. Em geral, se não há atrasos, N_1 é escolhido como unitário. Para um sistema com defasagem não mínima, o valor de N_1 é feito superior a N_0 (Figura 3.5).

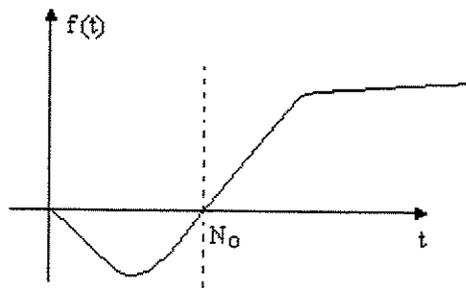


Figura 3.5 – Sistema com defasagem não mínima: escolha de N_1 .

N_2

O valor de N_2 é escolhido de forma a incluir todas as respostas que afetam significativamente o controle atual. Assim, é razoável que o seu valor seja, no mínimo, maior que o grau do polinômio $B(q^{-1})$. Um grande valor de N_2 dá ao sistema um horizonte de predição também grande, produzindo, assim, uma resposta mais estável, porém lenta.

N_2 igual a 10 tem sido utilizado como valor padrão, proporcionando resposta estáveis ou também feito igual ao tempo de subida (*rise time*) do sistema[Clarke et al., 1987].

N_u

Para sistemas simples, N_u é geralmente escolhido como 1, o que produz um controle aceitável. Um valor superior a 1 é mais apropriado se o sistema em questão é complexo. Neste caso, o valor de N_u é, pelo menos, igual ao número de pólos estáveis ou mal amortecidos.

λ

O valor de λ está ligado ao ganho do sistema e influencia, juntamente com N_2 , a dinâmica do sistema.

A relação entre os parâmetros do GPC e a estabilidade foi estudada através de simulações por Dumur [Dumur, 1993] a partir da análise da função de transferência de malha aberta do sistema. Neste estudo, foram considerados diferentes tipos de sistemas, entre eles, sistema de segunda ordem, integradores, integradores com constante de tempo, integradores duplo, triplo etc, cuja análise de estabilidade é feita sobre a evolução da margem de fase e da margem de ganho em função de λ , N_2 e N_u .

De uma forma resumida, os estudos relativos à evolução da margem de fase e da margem de ganho são feitos inicialmente, em função dos parâmetros λ para vários valores de N_2 . Neste caso, observa-se que existe uma gama de valores de λ que produz um máximo para a margem de fase, ao passo que a margem de ganho diminui com o aumento de λ . Um outro resultado obtém-se mantendo N_2 constante e fazendo variar o parâmetros λ . Neste caso, são confirmados os resultados anteriores, ou seja, a margem de fase aumenta e a margem da fase diminui ao mesmo tempo. A última análise é feita em função do parâmetros N_u para vários valores de λ . Nesse caso, observa-se que este parâmetro possui pouca influência sobre a margem de fase e ganho. Estas observações são posteriormente utilizadas no desenvolvimento de um algoritmo, de forma a

obter a sintonia do controlador preditivo de maneira automática [Boucher, Dumur e Daumuller, 1992].

No capítulo seguinte apresenta-se os resultados de simulações usando o controlador GPC, revelando, assim, suas características e seu bom desempenho no controle de um sistema.

Capítulo 4

Simulação e Controle do Sistema

4.1 – Introdução

O estudo e implementação de novas técnicas de controle têm sido elementos de grande interesse em muitos trabalhos acadêmicos. Principalmente dentro da robótica, esses estudos vêm no sentido de proporcionar um controle mais efetivo, uma vez que, nos dias de hoje, a utilização de controladores do tipo PID a parâmetros fixos é ainda muito encontrada como técnica de controle de robôs, bem como em muitas aplicações industriais. O problema é que esse tipo de abordagem é inadequado em virtude da variação de parâmetros do robô. A Figura 4.1, mostra o esquema de controle de uma junta robótica.

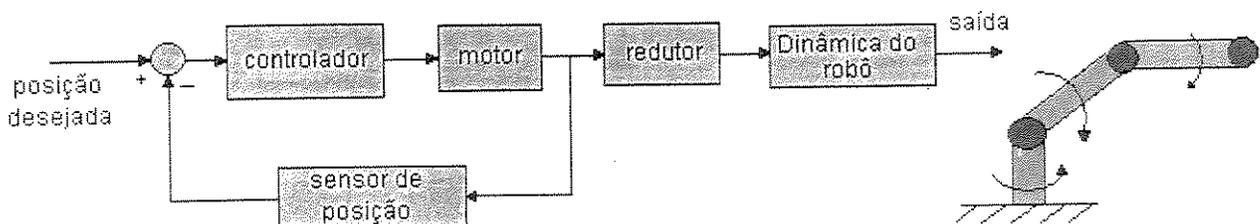


Figura 4.1 – Controle de posição de uma junta robótica.

Como já discutido no capítulo 2, o controle de uma junta robótica resume-se ao controle de um motor elétrico acionando uma inércia (Figura 4.2), uma vez que a dinâmica do sistema é desconsiderada. Os termos da equação dinâmica são feitos constantes, sendo então, utilizados para a determinação dos parâmetros do controlador.

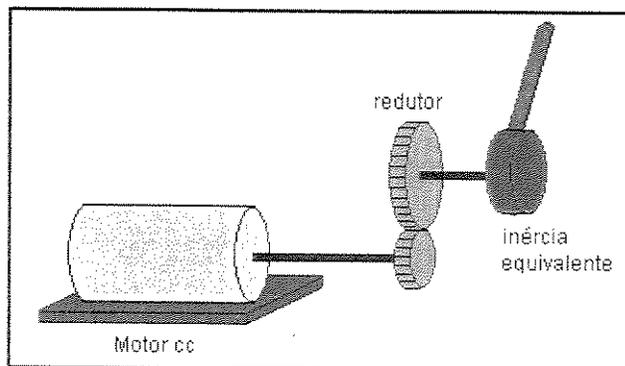


Figura 4.2 – Representação do sistema de acionamento de um junta robótica

No modelo utilizado para a simulação, a inércia da carga é referida ao eixo do motor, conduzindo a função de transferência do sistema à forma mostrada na Equação 2.21.

O esquema da Figura 4.2, associado aos outros elementos característicos de uma malha de controle, permite avaliar de uma maneira adequada o desempenho do sistema.

4.2 – Sistema e Modelo Utilizado neste Trabalho

Neste trabalho, considera-se o esquema mostrado na Figura 4.3, onde o sistema de estudos é constituído de um motor de corrente contínua com seu amplificador de potência, um redutor, um conjunto de polias e correias, para transformar o deslocamento angular do eixo motor em um deslocamento linear de um cursor, e um sensor de posição [Souza, 2000].

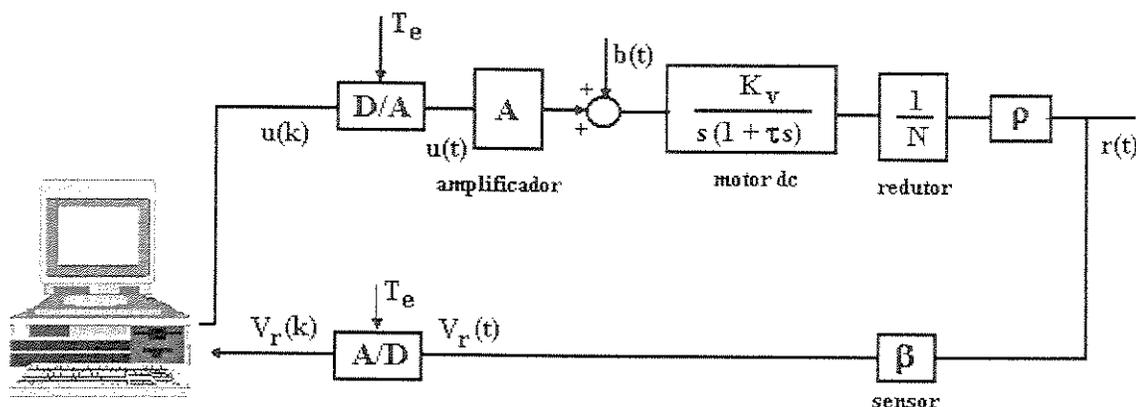


Figura 4.3 – Sistema eletromecânico de estudos.

As características deste sistema são apresentadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Características do sistema eletromecânico.

| Sistema Eletromecânico | |
|--|---|
| Amplificador de Potência | A = 10 |
| Motor de Corrente Contínua Constante de Velocidade Constante de tempo mecânica | K_v = 41 rad/s/V τ = 15 ms |
| Ganho do Conjunto (reductor, polias e sensor de posição) | β' = 0.6 V/rad |
| Período de amostragem | T_e = 10 ms |
| Perturbação | b(t) |

Da Figura 4.3, pode-se estabelecer a seguinte função de transferência relativa à parte contínua do sistema:

$$H(s) = \frac{AK_v \beta'}{s(1 + \tau s)} \quad (4.1)$$

onde:

$$\beta' = \frac{\beta \rho}{N}$$

Com os valores numéricos apresentados na Tabela 4.1, a função de transferência toma o seguinte aspecto:

$$H(s) = \frac{246}{s(1 + 0.015s)} \quad (4.2)$$

A implementação da lei de controle em um computador necessita da formulação do modelo do sistema na forma discreta, levando-se em conta os conversores A/D e D/A. Assim, a função de transferência discreta do sistema, considerando o período de amostragem apresentado na Tabela 4.1, pode ser obtida através de uma transformação Z:

$$H(Z) = (1 - z^{-1})Z\left(\frac{H(s)}{s}\right) = \frac{0.6645z^{-1} + 0.5325z^{-2}}{(1 - z^{-1})(1 - 0.5134z^{-1})} \quad (4.3)$$

4.3 – Algumas Considerações sobre o Programa de Simulação Utilizado

Os resultados relativos à síntese do sistema sob a ótica do GPC foram obtidos por meio de um programa denominado CADGPC, desenvolvido na Supélec¹ (França) utilizando a plataforma Matlab™. O programa permite a síntese do controlador GPC e a simulação do sistema corrigido a partir do conhecimento da função de transferência do sistema e de seu modelo, podendo este estar na forma contínua ou na forma discreta. É necessário estabelecer o período de amostragem, assim como o atraso, se este existir.

A síntese do controlador pode ser feita com base no conhecimento direto dos quatro parâmetros de sintonia, N_1 , N_2 , N_u e λ , ou utilizando um procedimento de pesquisa automática para a determinação desses parâmetros [Boucher, Dumur e Daumuller, 1992]. Neste caso, necessita-se estabelecer o tempo de resposta desejado para o sistema em estudo. Isso resulta, então, num controlador GPC na forma de três polinômios denominados RST.

Dos estudos apresentados por Dumur [Dumur,1993] sobre a estabilidade com relação aos parâmetros de sintonia do GPC, a relação entre a margem de fase e a margem de ganho não permite calcular analiticamente os valores de λ e N_u ótimos. O algoritmo implementado, no sentido de determinar automaticamente os parâmetros, tem seus valores iniciais dados por:

$$N_1 = \frac{\text{atraso do sistema}}{\text{periodo de amostragem}}$$

$$N_2 = \frac{\text{tempo de resposta do sistema}}{\text{periodo de amostragem}}$$

$$N_u = 1$$

$$\lambda_{opt} = \text{tr}(\mathbf{G}^T \mathbf{G})$$

onde \mathbf{G} é a matriz dos coeficientes da resposta ao degrau.

A estratégia de determinação automática dos parâmetros tem como objetivo selecionar todos os parâmetros que conduzem a uma boa regulação do controlador. O início adotado consiste em precisar o domínio admissível no diagrama de Black correspondente a uma estabilidade mínima. A boa regulação, considerada no algoritmo, é tal que a curva freqüencial de malha aberta do sistema corrigido admite limitações inferiores para a margem de fase e a margem de ganho.

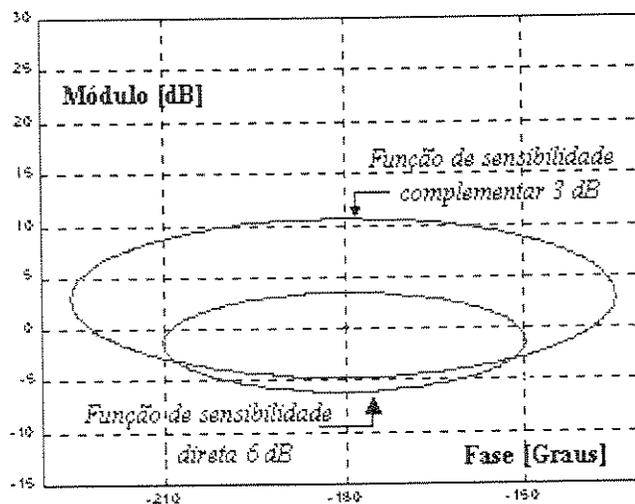


Figura 4.4 – Diagrama de Black.

O diagrama de Black apresenta duas curvas de isomódulo, uma de 3 e a outra de 6 dB, de malha fechada (Figura 4.4). Se a curva frequencial de malha aberta corrigida encontra-se fora da área definida por essas curvas, então é assegurada no mínimo, uma margem de fase de 45° e uma margem de ganho de 6 dB.

As áreas delimitadas pelas curvas da função de sensibilidade direta e complementar são muito úteis nos estudos de robustez e estão relacionadas às influências de perturbações sobre o sinal de controle e sobre a saída, respectivamente.

Uma vez determinados os parâmetros de sintonia do GPC, os polinômios RST são calculados, e sendo, então, possível realizar um estudo frequencial do sistema corrigido e, finalmente, a simulação temporal do sistema para diferentes tipos de referências.

4.4 – Simulações do Sistema

Para avaliar o desempenho do sistema de interesse neste trabalho, realizaram-se algumas simulações. Um delas considerou o controlador do tipo GPC e outra, a título de comparação, considerou um controlador clássico do tipo PID. No primeiro caso, a sintonia do controlador GPC é realizada usando-se o programa computacional CADGPC, cujos parâmetros de sintonia são obtidos através de uma pesquisa automática. A sintonia do PID é obtida através de um pequeno programa dedicado, desenvolvido usando as bibliotecas do Matlab™.

4.4.1 -Síntese do GPC e Resultados de Simulações

Os parâmetros de sintonia do GPC para o sistema representado como na Figura 4.3 foram obtidos através do programa computacional CADGPC, considerando a função de transferência do modelo do sistema idêntica ao sistema físico (caso adaptado) [Souza et al., 2000] e um tempo de resposta desejado de 70 ms. Assim, chega-se a um conjunto de parâmetros resultante desta pesquisa, satisfazendo a todos os critérios de estabilidade de robustez, os quais são:

$$N_1 = 1 \quad N_2 = 7 \quad N_u = 1 \quad \lambda = 48,87 \quad (4.4)$$

Com estes valores, o regulador polinomial RST equivalente toma a seguinte forma:

$$\begin{aligned} R(q^{-1}) &= 1,0232 - 1,3575q^{-1} + 0,4286q^{-2} \\ S(q^{-1})\Delta(q^{-1}) &= (1 + 0,4445q^{-1})(1 - q^{-1}) \\ T(q) &= 0,0013q^1 + 0,0044q^2 + 0,0084q^3 + 0,0129q^4 + 0,0176q^5 + 0,0224q^6 + 0,0273q^7 \end{aligned} \quad (4.5)$$

Os pólos da malha aberta corrigido são,

$$\begin{aligned} z &= 1 \quad (\text{polo duplo}) \\ z &= 0,5134 \\ z &= -0,04445 \end{aligned} \quad (4.6)$$

e os de malha fechada são:

$$\begin{aligned} z &= 0,7158 \\ z &= 0,5434 \\ z &= 0,1297 \end{aligned} \quad (4.7)$$

As Figuras 4.5 a 4.7 ilustram os resultados relativos à análise freqüencial do sistema corrigido, traduzindo sua estabilidade e robustez.

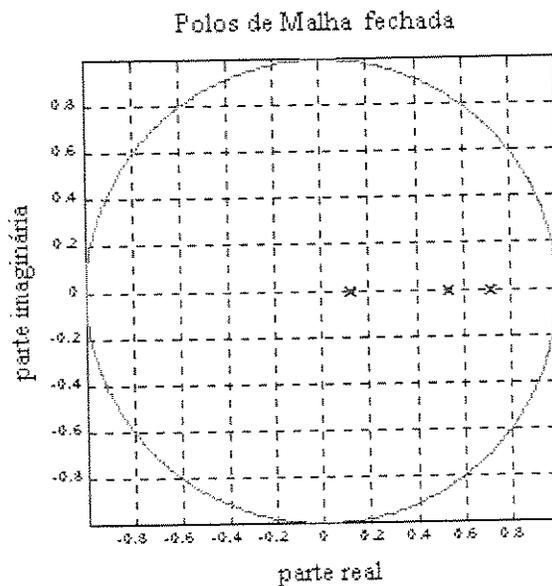


Figura 4.5 – Localização dos pólos de malha fechada.

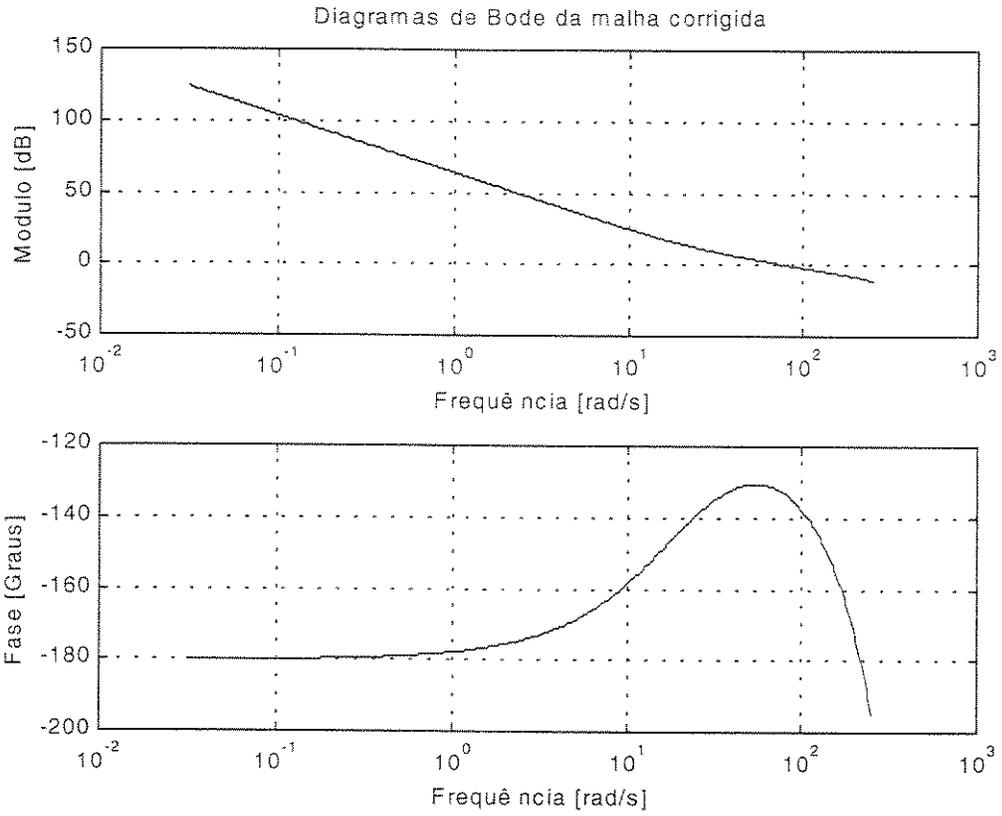


Figura 4.6 – Diagramas de Bode do sistema corrigido.

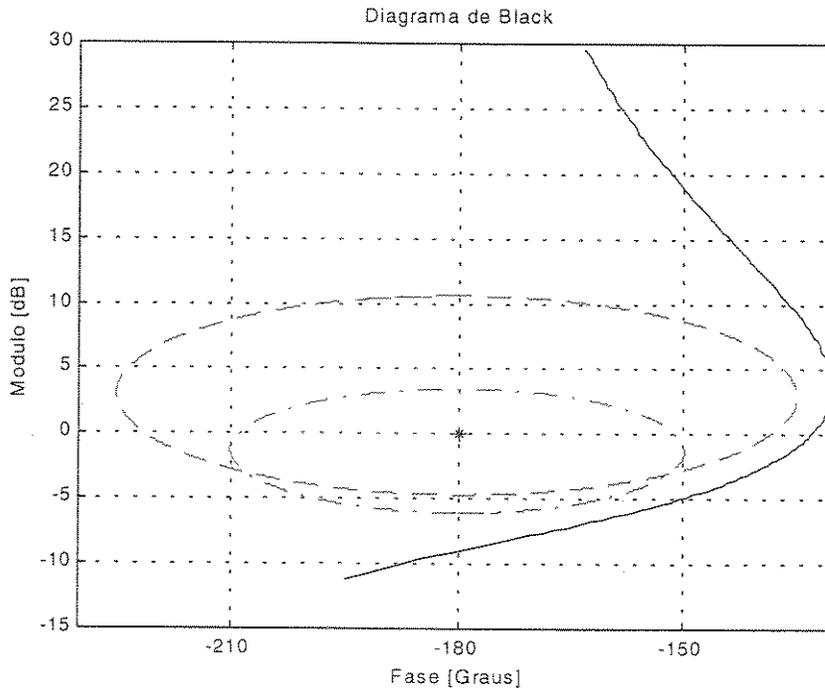


Figura 4.7 – Diagrama de Black do sistema corrigido.

A simulação temporal foi realizada considerando, inicialmente, um sinal de entrada do tipo degrau com amplitude unitária e duração de 0.5 segundos. Posteriormente, foi obtido um novo conjunto de curvas tendo como referência um sinal do tipo trapezoidal. Num primeiro momento, as simulações foram realizadas sem a presença de perturbações; logo uma perturbação de amplitude de 0.1 volt foi inserida com o objetivo de avaliar o desempenho do sistema na presença de perturbação.

Os resultados obtidos são apresentados nas Figuras 4.8 a 4.19.

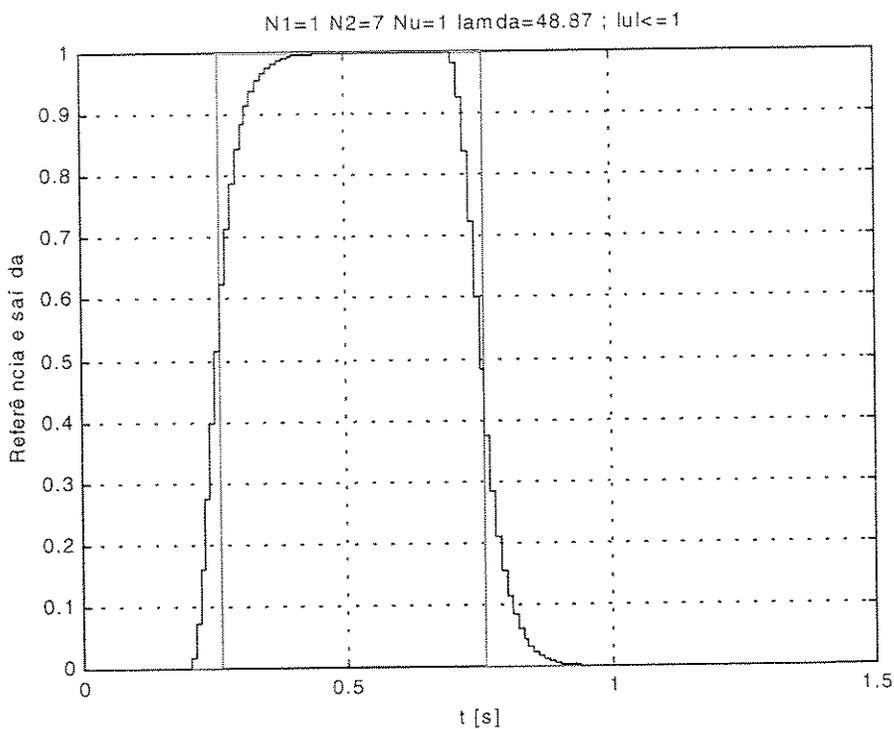


Figura 4.8 – Resposta do sistema a uma entrada de referência do tipo degrau.

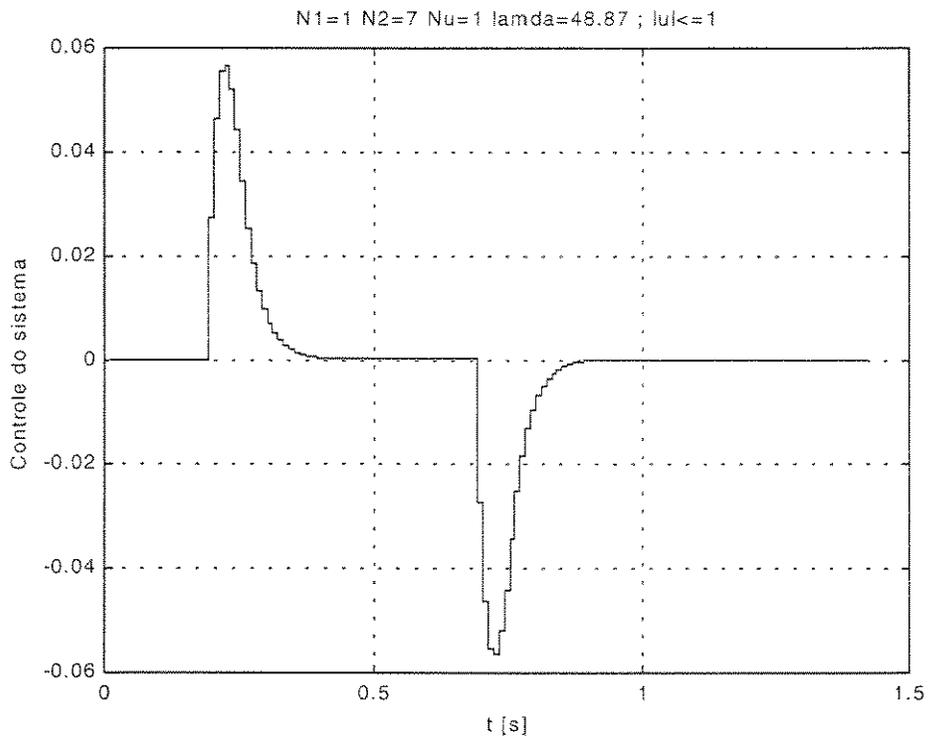


Figura 4.9 – Sinal de controle do sistema.

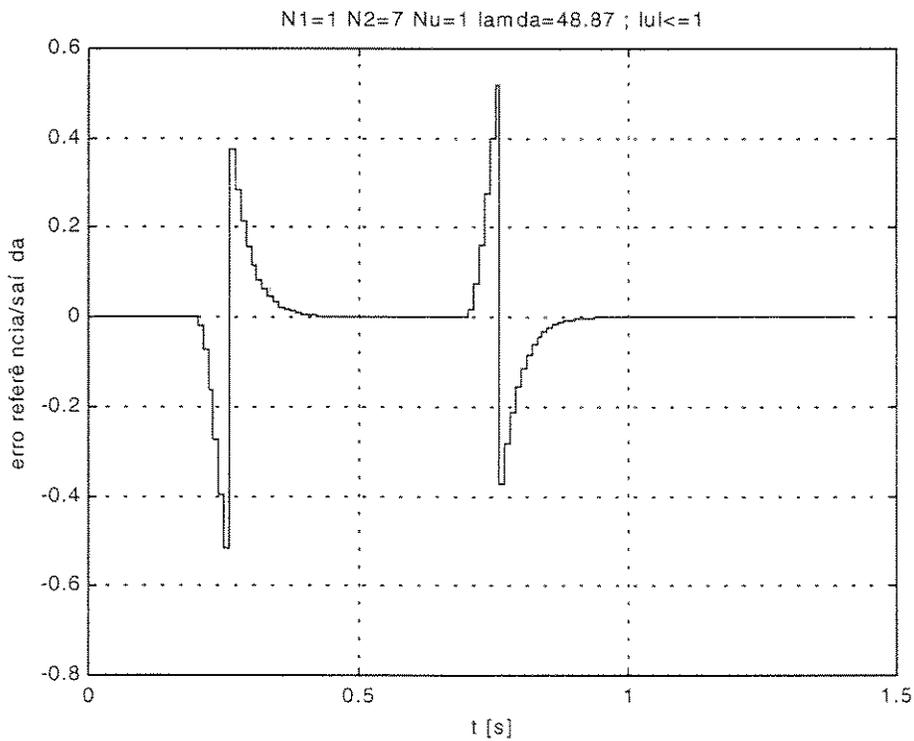


Figura 4.10 – Erro entre o sinal de referência e a saída.

