UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE TELEMÁTICA

IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE COM COMPENSAÇÃO DINÂMICA PARA O ROBÔ PUMA 560

Este exemplar corresponde à edição final da tese defendida por Marcos Corrêa Neves
e aprovada pela Comissão
Julgadora em 15/09/92
Orientador

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requesitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Por: Marcos Corrêa Neves
Orientador: João Bosco Ribeiro do Val

Campinas - SP
Março 1992

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Agradecimentos

O trabalho que aqui apresentamos, é testemunho das dificuldades por que passam as instituições de Pesquisa do País, pela falta de apoio e compreensão do Governo para a importância do desenvolvimento científico e tecnológico. Sua conclusão é fruto de esforço e contribuições de várias pessoas e instituições, as quais não poderíamos deixar de agradecer.

Ao Prof. *João Bosco Ribeiro do Val*, orientador de programa e de tese pela paciência, amizade e excelente orientação.

Ao *Josué Jr. Guimarães Ramos*, chefe da Divisão de Robótica do Centro Tecnológico para Informática - CTI pela ajuda em todas as fases deste trabalho, sobretudo na implementação do sistema.

Aos amigos *Othon, Josué, Jorge, José Paulo e Ralph*, colegas da Divisão de Robótica, pela ajuda e ambiente de trabalho.

À *Empresa Brasileira de Pesquisa Agropecuária - EMBRAPA*, pelo apoio à pesquisa e formação de seus funcionários.

Ao *Instituto de Automação* do *Centro Tecnológico para Informática* pela infra-estrutura necessária para a realização deste trabalho.

Ao *Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - CNPq -*, pela concessão da bolsa.

Aos meus pais
Othon e Júlia

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e a implementação de um controle com compensação dos efeitos dinâmicos para o robô Puma 560.

Adota-se a estratégia de controle linear, após um estudo sistemático de algumas estruturas, combinada com a compensação dinâmica obtida através de um modelo dinâmico reduzido. Este modelo é obtido pela aplicação de procedimentos redutores em um modelo dinâmico completo para se chegar a uma compensação exequível, compatível com a capacidade de processamento disponível.

São apresentados os levantamentos dos parâmetros necessários a esta implementação, as análises de algoritmos de controle linear, a solução de controle adotada e os resultados obtidos com a sua implementação.

Palavras chave: robótica, compensação dinâmica, controle.

ÍNDICE

INTRODUÇÃO

1 - Objetivo do Trabalho.....1
2 - Hierarquia de Controle.....2
3 - Estação de Trabalho para Robôs Manipuladores.....4
4 - O Hardware do Controlador.....4
5 - Apresentação do Trabalho.....8

CAPÍTULO I - LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS

1.1 - Introdução.....9
1.2 - Apresentação do Robô Puma 560.....9
1.3 - Parâmetros dos Motores.....10
1.4 - Parâmetros dos Motores do Puma 560.....12
1.5 - Parâmetros dos Mecanismos de Transmissão.....19
1.6 - Parâmetros das Fontes de Potência.....20
1.7 - Parâmetros do Robô Puma 560.....25
1.8 - Conclusão.....29

CAPÍTULO II - ESTUDO E COMPENSAÇÃO DOS EFEITOS DINÂMICOS

2.1 - Introdução 30
2.2 - Efeitos do Acoplamento Dinâmico e sua Compensação...31
2.3 - Modelo Dinâmico.....32
2.4 - Reduções no Modelo Dinâmico.....33
2.5 - Utilização de Simulação para Avaliação dos Efeitos Dinâmicos.....36
2.6 - Critério para Redução do Modelo.....40
2.7 - Modelo Dinâmico Reduzido.....42
2.8 - Conclusão.....45

CAPÍTULO III - ANÁLISE E AJUSTE DE ALGORITMOS DE CONTROLE

3.1 - Introdução.....46
3.2 - A Dinâmica de uma Ligação.....46

3.3 - Estratégias de Controle.....49
3.3.1 - Algoritmo PIVA.....49
3.3.1.1 - Resultados de Projeto.....55
3.3.1.2 - Resultados de Simulação.....56
3.3.1.3 - Conclusão.....58
3.3.2 - Algoritmo PV.....59
3.3.2.1 - Resultados de Projeto.....61
3.3.2.2 - Resultados de simulação.....61
3.3.2.3 - Conclusão.....63
3.3.3 - Algoritmo Heurístico de Interpolação.....64
3.3.3.1 - Resultados de simulação.....66
3.3.3.2 - Conclusão.....70
3.3.4 - Estrutura PD.....72
3.3.4.1 - Conclusão.....74
3.4 - Comparações entre as Políticas de Controle.....75
3.5 - Solução Adotada.....76
3.6 - Geração da Cúbica de Referência.....78
3.7 - Considerações sobre o Ajuste do PV Utilizando Referência em Cúbica.....81
3.8 - Considerações sobre o Atrito Seco.....82
3.9 - Conclusão Final.....83

CAPÍTULO IV - AJUSTE DO CONTROLADOR DISCRETO

4.1 - Introdução.....84
4.2 - Análise e Ajuste da Estrutura PV no Plano Z.....84
4.3 - Efeito do Período de Amostragem.....91
4.4 - Inclusão de Zeros na Malha de Controle.....94
4.5 - Transformação dos Ganhos.....97
4.5.1 - Conversor D/A e Fonte de Potência.....98
4.5.2 - Encoder e Contador.....99
4.5.3 - Somador.....100
4.6 - Conclusão.....101

CAPÍTULO V - RESULTADOS DE IMPLEMENTAÇÃO

5.1 - Introdução.....102
5.2 - Modulos do Software.....102
5.3 - Problemas Encontrados.....106
5.4 - Resultados de Implementação.....106
5.4.1 - Comportamento dos Motores com o Ajuste.....106
5.4.2 - Tempo de Execução do Modulos.....107
5.4.3 - Comportamento Global do Sistema.....107
5.4.4 - Erro Final.....111
5.4.5 - Velocidades e Acelerações Máximas.....111
5.4.6 - Efeitos da Compensação Dinâmica.....112
5.5 - Conclusão Final.....115

INTRODUÇÃO

1 - OBJETIVO DO TRABALHO

O objetivo central deste trabalho é detalhar um estudo sistemático e um procedimento de implementação de um controle para o robô Puma 560 da Unimate.

Ele se inicia com o levantamento de parâmetros envolvidos no sistema, passando a seguir pela análise de algoritmos de controle e pelo estudo dos efeitos de acoplamento dinâmico para o robô Puma 560. A definição de uma compensação compatível com a capacidade de processamento disponível é obtida e os resultados da implementação no robô finalizam o trabalho.

Embora esta tese tenha sido motivada pelo acionamento de um robô específico, o procedimento e muitos dos resultados deste trabalho tem carater geral, podendo ser aproveitados em outras situações.

O projeto de controle toma o ponto de vista de sistemas discretos monovariáveis e baseia-se no ajuste do controlador via lugar das raízes, e seria clássico não fosse o tratamento dado às perturbações mais significativas. Estas são compensadas dinamicamente numa abordagem via controle antecipativo (feedforward), no que se refere às compensações das perturbações. Além disso, demos bastante atenção aos compromissos de natureza física associados à implementação.

A utilização de simulação nos foi bastante útil em duas fases deste trabalho. A primeira no estudo dos efeitos dinâmicos do robô, auxiliando na redução do modelo dinâmico e na comprovação deste. Posteriormente foi empregada como complemento à análise das estratégias de controle para a verificação dos ajustes obtidos analiticamente.

A implementação do controle para o robô Puma 560, foi realizada em um hardware desenvolvido no Centro Tecnológico para Informática - CTI.

Este trabalho se enquadra em um projeto maior denominado Estação de Trabalho para Robôs Industriais - ETRI - desenvolvido pela Divisão de Robótica do CTI. Este projeto tem como objetivo viabilizar o desenvolvimento de controladores de robôs no país de forma independente.

2 - HIERARQUIA DE CONTROLE

Um sistema de controle para um robô industrial pode ser estruturado funcionalmente em três níveis hieráquicos [KUN 84]. A função de cada nível é desenvolvida em um ou vários microprocessadores ou computadores, os quais se comunicam via um sistema de barramento.

A figura 1, ilustra a divisão de um sistema de controle em níveis. No nível mais elevado, se faz o planejamento das tarefas do robô manipulador, através do diálogo entre o operador e o sistema.

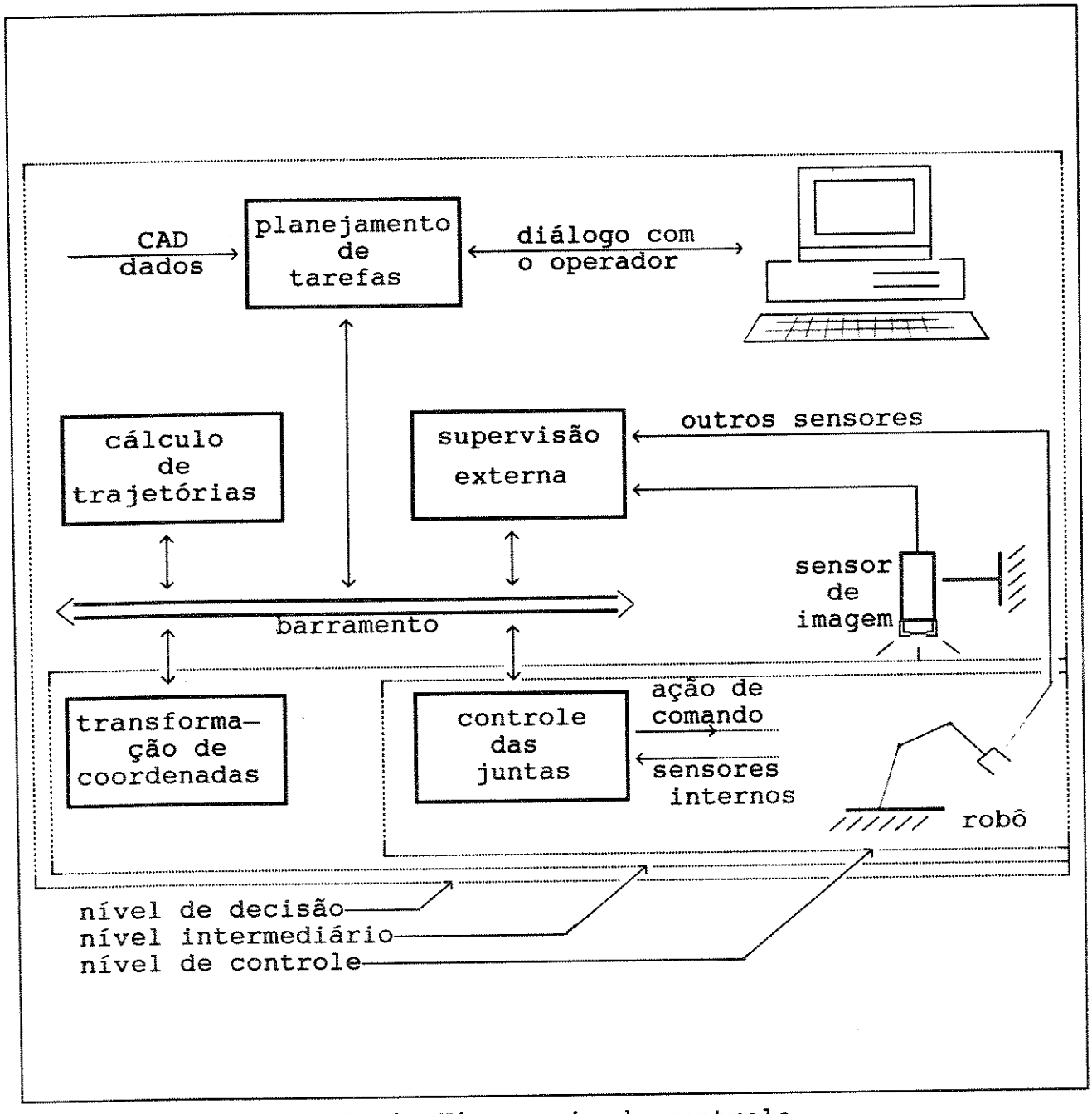


Fig.1: Hierarquia de controle

No nível intermediário são feitos os cálculos para as trajetórias desejadas para o orgão terminal do manipulador, as transformações para o sistemas de coordenadas internas das juntas e o tratamento de informações de sensores táteis e óticos.

No nível mais baixo, assume-se finalmente a tarefa de controlar as posições e velocidades das juntas do manipulador utilizando-se os sensores internos (potenciômetros, tacômetros, codificadores angulares, etc.).

Este trabalho é voltado para o terceiro nível de controle, estudando algumas estratégias de controle linear combinada com um compensação parcial dos efeitos dinâmicos.

3 - ETRI - ESTAÇÃO DE TRABALHO PARA ROBÔS INDUSTRIAIS

Os resultados deste estudo foram verificados na ETRI, Estação de Trabalho para Robôs Industrias.

A ETRI é um ambiente de auxílio ao projeto de controladores de robôs que permite experimentar e validar soluções técnicas, servindo como laboratório para pesquisa e desenvolvimento [RAM 88]. Ele é composto de cinco módulos integrados: geração automática de modelos, aquisição e identificação, simulação, controle e linguagem. A figura 2 mostra a estrutura da ETRI.

O módulo gerador automático de modelos para robôs GMSIR permite a obtenção dos modelos dinâmico, geométrico e inverso; o módulo de aquisição de dados e identificação de parâmetros processa dados provenientes de ensaios realizados sobre o robô através do controlador para fins de análise e/ou identificação de parâmetros; o módulo de simulação permite realizar simulações a nível de junta e global, levando em consideração os acoplamentos dinâmicos; o módulo controlador integra algoritmos já validados pela simulação; e o módulo da linguagem de programação permite a descrição de uma tarefa do robô através de uma linguagem textual.

4 - O HARDWARE

O hardware utilizado nesta implementação é composto por um sistema baseado em multiprocessamento, um monitor e um PC-XT. O monitor é usado para acompanhar algumas variáveis do sistema. No PC é onde reside o núcleo interpretador da linguagem para robôs.

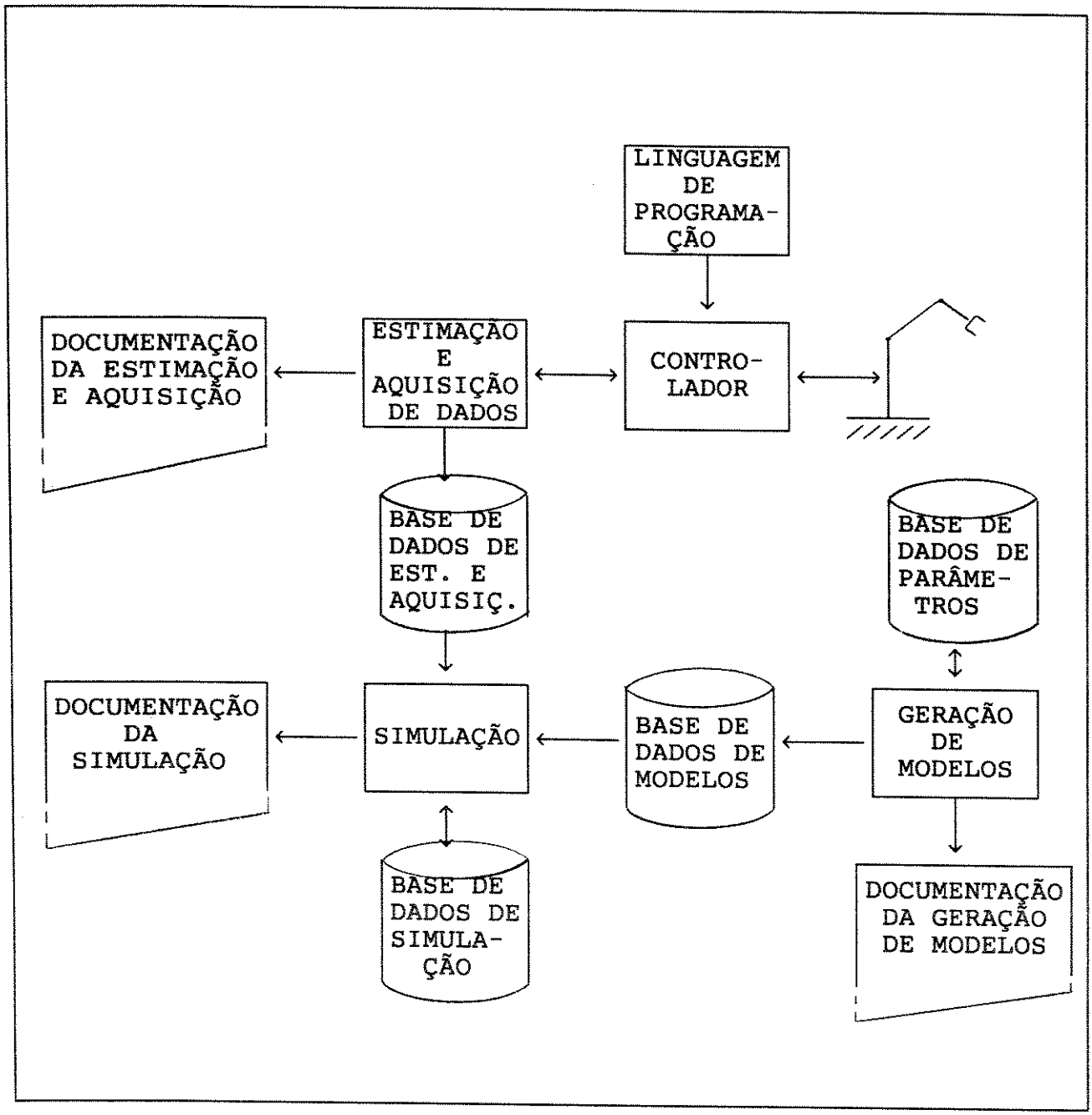


Fig.2: Estação de Trabalho para Robôs Industriais.

No sistema multiprocessado é onde foi efetivamente implementado o controle, possuindo três cpu's interligadas por barramento VME e algumas placas com circuitos auxiliares (figura 3). Descreveremos agora estas placas com a função que cada uma exerce no sistema:

. Placa Z80: É o principal circuito do sistema, sendo

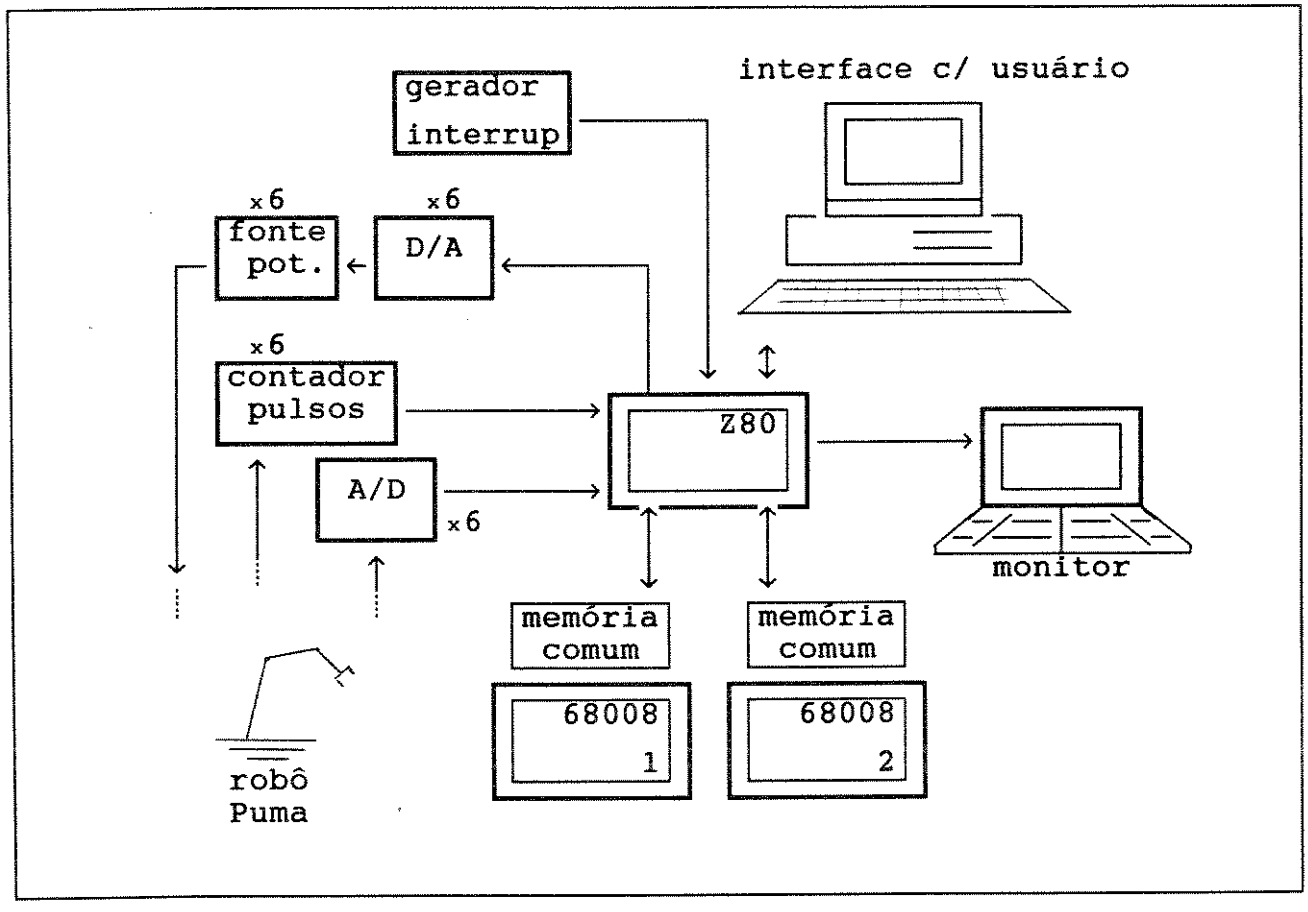


Fig 3: Hardware do controlador

responsável por todas as operações de entrada e saída. O Z80 tem acesso a todas as placas ligadas ao barramento, gerenciando os dados lidos do robô, envio dos sinais de controle, etc..

. Placas 68008. Existem duas placas iguais controladas pelos microprocessadores 68008 com os coprocessadores MC 68881. Estes microprocessadores realizam as tarefas de processamento do sistema. Uma das placas é responsável pelos cálculos da compensação dinâmica e a outra pela geração da referência em cúbica mais a ação de controle. Estas placas se comunicam com a placa do z80 através de uma área de memória comum endereçável pelas duas cpu's, mas não trocam informações entre si, formando uma estrutura em estrela. Os coprocessadores conferem ao sistema

rapidez e precisão nas operações matemáticas em ponto flutuante.

. Placas contadoras de pulsos. Dentro de cada uma das 6 juntas, o robô possui um encoder relativo que gera duas ondas quadradas defasadas de 90^{o} ou -90^{o}, dependendo do sentido de rotação. Para se saber a posição absoluta da junta é necessário contar os pulsos gerados pelo enconder. Esta placa consegue identificar o sentido de rotação e assim soma ou subtrai os pulsos. Ela esta ligada ao barramento e é acessada pela cpu Z80 a cada período de amostragem. Através desta placa obtemos a medida de velocidade (pulsos/período de amostragem) e de posição.

. Placa conversora digital/analógica. Recebem do Z80 um valor digital correspondente ao torque que deve ser aplicado a cada motor do robô. Este valor digital é transformado em um sinal de tensão correspondente e é aplicado então a uma fonte de pontência.

. Fontes de potência. É uma fonte de corrente uma vez que aplica corrente proporcional à entrada independente da carga, dentro de certos limites.

. Placa conversora analógica/digital. Fornece um número binário proporcional ao sinal de tensão dos potenciômetros existentes nas juntas do robô, fornecendo as posições absolutas das juntas. Esta medida só é usada na inicialização devido a sua falta de precição.

. Gerador de sinal para interrupções: Gera sinais de interrupção na frequência programada. É usado para fixar o período de amostragem do sistema.

. Monitor. É usado para acompanhar algumas variáveis do sistema tais como posição e velocidade das juntas do robô e durante o desenvolvimento do sistema para "debugar" e carregar o sistema nas placas Z80 e 68008.

. Microcomputador PC-XT. Foi utilizado no desenvolvimento dos demais módulos e durante a execução de tarefas pelo robô realiza a interface com o operador.

5 - APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho foi dividido em cinco capítulos:

- O primeiro capítulo trata do levantamento de parâmetros necessários para a realização do controle, compreendento o relato das técnicas usadas. Estes parâmetros são: dos motores, cinemáticos e dinâmicos do robô e os da fonte de potência utilizada no controlador.

- O segundo capítulo mostra um estudo sobre os efeitos do acoplamento dinâmico do robô Puma, e relata os procedimentos usados para a obtenção de um modelo dinâmico simplificado compatível com o hardware disponível. Ao final deste é apresentado o modelo dinâmico reduzido com o qual operou-se na continuidade deste trabalho.

- O terceiro capítulo, apresenta algumas estratégias de controle propostas na literatura, suas análises e ajustes empregando o lugar das raízes no plano S. Alguns resultados de simulação são apresentados como forma de ilustração.

- O quarto capítulo realiza a análise e o ajuste da estratégia de controle escolhida para ser implementada na sua versão amostrada (portanto no plano Z) e leva em conta a influência dos dispositivos que aparecem na malha de controle real.

- O último capítulo apresenta os módulos de software implementados e os resultados obtidos e sugere algumas alternativas para o aperfeiçoamento do controlador.

CAPÍTULO I

LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS

1.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo relatamos o processo de levantamento dos parâmetros necessários para a implementação cuidadosa de um controlador de um robô. Estes parâmetros estão relacionados aos motores DC do robô, às características geométricas e dinâmicas do robô e ainda à fonte de potência disponível para este controle.

1.2 - APRESENTAÇÃO DO ROBÔ PUMA 560

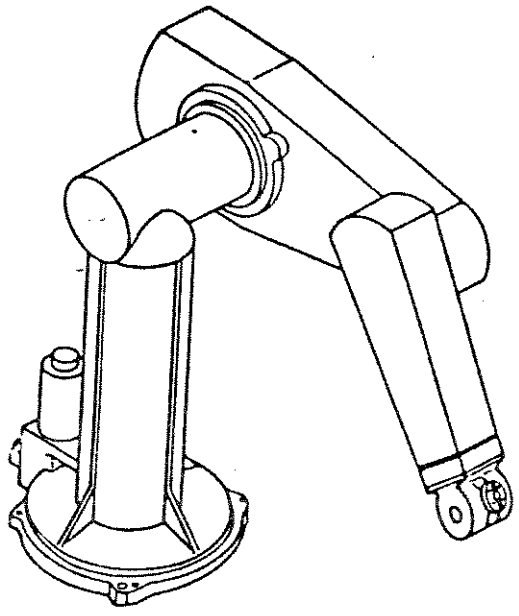
O manipulador Puma 560, é um robô de seis graus de liberdade, possuindo seis juntas rotacionais. Seus atuadores são motores DC de imã permanente. A figura 1.1.a (extraída de [UNI 85]) mostra o robô e a figura 1.1.b sua cadeia cinemática.

Os seis motores do robô Puma são de dois tipos. O mais potente, que chamaremos de "motor a", é utilizado nas três juntas inferiores do robô e o outro, "motor b", nas juntas do punho.

1.3 - PARÂMETROS DOS MOTORES

O levantamento dos parâmetros dos motores é a base deste trabalho, pois eles influenciam diretamente na escolha e ajuste das estratégias analisadas.

a)



b)

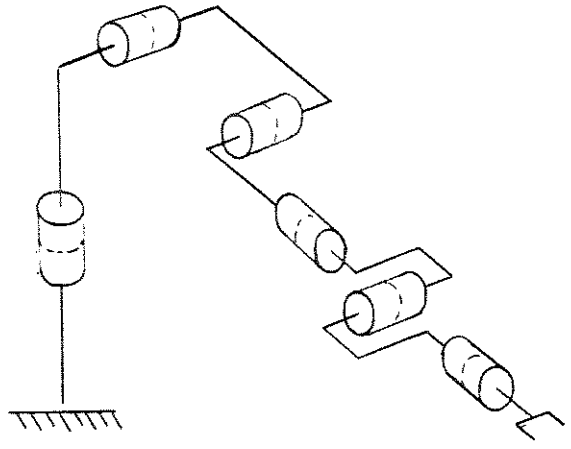


Fig.1.1: a) robô Puma 560.
b) cadeia cinemática.

