

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

ESCOLA DE ENGENHARIA

COLEGIADO DO CURSO DE GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

PROJETO FINAL DE CURSO

**PROJETO E IMPLANTAÇÃO DE SISTEMA DE
CONTROLE MULTIMALHA DE UM ROBÔ
MANIPULADOR**

Aluno: Guilherme Campelo Fortunato Torres (Engenharia de Controle e Automação)

Orientador: Professor Fábio Gonçalves Jota (DELT - UFMG)

Supervisor: Engenheiro Eduardo José Lima II (DEMEC - UFMG)

Belo Horizonte, Dezembro de 2004

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

ESCOLA DE ENGENHARIA

COLEGIADO DO CURSO DE GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

PROJETO FINAL DE CURSO

**PROJETO E IMPLANTAÇÃO DE SISTEMA DE
CONTROLE MULTIMALHA DE UM ROBÔ
MANIPULADOR**

Monografia submetida à banca
examinadora para avaliação
curricular da disciplina *Projeto
Final de Curso II*, para obtenção
do grau em Engenharia de
Controle e Automação.

Belo Horizonte, Dezembro de 2004

Agradecimento

Agradeço à todos os mestres que contribuíram na formação de um profissional capacitado nos mais diversos ramos da engenharia, um profissional especializado no controle de sistemas e ao mesmo tempo, um integrador de tecnologias.

Agradeço especialmente ao Prof. Fábio Gonçalves Jota, cuja orientação foi imprescindível para a elaboração sólida deste trabalho. Agradeço também ao Engenheiro Eduardo José Lima II pela sua supervisão ao longo deste trabalho, cuja companhia contribuiu inegavelmente à minha formação profissional.

Não posso me esquecer de todos os meus familiares que estiveram torcendo pelo meu sucesso, que suportaram os momentos difíceis e sempre me apoiaram e por me amarem incondicionalmente.

Resumo

Neste trabalho são descritos o estudo, o projeto e a implantação de um sistema de controle centralizado multimalha com estratégias avançadas para ser a camada de controle de posição das juntas do sistema robótico ASEA IRB-6 S2 (para ser usado no estudo da soldagem robotizada com eletrodo revestido, no LRSS/DEMEC/UFGM, a partir de "retrofitting" do referido robô, realizado em parceria com o DEELT/UFRGS). Esse sistema robótico encontrava-se em desuso devido à sua inadequação tecnológica uma vez que fora produzido em 1977. A nova estrutura de controle que está sendo implantada é baseada em módulos inteligentes, AIC ("Actuator Interface Card"), capazes de realizar processamento local, de comunicar sob uma rede CAN, isto é, de trocar informações entre si, de receber comandos, de enviar medições de sensores e acionar diretamente atuadores.

Neste trabalho são projetados controladores PID para as várias juntas usando estratégias multimalhas, com controladores a parâmetros fixos (com capacidade de desacoplamento). Como sugere-se na literatura o emprego de controladores adaptativos, a estrutura proposta tem flexibilidade suficiente para que os controladores fixos tenham seus parâmetros alterados, automaticamente. O fato de o controle de posição de juntas de robôs ser realizado por meio de, em sua grande maioria, controladores adaptativos demonstra que o controle de juntas de robôs não é um procedimento elementar. Entretanto, está fora do escopo deste Projeto Final de Curso a implementação destas técnicas.

Os trabalhos neste Projeto Final de Curso iniciaram-se com a análise dos elementos de hardware e software constituintes da estrutura anteriormente implantada, assim como, das características de robôs propriamente ditos - cinemática e dinâmica - para a proposição da arquitetura de controle adequada. O estudo de sistemas robóticos mostra a existência de um forte acoplamento entre as variáveis de processo que se dá como um torque de perturbação nos atuadores.

Para o projeto dos controladores PID, foram aplicados sinais de testes sobre os atuadores a fim de identificar os modelos dos mesmos. Testes para a identificação dos parâmetros dos atuadores também foram realizados. Consideraram-se também os quesitos de desempenho especificados de acordo com o equipamento e a aplicação em questão. O método do Lugar das Raízes foi utilizado para o projeto, isto é, cálculo das constantes proporcional, integral e derivativa dos controladores PID. Na monografia, são apresentadas simulações das várias malhas de controle de posição das juntas do robô com o correspondente desacoplamento do torque de perturbação. Detalhes sobre as decisões e opções tomadas são também fornecidos.

Abstract

Sumário

| | |
|--|-------------|
| AGRADECIMENTO..... | I |
| RESUMO..... | II |
| ABSTRACT..... | III |
| SUMÁRIO | IV |
| LISTA DE FIGURAS | VI |
| LISTA DE TABELAS | VIII |
| CAPÍTULO 1 | 1 |
| INTRODUÇÃO..... | 1 |
| CAPÍTULO 2 | 6 |
| CONTEXTUALIZAÇÃO | 6 |
| 2.1 A INSTITUIÇÃO | 6 |
| 2.2 SOLDAGEM COM ELETRODO REVESTIDO | 8 |
| 2.3 SOLDAGEM ROBOTIZADA COM ELETRODO REVESTIDO | 9 |
| 2.3.1 “Retrofitting” do Robô ASEA IRB6 S2 | 10 |
| CAPÍTULO 3 | 11 |
| REVISÃO BIBLIOGRÁFICA..... | 11 |
| 3.1 ROBÔS MANIPULADORES..... | 11 |
| 3.1.1 Definição..... | 11 |
| 3.1.2 Sensoriamento..... | 12 |
| 3.1.3 Acionamento..... | 12 |
| 3.1.4 Classificação dos Robôs Quanto a Estrutura Mecânica..... | 12 |
| 3.1.5 Elemento Terminal..... | 13 |
| 3.1.6 Descrição Cinemática/Dinâmica de Um Robô | 14 |
| 3.2 COMPENSAÇÃO DIRETA – UMA ESTRATÉGIA AVANÇADA DE CONTROLE..... | 15 |
| CAPÍTULO 4 | 18 |
| CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA ROBÓTICO ASEA IRB-6 S2 | 18 |
| 4.1 O ROBÔ ASEA IRB6-S2 | 18 |
| 4.1.1 Os Sensores | 19 |
| 4.1.2 Os Atuadores | 21 |
| 4.1.3 Reduções | 22 |
| 4.2 ESTRUTURA DE HARDWARE IMPLANTADA NO “RETROFITTING” | 24 |
| 4.3 BARRAMENTO CAN..... | 25 |
| 4.4 PLACAS TINI | 26 |
| 4.5 O MÓDULO AIC | 29 |
| 4.5.1 Interface Encoder..... | 30 |

| | | |
|---|---|-----------|
| 4.5.2 | Gerador PWM..... | 30 |
| 4.5.3 | Ponte-H..... | 31 |
| 4.6 | INTERFACE DE PROGRAMAÇÃO DE APLICAÇÃO DOS MÓDULOS A.I.C.S..... | 32 |
| CAPÍTULO 5 | | 34 |
| PROPOSIÇÃO | | 34 |
| 5.1 | INTRODUÇÃO..... | 34 |
| 5.2 | PROPOSTA PARA O CONTROLE DA POSIÇÃO DAS JUNTAS..... | 35 |
| CAPÍTULO 6 | | 38 |
| MODELAGEM E VALIDAÇÃO DA RESPOSTA DINÂMICA DOS ATUADORES | | 38 |
| 6.1 | INTRODUÇÃO..... | 38 |
| | RESTRICÇÕES DO SISTEMA..... | 39 |
| 6.2 | MODELAGEM CAIXA CINZA..... | 42 |
| 6.2.1 | Modelagem Caixa Branca..... | 42 |
| 6.2.2 | Modelagem Caixa Preta..... | 43 |
| 6.3 | VALIDAÇÃO DOS MODELOS..... | 55 |
| 6.4 | PLANTAS DE POSIÇÃO DO MOTOR C.C. | 58 |
| CAPÍTULO 7 | | 60 |
| PROJETO DOS CONTROLADORES | | 60 |
| 7.1 | INTRODUÇÃO..... | 60 |
| 7.2 | CONTROLADORES PID..... | 61 |
| 7.2.1 | Banda Proporcional..... | 63 |
| 7.2.2 | Controlador Proporcional..... | 63 |
| 7.2.3 | Controlador Proporcional-Integral (PI)..... | 64 |
| 7.2.4 | Controlador Proporcional-Derivativo (PD)..... | 65 |
| 7.2.5 | Controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID)..... | 66 |
| 7.3 | CARACTERÍSTICAS DE DESEMPENHO PARA O ROBÔ..... | 66 |
| 7.4 | QUANTIFICAÇÃO DAS METAS DE DESEMPENHO..... | 69 |
| 7.5 | PROJETO DE CONTROLADORES PID..... | 70 |
| 7.5.1 | PROJETO DE CONTROLADORES PID USANDO O MÉTODO DO LUGAR DAS RAÍZES..... | 70 |
| Projeto Controlador PI..... | 71 | |
| Projeto Controlador PID..... | 75 | |
| CAPÍTULO 8 | | 79 |
| ANÁLISE DOS RESULTADOS | | 79 |
| 8.1 | COMPARAÇÃO DAS RESPOSTAS DO SISTEMA COM COMPENSAÇÃO PI E COM COMPENSAÇÃO PID..... | 79 |
| 8.2 | DESACOPLAMENTO DAS MALHAS DAS JUNTAS..... | 89 |
| CAPÍTULO 9 | | 94 |
| CONCLUSÃO E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS | | 94 |
| 9.1 | CONCLUSÃO..... | 94 |
| 9.2 | SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS..... | 94 |
| CAPÍTULO 10 | | 96 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | | 96 |

Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| FIGURA 1: ROBÔS INDUSTRIAIS (FONTE: ABB) | 2 |
| FIGURA 2: ROBÔ REALIZANDO SOLDAGEM..... | 2 |
| FIGURA 3: PRINCIPAIS APLICAÇÕES DE ROBÔS NAS INDÚSTRIAS BRASILEIRAS [BRACARENSE, A.Q., 1999A] ... | 3 |
| FIGURA 4: UTILIZAÇÃO DE ROBÔS NOS MEIOS DE PRODUÇÃO MUNDIAL [BRACARENSE, A.Q., 1999A]..... | 3 |
| FIGURA 5: MÁQUINAS DE PARA SOLDAGEM A ARCO | 7 |
| FIGURA 6: EQUIPAMENTOS PARA METALOGRAFIA | 7 |
| FIGURA 7: ROBÔS DO LRSS. À DIREITA TEM-SE O MOTOMAN E À ESQUERDA O ASEA..... | 7 |
| FIGURA 8: LINHA DE SOLDAGEM DE CHASSIS DE VEÍCULOS AUTOMATIZADA [BRACARENSE, A.Q., 1999B] | 9 |
| FIGURA 9: ROBÔ ASEA IFB6 S2..... | 10 |
| FIGURA 10: CONTROLADOR DO ROBÔ ASEA IRB6 S2..... | 10 |
| FIGURA 11: ELOS E JUNTAS ROBÓTICAS..... | 11 |
| FIGURA 12: ROBÔ CARTESIANO..... | 12 |
| FIGURA 13: ROBÔ CILÍNDRICO..... | 13 |
| FIGURA 14: ROBÔ ESFÉRICO | 13 |
| FIGURA 15: ROBÔ ARTICULADO OU ANTROPOMÓRFICO..... | 13 |
| FIGURA 16: ELEMENTO TERMINAL TIPO GARRA | 14 |
| FIGURA 17: ELEMENTO TERMINAL TIPO FERRAMENTA..... | 14 |
| FIGURA 18: ESTRATÉGIA DE COMPENSAÇÃO DIRETA..... | 16 |
| FIGURA 19: DESACOPLAMENTO DE MALHAS..... | 17 |
| FIGURA 20: ROBÔ ASEA E SUA INSTRUMENTAÇÃO [ASEA ROBOTICS, 1986] | 18 |
| FIGURA 21: SINAIS NOS CANAIS DE UM ENCODER..... | 19 |
| FIGURA 22: ENCODER E6M – 2048 – 157-H-PKG1 [US DIGITAL]..... | 20 |
| FIGURA 23: CHAVE DE SINCRONISMO DO ROBÔ ASEA IRB-6 S2 [ASEA ROBOTICS] | 21 |
| FIGURA 24: MOTOR MODELO 1 | 22 |
| FIGURA 25: MOTOR MODELO 2 | 22 |
| FIGURA 26: REDUÇÃO HARMÔNICA [HARMONIC DRIVE] | 23 |
| FIGURA 27: ILUSTRAÇÃO DO FUNCIONAMENTO DA ENGRENAGEM HARMÔNICA..... | 23 |
| FIGURA 28: ESTRUTURA DE HARDWARE IMPLANTADA [LIMA II, E. J. ET AL, 2004] | 24 |
| FIGURA 29: ARQUITETURA MODERNA PARA O CONTROLE E AUTOMAÇÃO [LIMA II, E. J. ET AL, 2004] | 25 |
| FIGURA 30: PLACA TINI SIMM-72 [IBUTTON TINI]..... | 26 |
| FIGURA 31:- A TINI PERMITE CONVERSÃO DE PROTOCOLOS [IBUTTON TINI]..... | 27 |
| FIGURA 32: O AMBIENTE DA TINI [IBUTTON TINI] | 29 |
| FIGURA 33: MÓDULO AIC E SEU EMCAPSULAMENTO | 29 |
| FIGURA 34: ESQUEMA DO PWM [LAGES, W.F., 2002]..... | 30 |
| FIGURA 35: ESQUEMA DA PONTE H [LAGES, W.F., 2002]..... | 31 |
| FIGURA 36: ESQUEMA BÁSICO DE LIGAÇÃO DO LT1162 [LAGES, W.F., 2002]..... | 31 |
| FIGURA 37: DIAGRAM DE BLOCOS DE UM MOTOR ELÉTRICO CC | 34 |
| FIGURA 38: CONFIGURAÇÃO DAS JUNTAS COM MAIOR BRAÇO DE ALAVANCA DO QUE A FIGURA 40 | 35 |
| FIGURA 39: CONFIGURAÇÃO DAS JUNTAS COM MENOR BRAÇO DE ALAVANCA DO QUE A FIGURA 39 | 36 |
| FIGURA 40: SISTEMA DE CONTROLE PROPOSTO | 36 |
| FIGURA 41: FIGURA (A) DADOS CONECTADOS, FIGURA (B) DADOS PONTUAIS | 40 |
| FIGURA 42: FIGURA (A) DADOS CONECTADOS, FIGURA (B) DADOS PONTUAIS | 41 |
| FIGURA 43: FIGURA (A) DADOS CONECTADOS, FIGURA (B) DADOS PONTUAIS | 41 |
| FIGURA 44: MODELO APROXIMADA DA MALHA DE POSIÇÃO DE UM MOTOR C.C. | 42 |
| FIGURA 45: PARES DE DADOS DO MOTOR 1 | 44 |
| FIGURA 46: EXEMPLO DE MEDIÇÃO DA CONSTANTE ELÉTRICA DO MOTOR (RESPOSTA AO DEGRAU)..... | 46 |
| FIGURA 47: DISPERSÃO E ERRO DE MEDIÇÃO DE VELOCIDADE DOS MOTORES DEVIDO À ROTINA GC..... | 47 |
| FIGURA 48: PARES DE DADOS DO MOTOR 1 | 48 |

| | |
|--|----|
| FIGURA 49: PARES DE DADOS DO MOTOR 1 | 49 |
| FIGURA 50: MEDIÇÃO DA CONSTANTE DE TEMPO MECÂNICA COM CANAL INVERTIDO | 51 |
| FIGURA 51: RESPOSTA AO DEGRAU UNITÁRIO – MOTOR 1 | 52 |
| FIGURA 52: RESPOSTA AO DEGRAU UNITÁRIO – MOTOR 2 | 53 |
| FIGURA 53: RESPOSTA AO DEGRAU - MOTOR 3 | 53 |
| FIGURA 54: RESPOSTA AO DEGRAU - MOTOR 4 | 54 |
| FIGURA 55: RESPOSTA AO DEGRAU - MOTOR 5 | 54 |
| FIGURA 56: VALIDAÇÃO DO GANHO EM ESTADO ESTACIONÁRIO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO MOTOR 1 . | 55 |
| FIGURA 57: EXEMPLO DE COLETA DE TESTE PARA IDENTIFICAÇÃO DO MOTOR | 56 |
| FIGURA 58: INTERFACE CAMADA DE GERAÇÃO DE TRAJETÓRIAS E CAMADA DE CONTROLE DE POSIÇÃO | 60 |
| FIGURA 59: CONTROLADOR PID EM DIAGRAMA DE BLOCOS | 61 |
| FIGURA 60: TRAJETÓRIA DESEJADA X TRAJETÓRIA EXECUTADA | 67 |
| FIGURA 61: TRAJETÓRIA DE SISTEMA ROBÓTICO COM CONTROLE DIGITAL | 68 |
| FIGURA 62: ORGANIZAÇÃO DAS CAMADAS DE UM SISTEMA DE GERÊNCIA ROBÓTICA | 69 |
| FIGURA 63: DETERMINAÇÃO DOS PÓLOS E ZEROS NO PLANO S | 72 |
| FIGURA 64: LUGAR DAS RAÍZES DO SISTEMA COMPENSADO POR UM PI | 73 |
| FIGURA 65: SIMULAÇÃO ELABORADA PARA COMPARAÇÃO ENTRE PI E PID EM RESPOSTA AO DEGRAU | 73 |
| FIGURA 66: RESPOSTA AO DEGRAU UNITÁRIO E ANÁLISE DO TEMPO DE SUBIDA | 74 |
| FIGURA 67: RESPOSTA DO SISTEMA CONTROLADO AO DEGRAU UNITÁRIO E ANÁLISE DA CONSTANTE DE TEMPO | 74 |
| FIGURA 68: RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO COMPENSADOR | 75 |
| FIGURA 69: LUGAR DAS RAÍZES PARA PLANTA COM COMPENSAÇÃO PID | 76 |
| FIGURA 70: LUGAR DAS RAÍZES EM ZOOM SOBRE O ZERO PRÓXIMO DO EIXO IMAGINÁRIO. | 77 |
| FIGURA 71: RESPOSTA AO DEGRAU UNITÁRIO E ANÁLISE DO TEMPO DE SUBIDA | 77 |
| FIGURA 72: RESPOSTA DO SISTEMA CONTROLADO AO DEGRAU UNITÁRIO E ANÁLISE DA CONSTANTE DE TEMPO | 78 |
| FIGURA 73: RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO COMPENSADOR PID PROJETADO | 78 |
| FIGURA 74: COMPARAÇÃO PI E PID | 80 |
| FIGURA 75: ANÁLISE DO TEMPO DE ACOMODAÇÃO | 80 |
| FIGURA 76: SIMULAÇÃO IMPLEMENTADA | 81 |
| FIGURA 77: COMPARAÇÃO PI E PID À RAMPA | 81 |
| FIGURA 78: COMPARAÇÃO PI E PID À RAMPA NA SOBRE-ELEVAÇÃO | 82 |
| FIGURA 79: SIMULAÇÃO ELABORADA PARA TESTE DE RESPOSTA A PERTURBAÇÃO | 82 |
| FIGURA 80: COMPARAÇÃO PI E PID EM RESPOSTA À PERTURBAÇÃO | 83 |
| FIGURA 81: COMPARAÇÃO PI E PID NA AÇÃO DE CONTROLE EM RESPOSTA A PERTURBAÇÃO | 84 |
| FIGURA 82: RESPOSTA DO MOTOR 1 | 85 |
| FIGURA 83: RESPOSTA DO MOTOR 1 EM DETALHE | 85 |
| FIGURA 84: RESPOSTA DO MOTOR 2 | 86 |
| FIGURA 85: RESPOSTA DO MOTOR 2 EM DETALHE | 86 |
| FIGURA 86: RESPOSTA DO MOTOR 3 | 87 |
| FIGURA 87: RESPOSTA DO MOTOR 3 EM DETALHE | 87 |
| FIGURA 88: RESPOSTA DO MOTOR 4 | 88 |
| FIGURA 89: RESPOSTA DO MOTOR 4 EM DETALHE | 88 |
| FIGURA 90: RESPOSTA DO MOTOR 5 | 89 |
| FIGURA 91: RESPOSTA DO MOTOR 5 EM DETALHE | 89 |
| FIGURA 92: SIMULAÇÃO ELABORADA PARA TESTE DE DESACOPLAMENTO DA PERTURBAÇÃO | 90 |
| FIGURA 93: RESPOSTA DO SISTEMA AO DEGRAU– MOTOR 1 | 91 |
| FIGURA 94: RESPOSTA DO SISTEMA AO DEGRAU - MOTOR 2 | 91 |
| FIGURA 95: RESPOSTA AO DEGRAU - MOTOR 3 | 92 |
| FIGURA 96: RESPOSTA AO DEGRAU - MOTOR 4 | 92 |
| FIGURA 97: RESPOSTA AO DEGRAU - MOTOR 5 | 93 |

Lista de Tabelas

| | |
|---|----|
| TABELA 1: DISTRIBUIÇÃO DE ROBÔS APLICADOS NO MERCADO JAPONÊS [BRACARENSE, A.Q., 1999A] | 3 |
| TABELA 2: COMPRIMENTO DOS ELÓS E FAIXA DE OPERAÇÃO DAS JUNTAS DO ROBÔ [ASEA ROBOTICS, 1986] | 19 |
| TABELA 3: INSTRUMENTAÇÃO DO ROBÔ E SIMBOLOGIA | 21 |
| TABELA 4: CLASSIFICAÇÃO DOS MOTORES QUANTO AO MODELO E DELEGAÇÃO DE JUNTA | 22 |
| TABELA 5: VALORES E TIPOS DAS REDUÇÕES DAS JUNTAS DO ROBÔ [ASEA ROBOTICS, 1986] | 24 |
| TABELA 6: RESISTÊNCIA DE ARMADURA DOS MOTORES | 44 |
| TABELA 7: INDUTÂNCIA ESTIMADA DOS MOTORES | 45 |
| TABELA 8: CONSTANTES DE CONJUGADO DOS MOTORES | 48 |
| TABELA 9: COEFICIENTES DE ATRITO DOS MOTORES | 49 |
| TABELA 10: MOMENTOS DE INÉRCIA DOS MOTORES | 51 |
| TABELA 11: MODELOS ELABORADOS DOS MOTORES | 51 |
| TABELA 12: COMPARAÇÃO DOS GANHOS DOS MOTORES | 56 |
| TABELA 13: COMPARAÇÃO ENTRE OS PÓLOS DAS FT DOS MOTORES E OS DETERMINADOS POR MEDIÇÃO | 57 |
| TABELA 14: FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA PARA O CONTROLE DE VELOCIDADE DOS MOTORES | 58 |
| TABELA 15: FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA PARA O CONTROLE DE POSIÇÃO DOS MOTORES | 58 |
| TABELA 16: OSCILAÇÃO MÁXIMA PARA CADA JUNTA | 70 |
| TABELA 17: PARÂMETROS DOS CONTROLADORES PROJETADOS | 84 |

Capítulo 1

Introdução

A partir de meados da década de 90, o mundo passou a experimentar o verdadeiro significado da palavra globalização. As fronteiras físicas anteriormente existentes foram derrubadas pela rede mundial de computadores, a Internet. Esta cria para os seus usuários uma visão de mundo sem oceanos, sem irregularidades geográficas ou qualquer outro tipo de obstrução física separando dois pontos. Como consequência, a lei de mercado por busca de produtos de menor preço com melhor qualidade é, portanto, praticada próximo de seu máximo. Este fato pode ser explicado por ser possível analisar as opções de produtos em âmbito mundial e, também, realizar um pedido em um fornecedor que se encontre em países distantes, por um custo igual ou menor que o de um pedido realizado a um fornecedor que se encontre em uma cidade vizinha.

Neste contexto, as indústrias de manufatura que já buscavam aumento de qualidade de seus produtos para manterem-se ativas no mercado interno, deparam-se com uma competição muito maior com empresas de todo o mundo. A alternativa restante às empresas para não perderem consumidores internos e, também, ganhar mercados externos é se adequar ao mercado mundial, aumentando a qualidade de seus produtos e diminuindo os custos.

Sendo fundamental à sobrevivência das empresas, a procura por aumento de qualidade, repetibilidade e diminuição de custos, desde o século XVIII esteve associada à aplicação de inovações tecnológicas nos meios produtivos, por exemplo, a tecnologia da máquina a vapor de James Watt foi utilizada na fabricação de máquinas que realizavam a produção em escala [Romano, V.F., 2002]. A linha de produção em série idealizada por Henry Ford (Fordismo - Automação Rígida), século XX, também demonstra o interesse na diminuição de custos e aumento da repetibilidade [Romano, V.F., 2002].

Uma tecnologia muito utilizada nas indústrias atualmente, principalmente na realização de soldagem, é o robô (Figura 1). A utilização de robôs mostra-se, no contexto mundial, como uma das mais promissoras tecnologias aplicadas aos processos de manufatura devido ao alto nível de **repetibilidade, precisão, flexibilidade, produtividade e substituição da mão-de-obra humana em atividades de risco de vida ou de pouca ergonomia** [Romano, V.F., 2002]. O grande diferencial

do robô é a sua capacidade potencial de utilização em células flexíveis, em que o mesmo pode auxiliar na fabricação de produtos diferentes (Automação Flexível), substituindo muitas máquinas específicas.



Figura 1: Robôs Industriais (Fonte: ABB)

A tecnologia de robôs é empregada em atividades relacionadas às operações de movimentação, processamento e controle de qualidade. A população de robôs instaladas no ano de 2000 foi de 790 mil unidades. Destas, 5500 foram instaladas no Brasil naquele mesmo ano e 7500 no ano posterior [Romano, V.F., 2002]. Como já mencionado, robôs são muito utilizados em soldagem (Figura 2), seja no Brasil (Figura 3) ou no Japão (Tabela 1), especialmente por empresas automobilísticas (Figura 4) dado o alto nível de precisão e repetibilidade [Bracarense A.Q., 1999B].

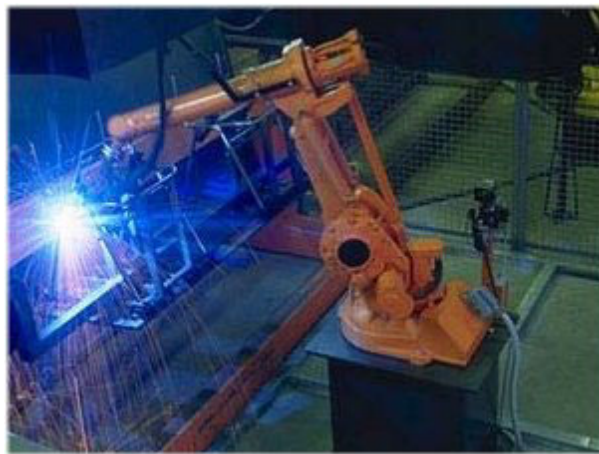


Figura 2: Robô Realizando Soldagem

Contudo, existe um processo de soldagem conhecido como soldagem com eletrodo revestido – SMAW (Shielded Metal Arc Welding) – que, apesar de todas as qualidades apresentadas, ainda não se encontra automatizado devido o grau de flexibilidade dos sistemas robóticos ser ainda restrito [Bracarense A.Q., 1999B].

A flexibilidade dos robôs é limitada pelos fabricantes por meio de mecanismos intencionalmente introduzidos nos sistemas robóticos a fim de impedir o acesso ao nível de programação dos mesmos. Com isso, os usuários de robôs, ao necessitarem

realizar adequações na programação, têm que arcar com quantias exorbitantes apenas para que os próprios fabricantes as realizem. Ficam as seguintes questões: 1) Se o usuário qualificado adquiriu um equipamento flexível, por que ele deve ser cerceado de aplicar a flexibilidade do mesmo? 2) Por que o usuário deve ter que pagar para toda nova programação do equipamento?

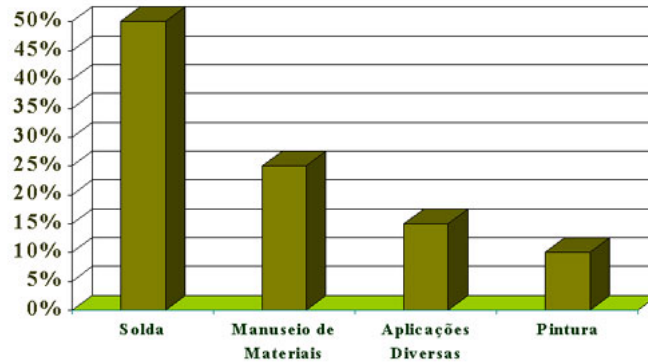


Figura 3: Principais Aplicações de Robôs nas Indústrias Brasileiras [Bracarense, A.Q., 1999A]

Tabela 1: Distribuição de Robôs Aplicados no Mercado Japonês [Bracarense, A.Q., 1999A]

| PROCESSO | PARTICIPAÇÃO |
|---------------------------------|--------------|
| Soldagem a arco elétrico - GMAW | 40 % |
| Soldagem a ponto | 23 % |
| Manipulação de material | 16 % |
| Pintura | 5 % |

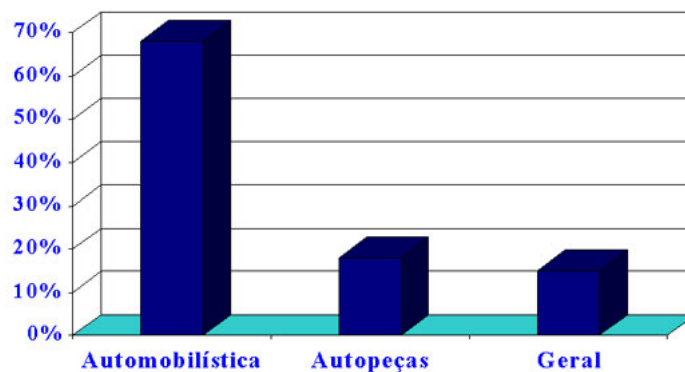


Figura 4: Utilização de Robôs nos Meios de Produção Mundial [Bracarense, A.Q., 1999A]

Aos usuários que desejam uma solução para este tipo de prática existem três opções:

1. Optar por fabricantes que dêem o maior nível de acesso à programação do robô;
2. Fabricar seu próprio robô;
3. Modificar um robô já existente.

Claramente as duas primeiras opções não são viáveis economicamente. No primeiro caso porque nenhum fabricante quer dispor desta fatia dos seus lucros proveniente da reprogramação dos sistemas robóticos. No segundo caso, a fabricação possui um custo muito elevado. Idealizar, projetar e por fim construir robôs é extremamente difícil dada a filosofia das empresas brasileiras que insistem em não investir em departamentos especializados em pesquisa. Por outro lado, a terceira opção, modificar um equipamento já existente é muito mais factível. Um procedimento que visa à adequação de um equipamento já existente a uma determinada aplicação é conhecido como “*retrofitting*”.

No ano de 2001, iniciou-se no Laboratório de Robótica Soldagem e Simulação da UFMG o *retrofitting* do robô manipulador ASEA IRB6 S2, quando então se substituiu todo o antiquado sistema de controle analógico deste robô por uma nova arquitetura de hardware digital. Esta nova arquitetura, idealizada por pesquisadores da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, se baseia na utilização de módulos de acionamento descentralizados - A.I.C.s (*Actuator Interface Card*). Nesta estrutura, cada módulo dedica-se a uma junta particular. Os módulos A.I.C.s são interligados por uma rede CAN que os conecta a um PC por meio de uma placa PCI/CAN. Cada elemento conectado à rede CAN representa um nó, podendo escrever e ler na mesma. Estão, também, interligadas em uma rede Ethernet que permite que sejam acessadas de qualquer ponto do mundo pela Internet por meio de um *hub* que conecta todos os módulos.

Os A.I.C.s podem funcionar como simples módulos de acionamento, recebendo um valor pela rede CAN e acionando um motor com uma tensão proporcional, ou, realizar o controle local de cada junta, recebendo a referência e outras informações pela rede CAN e, posteriormente, executando localmente o algoritmo de controle. Uma vez que esta arquitetura viabiliza também aos A.I.C.s trocarem informações entre si, estratégias de controle distribuído passam a ser aplicações possíveis. Portanto, esta arquitetura permite a implementação de várias técnicas de desacoplamento ou outras estratégias de controle para controle do robô.

Atualmente, o controle de um robô isolado pode se mostrar como um procedimento aparentemente elementar, haja vista as várias soluções propostas e, mais ainda, as complexas células de manufatura em atividade com cooperação de robôs. Por outro lado, em todas as estratégias de controle empregadas no controle de robôs leva-se em consideração o forte acoplamento existente entre as variáveis de controle (as posições das juntas dos robôs). Este acoplamento ocorre devido ao comportamento dinâmico dos robôs variar a cada novo conjunto de posições das juntas. Portanto, um sistema robótico mostra-se como um sistema de plantas variantes no tempo, excluindo completamente o caráter elementar do controle de tal equipamento.

Com características únicas, a estrutura implantada no *retrofitting* do robô ASEA IRB-6 S2, composta pelos módulos A.I.C.s, permite que a mesma plataforma centralizada de controle seja implantada, mas com a possibilidade futura de implantação de uma plataforma de controle distribuído.

O escopo desse trabalho se restringe, portanto, ao projeto e implantação de um sistema de controle centralizado com estratégias de controle avançado no *retrofitting* de um robô manipulador; objetivando disponibilizar um sistema robótico aberto, flexível e com as características de desempenho no mínimo suficientemente adequadas à pesquisa do processo de soldagem com eletrodo revestido como, por exemplo, seguimento de trajetórias sem erro em estado estacionário. Ao mesmo tempo, estará sendo demonstrada a importância de um profissional especializado de formação ampla, com forte fundamentação teórica para alcançar metas de desempenho de tempo de resposta, tempo de acomodação e ultrapassagem percentual, no projeto de sistemas de controle.

A seguir neste trabalho será realizada uma contextualização deste Projeto Final de Curso no Capítulo 2 de forma que a relevância do trabalho possa ser compreendida a fundo. Posteriormente, no Capítulo 3, tem-se uma revisão bibliográfica sobre robôs e sobre uma específica estratégia avançada de controle, o desacoplamento. A arquitetura de hardware formada pelos módulos A.I.C.s, assim como o robô ASEA IRB-6 S2, é descrita minuciosamente no Capítulo 4, seguindo nos Capítulos 5, 6 e 7 tem-se a proposição deste trabalho, a modelagem dos atuadores do robô e o projeto dos controladores para os atuadores. Finalizando, tem-se o Capítulo 8 onde é realizada a análise de resultados e o Capítulo 9 que conclui este trabalho.

Capítulo 2

Contextualização

2.1 A Instituição

Os trabalhos que serão apresentados a seguir foram desenvolvidos no Laboratório de Robótica, Soldagem e Simulação (**LRSS**). O LRSS é um dos laboratórios do departamento de Engenharia Mecânica no Campus da UFMG, porém, sendo o único especializado na pesquisa para o aprimoramento dos vários processos de soldagem existentes.

A pesquisa visando o aprimoramento dos processos de soldagem se estende desde a robotização/mecanização, otimização na utilização dos robôs, até projetos e simulações *off-line* dos vários processos de soldagem utilizados nas indústrias de manufatura.

Sob a supervisão do Prof. Alexandre Queiroz Bracarense, Ph.D., atualmente o laboratório possui as seguintes linhas de pesquisa:

1. Adequação/Atualização de Robôs – *Retrofitting* de Robôs
2. Robotização da Soldagem de Tubos – Soldagem Orbital
3. Soldagem Sub-Aquática
4. Robotização do Processo de Soldagem com Eletrodo Revestido

O Laboratório conta com máquinas convencionais e não-convencionais para todos os processos de soldagem a arco (Figura 5) e por resistência elétrica; conta também com equipamentos para metalografia (estudo das características de macro e micro-estrutura) dos cordões de solda (Figura 6). Existem ainda equipamentos para ensaios não-destrutivos, como equipamento para emissão acústica e ultra-som, partícula magnética e líquido penetrante; bem como para ensaios destrutivos por meio de uma máquina servo-hidráulica.



Figura 5: Máquinas de Para Soldagem a Arco



Figura 6: Equipamentos para Metalografia



Figura 7: Robôs do LRSS. À direita tem-se o MOTOMAN e à esquerda o ASEA

Há ainda três robôs - um MOTOMAN, um ASEA IRB6 S2 (Figura 7) e um robô KUKA. O primeiro sendo muito utilizado para aplicações dos estudos e consultorias, o segundo é objeto de um projeto de *retrofitting* e o último utilizado no ensino na cadeira de robótica para alunos de engenharia.

Os trabalhos desenvolvidos neste Projeto Final de Curso foram desenvolvidos no robô ASEA IRB-6 S2, dando andamento ao procedimento de *retrofitting*.

2.2 Soldagem com Eletrodo Revestido

O processo de soldagem com eletrodo revestido - SMAW (Shielded Metal Arc Welding) - é, dentre todos os processos de soldagem a arco, um dos mais simples em termos de equipamentos, regulagem e aplicação [Juers, R. H., 1993]. Ele é aplicado em manutenção, construção e outras atividades que necessitam de soldagem. A sua maior qualidade é o controle fácil da microestrutura e da composição química do cordão de solda haja vista a possibilidade de se variar a formulação do revestimento. A soldagem com eletrodo revestido oferece vantagens em relação a outros processos de soldagem a arco metálico uma vez que este processo de soldagem é menos sensível a correntes de ar e é mais apropriado para a maioria dos metais e ligas comumente usadas [Bracarense, A.Q., 1999B].