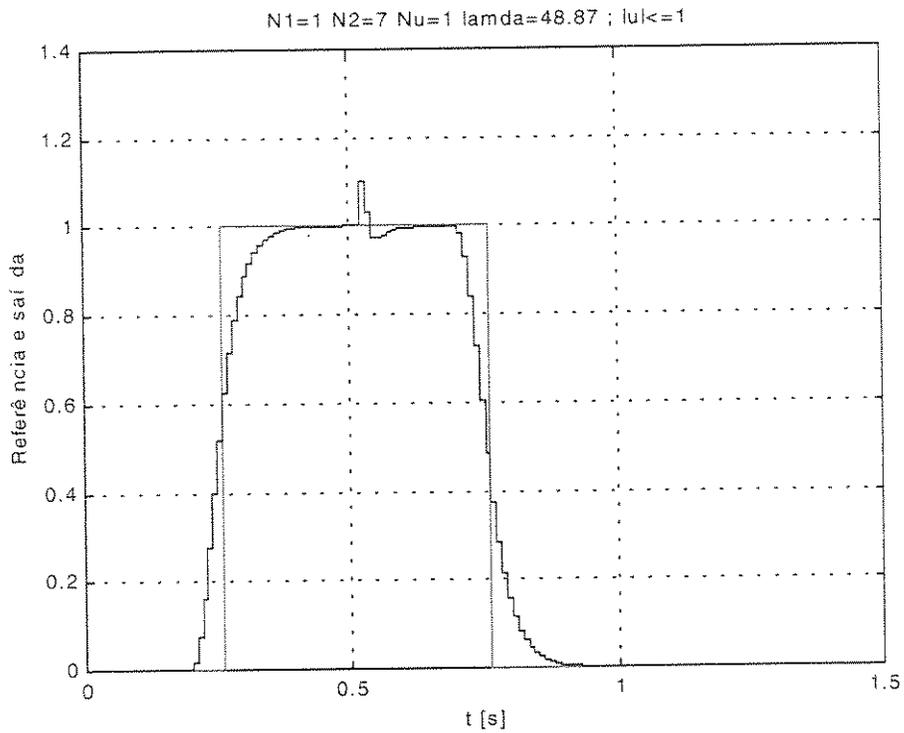


Figura 4.11 – Resposta de posição do sistema com uma perturbação.

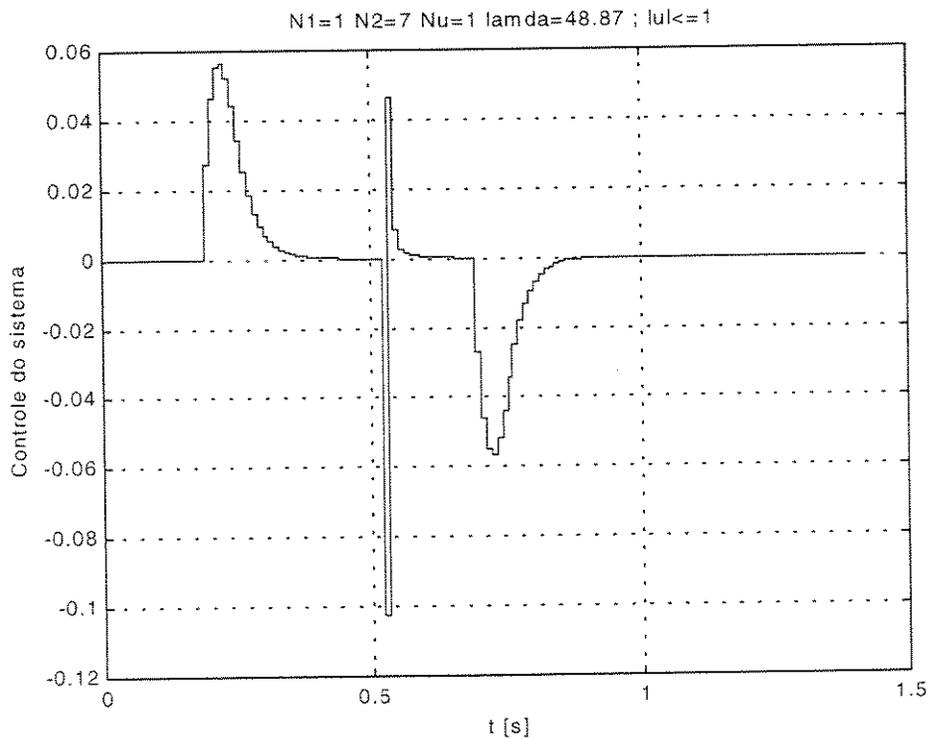


Figura 4.12 – Sinal de controle com perturbação.

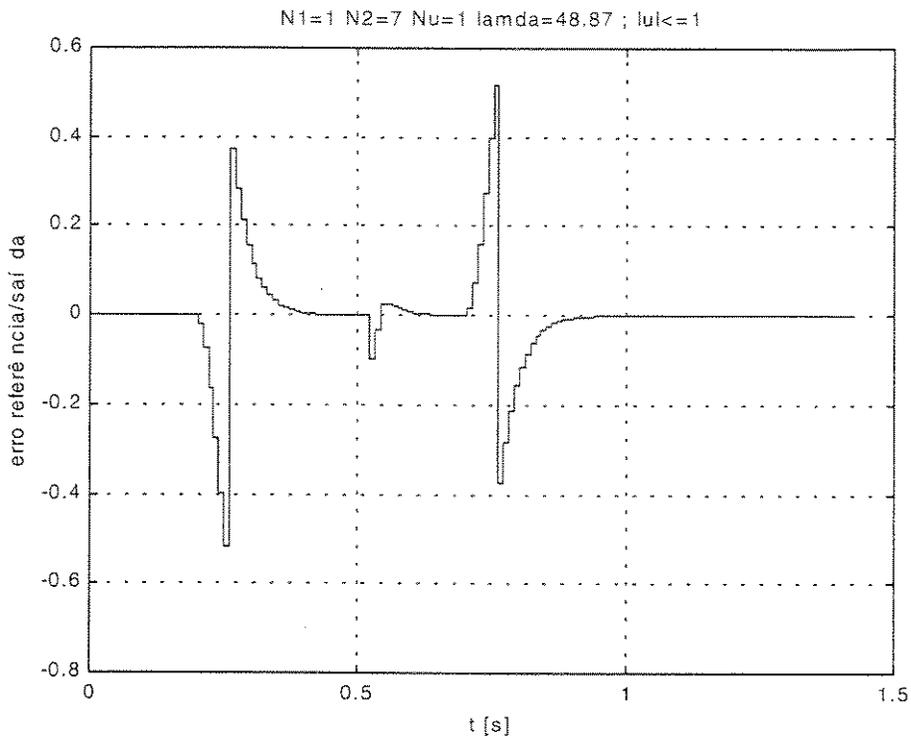


Figura 4.13 – Erro entre o sinal de referência e a saída com perturbação.

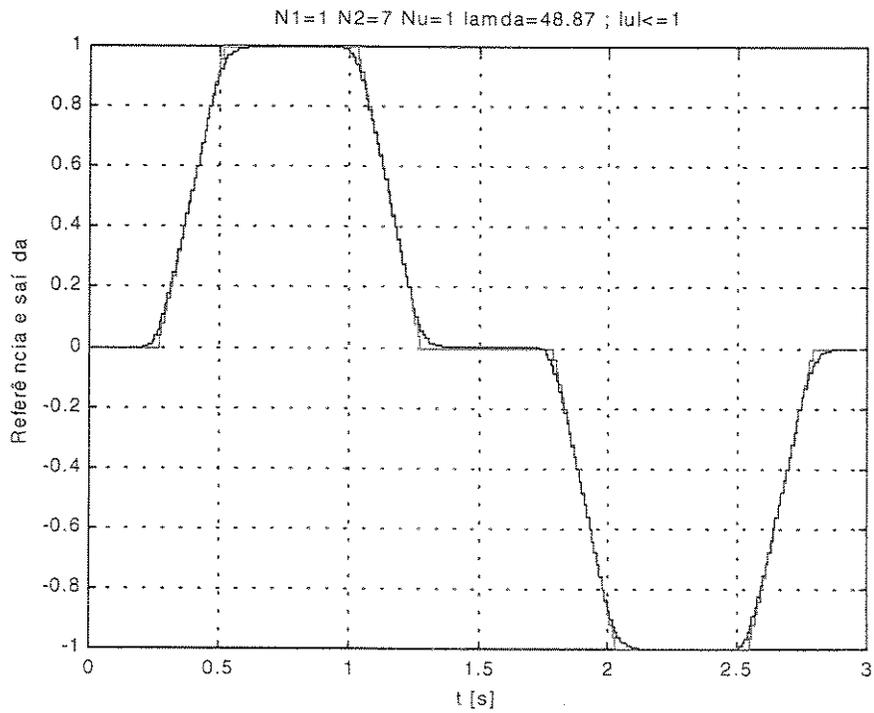


Figura 4.14 – Resposta de posição do sistema para uma entrada de referência do tipo trapezoidal.

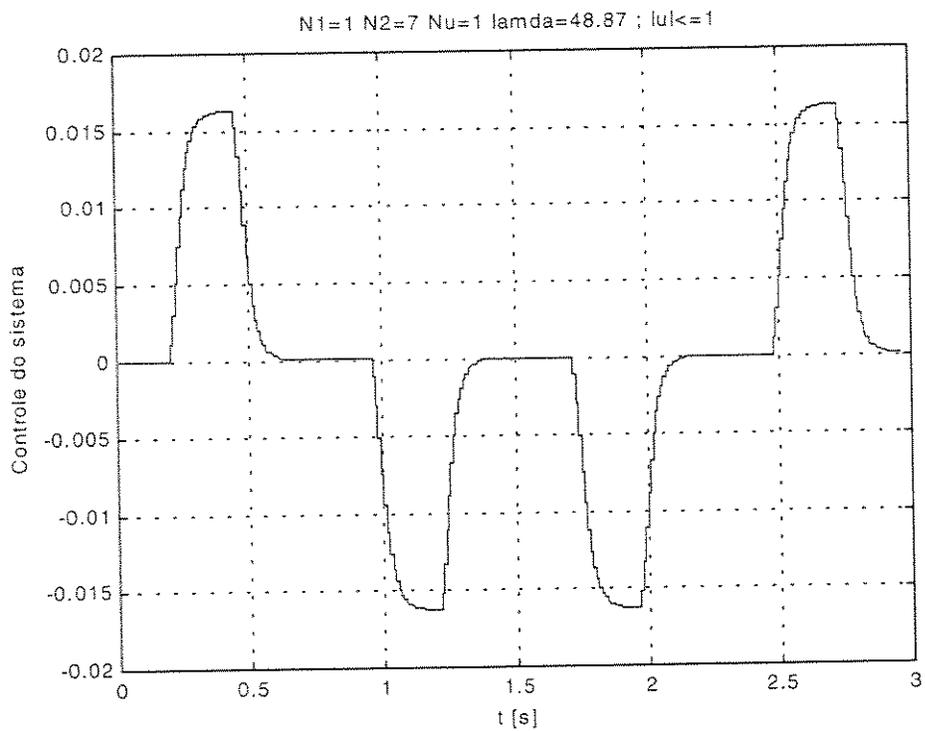


Figura 4.15 – Sinal de controle do sistema.

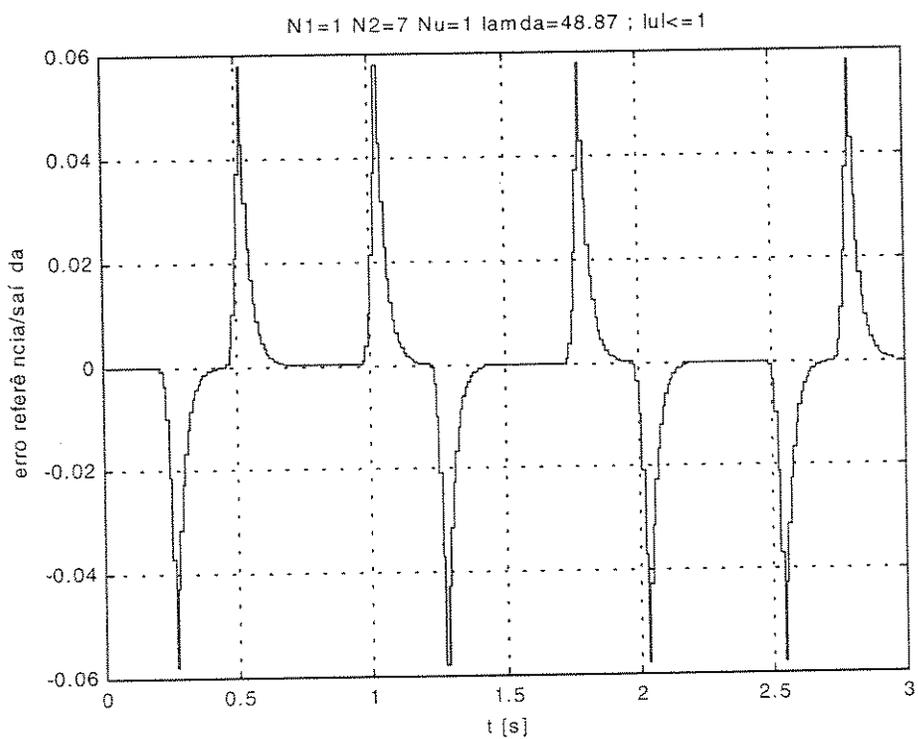


Figura 4.16 – Erro entre o sinal de referência e a saída.

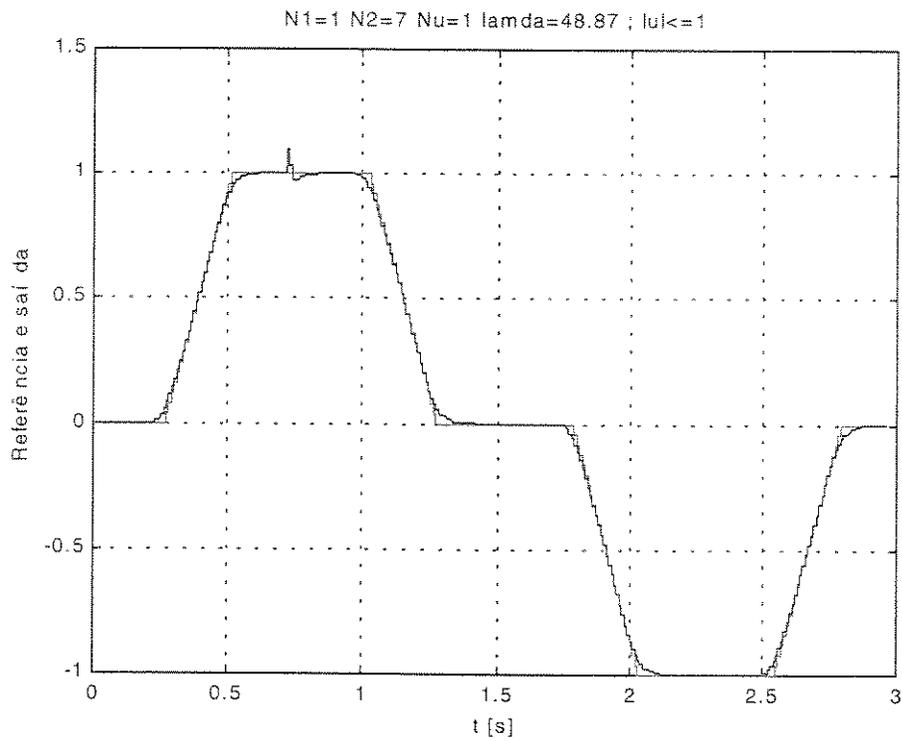


Figura 4.17 – Resposta de posição do sistema para uma entrada trapezoidal.

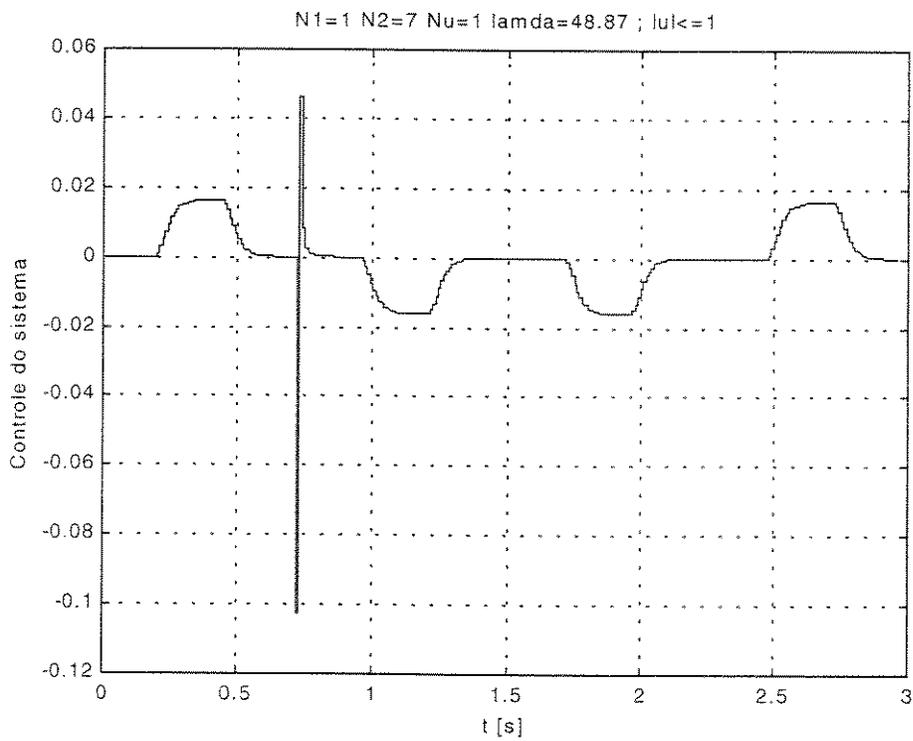


Figura 4.18 – Sinal de controle com perturbação.

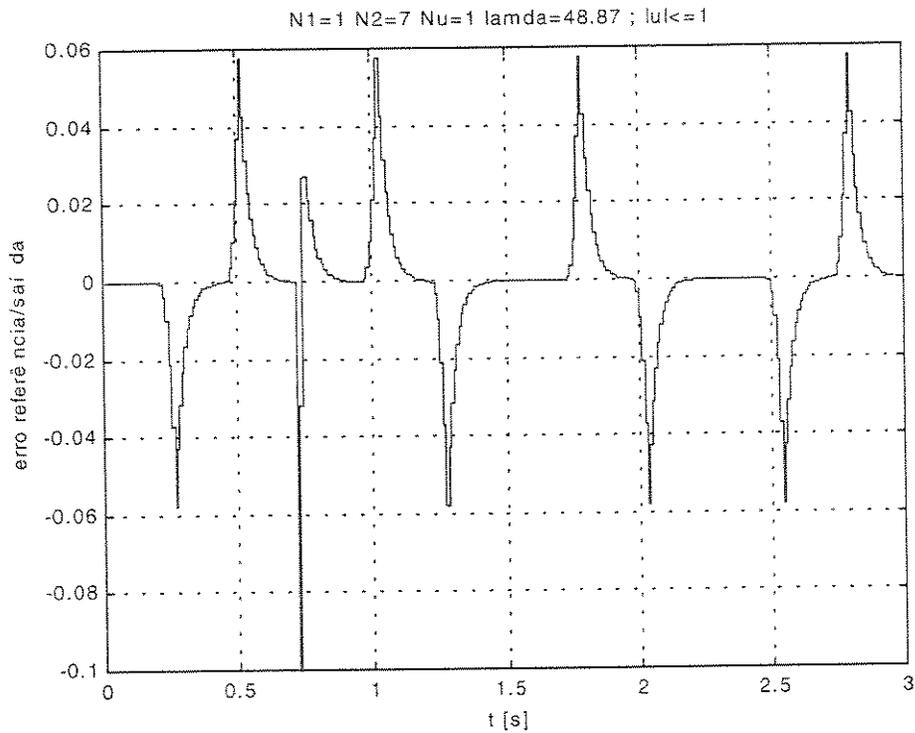


Figura 4.19 - Erro entre o sinal de referência e a saída com perturbação.

4.4.2 – Simulações Considerando a Variação da Inércia

Considerando os aspectos relativos à mudança de inércia de um robô durante a realização de uma trajetória dentro do seu volume de trabalho (tal como abordado no capítulo 2 e também em estudos feitos por Silva [Silva, 1998]), apresentam-se algumas simulações usando o controlador GPC. Dentro desse contexto, considera-se que no modelo do sistema usado neste trabalho, a inércia dobre e, portanto, da Equação 4.2, tem-se:

$$H(s) = \frac{246}{s(1+0.030s)} \quad (4.8)$$

Pela equação acima, pode-se verificar que a variação da inércia produz uma modificação na constante de tempo do sistema, de acordo com a equação 2.22.

Para a síntese do controlador GPC, usa-se como sistema a Equação 4.2 e, como modelo, a Equação 4.8 do sistema acoplado. Assim, a sintonia do controlador é feita em função deste modelo. Usando o CADGPC, os seguintes valores foram encontrados, através do processo automático de seleção:

$$N_1 = 1 \quad N_2 = 10 \quad N_u = 1 \quad e \quad \lambda = 1200 \quad (4.9)$$

Os polinômios obtidos relativos ao controlador na forma RST são:

$$\begin{aligned} R(q^{-1}) &= 0.8083 - 1.2644q^{-1} + 0.4930q^{-2} \\ S(q^{-1}) &= 1 + 0.2266q^{-1} \\ T(q) &= 0.0002q + 0.006q^2 + 0.013q^3 + 0.0021q^4 + 0.0029q^5 + \\ &\quad 0.0039q^6 + 0.0049q^8 + 0.0060q^8 + 0.0070q^9 + 0.0081q^{10} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Os resultados são apresentados nas Figuras 4.20 a 4.25.

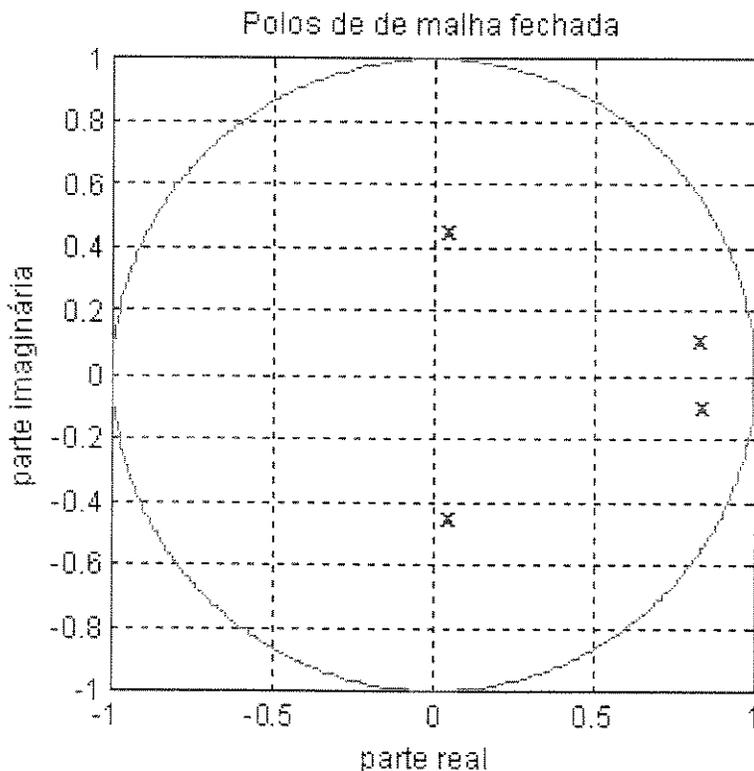
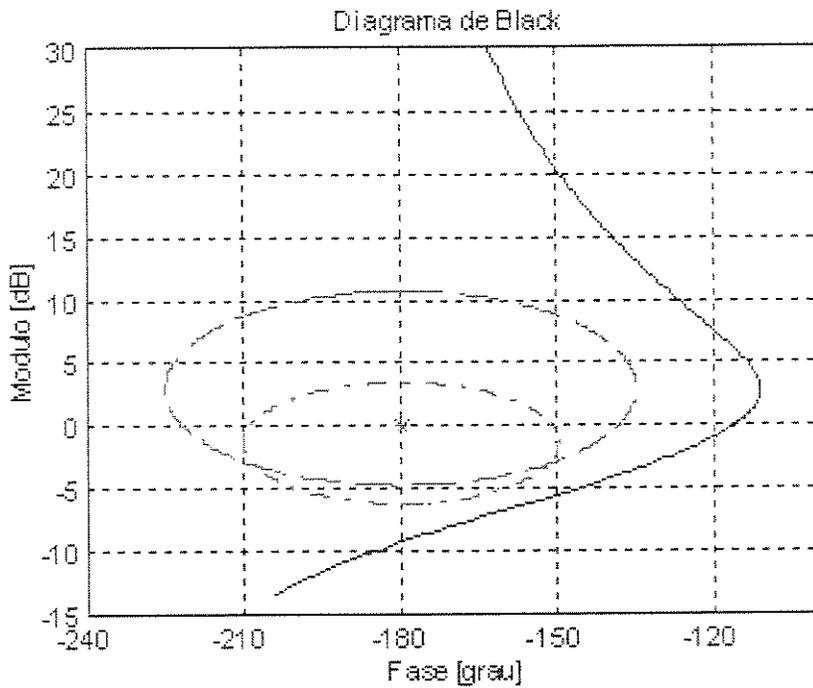


Figura 4.20 – Localização dos pólos em malha fechada.



4.21 – Diagrama de Black do sistema.

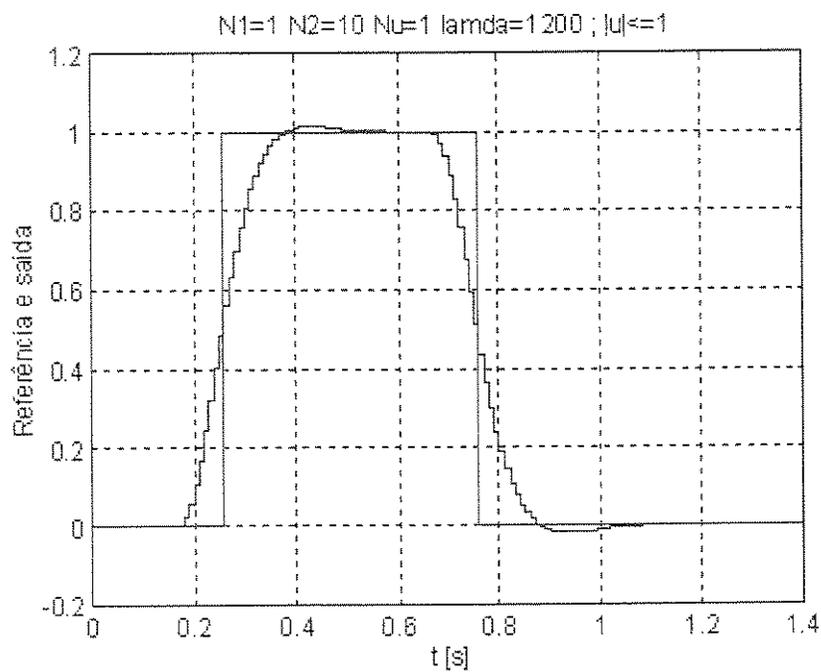


Figura 4.22 – Resposta de posição a uma entrada do tipo degrau com duração limitada.