A técnica utilizada no levantamento, é apresentada por

[LOR 77] e aplica-se a motores de corrente contínua com excitação independente. Ela é baseada na resposta temporal de corrente à um degrau de tensão.

Um diagrama do circuito equivalente de um servo-motor de excitação independente contendo todos os parâmetros de interesse é mostrada na figura 1.2, onde:

R_a : resistência de armadura;
L_a : indutância de armadura;
β : atrito viscoso;
J : momento de inércia do rotor;
T_s : torque devido ao trito seco;
k_t : constante de torque;
k_e : constante de tensão.

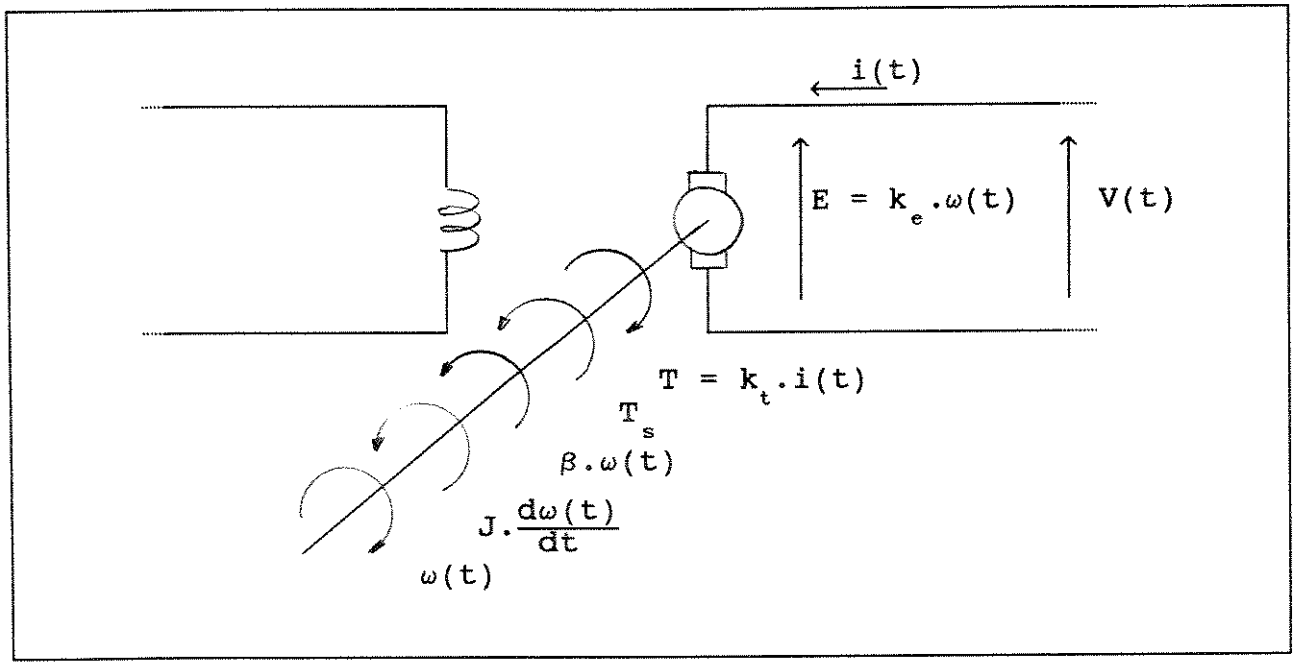


Fig.1.2: Motor DC de excitação independente

Através da forma da resposta da corrente de armadura, é selecionado um dos oito possíveis modelos, propostos por [LOR 77]. Estes modelos variam em complexidade e em número de parâmetros. O modelo mais completo, "número 8" é mostrado na figura 1.3.

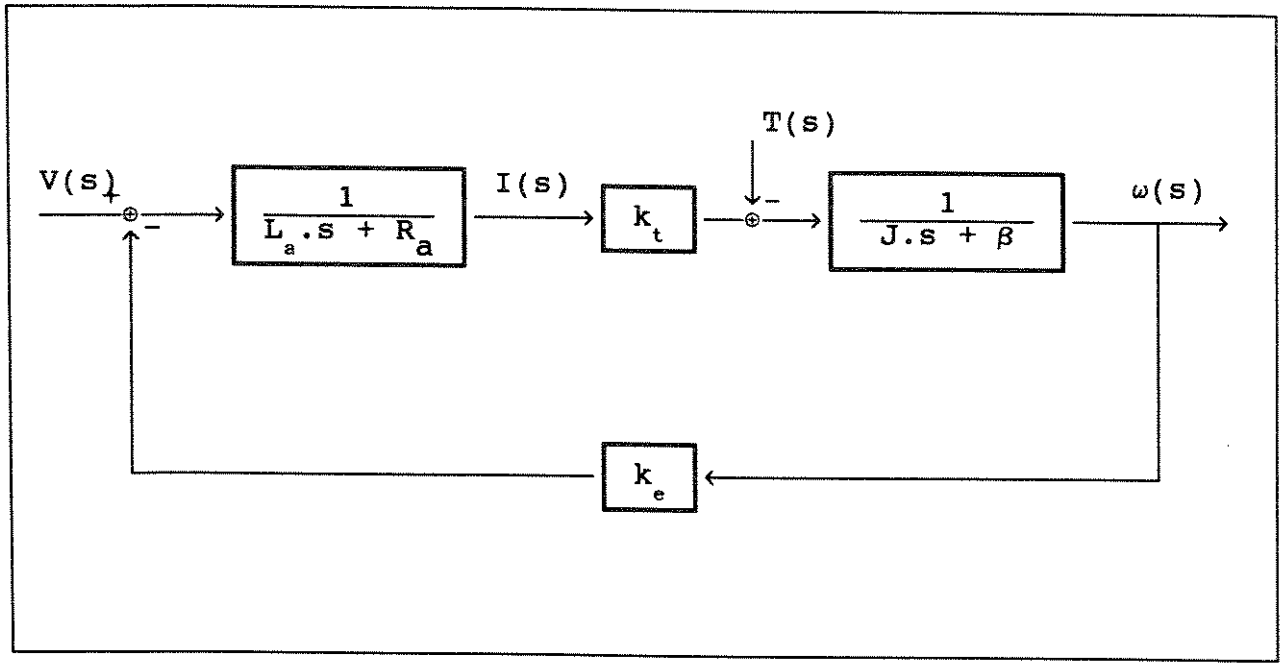


Fig.1.3: Modelo "oito".

No trabalho citado são apresentadas oito curvas com respostas típicas de corrente à uma entrada em degrau de tensão. Cada uma destas oito curvas corresponde a um dos oitos modelos. Normalmente é possível determinar que modelo deve ser usado, comparando-se a resposta do motor que é objeto do levantamento, com este conjunto de curvas dos modelos.

Tendo-se determinado o modelo apropriado, o segundo passo é estimar seus parâmetros.

1.4 - LEVANTAMENTO DOS PARAMÊTROS DOS MOTORES DO PUMA 560

As medidas de laboratório que o método exige foram repetidas diversas vezes para minimizar os possíveis erros. Os dois tipos de motores do robô Puma foram classificados como tipo 8. As medidas necessárias para os motores do tipo 8 são:

t1 : instante de pico da corrente em ms.
i(t1): corrente de pico em A.
t2 = 2 * t1
i(t2): corrente no instante t2 em A.

Iss : corrente de estabilização em A.
Idz : corrente de partida.
ω : velocidade angular de estabilização em rd/s.

A figura 1.4 mostra um resposta típica dos motores que devem ser modelados como tipo 8, ilustrando alguns valores de interesse para a determinação dos parâmetros.

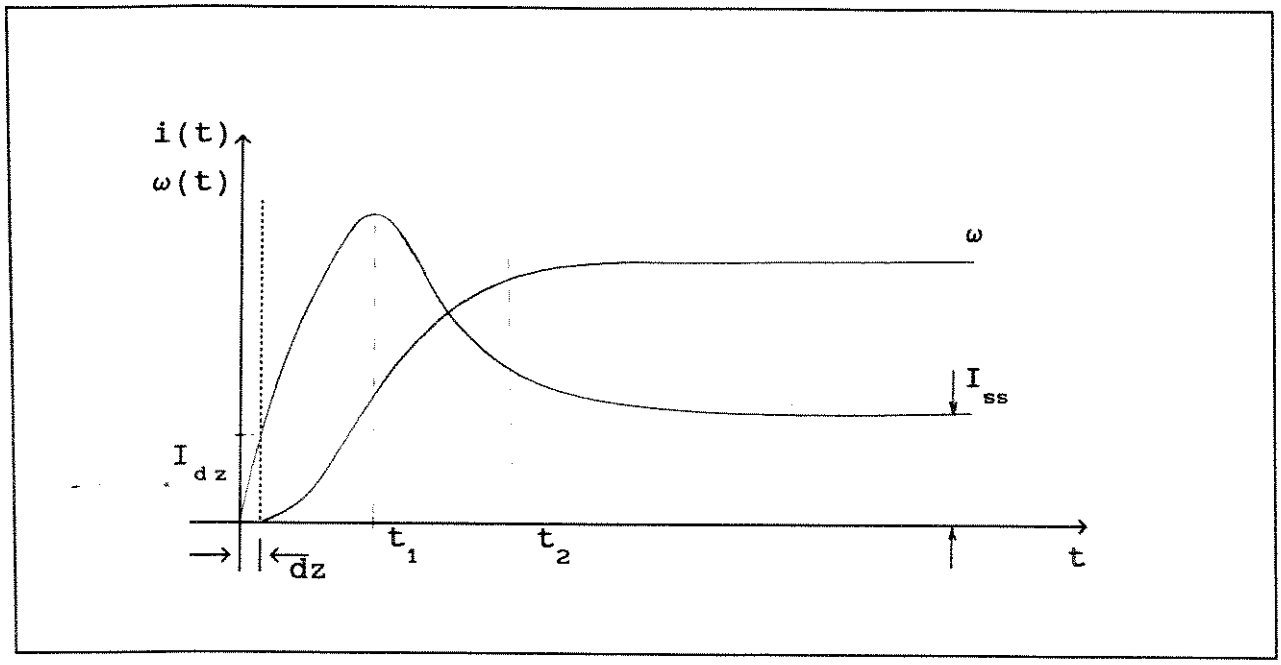


Fig.1.4: Resposta típica de um motor "tipo 8".

Observações:

. Para os ensaios os motores foram desconectados das juntas, funcionando "a vazio".

. O degrau de tensão usado foi de 8.0 Volts para o motor de maior potência e de 15.0 Volts para o menor.

. Foram realizadas 7 medidas para cada sentido de rotação dos motores, para se obterem os valores médios de t1, i(t1), t2 e i(t2). O valor de ω foi medido com um frequêncimetro digital, utilizando-se o sinal do encoder acoplado diretamente ao rotor. A corrente Iss foi obtida medindo-se a tensão em uma resistência shunt.

. As medidas de ω e Iss, foram realizadas com o motor em regime permanente, e seus valores não sofreram variações significativas.

. A medida de Idz, foi feita elevando-se gradualmente a tensão de entrada da fonte, até que o rotor começasse a girar.

MEDIDAS

Motor tipo (a)
utilizado nas juntas 1, 2 e 3

Sentido anti-horário

tensão: 8,0 V Iss: 0,255 A
ω: 26,73 rad/s Idz: 0,200 A

A tabela 1.1 mostra as medidas obtidas com o ensaio do motor tipo (a) do Puma 560, sua média e desvio padrão, no sentido anti-horário.

Tab.1.1: Média das medidas para o motor tipo (a). Sentido anti-horário.

	t1	i(t1)	t2	i(t2)
1	3,125	2,243	6,250	1,864
2	3,410	2,320	6,820	1,906
3	3,520	2,233	7,040	1,876
4	3,800	2,248	7,600	1,858
5	3,800	2,219	7,600	1,746
6	3,710	2,284	7,420	1,716
7	3,410	2,207	6,820	1,829
média	3,539	2,251	7,078	1,828
desvio	0,230	0,036	0,460	0,065

Sentido horário

tensão: 8,0 V Iss: 0,255 A
ω: 26,91 rad/s Idz: 0,200 A

A tabela 1.2 é equivalente a anterior para o sentido horário:

Tab.1.2: Média das medidas para o motor tipo (a). Sentido horário.

	t1	i(t1)	t2	i(t2)
1	4,400	2,273	8,800	1,583
2	3,516	2,385	7,032	1,823
3	3,500	2,314	7,000	1,787
4	3,516	2,172	7,032	1,811
5	3,610	2,190	7,220	1,669
6	3,320	2,054	6,640	1,728
7	3,220	2,284	6,440	1,876
média	3,583	2,239	7,166	1,754
desvio	0,356	0,101	0,711	0,093

Média resultante dos dois sentidos de giro

tensão:	8,0 V	Iss:	0,255 A
ω:	26,83 rd/s		
t1:	3,561 ms	i(t1):	2,245 A
t2:	7,122 ms	i(t2):	1,791 A

Parâmetros obtidos para o motor tipo (a)

Seguindo o procedimento ditado no método com os valores obtidos acima, chegou-se aos seguintes parâmetros:

Ra = 2,843 omhs	La = 4,219 mH
Ke = 0,271 V.s/rad	Kt = 0,271 N.m/A
J = 2,3e-04 N.m.s^2	B = 5,28e-04 N.m.s
Tf = 0,054 N.m	

Motor tipo (b)

utilizado nas juntas 4, 5 e 3

Sentido anti-horário

tensão: 15,0 V	Idz: 0,16 A
ω: 155,82 rad/s	Iss: 0,32 A

A tabela 1.3 mostra as medidas para o *motor tipo b* no sentido anti-horário.

Tab.1.3: Média das medidas para o motor tipo (b). Sentido anti-horário.

	t1	i(t1)	t2	i(t2)
1	2,540	2,308	5,080	2,012
2	2,637	2,279	5,274	2,119
3	2,637	2,190	5,274	2,106
4	2,637	2,284	5,274	2,083
5	2,539	2,101	5,078	2,056
6	2,637	2,261	5,274	2,101
7	2,344	2,326	4,688	2,125
média	2,567	2,250	5,134	2,086
desvio	0,101	0,073	0,201	0,037

Sentido horário

tensão: 15,0 V Iss 0,31 A

ω: 149,23 rad/s Idz 0,16 A

A tabela 1.4 mostra as medidas obtidas no ensaio do motor tipo b, no sentido horário.

Tab.1.4: Média das medidas para o motor tipo (b). Sentido horário.

	t1	i(t1)	t2	i(t2)
1	2,637	2,207	5,274	1,970
2	2,637	2,196	5,274	2,071
3	2,734	2,267	5,468	2,024
4	2,442	2,182	4,884	2,106
5	2,734	2,231	5,468	1,982
6	2,539	2,143	5,078	1,941
7	2,734	2,219	5,468	2,030
média	2,637	2,206	5,274	2,018
desvio	0,104	0,036	0,208	0,054

Média resultante dos dois sentidos de giro

tensão:	15,0 V	Iss:	0,315 A
ω:	152,52 rd/s		
t1:	2,602 ms	i(t1):	2,228 A
t2:	5,204 ms	i(t2):	2,052 A

Paramêtros obtidos para o motor tipo (b)

Para o segundo motor do robô Puma 560 com os valores obtidos acima, chegou-se aos seguintes parâmetros:

Ra = 6,200 omhs	La = 4,483 mH
Ke = 0,087 V.s/rad	kt = 0,087 N.m/A
J = 2,34e-05 N.m.s^2	B = 8,73e-04 N.m.s
Tf = 0,014 N.m	

Verificação dos modelos

Com os modelos obtidos, realizamos simulações a fim de compararmos as respostas temporais com as dos motores reais. Como as ferramentas usadas (simulador e o módulo de aquisição de dados) utilizam-se da mesma interface gráfica, a comparação atesta com mais realidade a qualidade dos modelos levantados. A figura 1.5 compara a resposta do motor tipo (a) com a resposta do *modelo 8* com parâmetros levantados no ensaio. A figura 1.6 mostra as respostas do motor tipo (b) e a do modelo correspondente, com os paramêtros obtidos no ensaio.

Com esta comparação final podemos concluir que o modelamento dos motores do robô Puma, através do método descrito em [LOR 77], foi bem realizado, obtendo-se com o modelo uma resposta de corrente ao degrau de tensão, muito semelhante ao motor real.

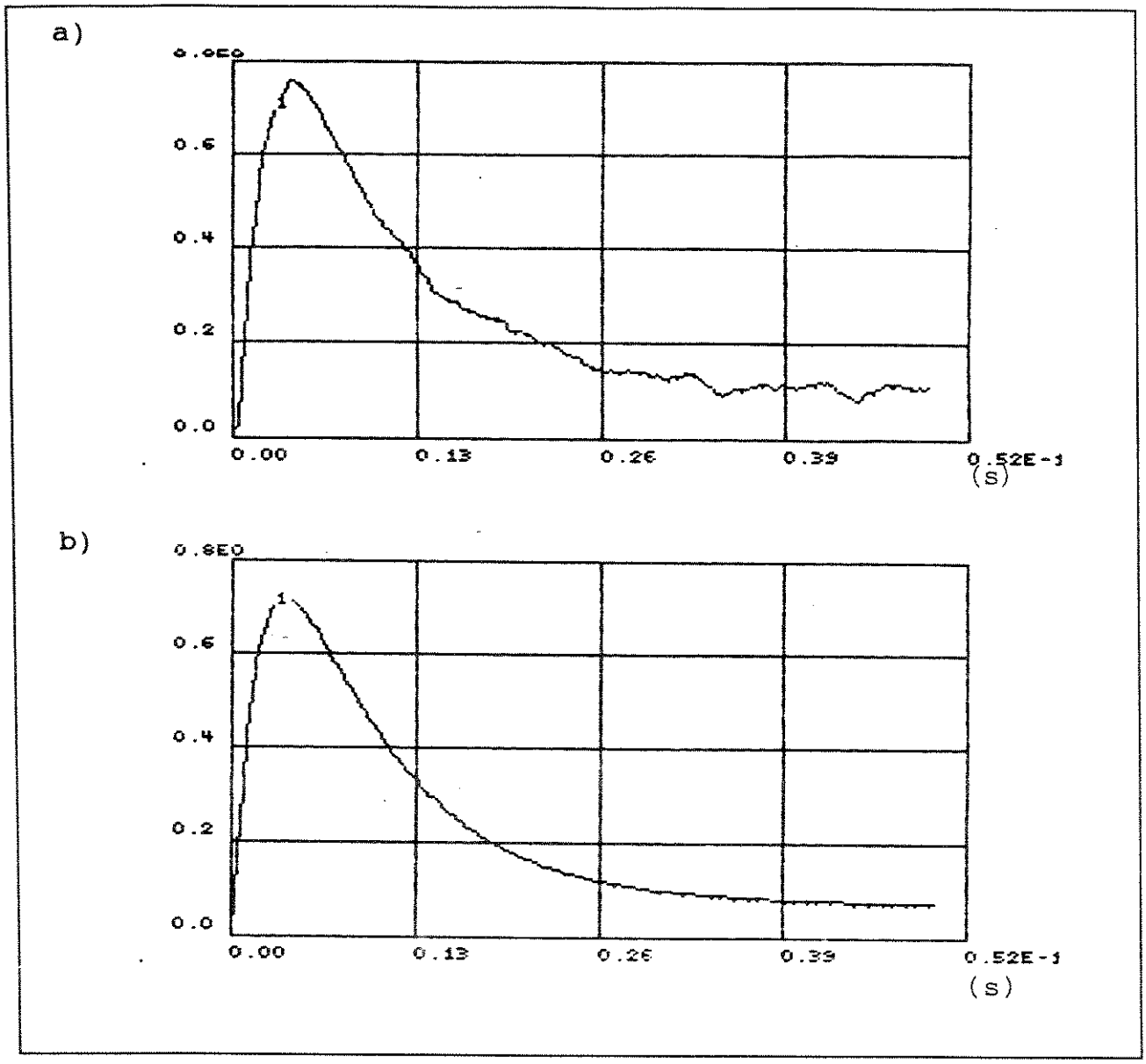


Fig.1.5: a) Respota do *motor (a)*.
b) Resposta do modelo.

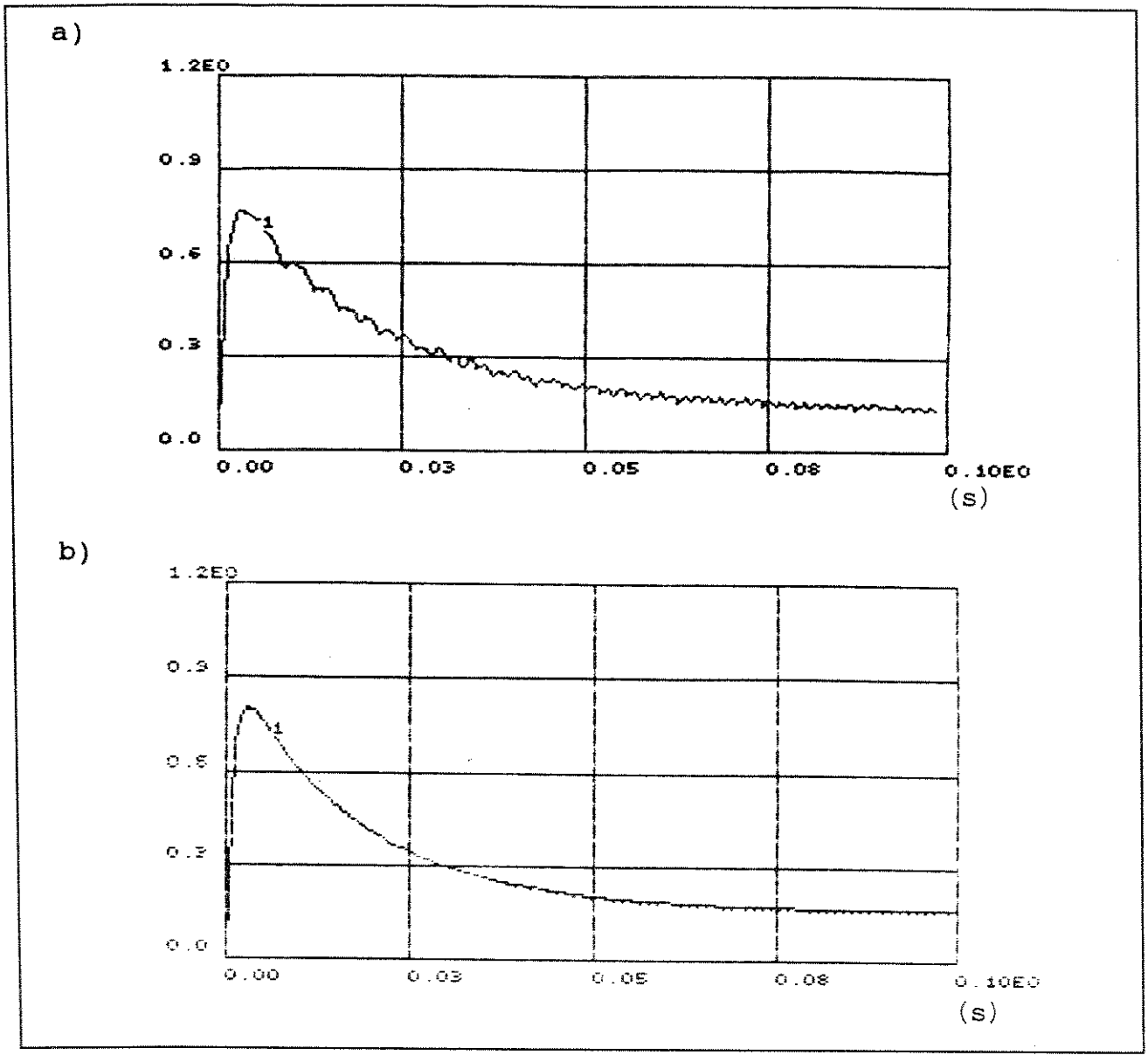


Fig.1.6: a) Respota do *motor (b)*.
b) Resposta do modelo.

1.5 - PARÂMETROS DO MECANISMO DE TRANSMISSÃO

O procedimento anterior fornece, entre outros, os valores das inércias e atritos viscosos dos motores. Em [ARM 86], são apresentados valores de inércia para os seis conjuntos de motor/transmissão. Através da comparação dos valores podemos estimar a contribuição exclusiva da transmissão (tabela 1.5).

tab.1.5: Inércia das transmissões.

junta	inércia ($kg.m^2$)
1	$0,60x10^{-4}$
2	$1,79x10^{-4}$
3	$0,58x10^{-4}$
4	$1,12x10^{-5}$
5	$1,12x10^{-5}$
6	$0,94x10^{-5}$

Não conseguimos avaliar o atrito viscoso do mecanismo de transmissão, sendo portanto desconsiderado no ajuste teórico.

1.6- LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS DAS FONTES DE POTÊNCIA

As seis fontes de potência utilizadas na implementação do robô Puma 560 foram aproveitadas do controlador original da UNIMATE. Cada uma delas alimenta um motor individualmente e todas as fontes utilizadas são iguais facilitando o levantamento dos parâmetros necessários.

Os sinais de controle gerados pelos algorítmos serão aplicados sob forma de tensão à entrada das fontes de potência, que por sua vêz produzirão corrente nas armaduras dos motores DC do robô (figura 1.7).

As fontes de potência têm o seguinte comportamento dentro dos limites de projeto: aplicam corrente proporcional à entrada de tensão, independente da carga. Este comportamento nos permite desconsiderar o pólo elétrico dos motores do Puma da malha de controle.

Os limites da fonte são a saturação de potência e a faixa de frequência. Esta última, determina a máxima frequência do sinal de

entrada para a qual a fonte ainda mantém o ganho constante.

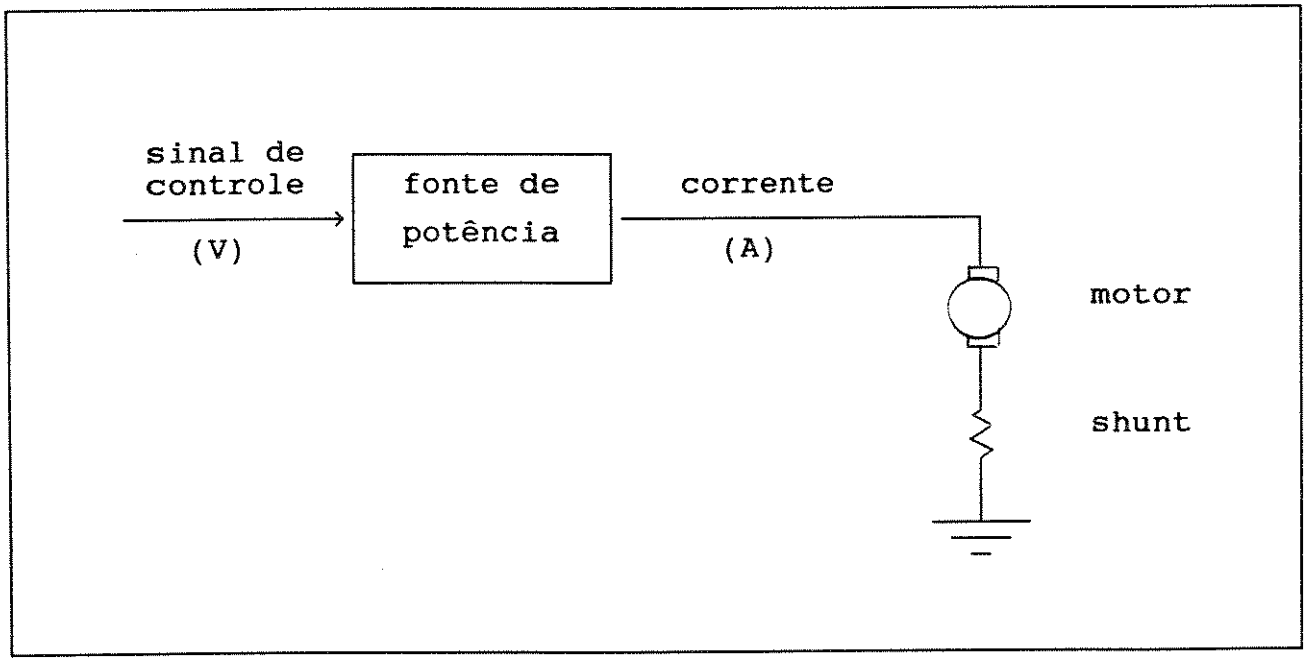


Fig.1.7: Sinal de controle + fonte + motor DC.