Apesar das vantagens citadas para o processo de soldagem em si, a soldagem por eletrodo revestido ainda não é automatizada, isto é, robotizada [Bracarense, A.Q., 1999B]. Dentre os vários fatores que explicam, o mais evidente é o tamanho limitado do eletrodo. O tamanho do eletrodo é um fator que restringe a robotização do processo porque à medida que o eletrodo é utilizado, o mesmo é consumido desta forma sendo necessário que o sistema seja re-alimentado com um novo eletrodo. Conseqüentemente, uma característica inerente à soldagem utilizando eletrodo revestido é a intermitência, implicando em menor produtividade comparada aos outros processos de soldagem já automatizados (Figura 8). Existe, porém, como alternativa a utilização de dispositivos semelhantes aos utilizados em centros de usinagem que viabilizem a troca automática de eletrodos a fim de diminuir o tempo de inatividade para alimentação de eletrodo [Bracarense, A.Q., 1999B].

Existe ainda um fator principal no processo que deve ser considerado: a taxa de fusão ou velocidade de consumo do eletrodo. A taxa de fusão é a medida do consumo instantâneo do eletrodo. Na passagem da corrente elétrica ao longo do comprimento do eletrodo revestido, este aquece devido ao efeito Joule e causa um aumento da resistividade do material do arame na alma do eletrodo. Com isto, o eletrodo é consumido cada vez mais rapidamente, ou seja, a taxa de fusão do eletrodo aumenta durante o tempo de soldagem [Bracarense, A. Q., 1999B].

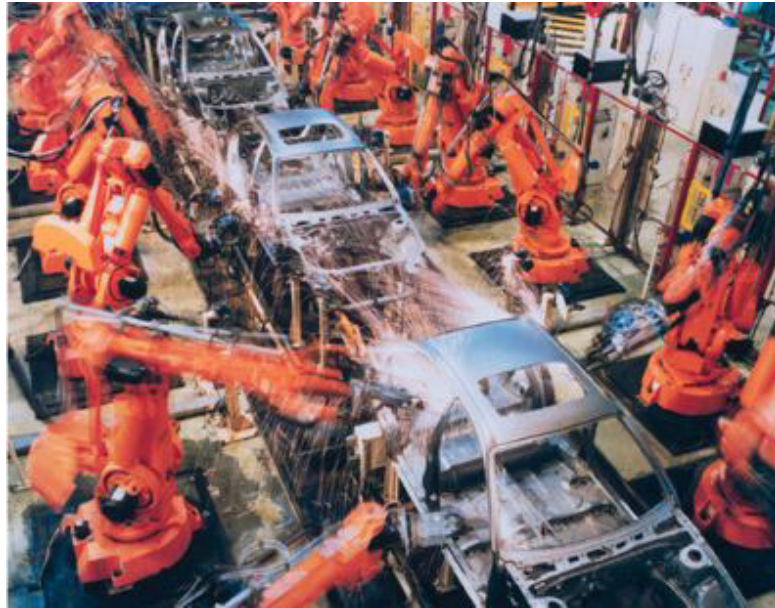


Figura 8: Linha de Soldagem de Chassis de Veículos Automatizada [Bracarense, A.Q., 1999B]

2.3 Soldagem Robotizada com Eletrodo Revestido

Por tudo o que foi dito, o processo de soldagem por eletrodo revestido mostra-se extremamente vantajoso e sua robotização mais que necessária. Visualizando esta necessidade no setor de manufatura e os ganhos que poderão ser proporcionados, o LRSS/UFGM desenvolve atualmente um sistema robotizado para a soldagem por eletrodo revestido. Este desenvolvimento se faz presente através de um projeto intitulado “*Soldagem Robotizada com Eletrodo Revestido*” [Bracarense, A.Q., 1999-2].

O grande limitante à introdução da tecnologia de robôs, particularmente, no processo de soldagem com eletrodo revestido, é atribuído à falta de flexibilidade dos robôs imposta pelos seus fabricantes.

Como no processo o eletrodo é consumido à medida que se realiza a soldagem, seria necessário que, simultaneamente ao movimento ao longo da trajetória de soldagem, os robôs realizassem um movimento no sentido de aproximar o eletrodo ao metal de base a fim de compensar o consumo instantâneo e, então, manter sempre a mesma distância entre o eletrodo e o metal de base. Para que os robôs executem este tipo de movimento, bastaria alterar a programação dos mesmos. Porém, é exatamente neste ponto que as necessidades desta aplicação se chocam contra a flexibilidade parcial dos robôs.

A falta de flexibilidade presente nos robôs industriais atualmente comercializados é determinada pelas limitações no acesso dos donos dos equipamentos (usuários) à camada de programação de mais baixo nível. O acesso permitido é, em muitos casos, de tal maneira superficial que muitas vezes se faz necessário requisitar a visita de engenheiros das empresas fabricantes dos robôs, para que realizem a programação dos mesmos.

2.3.1 “Retrofitting” do Robô ASEA IRB6 S2

Retrofitting é um termo que significa adequação ou “particularização” de um equipamento a uma determinada aplicação [Bracarense, A.Q., 1999-2]. Em 1998, um robô manipulador com de cinco graus de liberdade, ASEA IRB6-S2, foi doado ao DEMEC/UFMG pela Fachhochschule de Ulm na Alemanha. Este equipamento encontrava-se desativado devido à programação existente determinar a execução de uma tarefa específica realizada na Daymler Chrysler e, além disto, por já existir naquele tempo o proprietarismo industrial, impedindo que a programação do mesmo fosse modificada pelos próprios usuários.

A Figura 9 mostra o robô ASEA IRB6-S2 no LRSS em sua forma original e a Figura 10 mostra o seu controlador analógico.

No LRSS, o robô foi incorporado ao projeto Soldagem Robotizada com Eletrodo Revestido por meio de um segundo projeto: “Retrofitting do Robô ASEA IRB6 S2” [Bracarense, A.Q., 1999-2], cuja meta era, por meio do “*retrofitting*”, modificar um robô industrial de forma a torná-lo um robô totalmente flexível (acesso total à programação) e com características de desempenho semelhantes às dos robôs comercializados atualmente, para a utilização na soldagem com eletrodo revestido.



Figura 9: Robô ASEA IRB6 S2



Figura 10: Controlador do Robô ASEA IRB6 S2

O “*retrofitting*” do robô ASEA IRB-6 S2 iniciou-se em 2001 com análise do estado mecânico do equipamento e do sistema de controle. Na época a equipe de pesquisadores do LRSS constatou que os componentes mecânicos encontravam-se em perfeito estado de funcionamento, mas, por outro lado, o sistema de controle estava completamente defasado tecnologicamente (totalmente analógico). A equipe optou por substituir todos os equipamentos analógicos porque possuem maior custo de manutenção – dos sensores à unidade de processamento – por um sistema digital análogo.

Capítulo 3

Revisão Bibliográfica

3.1 Robôs Manipuladores

3.1.1 Definição

Um robô industrial é composto por estruturas rígidas (elos), ligadas entre si por meio de elementos articuladores (juntas) – Figura 11.

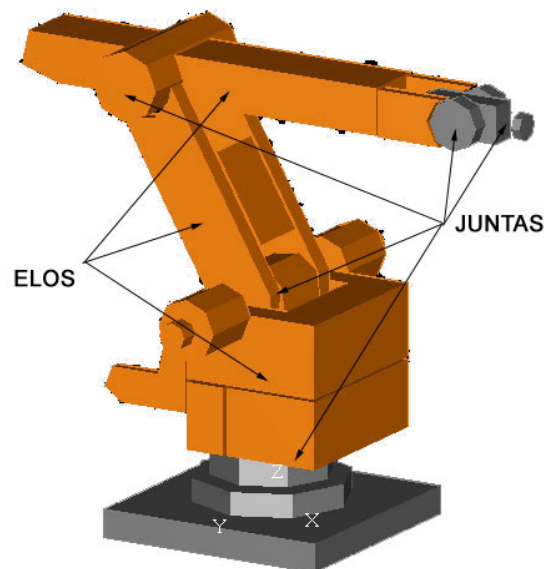


Figura 11: Elos e Juntas Robóticas

Os elos, apesar de rígidos, apresentarão um certo grau de deflexão no momento em que forem submetidos a esforços. Para compor os elos, utiliza-se de metais como aço e alumínio, assim como, fibras de carbono e de vidro.

As juntas podem ser, fundamentalmente, de dois tipos: juntas prismáticas e juntas rotacionais. Estes tipos de juntas proporcionam um melhor controle do robô porque suas posições dependem exclusivamente de apenas uma variável. Esta característica será explicada em mais detalhe posteriormente.

Outro termo importante em robótica é Grau de Liberdade de um Robô (DOF - Degree Of Freedom). É sabido que o número de juntas que um robô apresenta é, também, o número de graus de liberdade existente.

3.1.2 Sensoriamento

A maneira que os sistemas robóticos interagem com o ambiente que os circundam é norteada por elementos que compõem a estrutura dos mesmos conhecidos como sensores. É a partir da utilização de sensores que os robôs passam a “enxergar” o mundo.

Sensores são elementos transdutores de informação (posição, velocidade, aceleração etc) em formas de dados digital ou analógico (tensão, corrente, bit, byte, word) adequados ao sistema de monitoramento e controle.

3.1.3 Acionamento

Os elementos responsáveis pela efetiva movimentação dos elos dos robôs são os atuadores. Estes últimos transmitem potência mecânica (torque, velocidade etc) a partir dos sinais de controle do sistema robótico por meio de transmissões/reduções.

Os atuadores, portanto, convertem a energia pneumática, elétrica ou hidráulica em potência mecânica. Os atuadores mais comumente encontrados em robôs industriais são os motores elétricos. Atualmente, os motores mais utilizados são os motores de corrente alternada graças a disseminação dos inversores de frequência, devido ao seu menor peso e possibilidade de serem posicionados mais próximos da junta acionada.

3.1.4 Classificação dos Robôs Quanto a Estrutura Mecânica

A Federação Internacional de Robótica (IFR) explicita como principais configurações de robôs, de acordo com a estrutura mecânica, os robôs de coordenadas Cartesianas, de Coordenadas Cilíndricas, de Coordenadas Esféricas, Articulados ou Antropomórficos, os Scaras e os Paralelos [Romano, V.F., 2002]. Estes dois últimos tipos não serão aqui descritos.

Os robôs de coordenadas cartesianas são formados por três juntas prismáticas (PPP), estas juntas se movem linearmente proporcionando um volume útil de trabalho retangular (Figura 12).

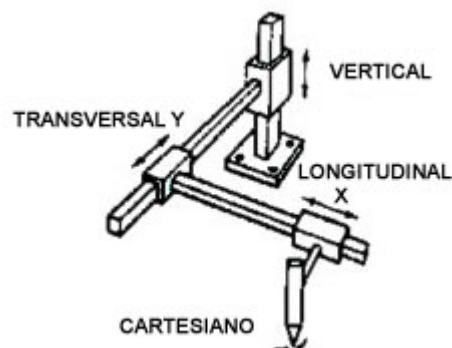


Figura 12: Robô Cartesiano

Os robôs de coordenadas cilíndricas são formados por duas juntas prismáticas e uma junta rotacional (PPR), o que gera um volume de trabalho cilíndrico. Este robô pode ser descrito por um sistema de coordenadas cilíndricas, Figura 13.

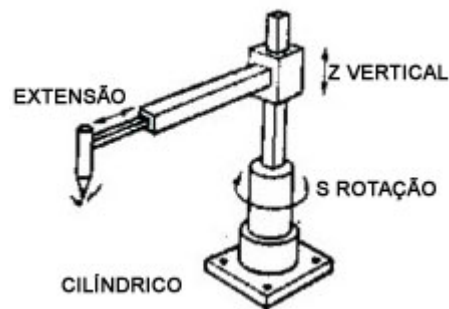


Figura 13: Robô Cilíndrico

Os robôs de coordenadas esféricas, Figura 14, podem ser descritos por um sistema de coordenadas polares e são compostos por uma junta prismática e duas juntas rotacionais (PPR). Estes robôs possuem um volume de trabalho esférico.

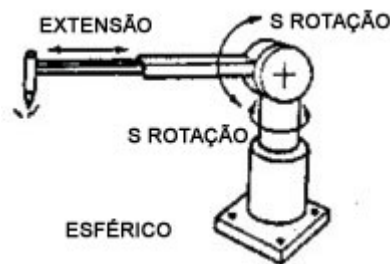


Figura 14: Robô Esférico

Os robôs antropomórficos ou articulados, como é o caso do ASEA IRB6-S2, são formados por pelo menos três juntas rotacionais (RRR), Figura 15. Observa-se, porém, que o eixo rotacional da junta da base deve ser ortogonal às outras duas juntas rotacionais. Esta configuração proporciona a maior mobilidade aos robôs e o volume de trabalho de geometria mais complexa.

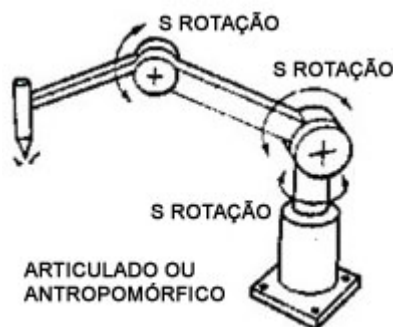


Figura 15: Robô Articulado ou Antropomórfico

3.1.5 Elemento Terminal

Todo fabricante de robô discrimina as características de desempenho em função ao último elo, por exemplo, carga máxima admissível, repetibilidade, precisão etc. Estas informações permitem aos usuários determinar as condições operacionais dos robôs

ou, melhor dizendo, pode-se especificar os robôs adequados às tarefas. E então incorporar ao robô um elemento terminal adequado à mesma.

O elemento terminal de um robô é o elo entre o robô e o meio e pode ser dividido em dois tipos: ferramenta e garra. As garras são utilizadas em tarefas cuja meta é deslocar/posicionar, enquanto que as ferramentas têm vários objetivos. A Figura 16 mostra um elemento terminal do tipo garra, sendo especificamente utilizado para levar uma peça para ser cortado por uma serra policorte. Por outro lado, a Figura 17 mostra um elemento terminal do tipo ferramenta. Esta ferramenta é uma tocha de soldagem, muito utilizada por robôs de indústrias automobilísticas que realizam a soldagem de chassis de veículos.

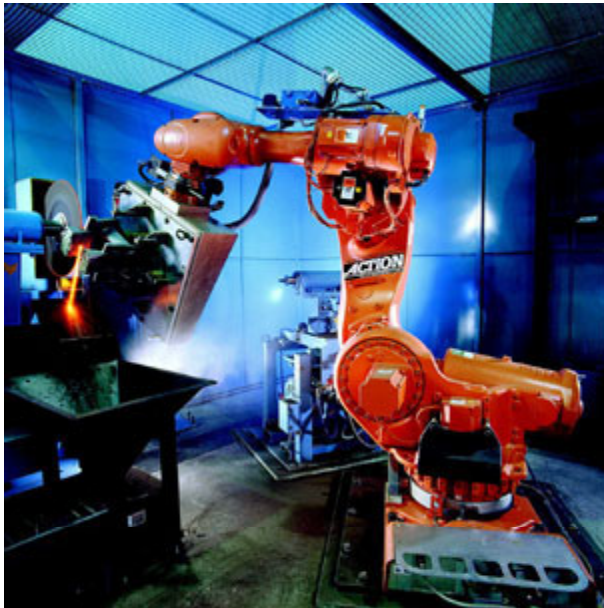


Figura 16: Elemento Terminal Tipo Garra



Figura 17: Elemento Terminal Tipo Ferramenta

3.1.6 Descrição Cinemática/Dinâmica de Um Robô

O posicionamento do elemento terminal de um robô é determinado pelos três graus de liberdade de um robô. Os três outros graus determinam a orientação do mesmo. Explicando de outra forma, cada ponto dentro do volume de trabalho de um robô pode ser alcançado com apenas três juntas (coordenadas X,Y,Z), porém, para determinar de que forma o elemento terminal estará posicionado (orientado) naquele ponto é necessário a existência de outros três graus de liberdade. O que explica a necessidade de seis graus de liberdade para robôs que buscam versatilidade. Observa-se que determinadas aplicações não necessitam de tal mobilidade, e para estas existem robôs com números inferiores de juntas.

Para cada junta i existe uma variável responsável pela posição da mesma, θ_i , e a associação destas várias variáveis determina a posição e orientação do elemento terminal. Às equações matemáticas que ditam a posição do elemento terminal, uma

vez estabelecidas as posições das juntas, dá-se o nome de equações de cinemática (equação 1).

$$X = f(\theta) \quad (1)$$

onde:

$\theta = \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n\}$, vetor das posições angulares das juntas

$X = \{X, Y, Z, \psi, \theta, \phi\}$, vetor posição, onde os três primeiros termos representam a posição espacial e os três últimos (roll, pitch, yaw) a orientação.

Porém, até mesmo de maneira instintiva, conhecendo-se apenas o comportamento cinemático do robô não implica em controle satisfatório do mesmo, haja vista a inexistência de informação dinâmica do sistema robótico. Portanto, necessita-se de modelos (equações) que descrevam o comportamento dinâmico do robô, isto é, o torque necessário para empregar uma específica aceleração a uma particular junta.

As equações de dinâmica (equação 2) das juntas dos robôs determinam, a partir da posição específica de cada junta (a posição da própria junta também é levada em consideração), qual é, por exemplo, a influência da posição de cada uma na resposta de uma particular junta à uma entrada em degrau [Craig, J. J., 1989].

$$\tau = M(\theta)\ddot{\theta} + V(\theta, \dot{\theta}) + G(\theta) \quad (2)$$

em que M é a matriz massa, V é o vetor de termos de força centrífuga e de Coriolis e G é o vetor de gravidade. Observa-se que M e G são dependentes apenas da posição de cada junta do manipulador, enquanto o vetor V é dependente da posição e velocidade de cada junta.

3.2 Compensação Direta – Uma Estratégia Avançada de Controle

O controle convencional se resume em reagir a existência de um erro entre a referência e a saída do sistema sob controle. Portanto, independentemente da forma como o controlador seja projetado, a estratégia de controle realimentado convencional não é uma solução perfeita para o controle de uma única malha de sistemas reais [Seborg, D. E., et al, 1989]. Por exemplo, cita-se em [Seborg, D. E., et al, 1989] o fato de ser impossível haver uma ação verdadeiramente preditiva no controlador haja vista que é impossível projetar sistemas não-causais; como consequência, não há como um compensador eliminar completamente a ação de uma perturbação.

A fim de melhorar o desempenho de sistemas realimentados convencionais, os projetistas de sistemas de controle podem fazer uso de estratégias de controle avançadas para incrementar a estrutura de controle.

Uma destas estratégias é conhecida como Compensação Direta. A compensação direta possui um princípio bem simples para proporcionar melhorias significativas ao sistema de controle convencional [Shinskey, F. G., 1996] e se baseia na supressão de desvios da variável de processo devido às perturbações mensuráveis por meio da redução do efeito destes sinais de perturbação no instante em que ocorrem [Jota, F. G., 1998].

A figura 18 mostra uma implementação da estratégia avançada de Compensação Direta. Neste caso, a planta é dada pelas funções de transferência G_1 e G_2 e a ação da perturbação ocorre entre as duas funções de transferências. As funções G_1 e G_t representam respectivamente a dinâmica da perturbação e o modelo estimado para a perturbação.

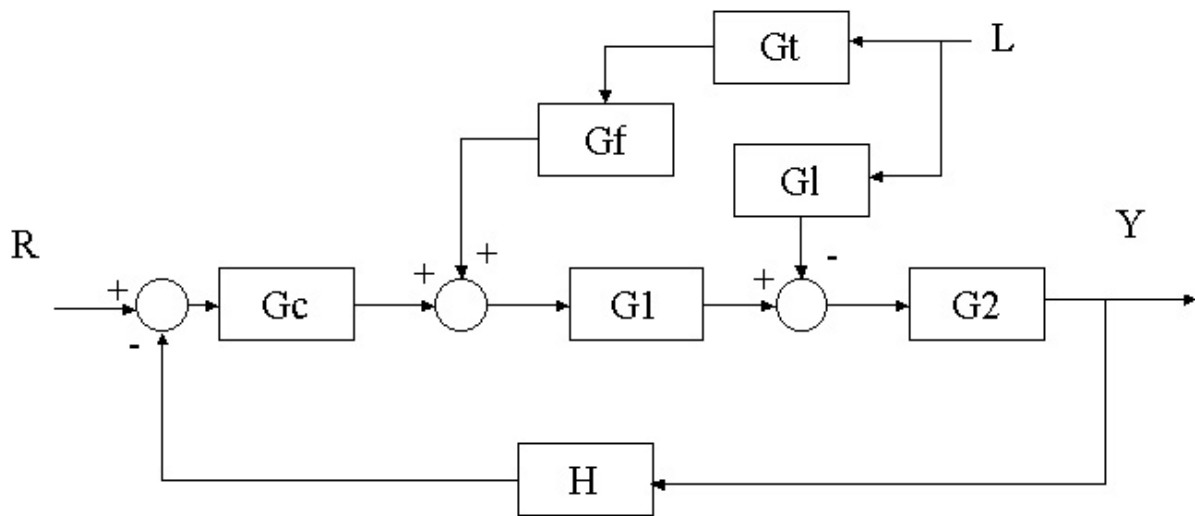


Figura 18: Estratégia de Compensação Direta

Por outro lado, a função G_f representa a função que tem a função de suprimir o sinal de perturbação. Deve-se notar que este sinal é somado à ação de controle e deve possuir obrigatoriamente o sinal oposto da perturbação. As outras funções de transferência são as mesmas utilizadas em um controle convencional; G_c o controlador e H representando o sensor.

O mais importante que deve ser notado é o fato de G_f poder ser realmente uma função de transferência e não apenas um ganho que compensaria a perturbação em regime permanente. G_f é dado pela equação 3.

$$G_f = -\frac{G_t}{G_t G_1 G_2} \quad (3)$$

Um caso particular da compensação direta que se encontra contextualizado em sistemas de controle multi-malha é conhecido como desacoplamento [Jota, F.G.,1998]. O desacoplamento é uma solução viável para eliminar a perturbação proporcionada pela variável de processo de uma segunda malha de controle [Jota, F. G., 1998]. Com a utilização da estratégia de desacoplamento as malhas passam a ser vistas como malhas independentes [Jota, F. G., 1998], possibilitando o emprego de estratégias de

controle multi-malha e não mais multivariável. A Figura 19 mostra como a estrutura é normalmente implementada.

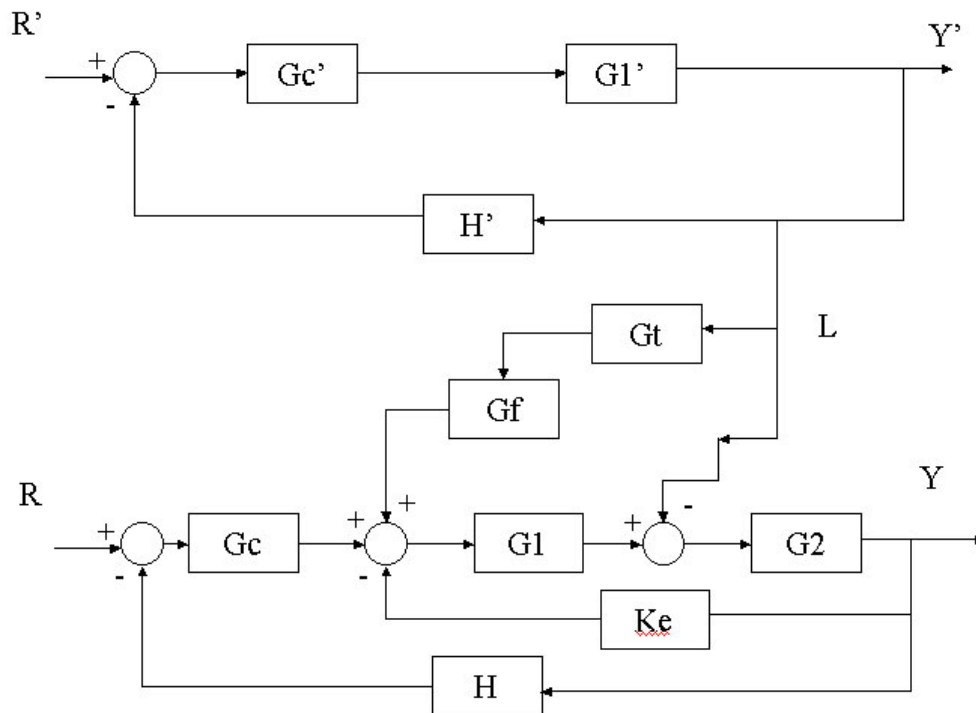


Figura 19: Desacoplamento de Malhas

A Figura 19 exemplifica o acoplamento entre malhas. Neste caso a própria variável de processos da malha que se encontra na parte superior da figura, Y' , perturba a malha que se encontra na parte inferior desta mesma figura. Como explicado no início desta seção, a ação de desacoplamento visa reduzir o efeito de L sobre Y . Uma planta em que se busca o controle de temperatura e nível do líquido de um tanque é um bom exemplo de malhas acopladas [Torres, B. S., 2002]. Considerando o tanque com o nível e temperatura controlados, no momento em que a referência para o nível é modificada, por exemplo para um valor maior, a temperatura do líquido do tanque diminuirá. Como conseqüência a malha de controle de temperatura terá que aumentar a ação de controle sobre o sistema. Portanto, neste sistema, a variável de processo da malha de controle de nível do líquido do tanque é uma perturbação para a malha de controle de temperatura do líquido do tanque.

Considerando as malhas de controle de temperatura e nível do líquido do tanque dado anteriormente como exemplo, se a estratégia de desacoplamento for empregada, no momento em que a referência da malha de temperatura for modificada, a ação de controle da malha de temperatura terá seu valor aumentado antes mesmo que a temperatura do tanque diminua consideravelmente.

Em um sistema robótico, a função de transferência G_1 representa a função de transferência da componente elétrica do motor de corrente contínua, enquanto a função de transferência G_2 representa a função de transferência da componente mecânica do sistema junta-motor (momento de inércia etc).

Capítulo 4

Caracterização do Sistema Robótico ASEA IRB-6 S2

4.1 O Robô ASEA IRB6-S2

Diferentemente dos demais robôs atualmente comercializados, o robô ASEA IRB-6 S2, objeto base dos trabalhos apresentados nesta monografia, possui apenas cinco graus de liberdade. Como implicação direta, este mesmo robô possui cinco juntas, sendo todas classificadas como rotacionais. A sexta junta, que não existe, proporcionaria movimento de *yaw*. Este robô é tipicamente referenciado como robô antropomórfico devido à estrutura de suas juntas proporcionar-lhe uma cinemática semelhante à cinemática de um braço humano. A Figura 20 mostra um desenho representativo do robô com indicação da instrumentação do mesmo.

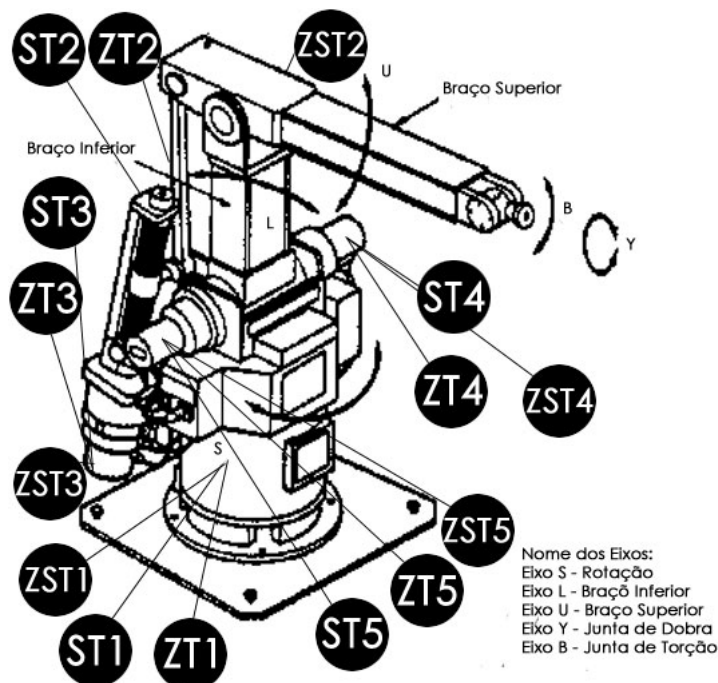


Figura 20: Robô ASEA e Sua Instrumentação [ASEA ROBOTICS, 1986]

O comprimento de cada um dos elos que compõem o robô é dado pela Tabela 2, assim como a faixa angular de operação dos mesmos.

Tabela 2: Comprimento dos Elos e Faixa de Operação das Juntas do Robô[ASEA ROBOTICS, 1986]

| Elo | Comprimento (mm) | Faixa de Operação (°) |
|-----|------------------|-----------------------|
| 1 | 700 | +170;-170 |
| 2 | 450 | -40;+40 |
| 3 | 690 | -25;+40 |
| 4 | 95 | -90;+90 |
| 5 | - | +180;-180 |

4.1.1 Os Sensores

Na primeira etapa do *retrofitting* do ASEA, os sensores originais do robô foram substituídos por encoders digitais com dois canais de 2048 pulsos/volta por canal.

No ASEA o sensoriamento é feito por meio de encoders incrementais, que fornecem uma informação relativa. Conforme vai ocorrendo uma rotação ou translação linear, o encoder incremental envia um pulso para cada intervalo de distancia percorrida. Estes pulsos podem ser contados para determinar a posição linear ou rotatória relativa a outra posição. O movimento é quantificado por um certo numero de pulsos. Usualmente o encoder incremental possui três canais nomeados A, B e Z. Tipicamente o sinal de saída é como mostrado na Figura 21.

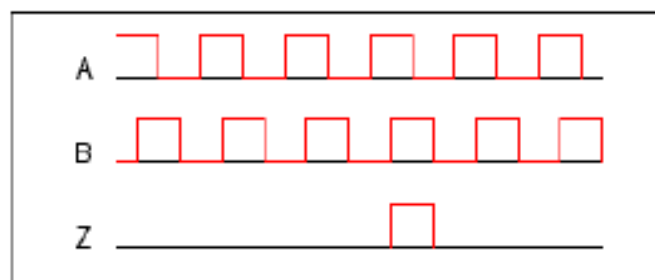


Figura 21: Sinais Nos Canais De Um Encoder

A e B estão posicionados em defasamento de 90 graus. Com estes dois canais, o processador determina a distância percorrida pelo número de passos, e a direção pela fase (se A está adiantado em relação a B ou vice-versa). O terceiro canal é a referência. Usualmente o canal Z terá apenas um único pulso por rotação ou por comprimento do encoder, de forma a poder ser utilizado mais para determinar a localização atual do que apenas um numero incremental. Tais encoders podem ser magnéticos, ópticos, de contato ou capacitivos. Pode-se encontrá-los em qualquer mouse de computador. A desvantagem do *encoder* incremental é que ele é incapaz de determinar sua localização logo depois do *start-up*, mas este problema pode ser solucionado realizando uma rotina de inicialização do sistema - por exemplo, fazendo uma ida ao início do curso de cada junta, no caso de um robô - ou mesmo memorizando a posição do sistema antes do desligamento.

Os encoders utilizados no robô são da marca USDIGITAL [8]. A grande vantagem no uso destes encoders é que eles são fáceis de montar e desmontar e admitem uma resolução de até 8192 (2048 pulsos por canal, implicando em resolução de 8192) pulsos por revolução (PPR). Além disto eles são robustos (montados em caixa de alumínio) possibilitando a utilização em locais inóspitos e onde a tarefa do robô ou equipamento exige robustez como é o caso da soldagem. A Figura 22 mostra uma foto dos encoders utilizados no robô.



Figura 22:Encoder E6M – 2048 – 157-H-PKG1 [US Digital]

Sensores remanescentes da antiga estrutura do sistema robótico que ainda se encontram no mesmo são os tacômetros. Estes sensores continuam no sistema porque se encontram embutidos nos atuadores. Dessa forma, não existindo uma maneira que retire os sensores, mas não implique em dano nos atuadores, os tacômetros foram mantidos.

Como é sabido, tacômetro é um sensor analógico que converte a velocidade, principalmente aplicados na medição de velocidade de rotação de motores, em um sinal de saída de tensão proporcional à velocidade. Seu princípio de funcionamento se baseia na tensão induzida gerada nos terminais de uma bobina quando a mesma é submetida a um campo magnético variante no tempo.

Um outro tipo de sensor existente no ASEA é a chave de sincronismo (Figura 23). Este tipo de sensor, como o próprio nome indica, é um sensor discreto que indica a posição específica utilizada para sincronismo das juntas do sistema robótico. Seu princípio de funcionamento magnético opera de forma que quando o curso da junta chega à posição de sincronismo, um magneto devidamente posicionado determina o fechamento de uma chave que dispara o sinal discreto de alcance de posição de sincronismo.

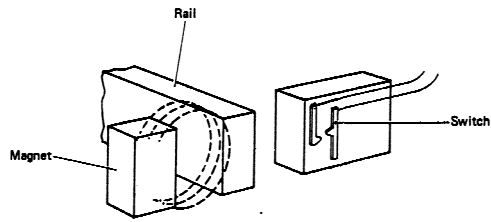


Figure 6:4a

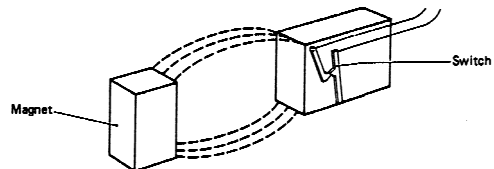


Figura 23: Chave de Sincronismo do Robô ASEA IRB-6 S2 [ASEA ROBOTICS]

A Figura 20 apresenta os sensores existentes no robô indicados por códigos no padrão ISA, bem como a posição de cada um destes. A Tabela 3 traz a descrição de cada um dos sensores e código utilizado na Figura 20.

Tabela 3: Instrumentação do Robô e Simbologia

| Motor | Sensor/Transmissor de Posição (Encoder) | Sensor/Transmissor de Velocidade (Tacômetro) | Sensor/Transmissor de Sincronismo (Chave de Sincronismo) |
|-------|---|--|--|
| 1 | ZT1 | ST1 | ZST1 |
| 2 | ZT2 | ST2 | ZST2 |
| 3 | ZT3 | ST3 | ZST3 |
| 4 | ZT4 | ST4 | ZST4 |
| 5 | ZT5 | ST5 | ZST5 |

4.1.2 Os Atuadores

Os motores existentes no ASEA são de dois tipos basicamente. Os modelos 1 e 2 mostrados nas Figuras 24 e 25 respectivamente. Estes motores de corrente contínua à imã permanente são atuadores que têm tensão contínua nominal de 35V (volts) e corrente nominal de 6,5A (âmpere). Deve-se observar que o motor da Junta 1, apesar de ser um motor modelo 1, é maior, proporcionando-lhe comportamento distinto dos outros motores modelo 1.



Figura 24: Motor Modelo 1



Figura 25: Motor Modelo 2

Os motores Modelo 2, especificamente, possuem freios, os quais são acionados por uma tensão nominal contínua de 24V (volts) e corrente nominal de 0.37A (âmperes). Um detalhe interessante é o fato destes funcionarem em lógica negativa, isto é, estes são normalmente ativos (bloqueados) e quando se quer liberá-los, aplica-se a tensão nominal. Isto é extremamente pertinente à segurança no uso do robô, visto que quando os freios estão devidamente alimentados os movimentos ocorrem livremente; se por algum motivo for interrompida a alimentação, automaticamente, tudo é bloqueado, permanecendo na última posição. O que permite tal lógica é o princípio magnético de funcionamento do freio.

A Tabela 4 informa o modelo de cada motor e a junta que o mesmo é responsável.

Tabela 4: Classificação dos Motores quanto ao Modelo e delegação de junta

| Motor | Modelo | Junta |
|--------------|---------------|--------------|
| 1 | 1 | 1 |
| 2 | 2 | 2 |
| 3 | 2 | 3 |
| 4 | 1 | 4 |
| 5 | 1 | 5 |

4.1.3 Reduções

Os motores do robô transmitem os movimentos de rotação às juntas por meio de reduções que visam aumentar o torque dos motores. Estas reduções podem ser classificadas em dois tipos: redução harmônica e reduções de castanha.

As reduções harmônicas são compostas por um Spline Circular, Spline Flexível e o Gerador de Onda (Figura 26).