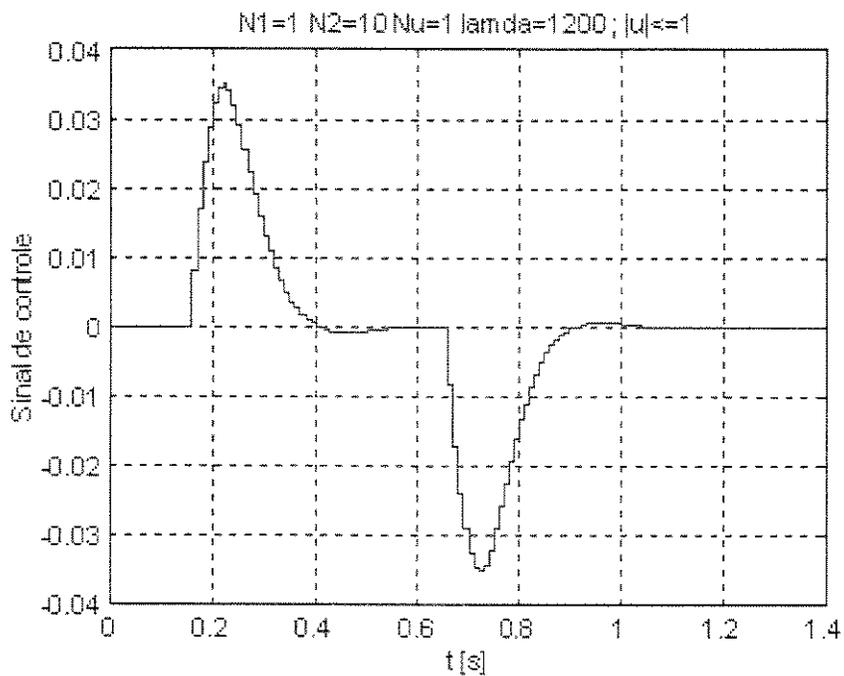


Figura 4.23 - Sinal de controle do sistema.

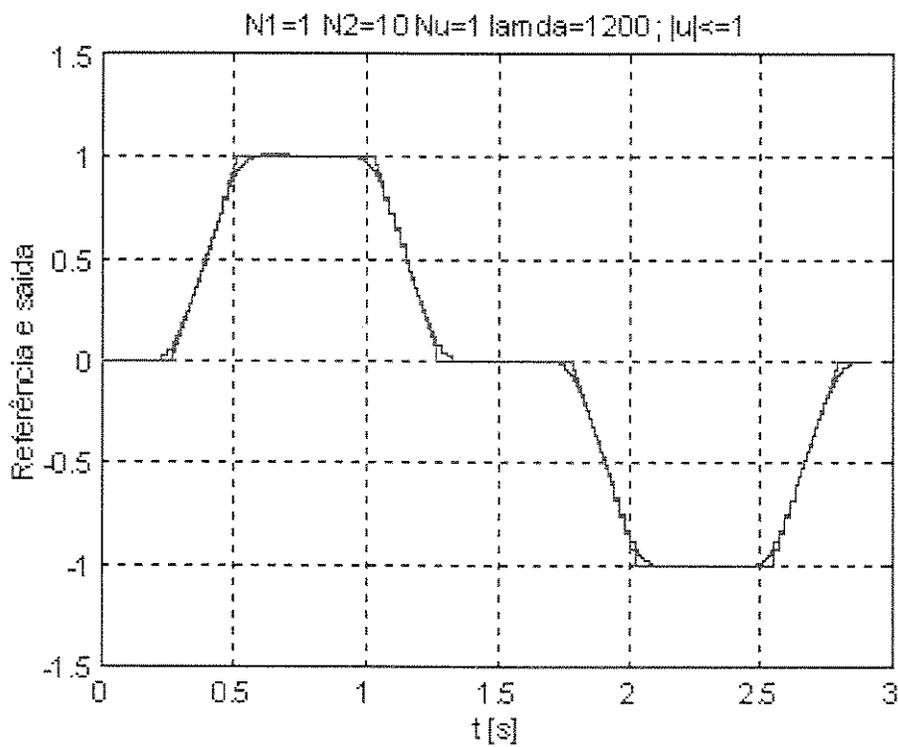


Figura 4.24 – Resposta de posição a uma entrada do tipo trapezoidal.

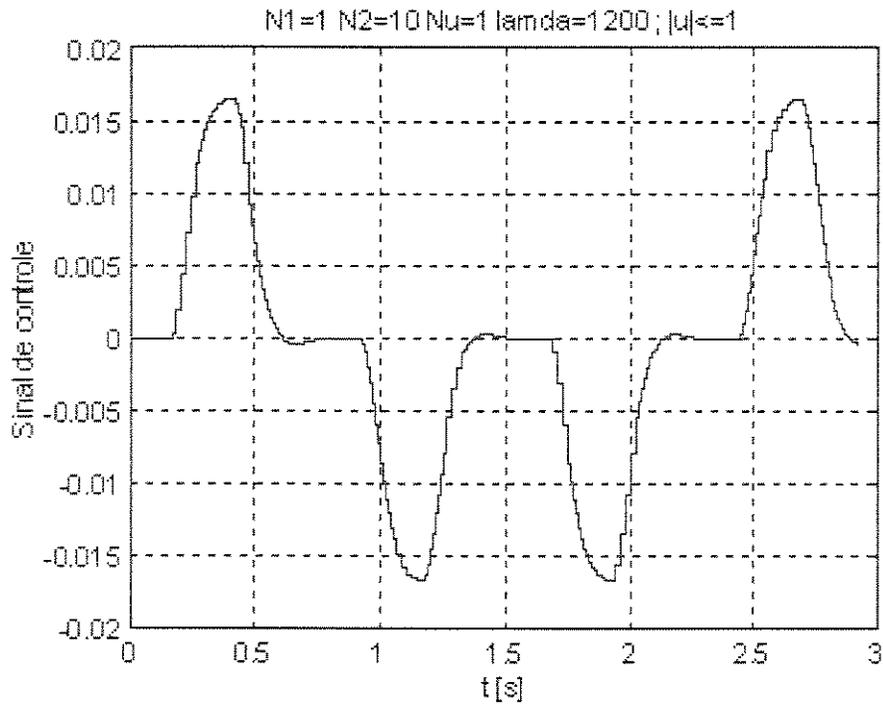


Figura 4.25 – Sinal de controle do sistema.

Uma nova simulação foi realizada, considerando a Equação 4.8 (caso adaptado), ou seja, o sistema e o modelo de simulação têm a mesma equação.

Para este caso, a nova sintonia do controlador GPC é:

$$N_1 = 1 \quad N_2 = 8 \quad N_u = 1 \quad e \quad \lambda = 31.49 \quad (4.11)$$

E o controlador na forma RST é dado por:

$$\begin{aligned} R(q^{-1}) &= 1,8098 - 2,7654q^{-1} + 1,0608q^{-2} \\ S(q^{-1}) &= 1 + 0,4876q^{-1} \\ T(q) &= 0,0008q^1 + 0,0030q^2 + 0,0061q^3 + 0,0099q^4 + 0,0142q^5 + 0,0188q^6 + \\ &\quad 0,0237q^7 + 0,0287q^8 \end{aligned} \quad (4.12)$$

Os resultados são apresentados na Figuras 4.26 a 4.31.

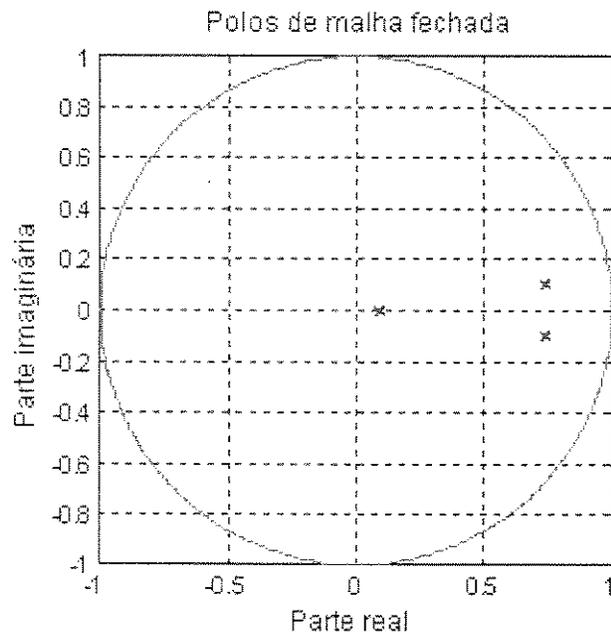


Figura 4.26 – Localização do pólos de malha fechada.

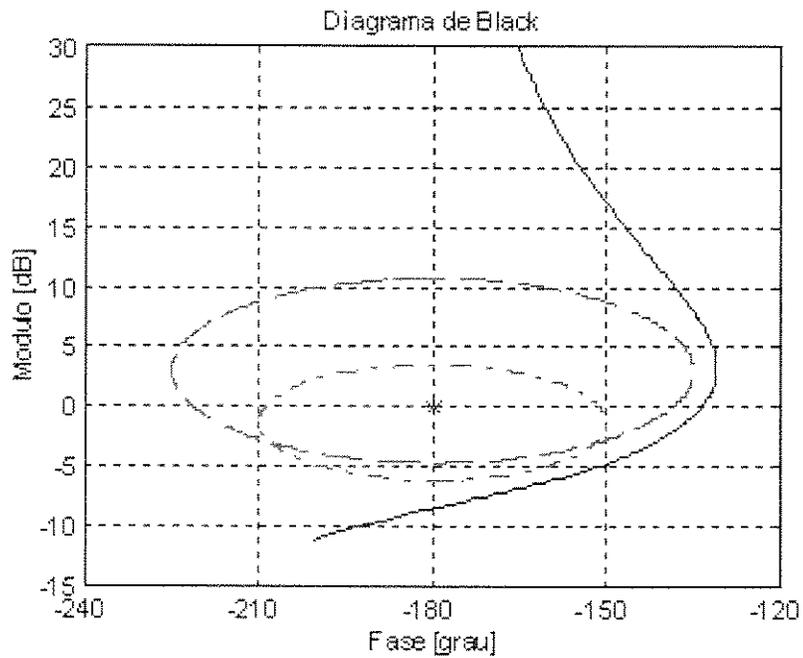


Figura 4.27 – Diagrama de Black do sistema.

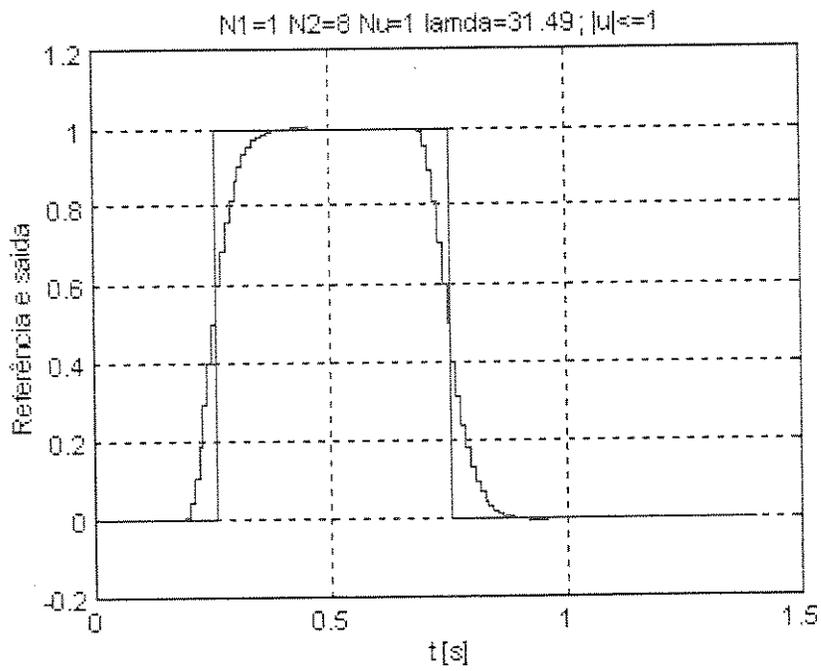


Figura 4.28 - Resposta de posição a uma entrada do tipo degrau com duração limitada.

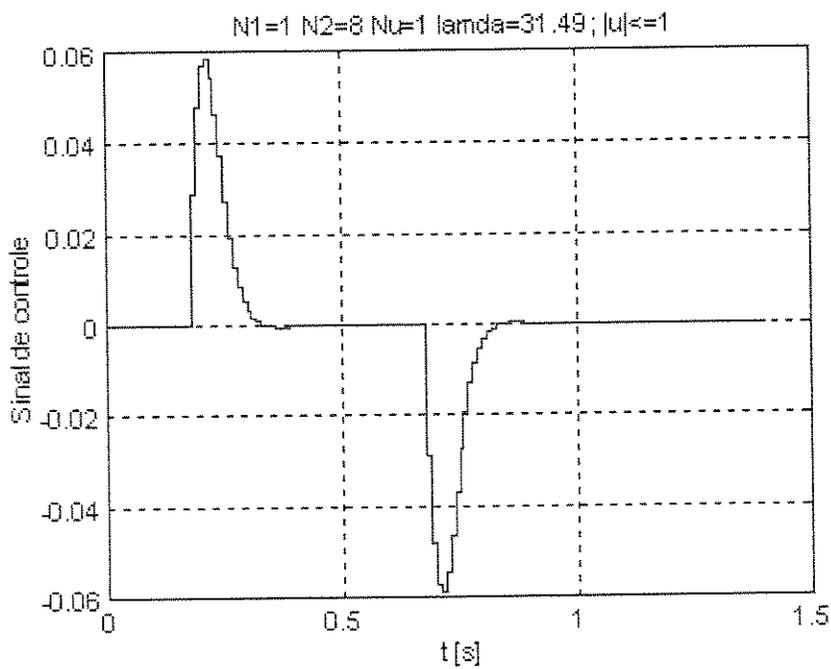


Figura 4.29 – Sinal de controle do sistema.

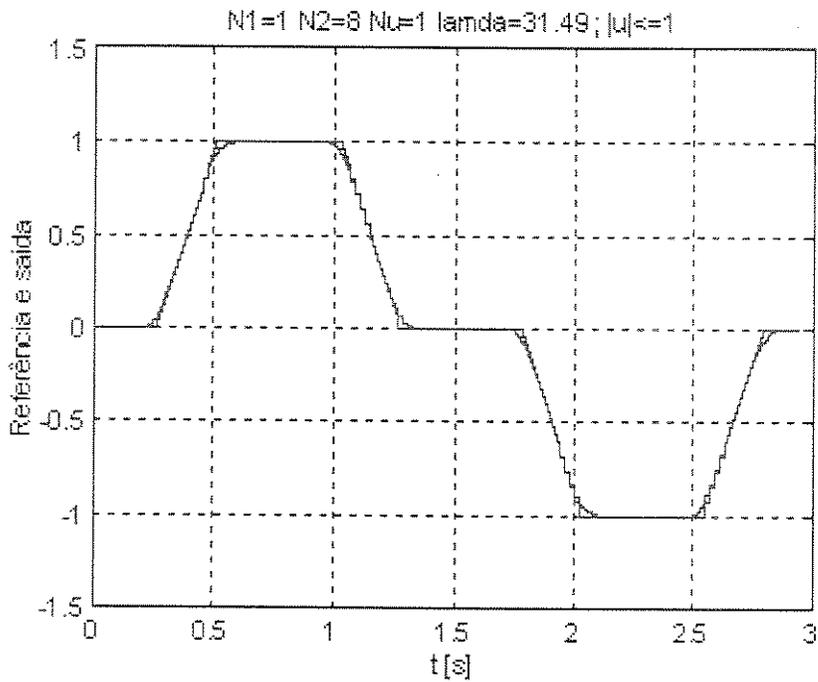


Figura 4.30 – Resposta de posição a uma entrada do tipo trapezoidal.

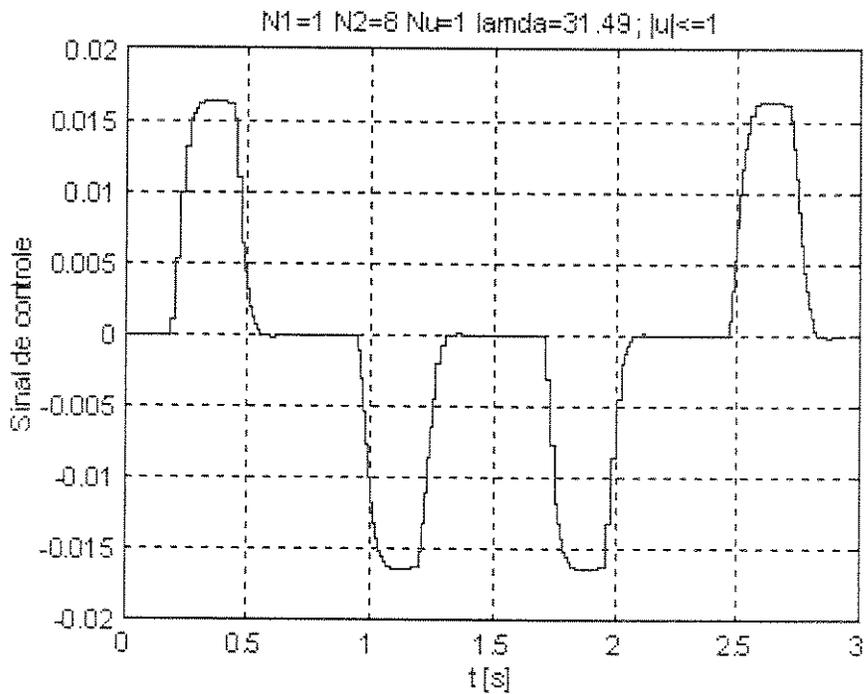


Figura 4.31 – Sinal de controle do sistema.

4.4.3 – Simulações do Sistema Usando um Controlador do Tipo PID

Também foram realizadas simulações do controle do sistema de interesse, usando agora um controlador do tipo PID. O objetivo é comparar sua performance com a produzida pelo controlador GPC, mostrado anteriormente.

O problema de síntese de um sistema de controle consiste em conceber, para um dado processo, um controlador tal que o sistema resultante tenha a performance desejada em termos de estabilidade, rapidez e precisão, atendendo a algumas especificações preestabelecidas. Com vista à sua implementação experimental, a concepção é inicialmente realizada no domínio do tempo e, então, discretizada considerando um período de amostragem de 10 ms. Os resultados apresentados a seguir foram obtidos através da realização de um pequeno programa computacional utilizando o Matlab™.

A função de transferência do controlador PID na forma contínua é dada pela relação:

$$C(s) = K \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \quad (4.13)$$

O termo ligado à ação derivativa vem no sentido de estabilizar o sistema, ao passo que a ação proporcional permite melhorar a sua rapidez. O termo correspondente à ação integral contribui para anular os erros estáticos perante os sinais de referência e perturbações constantes.

Os parâmetros do controlador PID são obtidos através dos diagramas de Bode. O método de regulação é comparável ao método de regulação freqüencial do controlador a ações combinadas. Coloca-se no diagrama de Bode a ação integral a baixas freqüências e a ação derivativa na vizinhança das freqüências onde se deseja obter uma margem de fase conveniente. Essa ação consiste em limitar a faixa de freqüências da ação integral e derivativa a uma freqüência tal que $\text{Arg}[FT(jw)] = -90^\circ$. Essa freqüência pode estar ligada à freqüência de ressonância central do controlador $w_m^2 = 1/T_i T_d$.

Para o sistema considerado (Equação 4.2), fixou-se um tempo de resposta cerca de 30 ms (duas vezes a constante de tempo do sistema). A frequência de ressonância central do controlador é escolhida em torno de 100 rad/s , correspondente à banda passante desejada. A constante de tempo do sistema é igual a 15 ms , que corresponde a uma frequência de 67 rad/s . Assim, os valores das constantes de tempo foram escolhidos, respectivamente, para as frequências de 10 rad/s e 40 rad/s , resultando em:

$$\begin{aligned} T_i &= 0.1\text{ s} \\ T_d &= 0.025\text{ s} \end{aligned} \tag{4.14}$$

O ganho K pode ser determinado através de uma translação no eixo de zero dB do diagrama de Bode, a fim de obter uma margem de fase ou uma banda passante desejada. Dessa forma, após iterações sucessivas, o valor de K é feito igual a 0.1 .

Com vista à implementação experimental, a versão simples do controlador PID (Equação 4.13) não pode ser implementada fisicamente por causa da ação derivativa pura. Montagens eletrônicas com amplificadores operacionais não são possíveis de ser realizadas. Além disso, não é desejável que sinais de altas frequências sejam fortemente amplificados a fim de evitar que ruídos característicos, presentes na entrada do controlador, também sejam amplificados junto com o sinal de controle.

Por essas razões, o controlador PID é apresentado em uma forma filtrada, onde um filtro passa-baixa, cuja frequência de corte é da ordem de $10/T_d$, filtra os ruídos parasitas de alta frequência, permitindo a “derivação” dos sinais cuja frequência de ressonância não ultrapassem 3 a 5 vezes a frequência $1/T_d$.

Assim, tem-se:

$$C(s) = K \frac{(1 + sT_i)(1 + sT_d)}{sT_i(1 + s\tau)} \quad \text{com} \quad \tau < \frac{T_d}{10} \tag{4.15}$$

A forma do controlador é muito próxima à forma apresentada na Equação 4.13, exceto pela parte de alta frequência. Assim, é possível conservar os parâmetros K , T_i e T_d , obtidos anteriormente.

Esses aspectos foram considerados no desenvolvimento do programa computacional em Matlab™. Os resultados obtidos são mostrados nas Figuras 4.32 a 4.37:

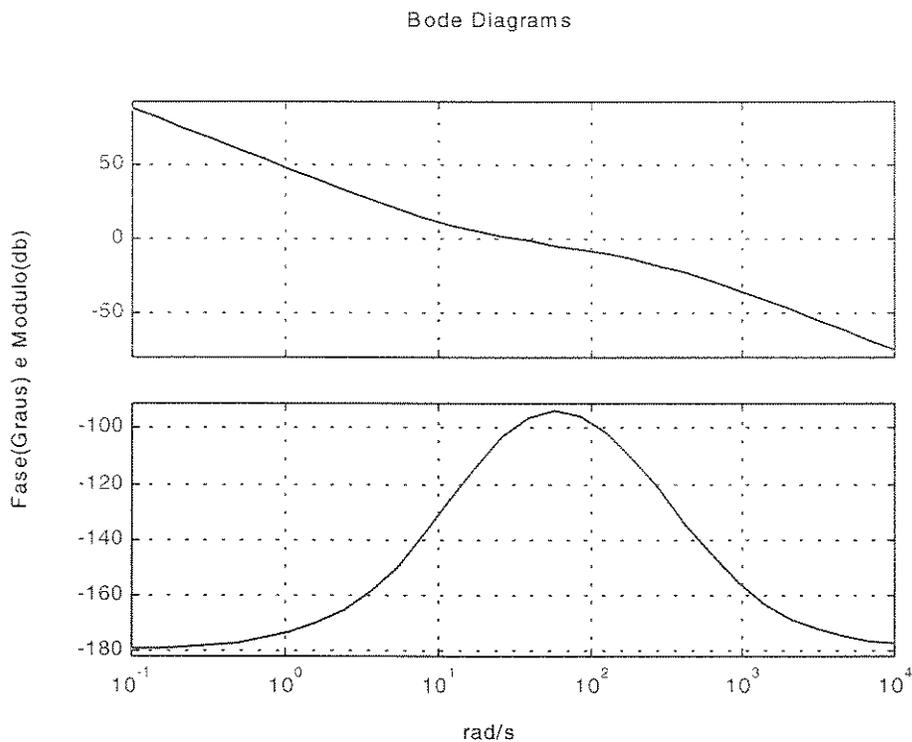


Figura 4.32 - Diagrama de Bode do sistema – Domínio contínuo.

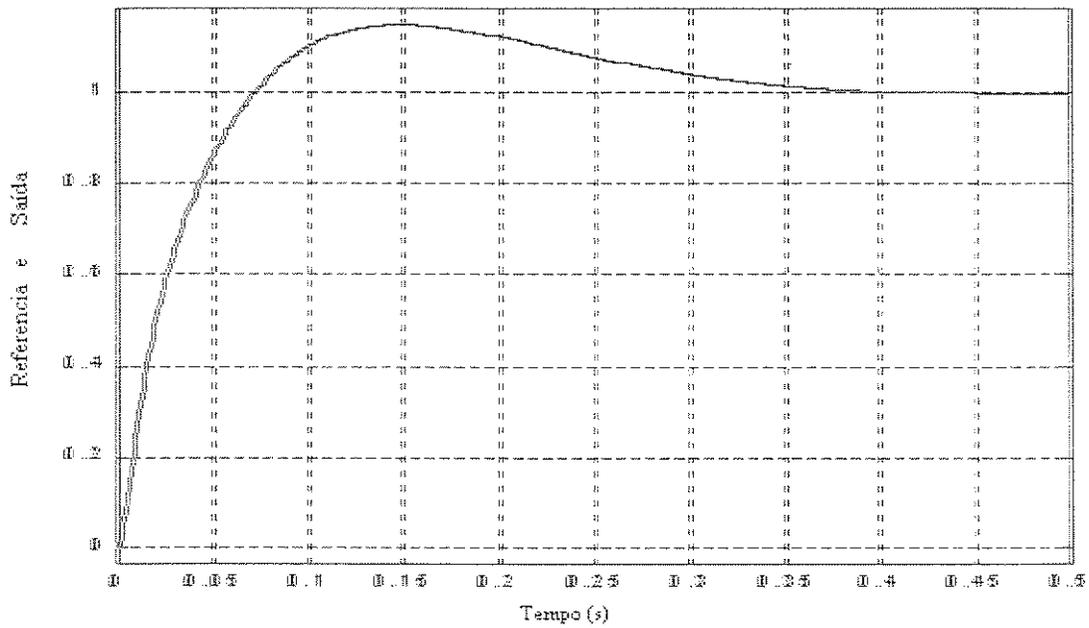


Figura 4.33 – Resposta do sistema a um degrau unitário – Domínio contínuo.

Bode Diagrams

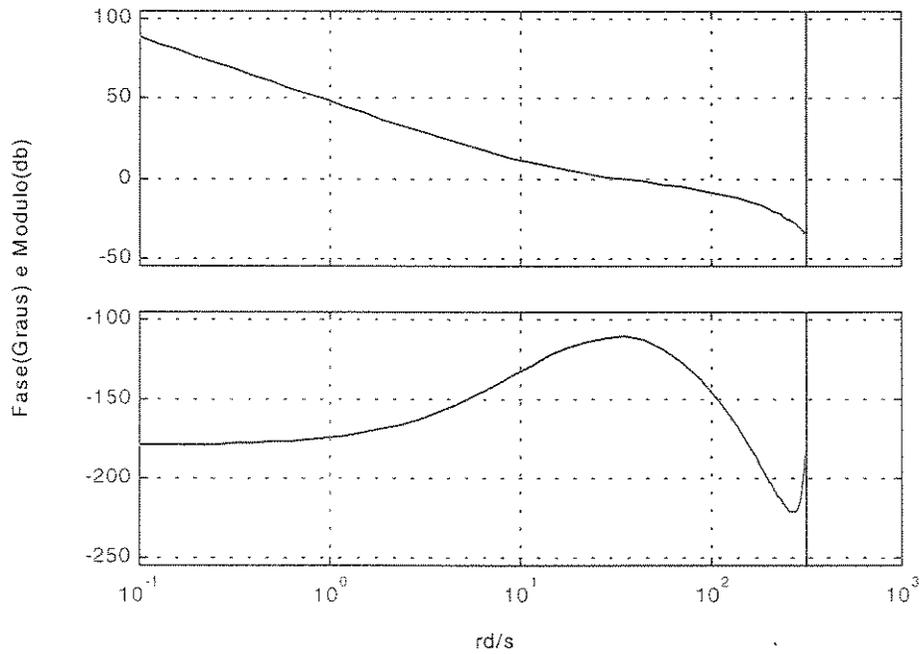


Figura 4.34 – Diagramas de Bode do sistema corrigido discretizado.