Com os ensaios realizados em laboratório e mostrados a seguir chegamos a um modelo razoável para a fonte de potência, a ser usado nas simulações e nos ajustes dos compensadores.

A figura 1.8 representa graficamente este modelo.

A corrente máxima que pode ser aplicável pela fonte é dada por duas caracteríscas:

1) O valor máximo absoluto de corrente que seus circuitos de saída suportam é próximo a 5 amperes, por isto ela apresenta uma proteção que limita sua saída neste valor(Imf = 5A);

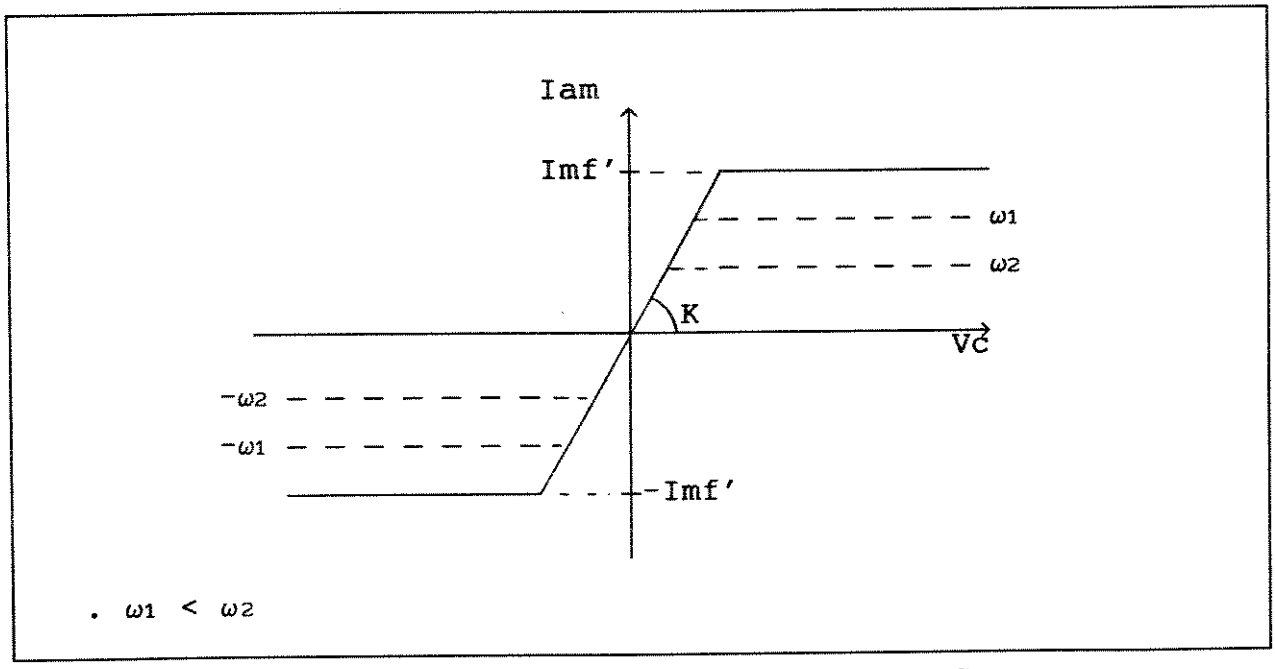


Fig.1.8: Gráfico corrente x tensão

Iam - corrente aplicada no motor;
K - constante de proporcionalidade;
Vc - tensão de controle;
Imf - corrente máxima aplicável pela fonte.
ω_1, ω_2 - velocidades angulares do motor.

2) Quando o valor da velocidade angular do motor aumenta, sua força contra eletro-motriz também aumenta. Para injetar o valor de corrente proporcional à tensão de controle, a fonte é obrigada a aumentar sua tensão de saída. Porém esta tensão é limitada em ± 40 Volts (Vm). Este outro limite para a corrente máxima aplicável aos motores pode ser expresso pela seguinte equação:

$$Imf' = (Vm - k_e.\omega) / Z$$

onde:

ω é a velocidade angular do motor;

k_e é a constante de tensão do motor;

Z é a indutância de armadura do motor.

finalmente, o limitante de corrente é dado por:

$$\min \{ Imf, Imf' \}$$

Dos parâmetros acima o único que desconhecemos é K, que define a relação entre a tensão de entrada e a corrente aplicada pela fonte de corrente no motor. Realizamos um ensaio para determinarmos K.

Uma onda triangular de 20 Hz e 20 Volts pico a pico, foi aplicada à entrada da fonte (figura 1.9.a). A leitura da corrente de saída foi feita com o auxílio de uma resistencia "shunt" de 0.33 omhs (figura 1.9.b). Como para esta frequência de entrada o rotor não se move, não há força contra-eletromotriz, podendo se medir facilmente a constante K da fonte de potência. Obtendo-se então:

$$K \cong 0,404$$

Com o objetivo de avaliar a "frequência de canto", acima da qual a fonte de potência deixa de responder linearmente, foi aplicado um conjunto de ondas senoidais de frequência crescente e amplitude constante de 10 volts. A figura 1.10.a mostra a senoide de 750 Hz aplicada à entrada da fonte de potência. Para esta frequência a fonte ainda possui uma resposta satisfatória com uma pequena defasagem (figura 1.10.b). Para a frequência de 1 kHz a resposta continuava apresentado uma pequena defasagem na frequência com uma queda no ganho K de 0,71 db. Esta frequência é cinco vezes maior que a frequência de amostragem do sistema que é igual a 200 Hz (T = 5 ms), indicando que o modelo linear estático pode ser usado para a fonte de potência até seu limite de saturação.

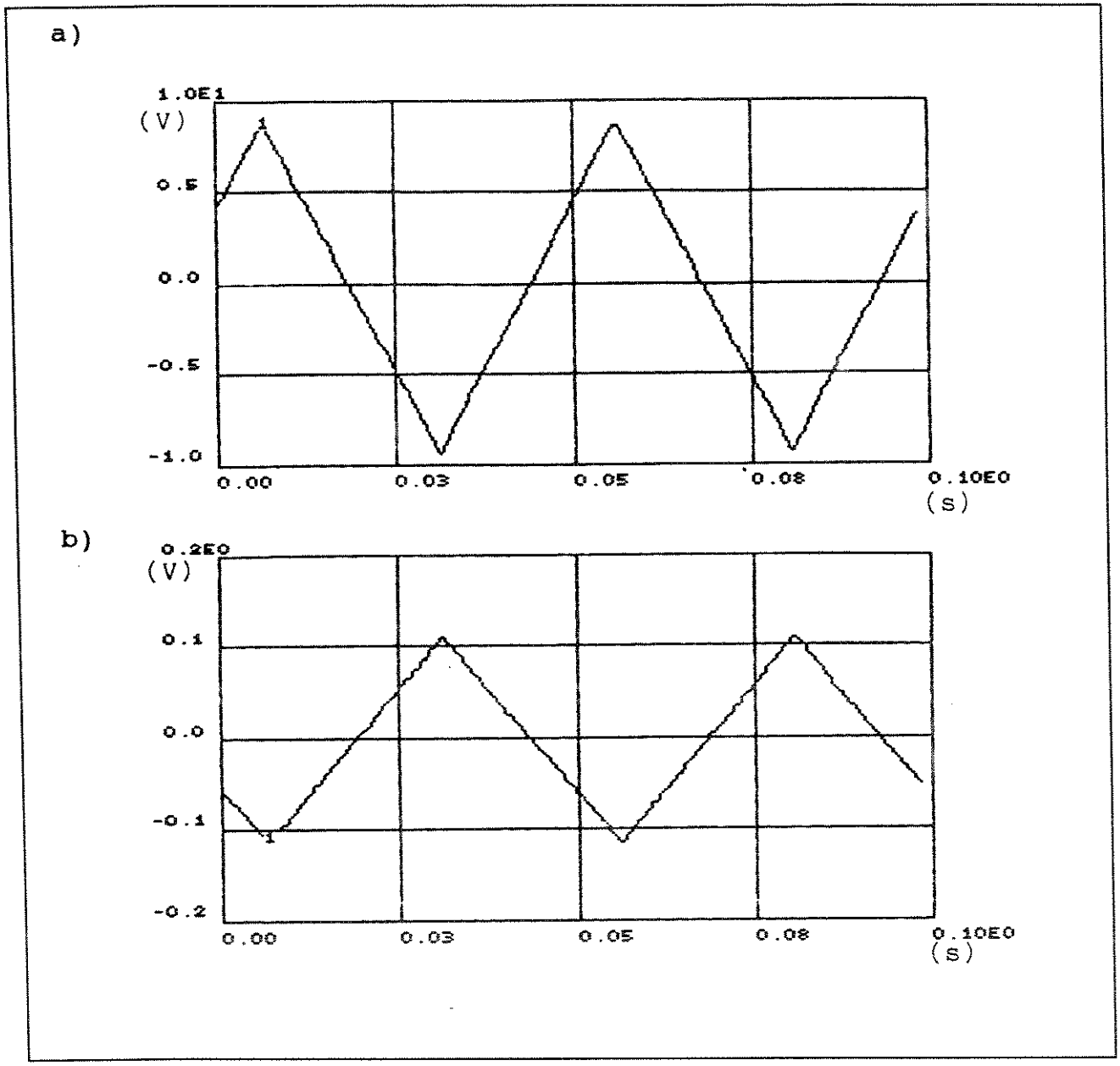


Fig.1.9: Ensaio 1

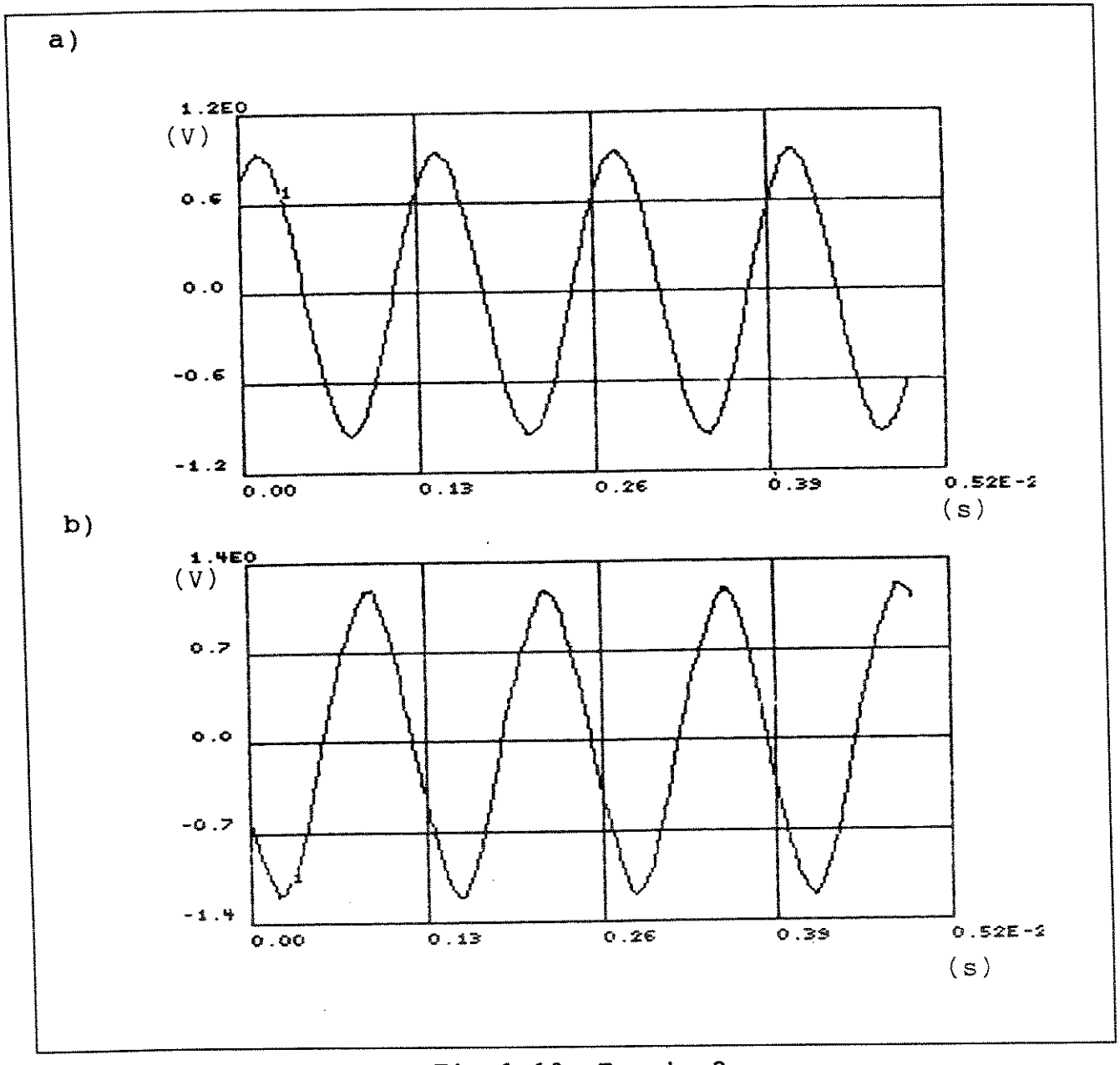


Fig.1.10: Ensaio 2

1.7 - PARÂMETROS DO ROBÔ PUMA 560

Por ser uma estrutura dinâmica poliarticulada, as juntas do um robô estão sujeitas a uma série de perturbações. Estas perturbações, que podem aparecer na forma de forças nas juntas prismáticas e torques nas rotacionais, tem origem na gravidade, que atua nos "links" do robô e nos movimentos de suas juntas.

Estas forças generalizadas (torque ou força) são funções de uma série de parâmetros do robô, e representadas pelo modêlo dinâmico do robô. Estes parâmetros são chamados de parâmetros de "link" ou de parâmetros dinâmicos.

Com a determinação destes parâmetros fica possível avaliar quantitativamente as forças generalizadas para um determinado movimento do manipulador. Nós iremos utilizar estes parâmetros no capítulo II, em um estudo de um modelo dinâmico realizável para o robô Puma 560.

Existem algumas maneiras de se determinar os parâmetros dinâmicos de um manipulador: estimação de parâmetros , cálculos matemáticos e medidas de laboratório.

Na identificação, os parâmetros são determinados através da comparação da resposta do robô com a do modelo [FER 84].

A obtenção dos parâmetros através de cálculos consiste em representar os diversos "links" do robô por formas geométricas com distribuição uniforme de massa, isto permite chegar a valores aproximados para os parâmetros.

No método de medidas de laboratório torna-se necessária a desmontagem do robô para se poder medir os parâmetros [ARM 86].

Neste trabalho iremos adotar os parâmetros medidos e apresentados por [ARM 86].

Os parâmetros necessários são as massas dos "links", a localização dos centros de gravidade e os termos da matriz de inércia. O autor de [ARM 86] relata o processo de medidas dos parâmetros do Puma: "O punho, o *link* dois e o *link* três do Puma 560 foram separados para medir estes parâmetros. A massa de cada componente foi determinada com uma balança (beam balance); o centro de gravidade foi localizado através do balanceamento de cada *link* sobre uma lâmina, uma vêz para cada eixo ortogonal; e os termos diagonais da matriz de inércia foram medidos com dois fios em suspensão". Os parâmetros do punho não foram diretamente medidos e sim avaliados usandos as dimensões externas dos "links"

e a massa do punho. Para obter os termos de inércia, os "links" do punho foram modelados como uma casca fina.

As medidas dos termos diagonais da matriz de inércia (inércia rotacionais), foram feitas suspendendo os links por dois fios. Com este arranjo, um pêndulo rotacional é criado sobre um eixo paralelo e a meio caminho dos dois fios de sustentação. Este método, requer o conhecimento de alguns parâmetros facilmente medidos: massa do link (m), localização do centro de gravidade, distância entre os fios de sustentação e o eixo de rotação (r), comprimento dos fios (l) e a frequência de oscilação rotacional (ω). A relação entre as grandezas medidas e a inércia rotacional é dada por:

$$I = \frac{M.g.r^2}{\omega^2.l}$$

onde:

I é inércia sobre o eixo de rotação;
g é a aceleração da gravidade.

Este ensaio é repetido uma vez para cada um dos três eixos dos links.

A tabela 1.6, apresenta os valores aproximados das massas para os "links" de dois a seis do Puma 560. A massa e a medida de inércia para o link 1 não são necessárias, pois não contribuem com nenhum efeito dinâmico.

Tab.1.6: Massas dos links.

link	massa (Kg)
2	17,40
3	4,80
4	0,82
5	0,34
6	0,09

As posições dos centros de gravidade (rx, ry e rz) são

descritas em relação ao sistemas de eixos coodernados do link. Os eixos do sistema são alocados conforme o método de Denavit-Hartenberg modificado. A tabela 1.7 apresenta estes valores.

Tab.1.7: Centros de Gravidades (metros).

link	rx	ry	rz
2	0,068	0,006	-0,016
3	0	-0,070	0,014
4	0	0	-0,019
5	0	0	0
6	0	0	0,032

Os termos de inércia são mostrados na tabela 1.8. Para cada link, o frame coordenado para os termos de inércia estão localizados no centro de gravidade, paralelos ao sistemas de eixos usados na tabela 1.7.

Os demais termos da matriz de inércia que aparencem fora da diagonal principal (produtos de inércia) são iguais a zero.

Tab.1.8: Termos de Inércia.

link	Ixx	Iyy	Izz
1	-	-	0,35
2	0,130	0,524	0,539
3	0,056	0,0125	0,086
4	$1,80x10^{-3}$	$1,80x10^{-3}$	$1,30x10^{-3}$
5	$0,30x10^{-3}$	$0,30x10^{-3}$	$0,40x10^{-3}$
6	$0,15x10^{-3}$	$0,15x10^{-3}$	$0,04x10^{-3}$

Observações:

1) Os erros nas medidas diretas para os valores da tabela 1.6, são de ± 0,01 + 1% (sic) - kg - para medidas diretas (links 1,2 e 3) e 25% para medidas indiretas (links 4, 5 e 6).

2) Os erros para os valores da tabela 1.7 são, nas medidas diretas são de ±0,003 m, e os valores derivados de medidas externas são de ± 25%.

3) Os erros para a tabela 1.8 são de 3 a 5% nas medidas diretas e ± 50% nos valores derivados de medidas externas.

1.8 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi mostrado o levantamento dos parâmetros necessários para o desenvolvimento de nosso controle para o robô Puma.

Eles serão utilizados nas simulações e no ajuste do controle e no cálculo da compensação dinâmica.

CAPITULO II

ESTUDO E COMPENSAÇÃO DOS EFEITOS DINÂMICOS

2.1 - INTRODUÇÃO

Para minimizar os efeitos dinâmicos que atuam nas juntas de um robô manipulador, usualmente empregam-se reduções elevadas nos motores e opera-se com velocidades e acelerações relativamente baixas. Entretanto, ganhos no desempenho podem ser conseguidos através do controle se considerarmos e compensarmos os efeitos de acoplamento dinâmico. Esta compensação pode ser realizada com o uso do modelo dinâmico que fornece as forças generalizadas que atuam nas juntas de um robô, em função das posições, velocidades e acelerações das juntas. O maior empecilho ao uso do modelo dinâmico na compensação está no tempo necessário para o cálculo das forças generalizadas que impossibilitam seu uso em tempo real. Este capítulo mostra um estudo sobre o modelo dinâmico do robô Puma 560, no qual foram aplicados procedimentos simplificadores através de uma análise de significância de termos de acoplamento e da avaliação das amplitudes das variáveis envolvidas no sistema, via simulação. Por meio desta análise conseguimos determinar quais

os efeitos dinâmicos são relevantes para o robô e obtemos um modelo reduzido que irá permitir uma compensação dinâmica viável computacionalmente. Apresentamos resultados de simulação do controle com a compensação dinâmica parcial proposta para algumas situações do robô Puma 560.

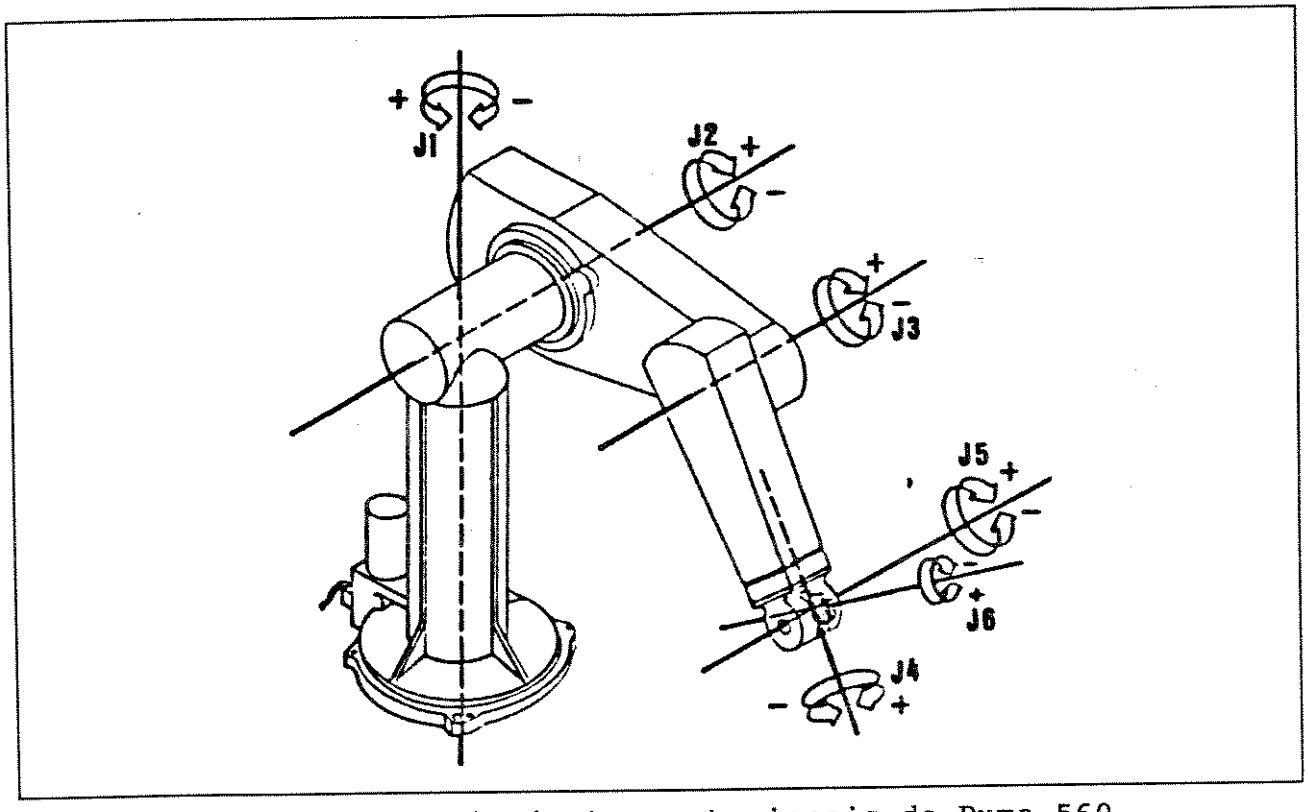


Fig.2.1: As seis juntas rotacionais do Puma 560.

2.2 - EFEITOS DO ACOPLAMENTO DINÂMICO E SUA COMPENSAÇÃO

As forças generalizadas Γ, são uma combinação dos efeitos de inércia, gravidade, força centrífuga e coriolis. Elas aparecem no robô Puma na forma de torques, pois suas seis juntas são rotacionais (figura 2.1 - extraída de [UNI 85]). Estes torques, de natureza não-linear, podem ser vistos como pertubações ao controle, mas dependendo de suas amplitudes podem causar imprecisões, oscilações e até dar origem à instabilidade do sistema. Uma forma de se compensar essas não-linearidades é através da utilização do modelo dinâmico do robô em questão

(desacoplamento). A figura 2.2, mostra uma malha de controle onde aparece uma estratégia de controle linear, acompanhada de uma compensação dinâmica cujo o objetivo de desacoplamento é obtido fazendo $t_c = t_p$. Os projetos tradicionais de robôs procuram evitar estes efeitos através de redutores de velocidade, minimizando estas interações. A alternativa de compensação, desta forma, transfere as restrições do projeto mecânico para a capacidade do software gerar a tempo e de forma adequada um torque compensador.

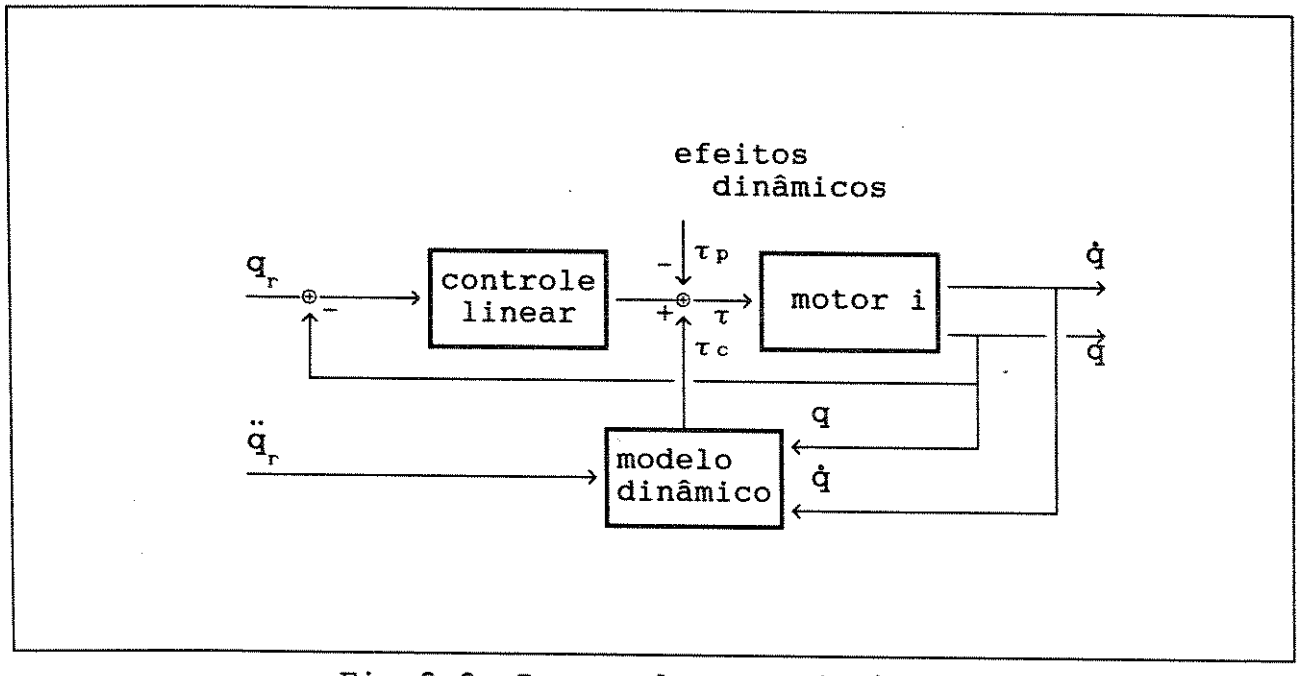


Fig.2.2: Desacoplamento dinâmico.

2.3 - MODELO DINÂMICO

A forma geral do modelo dinâmico é:

$$\Gamma = A(q).\ddot{q} + B(q).[\dot{q}\ \dot{q}] + C(q).[\dot{q}^2] + G(q) \qquad (2.1)$$

onde:

q $\dot{\mathbf{q}}$, $\ddot{\mathbf{q}}$ são respectivamente vetores de posições, velocidades, e acelerações das juntas.

$[\dot{q}^2]$ vetor de ordem n, com as velocidades de junta ao quadrado.

[q̇ q̇] vetor n(n-1)/2 de produtos de velocidades ($\dot{q}_i x \dot{q}_j$, $i \neq j$).

A e **C** são matrizes nxn dos termos de inércia e cetrífugos.

B é uma matriz n.(n(n-1))/2 dos termos de coriolis.

G vetor n com os torques de gravidade.

A implementação desta compensação esbarra em três dificuldades. A primeira delas está na geração do modelo para o robô. Os métodos que geralmente são utilizados para esta geração são o de Newton-Euler [CRA 86] ou Lagrange [PAU 81], resultam em complexas e numerosas equações após um árduo trabalho. Ferramentas de geração automática de modelos para robôs, tais com o GMSIR [FER 88], têm sido desenvolvidas para se vencer esta dificuldade inicial. O segundo problema é o levantamento dos parâmetros do robô. Isto implica na desmontagem do manipulador e uma série de medidas e avaliações ou no uso de métodos de estimação. Aqui iremos utilizar os parâmetros levantados por [ARM 86], e reapresentados no capítulo I. A última das dificuldades é a utilização do modelo em tempo real. Existem alguns procedimentos que permitem reduzir modelos dinâmicos [NEV 89]. Estes procedimentos serão mostrados na próxima seção.