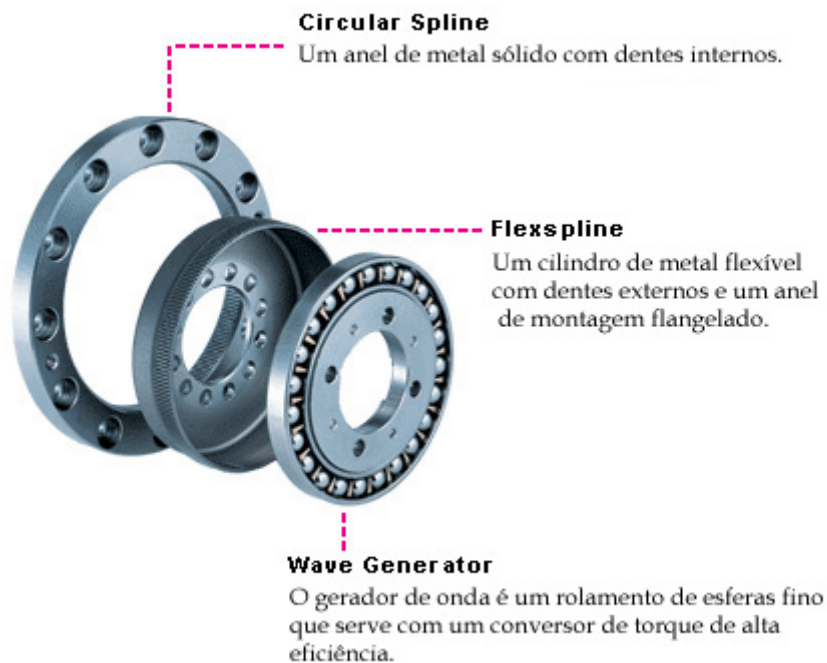


Figura 26: Redução Harmônica [Harmonic Drive]

O princípio de operação se baseia no fato que o Spline Flexível possui seu diâmetro um pouco menor que o diâmetro do Spline Circular. Esta diferença de tamanho é tal que o Spline Flexível possua dois dentes a menos na sua parede externa do que o número de dentes na parede interna do Spline Circular (SC). O Spline Flexível (SF) é mantido em um formato elíptico pelo Gerador de Onda (GO), fazendo com que os dentes do SF encaixem nos dentes do SC apenas nos pontos onde há o maior eixo da elipse.

Assim que o GO começa a rodar no sentido horário, a zona de contato dos dentes viaja com o eixo maior da elipse. Quando o GO tiver rotacionado 180° no sentido horário, o SF terá regredido um dente na sua posição relativa ao SC. Portanto, a cada volta do GO, este move o SF dois dentes no sentido anti-horário relativamente ao SC. A Figura 27 ilustra o funcionamento da redução durante a realização de uma volta completa do Gerador de Onda.

Como vantagens das engrenagens harmônicas cita-se:

- Excelente precisão de posição e repetibilidade
- Alta Capacidade de Torque
- Sem Backlash
- Alta Eficiência

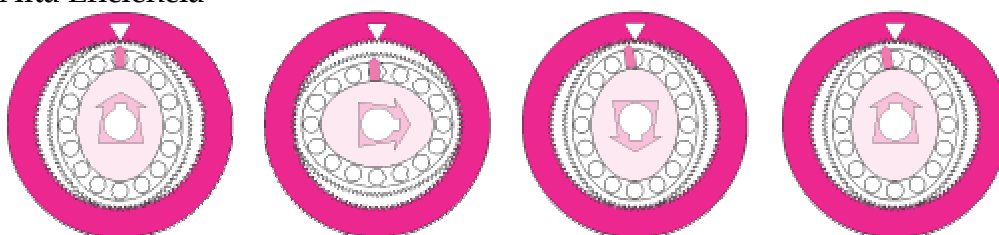


Figura 27: Ilustração do Funcionamento da Engrenagem Harmônica

Os valores das reduções, conforme especificado no manual do próprio robô, são apresentados na Tabela 5 de forma sintetizada para cada uma das juntas.

Tabela 5: Valores e Tipos das Reduções das Juntas do Robô [ASEA ROBOTICS, 1986]

| Motor | Tipo de Redução | Valor de Redução |
|-------|-----------------|------------------|
| 1 | Harmônica | 158:1 |
| 2 | Castanha | 142:1 |
| 3 | Castanha | 152:1 |
| 4 | Harmônica | 128:1 |
| 5 | Harmônica | 128:1 |

4.2 Estrutura de Hardware Implantada no “Retrofitting”

Trabalhando em conjunto com o Departamento de Engenharia Elétrica (DELTA) da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), a equipe de pesquisadores do LRSS em 2001 optou por utilizar uma estrutura de hardware para o controle e supervisão do robô. Esta nova implementação da estrutura de controle distribuído fora idealizada por pesquisadores da UFRGS e é composta por módulos A.I.C. (“Actuator Interface Card”), Computador Pessoal (tipo PC), Placa PCI/CAN, Rede CAN (“Controller Area Network”) e Rede Ethernet (Figura 28).

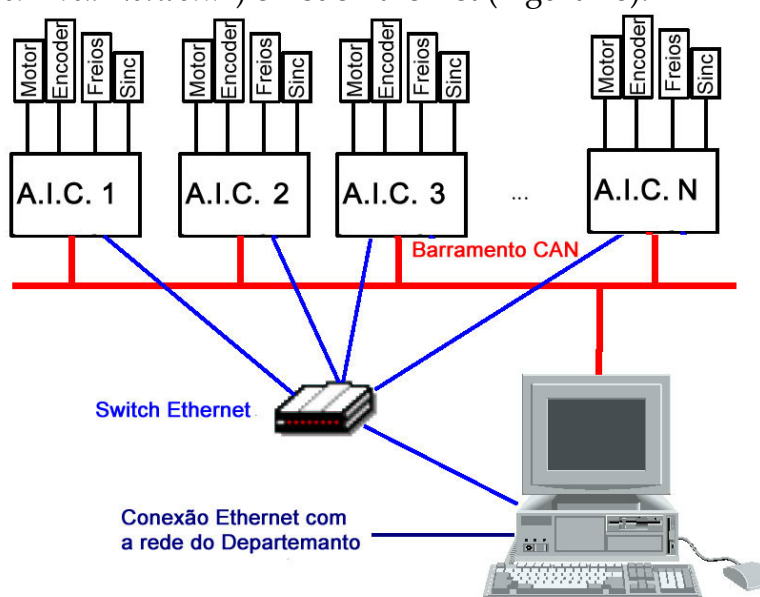


Figura 28: Estrutura de Hardware Implantada [Lima II, E. J. et al, 2004]

Caracterizada por crescente descentralização das funções de processamento por meio de barramentos seriais para comunicação, a moderna técnica de automação substituiu os tradicionais cabeados. Este fato proporciona uma maior flexibilidade dos sistemas com relação a alterações e ampliações. Dessa forma, podendo realizar controle local e comunicar com unidades de processamento de maior capacidade, como um PC, cada unidade A.I.C. pode operar recebendo por meio dos barramentos seriais valores de referência e localmente implementar malhas de controle. Outra

alternativa é a operação das unidades como simples processadores de I/O da unidade de processamento de maior capacidade.

Esta arquitetura é constituída de um PC conectado na rede do Laboratório de Robótica, Soldagem e Simulação e a Internet, que fará, através de uma placa PCI, o elo com o barramento CAN, onde estarão comunicando os sensores e atuadores conforme pode ser visto na Figura 29.

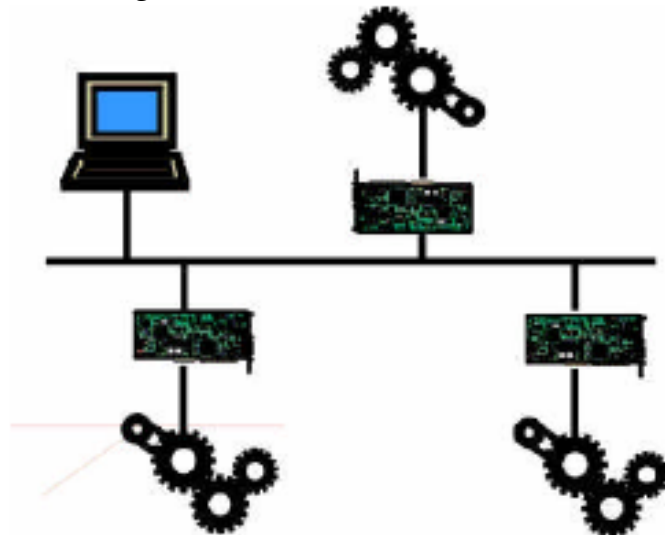


Figura 29: Arquitetura Moderna para o Controle e Automação [Lima II, E. J. et al, 2004]

4.3 Barramento CAN

O protocolo CAN (Control Area Network) está baseado em simples interconexões de módulos via um barramento serial, e desta forma oferece uma redução da fiação elétrica no carro ou robô (não é pouco usual para um carro luxuoso atual ter algo como 2 Km de fio a bordo representando um peso de mais de 100Kg). A implementação mais simples do CAN é uma em que todos os módulos estão interconectados pelo chassi do carro ('terra') e uma única linha de dados [CANOpen].

Cada módulo CAN tem em princípio um único fio de alimentação, e é controlado localmente por um microprocessador (ou controlador CAN) do qual já estão disponíveis diversos tipos oferecidos por fabricantes como a Intel e a Phillips [CANOpen]. Estes controladores executam *software* dedicado que implementa o protocolo CAN.

Originariamente definido pela Bosch em 1987 [CANOpen], este protocolo tem sido reconhecido como extremamente confiável em ambientes de muito ruído, e atualmente é empregado em muitos sistemas de controle modernos, especialmente por proporcionar garantias quanto à latência máxima [CANOpen].

Observa-se que o padrão CAN não garante, por si só, os requisitos temporais das mensagens difundidas pelo seu barramento. Tomando-se o modelo OSI como referência [Tanenbaum, A. S.,1994], o CAN especifica a camada física, a subcamada

de acesso ao meio e a camada de enlace de dados, onde são tratados o fluxo de dados e os erros de transmissão. O que torna o CAN uma base atraente para o projeto de protocolos de comunicação de tempo real flexíveis é a possibilidade de se estabelecer prioridades globais para o acesso das mensagens ao barramento. Isto é feito por meio do mecanismo de arbitragem de bits: (i) um dos estados, 0 ou 1, é designado como dominante e o outro como recessivo, (ii) no caso de uma colisão, apenas o nó que escrever um bit recessivo no barramento e ler um *bit* dominante (i.e., uma mensagem de maior prioridade do que a sua que está sendo transmitida) interrompe a transmissão, evitando-se o desperdício de banda com retransmissões posteriores de ambos os nós. Este método de acesso ao barramento é denominado de CSMA/CA, onde CA significa *Collision Avoidance*, embora o mecanismo de arbitragem fosse mais bem descrito por "resolução de colisão", uma vez a colisão não é verdadeiramente evitada, mas sim resolvida [Lages, W.F. et al, 2002]. Mais informações relativas ao protocolo CAN estão disponíveis no Apêndice A.

4.4 Placas TINI

Tiny InterNet Interface (TINI) é uma plataforma desenvolvida pela Dallas Semicondutores [IButton TINI] para dotar os projetistas de sistemas e desenvolvedores de *software* de um meio simples, pequeno (Figura 30), flexível e econômico de projetar uma grande variedade de dispositivos de *hardware* capazes de se conectar diretamente a redes corporativas e residenciais [IButton TINI].

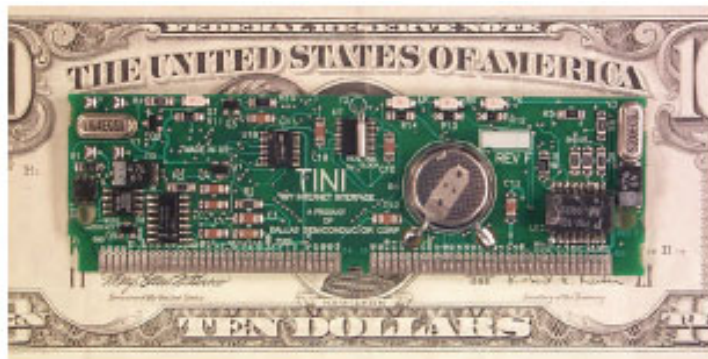


Figura 30: Placa Tini Simm-72 [IButton TINI]

A plataforma é uma combinação de um chip pequeno e um ambiente de execução em JAVA oferecendo capacidades de controle, comunicação e *networking*. As características do *hardware* são apresentadas ao desenvolvedor do *software* através de um conjunto de interfaces de programação de aplicações JAVA.

A capacidade de conexão da TINI expande a conectividade de qualquer dispositivo anexado ao permitir interação com sistemas remotos e usuários através de aplicações de rede padrão como, por exemplo, *web browsers*, e ao permitir conversão de protocolos. Desta forma pode-se utilizá-la, por exemplo, para ler dados de equipamentos industriais que comuniquem em padrão RS-232, levar suas informações através do CAN para o PC e deste para a Internet. Ou, se for adequado,

levar pontos de rede a cada uma das placas e desta forma fazer o acesso utilizando o TCP/IP.

Segundo IButton TINI, “O objetivo primário da plataforma TINI é dar voz na rede a tudo, desde pequenos sensores e atuadores, a equipamentos de automação industrial e *legacy hardware*”. Isto permite que os dispositivos sejam monitorados, controlados e gerenciados remotamente (Figura 31). A combinação de uma grande capacidade de I/O, o TCP/IP e um ambiente de programação orientada a objeto possibilitam que programadores possam criar rapidamente aplicações que permitam não apenas controle local, mas também a capacidade de gerenciamento remoto de dispositivos baseados na TINI [IButton TINI].

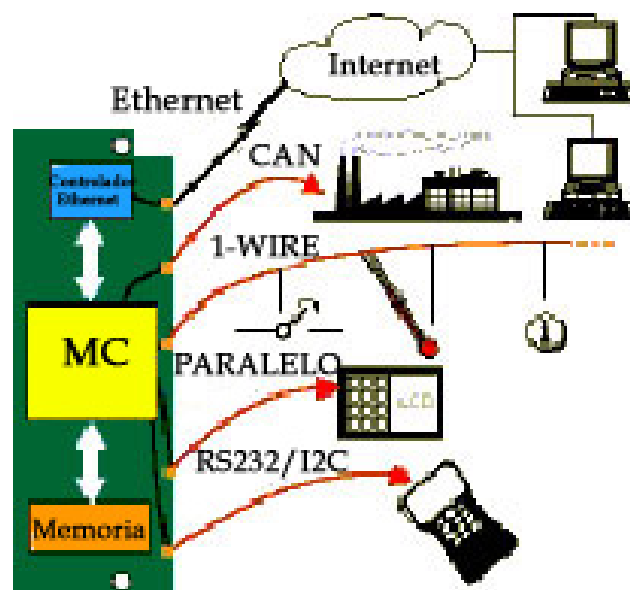


Figura 31:- A Tini permite conversão de protocolos [IButton TINI]

No mínimo cada implementação de *hardware* TINI contém os seguintes circuitos integrados de larga escala de integração [IButton TINI]:

- Microcontrolador
- ROM Flash
- RAM Estática

O circuito integrado principal é o microcontrolador DS80C390 [IButton TINI]. O DS80C390 integra suporte para diversas formas distintas de I/O, incluindo serial, 1-Wire® e barramento Controller Area Network (CAN). Ele também oferece diversas portas de uso geral que podem ser usadas para realizar tarefas simples como acionar relés e LEDs.

Dentre algumas características do 80C390, destacam-se:

- Dois controladores CAN 2.0B completamente funcionais
- Identificador padrão de 11 bits ou formato estendido de 29 bits
- 15 centros de mensagens por controlador
- Filtro de mensagens suporta DeviceNet, SDS, e outros protocolos CAN estendidos
- Arquitetura de memória aprimorada:
 - Endereça até 4MB de memória externa de programa e 4 MB memória externa de dados
 - Endereçamento de programas/dados de 24 bits habilitado pelo usuário
 - Modos de endereçamento paginados/ contíguos de 16 bits/ 24 bits
 - Interface de memória multiplexada ou não-multiplexada selecionável pelo usuário
 - Apontador de pilha de 10 bits opcional
- Coprocessador aritmético de alta velocidade
 - Operações matemáticas de 16/32 bits
 - Multiplica, divide, desloca e normaliza
 - Contém um acumulador de 40 bits 4kB SRAM interna
- Arquitetura de alta velocidade:
 - 4 ciclos de relógio por ciclo de máquina (8051 = 12)
 - Frequência do *clock* chega a 40MHz
 - Multiplicador de frequências reduz IEM (Interferência EletroMagnéticas) e facilita a seleção de cristal oscilador
- Duas portas seriais *full-duplex*
- Integração em alto nível:
 - *Reset* em caso de falha na alimentação
 - Temporizador *watchdog* programável
 - 6 fontes externas de interrupção

O ambiente de execução da TINI (Figura 32) está armazenado na memória *flash*, o que permite que o sistema mantenha o código na ausência de alimentação. Isto também permite que o ambiente de execução seja atualizado quando necessário. **A RAM é empregada para dados do sistema bem como armazenagem de arquivos.** Um não-volatilizador de SRAM pode ser adicionado opcionalmente ao *chipset* para permitir que os conteúdos da SRAM persistam na ausência da alimentação principal.

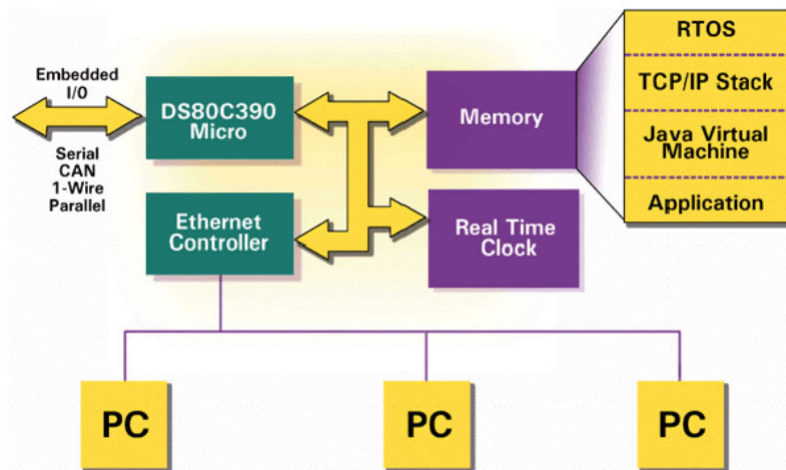


Figura 32: O Ambiente da TINI [IButton TINI]

4.5 O Módulo AIC

Cada módulo AIC (Figura 33) possui características pertinentes ao controle de robôs como interface para um encoder, para uma chave do tipo discreta (chaves comumente encontrada em robôs para o sincronismo da posição das juntas), gerador de PWM e Ponte-H para **acionamento de um atuador com tensão máxima de 24V**, duas interfaces CAN (disponibilizado pela placa TINI), uma interface Ethernet (disponibilizado pela placa TINI) e **acionamento de freios com tensão máxima de 24 V**. Para tal, os módulos AICs são compostos pelas placas TINIs para poder usufruir do processamento e protocolos de comunicação das mesmas e uma placa de acionamento que se comunica com a placa TINI.

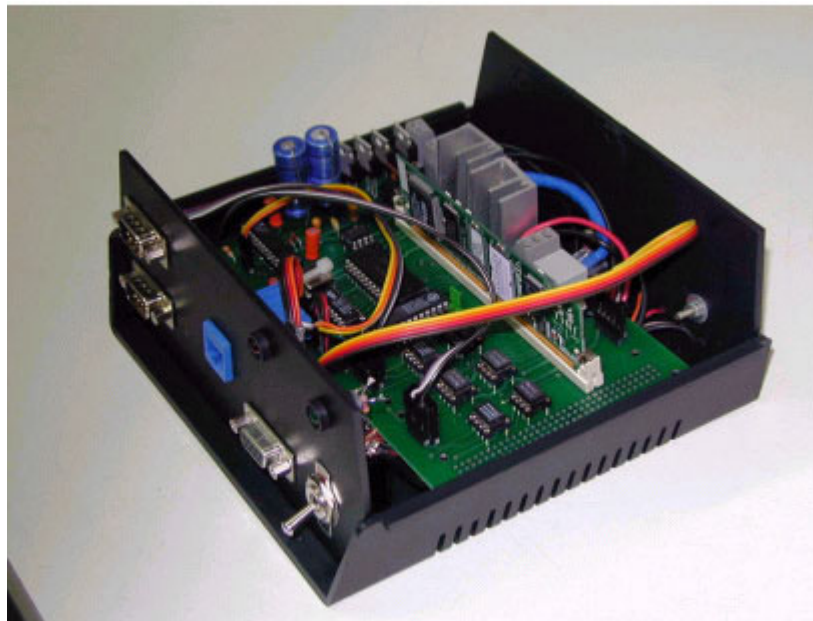


Figura 33: Módulo AIC e seu encapsulamento

4.5.1 Interface Encoder

Existem integrados prontos para realizar o interfaceamento com encoders, que não sobrecarregam a CPU com o processamento (crítico em aplicações de tempo real). A Hewlett-Packard oferece a linha HCTL (HCTL-2000, HCTL-2016 e HCTL-2020 e a LSI os 7083, 7084, 7166 e 7266 [Technologies, A., Data Sheet]. Especificamente, as AICs possuem circuitos integrados do tipo HCTL-2016 para o interfaceamento com encoders.

4.5.2 Gerador PWM

Temporização e contagem são dois requisitos básicos em sistemas de controle, e existem muitas soluções diferentes embora tipicamente estejam entre *software* ou *hardware*. Na eletrônica moderna o rendimento com pequenas perdas e a ausência de grandes dissipadores que ocupem espaço é fundamental, principalmente quando circuitos de alta potência estão sendo controlados. Desta forma este tipo de controle de potência não é conveniente, sendo requisitadas outras configurações de maior rendimento como as que fazem uso de PWM.

PWM é abreviação de *Pulse Width Modulation*, ou modulação por largura de pulsos, e consiste em se variar o valor médio da tensão - e por conseguinte da potência - através do tempo de duração de cada pulso, já que pela definição o valor médio é a integral do valor instantâneo da função no intervalo de tempo correspondente (Figura 34).

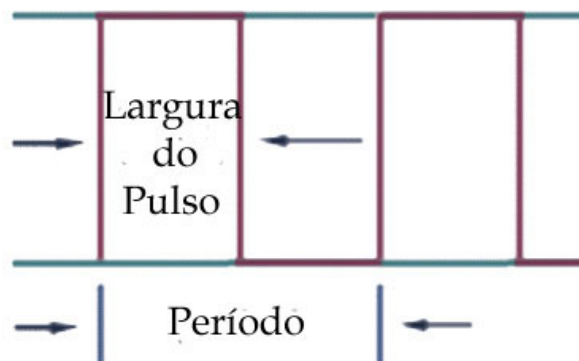


Figura 34: Esquema do PWM [Lages, W.F., 2002]

Os dispositivos usados no controle não são capazes de abrir e fechar o circuito de chaveamento num tempo pequeno. Eles precisam de um tempo para mudar de estado e, neste intervalo de tempo, sua resistência sobe de um valor muito pequeno até infinito e vice-versa, de forma que neste intervalo a queda de tensão e a corrente através do dispositivo não são nulas, e uma boa quantidade de calor poderá ser gerada de acordo com a carga controlada. Um integrado dedicado a esta função, mapeado como memória, como os demais periféricos, é utilizado.

O integrado 8254 foi projetado originalmente pela Intel como uma solução *one-chip* para muitos problemas de temporização e contagem. Tem contadores de 16-bits com

seis modos programáveis e os incrementais on-chip usando pulsos, podendo ser estes quaisquer pulsos (transição 0 para +5V).

No sistema, o 8254 é usado para gerar o sinal PWM para acionamento dos motores e também como relógio do sistema, gerando uma interrupção na CPU/TINI após um intervalo de tempo programado, já que o *real-time clock onboard* na TINI apresenta como menor intervalo de tempo o segundo, que é um tempo muito grande para o PWM de acionamento do motor.

4.5.3 Ponte-H

Uma ponte H é um circuito eletrônico que alimenta um motor DC em sentido direto, reverso, parada, e ainda permite modulação por largura de pulsos (PWM) de forma que o motor possa ser acelerado pela variação do valor médio da tensão aplicada como função da largura do pulso. Para acionar um motor, bastaria um único transistor; mas em se querendo rotação direta e reversa, faz-se necessária uma ponte H como a mostrada na Figura 35.

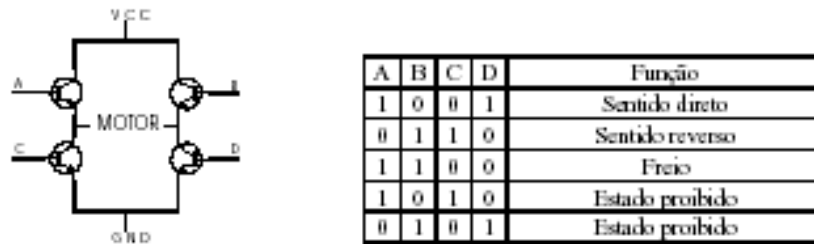


Figura 35: Esquema da Ponte H [Lages, W.F., 2002]

Diodos devem ser inseridos entre emissor e coletor para proteger contra a tensão gerada pela bobina dos motores quando a alimentação é ligada e desligada, podendo esta tensão ser muitas vezes maior que a alimentação do circuito. MOSFETs são preferíveis, pois podem trabalhar com correntes bem maiores do que os transistores TBJs e não aquecer tanto quanto os TBJs. Existem, circuitos integrados (C.I.) que encapsulam MOSFETs e diodos de proteção. O LT1162 é um C.I. que serve de *driver* para os MOSFETS (Figura 36), recebendo o sinal PWM num de seus terminais e comutando os transistores de forma adequada, o que inclui oferecer toda a etapa de proteção contra inversões no acionamento o que configuraria a ponte de forma a submetê-la à um curto circuito em um de seus braços.

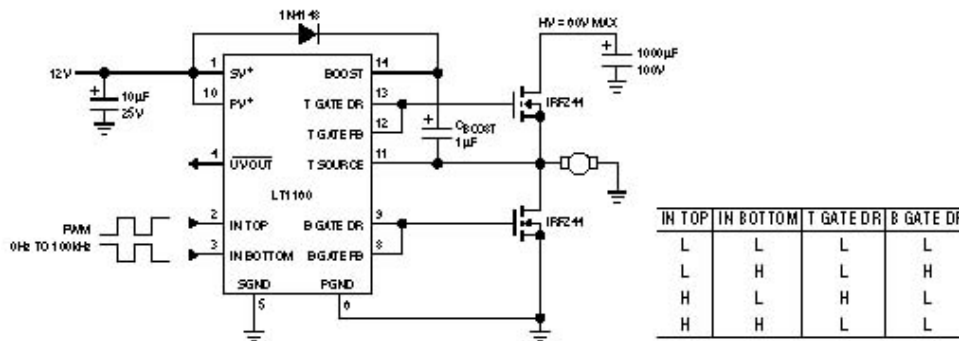


Figura 36: Esquema básico de ligação do LT1162 [Lages, W.F., 2002]

A Ponte-H existente permite, portanto, o acionamento de um motor de corrente contínua nos dois sentidos de rotação em uma faixa de 0 a 24 V.

4.6 Interface de Programação de Aplicação dos Módulos A.I.C.s

Compondo o sistema A.I.C., existe uma A.P.I. (Interface de Programação de Aplicação ou *Application Program Interface*) que viabiliza o acesso e comando dos dispositivos e funcionalidades disponíveis do hardware dos módulos. Esta A.P.I. é composta por uma estrutura hierarquizada de classes, implementadas tanto em Java, como em C++.

Deve ser feita a seguinte distinção. Na estrutura implantada no robô, foi mostrado que os módulos possuem um ambiente de programação Java, contudo, o ambiente de programação para o PC (*host*) é C++. Portanto, a forma como o sistema opera é a partir de processos que executam códigos C++ no *host* se comunicando com os processos que executam código Java no ambiente TINI.

Por exemplo, um ciclo de leitura dos sensores e acionamento dos motores ocorreria da seguinte forma:

No Sistema do *Host*

1. Implementado em C++ no PC, um programa acessa a biblioteca C++ dos módulos e comanda a leitura de um dos sensores de uma das A.I.C.s. A variável *LeituraSensor* possuirá a posição do eixo do motor em radianos.

```
LeituraSensor = AIC1.encoder.read();
```

2. Em seguida, a fim de executar o acionamento do motor controlado por esta mesma A.I.C., o mesmo programa acessa as bibliotecas de C++ dos módulos e comanda o acionamento do motor em questão com 24V.

```
AIC1.motor =24;
```

No Sistema das A.I.C.s

1. Implementado em Java, duas threads concorrem pelo processador para o envio de dados do sensor e o acionamento devido do motor. Portanto, tem-se duas threads em leitura infinita do barramento CAN e avaliam as mensagens que chegam para então executar adequadamente o comando. Chegando um comando de acionamento, a thread responsável se utiliza da biblioteca e acessa o hardware para comandar o PWM. De forma análoga, chegando um pedido de leitura de sensor, a thread responsável acessa o hardware do decodificador do encoder, acessa o hardware de controle da CAN e envia a devida mensagem (cabeçalho e valor da medição) pela mesma.

As A.P.I.s para o ambiente Java das placas TINI estão agrupadas nas classes implementadas em Java, já as A.P.I.s para o ambiente host (P.C.), estão agrupadas nas classes implementadas em C++.

Capítulo 5

Proposição

5.1 Introdução

O modelo elétrico-mecânico de um motor de corrente contínua à imã permanente é mostrado na Figura 37. Nota-se que um motor deste tipo possui um torque que é dado proporcionalmente (constante K_t) à corrente que passa no circuito elétrico de armadura do mesmo. Constata-se também que a perturbação à que uma planta como esta está sujeita é em forma de torque porque a carga a qual um motor é submetido em seu eixo é visto como um torque de perturbação contrário ao torque motor.

Particularmente á utilização de motores em robótica, esta perturbação se dá de duas formas distintas. A primeira por meio da dinâmica do robô (acoplamento entre as juntas) que é variável ao longo do tempo porque o torque necessário para produzir uma aceleração específica depende da posição da junta em questão e das outras juntas do robô [Romano, V. F.,2002] . Dessa forma, quando as posições das juntas estiverem associadas de tal forma que exista uma maior projeção do braço da junta até o final deste, um torque maior será necessário. Analogamente, quando a projeção for menor, um menor torque será necessário para produzir a mesma aceleração.

A segunda forma de perturbação se dá devido à variação da carga a qual o elemento terminal é submetido. No caso de um elemento terminal do tipo garra, o robô pode estar em um momento deslocando uma peça de 10kg e em outro momento uma carga de 5kg.

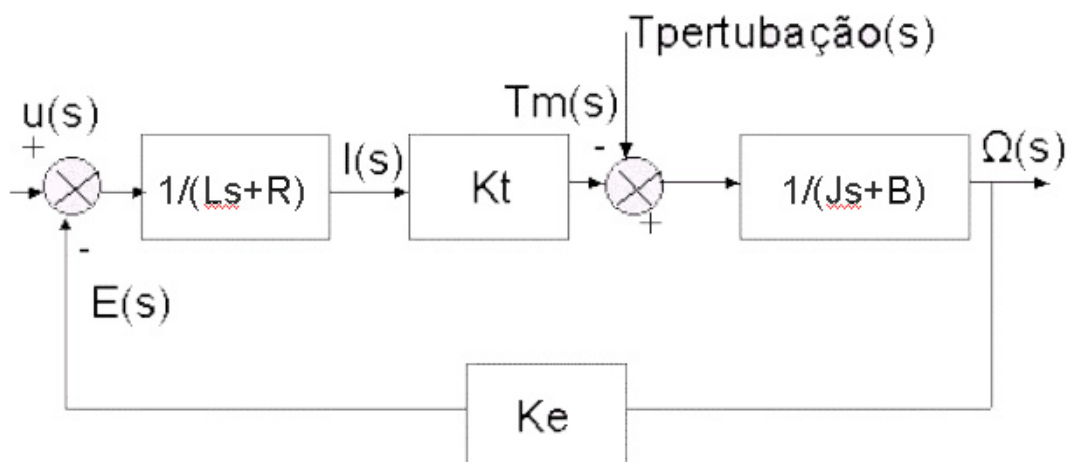


Figura 37: Diagram de Blocos de Um Motor Elétrico CC

5.2 Proposta para o Controle da Posição das Juntas

A proposta de controle de robôs mais adequada é o controle adaptativo. Isto decorre do fato, como exposto anteriormente, que manipuladores robóticos têm um alto nível de acoplamento entre as posições das juntas, implicando em plantas cujas dinâmicas variam constantemente com o ponto de operação conjugado das juntas.

As equações de dinâmica definem muito bem o acoplamento existente. Este acoplamento é muito claro também quando se analisa o fato que manipuladores robóticos são, essencialmente, estruturas mecânicas, cujo comportamento dinâmico dependerá enormemente de fatores como o momento de inércia, atrito e, sobretudo, da posição de cada junta.

O ponto chave que deve ser bem estabelecido é a dependência da resposta transitória de cada uma das juntas, não apenas da posição que cada uma destas se encontra, mas também da posição e dinâmica das outras juntas. Como exemplo, as figuras 38 e 39 mostram que para levantar a junta dois é necessário um torque maior quando a configuração das outras juntas está como mostrado pela Figura 38 em relação à configuração das outras juntas como exemplificado pela Figura 39.

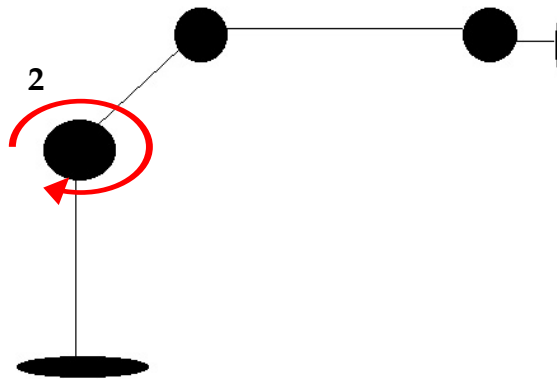


Figura 38: Configuração das Juntas com Maior Braço de Alavanca do que a Figura 39

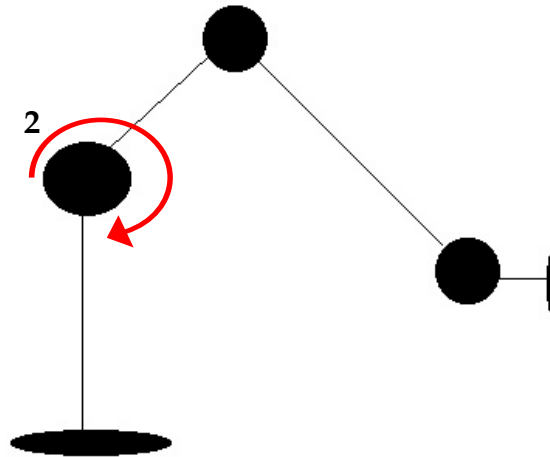


Figura 39: Configuração das Juntas com Menor Braço de Alavanca do que a Figura 38

O braço de alavanca em relação à junta dois é maior na figura 38 do que na figura 39.

A estratégia de controle em plataforma de controle centralizada aqui proposta se baseia primordialmente na consideração das plantas como os motores e suas respectivas juntas, associados à utilização das equações de dinâmica do manipulador para o desacoplamento dinâmico da perturbação de torque ocasionado pelas outras juntas, em um sistema de controle multimalha.

Dessa forma, um módulo responsável pelo desacoplamento das malhas fará o cálculo da perturbação de torque devido à específica disposição das juntas e até mesmo a carga suportada no elemento terminal. Conseqüentemente, o efeito indesejado devido ao acoplamento das juntas (perturbação de carga) na resposta do sistema poderá ser previsível de tal maneira que possa ser desacoplado da malha e, por conseguinte, melhorar o desempenho como um todo, conforme pode ser visto na Figura 40.

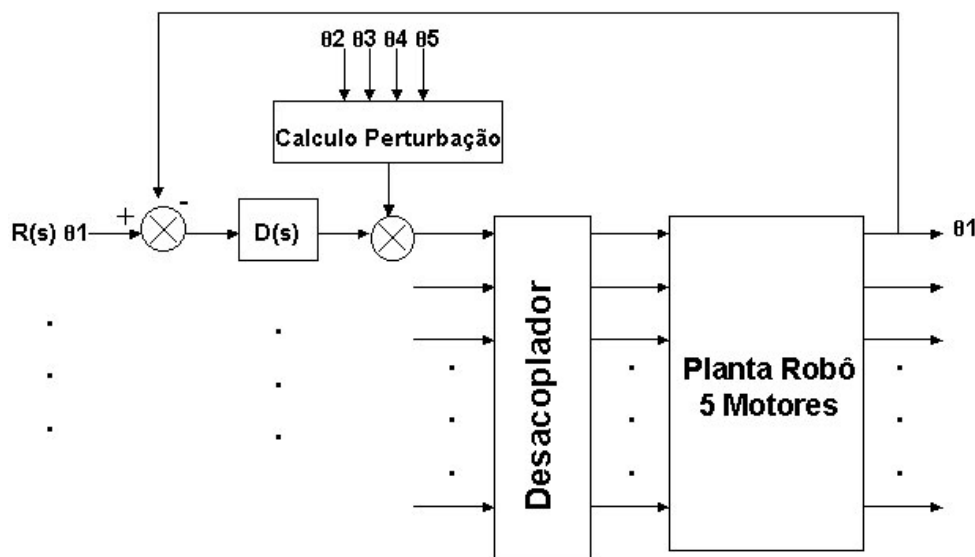


Figura 40: Sistema de Controle Proposto

Contudo, para o correto projeto dos compensadores para o controle de cada um dos conjuntos de motores e suas respectivas juntas que compõem o sistema robótico, faz-se necessário modelar os motores com as respectivas juntas identificando seus parâmetros. Em seguida, em um outro capítulo, a determinação da estrutura de compensadores mais adequada para o sistema e o projeto dos mesmos é apresentada levando em consideração o desempenho do sistema para perturbação de carga. Em um terceiro capítulo, os controladores projetados serão simulados, assim como analisado o desempenho destes sistemas compensados sem desacoplamento das malhas e com o desacoplamento das malhas.