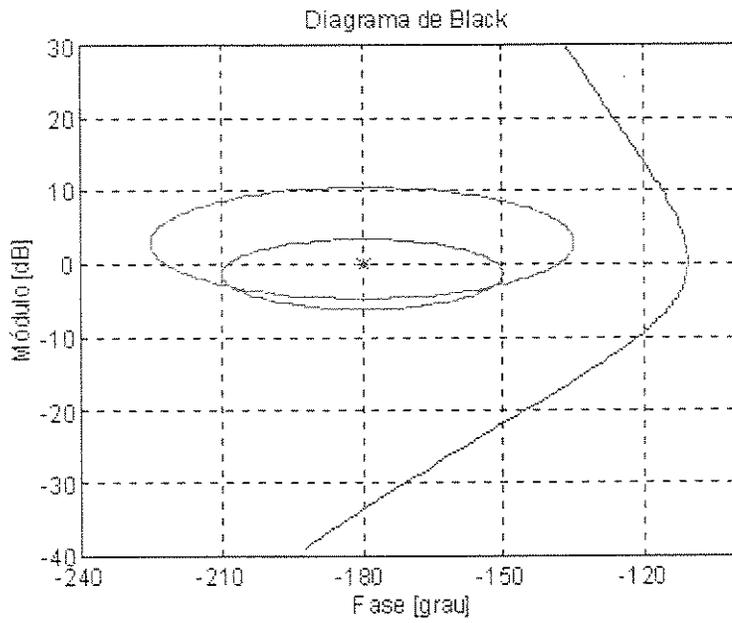


Figura 4.35 – Diagrama de Black do Sistema

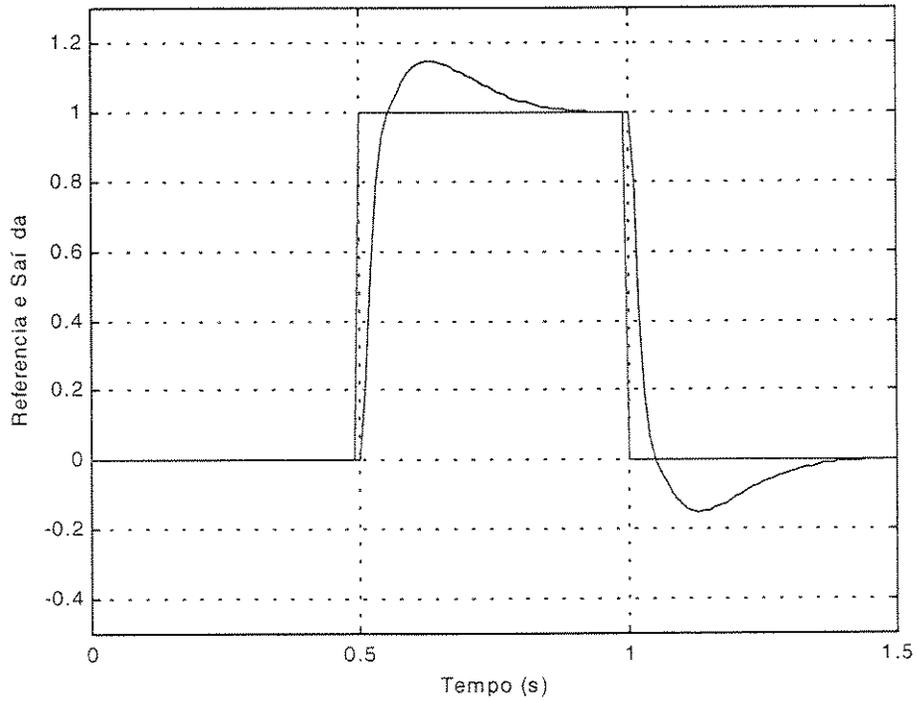


Figura 4.36 – Resposta de posição do sistema a uma referência do tipo degrau.

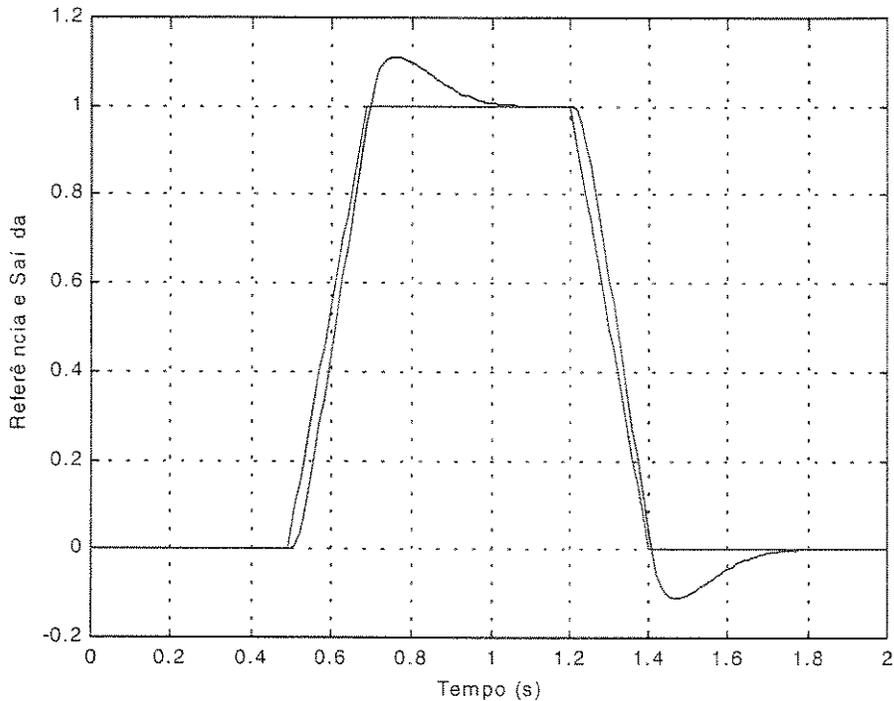


Figura 4.37 – Resposta de posição a uma referência do tipo trapezoidal.

4.5 – Considerações Sobre os Resultados Obtidos

No processo de ajuste do controlador PID, a sintonia utilizada foi a melhor possível, produzindo os resultados anteriormente ilustrados. Os resultados relativos ao PID, de uma certa maneira, não são ruins, mas dependem da aplicação e da especificação da performance desejável; no entanto, sob as mesmas condições, se comparados com os resultados produzidos pelo controlador GPC (Figuras 4.8 a 4.19), pode-se observar uma superioridade deste. Por exemplo, observa-se, na resposta gerada pelo PID um *overshoot* (Figuras 4.36 e 4.37), que não aparece nos resultados relativos ao uso do controlador GPC, além do efeito antecipativo característicos dos controladores preditivos

Nos resultados apresentados na seção 4.4.2, no primeiro caso, quando a influência da nova inércia é considerada no modelo para o cálculo do controlador, pode-se observar um pequeno *overshoot* presente na resposta temporal (Figuras 4.22 e 4.24), o qual praticamente desaparece quando o modelo e o sistema são iguais (Figuras 4.28 e 4.30).

No capítulo que segue serão validados os resultados somente para o caso expresso pela equação 4.2, em virtude das características da bancada experimental a ser utilizada neste trabalho.

Capítulo 5

Resultados Experimentais: GPC e PID

5.1 – Validação Experimental

A implementação e validação experimental deste trabalho foram realizadas na Supeléc, que já possuía uma estrutura para fins didáticos, cujas características serviam para o propósito deste trabalho. Simultaneamente foram construídas bancadas experimentais no Laboratório de Automação e Robótica da Unicamp, o que será descrito no capítulo 6, onde são enfocados ainda mais os aspectos da robótica do ponto de vista industrial.

A composição da bancada de validação dos resultados obtidos através de simulações é mostrada no esquema da Figura 5.1.

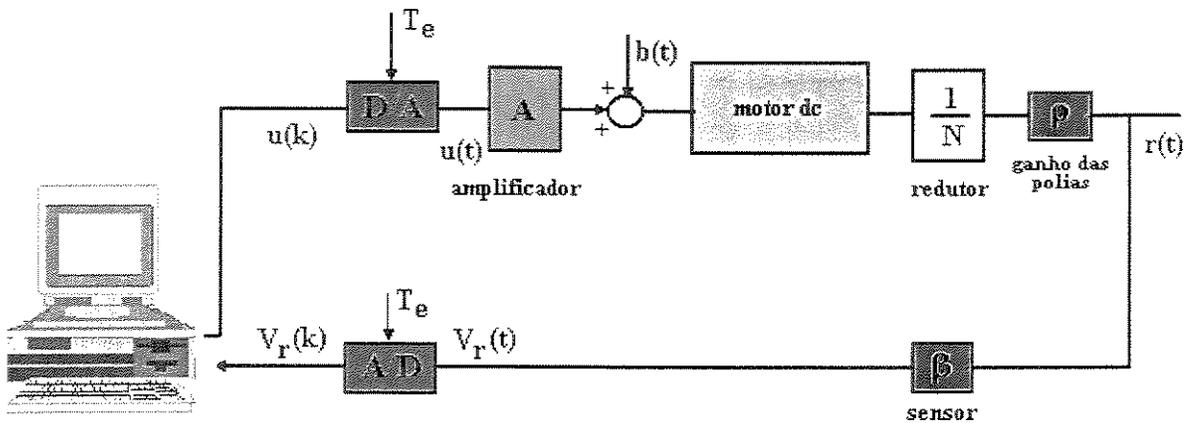


Figura 5.1 - Esquema do sistema utilizado para validação experimental.

Pode-se verificar, nesse esquema, a presença de um computador e de uma interface AD/DA de 12 bits, além dos elementos tradicionais (motor, redutor, ganhos representando as polias, correias e sensor de posição). Uma fotografia do sistema físico é mostrada na Figura 5.3. A esse esquema foi adicionado um dispositivo para transformar o deslocamento angular relativo ao movimento do motor, em um deslocamento linear. Assim, é possível medir o deslocamento linear através de uma escala graduada, como ilustra a Figura 5.2.

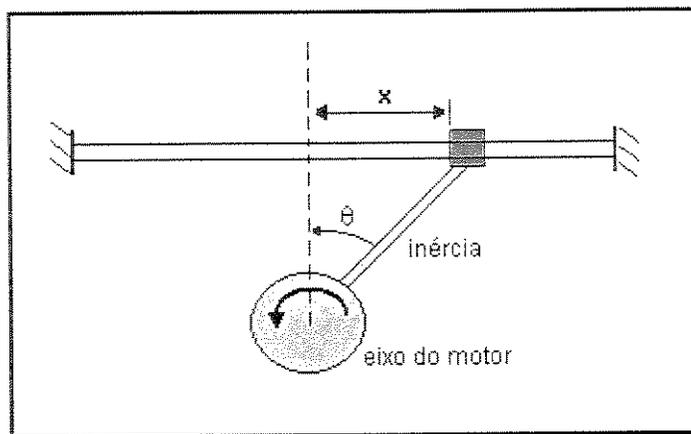


Figura 5.2 – Sistema de posição: transformação do deslocamento angular para linear.

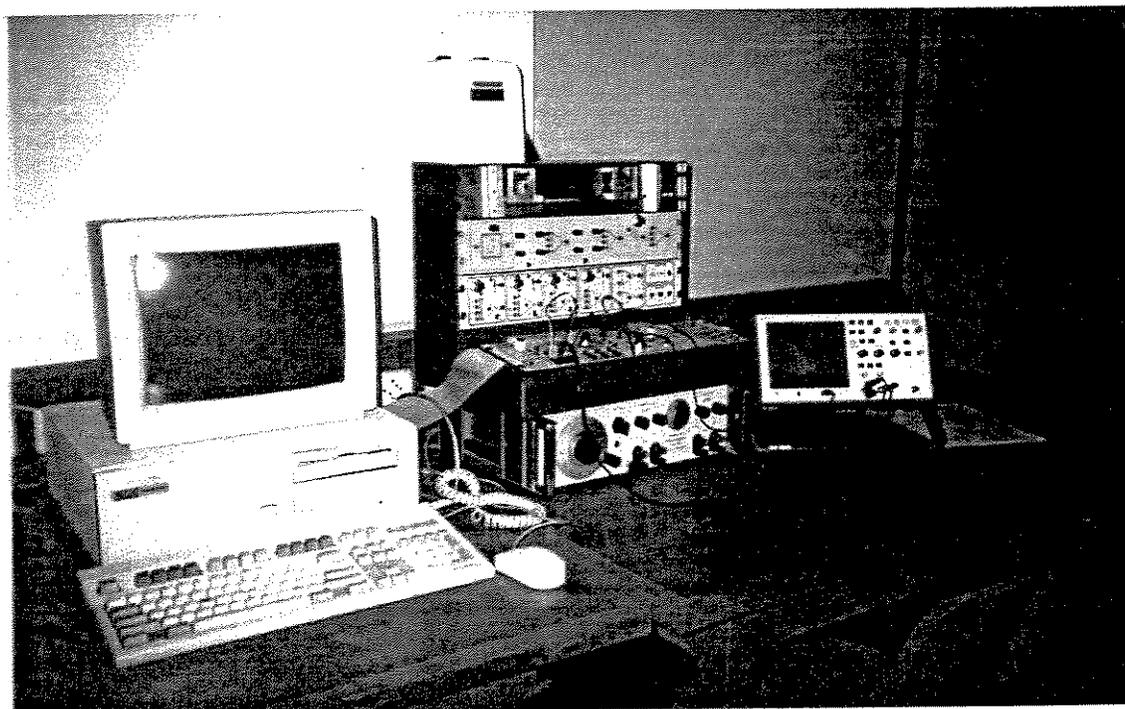


Figura 5.3 – Foto da bancada de validação experimental – Supeléc – França.

5.2 – Resultados Experimentais: Controlador GPC

Os resultados experimentais relativos ao controlador GPC foram obtidos a partir do conhecimento dos polinômios do controlador na forma RST, Equação 4.5, implementando a lei de controle, conforme a Equação 3.33. Um pequeno programa computacional desenvolvido em QuickBasic™ e implantado no computador permitiu o controle em tempo real do sistema de estudos deste trabalho.

São utilizados dois tipos de entrada de referência comuns em robótica: primeiramente, uma referência do tipo degrau, com duração limitada, e, posteriormente, uma referência do tipo trapezoidal. Uma pequena perturbação é produzida de forma mecânica e adicionada aos dois sinais de referências com o intuito de se observar a performance do sistema na presença dessas perturbações.

Os resultados são apresentados nas Figuras 5.4 a 5.9.

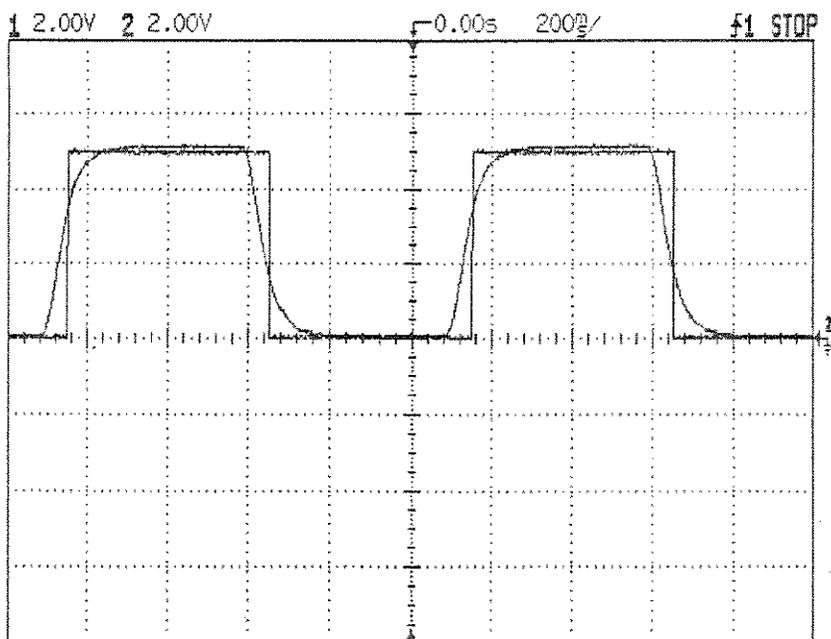


Figura 5.4 – Resposta de posição para uma entrada do tipo degrau com duração limitada.

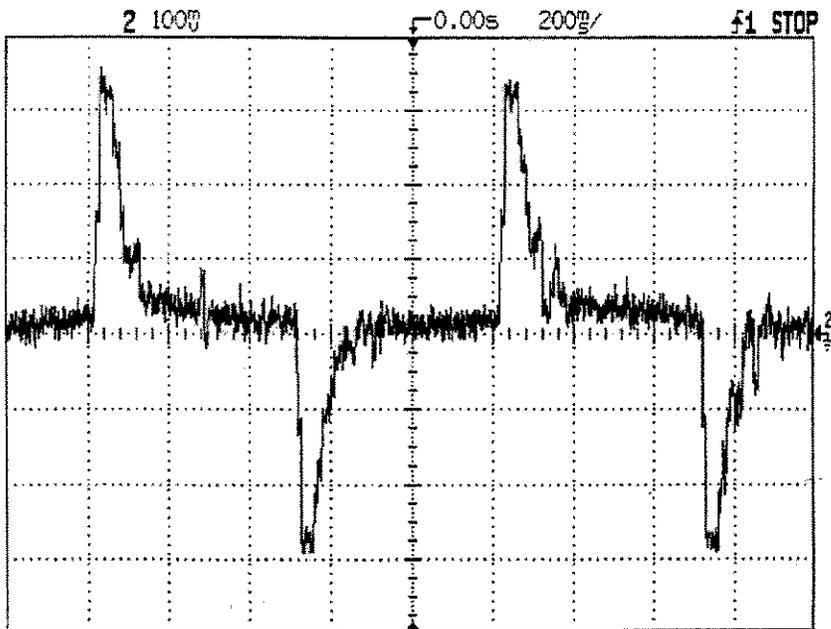


Figura 5.5 – Sinal de controle do sistema relativo ao degrau.

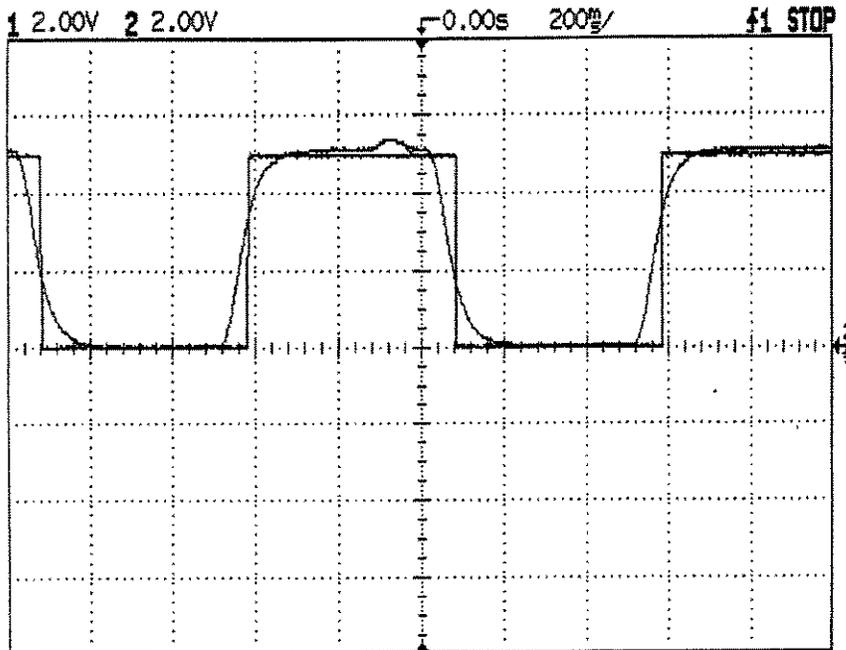


Figura 5.6 – Resposta de posição a uma entrada do tipo degrau com duração limitada e com uma perturbação.

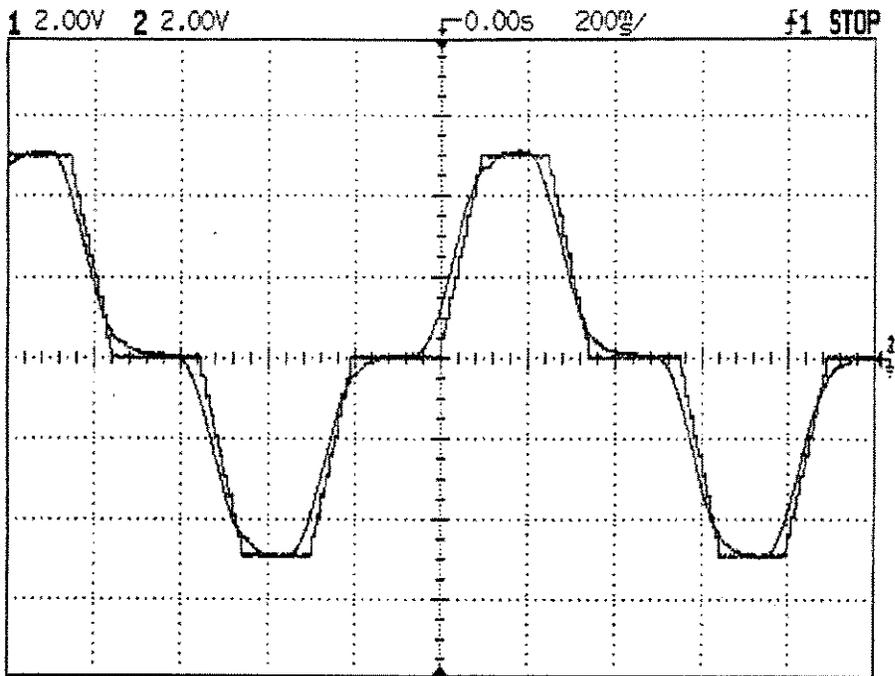


Figura 5.7 – Resposta de posição a uma entrada do tipo trapezoidal.

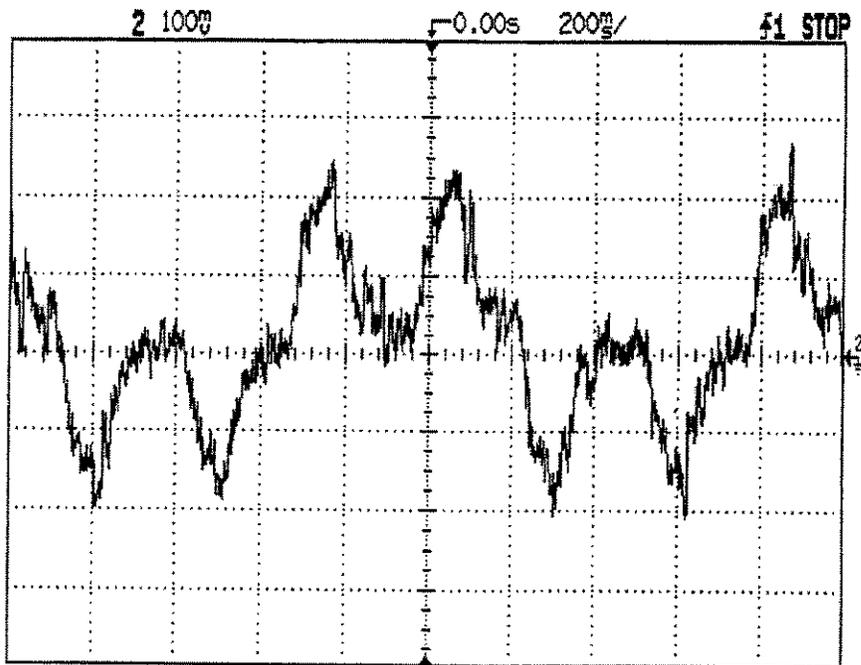


Figura 5.8 – Sinal de controle relativo à entrada trapezoidal.

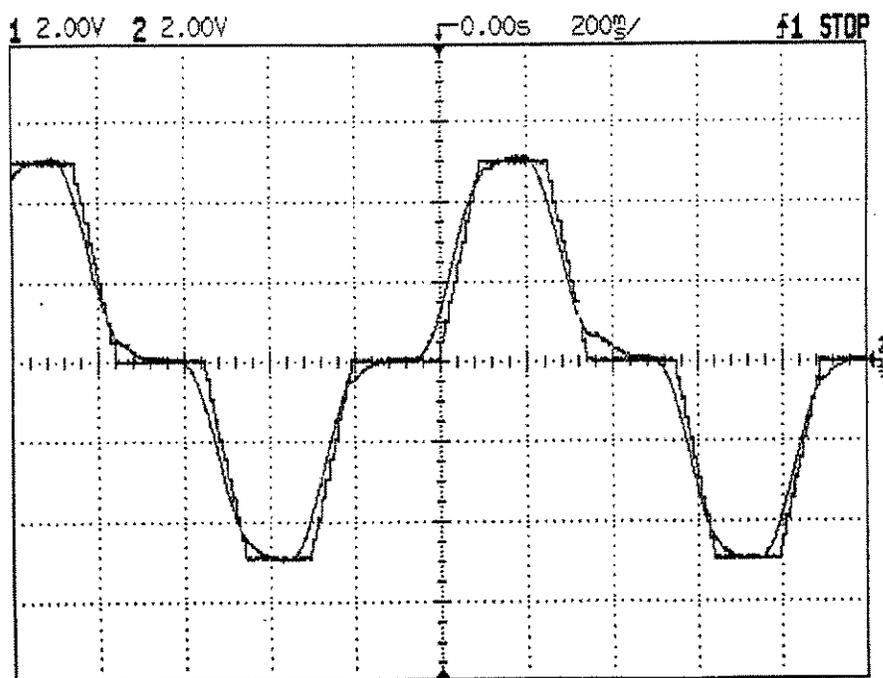


Figura 5.9 – Resposta de posição a uma entrada do tipo trapezoidal e com uma perturbação.

5.3 – Resultados Experimentais: Controlador PID

5.3.1 – O Controlador PID Expresso na Forma RST

O uso do controlador PID, neste trabalho, tem como objetivo comparar sua performance com a obtida pelo controlador GPC. Nesse caso, é interessante que os dois controladores tenham a mesma forma de representação. Assim, o controlador PID é colocado na forma RST, o que permite realizar essa comparação de maneira mais apropriada.

Tendo como meta a utilização da mesma estrutura de programação, a partir do conhecimento da função de transferência discreta do controlador PID ($C(q^{-1})$), é possível representá-lo na forma RST, de modo a obter a mesma estrutura mostrada na Figura 3.4.

Considere-se o esquema mostrado na Figura 5.10.

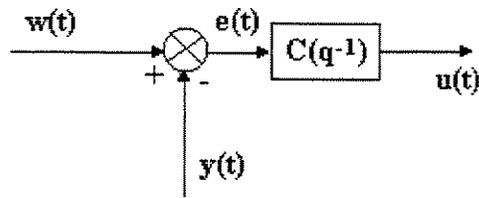


Figura 5.10 - Esquema do controlador PID

Da Figura 5.10 pode-se escrever:

$$\begin{aligned} e(t) &= w(t) - y(t) \\ u(t) &= C(q^{-1})e(t) \end{aligned} \quad (5.1)$$

Assim, pode-se obter:

$$u(t) = C(q^{-1}) (w(t) - y(t)) \quad (5.2)$$

Considerando que $C(q^{-1})$ seja conhecido, os polinômios do PID na forma RST podem ser obtidos através de comparação. Dos parâmetros obtidos para o controlador PID no domínio do tempo (T_i , T_d e K), tem-se a seguinte expressão para o controlador no domínio discreto.

$$C(q^{-1}) = \frac{0,308 - 0,5q^{-1} + 0,2q^{-2}}{1 - 1,2q^{-1} + 0,2q^{-2}} \quad (5.3)$$

Substituindo a equação 5.3 em 5.2, tem-se:

$$(1 - 1,2q^{-1} + 0,2q^{-2}) u(t) = (0,308 - 0,5q^{-1} + 0,2q^{-2}) [-y(t) + w(t)] \quad (5.4)$$

Comparando a equação 5.4 com a equação 3.33, pode-se escrever o controlador PID na forma RST, representado pelo conjunto de equações:

$$\begin{aligned}
R(q^{-1}) &= 0,308 - 0,5q^{-1} + 0,2q^{-2} \\
S(q^{-1})\Delta(q^{-1}) &= 1 - 1,2q^{-1} + 0,2q^{-2} \\
T(q^{-1}) &= 0,308 - 0,5q^{-1} + 0,2q^{-2}
\end{aligned}
\tag{5.5}$$

Finalmente, para comparar de maneira objetiva as performances do controlador PID com a performance do GPC, o aspecto antecipativo é incluído ao controlador PID, fazendo-se uma ligeira modificação no polinômio T. Assim, para efeito da realização experimental, o seguinte polinômio T é utilizado:

$$T'(q) = 0,308q^3 - 0,5q^2 + 0,2q \tag{5.6}$$

Com base no conhecimento dos polinômios na forma RST, a mesma metodologia empregada para a obtenção dos resultados experimentais relativos ao controlador GPC é aqui aplicada. A lei de controle é implantada no PC, produzindo o sinal de controle para o sistema de interesse. Aqui também são considerados dois tipos diferentes de referência: uma sendo um degrau com duração limitada e a outra uma referência do tipo trapezoidal. Nesses dois tipos de sinais de referência uma pequena perturbação é adicionada ao sistema o objetivo de verificar a resposta em função dessa perturbação.