2.4 - REDUÇÕES NO MODELO DINÂMICO

O grau de precisão do modelo usado na compensação dinâmica, está relacionado diretamente com a capacidade de processamento disponível no sistema de controle. O hardware do sistema de controle que possuimos é baseado em multiprocessamento, compreendendo um microprocessador Z80 e dois microprocessadores 68008 (família 68k da Motorola) interligados por barramento padrão VME (ver introdução). As placas 68008 estão equipadas com coprocessador MC 68881 [MOT 85] que lhes atribuem precisão e rapidez nos cálculos em ponto flutuante.

Para termos uma idéia do tempo necessário para o cálculo da compensação, tomamos como partida, o tempo gasto nas operações, em ponto flutuante, de multiplicação/divisão (10,5 μs) e soma/subtra-

ção (7,5 μs). Estes tempos foram medidos após a carga dos registradores de ponto flutuante não computando portanto, o tempo de carga dos operandos.

O modelo dinâmico completo proposto em [ARM 86] tem 739 multiplicações e 426 somas. Somente para executarmos estas instruções gastariamos 11 ms. Para avaliarmos o tempo total para o cálculo do modelo precisamos levar em conta a extração dos senos e cossenos e o tempo necessário para transportar dados entre registradores e memória. Este último é significativo perto do tempo com que o coprocessador executa as operações matemáticas. Uma rotina de carregar registrador de ponto flutuante gasta entre 8,5 a 17,5 μs, dependendo do tipo do operando. Como para cada operação do coprocessador são necessárias um outro conjunto de instruções, avaliamos que o tempo total deva crescer de 3 a 5 vezes. Visto que o tempo de amostragem da malha de controle deve ser definido em torno de 5 ms o resultado mostra um tempo excessivo. Para termos um modelo realizável pelo hardware disponível, encontramos três caminhos sugeridos na literatura:

i) Simplificações algébricas no modelo [KHA 86].

ii) Critério de significância [ARM 86].

iii) Redução parcial do modelo [IZA 85].

i) Simplificações algébricas no modelo

Consiste em reduzir o número de cálculos do modelo dinâmico através de simplificações algébricas. Uma metodologia para se descobrir simplificações e otimizar um modelo é apresentada com detalhes em [KHA 86] e [NEV 89]. Esta metologia foi aplicada ao modelo dinâmico completo do robô Puma apresentado em [ARM 86], não se encontrando nenhuma simplificação a fazer, consequentemente podemos dizer que este modelo já estava otimizado, sob este aspecto.

ii) Critério de significância

Os termos do modelo dinâmico são sempre expressões envolvendo senos e cossenos, multiplicados por parâmetros dinâmicos e geométricos, tais como: massas , centro de gravidade e termos de inércia dos links.

Este procedimento consiste em agrupar os parâmetros que aparecem multiplicando expressões iguais e substituí-los por seu valor numérico. Posteriormente elimina-se as constantes numéricas desprezíveis. [ARM 86] propõe que se despreze as constantes menores que duas ordens de grandeza da maior constante. Abaixo exemplificamos para o elemento a_{22} da matriz A, deste modelo.

$$a_{22} = I_2 + I_6 + I_{20}.SS_4.SS_5 + I_{21}.SS_4 + 2.\{ I_5.S_3 + I_{12}.C_3 + I_{15}.C_5 + I_{16}.(S_3.C_5 + C_3.C_4.S_5) + I_{22}.C_4.S_5\}$$

Observação: estamos usando a representação condensada para expressões que envolvem senos e cossenos sugerida em [ARM 89], onde:

$S_i = sen(q_i)$, $C_i = cos(q_i)$,
$S_{ij} = sen(q_i + q_j)$, $C_{ij} = cos(q_i + q_j)$,
$SC_i = sen(q_i).cos(q_i)$, $SS_i = sen^2(q_i)$,
$SS_i = seno(q_i + q_i)$, $CCi = cos(q_i + q_i)$,
etc.

Os I_i são agrupamentos de parâmetros dinâmicos , tais como:

$$I_2 = I_{zz2} + m_2.(r_{x2}^2 + r_{y2}^2) + (m_3 + m_4 + m_5 + m_6).a_2^2$$

com os valores numéricos expressos em $kg.m^2$.

$I_2 = 1.38$ $I_5 = 3.72x10^{-1}$ $I_6 = 3.33x10^{-1}$ $I_{12}=-1.10x10^{-2}$
$I_{15}= 1.25x10^{-3}$ $I_{16}= 1.24x10^{-3}$ $I_{20}=-2.02x10^{-4}$ $I_{21}=-1.00x10^{-4}$
$I_{22}=-5.80x10^{-5}$

Aplicando o critério de significancia de 1%, o elemento a_{22} fica:

$$a_{22} = I_2 + I_6 + 2.I_5.S_3 \cong 6.79 + 7.44x10^{-1}.S_3$$

Este procedimento aproveita uma característica estrutural comum a muitos manipuladores, que é a grande diferença entre as

contribuições dos diversos termos do modelo dinâmico.

Aplicando esta abreviação, o número de operações do modelo se reduz a 305, o que ainda assim consumiria um tempo de 2,60 ms somente para as operações matemáticas e um tempo total em torno de 10 ms.

iii) Redução do modelo

Consiste em verificar quais dos efeitos que compõem o acoplamento dinâmico são essenciais e desconsidera-se os demais. [IZA 85] considera que para movimentos curtos onde as juntas não alcançam grandes velocidades o modelo dinâmico pode ser reduzido, levando-se em conta apenas os efeitos inerciais e da gravidade. O modelo neste caso, seria reduzido à:

$$\Gamma = A(q).\ddot{q} + G(q)$$

O procedimento (i) não traz prejuizos á precisão do modelo, mas apenas reduz os cálculos. No procedimento (ii) há perda controlável na precisão e uma grande redução nos cálculos. O procedimento (iii) deve ser aplicado com cuidado pois a perda de precisão é de difícil avaliação. A simulação pode ser uma boa ferramenta de auxílio, neste último.

Para podermos desconsiderar termos do modelo dinâmico com maior segurança, utilizaremos um simulador para descobrirmos as ordens de grandezas das velocidades, acelerações e torques envolvidos no sistema.

2.5 - UTILIZAÇÃO DE SIMULAÇÃO PARA AVALIAÇÃO DOS EFEITOS DINÂMICOS

Os termos do modelo dinâmico são multiplicados pelas velocidades e acelerações das juntas (equação 2.1). Um dado importande para se determinar que efeitos dinâmicos são relevantes para determinado robô, é descobrir as amplitudes das velocidades e acelerações envolvidas no sistema. Para avaliarmos essas amplitudes, utilizamos um simulador.

As maiores restrições ao o desempenho de um robô, são:

i) potência dos seus atuadores: fontes de potência e motores.

ii) a dinâmica do manipulador.

iii) capacidade de processamento do controlador.

Vamos imaginar que dispomos de suficiente capacidade de processamento para calcular um modelo dinâmico completo em tempo real. A única limitação de desempenho seria então a potência dos atuadores. O objetivo da simulação é verificar as velocidades e acelerações máximas das juntas, sem que ocorra a saturação de nenhuma das seis fontes de potência do manipulador. Após obtermos estes valôres, faremos uma análise quantitativa, a fim de desconsiderar termos irrelevantes do modelo.

Algumas pré-condições foram estabelecidas:

i) A referência de posição é em cúbica.

ii) Todas as juntas devem iniciar e terminar o movimento ao mesmo tempo.

iii) Nenhuma das fontes de potência deve saturar durante o movimento.

A referência em cúbica foi escolhida, como veremos no Capítulo III, por apresentar um movimento suave e uma melhor distribuição de corrente ao longo do movimento, sem picos (figura 2.3).

O desempenho global do sistema está desta forma condicionado ao movimento da junta mais "lenta", poupando as outras articulações dos movimentos bruscos.

A saturação significa a grosso modo perda do controle, e deve ser evitada. A Fig.2.4 mostra o movimento simultâneo simulado dos motores do Puma. Todos os motores apresentam um tempo de execução do movimento semelhante. Apesar do robô Puma ter apenas dois tipos de motores, as reduções de cada uma das juntas são diferentes, ou seja, para movimentos iguais a nível de junta, os motores têm movimentos angulares diferentes. A tabela 2.1 mostra as reduções

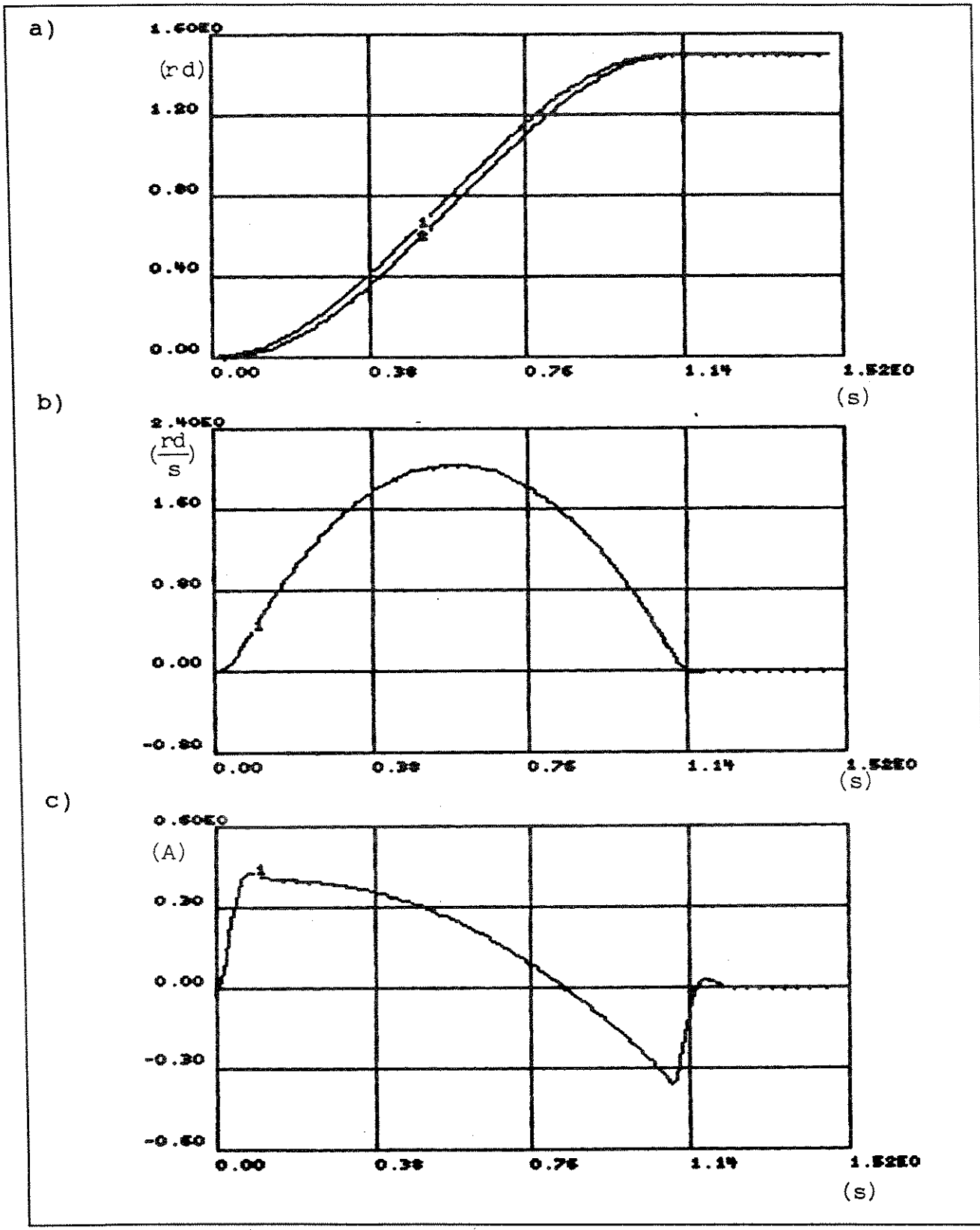


Fig.2.3: Referência em cúbica. a) posição. b) velocidade. c) corrente.

das juntas do robô Puma 560.

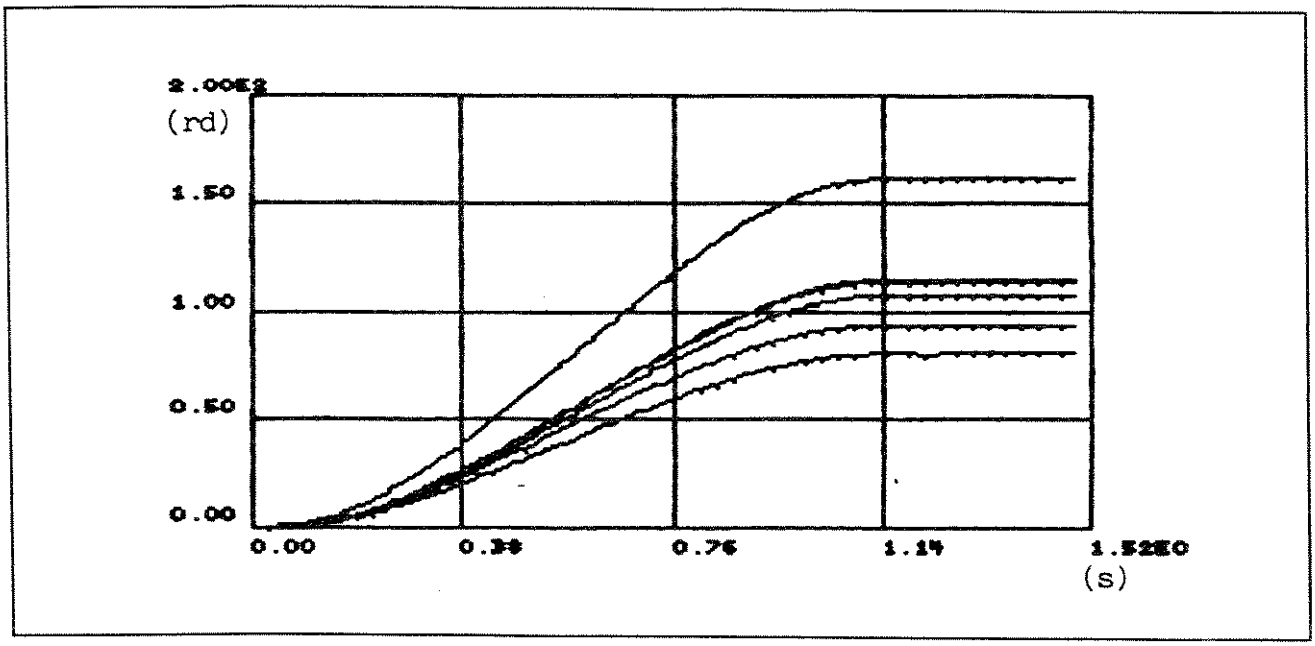


Fig.2.4: Movimento simultâneo a nível de motor.

Tabela 2.1:Reduções do Puma

Junta	redução
1	62.61
2	107.36
3	53.69
4	76.01
5	71.91
6	76.73

A saturação prejudica a chegada simultânea dos motores. A figura 2.5, ilustra o distanciamento da referência do motor da junta 6 (simulação), causado pela saturação da fonte de potência.

Existem dois tipos de saturação que a fonte de potência utilizada está sujeita: saturação de corrente e saturação de tensão, como mostrado na seção 1.5. A saturação de corrente ocorre em movimentos bruscos, de aceleração elevada. A saturação de tensão, provocada pela força contra-eletromotriz, ocorre em movimentos longos, onde a velocidade é elevada.

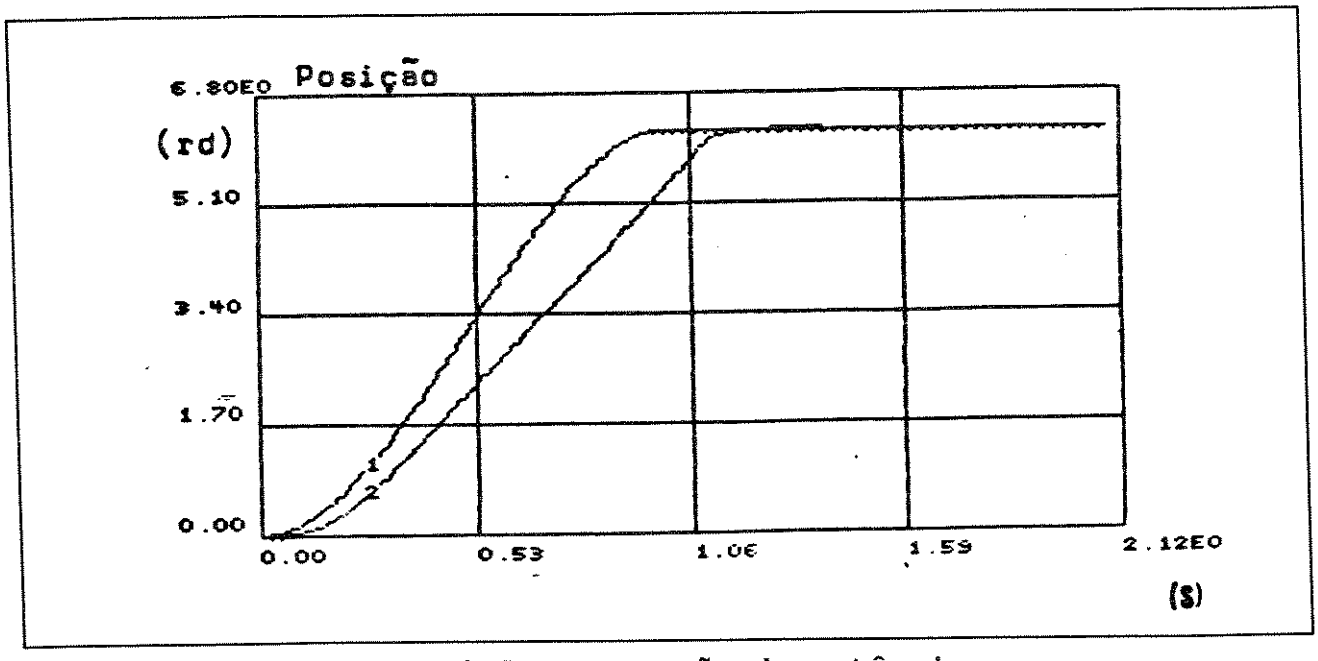


Fig.2.5: Saturação da potência.

Realizamos algumas simulações de movimentos para identificarmos os valores máximos de velocidade e aceleração sem que se verifique saturação em nenhuma das fontes, e encontramos:

Velocidade máxima: 5.75 rad/s
Aceleração máxima: 48,3 rad/s^2

Estes valores acima foram encontrados utilizando os modelos dos motores à vazio. No caso real parte da potência disponível será consumida pela inércia e atrito do mecanismo de transmissão, atrito seco, etc. É previsível portanto, que os valores reais máximos sejam inferiores aos aqui encontrados.

2.6 - CRITÉRIO USADO PARA REDUÇÃO DO MODELO

O critério usado para desconsideração de termos do modelo, foi o seguinte: após maximizarmos os termos do modelo e multiplicarmos devidamente pela aceleração e velocidades máximas, todas as contribuições de torque de perturbação que forem duas ordens de grandeza menor que a principal perturbação serão

desconsideradas.

Assim o termo mais relevante do modelo é:

$$a_{11} = 1,43 + 1,38.C_2.C_2 + 0,30.S_{23}.S_{23} + 0,744.C_2.S_{23};$$

Maximizando a expressão através da utilização de angulos q_2 e q_3 apropriados ($q_2 = 0$, $q3 = 90°$), obtemos:

$$a_{11} = 3,854$$

multiplicando pela aceleração máxima do motor a vazio, temos o valor do torque:

184 N.m

Portanto todas as contribuições menores que 1,84 N.m serão desconsideradas.

Exemplificando:

i) Para a perturbação causada pela gravidade na junta 4:

$$g_4 = -2,8x10^{-2}.S_{23}.S_4.S_5$$

O valor máximo desta contribuição é = $-2.8x10^{-2}$N m. Comparado com a principal perturbação, ela é insignificante.

ii) Para a perturbação retratada pelo termo a_{12} da matriz A:

$$a_{12} = 6,90x10^{-1}.S_2 - 1,34x10^{-1}.C_{23} + 2,38x10^{-2}.C_2$$

Maximizando este termo e multiplicando pela aceleração máxima obtemos o torque máximo de 39,5 N.m. Comparado com o torque principal, este deve ser compensado.

Este procedimento foi aplicado para cada termo do modelo proposto em [ARM 86], chegando a um modelo bem reduzido com 46 somas e 66 multiplicações. Este modelo é apresentado no final deste capítulo na seção 2.6.

A tabela 2.2, mostra os tempos necessários para o cálculo de de alguns modelos do robô Puma.

BIBLIOTECA CENTRAL

TABELA 2.2: tempo total (ms) estimado para cálculo dos modelos.

modelo	somas	multip.	tempo
1	626	791	50,0
2	426	739	40,0
3	107	198	10,4
4	46	66	3,9

modelo 1: completo gerado pelo GMSIR
modelo 2: completo e otimizado
modelo 3: modelo com significância 1%
modelo 4: modelo reduzido

Realizamos novas simulações, utilizando o modelo completo para representar os efeitos dinâmicos e o modelo reduzido para compensar estes efeitos.

A figura 2.6, mostra os torques de pertubação (fig.2.6.a), para um movimento hipotético onde todas as juntas se movimentaram simultaneamente. A compensação calculada pelo modelo reduzido é apresentada na figura 2.6.b. Os erros de compensação para as três primeiras juntas são mostrados na figura 2.6.c e finalmente os erros restantes na figura 2.6.d.

Uma vez que nenhum efeito dinâmico para as juntas do punho foi considerado, a figura 2.6.d mostra a própria perturbação dinâmica.

2.7 - MODELO DINÂMICO REDUZIDO

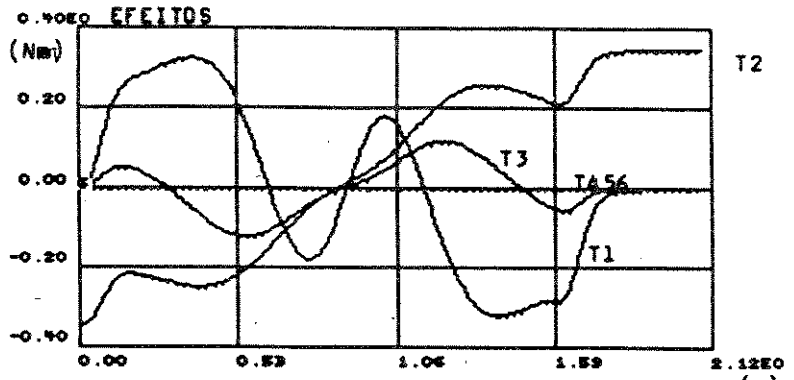
O modelo dinâmico resultante da aplicação dos procedimentos anteriores é mostrado a seguir.

Matriz de Inércia (expressos em $kg.m^2$):

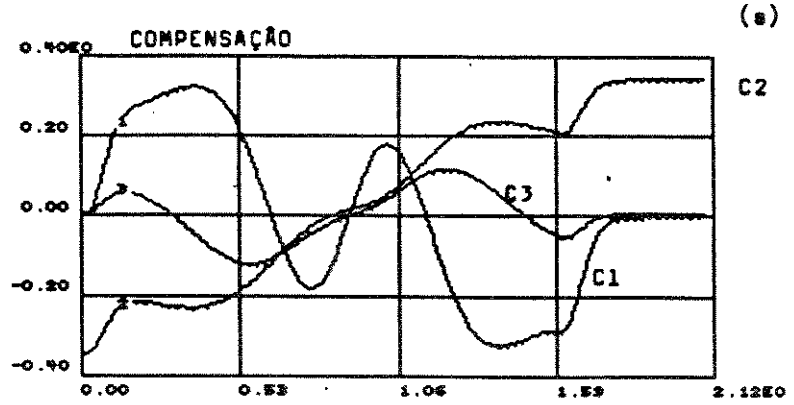
$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & 0 & 0 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

onde:

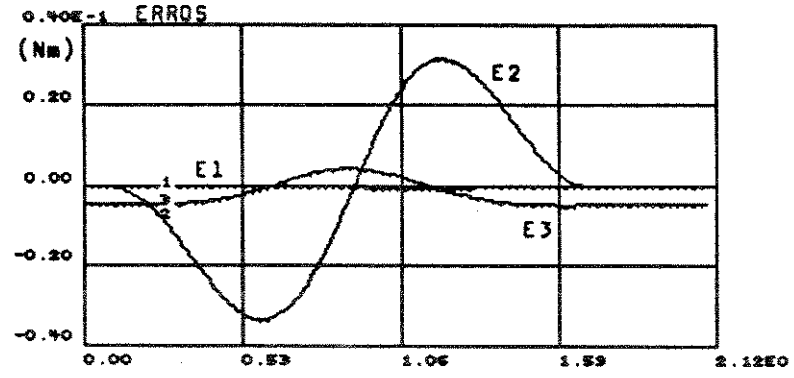
a)



b)



c)



d)

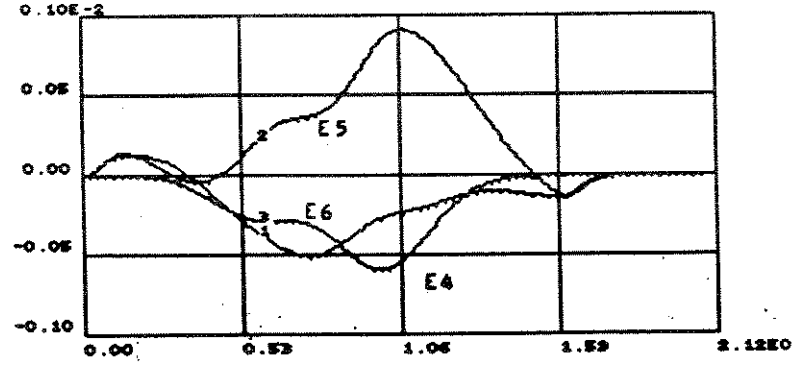


Fig.2.6: a)Torques de perturbação b)Torques de compensação
b)Erros nas juntas 1,2 e 3 d)Erros nas juntas 4,5 e 6

$$a_{11} = 1,665 + 1,38.C_2.C_2 + 0,30.S_{23}.S_{23} + 0,744.C_2.S_{23};$$
$$a_{12} = 0,69.S_2 - 0,134.C_{23} + 0,0238.C_2;$$
$$a_{13} = -0,134.C_{23} - 0,00379.S_{23};$$
$$a_{21} = a_{12}$$
$$a_{22} = 4,143 + 0,744.S_3$$
$$a_{23} = 0,333 + 0,372.S_3 - 0,011.C3$$
$$a_{31} = a_{13}$$
$$a_{32} = a_{23}$$
$$a_{33} = 0,500$$

Observação: nos termos constantes a_{11}, a_{22} e a_{33} estão incluídas as inércias das transmissões das juntas correspondentes.

Matriz de Termos de Coriólis (expressos em $kg.m^2$):

$$B = \begin{bmatrix} b_{112} & b_{113} & 0 & \dots & b_{123} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & b_{223} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

onde:

$$b_{112} = -2,76.S_2.C_2 + 0,744.C_{223} + 0,60.S_{23}.C_{23} - \\ -0,0213.(1 - 2.S_{23}.S_{23});$$

$$b_{113} = 0,744.C_2.C_{23} + 0,60.C_{23}.S_{23} + 0,022.C_2.S_{23} - \\ -0,0213.(1-2.S_{23}.S_{23});$$

$$b_{123} = 0,267.S_{23} - 0,00758.C_{23};$$

$$b_{223} = 0,022.S_3 + 0,744.C_3;$$

Matriz de Termos Centrífugos (expressos em $kg.m^2$):

$$C = \begin{bmatrix} 0 & C_{12} & C_{13} & 0 & 0 & 0 \\ C_{21} & 0 & 0 & 0 & .0 & 0 \\ C_{31} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

onde:

$$C_{12} = 0,69.C_2 + 0,134.S_{23} - 0,0238.S_2;$$
$$C_{13} = 0,5.b_{123};$$
$$C_{21} = -0,5.b_{112};$$
$$C_{31} = -0,5.b_{113};$$

Matriz de Termos de Gravidade (Expressos em N.m)

$$G = \begin{bmatrix} 0 \\ g_2 \\ g_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

onde:

$$g_2 = -37,2.C_2 - 8,4.S_{23} + 1,02.S_2;$$
$$g_3 = -8,4.S_{23} + 0,25.C_{23};$$

2.8 - CONCLUSÃO

Através da avaliação das ordens de grandeza do sistema coseguimos reduzir o modelo dinâmico a um nível de complexidade compatível com a capacidade de processamento disponível.