Capítulo 6

Modelagem e Validação da Resposta Dinâmica dos Atuadores

6.1 Introdução

Como é sabido, a teoria de controle clássica é fundamentalmente baseada em modelos lineares invariantes no tempo que representam o comportamento dinâmico dominante das estruturas em análise. Estes modelos podem ser estabelecidos por três tipos básicos de modelagens: modelagem caixa branca (modelagem conceitual), modelagem caixa preta e, como uma mescla dos dois métodos anteriores, tem-se a modelagem caixa cinza. Modelos caixa branca são modelos derivados de equações matemáticas (equações diferenciais) que regem o sistema/planta em questão e que quando devidamente estabelecidas representam fidedignamente a dinâmica do(a) mesmo(a). Por outro lado, para estabelecer este comportamento por meio de equações matemáticas, faz-se necessário um conhecimento profundo sobre o sistema. Como conhecimento profundo cita-se o conhecimento do ponto de operação para a devida linearização do mesmo, o conhecimento dos fenômenos que regem o sistema/planta, assim como o conhecimento do valor de cada parâmetro utilizado no projeto do mesmo.

A segunda forma de modelagem, modelagem caixa preta, na verdade se baseia na identificação do comportamento dinâmico do sistema/planta a partir de testes empregados sobre o(a) mesmo(a). Nesta forma de modelagem, o conhecimento sobre as características do sistema/planta não é obrigatoriamente necessário, mas apenas recomendável porque permite aplicar as técnicas de identificação de maneira mais eficiente. A identificação quando devidamente realizada também produz como resultado uma equação matemática que representa apenas a dinâmica dominante do sistema/planta. A terceira forma de modelagem, modelagem caixa cinza, como mencionado anteriormente é uma composição da modelagem caixa branca e a modelagem caixa preta. Neste caso, modelos matemáticos, os quais são elaborados a partir da manipulação de equações diferenciais que regem parte do sistema/planta, são associados aos modelos matemáticos produtos de identificações, de forma a produzir um modelo único que descreva o sistema/planta no seu total.

Sabendo-se que todo sistema/planta tem seu comportamento dinâmico variante ao longo do tempo – seja por envelhecimento do material, por desgaste devido ao uso etc – e que em muitos casos a modelagem caixa branca pode ser uma tarefa muito complexa, necessitando um profundo conhecimento das leis que regem o processo, as formas de modelagem mais freqüentemente empregadas são modelagem caixa preta e modelagem caixa cinza [Aguirre, L.A., 2000].

Neste capítulo, será apresentado um procedimento de modelagem dos motores a vazio e não dos motores acoplados as suas respectivas juntas porque, do contrário, não poderia ser executado durante o período de um ano, haja vista que teria que ser classificado os vários pontos de operação de cada junta para, então, modelar o momento de inércia de cada um destes. Este procedimento seria o procedimento mais adequado no qual a abordagem seria o projeto de compensadores para os vários pontos de operação. Contudo, o procedimento aqui exposto serve como exemplo de como cada modelo deve ser identificado, diferindo apenas no momento de inércia identificado, na constante de atrito e no ganho.

Assim, como primeiro passo em direção à realização da proposta para o controle de posição dos atuadores da célula ASEA IRB-6 S2, determinou-se, portanto, modelos dinâmicos dos mesmos. Dessa forma, será mostrada, a seguir nesta monografia, a derivação dos modelos dinâmicos dos atuadores por meio de modelagem caixa cinza, a qual descreverá a relação de velocidade de rotação do motor e a tensão aplicada no mesmo. Um modelo matemático derivado de equações diferenciais será utilizado como base para o modelo do sistema, mas seus parâmetros constituintes serão identificados a partir de testes realizados sobre os atuadores. Em seguida, serão comparados os modelos adquiridos com modelos a partir de modelagem puramente caixa preta. Por fim, o modelo que descreve a relação da posição do eixo do atuador e a tensão aplicada no mesmo será estimado devido a restrições no sistema de medição do robô.

Restrições do Sistema

Devido ao caráter ainda experimental e de continuo desenvolvimento da estrutura que fora implantada (baseada nos módulos AIC), a mesma era incapaz de amostrar com um período menor que 50ms garantidamente no momento em que os atuadores começariam a ser modelados. Isto ocorria por dois fatores: o primeiro se devia à incapacidade de carregar os módulos de tempo real para a execução das rotinas em linguagem C que faziam as medições e, segundo, porque o sistema operacional existente nas AICs não é adequado para tarefas de *hard-real-time*.

Em relação ao primeiro fator é importante dizer que o sistema operacional Linux possui um *time-slice* de 10ms, isto é, quando os vários processos carregados na memória principal da máquina concorrem pelo processador, o tempo dado a cada processo é baseado em unidades de 10ms. Logo, exigir períodos de amostragem menores que 10ms seria algo impossível. A alternativa para alterar o *time-slice* do sistema operacional (S.O.), isto é, adequar o mesmo para aplicações de *hard-real-time*, é utilizar-se dos módulos de tempo real (RTAI) do Linux que permitem diminuir o

time-slice para valores de até $600\mu\text{s}$. O RTAI também possibilita alterar a prioridade dos processos e desabilitar interrupções. Fato este que permite atribuir ao processo que deverá desempenhar rotinas de tempo real uma prioridade maior que a prioridade de processos nativos do S.O. e desabilitar interrupções do mesmo. A incapacidade existente na utilização do RTAI pode ser atribuída à indisponibilidade de documentação adequada.

O segundo fator que restringe consideravelmente a aplicação do sistema de medição do robô é evidente, haja vista que o sistema operacional das AICs é Java. Como se sabe, Java é uma linguagem interpretada, portanto, o tempo perdido na interpretação do código e posterior execução é algo que aplicações de tempo real, especialmente a aplicação em questão, não podem tolerar. Outro fator complicador existente no S.O. dos módulos A.I.C. é uma rotina nativa nos mesmos, chamada *Garbage Collector* (GC - Coletor de Lixo). Esta rotina como o próprio nome diz é um coletor de lixo que tem sua execução iniciada a todo o momento que a memória da placa TINI é inferior a um valor pré-determinado (há uma única memória que compartilha dados e programas). Esta é executada a fim de disponibilizar memória ao sistema.

As Figuras 41 e 42 mostram a medição da velocidade de rotação do eixo do atuador pela estrutura com os problemas. Estas figuras são resultado de uma rotina implementada no computador, a qual realiza o cálculo da velocidade de rotação dos motores a partir da variação da posição do eixo, dividida pelo tempo transcorrido entre as amostras. Como se pode ver a variação da amostragem ocasionada pela rotina GC implica em um *overflow* do contador de pulsos do decodificador de encoder das AICs, o que explica os “*spikes*” nas amostras. Observa-se também o fato que este problema ocasiona variações na amostragem ainda por alguns momentos posteriores à ação do GC.

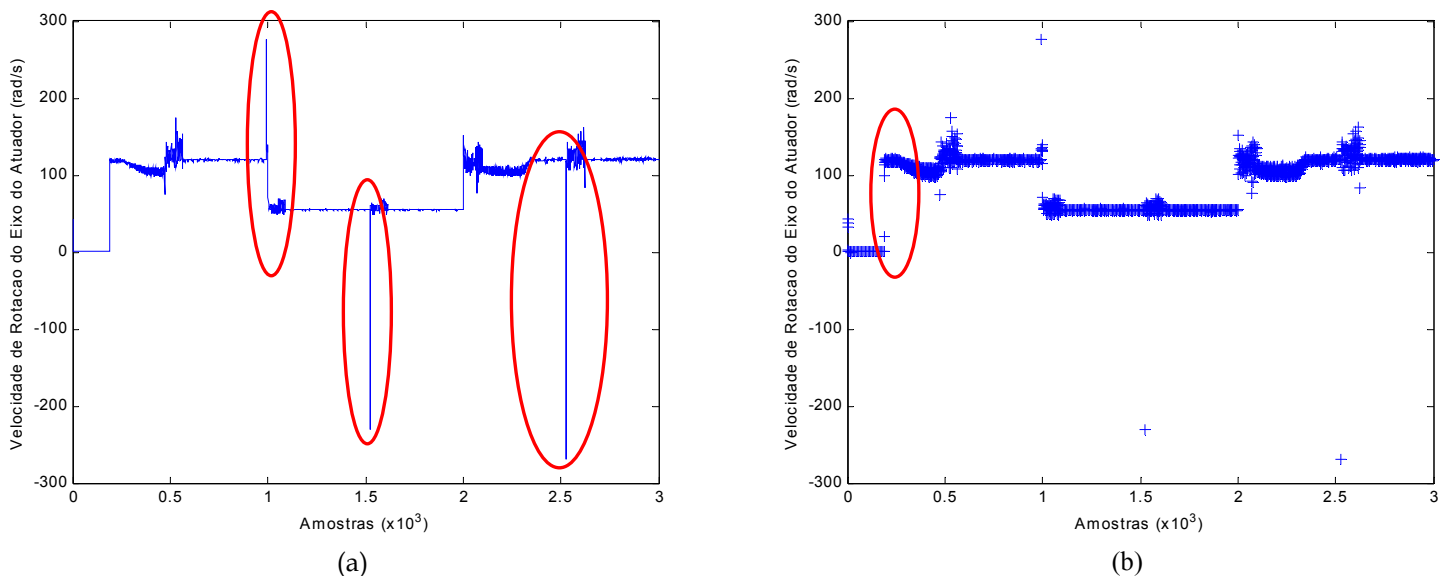
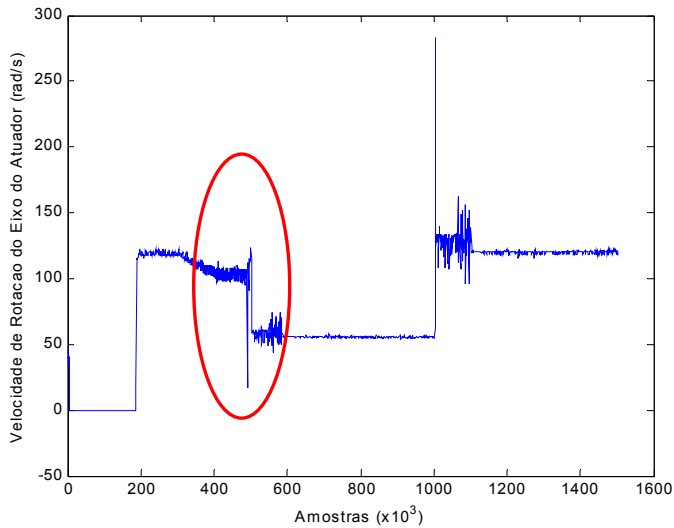
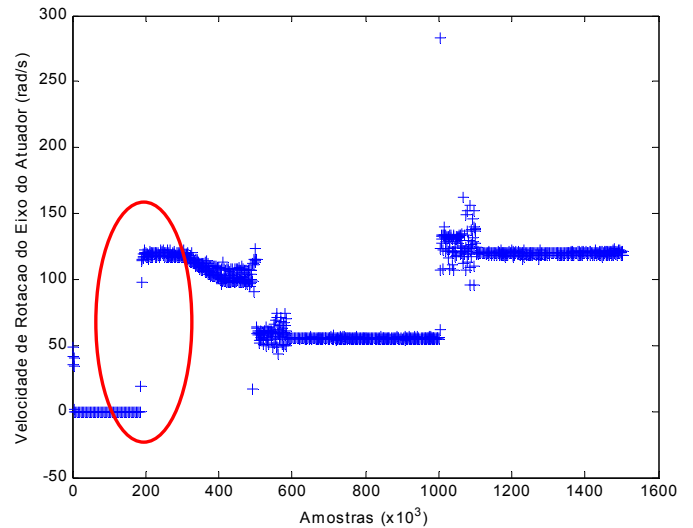


Figura 41: Figura (a) dados conectados, figura (b) dados pontuais



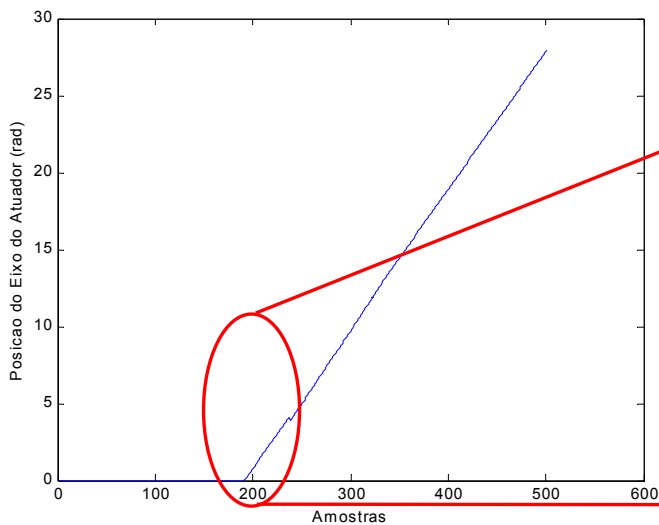
(a)



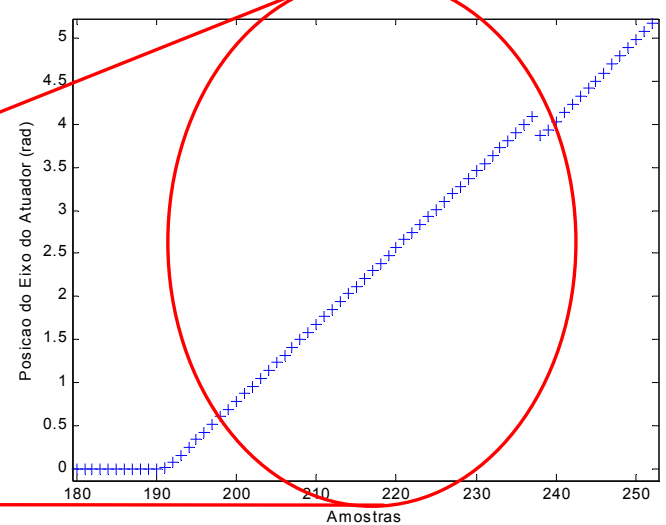
(b)

Figura 42: Figura (a) dados conectados, figura (b) dados pontuais

Por fim, a figura 43 mostra a incapacidade do sistema para “enxergar” a dinâmica de variação de posição pelo sistema de medição, haja vista que era esperado o formato de uma curva e observa-se apenas uma reta.



(a)



(b)

Figura 43: Figura (a) dados conectados, figura (b) dados pontuais

Dessa maneira, estando impossibilitado de identificar o modelo que descreveria a dinâmica de posição do atuador pela estrutura de módulos AICs e não possuindo outra alternativa para ler os sensores dos mesmos, optou-se por se identificar o modelo dinâmico (modelagem caixa cinza) de velocidade para os atuadores utilizando procedimentos de identificação dos parâmetros com o uso de um tacômetro e, então, estimar o modelo dinâmico de posição por meio da integração do sinal de velocidade do motor. Portanto, associar-se-ia à função de transferência do modelo de velocidade uma função de transferência de um integrador e este (Figura

44), então, seria o melhor modelo possível para descrever a dinâmica de posição dos motores, considerando as restrições apresentadas.

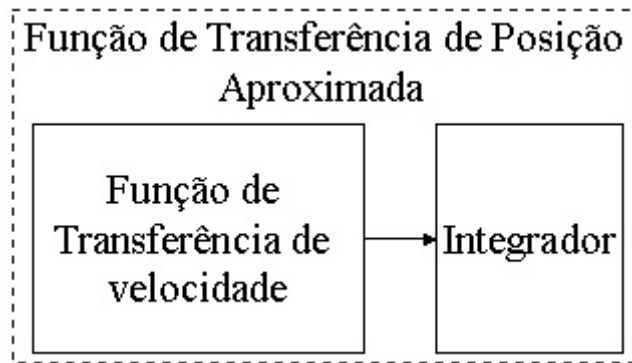


Figura 44: Modelo Aproximada da Malha de Posição de Um Motor C.C.

6.2 Modelagem Caixa Cinza

6.2.1 Modelagem Caixa Branca

Considerando que um motor de corrente contínua à imã permanente, isto é, fluxo de campo magnético constante, possa ser descrito pelas equações diferenciais 4, 5, 6 e 7, pode-se aplicar a Transformada de Laplace sobre estas, tem-se as equações 8, 9, 10 e 11.

$$L_A \frac{di_A(t)}{dt} = v_A(t) - R_A i_A(t) + e(t) \quad (4)$$

$$J \frac{d\dot{\theta}(t)}{dt} = m_M(t) - m_C - B\dot{\theta}(t) \quad (5)$$

$$e(t) = \dot{\theta}(t)K_v \quad (6)$$

$$m_M(t) = i_A(t)K_t \quad (7)$$

onde:

L_A = indutância de armadura

i_A = corrente de armadura

v_A = tensão de armadura

R_A = resistência de armadura

e = tensão contra-eletromotriz na armadura

J = momento de inércia do motor

m_M = conjugado do motor

m_C = conjugado da carga

B = coeficiente de atrito

K_t = constante de conjugado do motor

$\dot{\theta}$ = velocidade de rotação do eixo do motor

As equações 8 e 10 descrevem a componente elétrica da dinâmica dos motores, enquanto as equações 9 e 11 descrevem o comportamento dinâmico devido à componente mecânica do mesmo.

$$(L_A I_A(s))s = V_A(s) - R_A I_A(s) + E(s) \quad (8)$$

$$(J \dot{\Theta}(s))s = M_M(s) - M_C(s) - B \dot{\Theta}(s) \quad (9)$$

$$E(s) = \dot{\Theta}(s)K_v \quad (10)$$

$$M_M(t) = I_A(s)K_t \quad (11)$$

As equações 8, 9, 10 e 11 podem então ser arranjadas de forma a produzir um modelo (equação 12) dinâmico genérico no domínio da frequência para um motor de corrente contínua à imã permanente como mostrado pela Figura 37 (apresentado no Capítulo 5 desta monografia).

$$\frac{\dot{\Theta}(s)}{V_A(s)} = \frac{K_t}{(L_A J)s^2 + (BL_A + JR_A)s + BR_A + K_t^2} \quad (12)$$

Este modelo descreve a relação existente entre a tensão aplicada sobre os terminais de alimentação do motor e a velocidade de rotação do mesmo. Contudo, não há utilidade prática para este modelo quando os parâmetros que o constitui são desconhecidos.

Para motores como os do robô, cuja idade é de no mínimo 25 anos, os valores dos parâmetros podem divergir consideravelmente dos parâmetros de projeto. Dessa forma, a melhor alternativa para estimar os atuais valores de cada parâmetro é por meio da identificação dos mesmos para cada motor. Após identificados, os parâmetros podem ser, então, substituídos na equação 12 proporcionando um modelo dinâmico representativo de cada motor.

6.2.2 Modelagem Caixa Preta

Como mencionado, a modelagem caixa preta utiliza sinais de entrada de teste para determinar a relação matemática entre a entrada $\mathbf{u}(\mathbf{t})$ e a saída $\mathbf{y}(\mathbf{t})$ do sistema/ planta em questão.

Determinação da Resistência de Armadura

A partir da análise das equações referentes à componente elétrica do motor de corrente contínua pode-se afirmar que não havendo movimento do eixo, não existe tensão contra-eletromotriz agindo no circuito como pode ser observado na equação 13. Além disso, em estado estacionário não há limitação na amplitude da corrente elétrica devido à indutância do circuito, uma vez que não existe variação na corrente. Portanto, toda a queda de tensão ocorrerá na resistência R_A .

$$\left[\dot{\theta}(t) = 0 \Rightarrow e(t) = 0; i_A(\infty) \Rightarrow L_A \frac{di_A}{dt} = 0 \right] \Rightarrow v_A(t) - R_A i_A(t) = 0 \Rightarrow R_A = \frac{v_A(t)}{i_A(\infty)} \quad (13)$$

Este teste para identificação da resistência de armadura é chamado de “Teste em Curto Circuito”. O teste leva este nome porque a amplitude da corrente elétrica existente no circuito elétrico é exclusivamente limitada pela resistência R_A ; portanto, utiliza-se uma tensão de alimentação de no máximo 10% da tensão de alimentação nominal, haja vista que os valores da resistência de armadura são pequenos.

→ Dessa forma, gerando-se pares de tensão de alimentação e corrente que circula no circuito de armadura pode-se estimar o valor de R_A como sendo a inclinação de uma reta obtida em um gráfico $V_{AX}i_A$ com os dados obtidos experimentalmente.

A regressão pode ser estabelecida por uma reta porque o polinômio que rege esta relação entre dados é um polinômio de primeira ordem. A tabela 6 traz os valores das resistências estimadas dos motores.

Tabela 6: Resistência de Armadura dos Motores

| Motor | $R_A(\Omega)$ |
|--------------|---------------------------------|
| 1 | 1,51 |
| 2 | 1,37 |
| 3 | 1,24 |
| 4 | 1,45 |
| 5 | 1,46 |

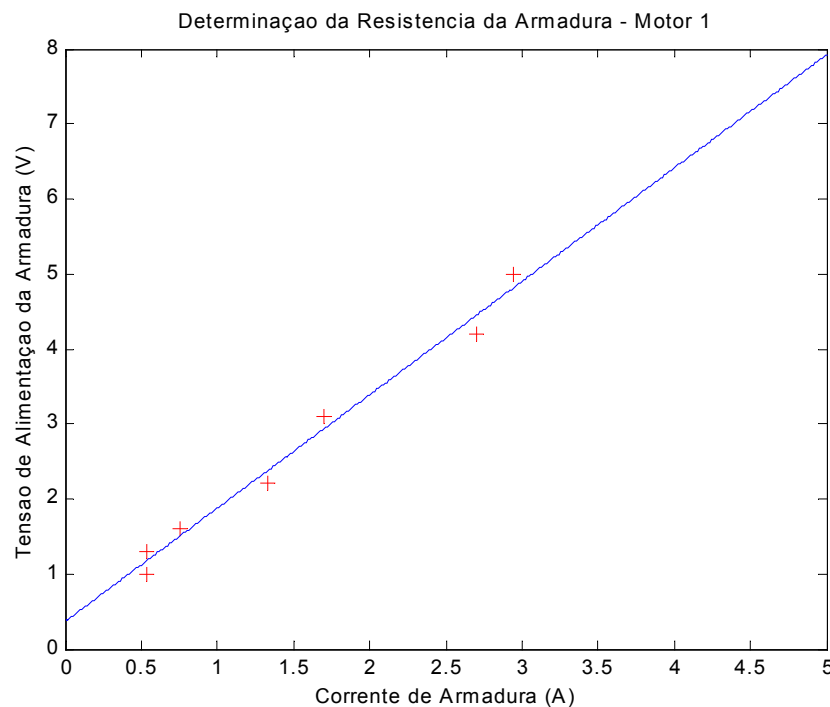


Figura 45: Pares de Dados do Motor 1

Determinação da Indutância de Armadura

Ainda considerando o fato de não existir tensão contra-eletromotriz induzida no circuito elétrico do motor de corrente contínua quando o eixo do mesmo encontra-se imóvel, a resposta transitória da corrente no circuito à uma entrada de tensão em degrau é uma resposta de primeira ordem dada pela equação 14:

$$i_A(t) = \frac{V_A}{R_A} \left(1 - e^{-\frac{R_A}{L_A} t}\right) \quad (14)$$

Logo, como a constante de tempo desta resposta é L_A/R_A , pode-se aplicar um sinal do tipo degrau de tensão sobre o motor e com o auxílio de um osciloscópio obter a constante de tempo da resposta. Uma vez obtida a constante de tempo da resposta, substitui-se o valor anteriormente obtido para R_A , proporcionando uma estimativa de L_A , conforme mostrado pela equação 15.

$$L_A = \tau_e R_A \quad (15)$$

→ A constante de tempo do sistema, τ_e , pode ser obtida como sendo 63,2% do valor final da resposta. Este método para estimativa de L_A é conhecido como “Método da Constante de Tempo”. A figura 46 mostra o exemplo de um experimento para adquirir a constante de tempo com o cálculo da mesma e a Tabela 7 traz os valores das indutâncias estimadas para cada um dos motores.

Tabela 7: Indutância estimada dos Motores

| Motor | L(H) |
|--------------|------------------------|
| 1 | 3,02 x10 ⁻⁴ |
| 2 | 1,66 x10 ⁻⁴ |
| 3 | 2,19x10 ⁻⁴ |
| 4 | 3,35 x10 ⁻⁴ |
| 5 | 3,07 x10 ⁻⁴ |

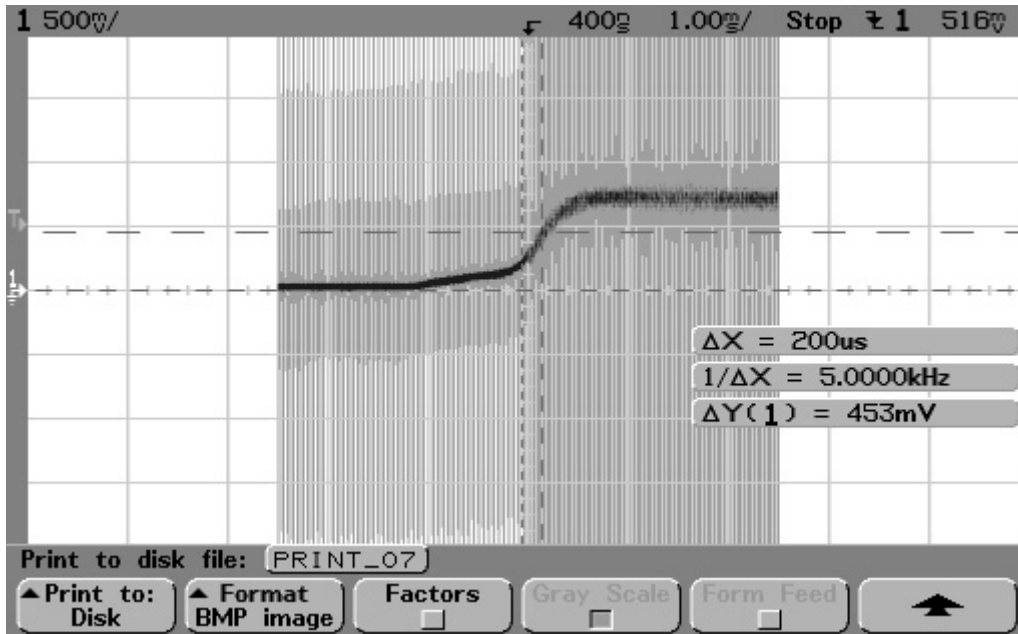


Figura 46: Exemplo de Medição da Constante Elétrica do Motor (Resposta ao Degrau)

Nesta realização específica do procedimento, o valor final da resposta foi 0.719 V, o que implica em um valor de 63,2% de 0.454 V. Como consequência, observa-se na mesma figura, uma constante de tempo de 200 μ s.

Determinação da Constante de Conjugado do Motor

Considerando a equação 4 em estado estacionário ($t \rightarrow \infty$), conforme visto na determinação da resistência de armadura, constata-se que não existe queda de tensão ocasionada pela indutância do circuito, por outro lado, diferentemente do que foi exposto anteriormente, com o motor em rotação existe queda de tensão atribuída à tensão contra-eletromotriz. Mas, esta mesma tensão contra-eletromotriz, é função da velocidade de rotação do eixo do motor, equação 6.

Portanto, a constante de conjugado do motor pode ser estimada a partir da relação entre as equações 4 e 6 conforme expressa a equação 16. Uma consequência é a estimativa do parâmetro K_t desde que seja realizado a priori a estimação da resistência de armadura, \hat{R}_A . O levantamento de pares de velocidade de rotação do motor e tensão contra-eletromotriz permite a estimativa da constante K_t com melhor aproximação.

$$v_A(\infty) - R_A i_A(\infty) - \hat{\theta}(\infty) K_t = 0 \Rightarrow \hat{\theta}(\infty) K_t = v_A(\infty) - R_A i_A(\infty)$$

$$\Rightarrow K_t = \frac{v_A(\infty) - R_A i_A(\infty)}{\hat{\theta}(\infty)} \quad (16)$$

→ Para a estimativa da constante K_t dos motores, pode-se utilizar o sistema de medição do robô para se medir a velocidade de rotação, haja vista que não há necessidade de períodos de amostragem menores do que os providos para a medição

da velocidade de estado estacionário. Por outro lado, os problemas ocasionados pelo GC levariam a medições errôneas, caso fosse realizado uma média dos dados de velocidade, porque os poucos valores espúrios possuem amplitude muito grande. A Figura 47 reinterpreta o problema devido à rotina GC na medição de velocidade, agora em formato de histograma.

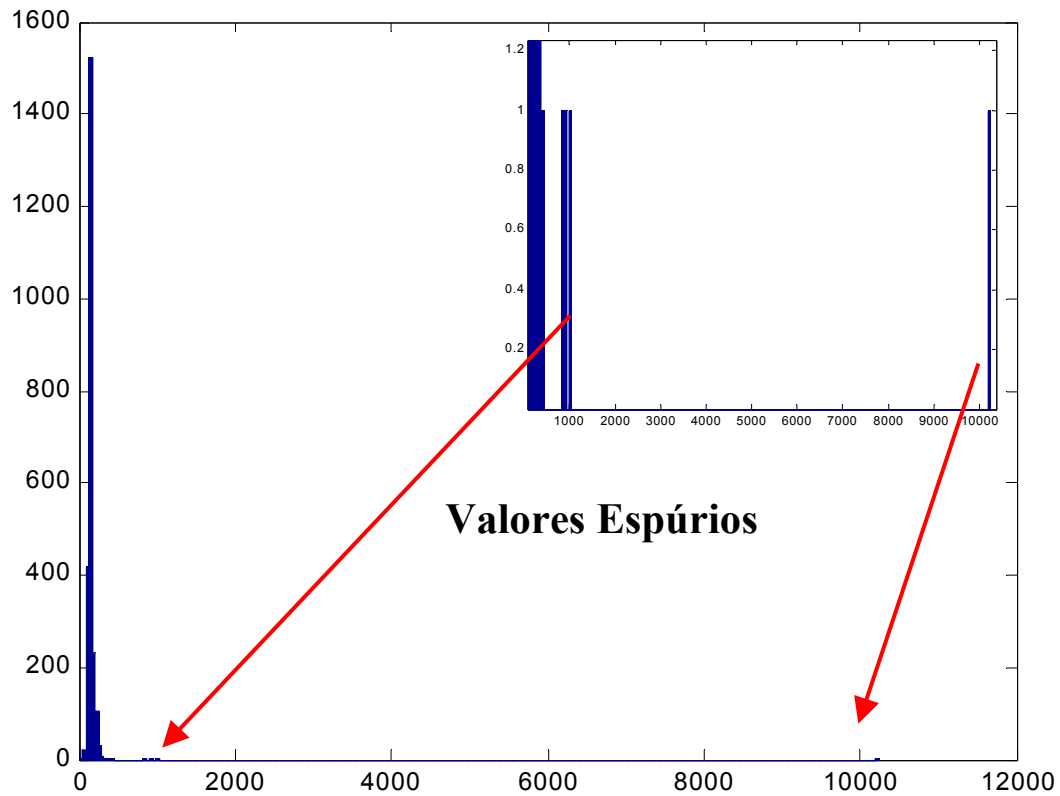


Figura 47: Dispersão e Erro de Medição de Velocidade dos Motores devido à rotina GC

Necessitou-se, portanto, filtrar os dados de modo a eliminar tanto os dados que divergem do valor esperado e aqueles que ainda sofriam a ação do GC. Para toda medição de velocidade aplicou-se filtragem dos dados para poder avaliar a velocidade de rotação do motor pela média aritmética dos dados medidos.

Isto posto, valores de v_A , i_A e $\dot{\theta}$ foram coletados para a estimação de e a partir de v_A e i_A . Em seguida, aproximou-se, com o auxílio do software MatLab, por um polinômio de primeira ordem os pares de valores de $\dot{\theta}$ e e . Por fim, a constante de conjugado do motor é dada pela inclinação da reta avaliada. A Figuras 48 mostra a regressão polinomial realizada para o motor 1.

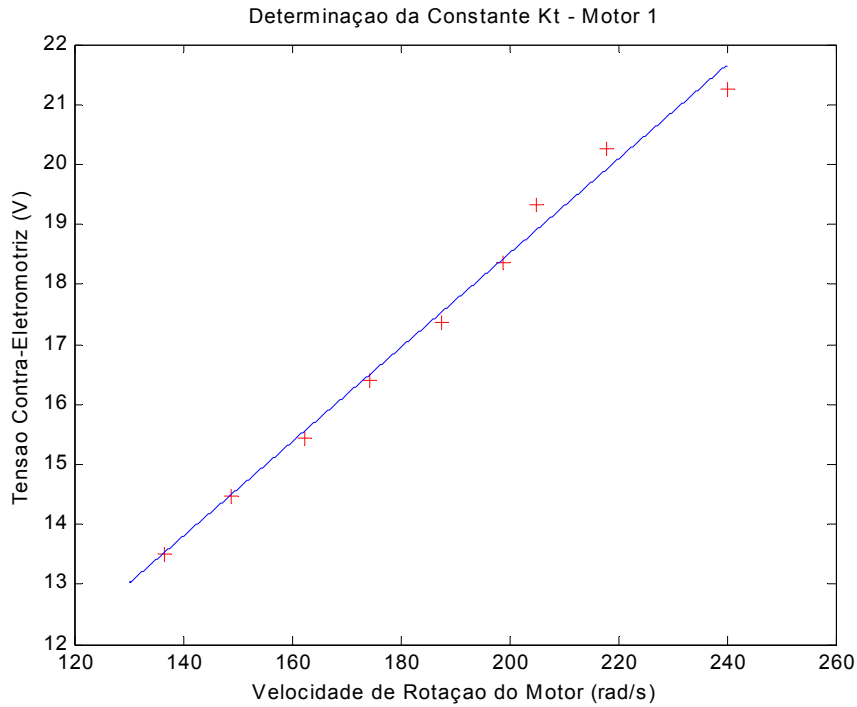


Figura 48: Pares de Dados do Motor 1

Os valores das constantes de conjugado de motor para cada um dos motores do robô encontram-se na tabela 8.

Tabela 8: Constantes de Conjugado dos Motores

| Motor | $K_t(N.m/A)$ |
|--------------|--------------------------------|
| 1 | 0,0786 |
| 2 | 0,0987 |
| 3 | 0,091 |
| 4 | 0,0895 |
| 5 | 0,0842 |

Determinação do Coeficiente de Atrito

Admitindo que o balanço de energia em um motor de corrente contínua possa ser expresso pela equação 17:

$$P = P_E + P_M + P_{MEC} + m_c \dot{\theta} + J \frac{d\dot{\theta}}{dt} \dot{\theta} \quad (17)$$

onde:

P = potência elétrica fornecida ao motor ($v_A i_A$)

P_E = perdas elétricas ($R_A i_A^2$)

P_M = perdas magnéticas

P_{MEC} = perdas mecânicas ($B \dot{\theta}$)

Estando um motor d.c. em rotação sem carga e em regime permanente, os termos da equação 15 referentes à aceleração do motor e rotação da carga igualam-se a zero. Assumindo as perdas elétricas e magnéticas como desprezíveis, faz com que toda a potência drenada pelo motor da fonte de alimentação seja devido às perdas mecânicas. Estas condições associadas implicam em uma equação que permite calcular o coeficiente de atrito, equação 18.

$$P = P_{MEC} \Rightarrow v_A i_A = B \dot{\theta}^2 \Rightarrow B = \frac{v_A i_A}{\dot{\theta}^2} \quad (18)$$

Portanto, conhecendo-se a potência que está sendo fornecida ao motor e a sua respectiva velocidade de rotação, é possível estimar o valor do coeficiente de atrito de um motor de corrente contínua.

→ Semelhante a outros procedimentos de determinação de parâmetros já citados, a partir da coleta de pares de potência de entrada e velocidade de rotação do respectivo motor, fez-se possível estimar o parâmetro B utilizando-se aproximações da relação existente por um polinômio de primeira ordem. A inclinação da reta é exatamente o valor de B estimado. A figura 49 mostra a regressão polinomial realizada para o motor 1.

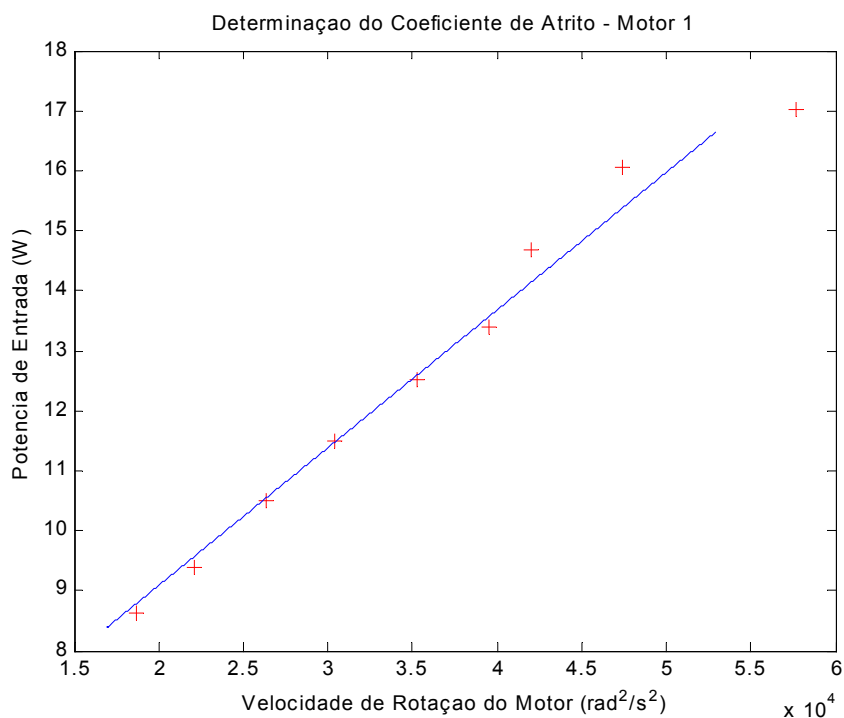


Figura 49: Pares de Dados do Motor 1

Os valores das constantes de atrito dos motores do robô encontram-se na tabela 9.