5.3.2. – Resultados Obtidos

Os resultados relativos à validação experimental do uso do controlador PID são mostrados nas Figuras 5.11 a 5.16.

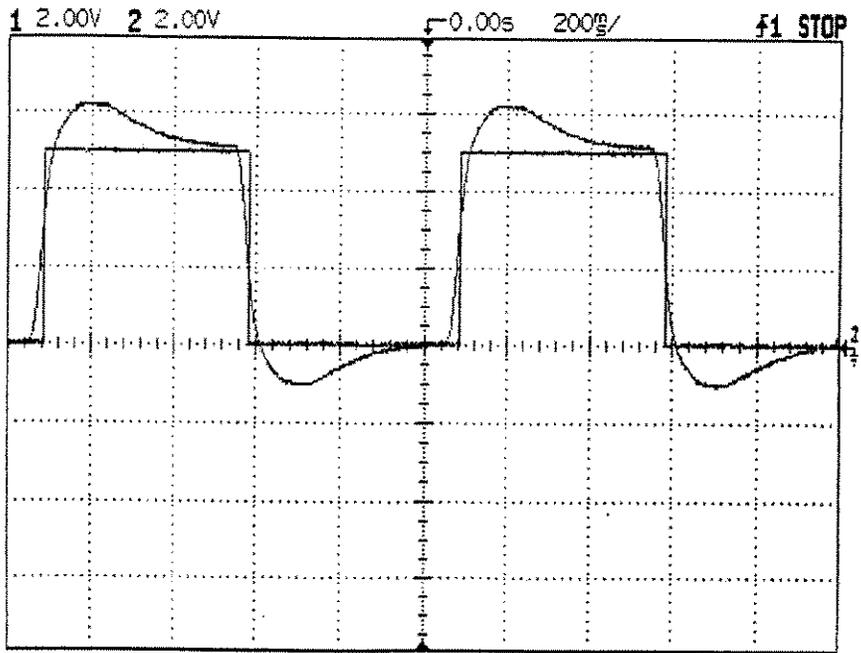


Figura 5.11 – Resposta de posição a uma entrada do tipo degrau, com duração limitada.

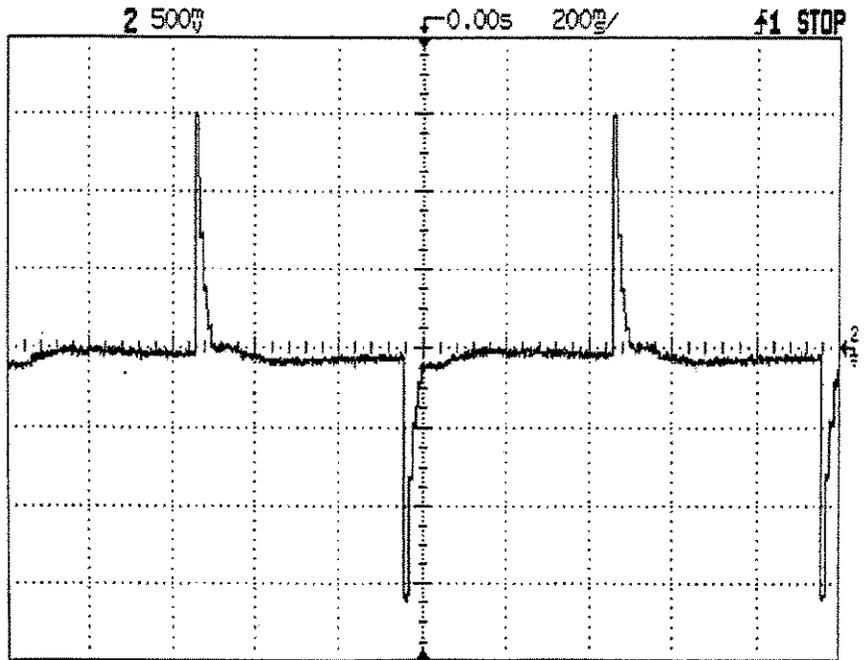


Figura 5.12 – Sinal de controle relativo a uma entrada em degrau.

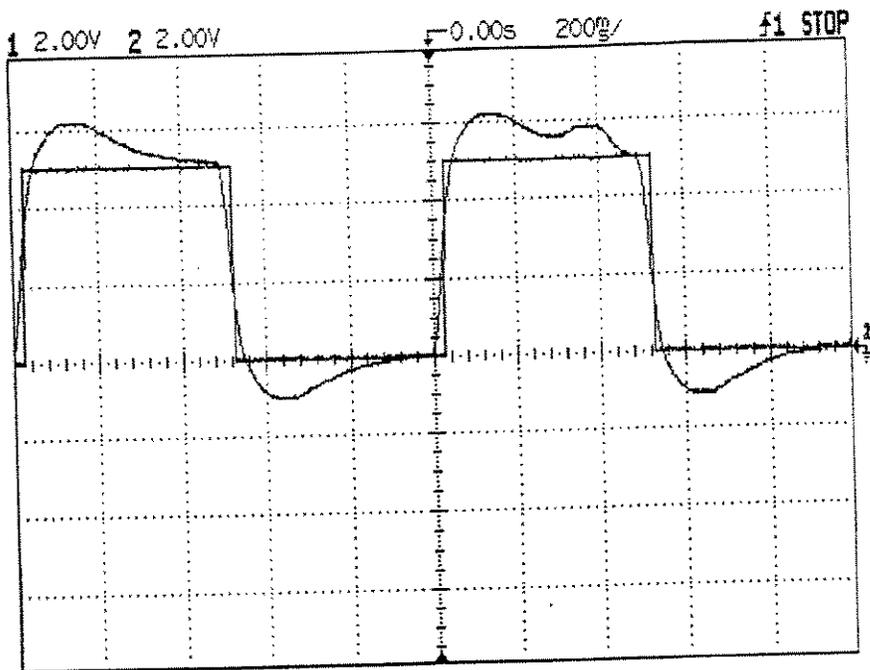


Figura 5.13 – Resposta de posição a uma entrada em degrau com duração limitada e com perturbação.

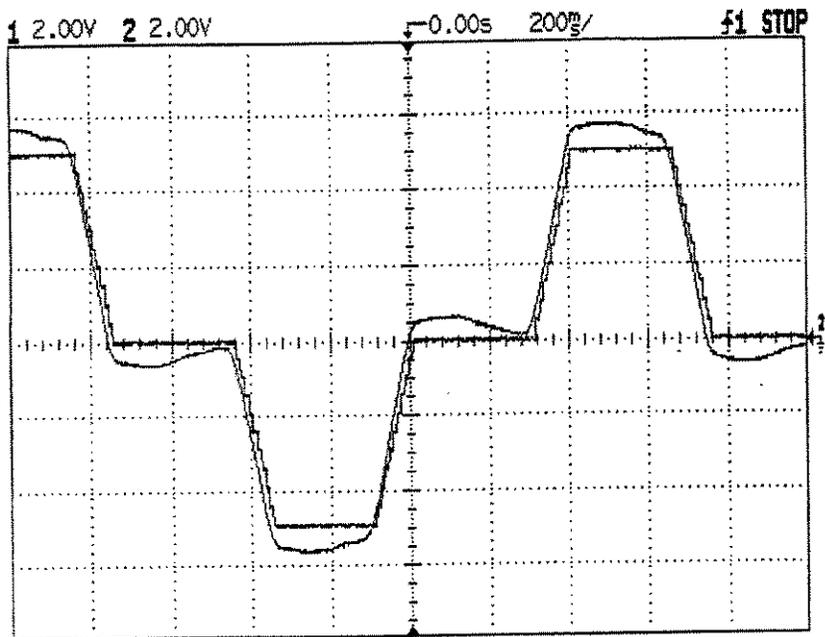


Figura 5.14 – Resposta de posição para uma entrada tipo trapezoidal.

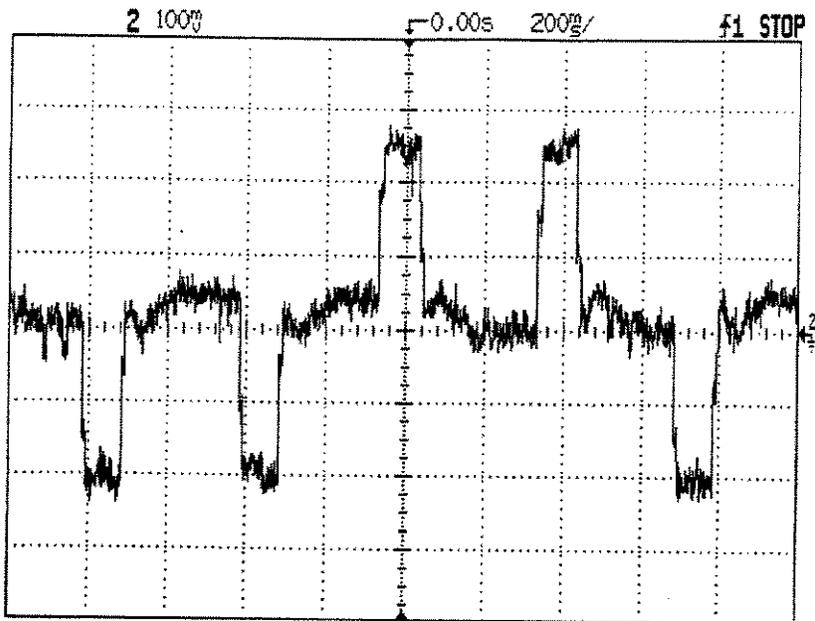


Figura 5.15 – Sinal de controle relativo à entrada trapezoidal.

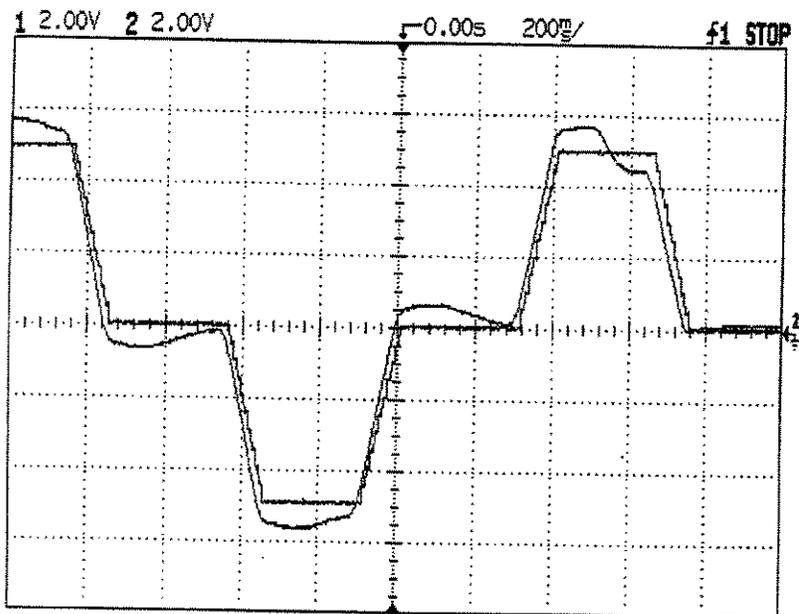


Figura 5.16 – Resposta de posição à entrada trapezoidal com perturbação.

5.4 – Avaliação dos Resultados Obtidos

Os resultados experimentais mostrados neste capítulo com a utilização do controlador GPC apresentam comportamentos similares aos verificados nas simulações do sistema no capítulo anterior. Verificou-se um bom comportamento dinâmico e também a precisão do sistema.

Os resultados experimentais relativos ao controlador PID apresentam *overshoot* (Figuras 5.11, 5.13, 5.14 e 5.16) tal como verificado também nos resultados obtidos de simulações, no entanto, a amplitude deste *overshoot* é maior quando comparada à verificada em simulações, estando acima de 18%. O efeito antecipativo, incluído no controlador PID através do polinômio $T(q)$ é também visível nos resultados experimentais (ver Figuras 5.11, 5.13, 5.14 e 5.16). Com esses resultados pode-se verificar que a melhor performance é obtida com o uso do controlador preditivo (GPC).

Capítulo 6

Proposta de Infra-Estrutura Experimental para Validação e Teste de um Sistema de Supervisão e Controle de Juntas Robóticas

6.1 – Introdução

Trabalhos experimentais na área de robótica necessitam, geralmente, de uma infra-estrutura complexa, nem sempre possível de ser implementada, tendo em vista o alto custo envolvido. A procura de soluções adequadas para validação experimental de estruturas de controle que já possuem modelos matemáticos capazes de representar parte de um sistema real, sem perder sua generalidade, é uma constante

Para implementação e validação final da estrutura de controle proposta neste trabalho, neste capítulo, apresenta-se a infra-estrutura experimental implementada no Laboratório de Automação Integrada e Robótica da Faculdade de Engenharia Mecânica da Unicamp, que possibilitará o desenvolvimento de novos trabalhos de cunho experimental.

Dentro desse contexto, apresentam-se duas bancadas construídas para validação e testes de juntas robóticas, destacando como principais características uma estrutura operativa simples, mas representativa do modelo real de uma junta robótica e que conta também com uma infra-estrutura computacional para aquisição e tratamento de informações dos sensores utilizados.

6.2 – Protótipo Experimental I: Modelo de uma Junta Robótica

O primeiro protótipo desenvolvido para validação experimental representa o modelo de uma junta robótica, correspondente a um dos graus de liberdade de um robô, sem acoplamento dinâmico entre as juntas.

Essa plataforma experimental é constituída de um motor elétrico de corrente contínua acoplado a um disco de inércia com uma haste solidária. O acoplamento entre o disco de inércia e o motor é feito por intermédio de uma caixa de redução por engrenagens. A medida de posição angular é realizada através de encoders incrementais, conforme representação apresentada na Figura 6.1. A modelagem dinâmica dessa plataforma possibilitará a validação experimental da estrutura de controle proposta neste trabalho.

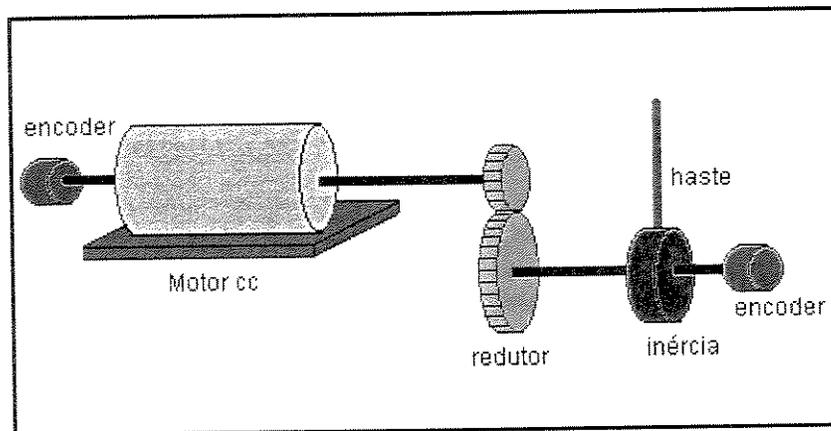


Figura 6.1 – Modelo completo de uma junta robótica.

A construção mecânica desta plataforma foi realizada a partir de elementos existentes no laboratório (uma fotografia da bancada experimental é mostrada na Figura 6.2). Vale ressaltar que a plataforma ainda necessita de ajustes mecânicos, tais como a redução de folgas no redutor, a qual poderá comprometer o desempenho da estratégia de controle.

A necessidade de se desenvolver um modelo matemático desta plataforma de modo a permitir a simulação computacional e validação do problema em estudo torna imprescindível o conhecimento dos parâmetros dos diferentes elementos da bancada experimental. Entretanto,

para muitos desses elementos não se tinha as especificações necessários e a determinação dos parâmetros de interesse acarretaria em um redirecionamento do trabalho à área de identificação de parâmetros.

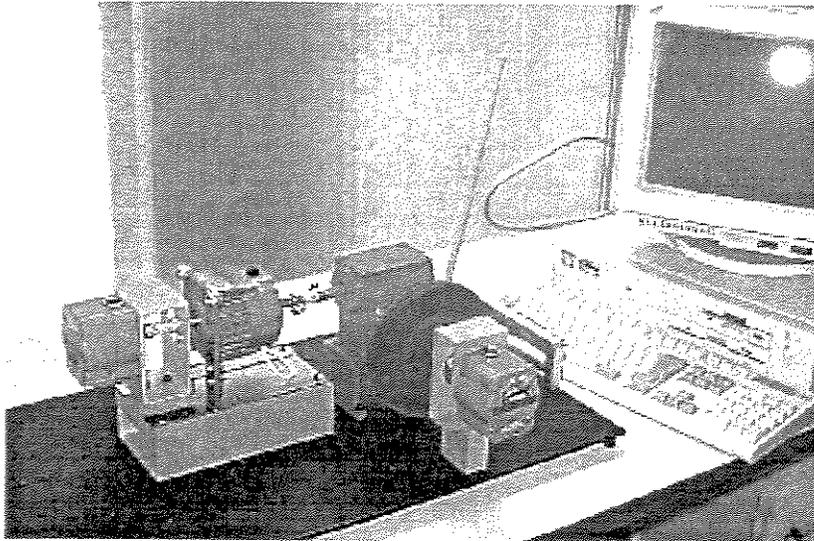


Figura 6.2 – Fotografia da bancada experimental proposta.

Além disso, tendo em vista que o efeito dinâmico mais relevante no controle de uma junta robótica durante a execução de uma trajetória se deve à variação inercial no eixo do motor, devido ao acoplamento dinâmico com os outros graus de liberdade de um robô, tornou-se necessário um direcionamento do trabalho à implementação de um segundo protótipo experimental, descrito a seguir.

6.3 – Protótipo Experimental II: Acionamento de uma Massa Inercial Variável

No desenvolvimento deste segundo protótipo experimental, foram utilizados componentes mecânicos comerciais, com parâmetros bem conhecidos. Esta plataforma foi concebida com o propósito de simular um grau de liberdade de um robô que possibilitasse introduzir efeitos de mudanças inerciais ao longo de uma trajetória. Dessa forma, pode-se avaliar o desempenho de uma estrutura de controle sujeita a perturbações através do acoplamento de outras juntas. Na Figura 6.3 é apresentado um desenho esquemático da plataforma proposta.

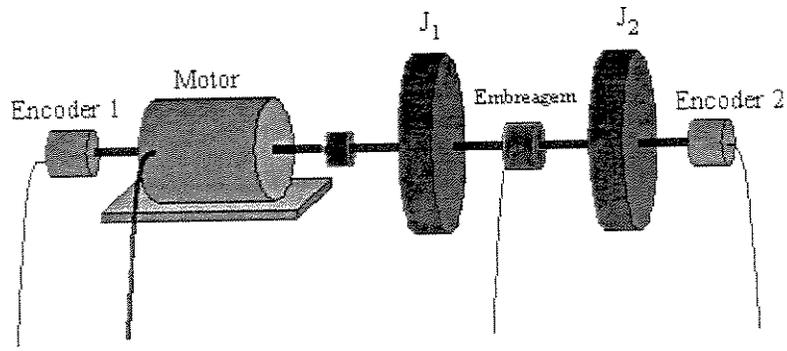


Figura 6.3 – Protótipo experimental – massa com inércia variável.

A plataforma experimental é mostrada na Figura 6.4. Ela é composta de um motor de corrente contínua, dois discos de inércia e sensores incrementais de posição (encoders) utilizados para monitoramento e controle de posição. Para o acoplamento da segunda inércia, é utilizada uma embreagem eletromagnética, possibilitando, assim, o acoplamento/desacoplamento da segunda inércia, o que representa a variação inercial existente durante a execução de uma trajetória pelo robô.

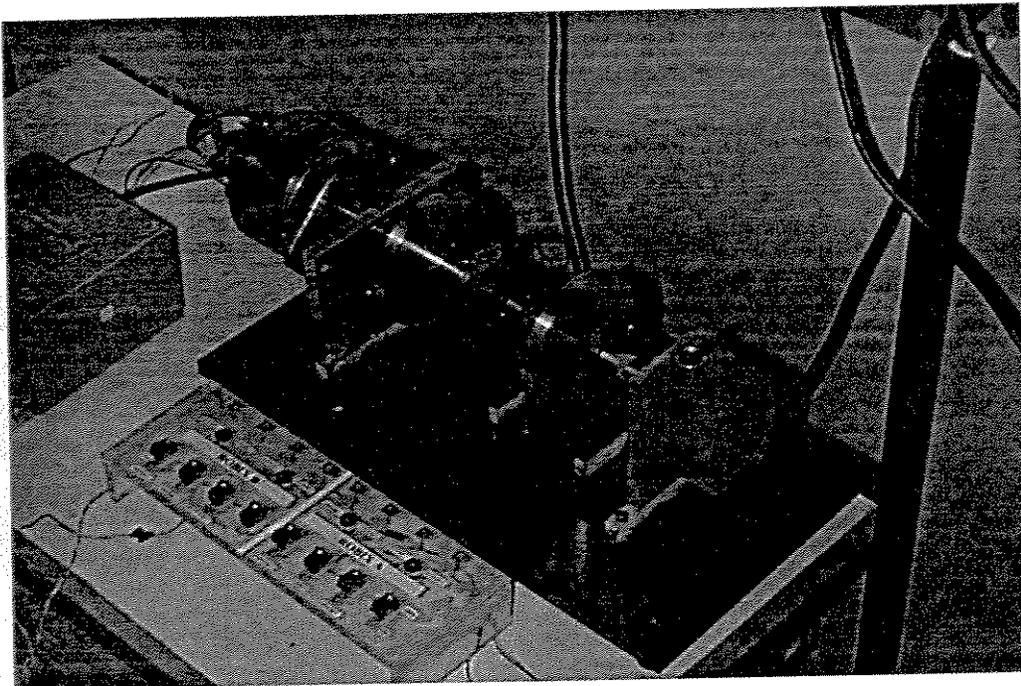


Figura 6.4 – Foto da bancada para validação experimental.

No momento em que a embreagem é acionada, surge um torque de ligação que depende da segunda carga. A velocidade inicial desta carga induz uma perturbação sobre o sistema. Após um certo tempo, a embreagem não desliza mais e a velocidade da segunda inércia é, então, igual à do motor. Pode-se considerar este torque como sendo uma perturbação relativa à mudança de parâmetros do sistema.

Considerando nula a elasticidade do sistema, fisicamente, o acoplamento impõe a conservação da quantidade de movimento de todo o sistema, com perda de energia cinética, relacionada ao deslizamento inicial da embreagem. Entretanto, no momento em que a embreagem é acionada, não há modificação da inércia do motor, não produzindo, assim, perturbações sobre o sistema nem mudança de velocidade ou perda de energia.

O torque fornecido pela embreagem deve ser suficientemente forte para evitar o deslizamento durante o acoplamento; mesmo assim, essa ação introduz uma não-linearidade sobre o sistema. Para evitar este deslizamento, é necessário verificar [Passeto, 2000]:

$$T_{emb} \geq T_{mot} \frac{J_2}{J_{sistema}} \quad 6.1$$

onde:

T_{emb} – torque aplicado pela embreagem;

T_{mot} – torque do motor;

J_2 – inércia da segunda carga;

$J_{sistema}$ – inércia do sistema (motor + carga 1).

Em resumo, a bancada proposta representa um grau de liberdade de um robô, com uma diferença pelo fato de a segunda carga entrar no sistema quase de forma instantânea. No caso de um robô, essa variação é feita de forma contínua no tempo. A embreagem é acionada através de comando elétrico e uma vez acionada, acopla a segunda carga ao sistema. Com essa variação da carga, tem-se uma perturbação no sistema, o que permitirá verificar o comportamento do controlador em razão dessa perturbação. Sob esses aspectos, esta bancada se apresenta, de uma forma geral, como uma estrutura adequada para validação não somente de controladores preditivos como também de outros algoritmos de controle.

6.4 - Sistema de Monitoramento e Controle

Um dos objetivos deste trabalho foi a implementação experimental de uma plataforma aberta, constituída de interfaces de supervisão, acionamento e controle de servo-motores, com aplicações direcionadas à automação industrial e robótica.

Assim, o sistema foi estruturado de modo a permitir uma flexibilidade de utilização, a partir do desenvolvimento inicial de uma plataforma para validação e testes de um sistema de supervisão e controle de movimentos de juntas robóticas com vários graus de liberdade.

O emprego de componentes lógicos reprogramáveis ALTERA permitiu a otimização e redução do número de elementos utilizados, comparativamente ao emprego de lógica discreta e aumento da confiabilidade do sistema. A estruturação na qual foi implementado permitirá grande flexibilidade de aplicações (controle de sistemas cartesianos, manipuladores robóticos, etc.). Essas interfaces foram desenvolvidas utilizando-se a infra-estrutura disponível no Laboratório de Automação e Robótica da Faculdade de Engenharia Mecânica da Unicamp.

6.4.1 - Estrutura de Supervisão e Controle proposta

O sistema completo foi estruturado a partir da implementação de blocos funcionais, representados na Figura 6.5, que valorizassem a versatilidade dos dispositivos EPLD's, apresentando flexibilidade de utilização em outros projetos na área de Automação e Controle de Sistemas Mecatrônicos. Assim, o sistema proposto foi estruturado a partir da implementação dos seguintes blocos funcionais:

i) Microcomputador, onde foram implementadas rotinas de testes de comunicação e transmissão de parâmetros para a interface de comunicação. Num trabalho futuro, será desenvolvido um supervisor de controle que permitirá a monitorização gráfica de variáveis, possibilitando a visualização do modelo cinemático do manipulador robótico ou sistema mecatrônico controlado;

ii) Interface de Comunicação. Foi implementada utilizando-se circuitos lógicos reprogramáveis. Sua função é permitir a comunicação entre a porta paralela do microcomputador e a interface de

controle de juntas, a partir do estabelecimento de um protocolo de comunicação entre o computador e o hardware desenvolvido;

iii) **Interface de Controle de Junta**, que também emprega circuitos lógicos reprogramáveis e tem como objetivo a geração de um sinal de comando para a interface de acionamento das juntas, a partir da comparação entre um sinal de referência recebido da interface de comunicação e o sinal de posição proveniente do encoder incremental acoplado ao eixo do motor;

iv) **Interface de Acionamento de Junta**, cuja função é a amplificação do sinal proveniente da interface de controle da junta. Esta interface emprega um único circuito integrado de potência, trabalhando em ponte H.