Todos os termos considerados no modelo acima dizem respeito aos efeitos dinâmicos para as três primeiras juntas. Isto é explicado pela diferênça nas grandezas dos parâmetros dos três primeiros links comparados aos parâmetros dos links do punho, como podemos observar na seção 1.7.

O tempo total previsto para o cálculo do modelo reduzido está abaixo de 5 ms, como o desejado.

CAPÍTULO III
ANÁLISE E AJUSTE DE ALGORITMOS DE CONTROLE

3.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo apresentaremos uma junta típica de um robô, com seus componentes, sua dinâmica e algumas estratégias de controle, sugeridas na literatura. Para estas estratégias são mostrados estudos de estabilidade, ajustes de ganhos dos controladores para os motores do robô Puma 560 e ainda resultados de simulação. Ao final é apresentada a solução escolhida para a implementação.

3.2 - DINÂMICA DE UMA LIGAÇÃO

Uma junta de um robô é composta de atuadores, mecanismo de transmissão e sensores. A figura 3.1 mostra uma junta hipotética que possui dois sensores (codificador angular e tacômetro), um motor elétrico como atuador, engrenagens como sistema de transmissão e um braço simbolizando um *link*.

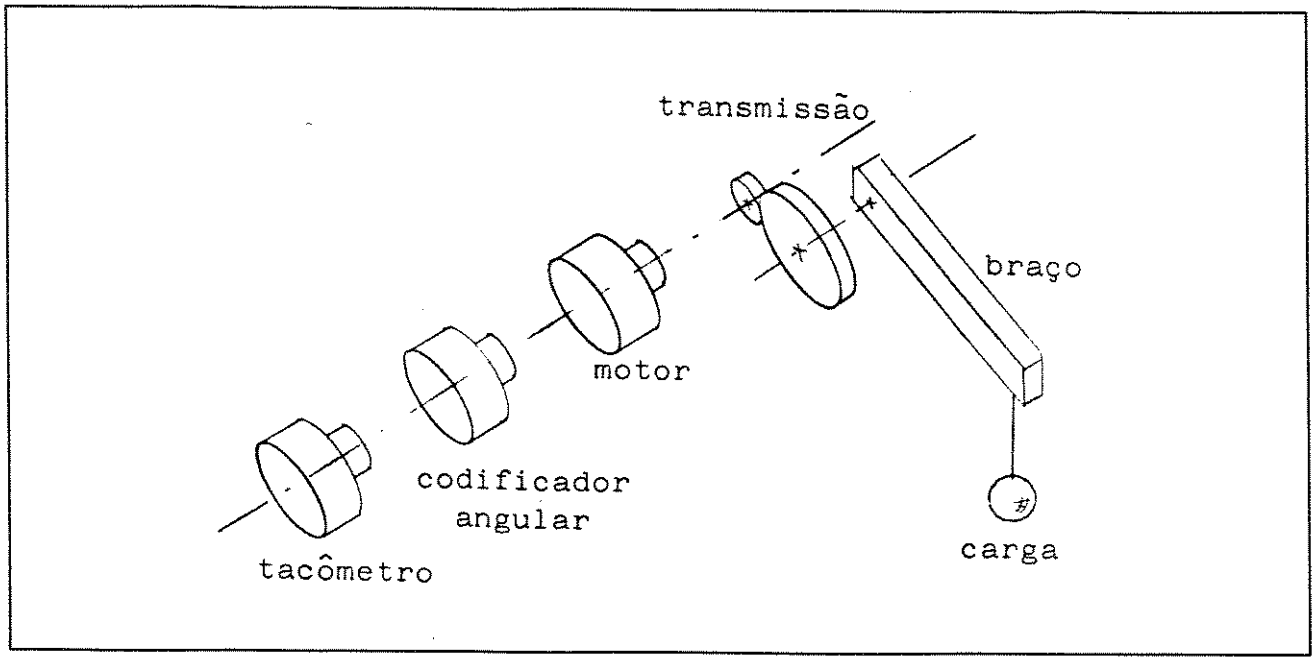


FIG.3.1: Componentes de uma junta.

Atuadores em robótica podem ser hidráulicos, pneumáticos e elétricos. Motores de corrente contínua (DC) são frequentemente utilizados, como é o caso do robô Puma. Embora sejam mais caros que os motores assíncronos, eles facilitam o controle pois possuem uma característica proporcional torque/sinal de controle [EBA 88].

Para um acionamento proporcional, o torque do motor, tm_i, aplicado à ligação i, é expresso:

$$tm_i = k_i . u_i$$

onde k_i engloba os ganhos de amplificação e do motor e u_i é a ação de controle.

A figura 3.2, mostra em diagrama de blocos, a dinâmica de uma ligação.
onde:

- J_i é a inércia do motor i.
- Θ_i e $\dot{\Theta}_i$ são posição e velocidade angulares do eixo do motor.
- β_i é o coeficiente de atrito viscoso.
- βs_i é o coeficiente de atrito seco.

- F_i é a força devido ao acoplamento dinâmico.
- N_i é a redução do mecanismo de transmissão.

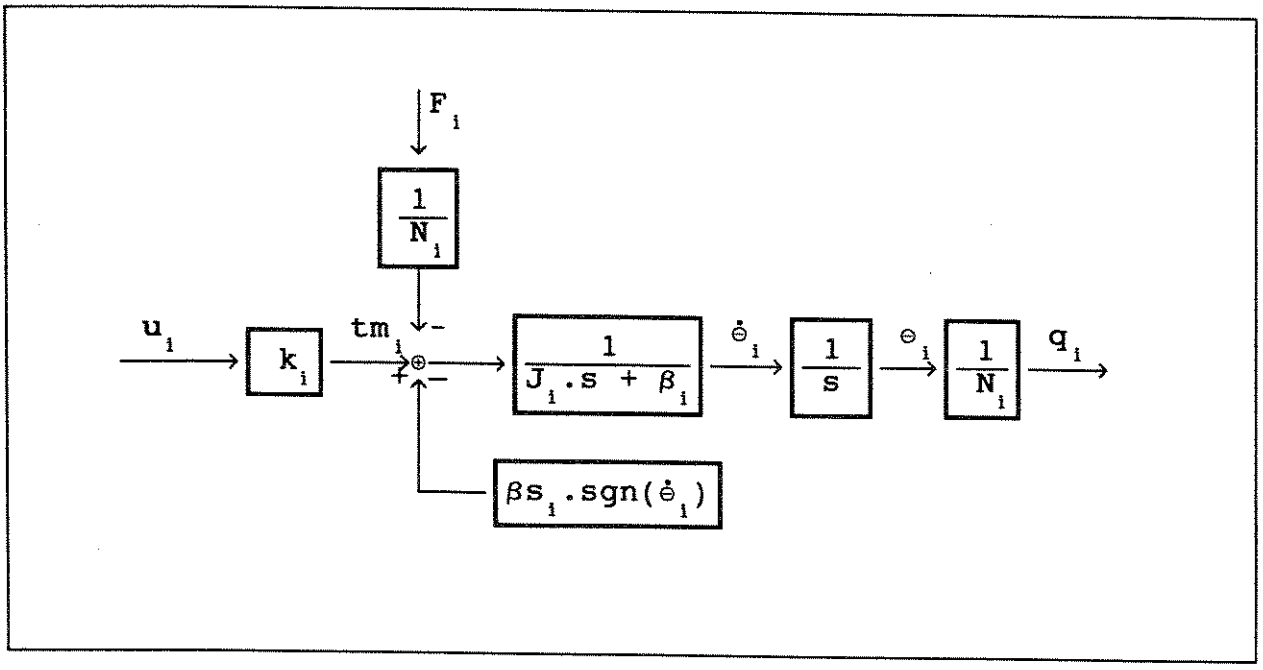


Fig.3.2: Dinâmica de uma ligação.

A expressão analítica da dinâmica vista pelo eixo do motor é:

$$k_i.u_i = J_i.\ddot{\theta}_i + \beta_i.\dot{\theta}_i + \beta s_i.\mathrm{sign}(\dot{\theta}_i) + (1/N_i).F_i$$

Se conseguirmos compensações para o acoplamento dinâmico e para o atrito seco, nosso problema de controle se reduz ao de se controlar um motor DC, satisfazendo certas exigências. Vimos na seção 2.2 um modo de compensarmos os efeitos dinâmicos através da utilização do modelo dinâmico do robô. Em [PAU 81] e [EBA 88] são sugeridas algumas compensações para o atrito seco.

Nas próximas seções apresentaremos a análise e ajustes de algumas estratégias de controle propostas na literatura ([SIL 86], [FER 87] e [PAU 81]).

Em robótica sobre-sinais não são tolerados, de maneira que o ajuste procurado para os motores será o *criticamente amortecido*, que resulta no menor tempo de resposta do sistema sem ultrapassagem da coordenada final.

3.3 - ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

As estratégias que apresentaremos, são:

1) PIVA
2) PV
3) Heurístico de Interpolação
4) PD

3.3.1 ALGORÍTMO PIVA

A estratégia de controle PIVA é mostrada na figura 3.3.

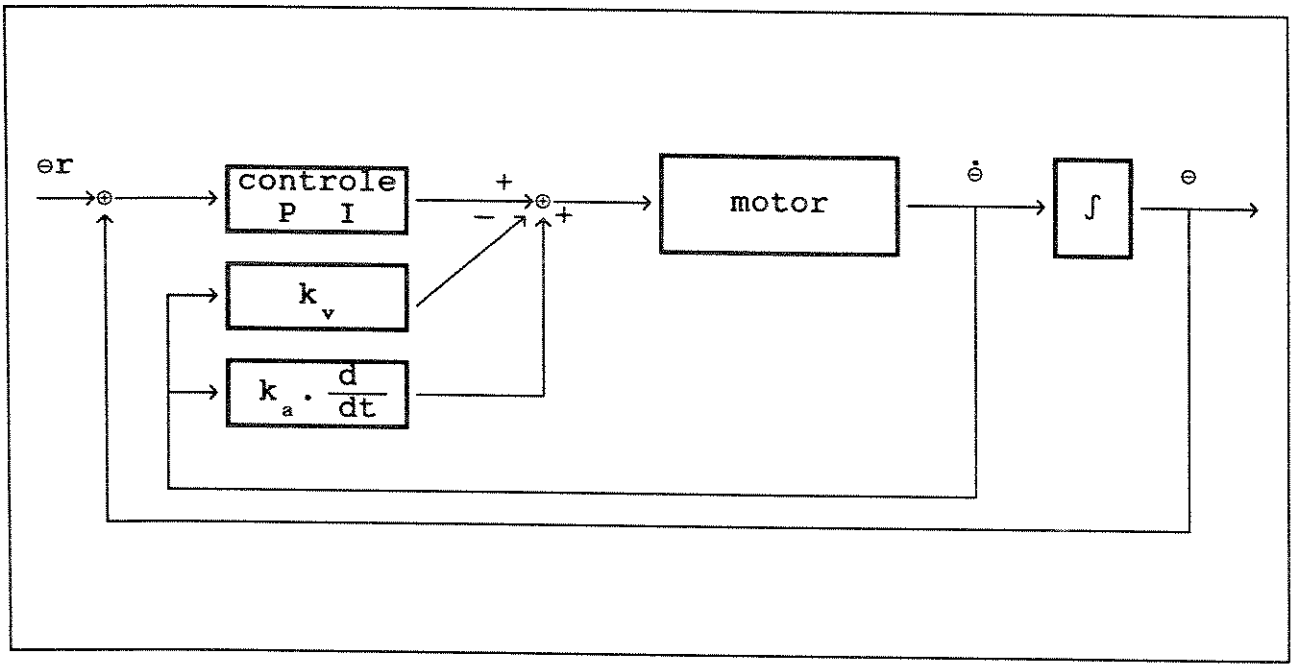


Fig.3.3: Estratégia PIVA.

A função transferência do bloco que representa o controle proporcional e integral, é:

$$F_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s}$$

definindo $\tau_i = k_p/k_i$, então

$$F_c(s) = k_p.(1 + \frac{1}{s.\tau_i})$$

A função transferência do motor DC, é:

$$\frac{i(s)}{\dot{e}(s)} = \frac{k_t}{J.s + \beta}$$

A função transferência da malha mais interna, fica:

$$FT_{int} = \frac{k_t}{J.s + \beta + k_t.(k_v - k_a.s)} =$$

$$= \frac{k_t}{(J - k_a.k_t).s + (\beta + k_t.k_v)}$$

definindo $A = (J - k_a.k_t)$ e $B = (\beta + k_t.k_v)$

temos:

$$FT_{int} = \frac{k_t}{A.s + B}$$

Podemos observar nas equações acima que o ganho de realimentação de aceleração ka, tem o efeito de diminuir a inércia do motor, enquanto a realimentação de velocidade controla o atrito viscoso. Esta característica é interessante quando desejamos que motores diferentes tenham respostas semelhantes, atuando nos ganhos kv e ka das malhas de controle dos motores.

Nosso diagrama de blocos pode ser reapresentado agora, como na figura 3.4.

A função transferência da malha aberta é:

$$FT_{ma} = \frac{k_p.k_t}{s^2} . \frac{(s + 1/\tau_i)}{A.s + B}$$

Os polos e o zero desta função são:

zero: $-1/\tau_i$

polos: 0 (duplo)

$-B/A$

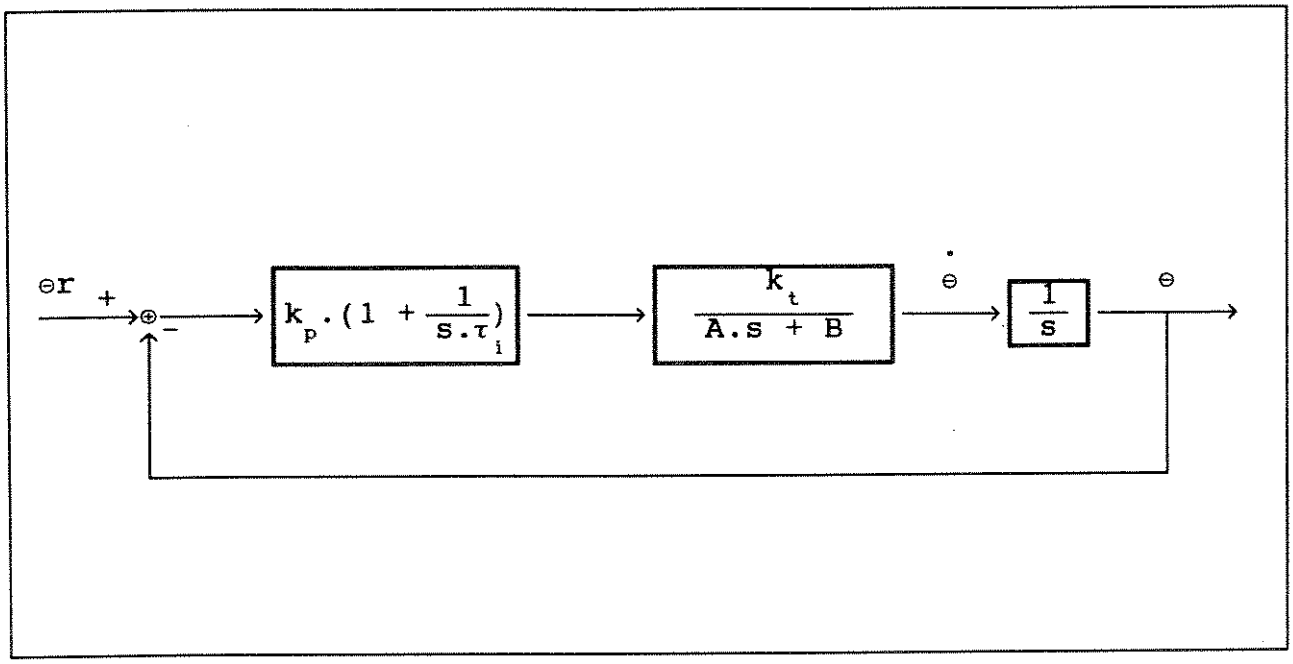


Fig.3.4: Efeito dos ganhos k_a e k_v.

Para que haja estabilidade $-B/A \leq 0$. Portanto, A e B devem ter o mesmo sinal, havendo duas soluções possíveis.

$$-\frac{B}{A} = -\frac{\beta + k_t.k_v}{J - k_a.k_t} \leq 0$$

assim:

$$1^a) \begin{cases} \beta + k_t.k_v \leq 0 \\ J - k_a.k_t < 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{array}{l} k_v \leq -\beta/k_t \\ k_a > J/k_t \end{array}$$

$$2^a) \begin{cases} \beta + k_t.k_v \geq 0 \\ J - k_a.k_t > 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{array}{l} k_v \geq -\beta/k_t \\ k_a < J/k_t \end{array} \qquad (3.1)$$

Escolhemos, sem perda de generalidade, a segunda solução para

que o sistema, tenha realimentação negativa de posição na malha mais externa.

O único zero existente é igual a $-1/\tau_i$, e a sua posição relativa depende da relação dos ganhos k_p e k_i, assim como o polo $-B/A$ depende dos ganhos k_a e k_v. Há três localizações possíveis para o zero:

a) $-\frac{1}{\tau_i} < -\frac{B}{A}$ b) $-\frac{B}{A} < -\frac{1}{\tau_i} < 0$ c) $-\frac{1}{\tau_i} > 0$

Se $1/\tau_i > B/A$, haverá instabilidade para $k_p > 0$ pois as raízes migram para o semiplano positivo, como mostra a fig 3.5:

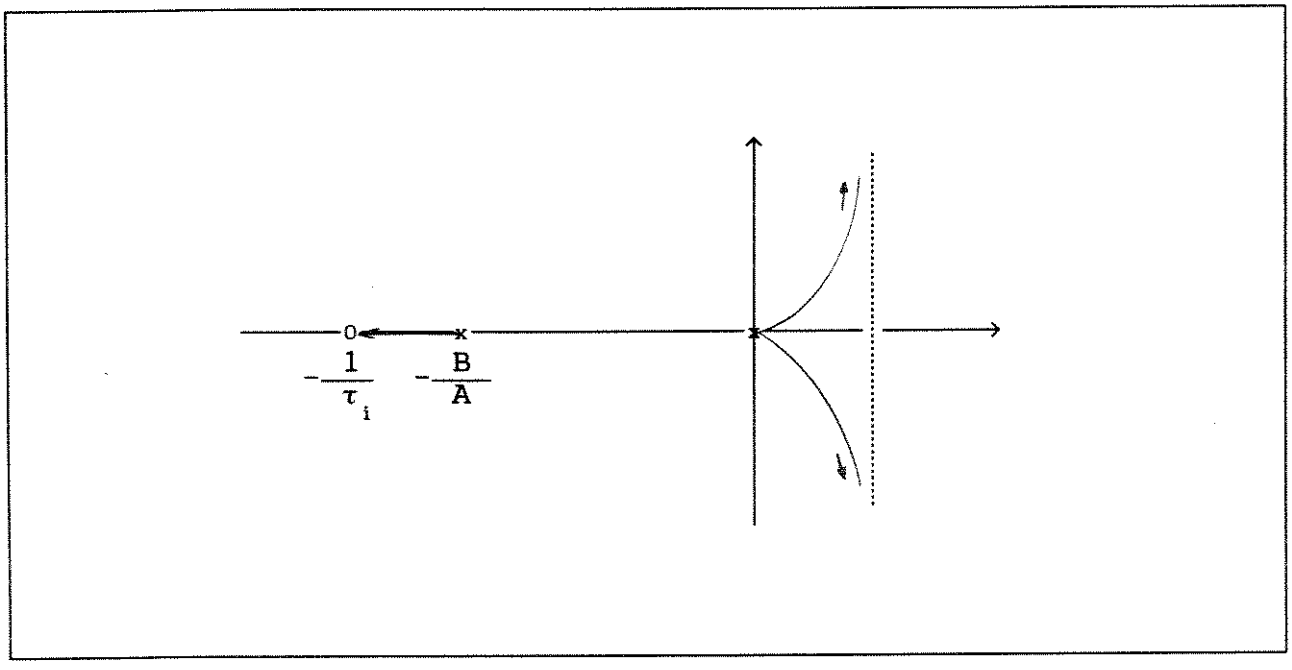


Fig.3.5: Lugar das raizes para a situação (a).

Isto fica evidente se obeservarmos a expressão que fornece a origem das assíntotas:

$$\sigma = \frac{(\sum \text{polos} - \sum \text{zeros})}{n^{o}\text{polos} - n^{o}\text{zeros}}$$

$$\sigma = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\tau_i} - \frac{B}{A}\right)$$

Para o caso do zero estar sobre o semi-eixo positivo, $-1/\tau_i > 0$, também ocorrerá instabilidade pois um dos polos migrará para $-1/\tau_i$ quando $k > 0$ (figura 3.6).

A última região possível para o zero, é portanto:

$$-B/A \leq -1/\tau_i \leq 0$$

Podemos analisar este caso através de duas situações limites:

i) o zero está próximo ao polo -B/A;
ii) o zero está próximo aos polos da origem.

Na primeira situação, nosso sistema de terceira ordem tem um

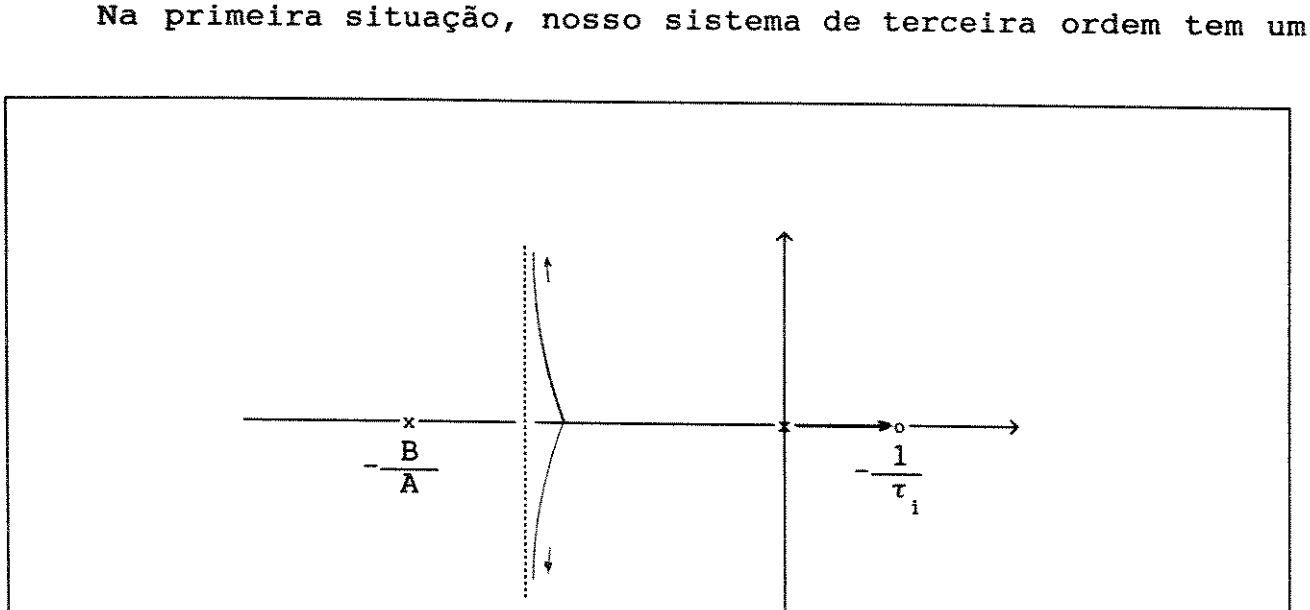


Fig.3.6: zero no semi-eixo positivo.

comportamento próximo a um sistema de segunda ordem com dois polos na origem (figura 3.7).

Na outra situação, a medida que o zero se aproxima dos polos na origem, o sistema se comporta de maneira semelhante a um sistema de segunda ordem com um polo na origem e outro igual a -B/A (figura 3.8).

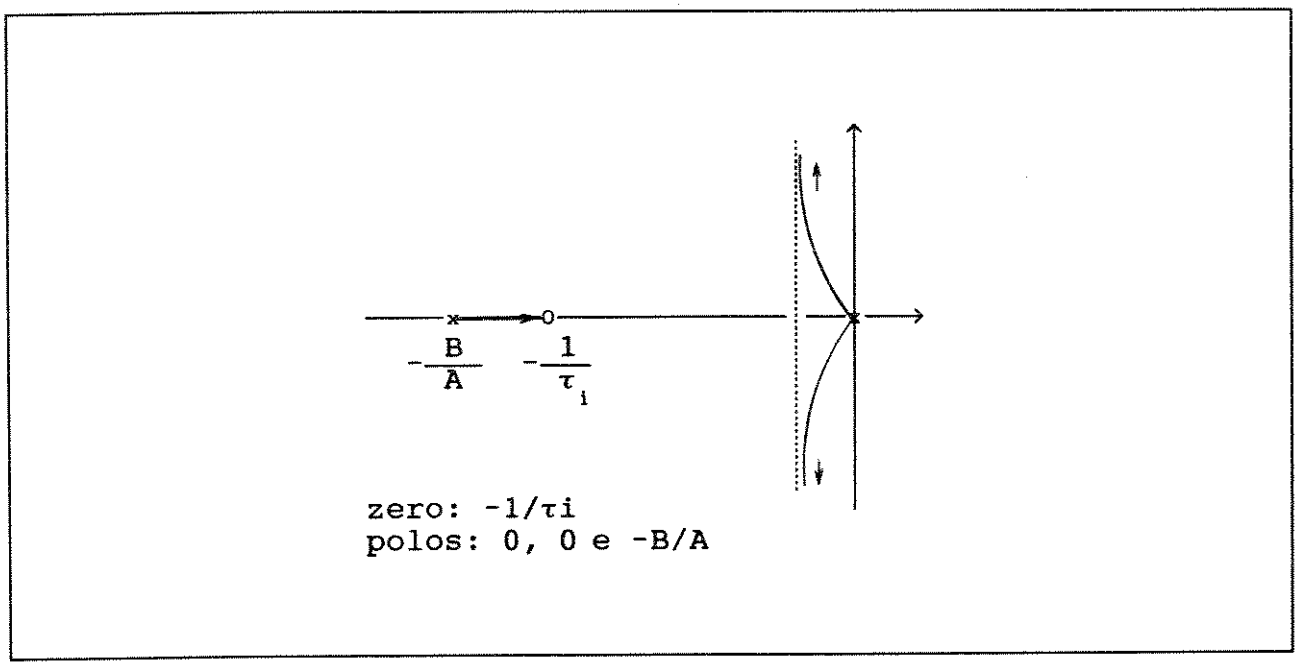


Fig.3.7: Polo próximo ao zero -B/A.