Tabela 9: Coeficientes de Atrito dos Motores

| Motor | $B(\text{Kg.m}^2/\text{s})$ |
|--------------|---|
| 1 | $2,29 \times 10^{-4}$ |

| | |
|---|-----------------------|
| 2 | $1,56 \times 10^{-4}$ |
| 3 | $1,99 \times 10^{-4}$ |
| 4 | $3,28 \times 10^{-4}$ |
| 5 | $2,22 \times 10^{-4}$ |

Determinação do Momento de Inércia

Um procedimento para a estimação do momento de inércia de motor de corrente contínua, conhecido como “Método de Retardamento” [Leonhard, W., 1996], consiste na aceleração e estabilização do motor sem carga em uma velocidade qualquer com posterior corte na alimentação do mesmo. Este procedimento implica em um caso particular da equação R onde não existe conjugado do motor, conforme apresentado pela equação 19.

$$J \frac{d\dot{\theta}(t)}{dt} + B\dot{\theta}(t) = 0 \quad (19)$$

Observando a queda da velocidade com o tempo, a resposta à equação diferencial 19 é dada pela equação 20:

$$\dot{\theta}(t) = \dot{\theta}_0 e^{\frac{-t}{\tau_M}} \Rightarrow \dot{\theta}_0 e^{\frac{-B}{J}t} \quad (20)$$

onde o termo $\dot{\theta}_0$ representa a velocidade inicial no experimento.

A partir da equação 20 pode-se deduzir uma expressão para estimar o momento de inércia dada pela equação 21.

$$\tau_M = \frac{J}{B} \Rightarrow J = \tau_M B \quad (21)$$

Como se pode ver a partir da equação 21, conhecendo-se o coeficiente de atrito do motor em questão, é possível avaliar o valor do momento de inércia do mesmo utilizando-se a constante de tempo da resposta temporal do experimento. Utilizando-se osciloscópios pode-se coletar a resposta temporal e inferir a constante de tempo da massa girante a partir do intervalo de tempo para o qual a velocidade do motor decresce para 37% do valor inicial.

→ No presente trabalho, para a medição da resposta temporal da velocidade do motor em desaceleração, utilizou-se de um artifício de inverter o sinal de medição, de tal forma que a resposta pode ser vista como mostra a Figura 50 e a constante de tempo seja calculada a partir do valor de 63,2% do valor final.

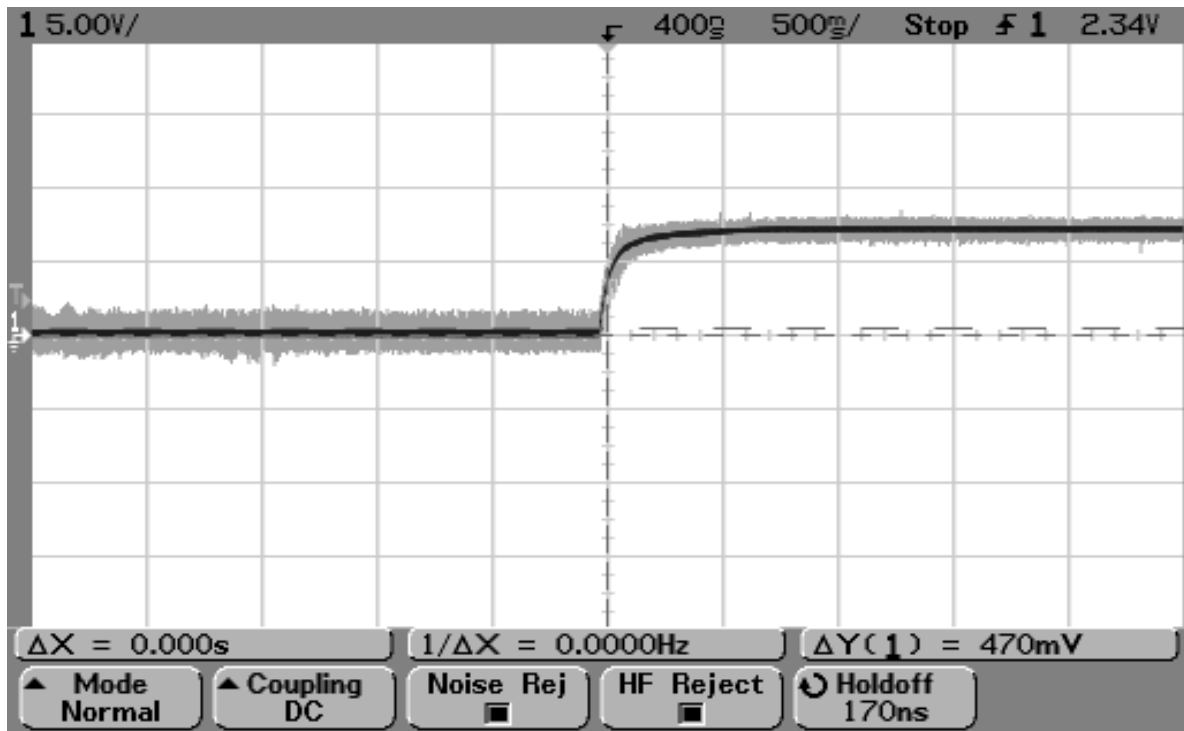


Figura 50: Medição da Constante de Tempo Mecânica com Canal Invertido

Portanto, para cada motor realizou-se este experimento. Divergindo, porém, o procedimento de inferência da constante de tempo a partir do início ao valor de 63,2% do valor final. A tabela 10 traz os valores das constantes de tempo dos motores, inferidas utilizando-se o método de retardamento.

Tabela 10: Momentos de Inércia dos Motores

| Motor | $J(\text{Kg.m}^2)$ |
|-------|-----------------------|
| 1 | $2,39 \times 10^{-4}$ |
| 2 | $2,43 \times 10^{-4}$ |
| 3 | $2,36 \times 10^{-4}$ |
| 4 | $1,7 \times 10^{-4}$ |
| 5 | $1,45 \times 10^{-4}$ |

Funções de Transferências dos Motores:

Neste ponto, todos os parâmetros que compõem a equação 12 foram estimados e, portanto, as funções de transferências que relacionam a tensão de entrada no motor e a respectiva velocidade de saída são expostas a seguir pela tabela 12.

Tabela 11: Modelos Elaborados dos Motores

| Motor | Função de Transferência |
|-------|--|
| 1 | $\frac{\dot{\Theta}(s)}{V_A(s)} = \frac{7,86 \times 10^{-2}}{(7,25 \times 10^{-8})s^2 + (3,62 \times 10^{-4})s + 6,52 \times 10^{-3}}$ |
| 2 | $\frac{\dot{\Theta}(s)}{V_A(s)} = \frac{9,87 \times 10^{-2}}{(2,58 \times 10^{-9})s^2 + (2,15 \times 10^{-5})s + 9,95 \times 10^{-3}}$ |
| 3 | $\frac{\dot{\Theta}(s)}{V_A(s)} = \frac{9,1 \times 10^{-2}}{(5,18 \times 10^{-8})s^2 + (2,94 \times 10^{-4})s + 8,53 \times 10^{-3}}$ |
| 4 | $\frac{\dot{\Theta}(s)}{V_A(s)} = \frac{8,95 \times 10^{-2}}{(5,72 \times 10^{-8})s^2 + (2,49 \times 10^{-4})s + 8,49 \times 10^{-3}}$ |
| 5 | $\frac{\dot{\Theta}(s)}{V_A(s)} = \frac{8,42 \times 10^{-2}}{(4,47 \times 10^{-8})s^2 + (2,13 \times 10^{-4})s + 7,41 \times 10^{-3}}$ |

As respectivas saídas referentes a uma entrada do tipo degrau unitário para cada um dos motores são mostradas pelas figuras 51, 52, 53, 54, 55.

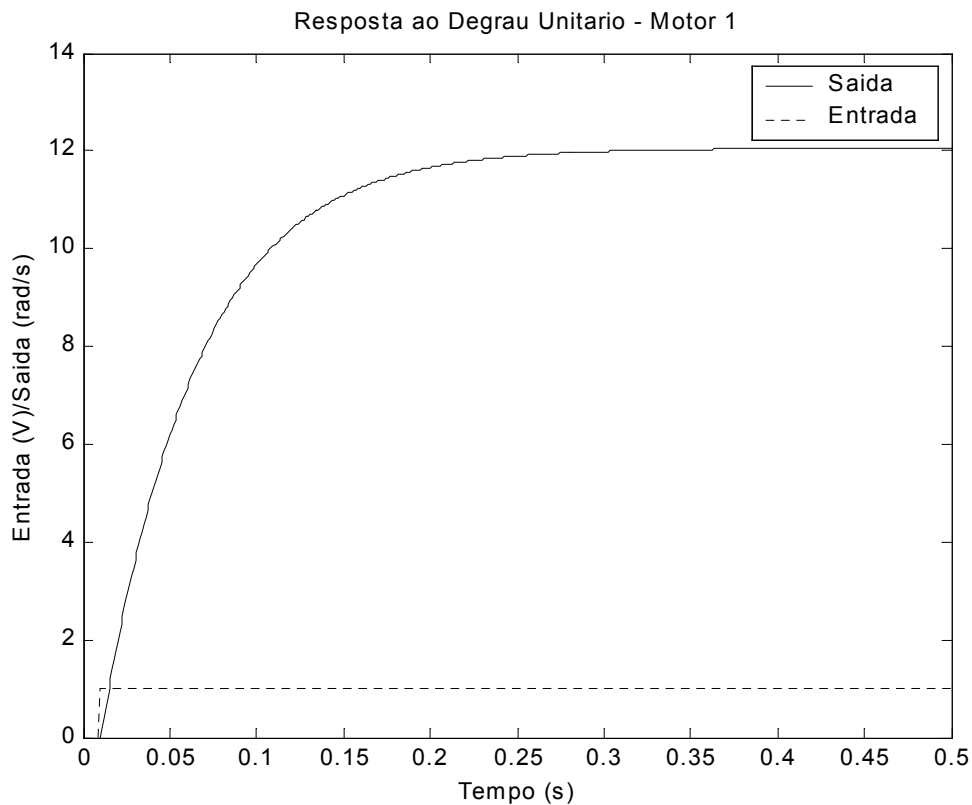


Figura 51: Resposta ao degrau unitário – Motor 1

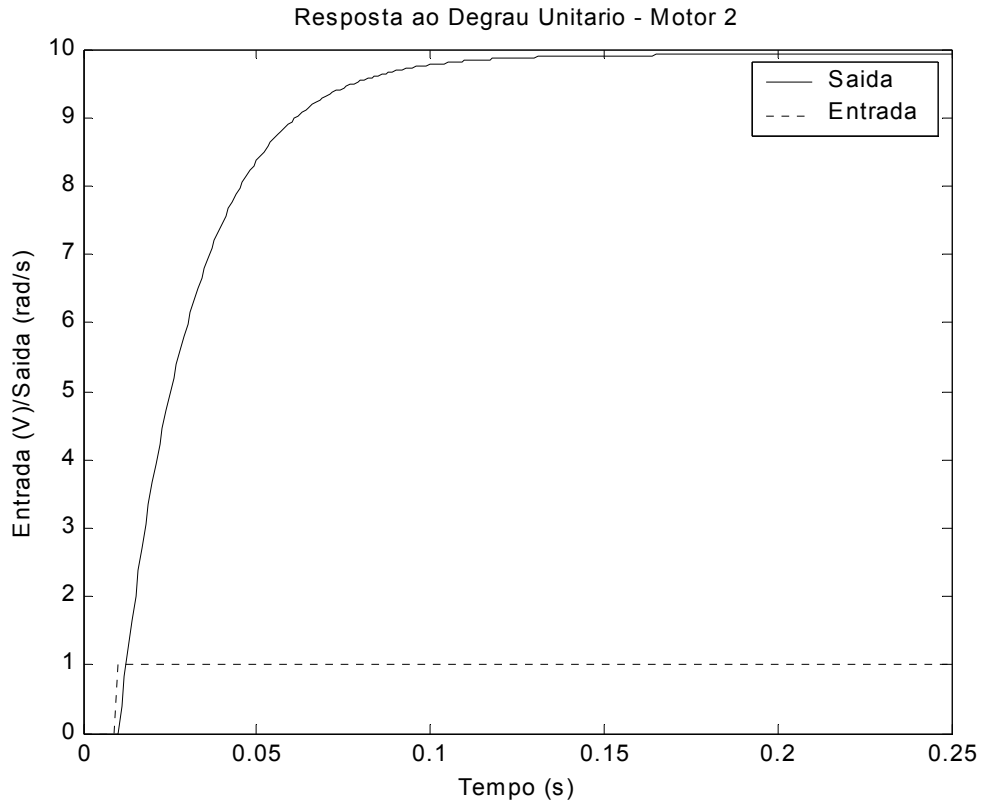


Figura 52: Resposta ao degrau unitário – Motor 2

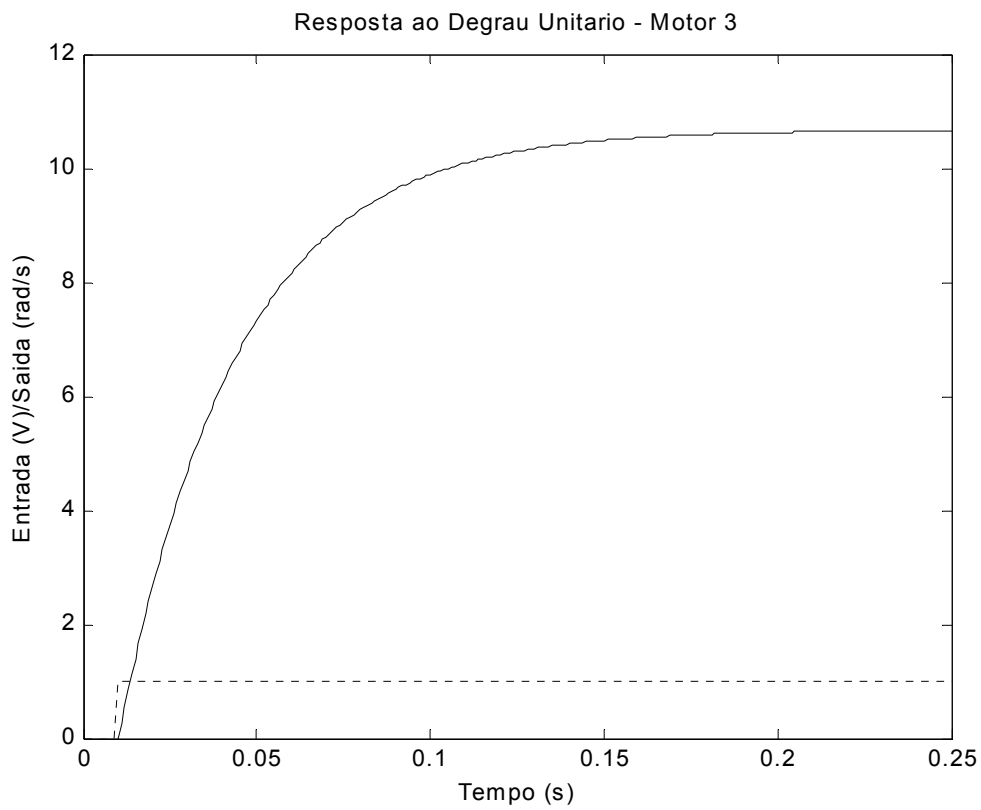


Figura 53: Resposta ao Degrau - Motor 3

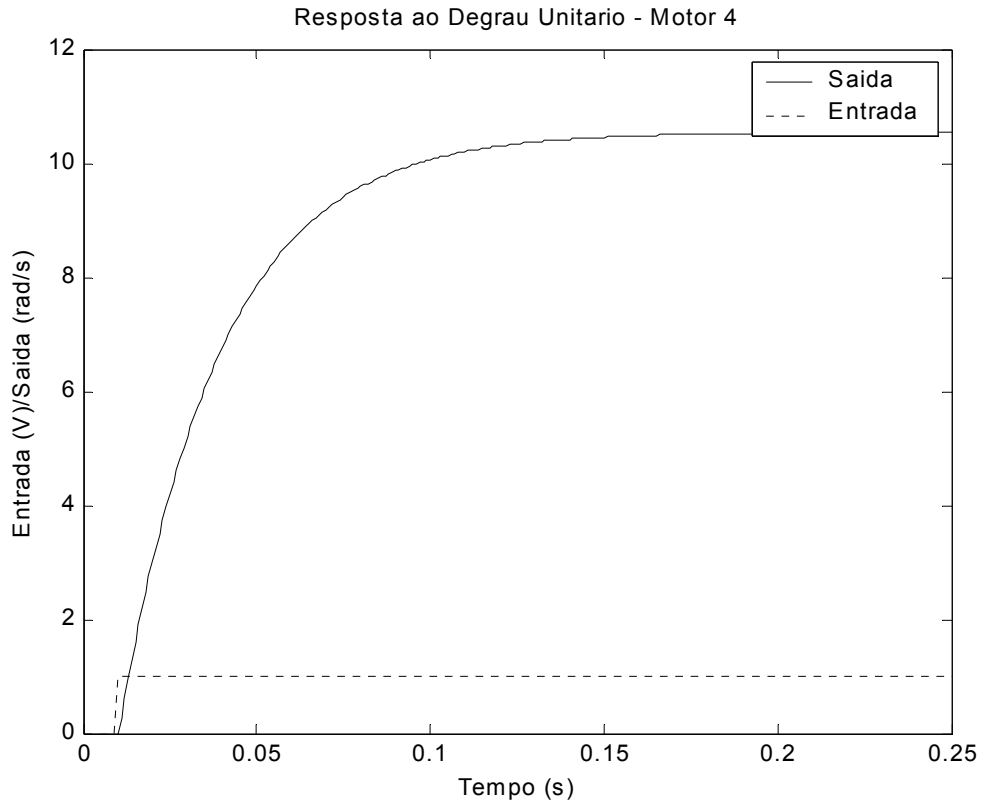


Figura 54: Resposta ao Degrau - Motor 4

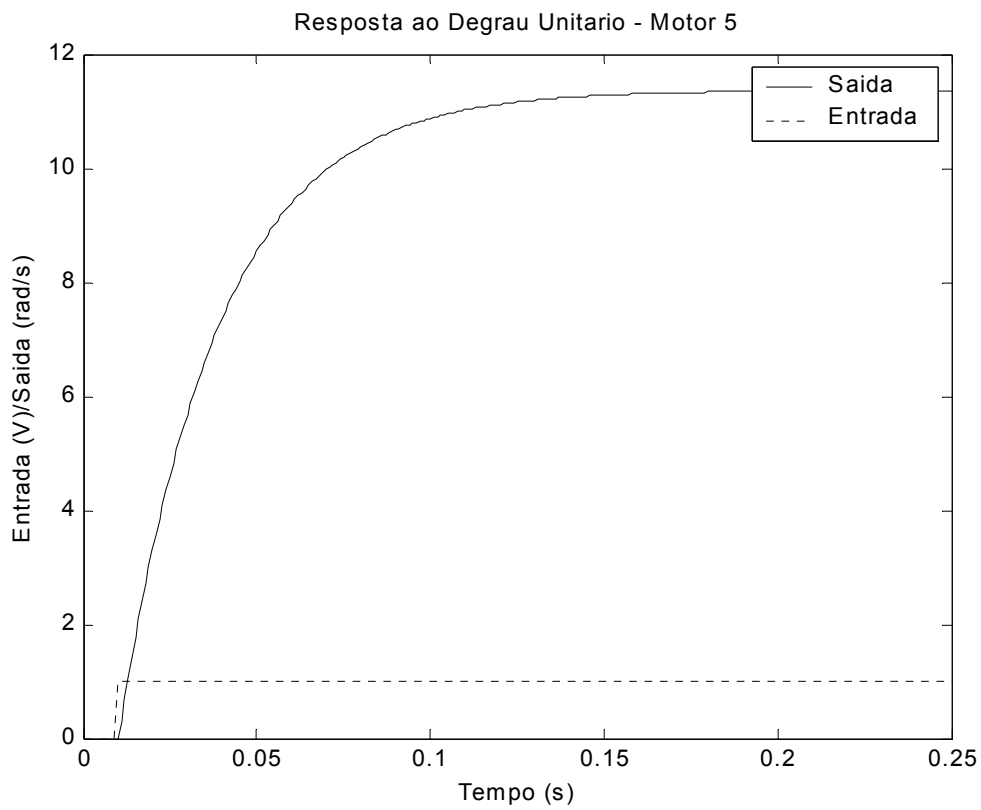


Figura 55: Resposta ao Degrau - Motor 5

6.3 Validação dos Modelos

A fim de validar os modelos encontrados, Tabela 11, outros dados coletados após o procedimento de identificação dos motores fazem-se úteis haja vista que o ganho em estado estacionário pode ser estimado como mostra a equação 22.

$$K = \frac{\theta(\infty)}{v_A(\infty)} \quad (22)$$

onde:

K = ganho da planta em estado estacionário

$\theta(\infty)$ = velocidade atingida pelo motor em estado estacionário

$v_A(\infty)$ = tensão de armadura em estado estacionário

A forma utilizada para estimar o ganho, portanto, foi a utilização de todos os pares de tensão de armadura e velocidade de rotação (em estado estacionário) para a definição do melhor polinômio de primeira ordem que represente a relação, haja vista que o ganho em estado estacionário é o coeficiente multiplicador da única variável independente no polinômio. As figuras a seguir mostram os dados utilizados, a melhor reta obtida por meio da regressão realizada com o software MatLab realizado para o motor 1.

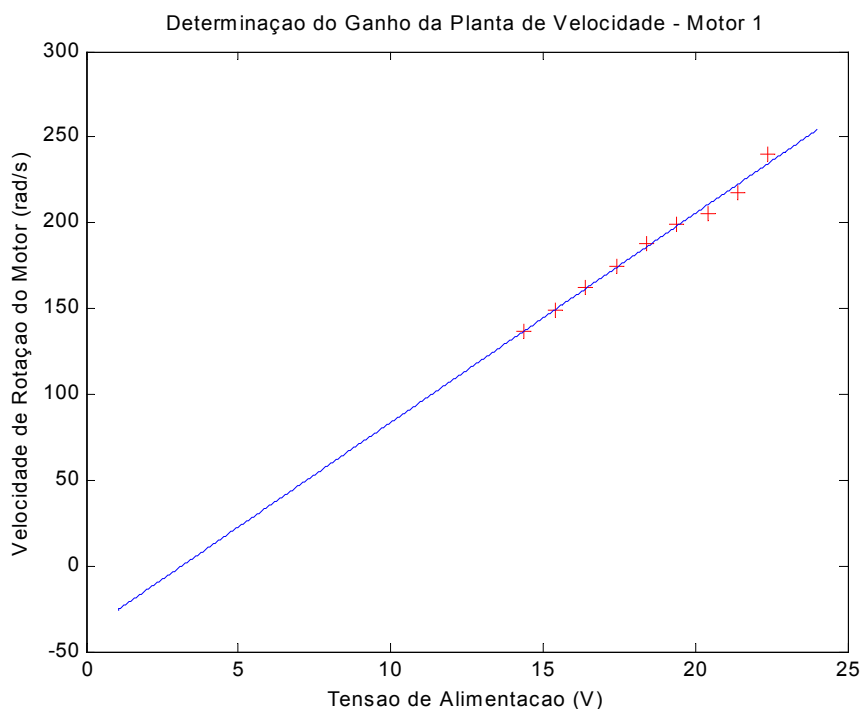


Figura 56: Validação do Ganho em Estado Estacionário da Função de Transferência do Motor 1

Utilizando o teorema do valor final sobre a equação 12 (fazendo $s=0$) para uma entrada do tipo degrau unitário, é possível derivar uma segunda equação para o ganho em estado estacionário. A equação 23 proporciona uma forma de determinar o ganho em estado estacionário da função de transferência (equação 11) e uma forma

de comparar os ganhos de cada função de transferência com os ganhos obtidos por meio da regressão linear citada anteriormente.

$$\lim_{s \rightarrow \infty} G(t) = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) = \frac{K_t}{BR_A + K_t^2} \quad (23)$$

Tabela 12: Comparação dos Ganhos dos Motores

| Motor | Teorema Valor Final K(rad/s/V) | Regressão K(rad/s/V) |
|--------------|---|---------------------------------|
| 1 | 12,04 | 12,19 |
| 2 | 9,91 | 9,58 |
| 3 | 10,67 | 10,98 |
| 4 | 10,54 | 10,81 |
| 5 | 11,36 | 11,57 |

Como pode ser visto, Tabela 12, os valores se aproximam satisfatoriamente, o que valida os modelos para descrever a relação da variável de entrada e de saída em estado estacionário. Por outro lado nenhuma informação há em relação ao comportamento transitório dos motores.

A fim de validar o comportamento transitório dos motores dadas as condições momentâneas não havia outra forma senão aplicar um sinal de teste sobre os motores, caracterizar a resposta transitória, isto é, determinar os pólos dominantes e compara-los. Utilizando os tacômetros existentes nos motores, pode-se coletar as respostas dos motores à entradas do tipo degrau. A Figura 57 ilustra uma das respostas coletadas.

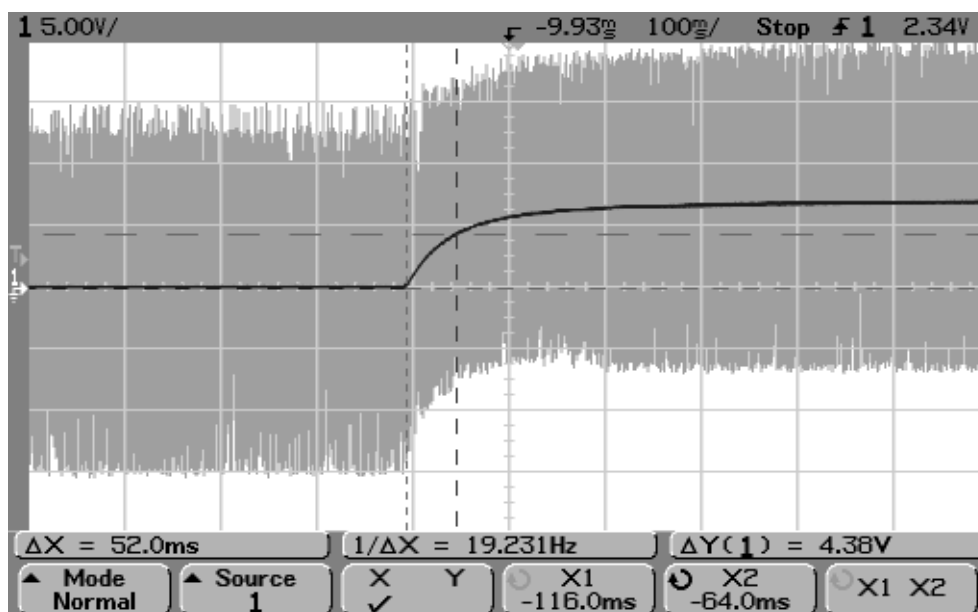


Figura 57: Exemplo de coleta de teste para identificação do motor

De fato, o ganho em estado estacionário será distinto, haja vista a utilização de um sensor diferente. Contudo, objetivando caracterizar apenas a resposta transitória dos motores, a utilização dos tacômetros permite caracterizar os pólos dominantes da resposta transitória.

A Tabela 13 exibe os pólos das funções de transferências dos motores, juntamente com os pólos, caracterizadas por meio dos testes.

Tabela 13: Comparação entre os pólos das FT dos motores e os determinados por medição

| Motor | Equação 11 pólos em s | Medição pólos em s | Medição Atraso Puro de Tempo (segundos) |
|--------------|----------------------------------|-------------------------------|--|
| 1 | s = -4982,9 e s = -18,04 | s = -19,23 | 400 μ |
| 2 | s = -8304,4 e s = -29,53 | s = -36,76 | 300 μ |
| 3 | s = -5653,5 e s = -29,12 | s = -33,78 | 220 μ |
| 4 | s = -4315,3 e s = -34,35 | s = -35,71 | 170 μ |
| 5 | s = -4728,3 e s = -35,03 | s = -37,03 | 200 μ |

Constata-se que os pólos dominantes se aproximam satisfatoriamente, entre os medidos e os modelados. Por outro lado os pólos dominantes da função de transferência estimada são todos mais lentos que os pólos medidos. Observa-se o fato de os motores terem exibido comportamento não linear. Este comportamento não linear se deu de forma que a constante de tempo dominante de cada motor aumentava à medida que a amplitude dos sinais de teste (degraus) também aumentavam.

Assim, um fator que deve ser considerado, conforme descrito anteriormente, os módulos A.I.C. são capazes de acionar qualquer tipo de atuadores com uma tensão máxima de 24V, apesar dos motores terem tensão de operação nominal de 35V. Portanto, considerar os valores das constantes de tempo estimados a partir das várias medições (média das constantes de tempo - Figura 57) para cada motor se mostra como um valor ainda mais adequado na representação do comportamento dinâmico dos motores.

Isto posto, decidiu-se por dar prosseguimento aos trabalhos, utilizando-se como modelo dinâmico um modelo de primeira ordem mais tempo morto (POTM), cujo ganho é o ganho estimado a partir do teorema do valor final sobre as funções de transferências estimadas (Tabela 11), mas a constante de tempo estimada a partir das medições (Tabela 13). A equação 24 mostra a estrutura de um modelo POTM.

$$G(s) = \frac{K}{(\tau)s + 1} e^{-ts} \quad (24)$$

onde:

K = ganho da planta

τ = constante de tempo dominante

θ = tempo moto

Tabela 14: Funções de Transferência para o controle de velocidade dos motores

| Motor | Função de Transferência |
|-------|--|
| 1 | $\frac{\dot{\Theta}(s)}{V_A(s)} = \frac{12,04}{(0.052)s + 1}$ |
| 2 | $\frac{\dot{\Theta}(s)}{V_A(s)} = \frac{9,91}{(0.0272)s + 1}$ |
| 3 | $\frac{\dot{\Theta}(s)}{V_A(s)} = \frac{10,67}{(0.0296)s + 1}$ |
| 4 | $\frac{\dot{\Theta}(s)}{V_A(s)} = \frac{10,54}{(0.028)s + 1}$ |
| 5 | $\frac{\dot{\Theta}(s)}{V_A(s)} = \frac{11,36}{(0.027)s + 1}$ |

De qualquer forma, o modelo de segunda ordem levantado será ainda utilizado para realizar o desacoplamento da perturbação pela estrutura de controle proposta.

6.4 Plantas de Posição do Motor C.C.

A estrutura de modelo apresentada pela equação 24 representará a dinâmica do motor, necessariamente formada pelo pólo dominante, um ganho e, se for necessário, um atraso de tempo que pode servir para representar uma característica semelhante a um atraso. Por fim, incorporando o integrador como descrito anteriormente, a estrutura de modelo que será utilizada é dada pela equação 25, veja Tabela 15.

$$G(s) = \frac{K}{(\tau)s^2 + s} e^{-\theta s} \quad (25)$$

Tabela 15: Funções de Transferência para o controle de posição dos motores

| Motor | Função de Transferência |
|-------|--|
| 1 | $\frac{\Theta(s)}{V_A(s)} = \frac{12,04}{(0.052)s^2 + s}$ |
| 2 | $\frac{\Theta(s)}{V_A(s)} = \frac{9,91}{(0.0272)s^2 + s}$ |
| 3 | $\frac{\Theta(s)}{V_A(s)} = \frac{10,67}{(0.0296)s^2 + s}$ |
| 4 | $\frac{\Theta(s)}{V_A(s)} = \frac{10,54}{(0.028)s^2 + s}$ |

| | |
|---|---|
| 5 | $\frac{\Theta(s)}{V_A(s)} = \frac{11,36}{(0.027)s^2 + s}$ |
|---|---|

Capítulo 7

Projeto dos Controladores

7.1 Introdução

O presente trabalho teve como meta projetar os controladores para os atuadores para a célula robótica ASEA IRB6 S2 que comporão, portanto, uma camada de baixo nível do sistema do robô - a camada de controle das juntas.

Todo o sistema que será futuramente projetado sobre a camada de controle de juntas deverá interagir com esta mesma camada. Dessa maneira, fez-se necessário considerar a interface de aplicação entre esta camada e as superiores, veja Figura 58. A melhor estrutura para controladores, levando-se em consideração a sintonia dos parâmetros dos mesmos, é a estrutura PID. Os controladores PID possuem apenas três parâmetros que são normalmente referenciados como 'ganho proporcional', 'ganho integral' e 'ganho derivativo'; conseqüentemente, estes poderão ser facilmente, quando necessário for, re-sintonizados sem implicar em uma mudança na camada de controle de juntas. Resumidamente, pode-se dizer que a utilização de uma estrutura PID como estrutura de controle possibilita estabelecer um nível de abstração para o usuário da camada. Mais do que isso, esta estrutura de controlador diminui o re-trabalho durante a re-sintonia, do contrário, o usuário da camada de controle de juntas teria que conhecer profundamente toda a implementação desta e, então, modificar os ganhos ou mesmo a estrutura dos controladores implementados.

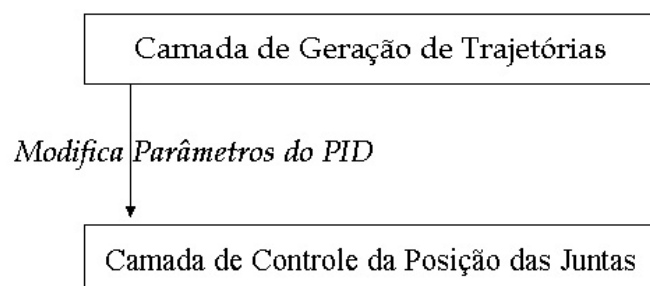


Figura 58: Interface Camada de Geração de Trajetórias e Camada de Controle de Posição

Toda esta arquitetura pode ser implementada em forma de bibliotecas determinando uma A.P.I. do sistema de controle das juntas que, por conseguinte, podem ser

utilizadas em programas que constituam camadas superiores, como programas de estabelecimento de trajetórias.

Portanto, considerando todas as características desejáveis à camada de controle das juntas, a estrutura PID mostra-se completamente adequada para todos os propósitos aqui citados.

Conforme citado anteriormente, capítulo 5, a proposta para este trabalho é utilizar controladores para o controle das juntas, associado a desacopladores que irão desacoplar as malhas. Expôs-se também no início do capítulo 6 que seria modelado apenas os motores, dado o tempo que seria demandado para executar o modelo de todos os pontos de operação de cada junta.

7.2 Controladores PID

Conhecidos também como “controladores de três termos”, os controladores PID são compensadores intensivamente utilizados no controle de processos industriais. Sua popularidade pode ser atribuída em parte ao seu bom desempenho em larga faixa de condições de operação. Outro fator que contribui é a considerável simplicidade estrutural, o que permite aos responsáveis (operadores, no caso de indústrias) operá-los facilmente.

Não importando a forma usada, pode-se dizer que o sinal de controle oriundo do controlador PID pode ser visto como a soma de três sinais obtidos a partir do sinal de erro, conforme mostra sua equação contínua (26 ou 27) ou em forma de diagrama de blocos mostrada pela Figura 59.

$$m(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (26)$$

ou

$$m(t) = K(e(t) + \frac{1}{\tau_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + \tau_D \frac{de(t)}{dt}) \quad (27)$$

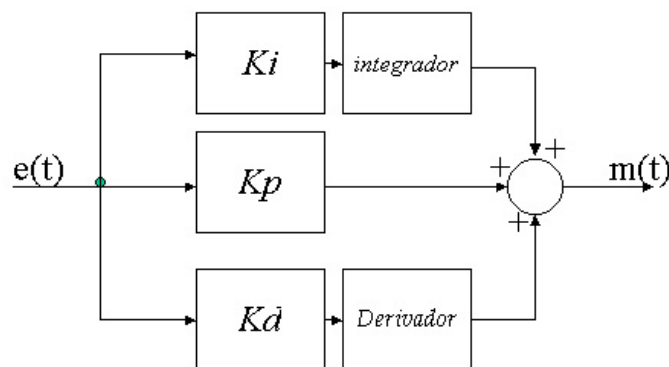


Figura 59: Controlador PID em diagrama de blocos

Apesar de termos a disponibilidade das três ações básicas, dependendo da aplicação, não será necessária a utilização de uma ou mais destas ações. Por exemplo, em uma planta do tipo um (i.e., apresentando um pólo na origem) a utilização da ação integral não se fará necessária se o objetivo de controle for o de seguir, com erro nulo, um sinal de referência constante como degrau. Na prática, estes controladores podem ser implementados por meio de duas formas como mostram as equações 28 e 29 no domínio da frequência.