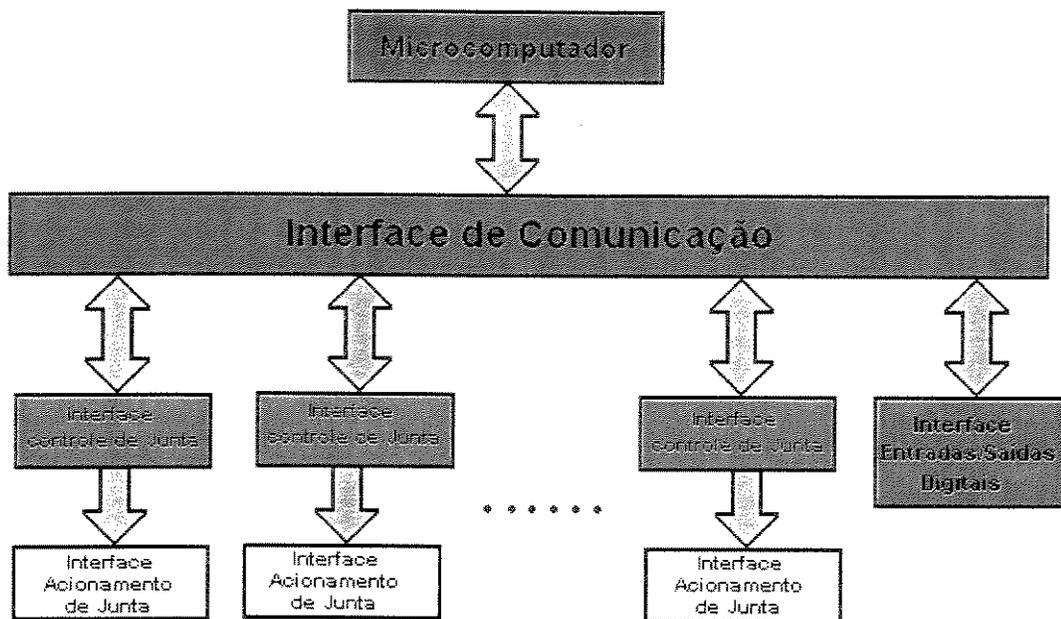


Figura 6.5: Estrutura em blocos funcionais do sistema de acionamento e controle de juntas robóticas.

6.4.2 - Acionamento e Controle de uma Junta

O bloco de controle foi implementado através de dispositivos lógicos programáveis, EPLD's (ALTERA). Esta tecnologia possibilita uma grande versatilidade e facilidade de modificação do circuito lógico sem necessidade de substituição do hardware original ou da complexa reelaboração de rotinas de programação, como no caso dos circuitos microprocessados.

O diagrama elementar de uma malha de controle de posicionamento de uma junta robótica é representado na Figura 6.6. Uma central de processamento envia o comando da coordenada que o elemento mecânico acoplado ao eixo deve assumir. O circuito de controle de posição recebe a informação e a compara com a posição atual do eixo. A diferença entre as duas informações é processada e gera um sinal de comando ao motor, acionando-o em um determinado sentido de rotação.

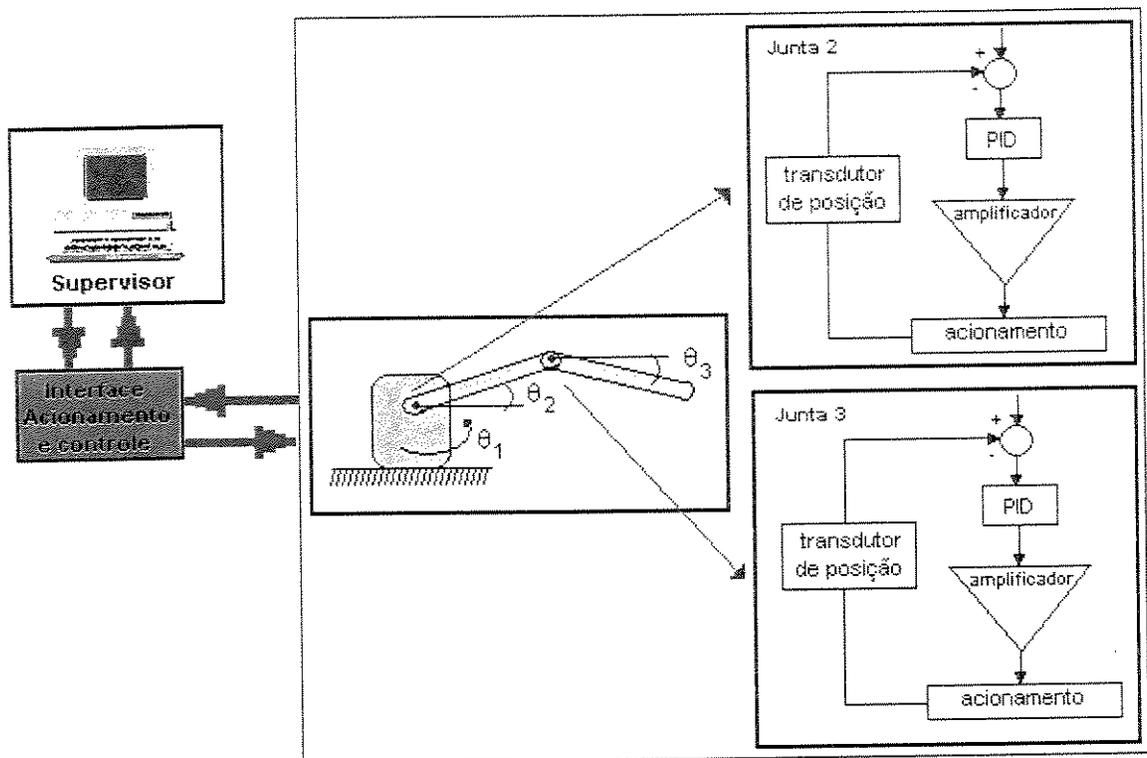


Figura 6.6 – Estrutura de acionamento e controle.

A Figura 6.7 mostra um diagrama elementar de uma malha de controle de posicionamento de n graus de liberdade de um robô.

A arquitetura proposta pode ser estendida para as demais juntas de um robô.

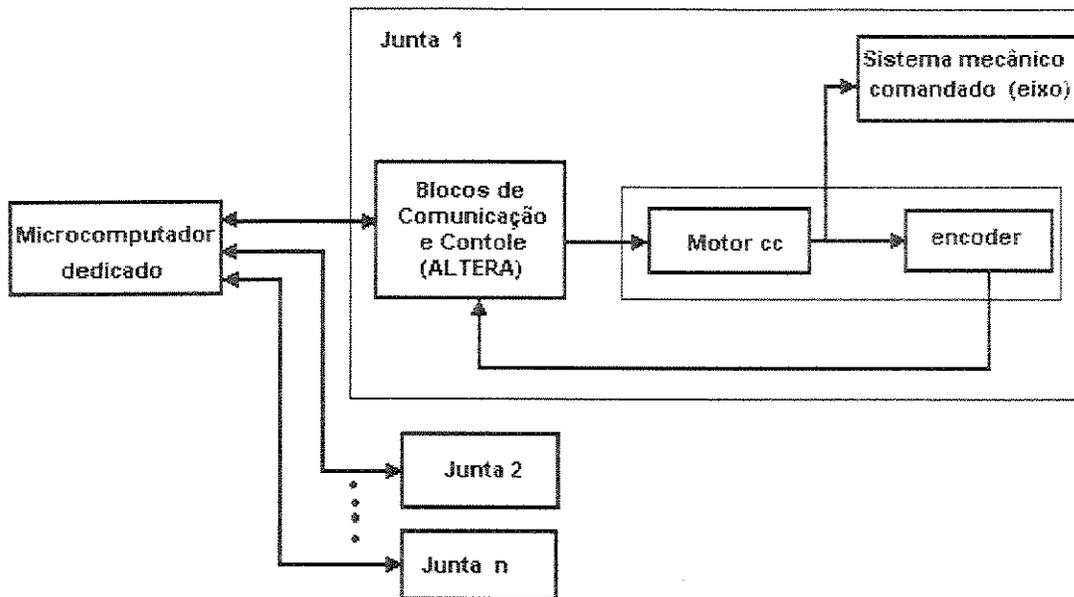


Figura 6.7 - Diagrama elementar de uma malha de controle de posicionamento de eixos.

Um sensor de posição (encoder óptico) acoplado ao eixo do motor envia pulsos gerados a partir do movimento do eixo para o circuito de controle, criando, assim, um elo de realimentação. O circuito de controle possui um contador interno que é incrementado (ou decrementado) a cada pulso recebido. A saída do contador é, então, comparada novamente com a coordenada final de posição enviada pela central de processamento e o circuito de controle de posição decide por manter o motor acionado, caso haja diferença entre as informações, ou por desligá-lo, quando a coordenada do comando é igual à posição do eixo, i.e., quando o eixo atinge a posição solicitada pelo comando. Neste caso, o circuito de controle envia à central de processamento a informação de que o sistema está pronto para receber um novo comando.

6.4.3 – Sistema de Supervisão

A maior parte do software desenvolvido foi implementada utilizando circuitos lógicos reprogramáveis, aproveitando a vantagem de desenvolver hardware dedicado executando em tempo real o ALTERA™. Além disso, tem-se uma malha de controle independente de um microcomputador para ser executada, o que possibilita uma total liberdade de aplicação, já que não se dependerá, por exemplo, do *clock* do micro para executar o programa.

Para a aquisição de sinais e controle do sistema apresentado na Figura 6.8, foram implementados programas computacionais simples utilizando-se linguagem C, e bibliotecas existentes em interfaces A/D, D/A e I/O – PCL-839 da NATIONAL, existentes no Laboratório de Automação Integrada e Robótica da Unicamp. Assim, foram desenvolvidos os seguintes programas computacionais:

- i) Programa de Comunicação, para a realização de testes de comunicação entre a interface paralela de um PC (&H378) e entradas e saídas digitais;
- ii) Programa para leitura de informações entre os sensores de posição. A partir do endereçamento da porta paralela, foi realizado um pequeno programa de testes para a aquisição das informações provenientes dos sensores de posição da junta robótica.

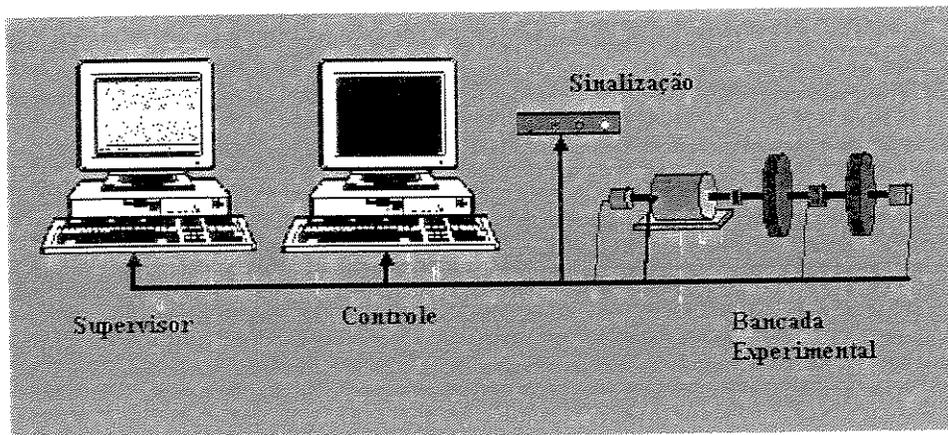


Figura 6.8 – Sistema de supervisão e controle.

A Figura 6.9 mostra uma representação do sistema implementado a partir de dois micro-computadores: um responsável pela aquisição das informações provenientes dos transdutores de posição da bancada experimental (após tratamento em ALTERA™) e outro responsável pela geração de sinais de referência (ou trajetórias) para o controlador. Isto permitirá uma análise de erro do comportamento da trajetória de referência após comparada com a posição final da carga medida, em relação ao eixo do motor e em relação à carga.

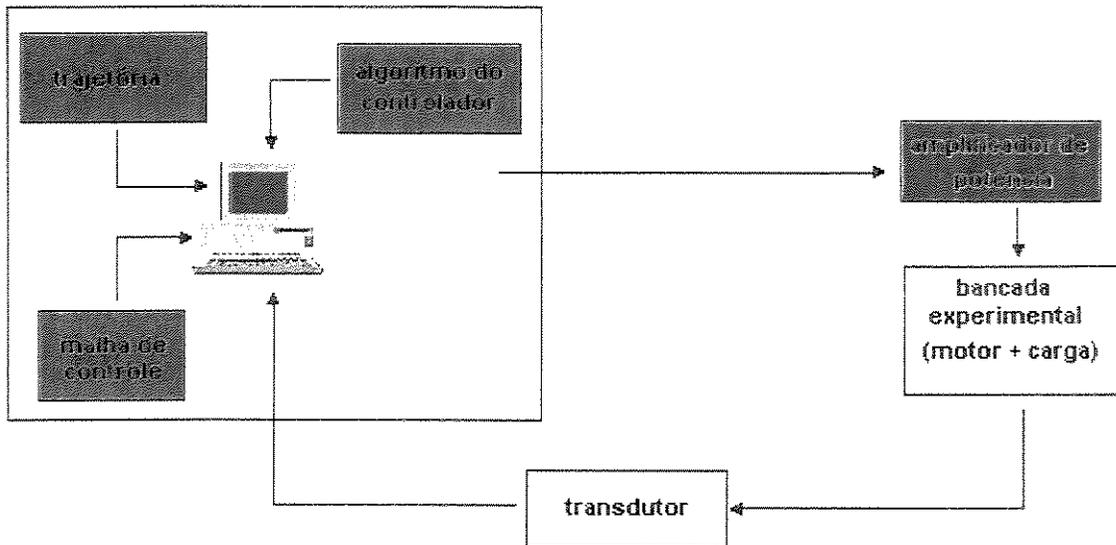


Figura 6.9 - Esquema representativo do sistema de aquisição e controle

A geração de trajetória será realizada através de um programa computacional para o envio de um arquivo de dados para o controlador de posição de uma determinada junta em hardware dedicado desenvolvido em lógica reprogramável, utilizando o sistema ALTERA™.

6.5 - Sistema de Desenvolvimento ALTERA™

Os componentes PLD (Programmable Logic Device) estão se apresentando como uma valiosa ferramenta em projetos de *hardware* [Lima, 1999]. A sua velocidade, capacidade de integração, flexibilidade e facilidade de programação apresentam uma solução atrativa também no projeto de controladores.

Uma das propostas deste trabalho de pesquisa refere-se ao desenvolvimento de um controlador de posição para uma junta robótica utilizando um PLD. Uma das vantagens desse desenvolvimento refere-se ao baixo custo de implementação e à não-necessidade de utilização de conversores digital-analógicos (DA) e analógico-digitais (AD).

Para a implementação em PLD, é usado um circuito integrado EPM7128SLC84-7 da família MAX7000. O desenvolvimento do projeto é realizado através do sistema de desenvolvimento

Altera MAX+PLUS II (*), com uma interface de programação gráfica. A escolha deste fornecedor deve-se a algumas vantagens:

- A utilização deste sistema é feita segundo um programa de incentivo educacional (*Altera University Program*), que permite a utilização deste ambiente de desenvolvimento com custo relativamente baixo.
- É possível a execução do projeto em linguagem gráfica (esquemáticos), VHDL (*VHSIC hardware description language*) e AHDL (*Altera Hardware Description Language*).
- Existem diversos encapsulamentos possíveis para projeto em placa de circuito impresso: PLCC, PGA, PQFP, RQFP e TQFP.
- Há uma grande opção de famílias PLD, permitindo a escolha do dispositivo que melhor se adapte ao projeto.
- O sistema de desenvolvimento permite a simulação e análise de diagramas de tempo e programação direta do dispositivo.
- O sistema de desenvolvimento é executado em plataformas do tipo IBM-PC e estações de trabalho.

6.5.1 – Proposta de Desenvolvimento do Controlador de Posição

Este controlador tem como objetivo o controle de um motor de corrente contínua acionado por um *driver* de potência linear ou PWM [Lima ,1999]. O controlador programável é capaz de processar diretamente os sinais digitais oriundos de um encoder acoplado ao eixo de um motor e de um sinal digital de controle, representativo de uma trajetória. A Figura 6.10 representa o sistema de controle completo proposto neste trabalho.

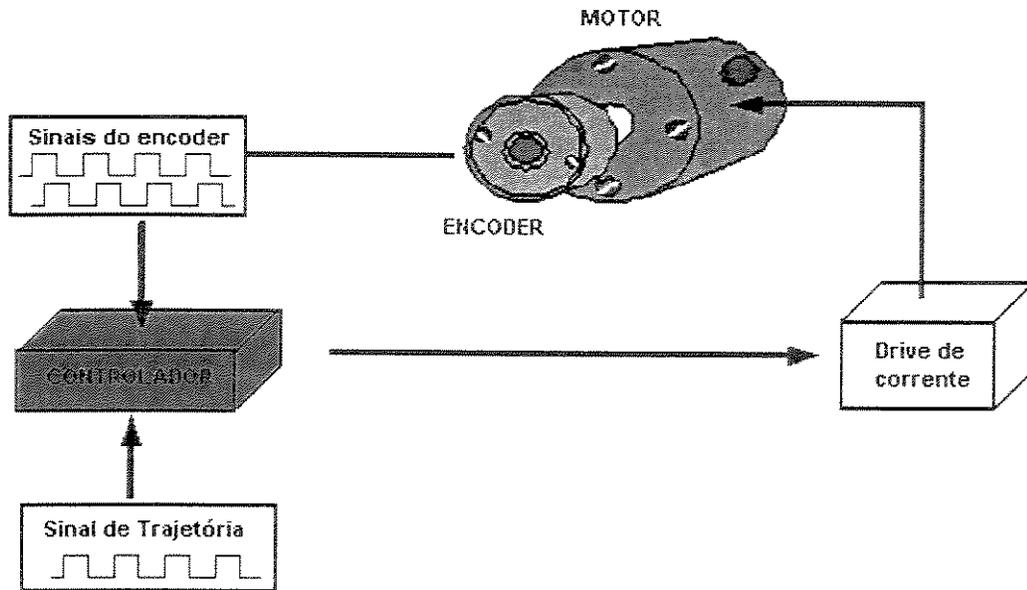


Figura 6.10 – Representação de blocos do sistema proposto.

A princípio, este controlador gerará como sinal de saída uma palavra binária de 16 bits. Para ilustração deste projeto, considera-se que a saída é uma palavra binária a ser fornecida a um conversor DA, que, por sua vez, gera uma tensão de controle para o módulo de potência.

De modo alternativo, a saída pode ser um sinal digital para um módulo de potência com controle por largura de pulso (PWM). Neste caso, nenhum conversor AD ou DA é necessário na malha de controle.

Os sinais de entrada são :

- **TRAJETÓRIA:** Sinal digital (trem de pulsos) representativo de comando para o sistema de acionamento. Este sinal tem associado ao seu período a velocidade com que essa trajetória é executada. O número de períodos (ou de pulsos) está associado ao deslocamento executado nessa trajetória. São definidos os limites práticos para os sinais gerados para a trajetória:
 Valor máximo em frequência: 1,2 kHz (0,83 ms).
 Valor mínimo em frequência maior que zero: 5 Hz (200 ms)

- ENCODER: Sinal digital (trem de pulsos) proveniente de um transdutor de posição acoplado ao eixo do motor (encoder incremental). Do mesmo modo, este sinal tem associado ao seu período a rotação do motor. O número de períodos (ou de pulsos) está associado ao deslocamento angular do eixo do motor. São definidos os limites práticos para os sinais provenientes deste transdutor:

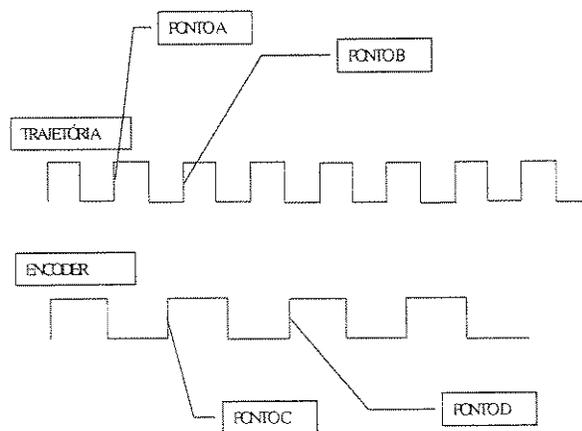
Valor máximo em frequência: 1,2 kHz (0,83 ms)

Valor mínimo em frequência maior que zero: 5 Hz (200 ms)

- CLOCK : Sinal digital responsável pela taxa de incremento dos contadores internos à PLD. Considerando os limites estabelecidos para os sinais de entrada, bem como a resolução de 16 bits, é suficiente um CLOCK com frequência de 50 kHz.

A saída do sistema é convertida para um sinal de controle de nível 0-5V através de um conversor D/A. Este sinal é enviado à interface de controle do motor.

Para exemplificar o comportamento do sistema, são apresentados na Figura 6.11 exemplos de sinais de entrada em duas situações típicas na detecção de erro. Na Figura 6.11a, o motor está sendo acelerado, com o sinal ENCODER apresentando um período maior que o sinal TRAJETÓRIA. Já na Figura 6.11b, o motor está desacelerando com o sinal ENCODER apresentando um período menor que o sinal TRAJETÓRIA.



(a)

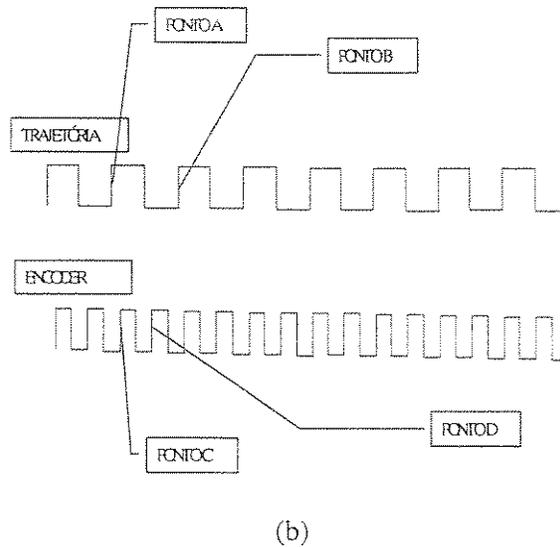


Figura 6.11 – Exemplos típicos de sinais de entradas do controlador de posição proposto.

O ambiente de simulação do sistema de desenvolvimento ALTERA™ permite o projeto dos sinais de entrada e a conseqüente visualização dos sinais de saída simulados. Esta simulação é bastante sofisticada, permitindo que sejam considerados tempos de *setup* e *hold*, *delay* e *glitch*. Na Figura 6.12 é apresentado um diagrama de tempos extraído de uma tela de simulação gráfica, onde o contador apresenta resultados convergindo para zero à medida que os períodos dos sinais comparados se aproximam.

6.5.2 – Hardware Implementado

Para a implementação do controlador de posição da junta robótica descrita anteriormente, foi desenvolvido no Laboratório de Automação Integrada e Robótica da Faculdade de Engenharia Mecânica da Unicamp um protótipo experimental, constituído de circuitos lógicos reprogramáveis ALTERA™ (Figura 6.13). A utilização desses componentes permitiu a alta capacidade de integração de recursos graças à sua arquitetura aberta e estruturada de programação.

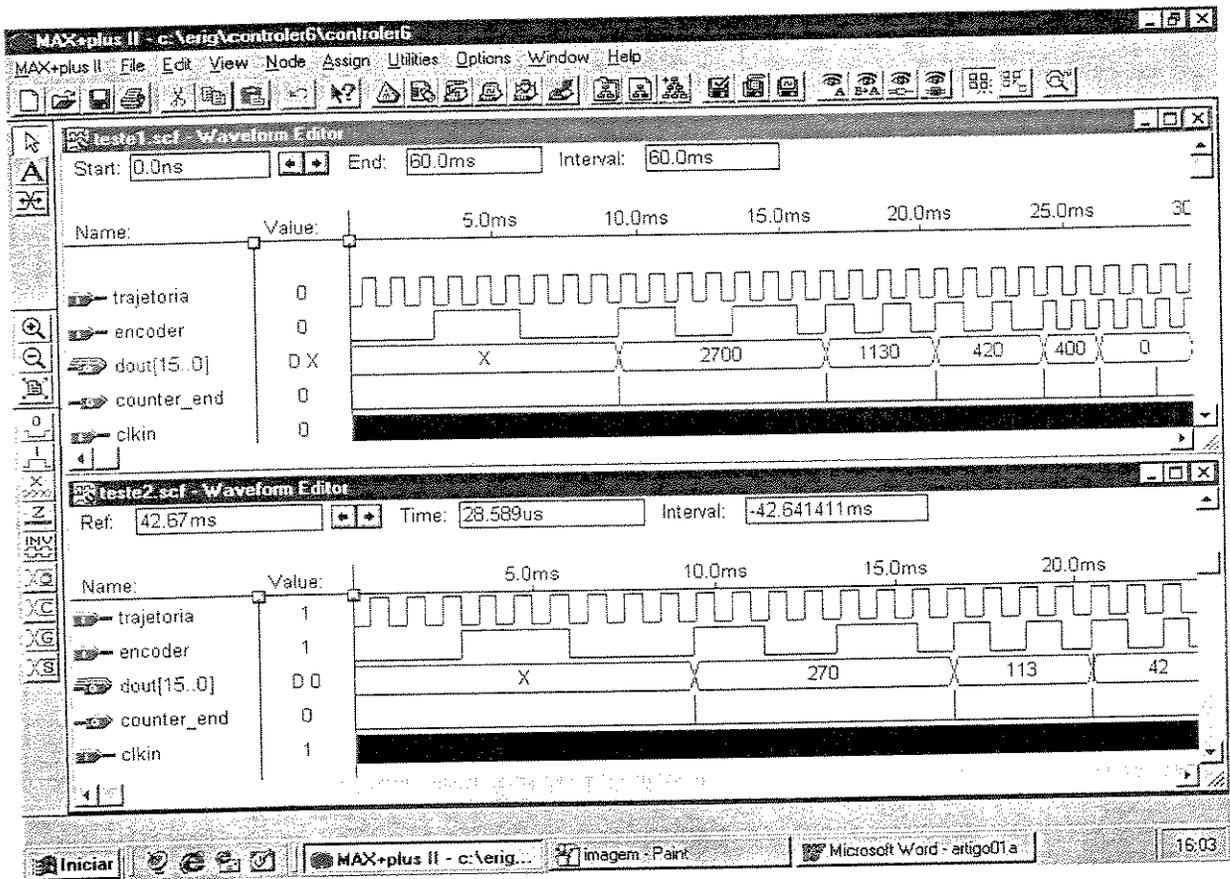


Figura 6.12 – Diagrama de tempos enfatizando a saída do contador de erro em função dos sinais de trajetória e encoder.

O hardware completo do sistema é constituído de um microcomputador, interface de comunicação, interface de controle e interface de acionamento de juntas. O projeto e montagem das interfaces foram partes integrantes deste projeto de pesquisa.

A *Interface de Comunicação* foi implementada em uma placa de circuito-impresso projetada para desenvolvimento de protótipos, que comporta os seguintes elementos: fonte de alimentação interna com tensões reguladas de +5V, +12V e -12V; área de prototipagem, receptáculo para um dispositivo EPLD de 84 pinos, área para implementação de circuito de clock, 8 bornes de entrada e saída, 4 leds indicadores com resistores *pull-up* e circuito de comunicação com dispositivo de programação de EPLD's-ALTERA (*bitblaster*), que permite sua reprogramação *on-board*.

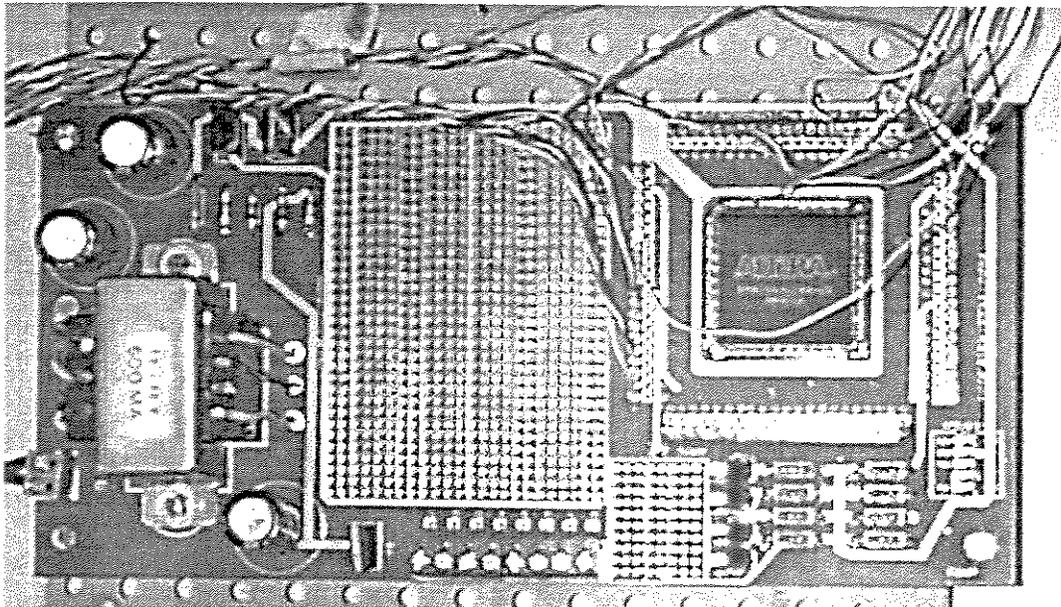


Figura 6.13 - Interface desenvolvida em Lógica Reprogramável.