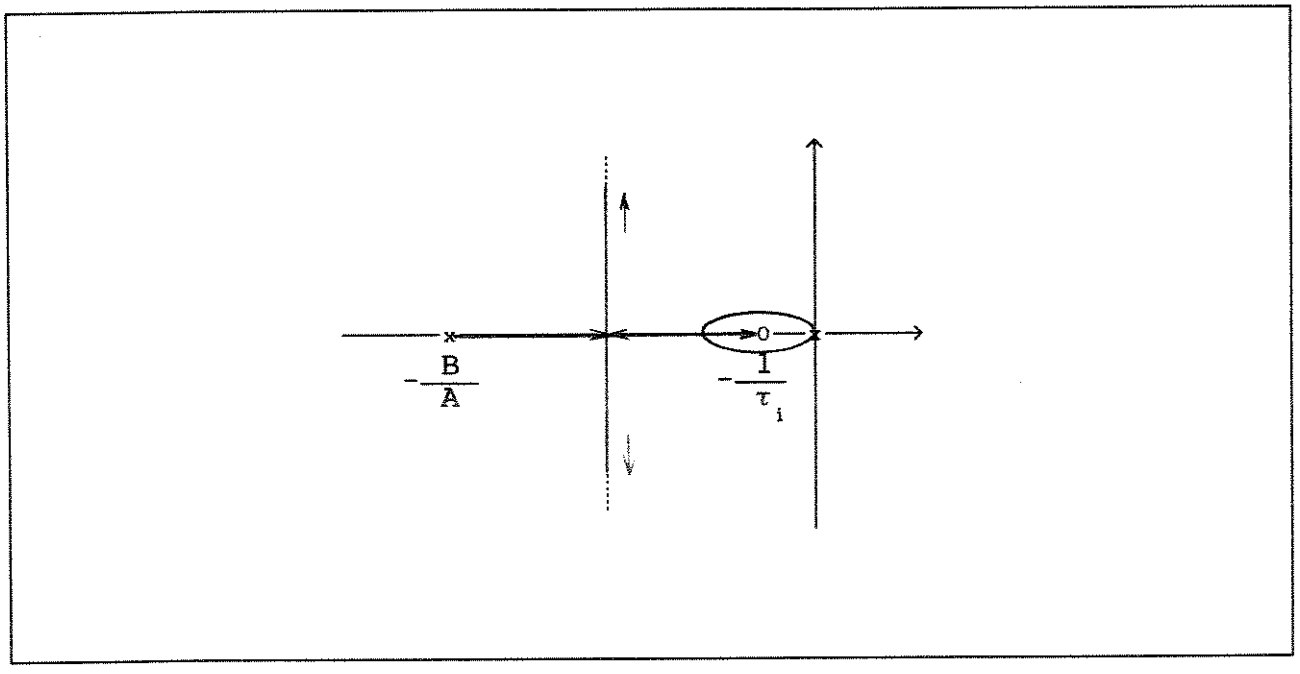


Fig.3.8: Polo próximo a origem.

Portanto, podemos concluir que:

1) Uma resposta sem sobresinal só é conseguida para a segunda situação, ou seja, o zero "próximo" a origem.

2) Para ajustar este sistema deve-se em primeiro fixar o polo

-B/A compatível com o tempo de amostragem e com a potência do acionador, através dos ganhos k_v e k_a; em segundo lugar, aproximar o zero aos polos na origem e por último determinar um ganho K_p máximo para o sistema, sem que haja oscilação (polos sobre o semi-eixo negativo).

3.3.1.1 - RESULTADOS DE PROJETO

Nesta seção ajustaremos o controle PIVA para o motor tipo (a) do robô Puma, cujo o levantamento dos parâmetros foi mostrado no capítulo 1, obtendo-se:

$J = 2,3x10^{-4}$ N.m.s $\quad \beta = 5,28x10^{-4}$ N.m.s $\quad k_t = 0,271$ V.s/rd

No algoritma PIVA, temos três parâmetros a ajustar: k, $1/\tau_i$ e A/B. Aplicaremos em nosso ajuste as recomendações sugeridas no item anterior.

O ajuste foi feito utilizando-se o DSCAC , software que permite traçar o gráfico com o lugar das raízes, obter a resposta temporal de sistemas, obter malhas fechadas controle, etc., de maneira automática [EBA 88].

O polo -B/A pode ser colocado em qualquer posição sobre o semi-eixo negativo. Sua posição determinará o desempenho do sistema. No sistema real, este desempenho será limitado pela potência disponível e pelo período de amostragem. Visto isoladamente, o bloco do motor é um sistema de primeira ordem. Sua constante de tempo mecânica é de 436 ms. Vamos utilizar os ganhos k_a e k_v para a diminuirmos para 15ms , que é um valor seguro entre a constante de tempo natural e o período de amostragem pretendido (5ms). Deste modo temos:

$$CT = 15ms = A/B = \frac{J - k_a.k_t}{\beta + k_v.k_t}$$

Através da equação acima e obdecendo à restrição imposta pela equação (3.1), fixamos o valor de $k_a = 1x10^{-4}$, obtendo um valor de

0,048 para k_v.

Para ajustar $1/\tau_i$, haviamos concluido que este zero deveria estar colocado entre os polos e próximo a origem. Estabelecemos então um valor de 0,001. Com estes valores a função transferência equivalente fica:

$$G(s) = \frac{117,83.s + 1,1178}{s^3 + 2,29.s^2}$$

Através do DSCAC traçamos o lugar das raízes para a equação acima e determinamos o ganho k_p máximo para que não haja oscilação. O ganho encontrado foi, $k_p = 0,83$, sendo mostrado através da figura 3.9, que é uma das saídas apresentadas pelo DSCAC.

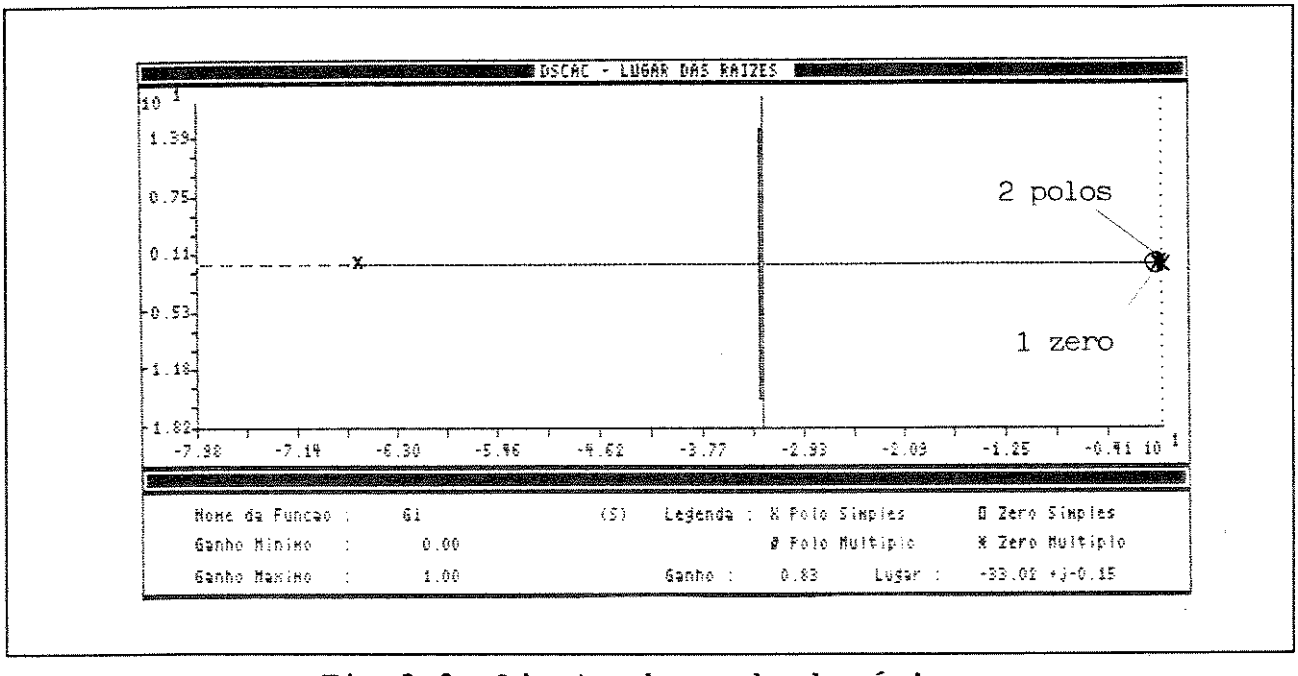


Fig.3.9: Ajuste do ganho k máximo.

Para estes valores de ganho foi obtido uma resposta temporal utilizando-se mais uma vez o DSCAC, mostrada na figura 3.10.

3.3.1.2 - RESULTADO DE SIMULAÇÃO

Realizamos uma simulação para verificarmos a resposta ao

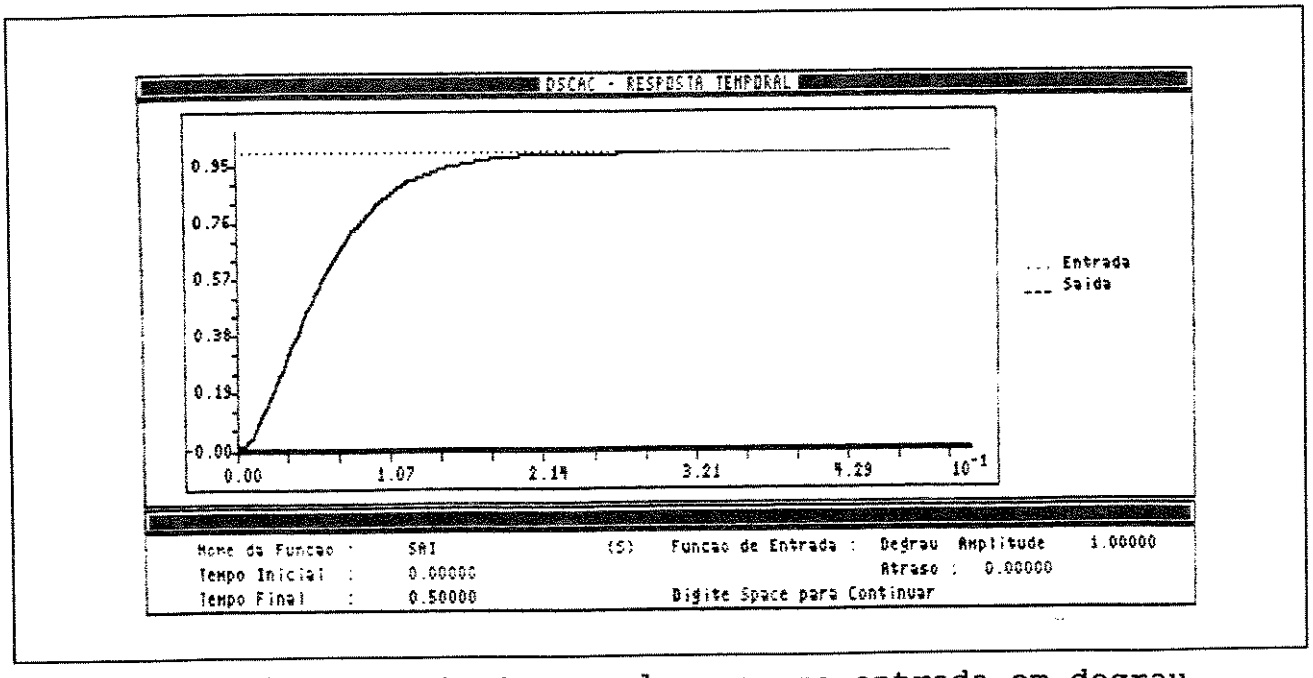


Fig.3.10: Resposta temporal para uma entrada em degrau.

degrau do motor tipo (a) para os ganhos obtidos com o ajuste acima. Nesta simulação usamos os parâmetros levantados no capítulo I. Não consideramos os efeitos da saturação da potência e a quantização da medida de velocidade, para analisarmos as caracteristicas desta estrutura isoladamente. Posteriormente incluiremos os efeitos da saturação e da discretização, avaliando suas consequências.

O comportamento do sistema no simulador discreto foi semelhante ao obtido no DSCAC (figura 3.11). Apenas analisando os valores numéricos da curva é que percebemos um ligeiro sobre-sinal.

O perfil da velocidade na simulação acima é apresentada na figura 3.12.a, onde notamos uma concentração dos valores elevados de velocidade na primeira metade do movimento. O perfil da ação de controle apresenta um pico indesejável no início do movimento, que certamente provocaria a saturação de corrente no sistema real (figura 3.12.b).

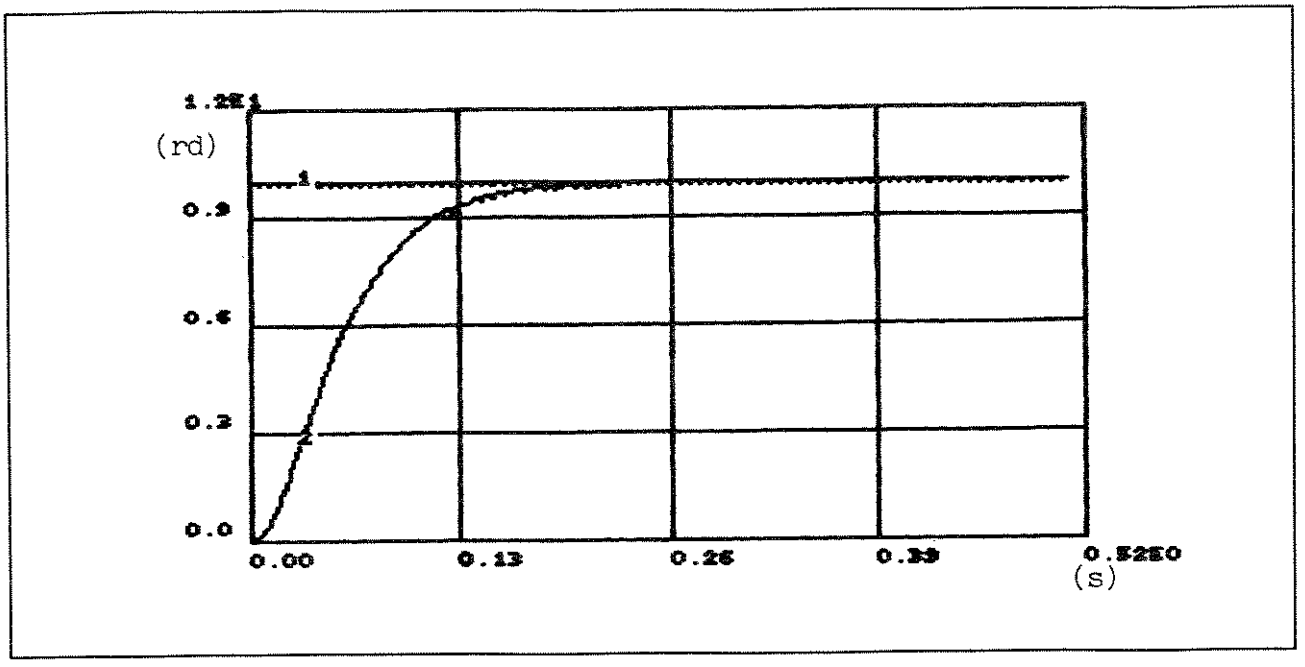


Fig.3.11: Resposta obtida através do simulador discreto.

3.3.1.3 - CONCLUSÃO

A estratégia PIVA apresenta versatilidade para sistemas com motores de tipos diferentes pois podemos atuar na inércia e atrito viscoso dos motores, através dos ganhos kv e ka, fazendo que eles tenham comportamentos semelhantes.

O pico na ação de controle (pico de corrente) no início do movimento é indesejável, exigindo muita potência da fonte (figura 3.12.b).

A parcela integral do controle não traz contribuição, pois para que o sistema seja criticamente amortecido, o zero $-1/\tau_i$ tem que estar próximo à origem, e portanto o ganho k_i tem que ser pequeno.

Outro problema desta solução está em obter a medida de aceleração dos motores, já que não temos como obter diretamente seu valor. A estimação teria que ser feita indiretamente através da derivação numérica da velocidade.

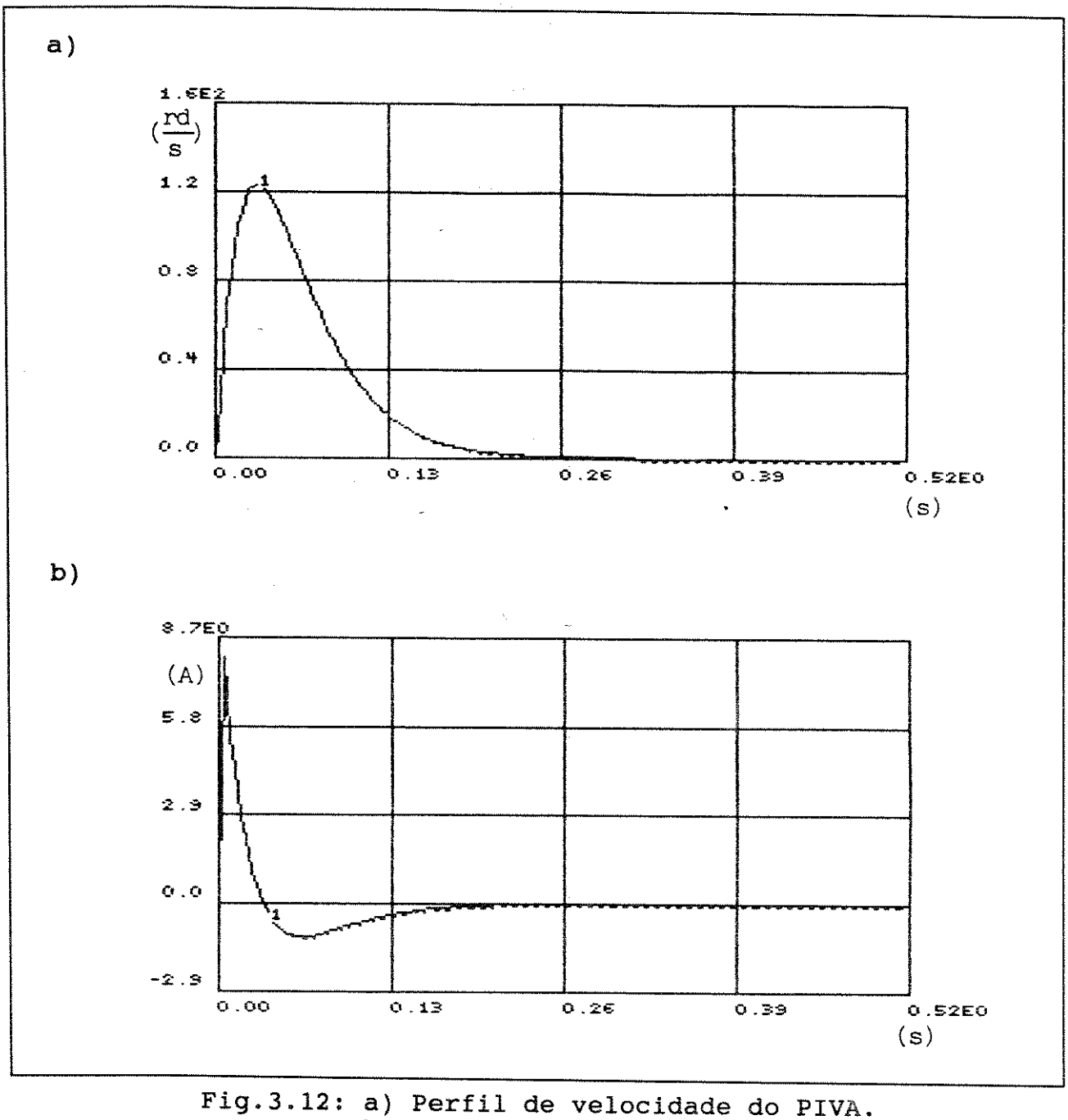


Fig.3.12: a) Perfil de velocidade do PIVA.
b) Perfil da ação de controle.

3.3.2 - ALGORITMO PV

A estratégia PV possui um ganho proporcional ao erro de posição e uma realimentação negativa de velocidade. Seu diagrama é apresentado na figura 3.13 . É equivalente ao PIVA com os ganhos

k_i e k_a iguais a zero.

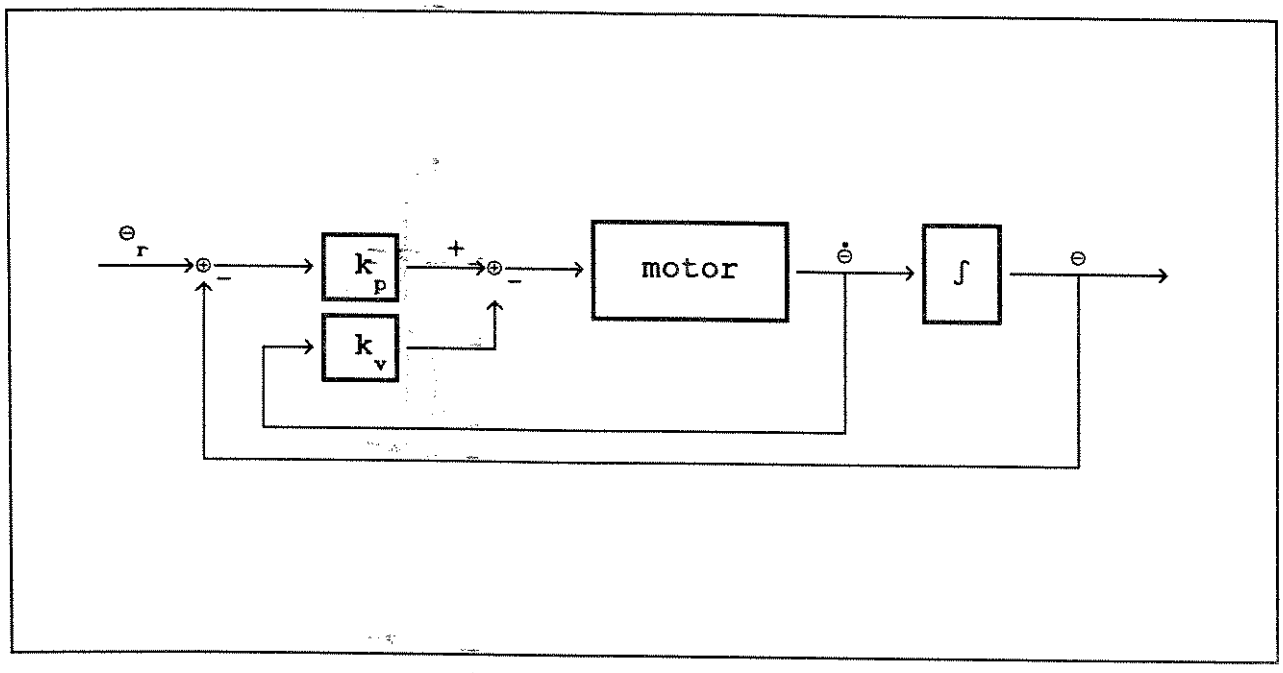


Fig.3.13: Algoritmo PV

A função transferência da malha mais interna é:

$$FT_{mi} = \frac{k_t}{J.s + (\beta + k_v.k_t)}$$

Os polos de malha aberta são:

$$s = 0$$

$$s = -(\beta + k_v.k_t)/J = pm$$

A função transferência global do sistema, é:

$$\frac{\Theta(s)}{\Theta_r(s)} = \frac{k_t.k_p}{J.s^2 + s.(\beta + k_v.k_t) + k_p.k_t} \qquad (3.2)$$

um sistema de segunda ordem.

Exitem duas localizações relativas para pm: a direita ou a esquerda do polo na origem.

Se o polo estiver no semiplano direito, a origem das assíntotas também estará, e o sistema será instável para qualquer $k > 0$.

Com o polo no semiplano esquerdo, o sistema é sempre estável, e quando mais à esquerda colocarmos pm, melhor será o desempenho do sistema.

Para ajustarmos esta estratégia devemos fixar o polo pm sobre o semi-eixo negativo, em um ponto compatível com a potência disponível e o período de amostragem do sistema.

3.3.2.1 - RESULTADOS DE PROJETO

Abaixo mostramos o ajuste da estrutura PV para o motor tipo (a) do robô Puma.

Com o ganho k_v, alteramos o polo do motor, de maneira a termos uma constante de tempo de 15ms:

$$CT = 15ms = \frac{J}{\beta + k_v.k_t}$$

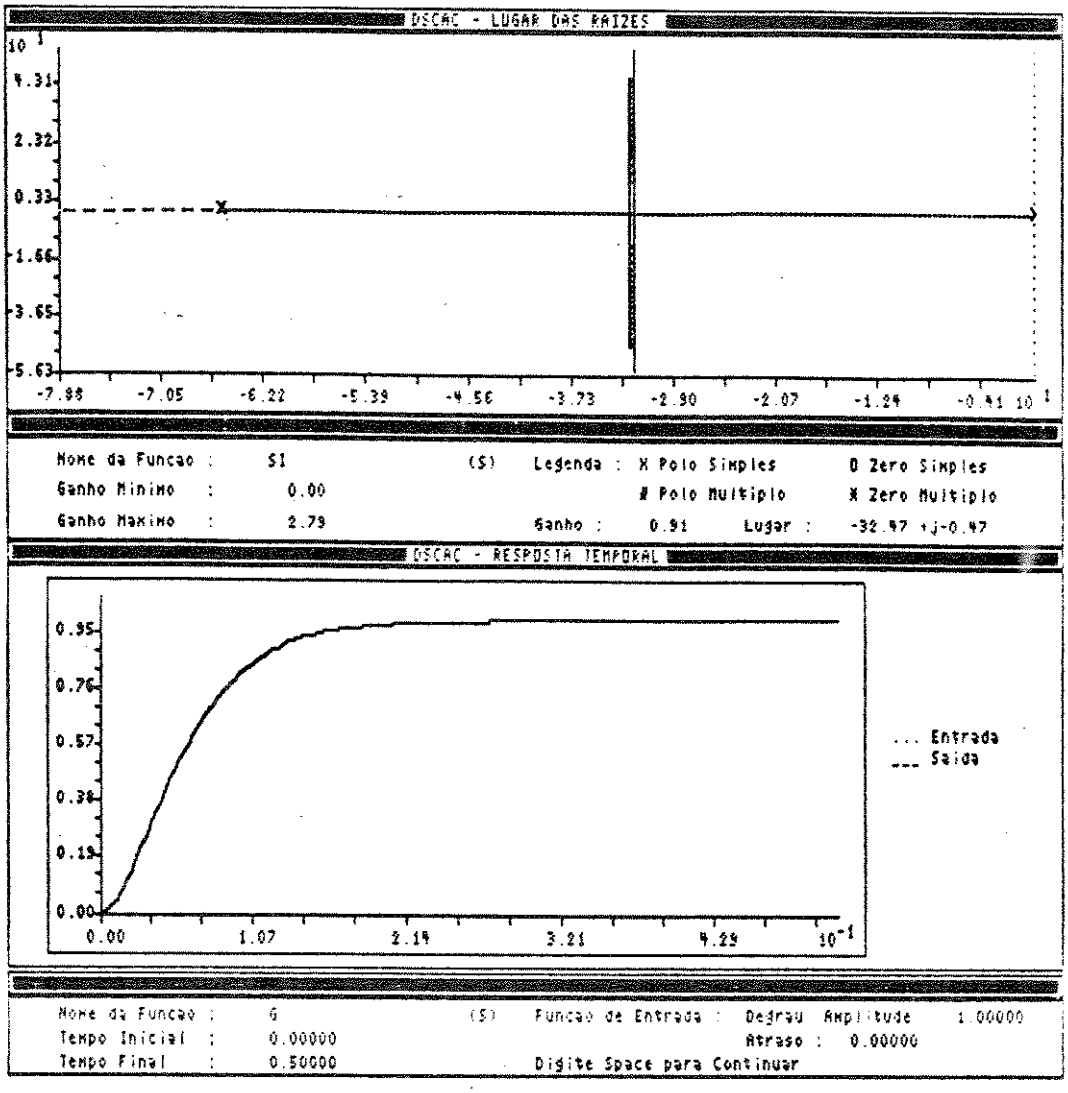
,achamos um $k_v = 0,055$.

Através do DSCAC, determinamos o ganho k_p máximo ($k_p = 0,91$) para que o sistema não apresente sobresinal. A figura 3.14.a mostra este ajuste. A resposta ao degrau do sistema com este ajuste é mostrada na figura 3.14.b.

3.3.2.2 - RESULTADO DE SIMULAÇÃO

Os ganhos ($k_v = 0,055$ e $k_p = 0,91$) foram levados ao simulador discreto. O período de amostragem na simulação foi de 5ms. A resposta ao degrau sofreu uma degeneração causada pela característica discreta do sistema (figura 3.15.a). Realizamos nova simulação com o período de amostragem igual a 1ms, obtendo a resposta temporal próxima à do DSCAC (figura 3.15.b). No capítulo 4 será estudado a influência do período de amostragem nos limites dos ganhos do sistema.

a)



b)

Fig.3.14: a) Ajuste criticamente amortecido para o PV.
b) Resposta ao degrau.