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{\tau_I s} + \tau_D s \right) \quad (28)$$

onde:

K_C = ganho proporcional

τ_I = tempo integral

τ_D = tempo derivativo

ou

$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (29)$$

onde:

K_P = ganho proporcional

K_I = ganho integral

K_D = ganho derivativo

Indiferentemente à estrutura utilizada, os controladores PID são compostos por dois zeros e um pólo conforme mostrado pela equação 30, bastando igualar termo a termo dos polinômios, para realizar a conversão de uma estrutura em outra.

$$G_C(s) = \frac{(K_C \tau_D \tau_I) s^2 + (K_C \tau_I) s + K_C}{s} = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s} \quad (30)$$

Faz-se necessário observar que se fizermos o termo K_I da equação 30 igual a zero, temos, então, um controlador PD. Por outro lado, se fizermos o termo K_D da mesma equação igual a zero, temos um controlador PI. Tanto o PI, quanto o PD são compensadores derivados da estrutura PID que produzem resultados distintos e são, portanto, adequados a processos e metas de desempenho também distintas.

Um ponto interessante que pode ser notado na estrutura de um PID é o fato de seus termos compor um compensador impróprio (maior número de zeros que pólos). De certa forma esta afirmativa está correta levando em consideração a equação 26, mas

se mostra errônea haja vista a utilização de um pólo compondo o tempo derivativo cujo objetivo é limitar o ganho para sinais de altas frequências; compondo, portanto, uma estrutura com o mesmo número de pólos que zeros.

7.2.1 Banda Proporcional

Por várias razões - limite na quantidade de energia disponível, medidas de segurança etc - na prática não é possível aplicar à uma planta ou processo uma entrada ilimitada. Portanto, existe um limite máximo m_{MAX} e um limite mínimo m_{MIN} para a ação de controle. Dessa forma, o sinal de controle dado pela equação 31 pode ser re-escrito genericamente como:

$$m(t) = Kf(e(t)) = Kw(t) \quad (31)$$

onde f denota uma função genérica.

Considerando-se os limites do controle, pode-se afirmar, sem perda de generalidade, que o sinal que será efetivamente aplicado pode ser descrito como:

$$m(t) = \begin{cases} u_{\max} & \text{se } Kw(t) > u_{\max} \\ Kw(t) & \text{se } u_{\min} \leq Kw(t) \leq u_{\max} \\ u_{\min} & \text{se } Kw(t) < u_{\min} \end{cases}$$

Assim, se $Kw(t) > u_{\max}$ ou se $Kw(t) < u_{\min}$ diz-se que há saturação da ação de controle. Este fato implica em comportamento não linear do controlador. Portanto, para que o comportamento do controlador PID seja dado exatamente por 31, isto é, o sinal $Kw(t)$ deve permanecer dentro do intervalo $[w_1, w_2]$ onde $w_1 = u_{\min}/K$ e $w_2 = u_{\max}/K$. A largura do intervalo $[w_1, w_2]$ é o que se chama de banda proporcional, P_b , equação 32:

$$P_b = w_2 - w_1 \quad (32)$$

podendo, portanto, ser escrito:

$$u_{\max} - u_{\min} = KP_b$$

O que revela que quanto maior a banda proporcional, mais dificilmente ocorrerá saturação de controle, uma vez que maior será a região de comportamento linear para o controlador PID.

7.2.2 Controlador Proporcional

Para processos simples do tipo um, controladores de ação puramente proporcional podem proporcionar controle satisfatório. Estes processos são comumente referidos como processos “Não Auto-Regulatórios”, haja vista que a saída não se estabiliza para uma entrada em degrau.

Em muitos controladores PID industriais, especifica-se o valor da banda proporcional em valor percentual ao invés de especificar diretamente o valor de K_p , como mostrado pela equação 33.

$$K = \frac{100}{P_b} \quad (33)$$

observa-se que a medida que o ganho proporcional aumenta, a banda proporcional diminui e maior é o esforço de controle.

Mas o maior problema deste compensador é, analisando a resposta do sistema em regime permanente, o fato do mesmo não ser suficiente para que não exista erro em estado estacionário. É fácil compreender este problema, haja vista que a ação de controle é proporcional ao erro, implicando na inexistência de saída se não houver erro.

7.2.3 Controlador Proporcional-Integral (PI)

A função principal da ação integral é fazer com que processos do tipo zero sigam, com erro nulo, a referência do tipo degrau. Entretanto, a ação integral se aplicada isoladamente tende a piorar a estabilidade relativa do sistema.

A ação isolada de um pólo integrador tende a piorar a estabilidade relativa do sistema porque é introduzido um atraso de fase de 90 graus, o que tende a diminuir tanto a margem de ganho, quanto a margem de fase do sistema controlado. Para contrabalançar este fato, a ação integral é em geral utilizada em conjunto com a ação proporcional constituindo o controlador PI, cujo sinal de controle é dado pela equação 29 ou 30 fazendo o ganho derivativo igual a zero ou pela equação 28 fazendo o tempo derivativo igual a zero.

Observando a equação de um PI derivada da equação 28, nota-se que este compensador possui um zero em $(-1/\tau_i)$ que tende a compensar o efeito desestabilizador do pólo na origem. Como consequência, qualquer filtro possuindo um pólo na origem e um zero estritamente negativo, constitui potencialmente um controlador PI.

Para uma referência constante, em regime permanente, pode-se citar dois pontos chaves da ação de um PI.

- a parcela relativa à ação proporcional será nula. Isto é justificado pelo fato de que o erro em regime permanente é nulo.
- a parcela relativa à ação integral será constante. Como o erro em estado estacionário é igual a zero, o integrador para de realizar a integração e mantém em sua saída o valor até então armazenado ao longo do tempo. O valor armazenado dependerá do ganho estático da planta e do valor da referência constante.

7.2.4 Controlador Proporcional-Derivativo (PD)

Dependendo da dinâmica do processo em questão, o sinal de controle estará em “atraso” para corrigir o erro (por exemplo, plantas com tempo morto). Este fato é responsável por respostas transitórias com grande sobre-elevação e período de oscilação, podendo, em um caso extremo, gerar respostas instáveis.

A ação derivativa quando combinada com a ação proporcional tem justamente a função de “antecipar” a ação de controle a fim de que o processo reaja mais rápido. Neste caso, o sinal de controle a ser aplicado é proporcional a uma “predição” da saída do processo.

Analisando a estrutura de um controlador PD, a partir da equação 25 com τ_I igual a zero, tem-se aproximadamente:

$$m(t) = K_p e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

que nada mais é que compor a ação de controle a partir da previsão do erro futuro (τ_D unidades de tempo a frente), considerando que:

$$e(t + \tau_D) = K(e(t) + \tau_D \frac{de(t)}{dt})$$

Esta ação preditiva tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema e a tornar a resposta transitória do mesmo mais rápida. Estas características podem ser explicadas pelo zero que é introduzido que faz com que seja aumentada a faixa de passagem do sistema. Por outro lado, a componente derivativa da ação de controle é nula em estado estacionário, o que o torna em um controlador puramente proporcional.

Outro aspecto importante na implementação de controladores com termo derivativo é a necessidade de incluir um pólo a fim de limitar o ganho em altas-freqüências. A função de transferência de um PD é dada pela equação 34:

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{\tau_D p s}{s + p}\right) = K_C \frac{(1 + \tau_D p)(s + \frac{p}{1 + p \tau_D})}{s + p} \quad (34)$$

Pode-se constatar que o zero do controlador PD está sempre à direita do pólo. Nota-se também que ao aumentarmos τ_d , o zero do controlador tende a origem, significando a predominância da ação derivativa. De uma maneira geral, qualquer filtro cuja função de transferência constitui-se de um pólo e um zero, estritamente negativos e com o módulo do pólo maior que o módulo do zero, representa potencialmente um controlador PD. Por sua resposta em frequência, os controladores PD, são equivalentes a compensadores de avanço de fase.

7.2.5 Controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID)

O controlador PID combina as vantagens do controlador PI e PD. A ação integral está diretamente ligada à precisão do sistema, sendo responsável pelo erro nulo em regime permanente à uma entrada constante. O efeito desestabilizador do controlador I é contrabalançado pela ação derivativa, que tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema ao mesmo tempo em que torna a resposta do sistema mais rápida devido ao seu efeito antecipatório.

Portanto, a equação genérica de um controlador PID não é a equação 28, mas a seguinte equação 35.

$$G_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{\tau_I s} + \frac{\tau_D p s}{s + p} \right) \quad (35)$$

ou

$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{\tau s + 1} \quad (36)$$

Sendo a equação 36 a estrutura escolhida para a implementação no controle dos motores das juntas do robô.

7.3 Características de Desempenho para o Robô

Para facilitar a determinação das metas de desempenho do sistema robótico fará-se uso da descrição de uma aplicação real do mesmo, de forma a colocar no ar questões que serão, a seguir, pouco a pouco discutidas. Considera-se a seguinte situação de operação: deseja-se realizar a soldagem de uma determinada peça com uma determinada velocidade. Esta peça se encontra em uma posição dentro do espaço de trabalho do sistema robótico. Então, programa-se ponto a ponto a trajetória que deverá ser executada pelo manipulador, mas para que a execução desta tarefa seja realizada de maneira eficiente torna-se desejável o deslocamento rápido do elemento terminal do robô até o ponto inicial da trajetória e que a trajetória de soldagem seja seguida sem erro.

O controle de robôs é fundamentalmente baseado no controle de trajetórias, isto é, a posição, $p(x,y,z,\psi,\theta_p,\varphi)$, do elemento terminal é determinada a cada instante de tempo, t , específico. Os parâmetros que definem a posição e orientação do elemento terminal são, por outro lado, definidos a partir do estabelecimento unívoco da posição de cada uma das juntas que compõem a estrutura do robô (equações de cinemática inversa). A Figura 60 ilustra uma possível trajetória calculada para um manipulador e a execução da mesma pelo manipulador.

O evento representado pela Figura 60 demonstra erro em seguimento de trajetória. Erro de seguimento de trajetória é uma característica inadequada quando se analisa a questão da segurança dos operadores e equipamentos que podem se encontrar próximos aos robôs, mas completamente inaceitável analisando a questão da qualidade (precisão, exatidão, repetibilidade etc) das várias tarefas que são executadas por robôs.

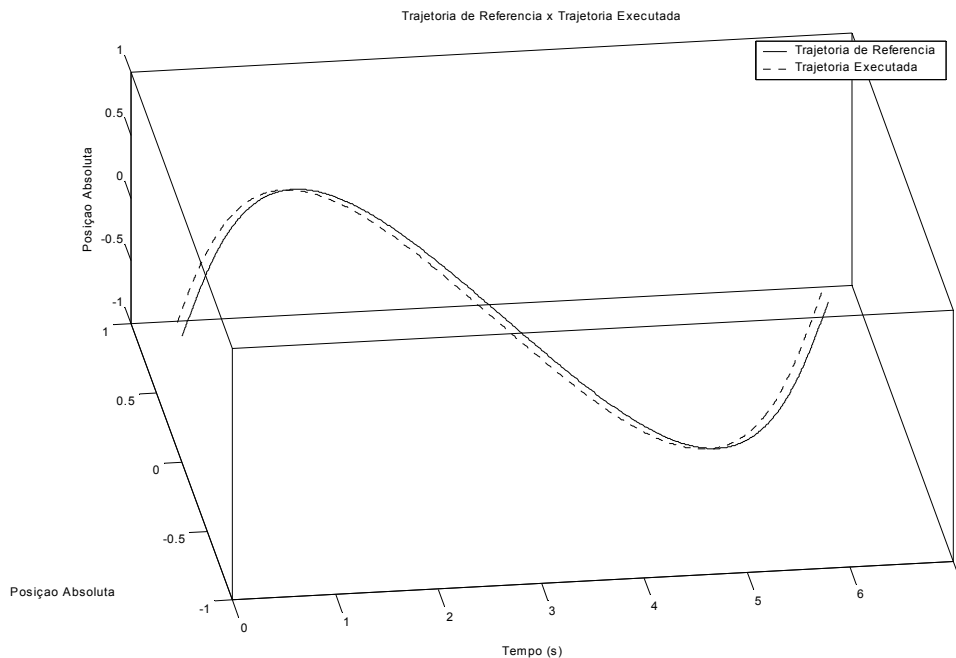


Figura 60: Trajetória Desejada X Trajetória Executada

Portanto, considerando entradas do tipo rampa como uma forma particular de referência de trajetória e não “referência de velocidade”, pode-se colocar como meta para o sistema de controle **1 - o seguimento de entradas do tipo rampa sem erro em regime permanente**. O valor da inclinação da rampa implicará na velocidade em que a trajetória estará sendo executada.

Em se tratando de um sistema de controle digital, pode-se aproximar uma trajetória de referência a partir de pequenos degraus que possuem valores determinados. A Figura 61 mostra a aproximação de uma trajetória por pequenos degraus. Por outro lado, analisando a situação descrita logo no começo desta seção, menciona-se a necessidade de que o robô se movimente com uma velocidade maior até o ponto inicial da trajetória. Levando em consideração um sistema de controle discreto, cuja

taxa de estabelecimento de referência é constante, a única alternativa disponível a fim de variar a inclinação da trajetória de referência é aumentando a amplitude dos passos.

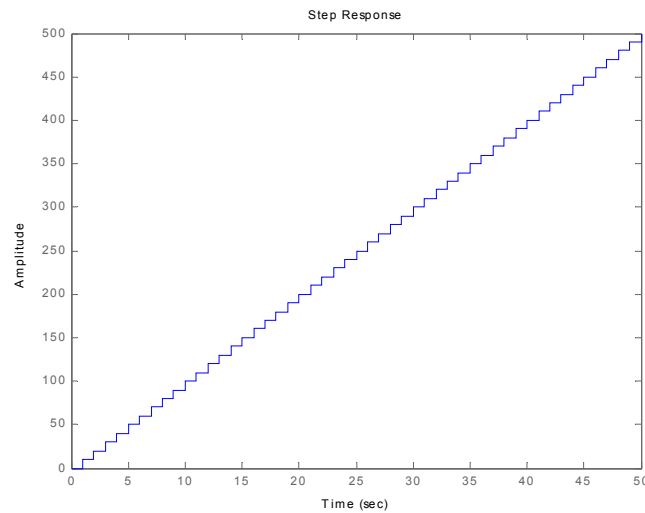


Figura 61: Trajetória de Sistema Robótico com Controle Digital

À medida que os degraus são aumentados passa a ser importante considerar também a resposta desejada para a o sistema em malha fechada submetido à uma entrada do tipo degrau. Ainda neste contexto, mas analisando particularmente o exemplo dado no início da seção 7.2, existe um detalhe que deve ser considerado. O último degrau de referência exige que **2 - o sistema não possua sobre-elevação ("overshoot") tal que seja perceptível.**

Pode-se afirmar que o sistema de gerência (Figura 62) que será implantado no robô é, portanto, um sistema que elabora referências de posição em instantes de tempo determinados em uma camada de geração de trajetória. Estas referências são periodicamente repassadas à camada de controle das juntas, implicando em sinais de entrada de trajetórias.

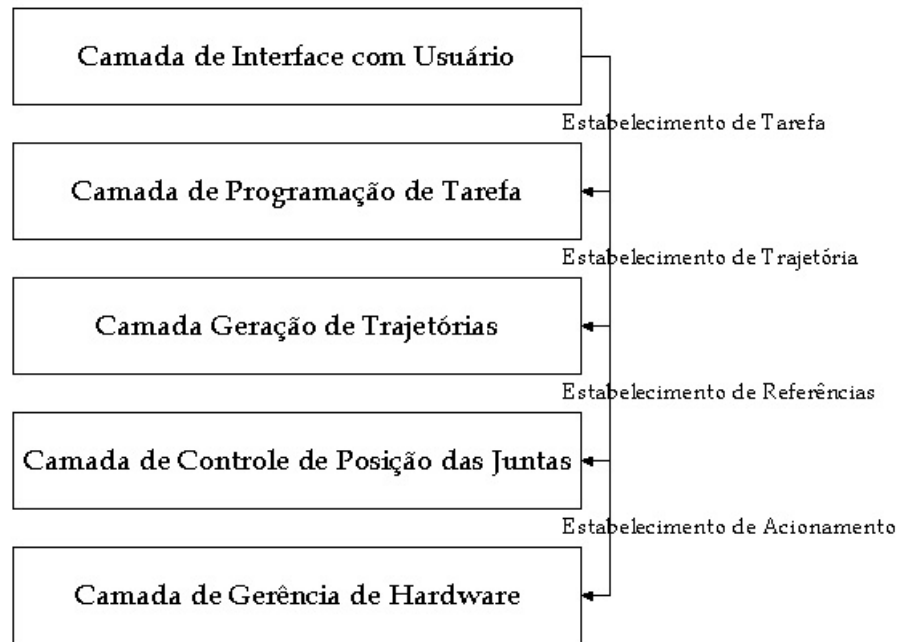


Figura 62: Organização das Camadas de um sistema de gestão robótica

7.4 Quantificação das Metas de Desempenho

Conforme descrito no Capítulo 4 (Caracterização do Sistema Robótico ASEA IRB-6 S2) o elo que possui a maior medida é o elo que fica entre a Junta 3 e a Junta 4, possuindo 690 mm. Considerando esta escala de grandeza, é adequado considerar uma projeção de trabalho do braço do manipulador máxima, P_{max} , como sendo 1000mm.

Portanto:

- 1) Impõe-se a restrição de exibição de sobre-elevação maior que 0.8 mm no final da projeção do braço;
- 2) Levando em consideração o fato que a maior velocidade obtida de um motor em uma junta foi de aproximadamente 100 rad/s (o que implica em um degrau de 1 rad de incremento para um sistema discreto operando a 100 Hertz);
- 3) E sabendo o ganho das reduções

Define-se por 35, a meta de ultrapassagem percentual máxima de 10%.

$$S_M = \frac{S_{max}}{P_{max} G_R} \tag{36}$$

$$U.P. = \frac{S_M * 100}{R_{max}}$$

onde:

S_M =sobre-elevação da resposta da posição do eixo do motor

S_{max} =sobre-elevação máxima da projeção do braço do manipulador

G_R =ganho de redução da junta

R_{max} =sinal de entrada do tipo degrau de máxima amplitude (1 rad)

Escolhe-se a Junta 4 a fim de exemplificar o cálculo realizado pela equação 36. Sabe-se que o degrau máximo a que um motor será submetido é de $R_{max} = 1$ rad. Sabe-se também que a redução desta junta é $G_R = 1/128$. Portanto:

$$S_M = (0,8\text{mm}/1000\text{mm}) / (1/128) = 0,1024;$$

$$U.P. = (0,1024 * 100) / 1 \text{ rad} = \mathbf{10,24\%}$$

Dessa forma, para um sobre-sinal máximo de 10%, uma projeção máxima de 1000mm e sabendo que a amplitude máxima de degrau dada no motor sendo de 1 rad, a oscilação máxima de cada junta é dada na Tabela 16.

Tabela 16: Oscilação Máxima Para Cada Junta

| Junta | Oscilação Máxima (mm) |
|-------|-----------------------|
| 1 | 0,6 |
| 2 | 0,7 |
| 3 | 0,65 |
| 4 | 0,78 |
| 5 | 0,78 |

Deseja-se que o tempo decorrido para a resposta atingir 63,2% do seu valor final seja entre 30ms e 60ms, isto é, que a resposta da posição do motor seja próxima às constantes de tempo das respostas de velocidades dos motores em malha aberta, como encontrado no capítulo 6. Impõe-se, também, que o tempo de subida da resposta de posição dos motores não sejam maiores que 100ms, considerando o sobre-sinal.

7.5 Projeto de Controladores PID

Para o projeto dos controladores dos atuadores do robô ASEA IRB-6 S2 optou-se pelo método do Lugar das Raízes porque este método possibilita ao projetista do sistema de controle ter mais domínio do projeto. Este domínio se dá a partir da possibilidade de analisar o impacto nas raízes da equação característica à medida que os parâmetros do compensador são variados.

7.5.1 Projeto de Controladores PID usando o Método do Lugar das Raízes

Como explicado na seção 7.2, a estrutura do compensador necessário nesta aplicação é de, no mínimo, um controlador PI, porque apesar de a planta já possuir um pólo integrador, tem-se como meta para o sistema (planta e compensador) que este seja, em malha aberta, do Tipo II, de forma que exiba erro nulo em regime permanente como resposta a uma entrada do tipo rampa.

Por outro lado, como se sabe, o termo derivativo aumenta a banda de passagem do sistema deixando o mesmo potencialmente mais rápido. Por isso, a utilização de compensadores PID (utilizando os três termos) também se mostra como uma boa opção. Principalmente considerando a proposta para o controle do robô, capítulo 5, isto é, o desacoplamento da dinâmica das juntas é pertinente um sistema de controle que responda rapidamente às perturbações, portanto a estrutura PID se mostra como uma solução ainda mais atraente. Portanto, há a necessidade de se analisar a capacidade de compensação destas duas estruturas para que seja feita a opção pela estrutura que proporcione melhor desempenho.

Desta forma, utilizando como planta de desenvolvimento a Junta 1, será feito o projeto de controladores PI e PID para a comparação do desempenho dos mesmos em condições pertinentes à aplicação em questão.

Para o projeto dos controladores utilizou-se uma amostragem de 100 Hertz, considerando que o sistema estará operando nesta frequência com a mudança do sistema operacional das A.I.C.s de Java para C++.

Projeto Controlador PI

O modelo do motor à vazio da Junta 1, dado pela Tabela 15, é reescrito a seguir :

$$G(s) = \frac{12,04}{(0,052)s^2 + s} \quad (44)$$

Como mencionado este modelo possui um pólo integrador ($s=0$), um pólo em $1/0,052$ ($s=19,23$) e nenhum zero. A Figura 63 mostra os pólos desta função de transferência no plano real-imaginário (plano s).

Estando definidas as posições dos pólos da planta no plano s , pode-se utilizar as técnicas descritas na seção 7.4.1 para aplicar o método do Lugar das Raízes e esboçar o diagrama do Lugar das Raízes da equação 44 compensada por uma estrutura PI.

A fim de estabelecer um sistema do Tipo II composto pela função de transferência da posição do motor e o compensador PI, o pólo do compensador deve ser posicionado sobre a origem do plano s .

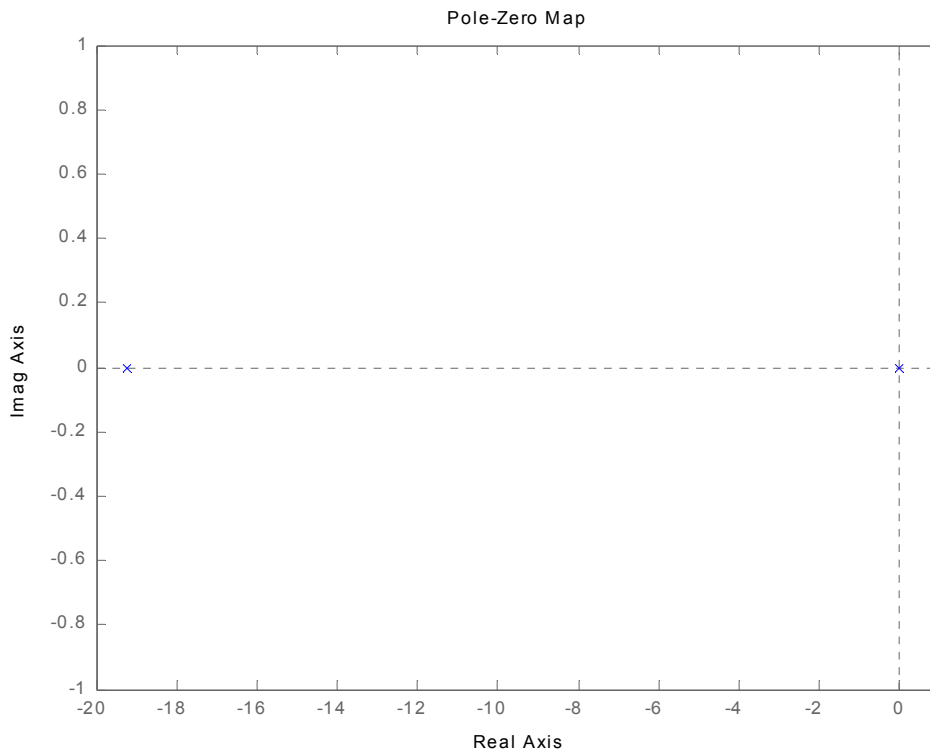


Figura 63: Determinação dos Pólos e Zeros no plano s

A partir da análise da diferença de pólos e zeros do sistema compensado por um controlador PI, constata-se que o zero deve estar obrigatoriamente localizado no plano s em um ponto maior que o pólo mais rápido do modelo da posição do motor; caso contrário o sistema será obrigatoriamente instável.

A análise da equação 42 informa, particularmente neste caso, que a posição do centróide valerá no máximo $s=9,615$. Neste ponto os pólos seguem as assíntotas. Portanto, considerando uma resposta de segunda ordem, a constante de tempo dominante mais rápida que pode ser conseguida para a resposta deste sistema com esta compensação, PI, é de 104ms.

Este valor de constante de tempo não satisfaz as metas de desempenho especificadas na seção 7.3 para o sistema. Contudo, após o estabelecimento da sintonia adequada o diagrama do lugar das raízes do sistema é mostrado na Figura 64.

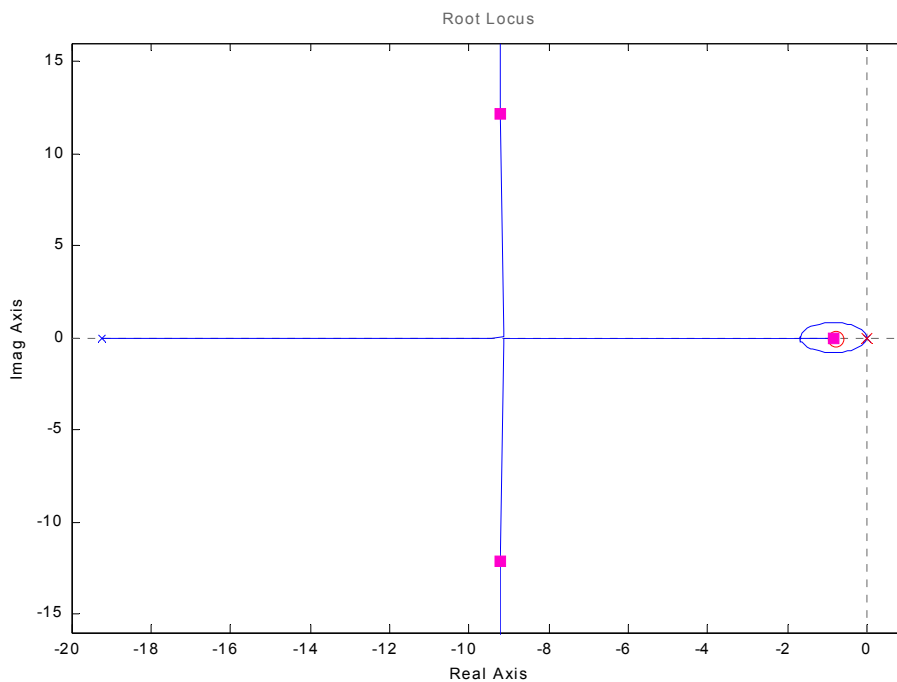


Figura 64: Lugar das Raízes Do Sistema Compensado por um PI

A Figura 65 demonstra a estrutura elaborada para realizar as simulações dos controladores PI e PID. Nesta estrutura existe um bloco PID digital que implementa ação de desaturação do integrador (*anti-windup*). Há também um saturador que limita a amplitude da ação de controle em 24 fazendo referência aos 24V máximos que podem ser aplicados pelos módulos A.I.C.s; além disso, há o reconstrutor de ordem zero.

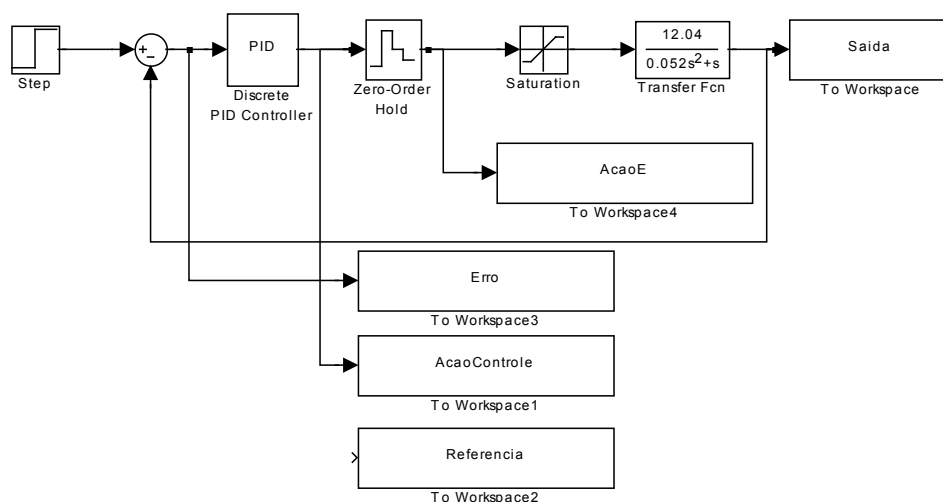


Figura 65: Simulação Elaborada para comparação entre PI e PID em resposta ao Degrau

A seguir, Figura 66, pode ser vista a resposta do sistema e como previsto, o sistema não apenas não atende ao pré-requisito de tempo de subida, como também demora 9 segundos para acomodar na referência.

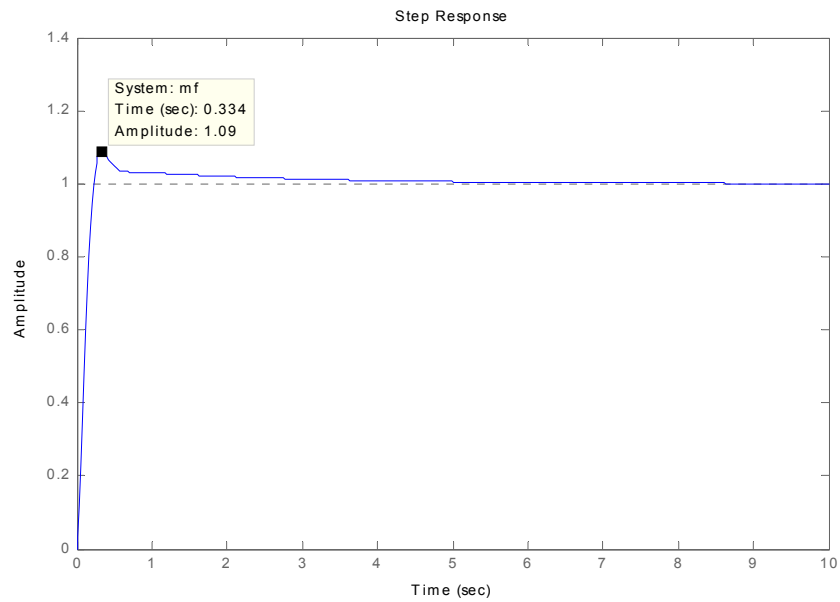


Figura 66: Resposta ao Degrau Unitário e Análise do Tempo de Subida

Para que o sistema estabilizasse em um tempo inferior a nove segundos, isto é, para que o efeito do zero ser atenuado, seria necessário que o ganho do sistema fosse aumentado, o que implicaria diretamente em um aumento do valor de ultrapassagem percentual (maior que 10%) do sistema devido à diminuição da constante de amortecimento. A Figura 67 mostra o tempo de 63, 2% como 123ms que também não satisfaz outra das metas de desempenho estabelecidas.

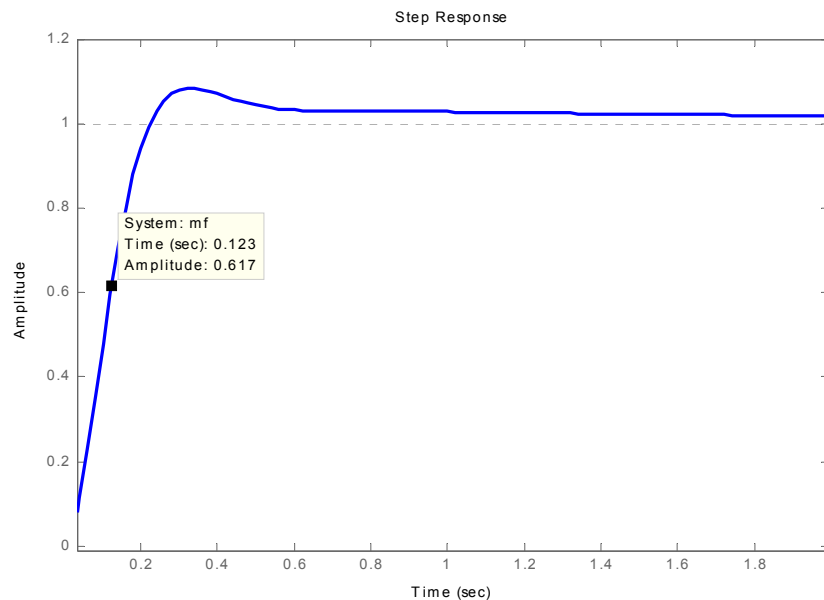


Figura 67: Resposta do Sistema Controlado ao Degrau Unitário e Análise da Constante de Tempo

A figura 68 exibe a resposta em frequência do compensador. Pode-se ver que o sistema começa com $-20\text{dB}/\text{década}$ devido ao pólo na origem e depois tem ganho de 0 dB devido ao zero que anula a ação do pólo.

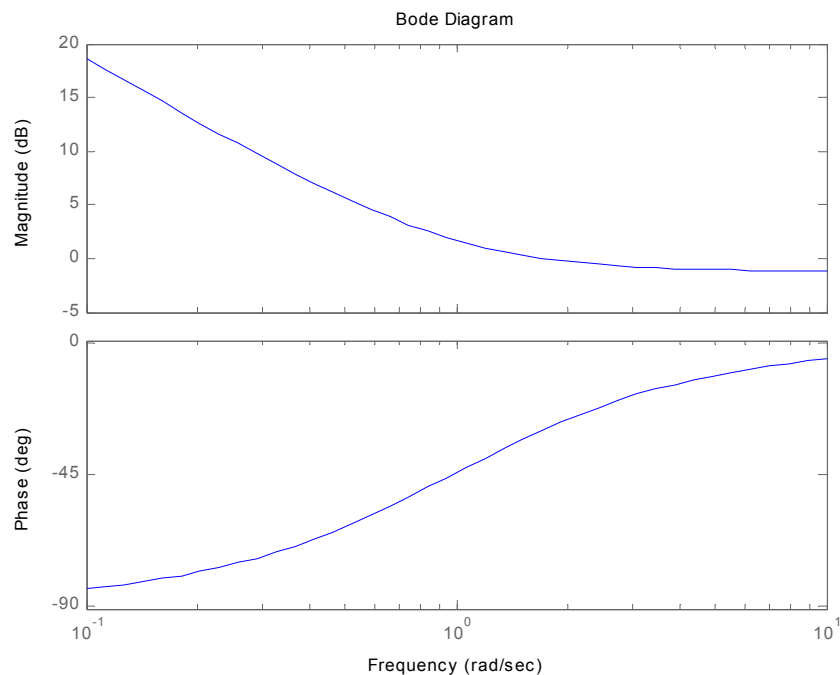


Figura 68: Resposta em Frequência do Compensador

Projeto Controlador PID

Agora, considerando o projeto de um controlador PID para esta mesma planta, existem dois zeros do controlador que devem ser definidos. Deve-se lembrar que um controlador PID real possui um pólo extra que determina a propriedade da função (função própria) de transferência do mesmo e cujo objetivo é limitar o ganho do compensador para altas frequências. Este pólo extra será posicionado a um décimo do pólo mais rápido da planta para não constituir o comportamento dominante da planta.

As mesmas considerações realizadas para o projeto do controlador PI serão realizadas para o projeto do controlador PID. A diferença entre pólos e zeros, após a inserção de um pólo e um zero, continua sendo 2. Este fato implica diretamente na existência de dois pólos indo para o infinito com ângulos de 90° e 270° , seguindo assíntotas centradas no centróide.

O centróide, similarmente ao que ocorreu no projeto do compensador PI, desloca-se para a esquerda a medida que os zeros se deslocam para a origem. Neste caso, o valor máximo que o centróide pode vir a possuir é dado pela equação 42 como sendo de, no máximo, $(19,23+192,3)/2 \rightarrow 105,76$. Portanto, pensando em possuir pólos complexos, o sistema poderia exibir uma constante de tempo de 9ms. Neste caso a meta de tempo de subida de 100ms pode ser alcançada.

Mantendo-se o zero projetado para o PI e afastando-se consideravelmente o outro zero, o Lugar das Raízes deste sistema é exibido pela Figura 69. Se o zero maior for alocado mais distante da origem, o Lugar das Raízes se modifica para uma configuração tal que necessitando eliminar o zero menor pela sobreposição de uma raiz, faz com que o sistema ou oscile muito, ou a resposta seja dominada pelo zero deslocado mais distante da origem, ou mesmo que a resposta tenha um tempo de subida e constante de tempo muito rápidas, cuja magnitude o sistema físico não comportaria.