A *Interface de Controle*, implementada inicialmente em placa para desenvolvimento de protótipos, foi finalmente construída em uma placa desenvolvida com o intuito de acondicionar um único EPLD, resultando na redução de custo de implementação do projeto.

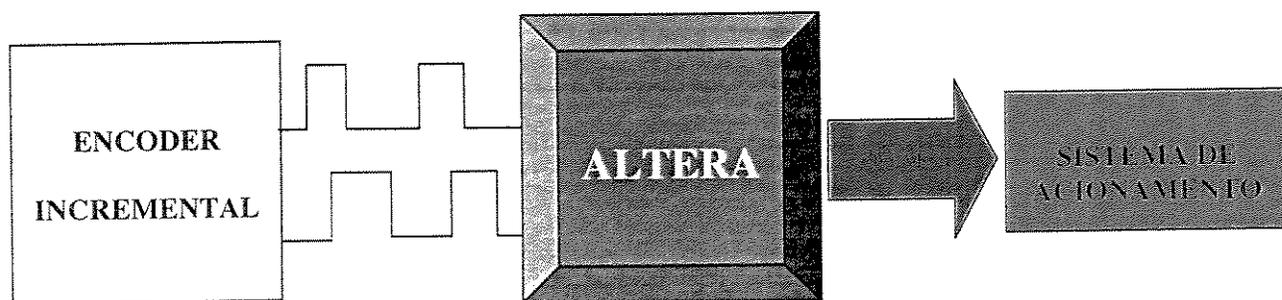
A *Interface de Acionamento de Juntas* foi implementada através de um bloco funcional baseado em um único circuito integrado de potência, trabalhando em ponte H.

A estrutura de programação foi desenvolvida através de blocos funcionais, contendo os seguintes módulos:

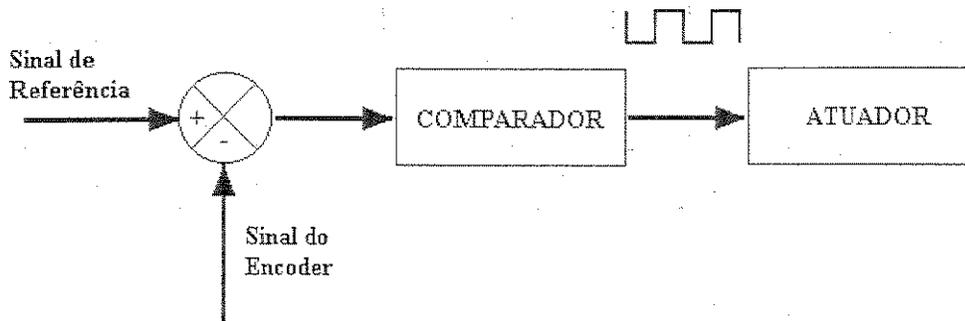
i) **Módulo de Aquisição de sinais e tratamento de informações do sensor de posição:** a partir do tratamento dos sinais gerados pelo encoder foi realizado um circuito lógico utilizando lógica reprogramável, que permitiu a obtenção do sentido de rotação e frequência. A partir de um circuito de contagem/decontagem, essas informações foram enviadas a uma interface I/O de um PC, permitindo, assim, um tratamento posterior dessas informações (análise quantitativa dos resultados).

ii) **Módulo de controle de posição:** foi implementado em lógica reprogramável um controle de posição proporcional que permite a comparação de sinais digitais de referência provenientes de um PC com a posição angular da junta medida através de um encoder incremental (módulo de tratamento das informações descrito anteriormente). Em função do erro de posição da junta, um sinal sob a forma de pulsos é enviado ao amplificador de potência do sistema de acionamento do motor.

O circuito proposto para o bloco de controle é constituído de um conversor de sinal, dois contadores (um absoluto e um relativo regressivo), um circuito de tratamento do sinal gerado pelo encoder e um circuito de saída para o acionamento do motor. A função do conversor de sinal é acoplar, através de *buffers*, os sinais de comando enviados pelo microcomputador ao bloco de controle. O circuito de tratamento do sinal enviado pelo encoder recebe dois trens-de-pulso cujas frequências são proporcionais à velocidade do motor, defasados conforme seu sentido de rotação, e gera os sinais de contagem crescente ou decrescente para os contadores. O contador absoluto totaliza o número de pulsos recebidos do encoder e disponibiliza a informação ao microcomputador, que, a partir dela, pode ser programado para determinar a posição do eixo mecânico correspondente. A Figura 6.14 mostra um esquema simplificado de controle de uma junta. Futuramente, pretende-se implementar um controlador PID, utilizando-se circuitos lógicos reprogramáveis.



(a) Diagrama esquemático do circuito de acionamento e controle.



(b) Lógica de controle programada em ALTERA.

Figura 6.14 - Controle proporcional de posição de junta.

No anexo B, é apresentado detalhadamente o esquema eletrônico da interface desenvolvida e sua representação em termos de E/S (entradas e saídas), implementado no Laboratório de Automação Integrada e Robótica da Unicamp, utilizando o Sistema de Desenvolvimento ALTERA™.

6.6 – Considerações finais

Neste capítulo, apresentaram-se dois protótipos para validação de controladores aplicados a juntas robóticas, abordando suas características e peculiaridades. O primeiro protótipo apresenta uma similaridade a uma junta robótica em virtude da variação da inércia que acontece de maneira contínua. Entretanto, os parâmetros dos componentes do sistemas são desconhecidos, sendo necessário um interessante trabalho na direção da identificação desses parâmetros. O segundo protótipo torna-se interessante, pois a variação da inércia de maneira quase instantânea pode ser tratada como uma perturbação no sistema, evitando, assim, um grande esforço em relação à utilização de metodologia de identificação de parâmetros do sistema, uma vez que esses já são conhecidos.

Com relação ao sistema de monitoramento e controle, a utilização de ferramentas de lógica reprogramável dá maior flexibilidade e rapidez ao sistema, além da integração de vários componentes e programas dedicados em um único elemento.

Capítulo 7

Conclusões e Perspectivas Futuras

Uma característica importante no desenvolvimento deste trabalho, além dos resultados aqui apresentados, consiste na formalização do acordo de cooperação técnico-científico estabelecido entre a Universidade Estadual de Campinas – Unicamp (Brasil), através do Laboratório de Automação e Robótica da Faculdade Engenharia Mecânica, e a École Supérieure d'Electricité – Supélec (França). Dentro desse acordo, abrem-se boas e novas perspectivas para a realização de trabalhos de pesquisa em conjunto, propiciando a disseminação de tecnologia e metodologias dentro das áreas de pesquisa de interesse desta cooperação. Em função desse acordo de cooperação, outros trabalhos estão sendo desenvolvidos com o enfoque de aplicação da teoria de controle preditivo generalizado e suas variantes. Pode-se destacar a aplicação desta teoria no controle de robôs móveis e controle de robôs flexíveis.

Neste trabalho, avaliou-se a utilização do controlador preditivo generalizado (GPC) no controle de um grau de liberdade de um robô. Duas estruturas de controle foram implementadas, tanto do ponto de vista de simulações como de suas validações experimentais. O controlador PID foi utilizado somente com o intuito de comparações, uma vez que é ainda largamente usado em muitos processos industriais.

Como pôde ser visto, os resultados teóricos e experimentais apresentam comportamento semelhante, traduzidos pela estabilidade e precisão, mesmo na presença de perturbações. Com a representação do controlador na forma RST, fica, de certa maneira, muito fácil sua implantação

para a realização do controle em tempo real. Os programas desenvolvidos são pequenos, com um algoritmo de fácil implementação.

Comparando as performances obtidas pelas duas estruturas de controle implementadas neste trabalho, nota-se a superioridade do GPC sobre o PID, principalmente em termos de *overshoot* e de precisão estática. Isso é evidenciado pelos resultados mostrados nas Figuras 4.36 e 4.37 relativas às simulações teóricas, e também nos resultados relacionados à validação experimental, nas Figuras 5.11 e 5.14, onde observamos um *overshoot* superior a 15%.

Dos resultados relacionados à variação de inércia, nota-se a eficácia do controlador GPC, que, com sua robustez intrínseca, permite a manutenção da estabilidade. Nos dois casos considerados, nota-se que, quando foi utilizado como modelo a equação do sistema que considera o dobro da inércia, a performance do sistema foi muito boa, apesar de um pequeno *overshoot* presente na resposta temporal. Quando considerado o caso adaptado, isto é, o modelo tem a mesma expressão do sistema, observa-se uma performance ainda melhor.

Os protótipos para validação experimental de controladores aplicados às juntas robóticas proposto neste trabalho apresenta-se como uma infra-estrutura muito interessante para validação de resultados teóricos. O primeiro protótipo é um pouco mais complexo, mas, de uma maneira geral expressa com mais propriedade uma junta robótica, onde a variação de inércia é realizada de maneira contínua. Sua utilização exige um grande esforço relativamente à identificação dos parâmetros do sistema e outros ajustes (redução de folgas, etc.). O segundo protótipo, apesar da perturbação causada pelo sistema devido à entrada da segunda inércia de maneira quase instantânea, permite validar todo o processo de monitoramento e controle.

A conclusão do sistema de monitoramento e de controle permitirá a implementação e validação de outros tipos de controladores. No contexto deste trabalho, vislumbra-se a implementação de outras variantes do GPC, tais como: Controlador Preditivo Generalizado Cascata (GPCC), Controlador Preditivo Generalizado a Modelo de Referências Múltiplas (GPCMRM) e a combinação destes, o Controlador Preditivo Generalizado Cascata a Modelo de Referências Múltiplas (GPCCMRM).

Referências Bibliográficas

- Astrom, K.J., Witternmark, B. *Adaptive control*. New York, Addison-Wesley Publishing Company. 1995.
- Astrom, K.J., Witternmark, B. *Computer-controlled systems: theory and design*, New York Prentice Hall, 1990.
- Beni, G., Hackwood, S. *Recent advanced in robotics*, New York, John Wiley and Sons, 1985.
- Bordons, C., Camacho, E.F. A generalized predictive controller for a wide class of industrial Processes. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 6, n.3, p.373-387, 1998.
- Boucher, P., Dumur, D., Neumann, R. Control axis using delta-operator generalized predictive control, Proceedings ECC' 93, Groningen, v.2, p.937-940, 1993.
- Boucher, P., Dumur, D. *La commande prédictive*, Paris, Éditions Technip, 1996.
- Camacho, E., Bordons, C. *Model predictive control in process industry*, Springer Verlag, 1995.
- Clarke, D.W., Mohtadi, C., Tuffs, P.S. Generalized predictive control – Part I: the basic algorithm, *Automática*, v. 23, n.2, p. 137-148, 1987a.

- Clarke, D.W., Mohtadi, C., Tuffs, P.S. Generalized predictive control – Part II: extensions and interpretations. *Automática*, v. 23, n.2, p. 149-160, 1987b.
- Clarke, D.W. Self-tuning of nonminimum-phase systems. *Automática*, v.20 n.5, p.501-517, 1984.
- Clarke, D.W., Mohtadi,C. Properties of generalized predictive control. *Automática*, v. 23, n. 6, p. 859-875, 1989.
- Clarke, D.W., Gawthrop, P.L.; Self-tuning controller. *Proceedings of IEEE*, v.122, n. 9, 1975.
- Codron, P. *Commande prédictive multivariable*. Gif Sur Yvette, École Supérieure d'Électricité. Université de Paris-Sud, 168p, 1993, Tese (Doutorado)
- Craig. J.J. *Introduction to robotics: mechanics and control*, 2 nd. New York, Addison-Wesley Publishing Company, 1989.
- Cruz, J.J. Introdução ao controle robusto. *XI Congresso Brasileiro de Automática*.(minicurso), Anais. São Paulo, p.87-105, 1996.
- David, S. A, *Modelagem, simulação e controle de robôs flexíveis*. Campinas, FEM, UNICAMP, 1997, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 1997, Dissertação (Mestrado).
- De Keyser, R.M.C., Van de Velde, Ph. G.A., Dumortier, F.A. G. A comparative study of self-adaptive long-range predictive control methods. *Automática*, v.24, n.2, p.149-163, 1988.
- De Keyser, R. M. C., Van Cauwemberghe, A. A Self-tuning multistep predictor applications. *Automática*, 17(1), p.176-174. 1981.

- Dumur, D. *Commande prédictive et machine-outil*. Gif Sur Yvette, École Supérieure d'Electricité, Université de Paris-Sud, 1993, 155p, Tese (Doutorado).
- Dumur, D., Boucher, P. Automatic advanced control of a distillation plant. IV Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, Anais. São Paulo, Brasil, p.698-717, 1999.
- Engelberger, J.F. *Robotics in practice*. New York, AMACOM, 1980.
- Franklin, G.F., Powell, J.D., Emami-Naeini, A., *Feedback control of dynamics systems*. New York, Addison Wesley Publishing Company, 1994.
- Ferreira, E. P. *Robótica básica - Versão Preliminar. V Escola Brasileiro Argentina de Informática*, Rio de Janeiro., 1991.
- Fu, K.S., Gonzales, R.C., Lee, C.S.G., *Robotics: controls, sensing, vision and intelligence*, New York. McGraw-Hill, 1987.
- Groover, M.P., Weiss, M., Nagel, R.N., Odrey, N.G. *Industrial robotics: tecnologia, programming, and applications*. New York, McGraw-Hill, 1986.
- Gupta, K.C. *Mecanics and control of robots*. New York, Springer, 1997.
- Gacia, C.E., Prett, D.M., Morari, M. Model predictive control: theory and practice a survey. *Automática*, v. 25, n.3 p.335-348, 1989.
- Iñigo, R.M., Morton, J.S. Simulation of dynamics of the industrial robot. *IEEE Education*, v.34, n.1, p. 89-99, 1991.
- Kanjilal, P.P. *Adaptive prediction and predictive control*. London, Peter Peregrinus Ltd, 1995.

- Lima, C. R. E., Rosário, J. M., Um controlador por comparação de pulsos implementado em PLD. *Revista Robótica*, Portugal, 1999
- Mohtadi, C., Clarke, D.W. Generalized predictive control, LQ, or pole placement: a unified Approach. *Proc. of 25th CDC*, Greece, 1989.
- Nise, N.S., *Control Systems engineering*. Third Edition, New York, John Wiley & Sons, 2000
- Ogata, K., *Engenharia de controle moderno*. 3a. Edição, Rio de Janeiro, PHB, 1998.
- Oliveira, M. L. *Controle preditivo de uma coluna de absorção*. Campinas, FEQ, UNICAMP, Faculdade de Engenharia Química, Universidade Estadual de Campinas, 1994. Dissertação (Mestrado).
- Oliveira, G.H.C. *Controle preditivo para processos com incertezas estruturadas baseado em séries de funções ortonormais*. Campinas, FEEC, UNICAMP, 1997. Faculdade Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, 1997, 151 p. Tese (Doutorado).
- Oliveira, G.H.C. *Controlador preditivo generalizado: alocação de pólos, robustez e aplicação em sistemas flexíveis*. Campinas, FEEC, UNICAMP. Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, 1992. Dissertação (Mestrado).
- Palm III, W.J. *Control systems engineering*. Singapore. John Wiley & Sons, 1986.
- Passeto, F. Mise em Ouvre d'algorithmes de commande preditive – applications à la commande de moteurs., École Supérieure d'Electricité – Supélec, Gif-Sur-Ivette, Rapport du Stage, Juillet, 2000.
- Paul, R. P. *Robot manipulators: mathematics, programming, and control*. MIT Press, 1981.

- Richalet, J., Rault, A., Testud, J.L., Papon, J. Model predictive heuristic control: applications to industrial processes. *Automática* v.14, n.5, p. 413-428, 1978.
- Rouhani, R., Mehra, R.K. Model algorithmic control (MAC): basic theoretical properties. *Automática*, v. 18, n.4, p.401-414, 1982.
- Rossiter, J. A., Gossner, J.R., Kouvaritakis, B. Infinite horizon stable predictive control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v.41, n.10, p.1522-1527, 1996.
- Sá, C. E. A. Implementação de métodos numéricos para a resolução do problema cinemático inverso de robôs com ênfase em controle de posição. Faculdade de Engenharia Mecânica, Unicamp, 1996. Dissertação (Mestrado)
- Sá, C. E. A. Rosário, J. M. Implementation of numerical algorithms for the resolution of kinematic inverse problem of robots manipulators. *Icône'96 Second International Conference on Non-Linear Dynamics, Chaos, Control and their Applications in Engineering Sciences*, São Pedro(SP), Brazil, 1996., Cap. 3, v.1, Control, Robotics, Neural Networks and Optimization, p. 317-321
- Sá, C. E. A. *Desenvolvimento e implementação de um programa computacional para a supervisão e controle de manipuladores robóticos*. Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2000. 114 p. Tese (Doutorado).
- Santro, I., Peric, N., Petrovic, I. Parameters adjustment of generalized predictive controller. Proc. 16th IASTED International Conference Modelling, Identification and Control, p.301-304, 1997.
- Silva, N. C. Seleção de atuadores e acionamento de juntas robóticas integrada à modelagem dinâmica de manipuladores industriais. Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP, 1998, 310 p. Tese (Doutorado)

- Soeterboek, A.R.M. Model based predictive control: a general purpose controller design concept. in *Advances in Design and Manufacturing: Mechatronics & Robotics I*, IOS Press, 1991.
- Soeterboek, R., *Predictive control: a unified approach*. New York, Prentice Hall International, 1992.
- Souza, J. P. Mise em Ouvre d'algorithmes de commande predictive. École Supérieure d'Electricité – Supélec, Gif-Sur-Ivette, Rapport du Stage, Mars, 2000.
- Souza, J. P., Rosário, J.M., Dumur, D., Boucher, P. Simulations and experimental results on predictive control of robotics joints. *International Conference on Non-Linear Dynamics, Chaos, Control and their Applications in Engineering Sciences – ICONNE 2000*, Campos do Jordão (SP), Brazil, August, 2000.
- Spong, M.W., Lewis, F.L., Abdallah, C.T. Robot control dynamics, motions planning, and analysis. New York, IEEE Press, 1993.
- Tsai, L-W, Robot analysis. New York, John Wiley & Sons, 1999.
- Ydstie, B.E. Extend horizon adaptive control. paper 14.4/E.4, 9th IFAC World Congress, Budapest, 1984.

Anexo A

Determinação dos Parâmetros J_j , F_j , G_j e H_j

Considere o modelo de um sistema físico na forma CARIMA,

$$\Delta A(q^{-1})y(t) = B_d(q^{-1})\Delta u(t) + C(q^{-1})\xi(t) \quad \text{A.1}$$

onde

$$B_d(q^{-1}) = q^{-d}B(q^{-1})$$

para efeitos de simplificação da equação de recorrência. Além disso, polinômio $C(q^{-1})$ é considerado constante de forma que $e(t) = C_0\xi(t)$

Fazendo

$$\begin{aligned} \alpha(q^{-1}) &= \Delta A(q^{-1}) \\ \text{grau}[\alpha(q^{-1})] &= n_a + 1 \end{aligned} \quad \text{A.2}$$

o modelo dado pela equação A.1, pode se reescrito como:

$$\alpha(q^{-1})y(t) = B_d(q^{-1})\Delta u(t) + e(t) \quad \text{A.3}$$

Considere as seguinte identidades:

$$\begin{aligned} \alpha(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) &= 1 \\ G_{dj}(q^{-1}) + q^{-(j+1)}H_j(q^{-1}) &= J_j(q^{-1})B_d(q^{-1}) \end{aligned} \quad \text{A.4}$$

com o grau de cada um dos polinômios dados por:

$$\begin{cases} \text{grau}[J_j(q^{-1})] = j - 1 \\ \text{grau}[F_j(q^{-1})] = n_a \end{cases}$$

$$\begin{cases} \text{grau}[G_{dj}(q^{-1})] = j \\ \text{grau}[H_j(q^{-1})] = n_{bd} - 2 \end{cases}$$

Multiplicando a equação A.3 por $J(q^{-1})$ e substituindo os termos equivalentes da equação A.4, a equação de predição A.3 de $y(t+j)$ no instante t pode ser escrita como:

$$y(t+j) = H(q^{-1})\Delta u(t-1) + F_j(q^{-1})y(t) + G_{dj}(q^{-1})\Delta u(t+j) + J_j(q^{-1})e(t+j) \quad \text{A.5}$$

Partindo do pressuposto que o sinal $e(t+j)$ é centrado e seu valor médio é nulo, equação A.5 pode ser colocada na forma abaixo:

$$\hat{y}(t+j) = G_{dj}(q^{-1})\Delta u(t+j) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1) + F_j(q^{-1})y(t) \quad \text{A.6}$$

Cálculo recursivo dos Polinômios $J_j(q^{-1})$ e $F_j(q^{-1})$

Fazendo $j=1$ na identidade A.4 temos a seguinte equação;

$$\alpha(q^{-1})J_1(q^{-1}) + q^{-1}F_1(q^{-1}) = 1 \quad \text{A.7}$$

com os graus destes polinômios dado por

$$\begin{cases} \text{grau}[J_1(q^{-1})] = 0 \\ \text{grau}[F_1(q^{-1})] = n_a \end{cases}$$

A solução desta equação fornece:

$$\begin{cases} J_1(q^{-1}) = 1 \\ F_1(q^{-1}) = \sum_{i=0}^{n_a} f_i^1 q^{-i} \end{cases} \quad \text{A.8}$$

com

$$f_i^1 = -\alpha_{i+1} \quad \text{para} \quad 0 \leq i \leq n_a$$

Como hipótese de recorrência vamos supor que sejam conhecidos os polinômios $J_j(q^{-1})$ e $F_j(q^{-1})$.

Assim, para j e $j+1$ temos:

$$\alpha(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) = 1 \quad \text{A.9}$$

$$\alpha(q^{-1})J_{j+1}(q^{-1}) + q^{-(j+1)}F_{j+1}(q^{-1}) = 1 \quad \text{A.10}$$

A diferença destas duas equação fornece:

$$\alpha(q^{-1})[J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] + q^{-j}[q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1})] = 0 \quad \text{A.11}$$

Considerando

$$V_j(q^{-1}) + v_j q^{-j} = J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1}) \quad \text{A.12}$$

a equação A.11 pode ser rescrita como:

$$\alpha(q^{-1})V_j(q^{-1}) + q^{-j} [q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1}) + v_j \alpha(q^{-1})] = 0 \quad \text{A.13}$$

portanto

$$\begin{cases} V_j(q^{-1}) = 0 \\ q^{-1}F_{j+1}(q^{-1}) - F_j(q^{-1}) + v_j \alpha(q^{-1}) = 0 \end{cases} \quad \text{A.14}$$

Assim,

$$\begin{aligned} J_{j+1}(q^{-1}) &= J_j(q^{-1}) = v_j q^{-j} \\ J_{j+1} &= \sum_{i=0}^j \gamma_i^{j+1} q^{-i} \end{aligned} \quad \text{A.15}$$

com

$$\begin{cases} \gamma_i^{j+1} = \gamma_i^j & \text{para } 0 \leq i \leq j-1 \\ \gamma_j^{j+1} = f_0^j = v_j \end{cases} \quad \text{A.16}$$

e

$$\begin{aligned} F_{j+1}(q^{-1}) &= q [F_j(q^{-1}) - f_0^j \alpha(q^{-1})] \\ F_{j+1}(q^{-1}) &= \sum_{i=0}^{n_a} f_i^{j+1} q^{-i} \end{aligned} \quad \text{A.17}$$

com

$$\begin{cases} f_i^{j+1} = f_{i+1}^j - f_0^j \alpha_{i+1} & \text{para } 0 \leq i \leq n_a - 1 \\ f_{n_a}^{j+1} = -f_0^j \alpha_{n_a+1} \end{cases} \quad \text{A .18}$$

Cálculo recursivo dos polinômios $G_{d_{j+1}}(q^{-1})$ e $H_j(q^{-1})$

Da segunda parte da equação A .4, temos:

$$G_{d_j}(q^{-1}) + q^{-(j+1)} H_j(q^{-1}) = J_j(q^{-1}) B_d(q^{-1}) \quad \text{A .19}$$

com

$$\begin{cases} \text{grau}[G_{d_j}(q^{-1})] = j \\ \text{grau}[H_j(q^{-1})] = n_{bd} - 2 \end{cases} \quad \text{A .20}$$

Para $j = 1$, a equação acima pode ser escrita como:

$$G_{d_1}(q^{-1}) + q^{-2} H_1(q^{-1}) = J_1(q^{-1}) B_d(q^{-1}) \quad \text{A .21}$$

com $J_1(q^{-1}) = 1$, temos

$$G_{d_1}(q^{-1}) + q^{-2} H(q^{-1}) = B_d(q^{-1}) \quad \text{A .22}$$

que nos fornece a equação

$$G_{d_1}(q^{-1}) = g_{d_0}^1 + g_{d_1}^1 q^{-1} \quad \text{A .23}$$

com

$$\begin{cases} g_{d0}^1 = b_{d0} \\ g_{d1}^1 = b_{d1} \end{cases} \quad \text{A .24}$$

e

$$H_1(q^{-1}) = \sum_{i=0}^{n_{bd}-2} h_i^1 q^{-i} \quad \text{A .25}$$

com

$$h_i^1 = b_{di+2} \quad \text{para} \quad 0 \leq i \leq n_{bd} - 2 \quad \text{A .26}$$

Na hipótese de recorrência, consideramos conhecidos os polinômios $G_{dj+l}(q^{-l})$ e $H_j(q^{-l})$ para j e $j+l$. Da equação A .19 podemos escrever:

$$G_{dj}(q^{-1}) + q^{-(j+1)} H_j(q^{-1}) = J_j(q^{-1}) B_d(q^{-1}) \quad \text{A .27}$$

$$G_{dj+1}(q^{-1}) + q^{-(j+2)} H_{j+1}(q^{-1}) = J_{j+1}(q^{-1}) B_d(q^{-1}) \quad \text{A .28}$$

De maneira similar, a diferença destas equações fornece;

$$\begin{aligned} & [G_{dj+1}(q^{-1}) - G_{dj}(q^{-1})] + q^{-(j+1)} [q^{-1} H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1})] \\ & = [J_{j+1}(q^{-1}) - J_j(q^{-1})] B_{dj}(q^{-1}) \end{aligned} \quad \text{A .29}$$

$$\begin{aligned} & [G_{dj+1}(q^{-1}) - G_{dj}(q^{-1})] + q^{-(j+1)} [q^{-1} H_{j+1}(q^{-1}) - H_j(q^{-1})] \\ & = f_0^j q^{-j} B_d(q^{-1}) \end{aligned} \quad \text{A .30}$$

com

$$\begin{cases} g_{di}^{j+1} = g_i^j & \text{para } 0 \leq i \leq j-1 \\ g_{dj}^{j+1} = g_{dj}^j + f_0^j b_{d0} \\ g_{dj+1}^{j+1} = h_0^j + f_0^j b_{d1} \end{cases}$$

e

$$\begin{cases} h_i^{j+1} - h_{i+1}^j = f_0^j b_{di+2} & 0 \leq i \leq n_{bd} - 3 \\ h_{n_{bd}-2}^{j+1} = f_0^j b_{dn_{bd}} \end{cases}$$

Anexo B

Implementação do Controlador Utilizando Componentes Lógicos Reprogramáveis ALTERA™

B.1 – Implementação Usando ALTERA™

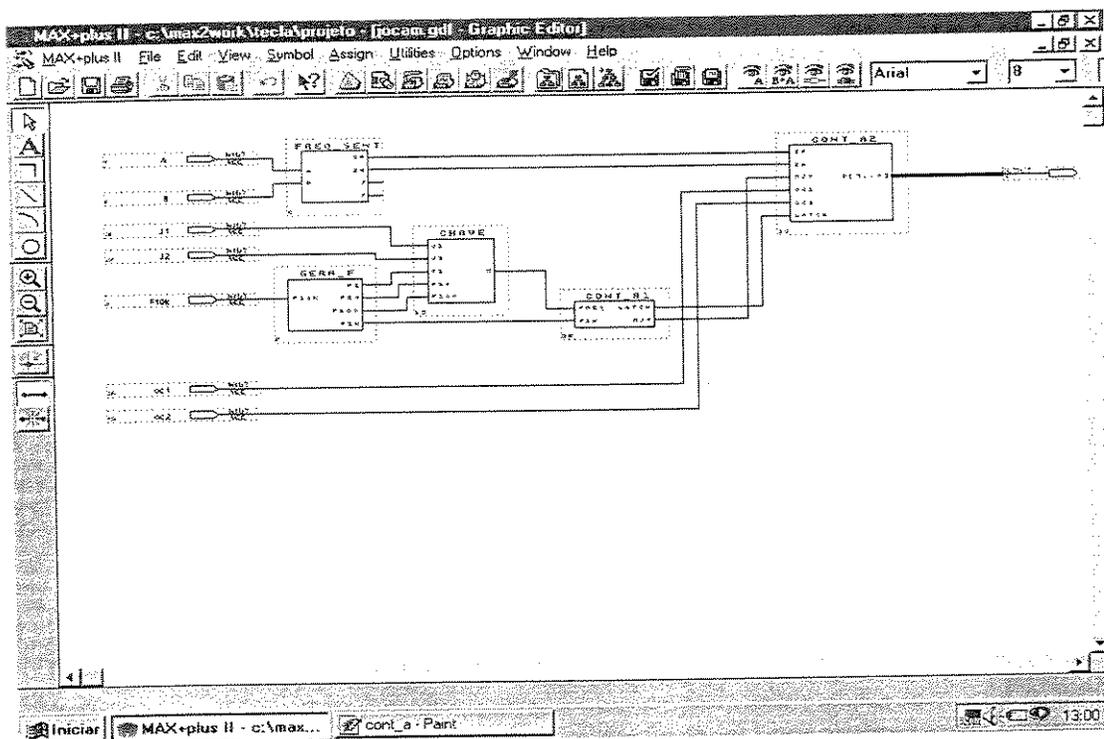
Para implementação do controlador foi utilizado o software ALTERA™. Este *software* é baseado em lógica de circuito reprogramáveis (PLD) e apresenta características adequadas para a execução desta classe de projeto. Ele permite por exemplo, que seja feito o controle dos atuadores de modo a aproveitar as características de baixo consumo, alta velocidade de operação, capacidade de integração, flexibilidade e facilidade de programação.