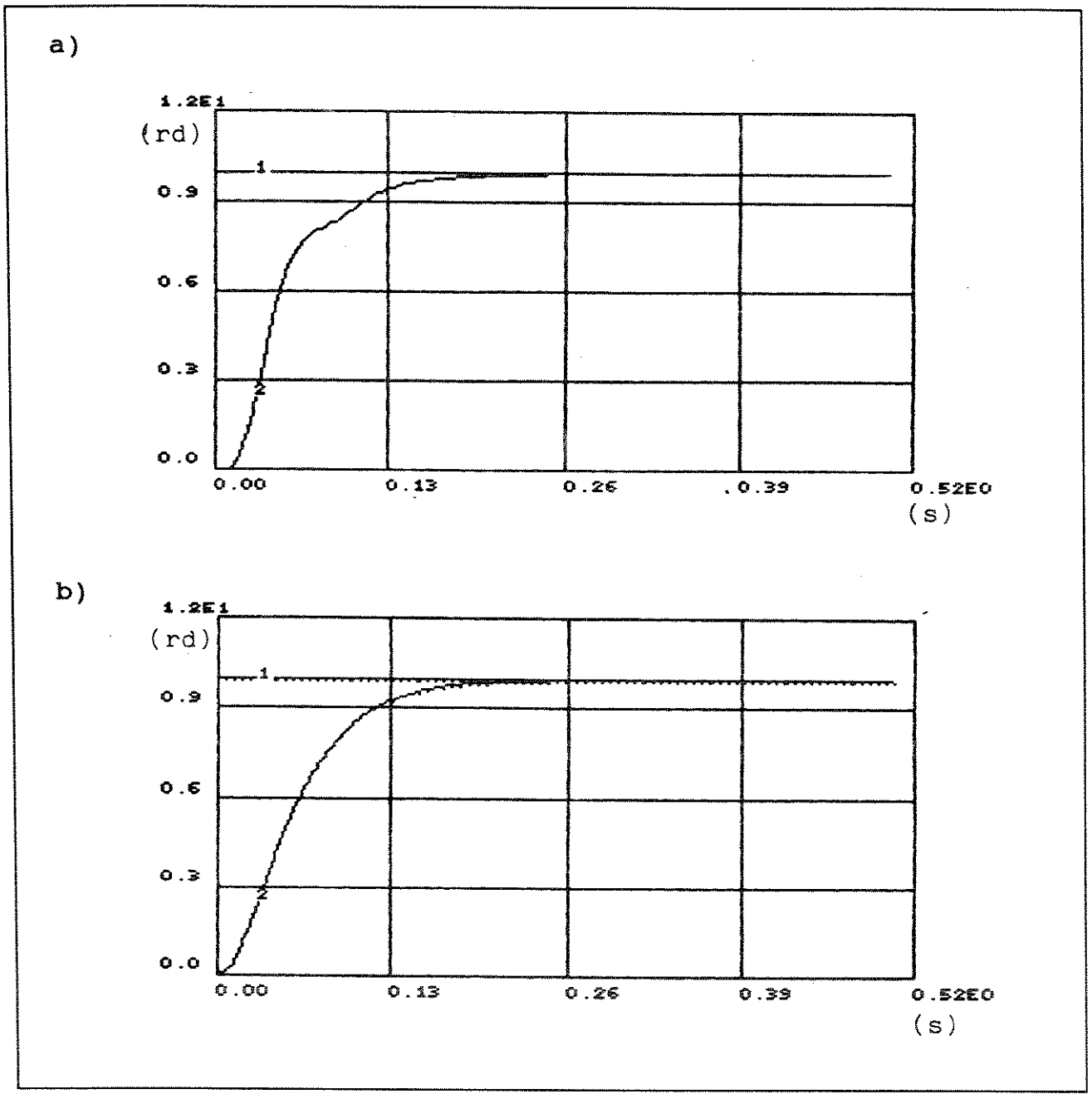


Fig.3.15: a) Resposta ao degrau, T = 0,005ms.
b) Idem, T = 0,001ms.

3.3.2.2 - CONCLUSÃO

A resposta do sistema utilizando a estratégia PV assemelha-se muito à resposta obtida com a estrutura PIVA, apresentando o pico na ação de controle e a concentração da velocidade no início

do movimento. Possui a vantangem de ser mais simples do que o primeiro.

Podemos observar que com a estrutura PV, podemos alocar os polos em malha fechada em qualquer posição do semiplano esquerdo. Portanto teríamos total liberdade para definir o comportamento do sistema não fosse, obviamente, os limites da fonte de potência e o período de amostragem do sistema.

3.3.3 - ALGORITMO HEURÍSTICO DE INTERPOLAÇÃO

Esta estrutura é mostrada em [SIL 86] e em [FER 87]. Ela foi apresentada inicialmente com o nome de "algoritmo de interpolação". Nela não há ajuste de ganhos a serem feitos (figura 3.16). O valor do ganho k(t) é variável durante o movimento e é dado pela expressão:

$$k(t) = \frac{1}{t_m - t}$$

onde:

- t_m é o tempo de execução do movimento;
- t é o tempo, variando de 0 até $(t_m - \Delta t)$;
- Δt é tempo pequeno e positivo.

Ao término do movimento t = tm, o controle deve ser "chaveado" para um outra estrátegia, que o mantenha na posição alcançada.

Este algoritmo tem três entradas: Θ_r, $\dot{\Theta}_r$ e t_m. Θ_r e $\dot{\Theta}_r$ são a posição e a velocidade de referência.

Se t é pequeno (inicio do movimento):

$$k(t) \cong 1/t_m$$

Se $t \rightarrow t_m$:

$$k(t) \rightarrow \frac{1}{\Delta t} \cong \infty$$

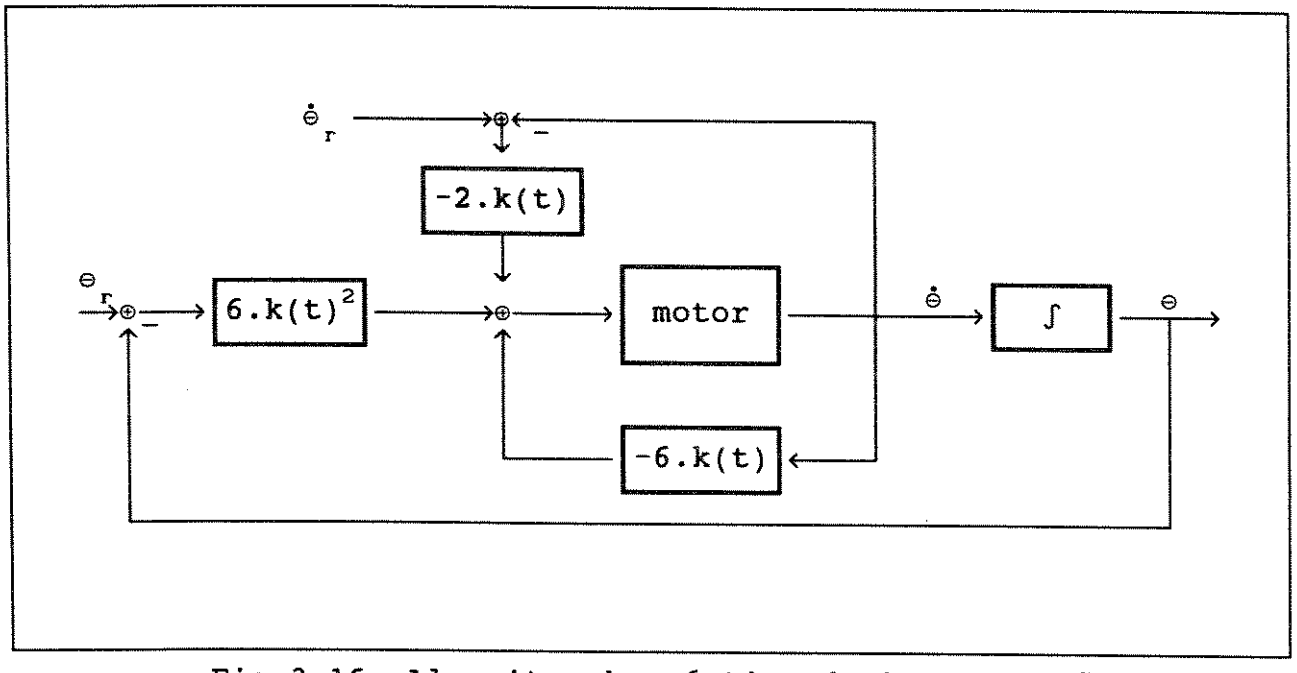


Fig.3.16: Algoritmo heurístico de interpolação.

A função transferência da malha mais interna é:

$$FT_{mi} = \frac{k_m}{s + p_m + k_m.4.k_t}$$

onde:

$$k_m = \frac{k_t}{J} \qquad e \qquad p_m = \frac{\beta}{J}$$

A função transferência global do sistema é:

$$FT = \frac{6.k(t)^2.k_m}{s^2 + (p_m + k_m.4.k(t)).s + 6.k(t)^2.k_m}$$

Pelo critério de estabilidade de Routh Hurwitz

$$p_m + k_m.4.k(t) \geq 0 \quad \Rightarrow \quad k(t) \geq -\frac{p_m}{4.k_m}$$

$$6.k(t)^2.k_m \geq 0 \quad \Rightarrow \quad k(t) \geq 0$$

como k(t) varia de 1/tr até ∞, o sistema é estável para qualquer k(t), β e J positivos, ou seja para qualquer motor.

Esta estratégia foi elaborada para a seguinte situação: atrito viscoso desprezível e ganho estático igual a 1. Portanto para casos onde k_t/J é muito diferente de 1, é necessário fazer a correção apresentada na figura 3.17.

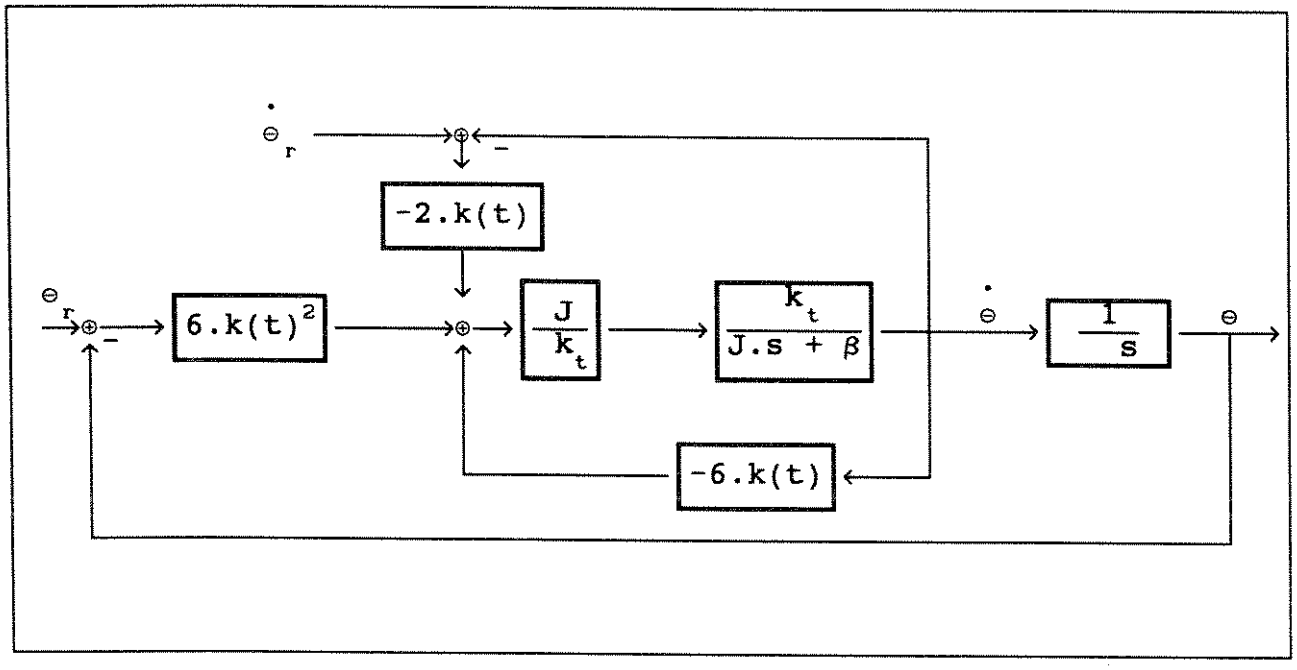


Fig.3.17: Correção para inércia diferente da unitária.

3.3.3.1 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esta estratégia foi levada ao simulador e seus resultados são apresentados a seguir.

Para o motor (a) é mostrado a resposta do sistema, primeiro sem a correção sugerida acima (fig.3.18.a) e depois com ela (fig.3.18.b). Em ambos os casos é notável a partida suave comparando-se com as respostas obtidas pelas estruturas PIVA e PV.

O perfil de velocidade possui uma melhor distribuição no tempo se aproximando à uma parábola (figura 3.19.a), principalmente para a simulação do algoritmo com a compensação para inércia

não unitária (fig.3.19.b).

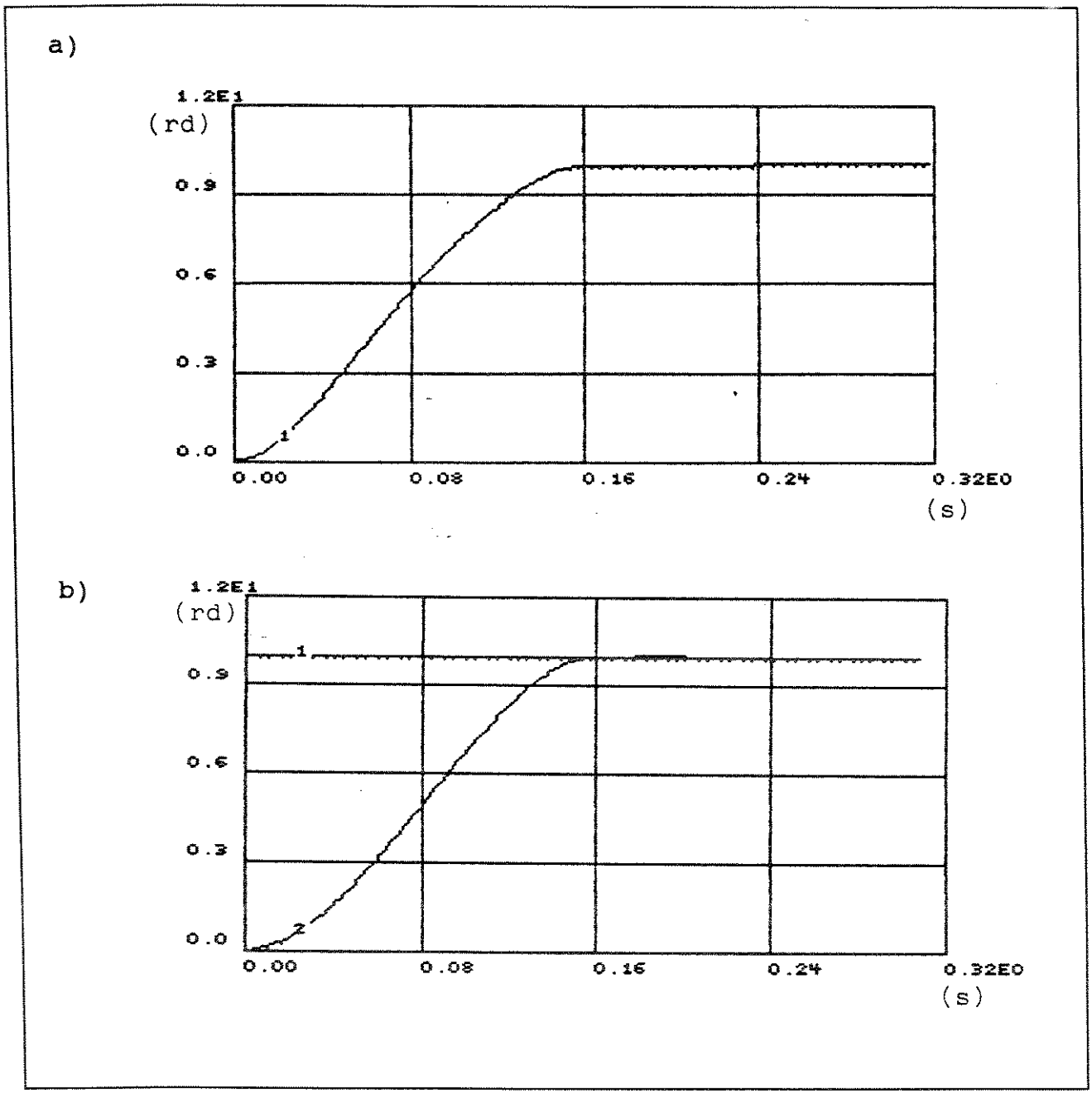


Fig.3.18: Resposta ao degrau do algoritmo de interpolação.
a) sem correção b)com correção

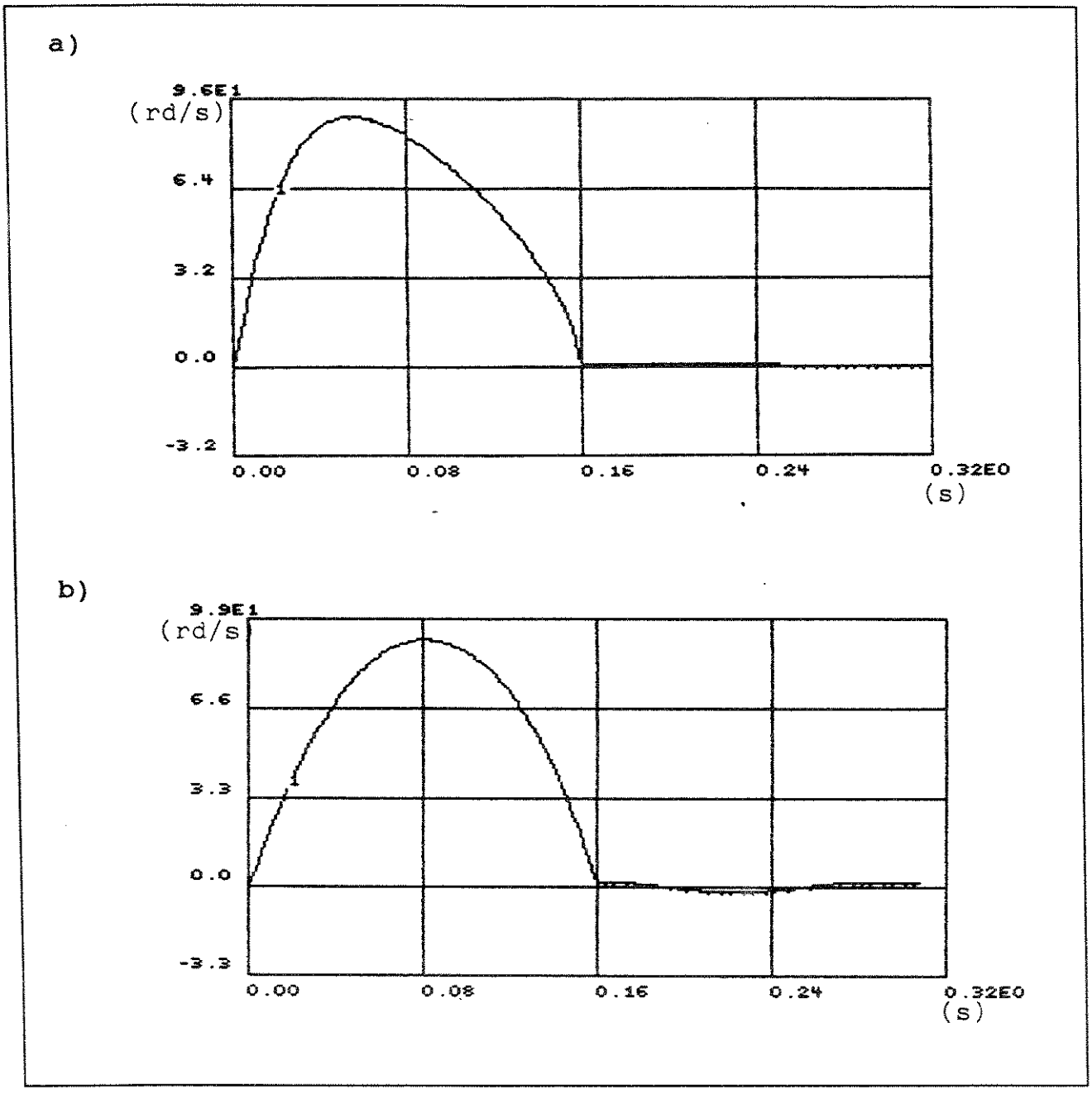


Fig.3.19: Perfil de velocidade do algoritmo de interpolação
a) sem correção b) com correção

Note que a ação de controle não apresenta o pico indesejável no início do movimento como nas estratégias anteriores (figura 3.20).

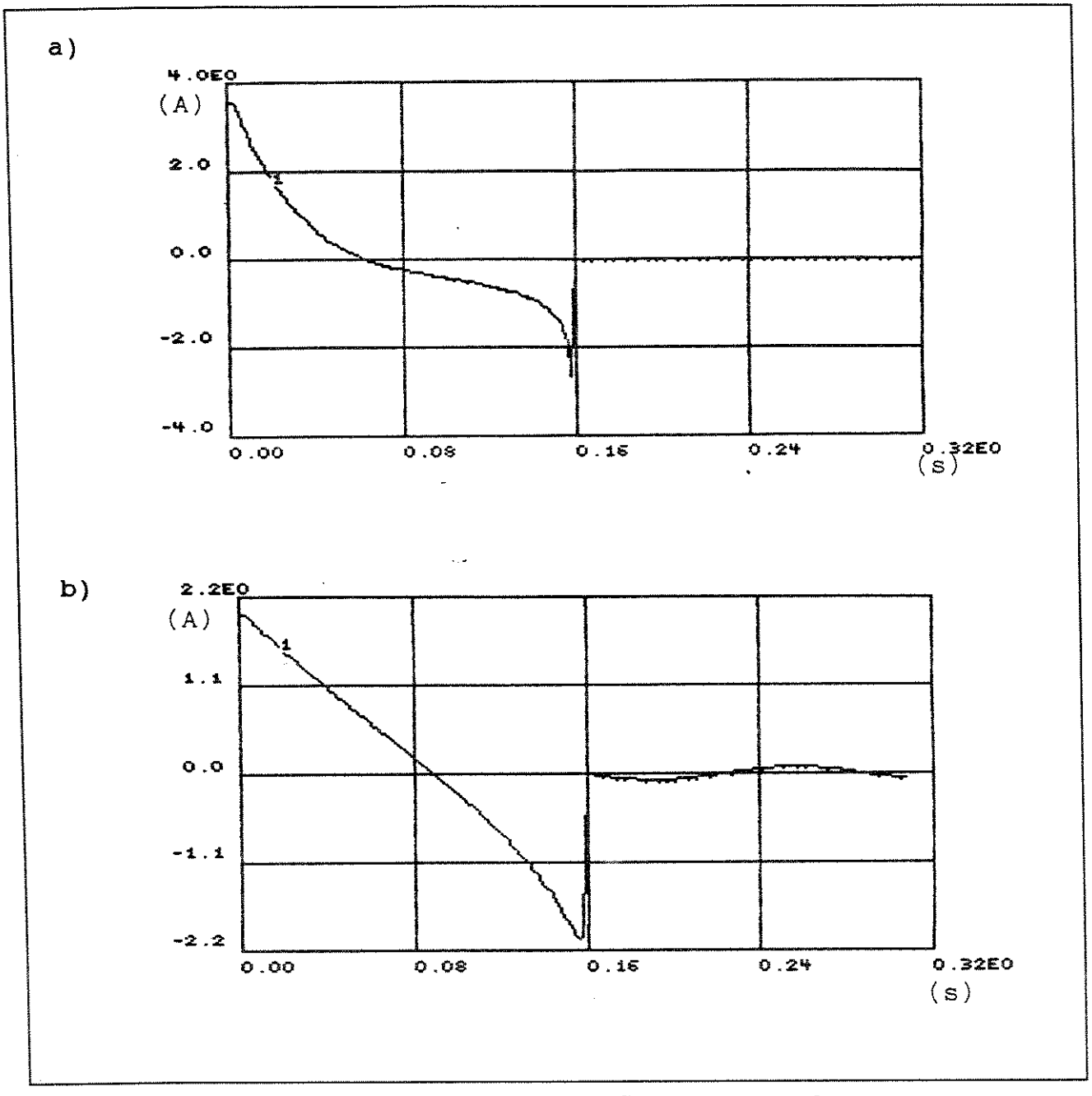


Fig.3.20: Perfil da ação de controle.
a) sem correção b) sem correção

Para o motor (b), a resposta apresentou um comportamento inferior, mesmo quando utilizamos a compensação. Isto pode ser explicado pela maior significância do atrito viscoso frente a inércia para este motor (figura 3.21).

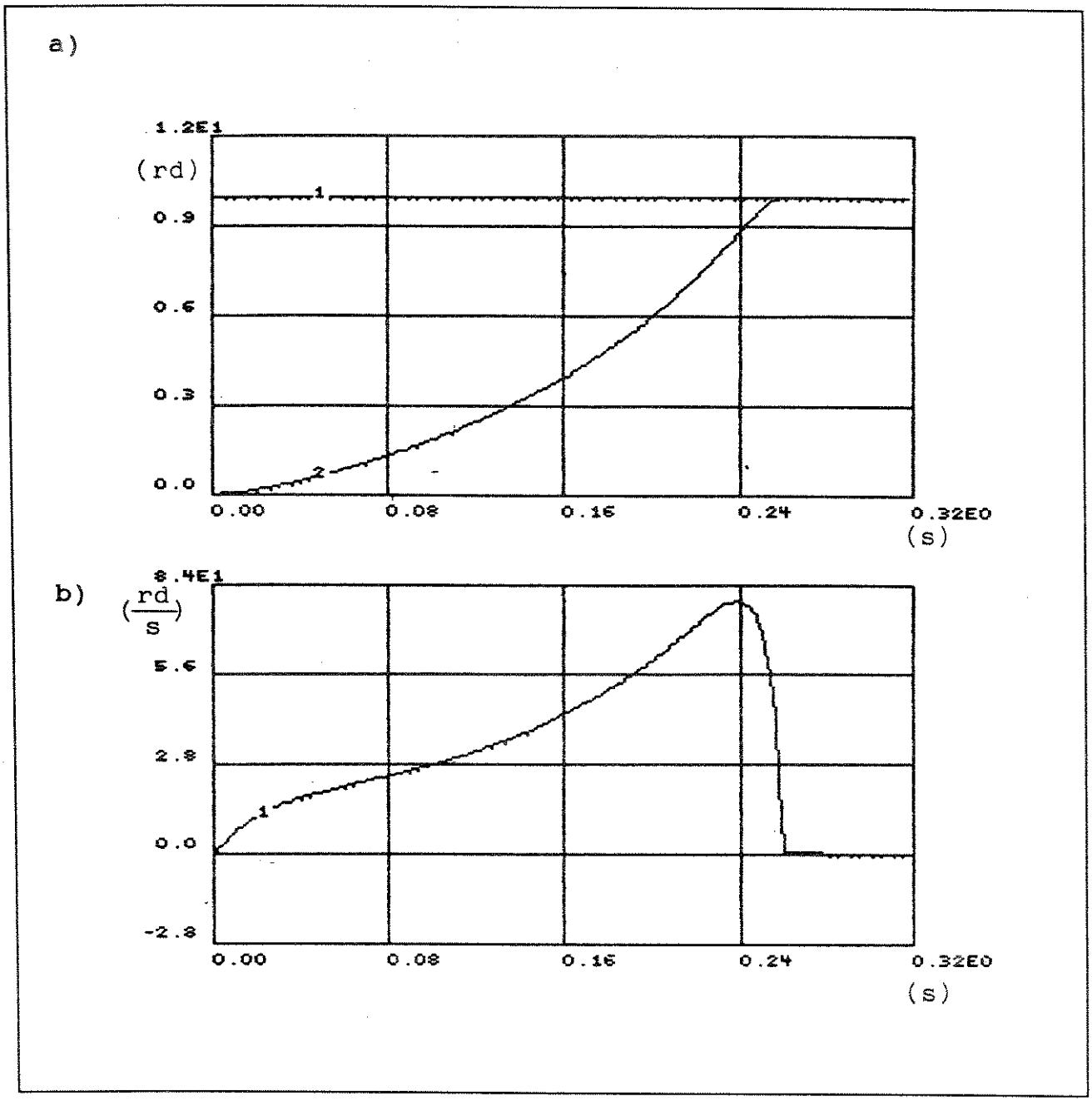


Fig.3.21: a) perfil de posição para motor (b);
b) perfil de velocidade para motor (b).