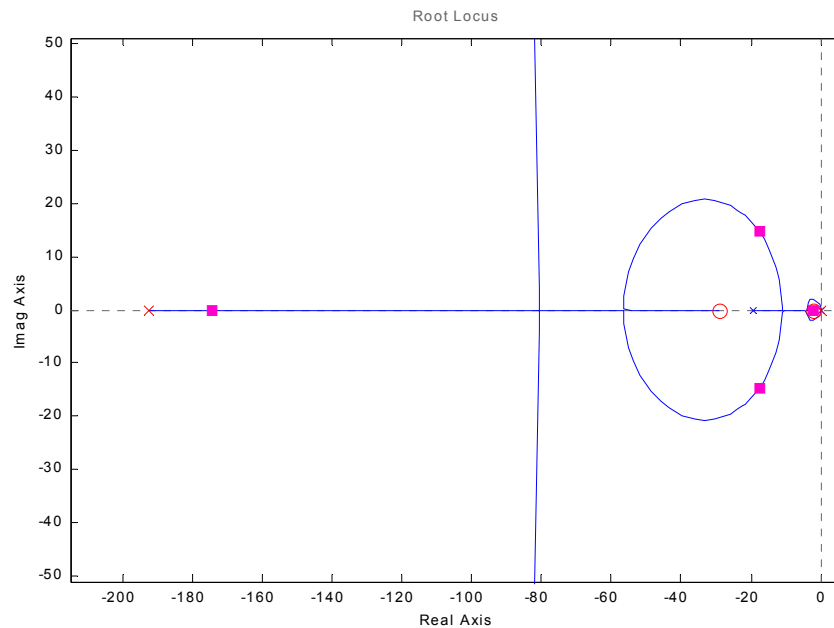


Figura 69: Lugar das Raízes para Planta com compensação PID

Por outro lado, localizando o zero mais distante mais próximo à origem, o sistema não irá satisfazer a meta de constante de tempo. A Figura 70 mostra a posição de uma das raízes da planta cuja intenção é eliminar a ação do zero próximo da origem.

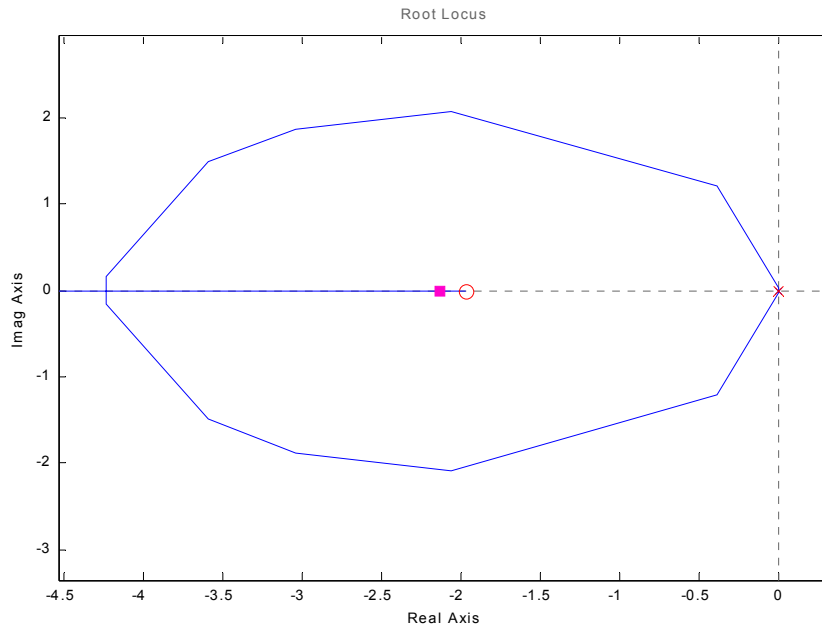


Figura 70: Lugar das Raízes em Zoom sobre o zero próximo do eixo imaginário.

Por fim, após uma sintonia fina do controlador, chegou-se na compensação dada pela Figura 71. Neste caso, há um zero que domina a resposta para altas frequências, porém, para contrabalançar a ação do mesmo, localizou-se as raízes próximas ao eixo real a fim de minimizar a sobre-elevação. A resposta obtida pode ser vista no gráfico 17, onde a meta de tempo de subida foi alcançada.

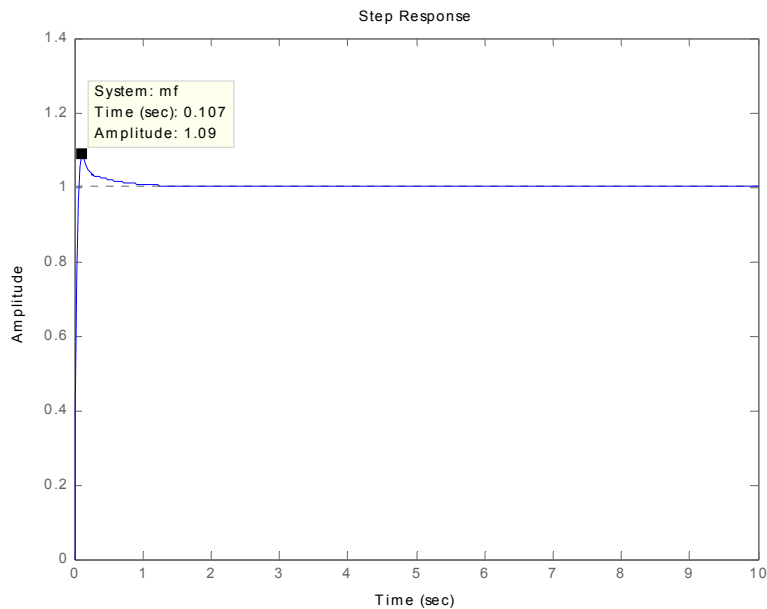


Figura 71: Resposta ao Degrau Unitário e Análise do Tempo de Subida

A Figura seguinte, 72, mostra a diminuição no tempo de acomodação da resposta e da constante de tempo.

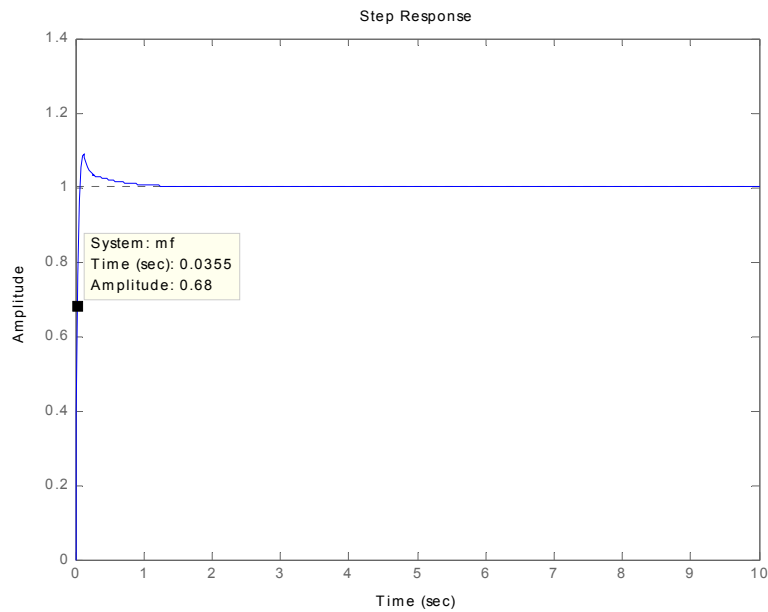


Figura 72: Resposta do Sistema Controlado ao Degrau Unitário e Análise da Constante de Tempo

A Figura 73 exibe a resposta em frequência do compensador. Pode-se ver que o ganho do compensador começa com $-20\text{dB}/\text{década}$, então o zero menor começa a atuar e faz com que o sistema tenha ganho constante. Dando continuidade, o zero de alta frequência faz com que o ganho comece a ascender com $20\text{dB}/\text{década}$ e por fim, quando o pólo de minimização de ganho começa a exercer influencia, o ganho tende a estabilizar em aproximadamente 27 dB .

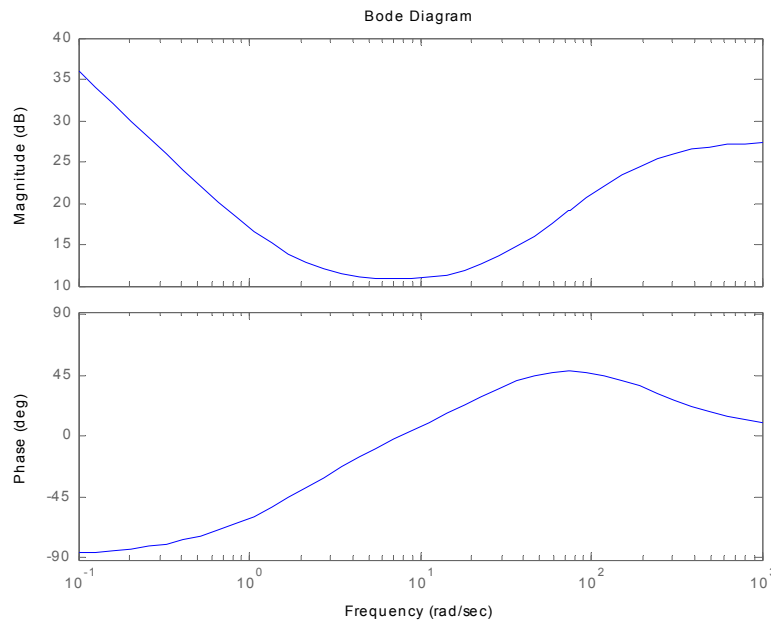


Figura 73: Resposta em Frequência do compensador PID projetado

Este procedimento de projeto dos controladores PI e PID foi realizado para todos os motores a fim de comparar o desempenho dos mesmos em simulações .

Capítulo 8

Análise dos Resultados

8.1 Comparação das Respostas do Sistema com compensação PI e com compensação PID

Estando as duas estruturas de compensação projetadas para todos os motores, faz-se necessário comparar o desempenho das mesmas, não apenas nas características já analisadas (tempo de subida, sobre-elevação etc), mas em resposta a situações que existirão na aplicação real.

A estratégia de desacoplamento das malhas é necessária, porém insuficiente. Não é suficiente porque ocorrerão erros numéricos na estimativa do acoplamento, isto é, o desacoplamento nunca será perfeito. Este fato decorre de vários fatores, como o erro na estimativa dos parâmetros do motor, erro no cálculo do torque de perturbação pelas equações de dinâmica etc. Então, deve-se testar os compensadores em circunstâncias de operação reais, como a resposta ao degrau de 1 rad (maior amplitude de um degrau que será aplicado nos motores), a resposta à uma rampa de 100rad/s (maior amplitude de velocidade de rotação aplicada nos motores) e, por fim, a resposta à um erro na estimativa do acoplamento das juntas.

A Figura 74 mostra as respostas dos compensadores projetados para a Junta 1 no capítulo 7. Nota-se, como exposto no capítulo 7, os ganhos nos tempos de resposta e acomodação obtidos a partir da sintonia do termo derivativo.

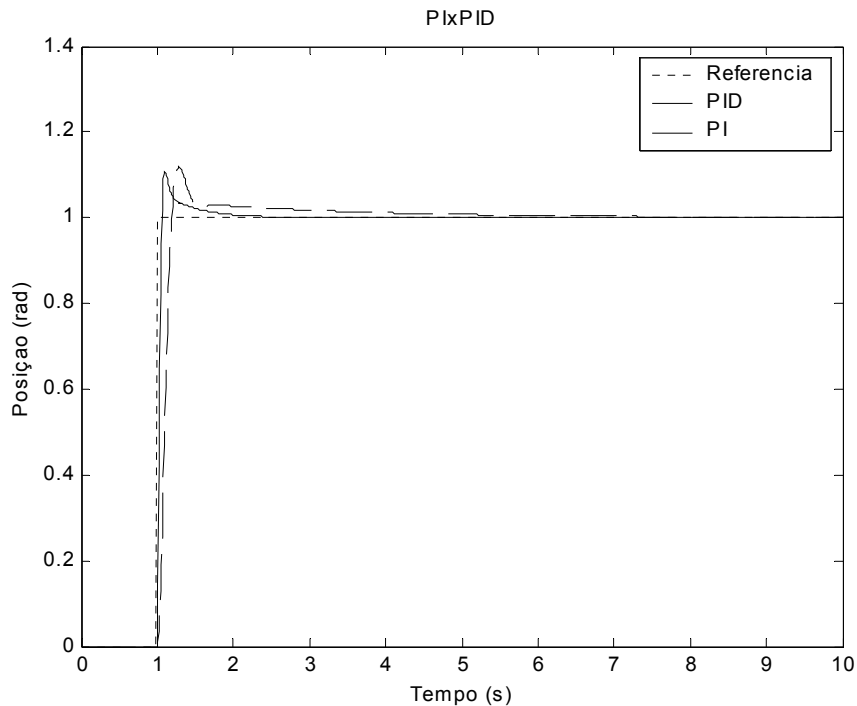


Figura 74: Comparação PI e PID

Em detalhe na Figura 75, fica muito evidente a diferença no tempo de acomodação proporcionado pelos controladores.

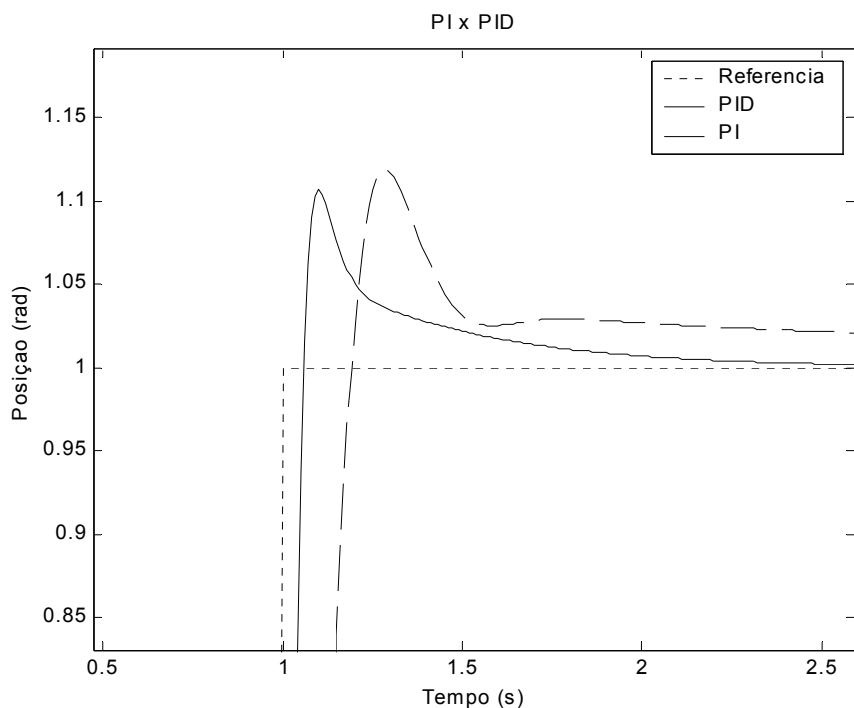


Figura 75: Análise do tempo de Acomodação

Em testes realizados com os motores operando acoplados às juntas, observou-se uma velocidade máxima de rotação de aproximadamente 104 rad/s para cada motor. Considerando, portanto, esta velocidade como velocidade de operação máxima dos

motores no robô, mostra-se como pertinente a simulação da resposta à uma rampa de 104 rad/s para ambos controladores.

A Figura 76 mostra a estrutura implementada para a simulação da resposta do sistema à uma entrada de velocidade triangular para ambos controladores.

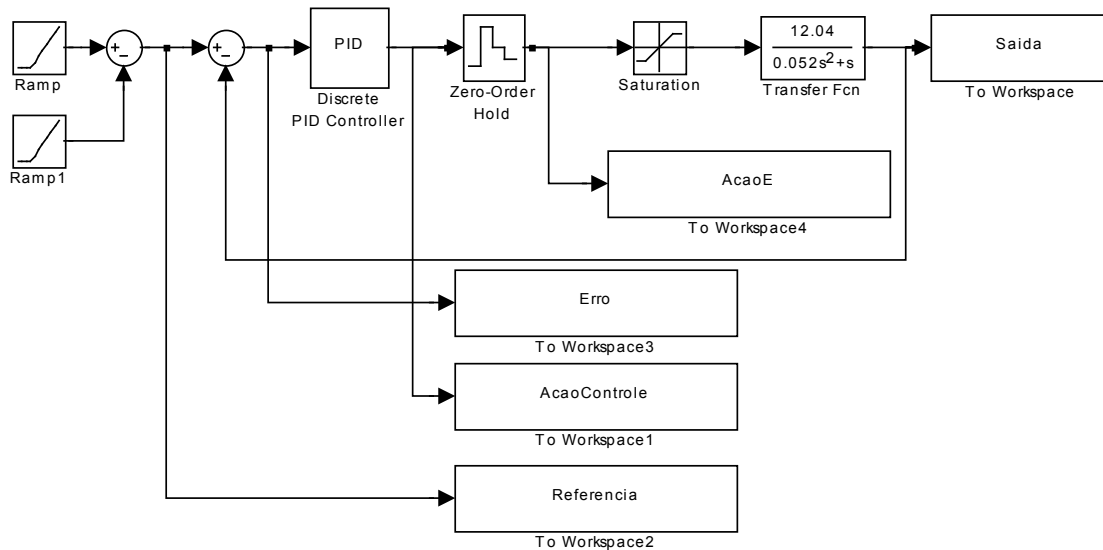


Figura 76: Simulação Implementada

A Figura 77 mostra a resposta dos sistemas compensados por controlador PI e por controlador PID e pode-se observar que as mesmas características já mencionadas

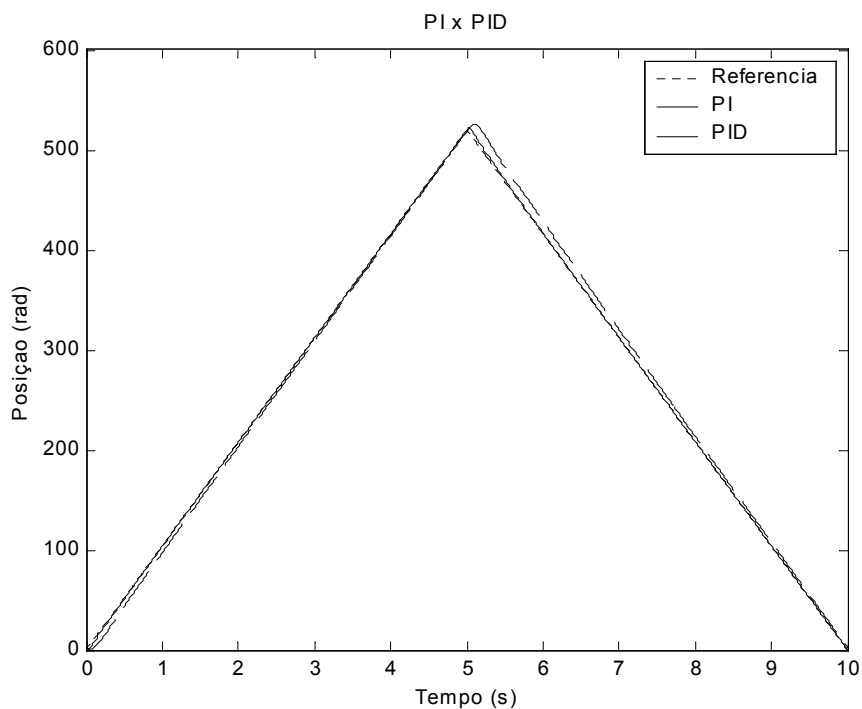


Figura 77: Comparação PI e PID à Rampa

durante a resposta ao degrau. A resposta do controlador PI possui um tempo de acomodação consideravelmente maior. E devido a isto, conforme pode ser visto pela Figura 78, a sobre-elevação do sinal de resposta é maior também.

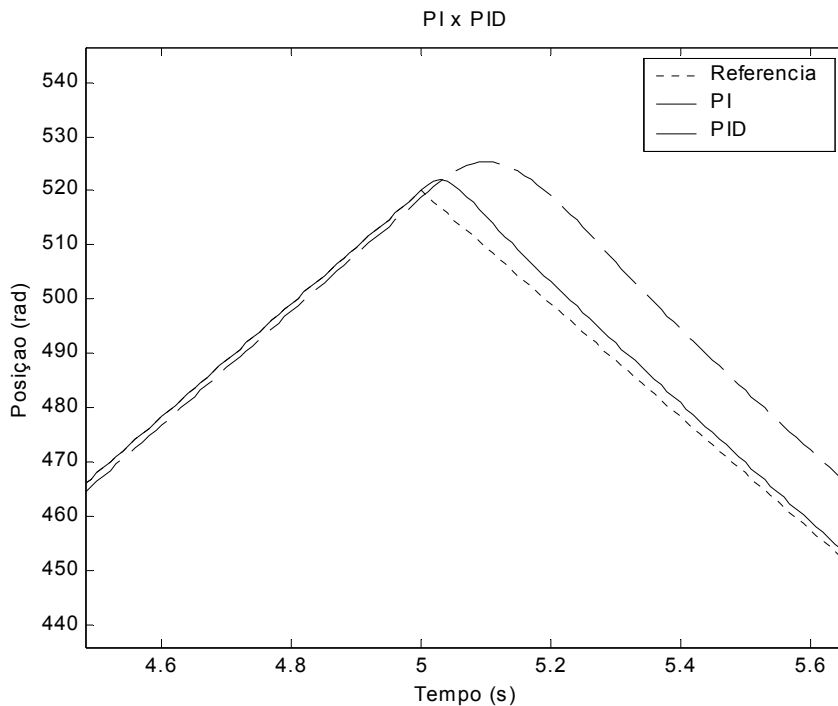


Figura 78: Comparação PI e PID à Rampa na Sobre-elevação

Agora, a fim de comparar a resposta a um erro no desacoplamento das malhas de controle de posição das juntas para cada um dos sistemas compensados, implementou-se a estrutura para simulação mostrada pela Figura 79 onde o bloco "Step1" representa uma perturbação de torque.

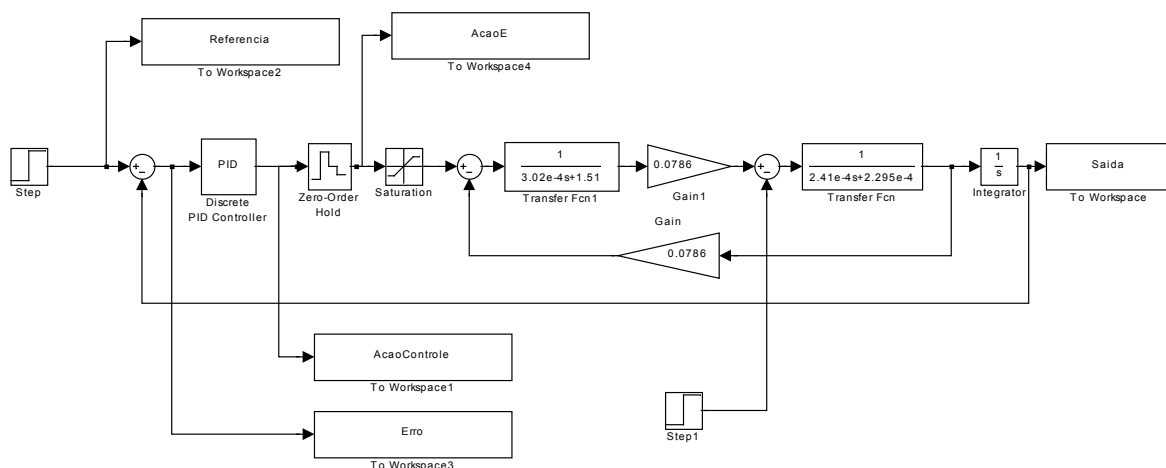


Figura 79: Simulação Elaborada para Teste de Resposta a Perturbação

Para a implementação deste evento comparativo, utilizou-se do modelo do motor 1 estimado a partir da identificação dos parâmetros do motor porque desta forma pode-se testar ao mesmo tempo a robustez à variação dos parâmetros (erro na

estimativa da dinâmica do motor) e o tempo de resposta ao erro no desacoplamento das malhas (juntas). A Figura 80 mostra a resposta de cada um dos sistemas compensados quando da ação do torque de perturbação no tempo 3 segundos.

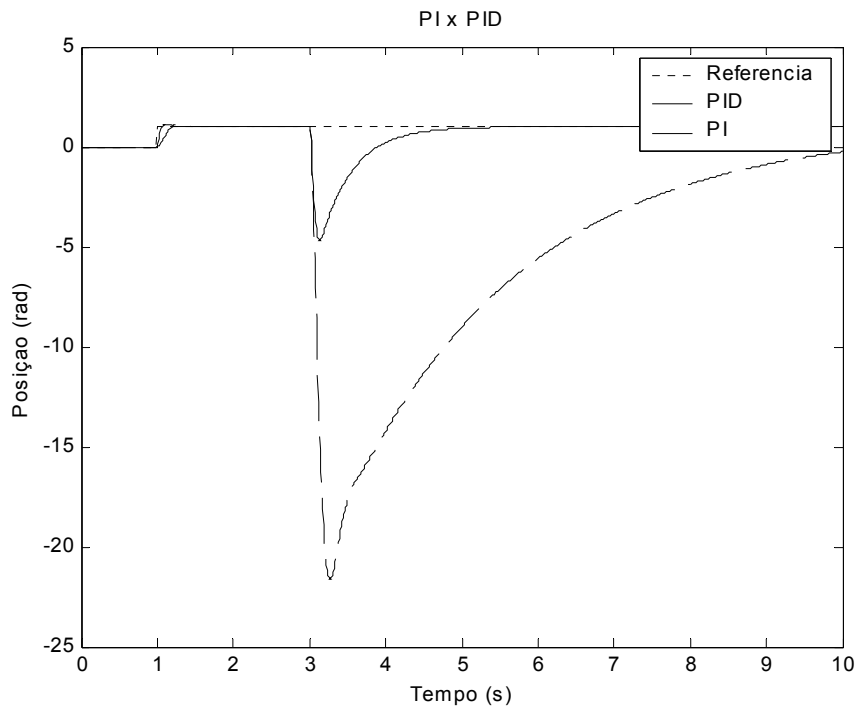


Figura 80: Comparação PI e PID em resposta à perturbação

Não há dúvida que a estrutura PID possui um melhor desempenho para o erro no desacoplamento da perturbação de carga, haja vista que neste caso o motor voltou sua posição 5 rad apenas, enquanto que a resposta do sistema com controlador PI voltou 20 rad. Além disso, o tempo de retorno à referência é bem maior quando usado uma estrutura PID em comparação a estrutura PI.

A Figura 81 mostra a ação de controle de ambas estruturas e, embora não difiram completamente, é significativa a diferença na resposta do sistema. Assim como na Figura 81, ocorre na Figura 82 o estabelecimento da referência no tempo de 1 segundo e a perturbação de torque ocorre no tempo de 3 segundos.

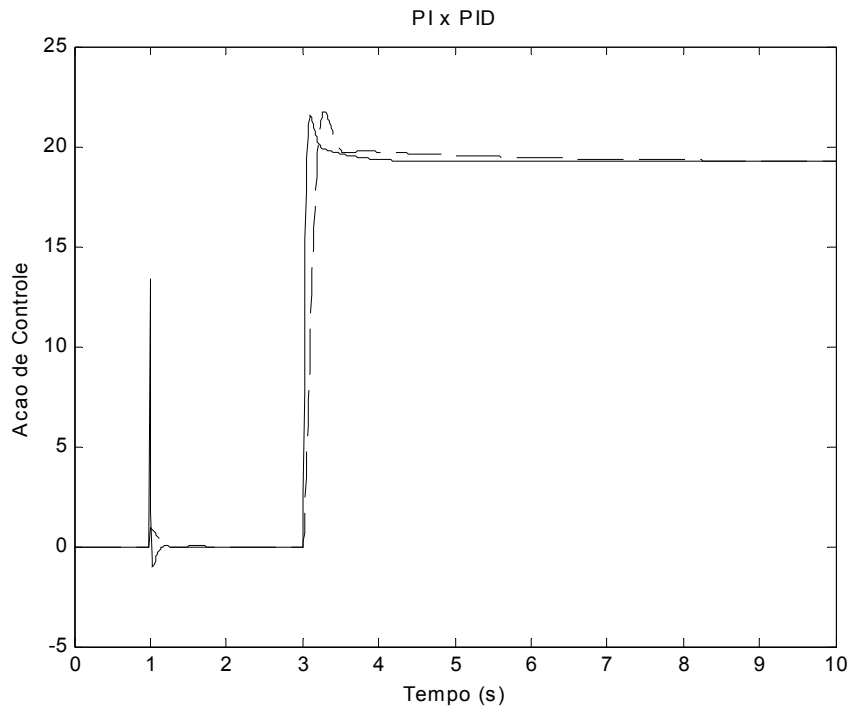


Figura 81: Comparação PI e PID na Ação de Controle em Resposta a Perturbação

Uma vez tendo exposto todas as características do controlador PID em comparação ao controlador PI, pode-se afirmar que um compensador PID proporciona características mais adequadas à aplicação de controle de posição de motores de corrente contínua para juntas robóticas.

Realizando todos os procedimentos descritos anteriormente para o projeto de controladores PI e PID para cada um dos motores do sistema robótico e com a posterior discretização dos controladores, chegou-se aos parâmetros dados pela Tabela 17, embora a estrutura mais adequada seja a PID.

Tabela 17: Parâmetros dos Controladores Projetados

| Motor | PI | PID |
|-------|--------------------------|---------------------------------------|
| 1 | $K_P = 0,87; K_I = 0,85$ | $K_P = 3,43; K_I = 6,33; K_D = 0,104$ |
| 2 | $K_P = 2,18; K_I = 1,91$ | $K_P = 3,15; K_I = 7,73; K_D = 0,053$ |
| 3 | $K_P = 2,17; K_I = 1,91$ | $K_P = 3,19; K_I = 7,93; K_D = 0,055$ |
| 4 | $K_P = 1,92; K_I = 2,64$ | $K_P = 3,42; K_I = 7,65; K_D = 0,060$ |
| 5 | $K_P = 1,61; K_I = 2,25$ | $K_P = 3,28; K_I = 8,30; K_D = 0,060$ |

A seguir as Figuras 82, 84, 86, 88 e 90 comparam os controladores PI e PID projetados para todos os motores, quando aplicados sobre o modelo dos motores de corrente contínua composto pelos parâmetros identificados no capítulo 6.