Para a validação dos resultados, foi projetado e implementado um circuito eletrônico utilizando circuitos lógicos reprogramáveis, permitindo assim o desenvolvimento de um sistema em tempo real para a aquisição e monitoramento das informações provenientes dos sensores de posição da junta robótica (encoders). A figura B1 apresenta o esquema eletrônico correspondente à implementação final e sua representação em termos de E/S (entradas e saídas).

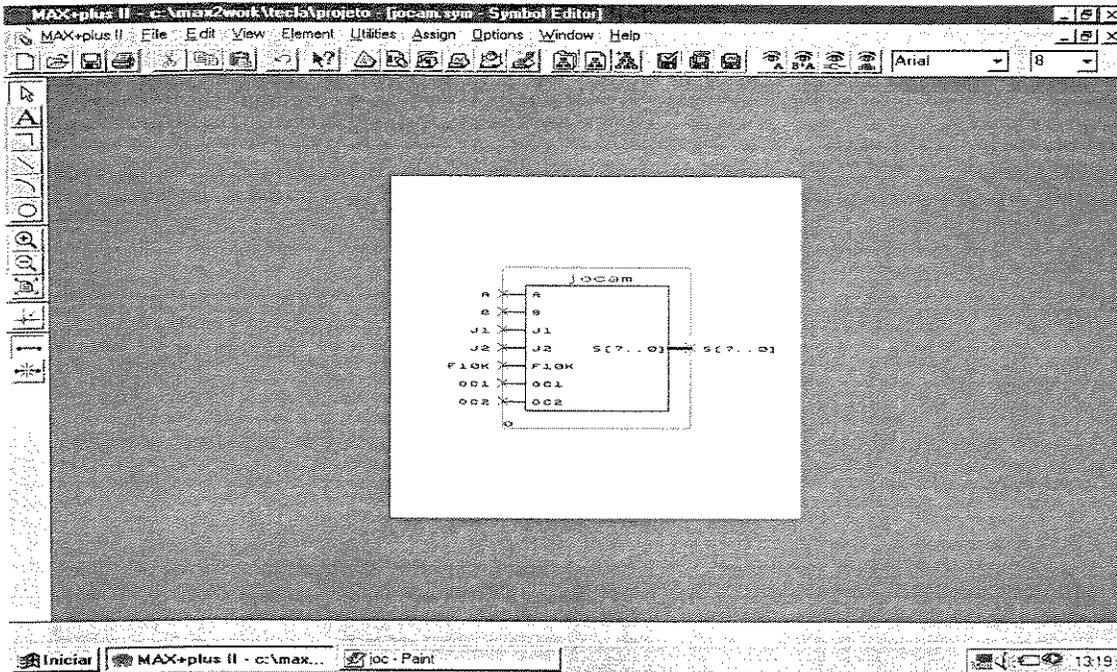
O *hardware* eletrônico foi implementado através do desenvolvimento de módulos básicos, mostrados na figura B1(a), os quais são os responsáveis pelo tratamento das informações do sistema. O componente eletrônico final é composto das seguintes entradas externas: sinais A e B do encoder de posição da junta antropomórfica; uma entrada externa para um amostrador de frequência elevada (10 KHz), necessária para o tratamento das informações do encoder de posição, ou seja, obtenção de um sinal correspondente à posição angular da junta multiplicado por 2 e respectivo sentido de rotação; quatro sinais provenientes do computador responsável

pela aquisição: dois sinais lógicos J1 e J2 para controle da chave lógica responsável pela frequência de aquisição da interface (necessária para aumento de precisão durante a aquisição em movimentos com velocidades altas e baixas); e dois sinais lógicos OC1 e OC2, indicando o início e o fim da aquisição pelo computador.

A saída final, enviada para uma interface paralela de um computador PC, corresponde a dezesseis bits, a serem adquiridos através de uma porta paralela com oito bits S[7..0], a partir do controle do fluxo de informações pelos sinais provenientes do PC, OC1 e OC2.



(a) Interface com o usuário.



(b) Representação E/S (entradas-saídas).

Figura B1 - Sistema de desenvolvimento ALTERA.

O programa AcqRob, apresentado na figura B2, foi implementado a partir do desenvolvimento dos seguintes módulos:

- i) Freq-sent (figura B.3): responsável pelo tratamento das informações provenientes dos encoders de posição da junta antropomórfica. Neste módulo são gerados sinais IP (impulsão - sentido positivo) e IN (impulsão – sentido negativo) a serem transmitidos para um o contador Cont_a;
- ii) Gera-freq (figura B.4): Divisor de frequência responsável pela geração de diferentes frequências utilizadas pelo componente implementado;
- iii) Chave_lógica (figura B.5): Chave lógica controlada através de um computador PC, responsável pela aquisição de sinais em alta e baixa velocidade;
- iv) Cont_b (figura B.6): Responsável pelo controle de informações entre o contador e o computador PC (reset e armazena através de um latch);

- v) Cont_a (figura B.7): Responsável pela contagem e armazenamento de informações (sinais IP e IN) a serem enviadas para o computador PC.

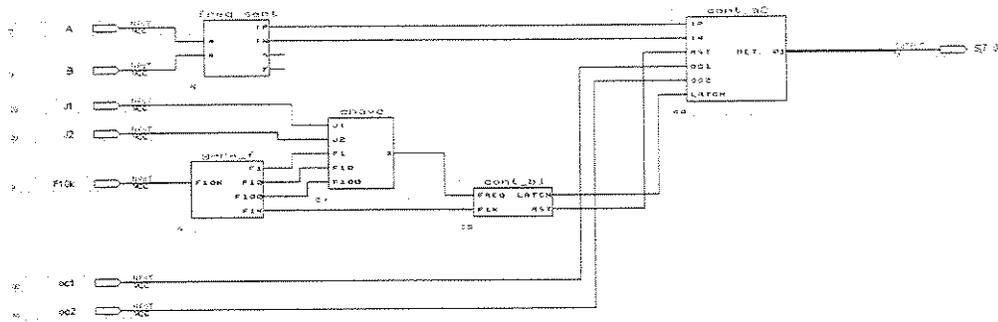


Figura B2 - Representação eletrônica do componente AcqRob implementado em ALTERA™.

B.2 - Descrição E/S dos Módulos Implementados

B.2.1 - Módulo Freqüência-Sentido

| ENTRADAS | Descrição |
|----------|---|
| A | Pista A do encoder de posição da junta antropomórfica |
| B | Pista B do encoder de posição da junta antropomórfica |

| SAIDAS | Descrição |
|--------|---|
| IP | Impulsão positiva (junta se movimentando em sentido horário) |
| IN | Impulsão negativa (junta se movimentando em sentido anti-horário) |
| F | Freqüência (trem de pulsos correspondente a posição angular da junta) |
| S | Sentido (sentido de rotação da junta) |

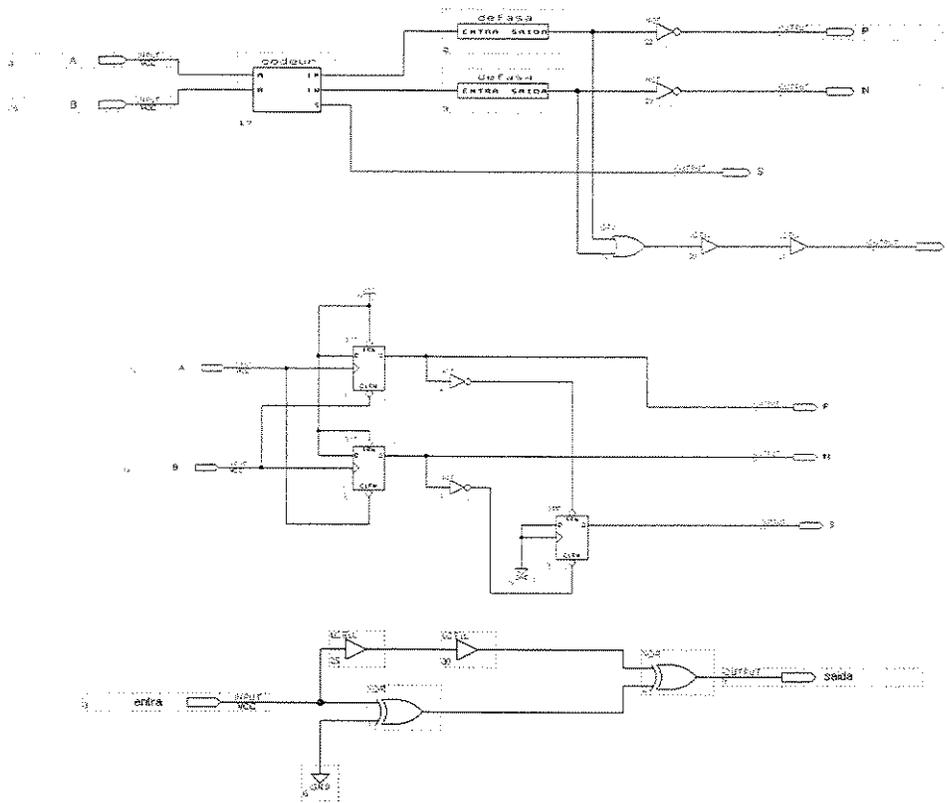


Figura B3 - Módulo Freq_sent implementado em ALTERA™.

B.2.2 - Módulo Gerador de Frequências

| ENTRADAS | Descrição |
|----------|--|
| F10K | Sinal de Frequência proveniente de um gerador externo de funções |

| SAÍDAS | Descrição |
|--------|-------------------------------|
| F1 | Sinal de Frequência de 1 Hz |
| F10 | Sinal de Frequência de 10 Hz |
| F100 | Sinal de Frequência de 100 Hz |
| F1K | Sinal de Frequência de 1 KHz |

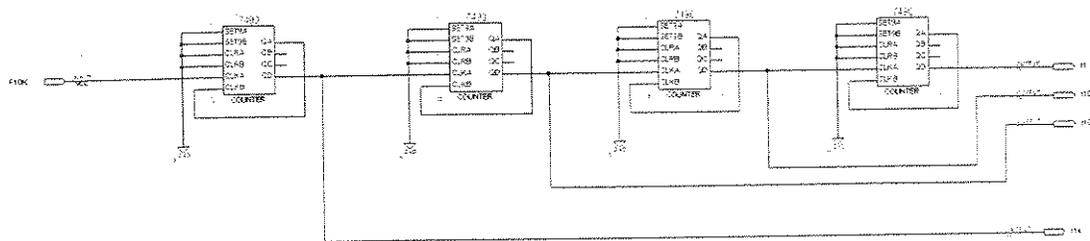


Figura B4 - Módulo Gera_frequências implementado em ALTERA™.

B.2.3 - Módulo Chave Lógica

| ENTRADAS | Descrição |
|----------|--|
| J1 | Sinal lógico proveniente da interface paralela do PC |
| J2 | Sinal lógico proveniente da interface paralela do PC |
| F1 | Sinal de Frequência de 1 Hz |
| F10 | Sinal de Frequência de 10 Hz |
| F100 | Sinal de Frequência de 100 Hz |

| SAÍDAS | Descrição |
|--------|---|
| Freq | Sinal de Frequência utilizado para aquisição pelo hardware implementado |

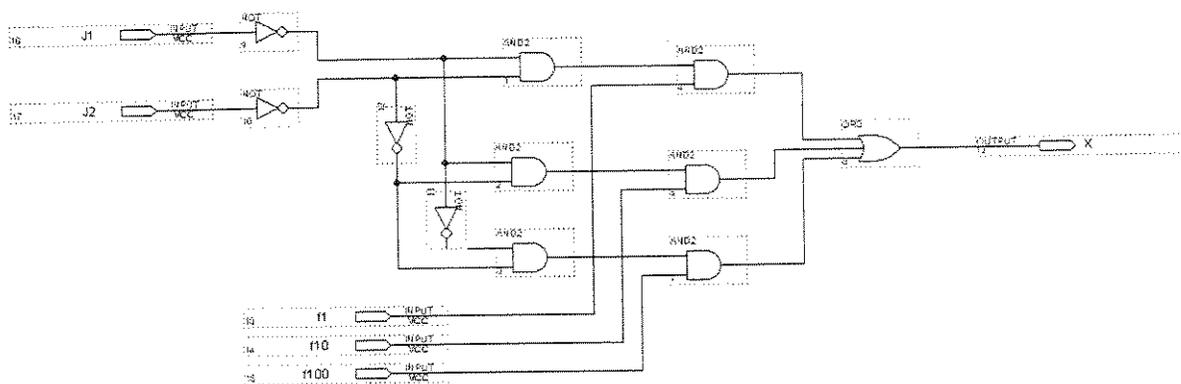


Figura B5 - Módulo Chave_lógica implementado em ALTERA™.

B.2.4 - Módulo Cont_b1 – Circuito de Controle do Contador Cont_a2

| ENTRADAS | Descrição |
|----------|--|
| freq | Sinal de Frequência chaveado a partir do módulo Chave_lógica |
| F1K | Sinal de Frequência de 1 KHz |

| SAÍDAS | Descrição |
|--------|--|
| LATCH | Sinal para armazenamento de informações pelo contador Cont_a2 |
| RST | Sinal de reset de informações do contador Cont_a2 (zerar o contador) |

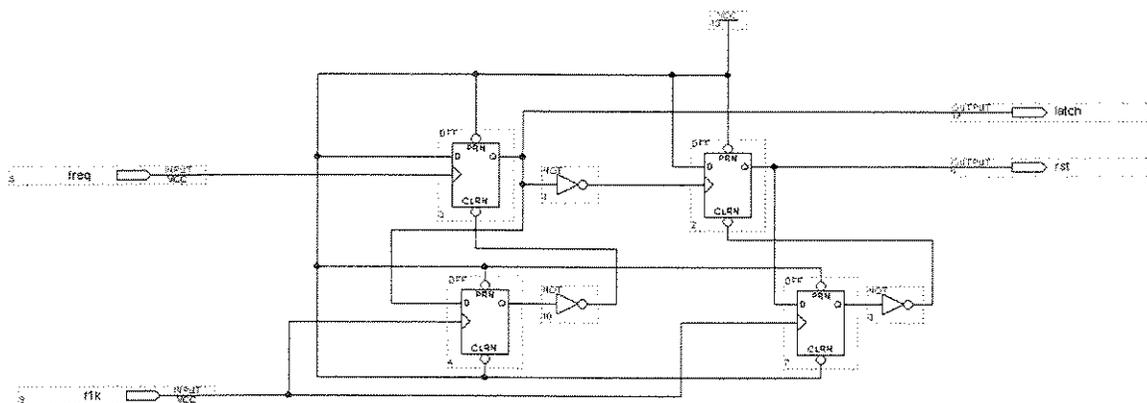


Figura B6- Módulo Cont_b1 implementado em ALTERA™.

B.2.5 - Módulo Cont_a2 – Módulo de contagem/decontagem

| ENTRADAS | Descrição |
|----------|---|
| IP | Impulsão positiva (junta se movimentando em sentido horário) |
| IN | Impulsão negativa (junta se movimentando em sentido anti-horário) |
| LATCH | Sinal para armazenamento de informações |
| RST | Sinal de reset de informações (zerar o contador) |

| | |
|------------|--|
| OC1 | Sinal de controle de aquisição proveniente do PC |
| OC2 | Sinal de controle de aquisição proveniente do PC |

| SAÍDAS | Descrição |
|----------------|--|
| D[7..0] | Sinal de saída para a interface paralela do PC (informações do encoder de posição) |

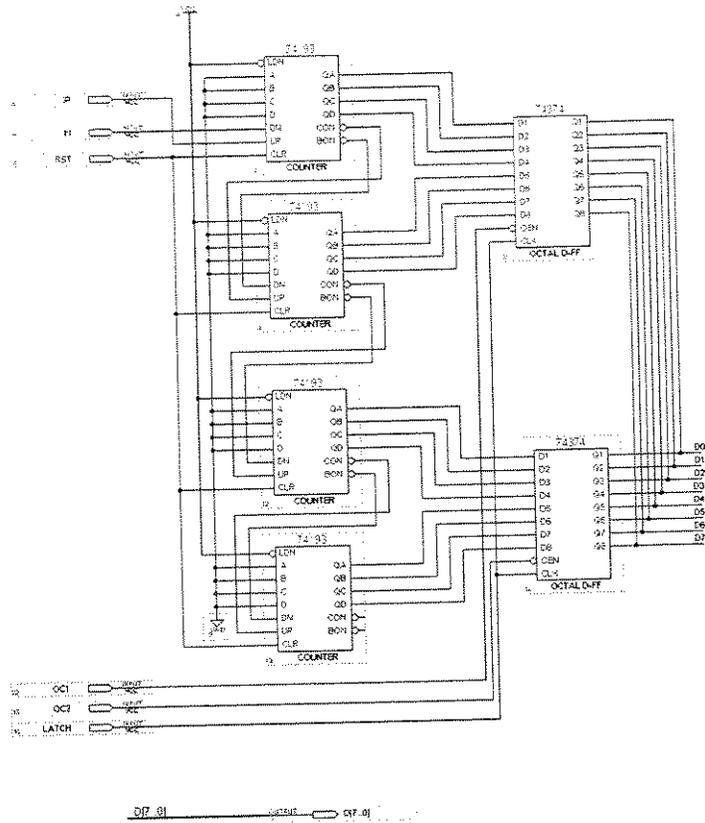


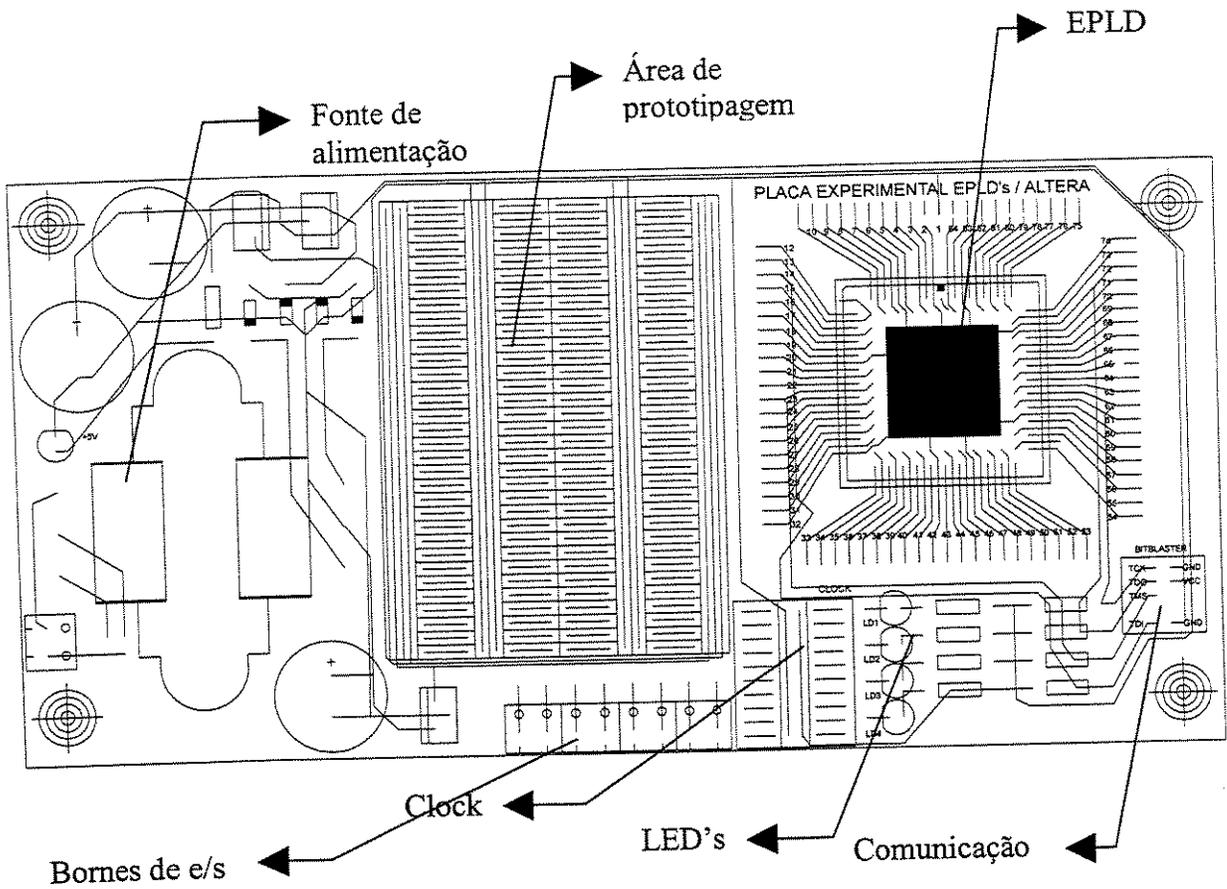
Figura B7 - Módulo Cont_a2 implementado em ALTERA™.

Anexo C

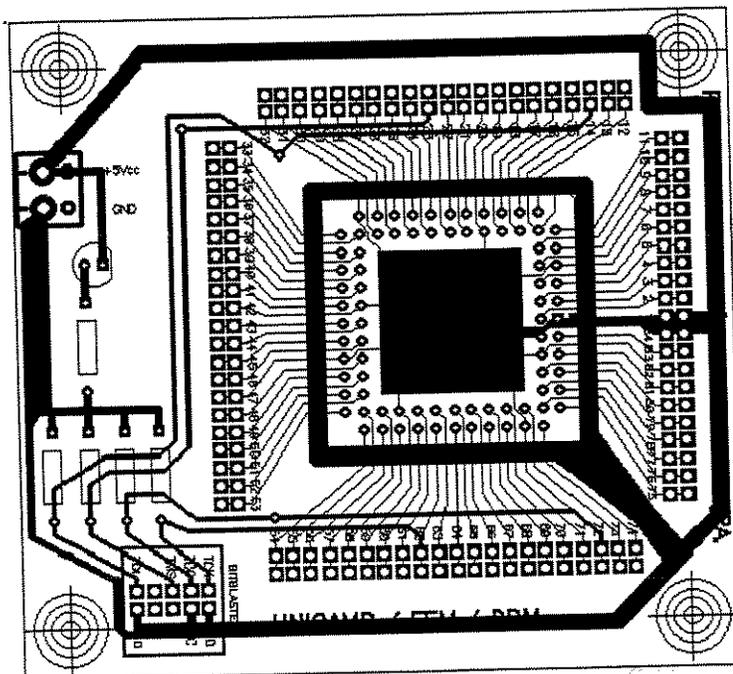
Layouts das Interfaces

A partir da definição do hardware, foram dimensionados os componentes eletrônicos, estimando as correntes e tensões elétricas envolvidas em cada nó do circuito. Os layouts das interfaces desenvolvidas são apresentadas a seguir.

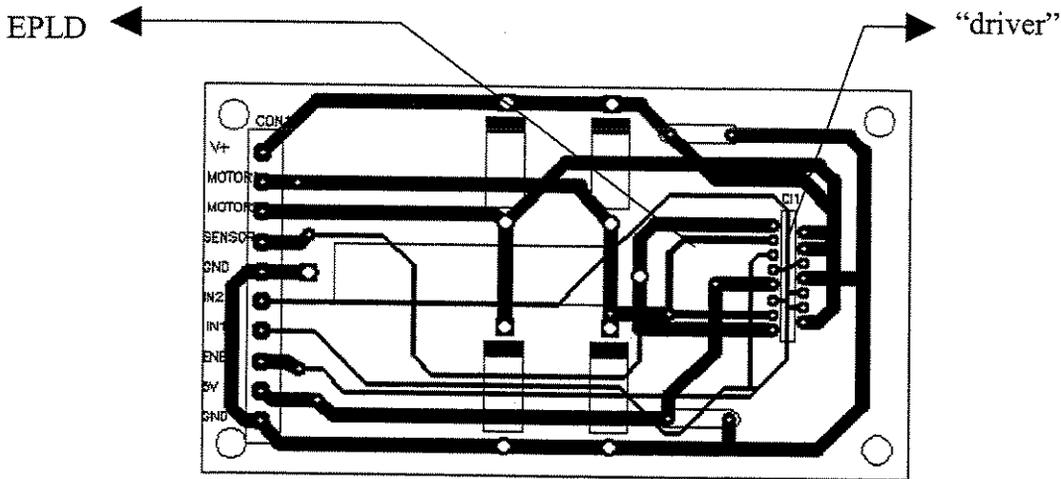
- i) Layout da placa de circuito-impresso onde foi implementada a interface de Comunicação



ii) Interface de Controle (layout da placa de circuito-impresso)



iii) Interface de Acionamento (*layout da placa de circuito-impresso*)



Os dispositivos EPLD utilizados no projeto podem ser programados na própria plataforma de montagem, através de um cabo de comunicação que é conectado à porta paralela de um microcomputador. Confeccionamos os cabos a partir de um projeto sugerido pelo próprio fabricante (*ALTERA Byteblaster Parallel Port Data Sheet*). O cabo consiste em dois conectores ligados através de cintas paralelas (*flat cable*) a um circuito de interface (*buffer de sinal*) implementado com um circuito integrado (74HC244) e alguns resistores.