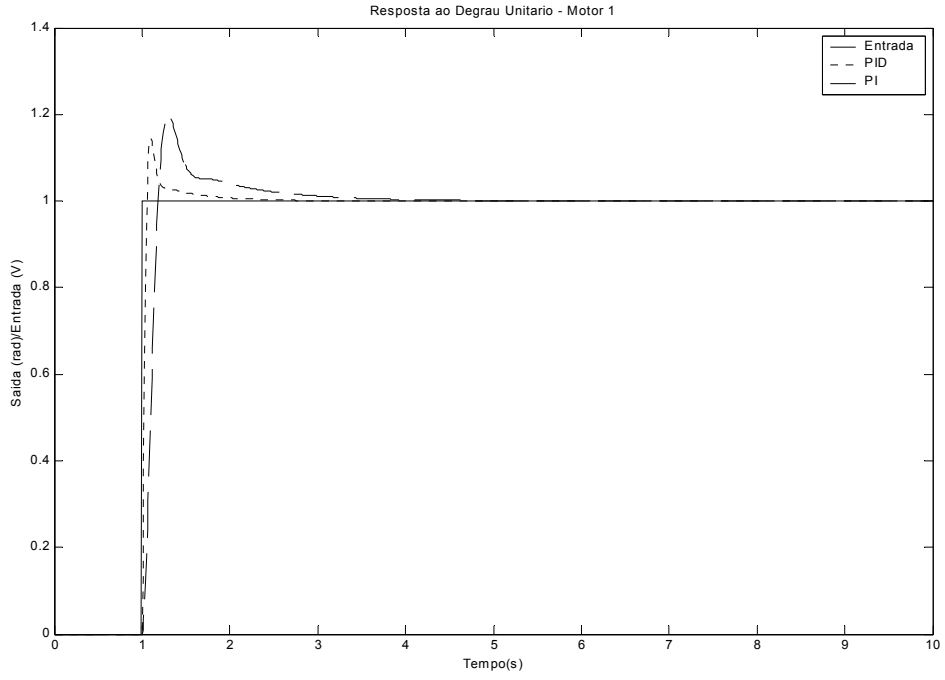


Figura 82: Resposta do Motor 1

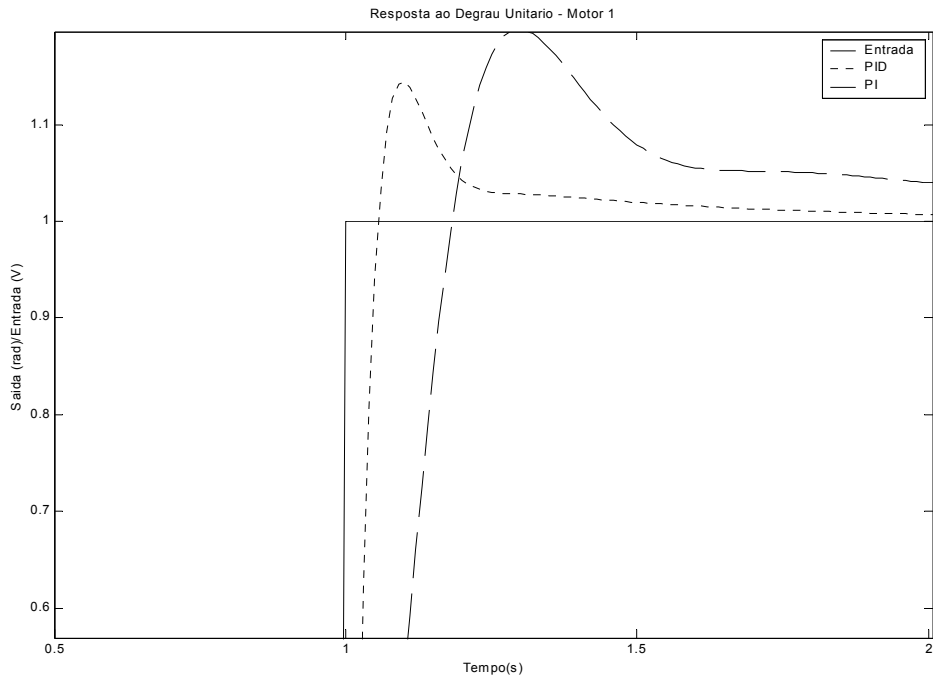


Figura 83: Resposta do Motor 1 em Detalhe

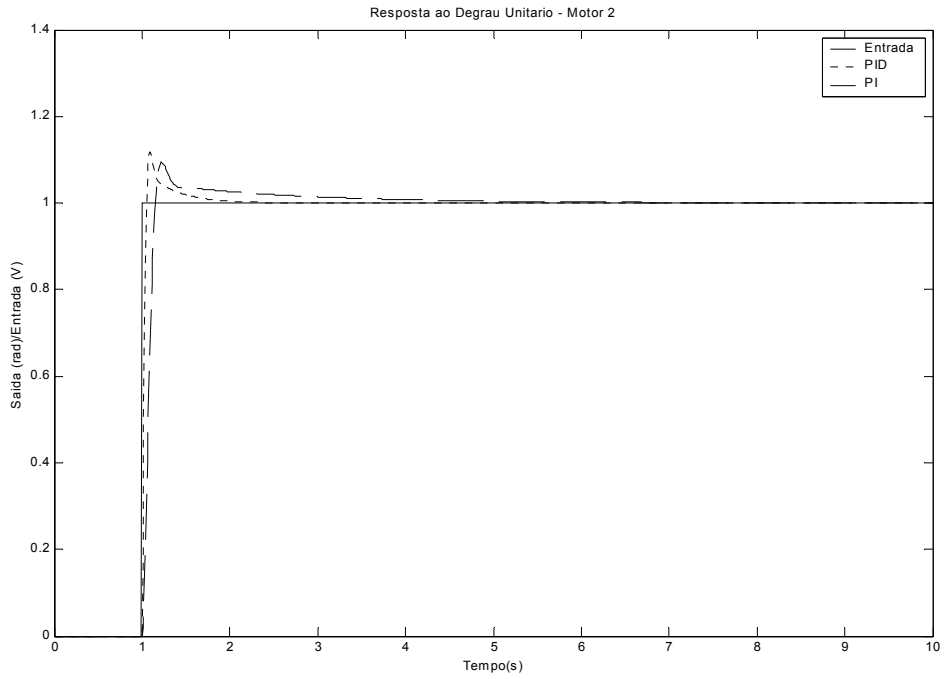


Figura 84: Resposta do Motor 2

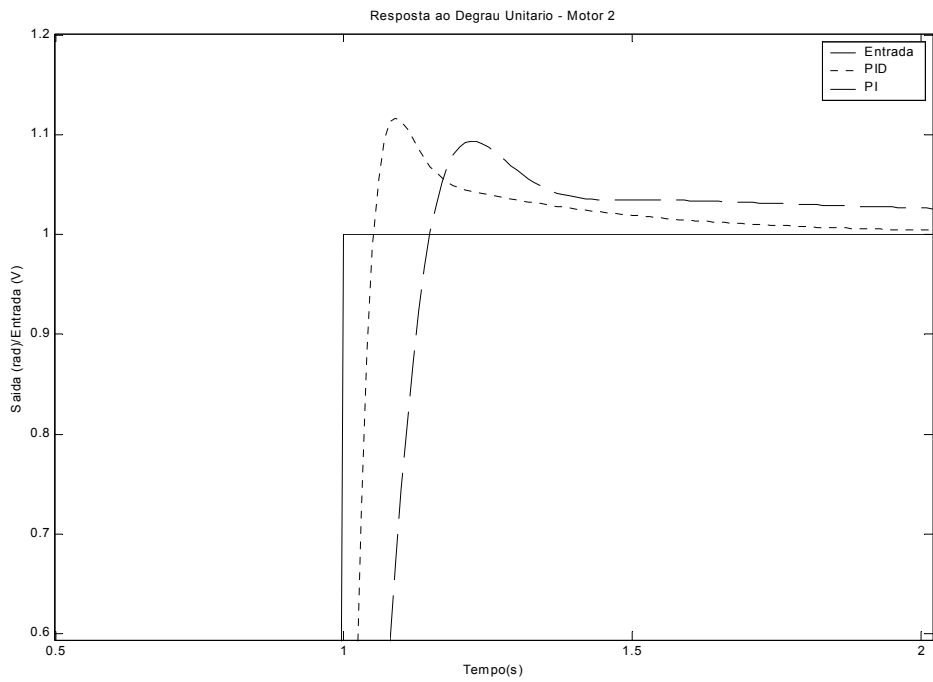


Figura 85: Resposta do Motor 2 em Detalhe

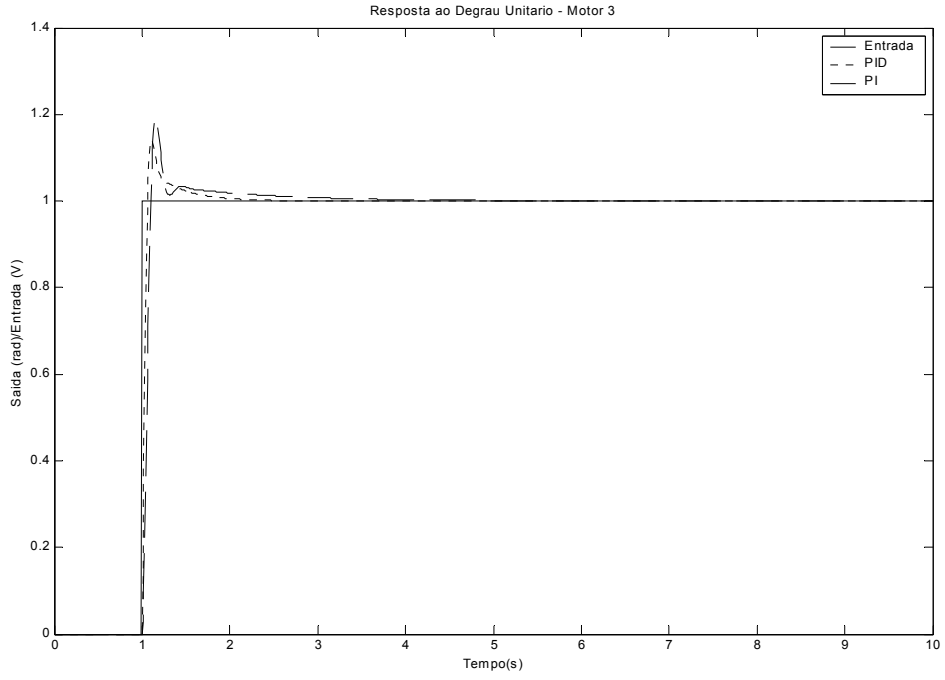


Figura 86: Resposta do Motor 3

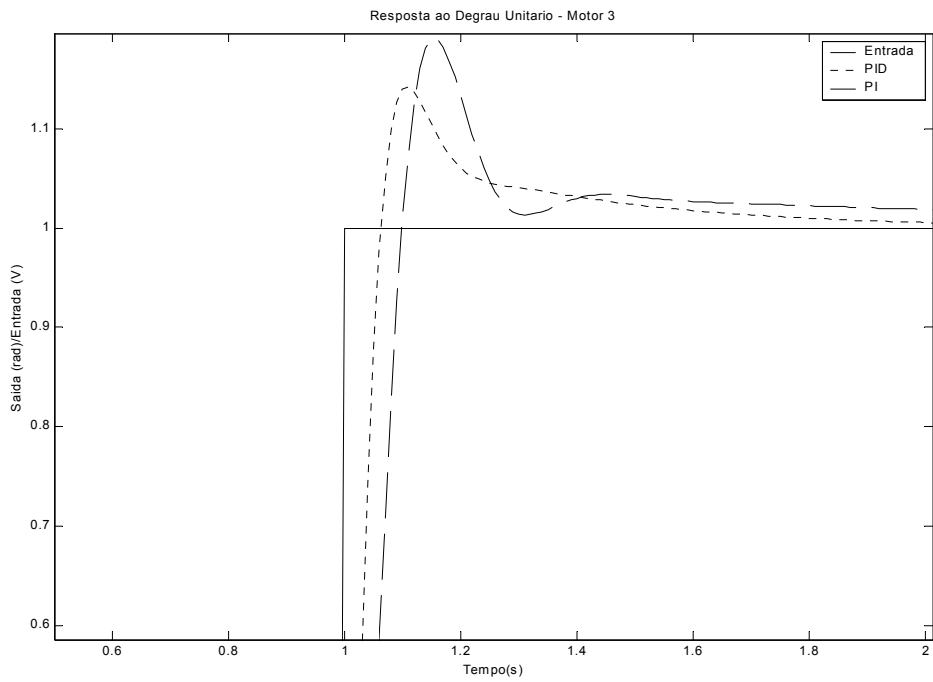


Figura 87: Resposta do Motor 3 em Detalhe

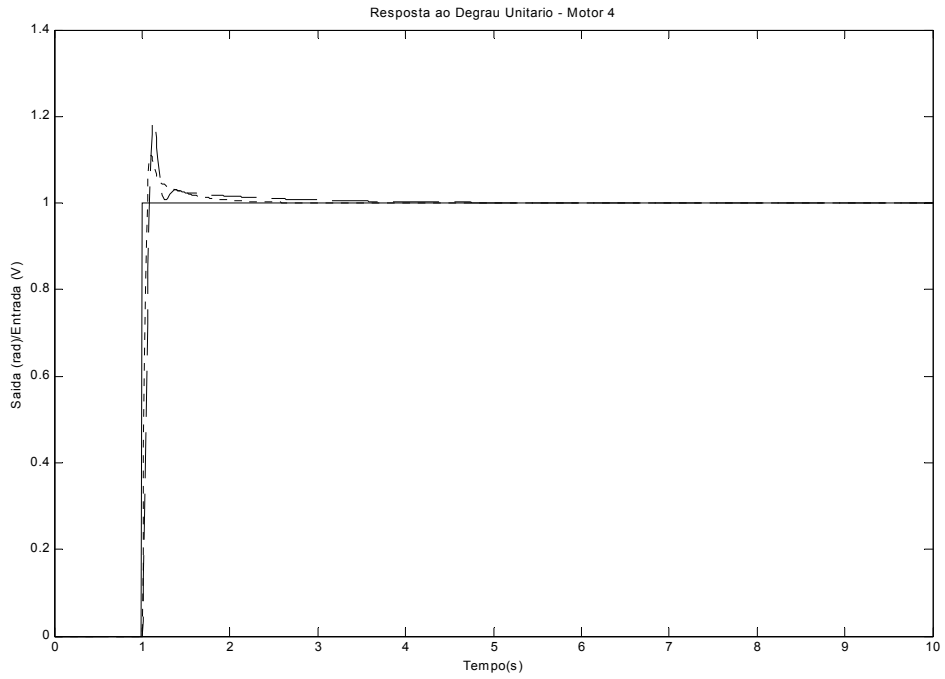


Figura 88: Resposta do Motor 4

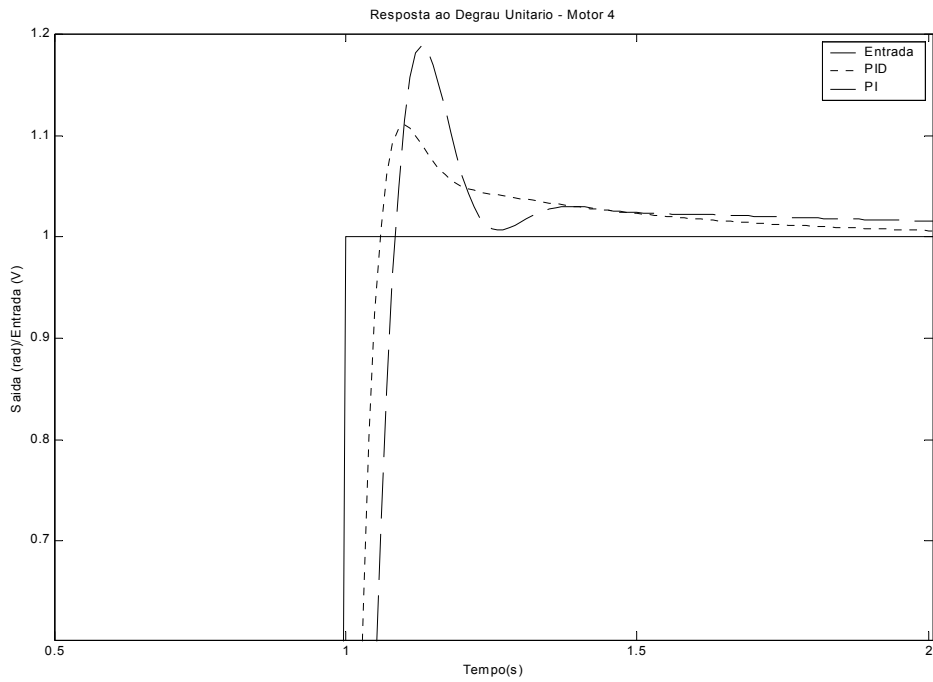


Figura 89: Resposta do Motor 4 em Detalhe

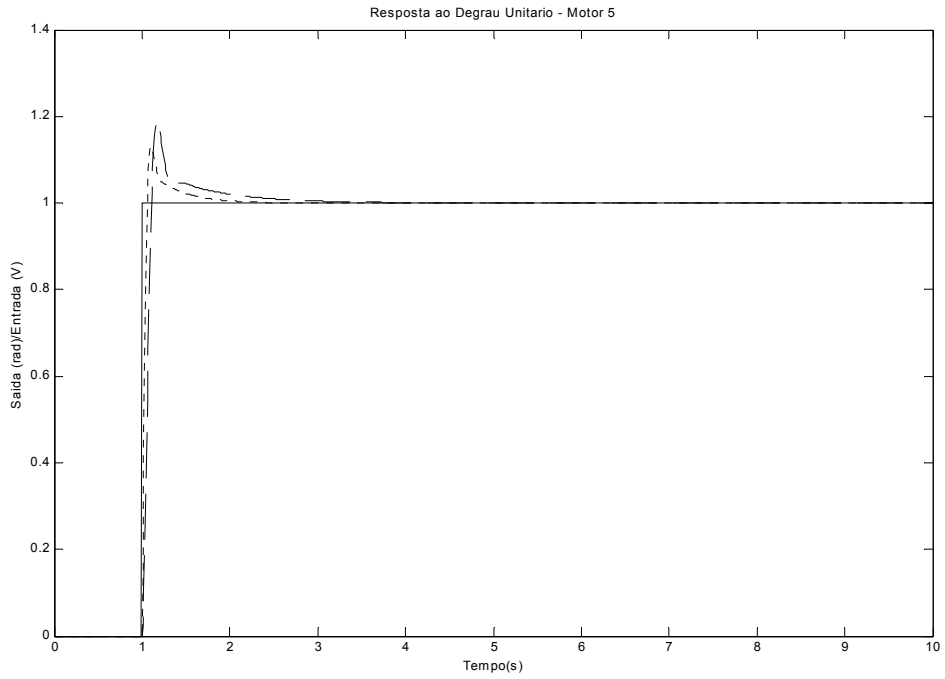


Figura 90: Resposta do Motor 5

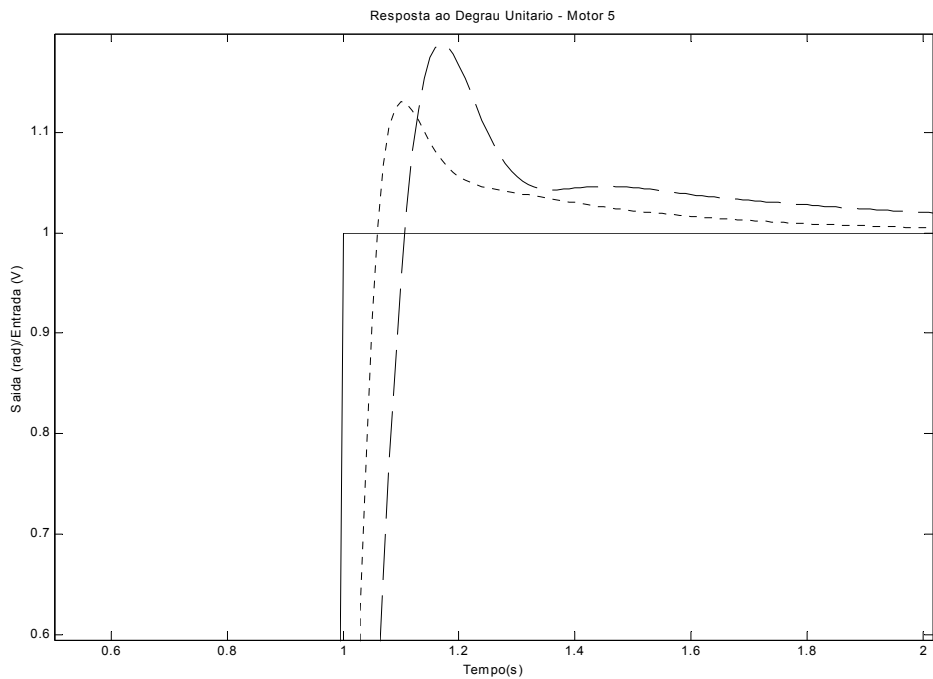


Figura 91: Resposta do Motor 5 em Detalhe

8.2 Desacoplamento das Malhas das Juntas

Até o momento da escrita deste trabalho não puderam ser estimados os parâmetros que compõem as equações de dinâmica do manipulador ASEA IRB-6 S2 e, portanto, não poderá ser exibido o real desacoplamento a partir das mesmas neste trabalho.

Por outro lado, pode-se validar a proposta de desacoplamento utilizando um sinal aleatório cuja frequência seja 100 Hertz (futura frequência de operação das malhas de controle) e cuja amplitude média seja igual ao torque resistente aproximado pela substituição de dados esperados (peso da junta etc) na equação de dinâmica do manipulador (0.03 N.m) e tenha variância de 10%.

Assim, para o teste de desacoplamento da perturbação da malha utiliza-se o sinal medido da perturbação ("Step1") e este sinal é somado à ação de controle de forma que o efeito da perturbação seja suprimido, como descrito no Capítulo 3. Particularmente nesta realização, para eliminar o efeito da perturbação de torque (desconsiderando atrasos de tempo que possa existir), deve-se adicionar o sinal de torque medido, multiplicado por um fator de 19,21. Este valor de 19,21 é exatamente o inverso de $0,0786/1,51$ que é o ganho estático da função de transferência existente entre o ponto de aplicação do sinal e a ação de controle.

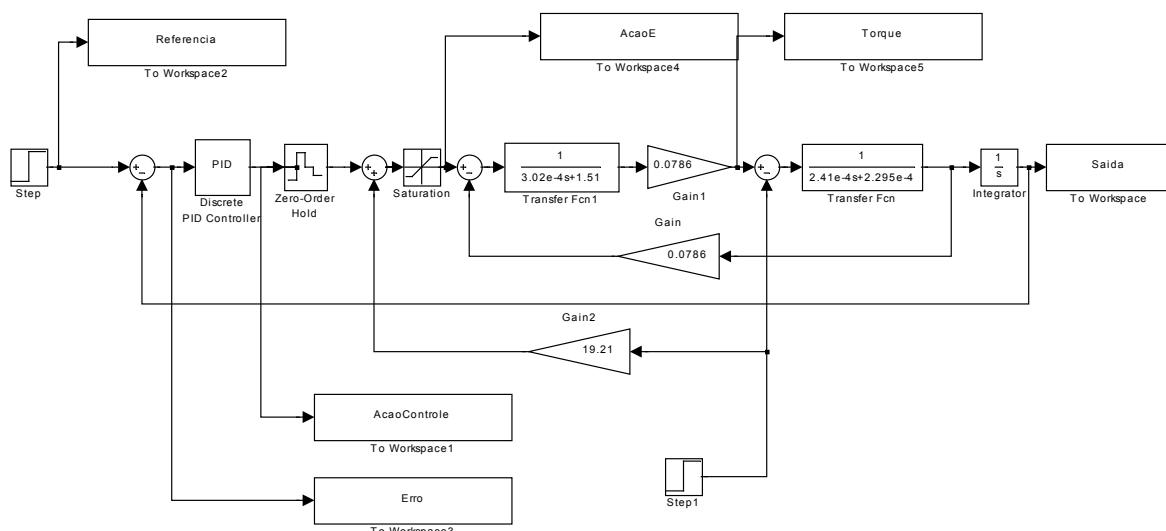


Figura 92: Simulação Elaborada para Teste de Desacoplamento da Perturbação

As respostas do sistema com e sem o desacoplamento são apresentadas pelas Figuras 93, 94, 95, 96 e 97 para a entrada do tipo degrau unitário.

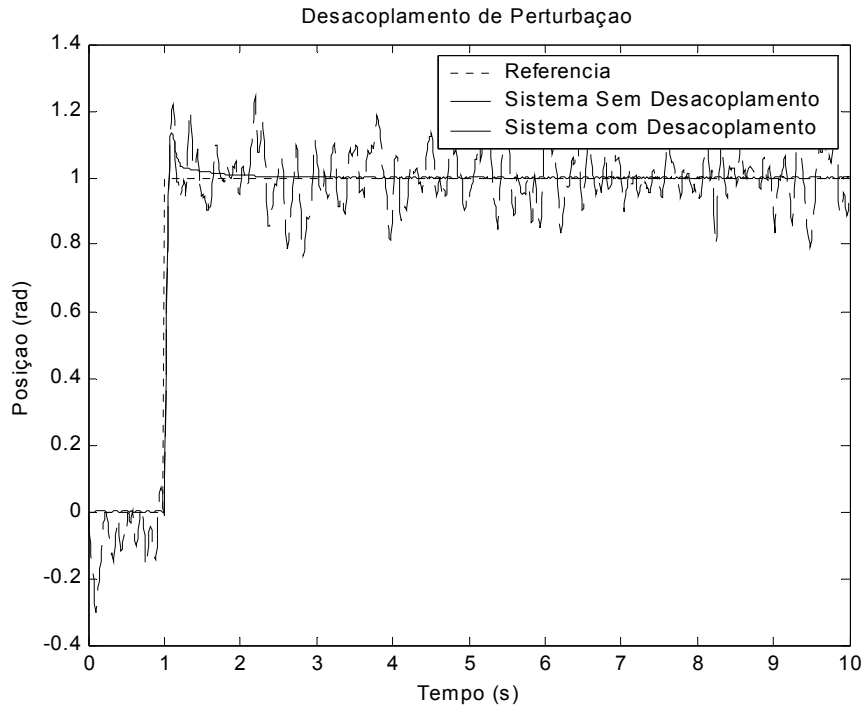


Figura 93: Resposta do Sistema ao Degrau– Motor 1

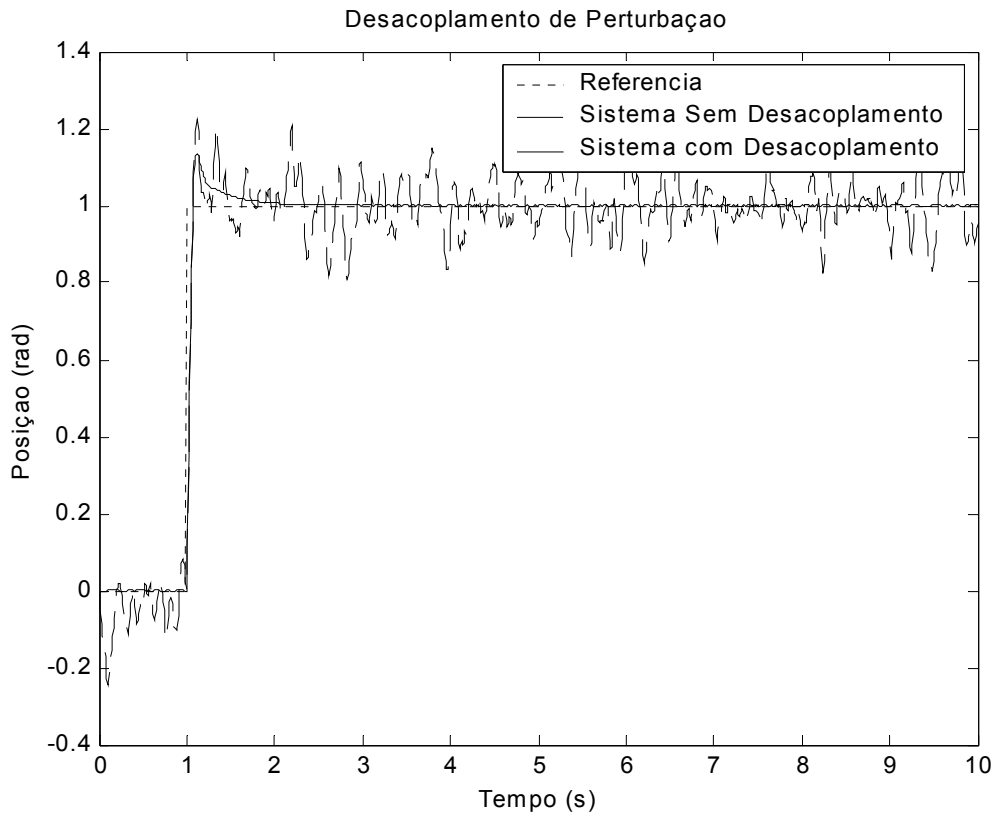


Figura 94: Resposta do Sistema ao Degrau - Motor 2

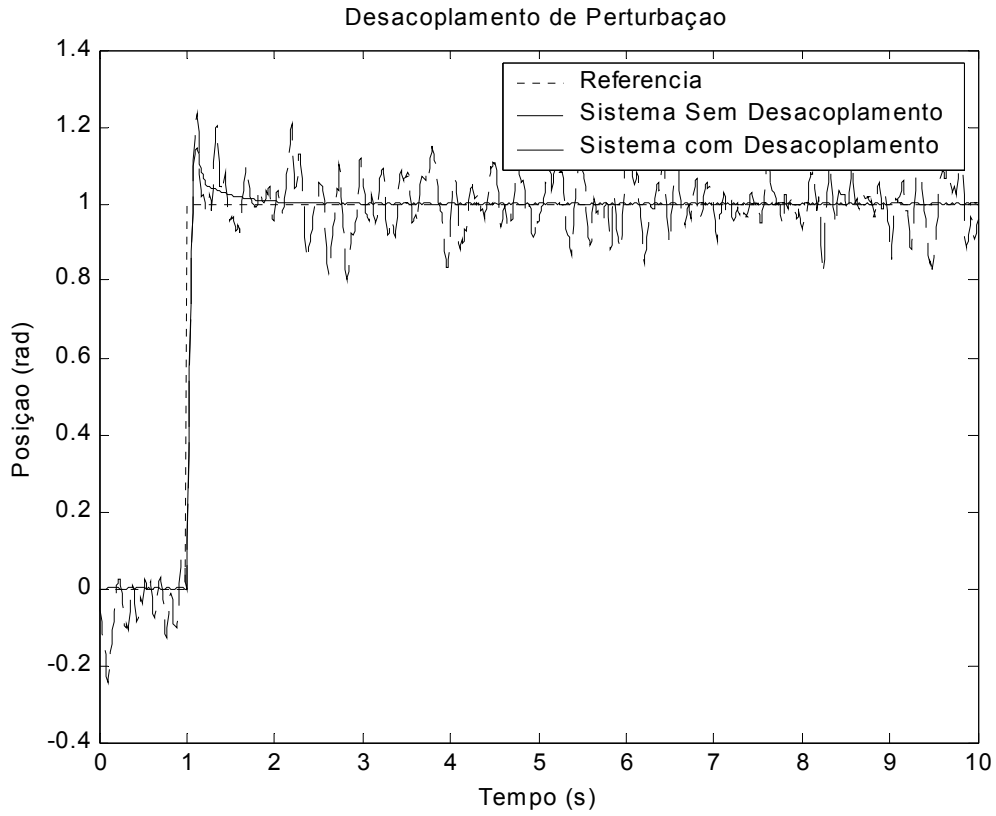


Figura 95: Resposta ao Degrau - Motor 3

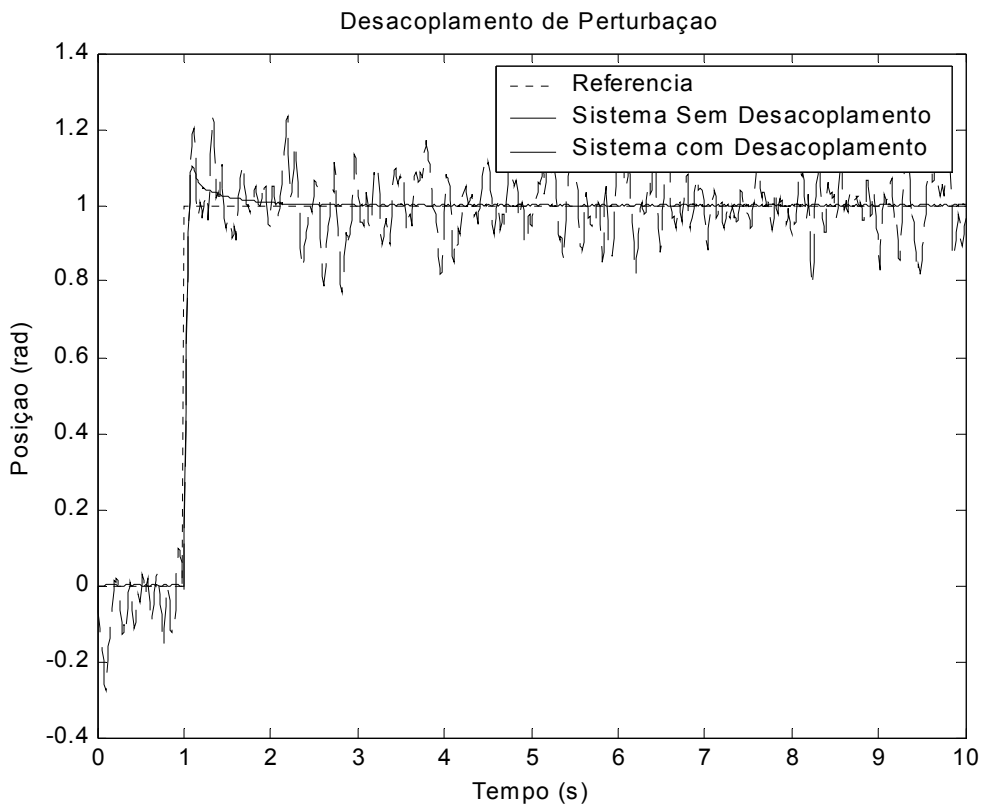


Figura 96: Resposta ao Degrau - Motor 4

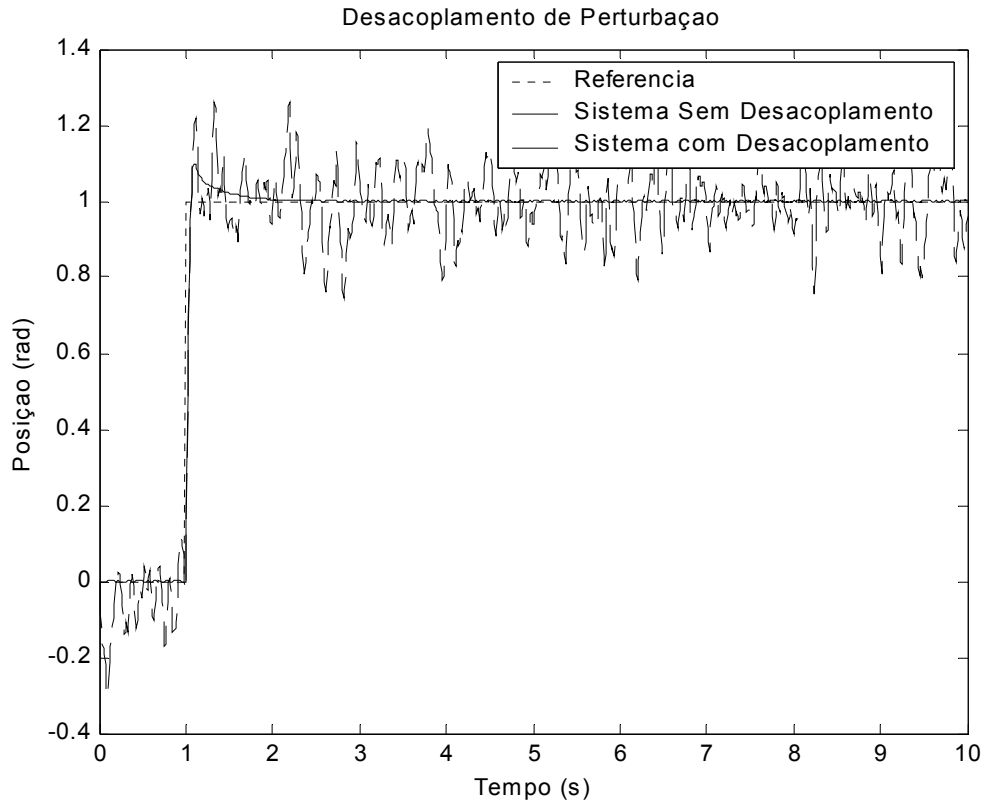


Figura 97: Resposta ao Degrau - Motor 5

Observa-se pelas figuras anteriores a melhora significativa no desempenho do sistema desacoplado, implicando em uma diminuição na oscilação da saída da planta. As respostas são quase idênticas às respostas do sistema sem perturbação.

Deve-se, porém, destacar que o pequeno *ripple* apresentado na saída se deve à desconsideração da dinâmica devido ao circuito elétrico do motor. Esta dinâmica foi desconsiderada uma vez que esta é considerada muito rápida (microsegundos). Destaca-se também a eficiência na aplicação da estratégia de desacoplamento ao fato que utiliza-se o sinal de perturbação perfeito para realizar o desacoplamento, na implementação real desta estratégia, a estimativa do torque de perturbação divergiria.

Capítulo 9

Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros

9.1 Conclusão

Como conclusão deste Projeto Final de Curso, afirma-se que o objetivo, isto é, a implantação do sistema de controle centralizado com desacoplamento entre as malhas das juntas, não pode ser alcançado. O que se deve ao tempo que teve que ser direcionado no estudo para solução de problemas apresentados na estrutura formada pelos módulos A.I.C.s. e na análise de alternativas para realizar tarefas, como por exemplo, a identificação dos atuadores.

Contudo, os métodos utilizados na modelagem dos atuadores mostraram-se adequados na identificação dos parâmetros do modelo de um motor de corrente contínua a imã permanente. O projeto dos controladores, apesar de não considerar um momento de inércia máximo de cada junta ou mesmo vários momentos de inércia (no caso de dividir a faixa de operação de cada junta em plantas distintas), possibilitou concluir qual a estrutura de controlador mais adequada para a aplicação e a adequação do Método do Lugar das Raízes no projeto dos controladores para a aplicação.

Acrescenta-se às conclusões deste Projeto Final de Curso a viabilidade em utilizar-se as equações de dinâmica do manipulador robótico a fim de desacoplar as malhas de controle de posição das juntas de robôs.

9.2 Sugestões de Trabalhos Futuros

Para implantação da proposta deste trabalho no robô ASEA IRB-6 S2, é primordialmente necessário que seja estabelecido o momento de inércia dominante da junta considerando seus extremos ou então estabelecer as faixas operacionais e os respectivos momentos de inércia.

Após a escolha dentre as duas alternativas citadas, os mesmos métodos para a modelagem para a identificação do(s) momento(s) de inércia de cada junta, assim

como a constante de atrito podem ser utilizados. Em seguida, pode-se utilizar, de maneira similar, o mesmo método para o projeto de controlador(es) PID para cada uma das juntas baseados, agora, no(s) novo(s) modelo(s) obtido(s). Diferentemente, das metas de desempenho para as respostas na posição dos atuadores estabelecidas neste trabalho, as metas de desempenho para os atuadores acoplados às juntas diferirão, mas poderão ser estabelecidas como 1/10 ou 1/100 da constante de tempo da resposta dominante do sistema em malha aberta. O tempo de pico poderá ser estabelecido, como realizado neste trabalho, como três vezes a constante de tempo. E a meta de sobre-elevação do sinal de saída deve ser mantida.

Por último, mas não menos importante, deve-se estabelecer por meio de algum método e de forma bem criteriosa as equações de dinâmica das juntas de forma que a proposta de controle sugerida neste trabalho possa resultar em alto desempenho, isto é, que a perturbação de torque devido às outras juntas possa ser suprimida.

Observa-se, porém, que nada do que foi realizado no trabalho ou mesmo proposto como trabalho futuro poderá ser implantado no sistema real se a arquitetura formada pelos módulos A.I.C.s não for capaz de desempenhar satisfatoriamente tarefas com requisitos de *hard-real-time*, isto é, se o sistema operacional Java dos módulos não for substituído ou mesmo contornado por rotinas em C++ que executem em um nível abaixo.

Capítulo 10

Referências Bibliográficas

00. Agilent Technologies- "Quadrature Decoder/Counter Interface ICs: Technical Data" - Data Sheet.
01. Aguirre, L.A., Introdução À Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais, Editora UFMG, 2000.
02. ANSI. "Instrumentation Symbols and Identification". ANSI/ISA-S5.1.1984(R1992) North Caroline,1992
03. ASEA ROBOTICS. "Product Manual For ASEA's Industrial Robot IRB 6/S2", 1986
04. Bracarense, A.Q., Apresentação dos Processos de Soldagem: Semana da Engenharia - FUNREI, 1999A.
05. Bracarense, A.Q., Proposta de Projeto de Pesquisa: Soldagem com Eletrodo Revestido, 1999B.
06. CANOpen - www.canopen.com
07. CIA - www.cia.com
08. Craig, J.J., "Introduction to Robotics Mechanics and Control", second edition, Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 1989.
09. De Wit, C.C., Fixot, N., "Adaptive Control of Robot Manipulators via Velocity Estimated Feedback", IEEE Transactions on Robotics and Automation, Vol.37, nº 8, August 1992.
10. Doebelin, E.R., "Measurement Systems", McGraw- Hill International Editions, 1990.
11. Dorf, R. C. e Bishop, R. H., "Sistemas de Controle Modernos", tradução de Bernardo Severo da Silva Filho. Editora LTC, Oitava Edição, 2001.
12. Felizardo, I., Estudo Experimental e Numérico do aquecimento de eletrodos revestidos durante a soldagem,2003. 177p. Tese (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Faculdade de Engenharia - Universidade Federal de Minas Gerais.
13. Harmonic Drive - www.harmonicdrive.de
14. Houldcroft, P.T., "Tecnología de los procesos de soldadura", 2ª Edición, 1986.
15. IButton TINI - www.ibutton.com/TINI
16. Jota, F. G.. Técnicas de Controle de Processos Industriais: Material de Aula. Belo Horizonte, 1998.
17. Juers, R. H., "Naval Surface Welfare Center", Welding Brazing and Soldering, ASM Handbook, 1993.
18. Lages, W.F. and Reginatto, R., "Saturation Compensation in the Control of Janus Robot Manipulator", Congresso Brasileiro de Automática - CBA'2002, Natal - RN.
19. Leonhard, W. "Control Of Electrical Drives": 2nd Edition Completely Revised and enlarged Edition. Berlin: Springer, 1996

20. Lima II, E. J. , et al. "Position and Speed Sensor Replacement during the Retrofitting of an Industrial Robot". INCOM, 2004, Salvador.
21. Romano, V.F., "Robótica Industrial", Aplicação na Indústria de Manufatura e de Processos, Edgard Blüchler Ltda, 2002.
22. Sciavicco, L.; Siciliano. B., "Modeling and Control of Robot Manipulators." McGrawHill, Inc, 1992.
23. Seborg, D. E.; Edgar, T. F.; Mellichamp, D. A.. "Process Dynamics And Control". New York: John Wiley & Sons, 1989.
24. Shinskey, F. G.. "Process Control Systems": Application, Design, and Tuning. 4th Edition. New York: Mcgraw-Hill, 1996.
25. Tanenbaum, A. S., "Redes de Computadores", tradução de PubliCare Serviços de Informática. Editora Campus Ltda, 1994.
26. Torres, B. S.. Sintonia de Controladores PID em um Sistema Multimalha. 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia - Universidade Federal de Minas Gerais de Mestrado, Belo Horizonte.
27. US Digital - www.usdigital.com
28. Xu, T. and Sluzek, A., "Coordination of 5 DOF Robots Jointly Handling Oversized Objects", In Highlights from the SAS Research Link, January, 1998.
29. Waszink, J.H. e G.P.M. Van den Heuvel, "Heat and Flow in the filler metal in GMA welding", *Welding Journal* 61(8): 269-282s, 1982.
30. Welding Handbook, "Welding Processes", Vol.2, 8th Edition, *American Welding Society*, 1991.
31. Zaremba, A.T., "Adaptive control of electric motors with flexible load", Proceedings of The American Control Conference, Seattle, Washington, June, 1995.