3.3.3.2 - CONCLUSÕES

. Podemos observar através das figuras 3.13 e 3.16 que para $\dot{\theta}_r = 0$, esta estrutura é semelhante ao do algoritmo PV, sendo que os ganhos k_p e k_v são variáveis no decorrer do movimento. A figura

3.22 ilustra este fato. Como curiosidade, vejamos, a variação dos ganhos no início e fim de um movimento com duração de 2 s e um Δt = 5 ms.

	inicial	final
k_p	1.5	$2,4 \times 10^5$
k_v	2	8×10^2

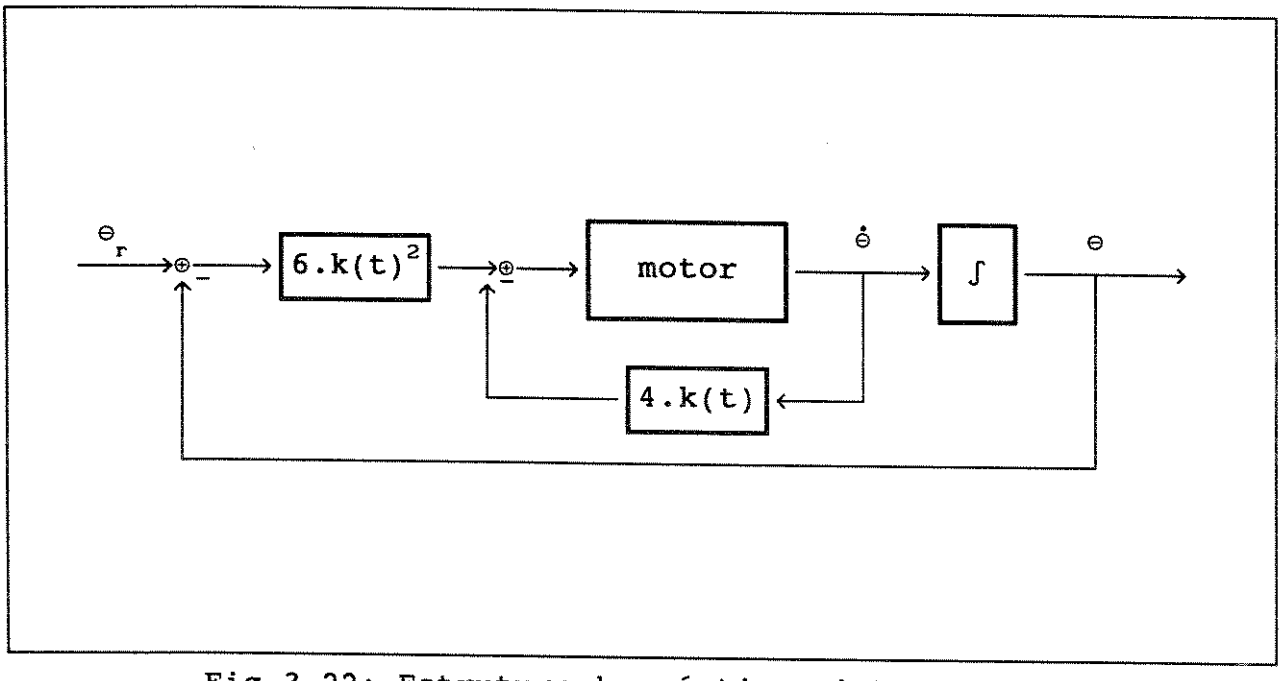


Fig.3.22: Estrutura heurística vista como um PV.

. O ganho K_p, inicialmente baixo, faz com que o sistema responda lentamente no início, suavizando o perfil de velocidade e diminuindo o pico na de corrente.

. Com k_p variando com o quadrado de k_t, no final do tempo t_m, k_p possui um valor elevado, contribuindo para que o perfil de velocidade se aproxime ao da parábola.

. O comportamento desta estratégia sofre alterações com a variação da inércia (J) e para atrito viscoso (β) não desprezível.

3.3.4 - ESTRUTURA PD

Esta estrutura possui um ganho proporcional e derivativo ao erro. A figura 3.23 mostra o seu diagrama de blocos.

A função transferência em malha aberta, para esta estrutura, é:

$$FT_{ma} = \frac{(k_d.k_p).s + k_t.k_p}{J.s^2 + \beta.s}$$

Os polos e o zero em malha aberta são:

$$\text{zero:} \quad -\frac{k_p}{k_d}$$

$$\text{polos:} \quad \begin{cases} 0 \\ -\frac{\beta}{J} \end{cases}$$

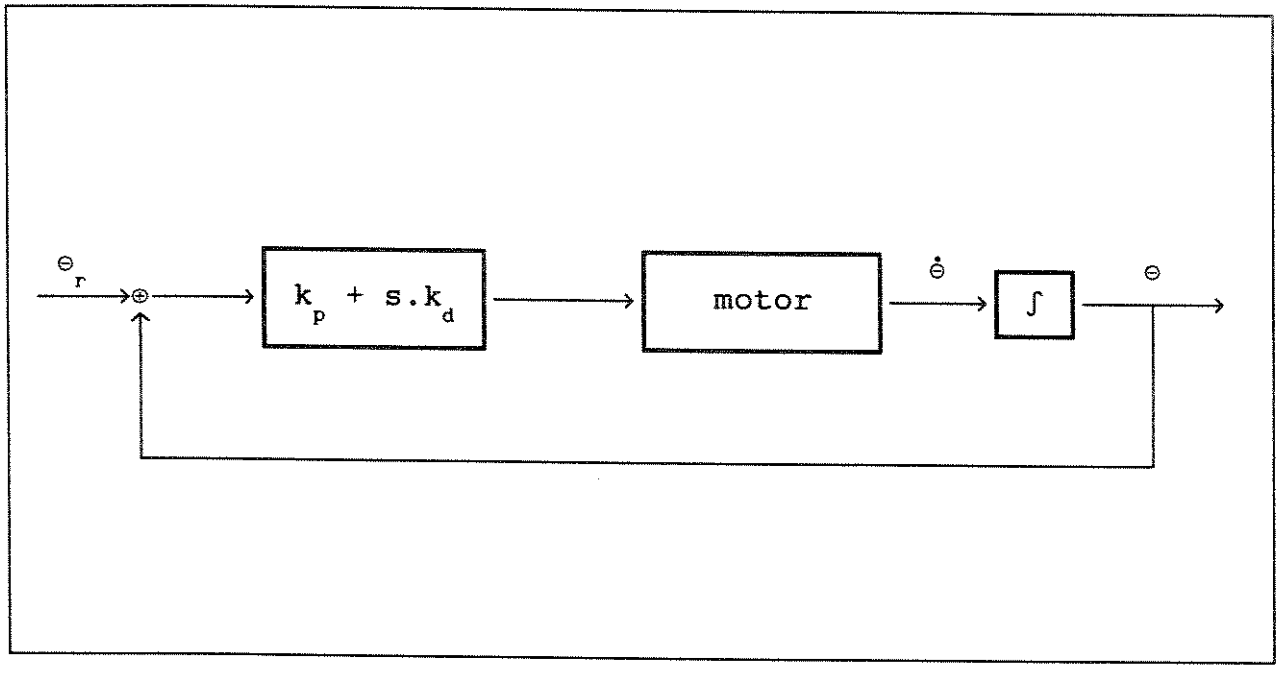


Fig.3.23: Estrutura PD

Para esta estrutura há duas situações possíveis, o zero entre os polos (figura 3.24.a), ou o zero a esquerda dos polos (figura

3.24.b).

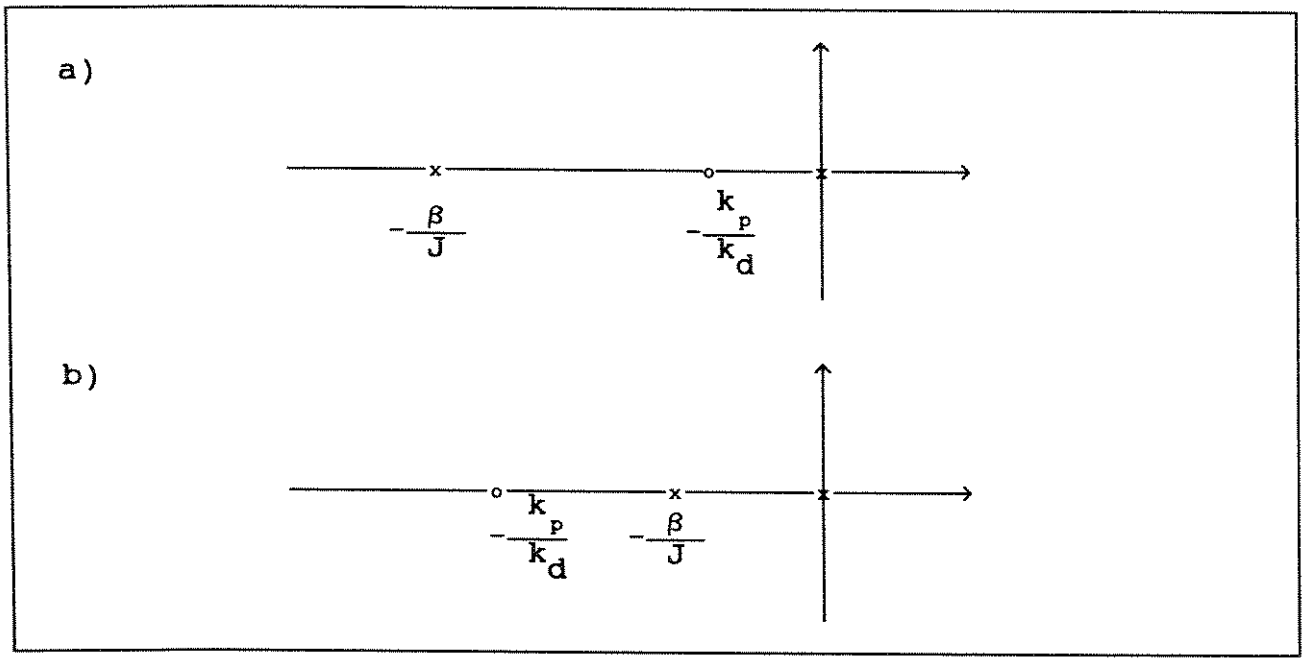


Fig.3.24: Situações relativas entre o zero e os polos.

A função transferência, em malha fechada, desta estrutura é:

$$FT_{mf} = \frac{k_d.k_t.s + k_p.k_t}{J.s^2 + s.(\beta + k_d.k_t) + k_p.k_t}$$

Comparando com a função transferência do algoritmo PV (eq.3.2), ela difere apenas no termo "$k_d.k_t.s$" do numerador, que não existe na estrutura PV.

Podemos apresentar esta estrutura de outra forma, mostrada na figura 3.25.a. Seja $\Delta\Theta = \Theta_r - \Theta$, a ação de controle aplicada ao motor pelo PD é igual a:

$$u = \Delta\Theta\ (\ k_p + s.k_d)$$

$$= (\Theta_r - \Theta).k_p + (\Theta_r - \Theta).s.k_d$$

$$u(s) = (\Theta_r - \Theta).k_p + (\dot{\Theta}_r - \dot{\Theta}).k_d$$

diferindo do algoritmo PV apenas termo $\dot{\Theta}_r.k_d$, como visualizado

na figura 3.25.b.

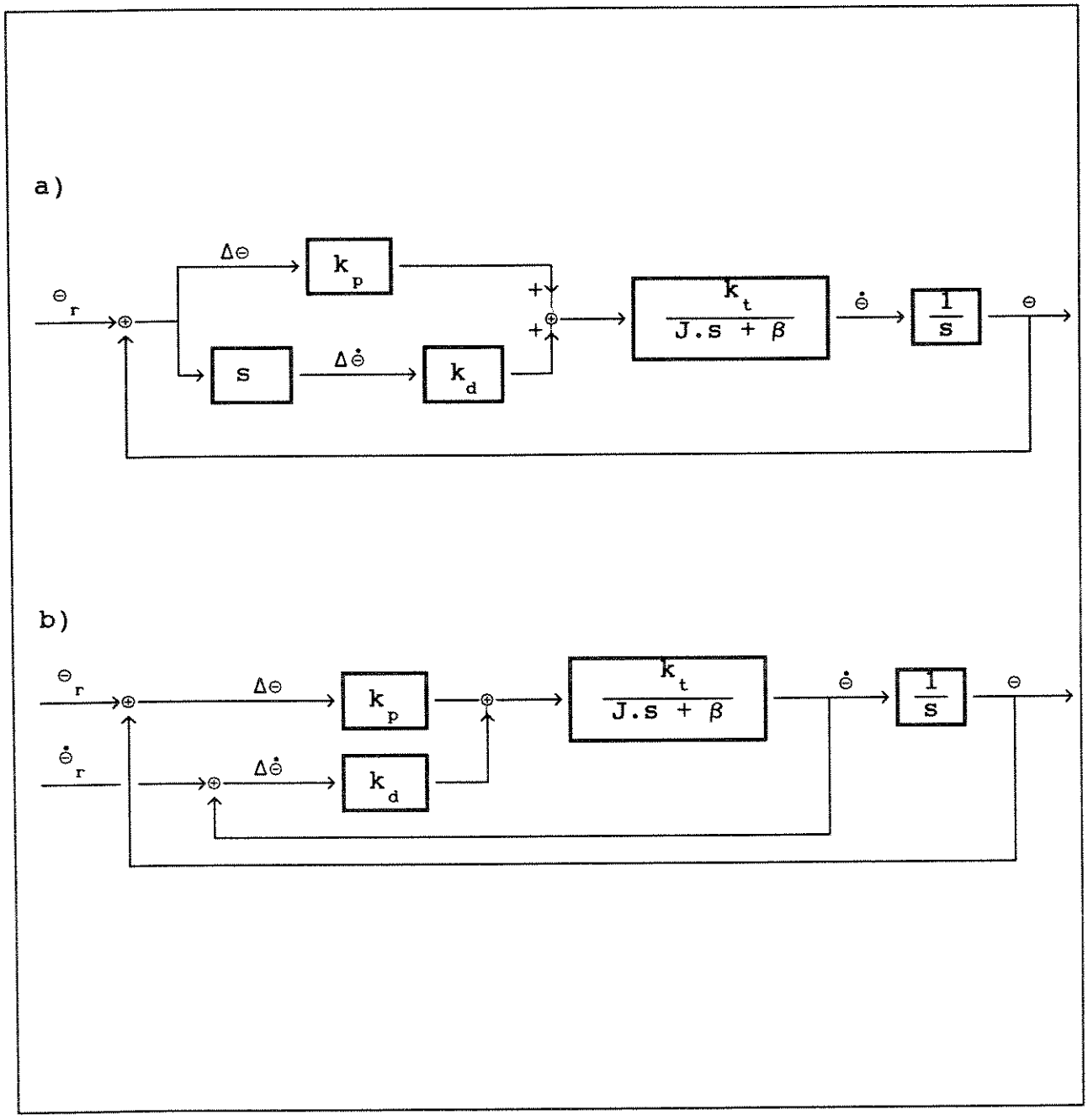


Fig.3.25: Formas alternativas de visualizar a estrutura PD.

3.3.4.1 - CONCLUSÃO

Esta estratégia é bastante parecida com o PV, sendo que para uma referência de posição em degrau, a referência de velocidade é

um impulso no tempo zero, e nula nos demais tempos. Portando esta estrutura agrava, ainda mais, o pico de corrente no início do movimento.

3.4 - COMPARAÇÕES ENTRE AS POLÍTICAS DE CONTROLE ESTUDADAS

Faremos agora algumas comparações entre o comportamento das estratégias:

PV X PIVA - As duas estratégias apresentam um comportamento bem semelhante. Com a realimentação positiva de aceleração existente no PIVA, poderiamos melhorar o desempenho do controle, porém esbarramos no problema de estimar a aceleração e no fato do controle possuir uma resposta satisfatória mesmo com k_a nulo. Quanto ao parâmetro k_i, o fato de não termos levado em conta o atrito seco nas simulações acima, praticamente anulou sua vantagem, que apareceria através da diminuição do erro estacionário, porém a um preço de tornar o sistema mais lento. Com isto o PV leva vantagem pelo fato de ser mais barato computacionalmente, permitido um período de amostragem menor.

PV X HEURÍSITICA - Como vimos, a estratégia heurística é na verdade um PV com ganhos variáveis durante o movimento, conseguindo assim perfis de posição e velocidade adequados, com boa distribuição de corrente, evitando a saturação de potência da fonte. Os ganhos variáveis fazem com que seu perfil de posição se aproxime a uma cúbica e o de velocidade a uma parábola. Suas desvantagens em relação ao PV são o custo de computação maior e o chaveamento do controle feito para $t \geq t_m$.

PV x PD - As estratégias são bastante parecidas, sendo que para referência em degrau não há vantagens em usar o PD, pois além de ser mais complexo, ele tende a aumentar a corrente no início do movimento e não tem efeito adicional após o instante inicial. Teríamos uma equivalência total entre os dois, bastando introduzir a referência de velocidade $\dot{\theta}_r$ no PV, no nó da malha interna.

3.5 - SOLUÇÃO ADOTADA

Levando-se em conta as considerações acima resolvemos adotar a estrutura mais barata, PV, combinada com a geração de referência em cúbica. Com isto incorporamos as vantagens detetadas na heurística, garantindo uma resposta sempre homogênea, menos dependente do tipo de motor. Desta forma, o valor da posição final (referência) é transferido para um "gerador" de cúbica e sua saída é então aplicada ao algorítmo PV (figura 3.26). Aqui Θ_r é a referência em cúbica gerada em função de Θ_f (posição final), Θ_i (posição inicial) e de t_m (tempo de execução movimento).

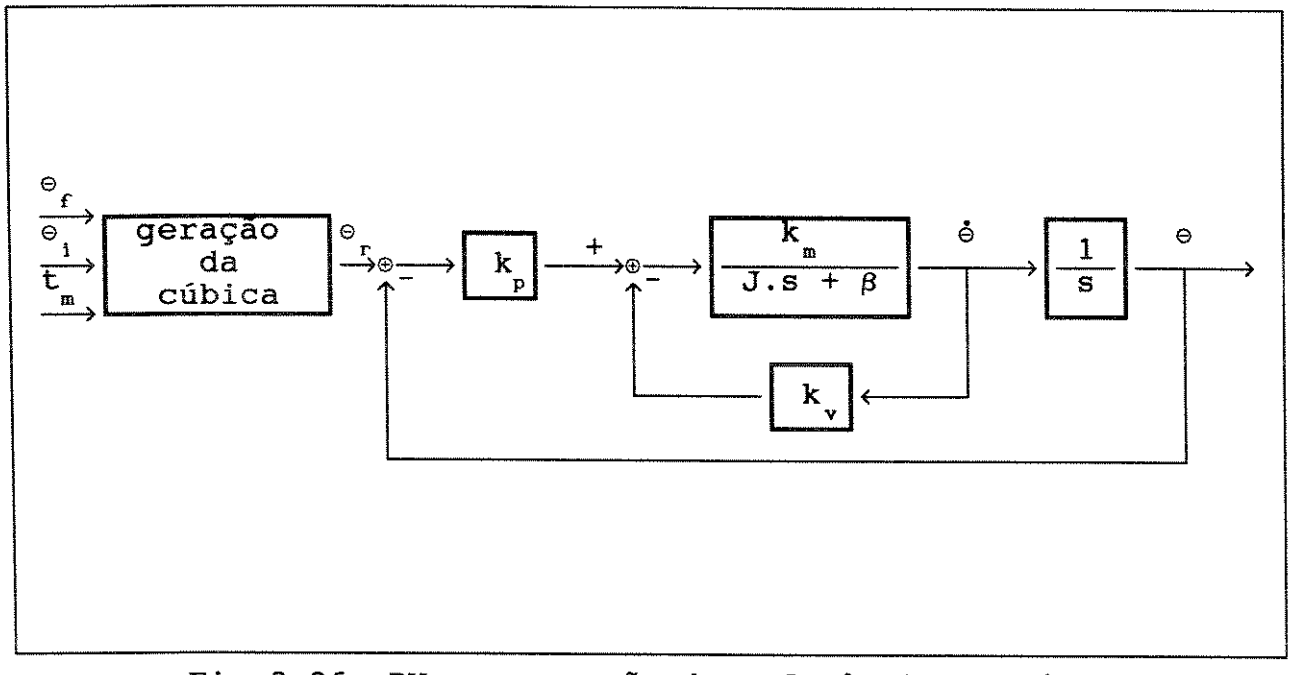


Fig.3.26: PV com geração da referência em cúbica.

O aumento do tempo computacional provocado pela inclusão da geração da referência em cúbica, foi minimizado através da seguinte solução. Geramos uma única cúbica que chamamos de "cúbica primária" e posteriormente a multiplicamos pelo deslocamento de cada um dos 6 motores. A figura 3.27 mostra esta estrutura. Assim o custo adicional é repartido pelo controle das seis juntas.

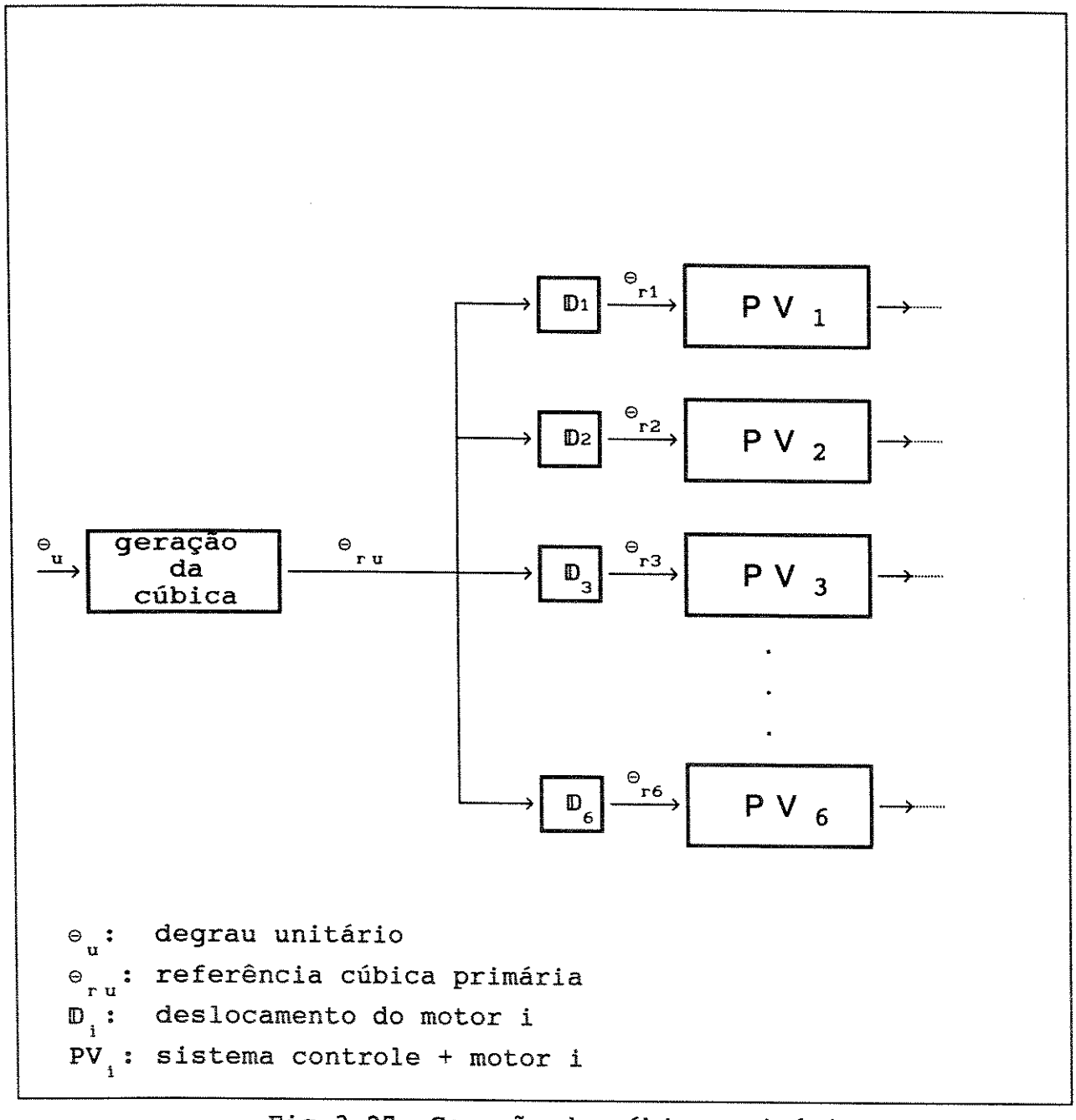


Fig 3.27: Geração da cúbica primária.

Este tipo de solução permite um perfil uniforme para todos os motores com um custo inferior a heurística, implementada 6 vezes, e um movimento simultâneo das juntas, independente do deslocamento total.

3.6 - GERAÇÃO DA CÚBICA

Para chegarmos à equação da cúbica, utilizamos o esquema ilustrado na figura 3.28.

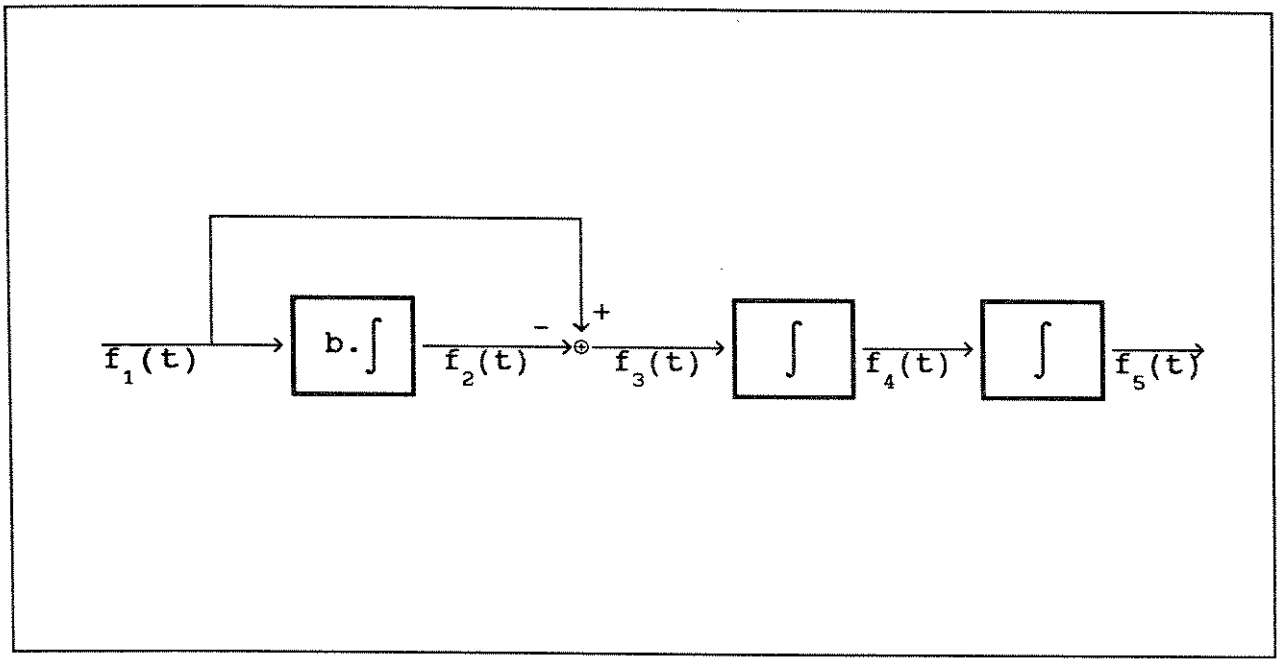


Fig.3.28: Estrutura de geração da referência cúbica.

onde:

$$f_1(t) = a$$

$$f_2(t) = b.\int f_1(t).dt = b.a.t$$

$$f_3(t) = a - b.a.t$$

$$f_4(t) = \int f_3(t).dt = a.t - \frac{a.b}{2}.t^2 \qquad (3.3)$$

$$f_5(t) = \int f_4(t).dt = \frac{a}{2}.t^2 - \frac{a.b}{6}.t^3 \qquad (3.4)$$

'a' e **'b'** são variáveis dependentes do tempo de execução do movimento (t_m), determinando as amplitudes das funções acima. $\mathbf{f_3(t)}$ descreve o perfil de aceleração e sua integral, $\mathbf{f_4(t)}$, o perfil de velocidade em parábola. Finalmente obtemos a função cúbica da integral de $\mathbf{f_4(t)}$, $\mathbf{f_5(t)}$. A figura 3.29 ilustra estas funções.

Para determinarmos **a** e **b** nas equações acima, fazemos:

i) No instante em que a geração da cúbica de referência deve ser interrompida, a velocidade deve ser zero:

$$\text{para } f_4(t) = 0,$$

$$t = 0, \text{ ou } t = 2/b$$

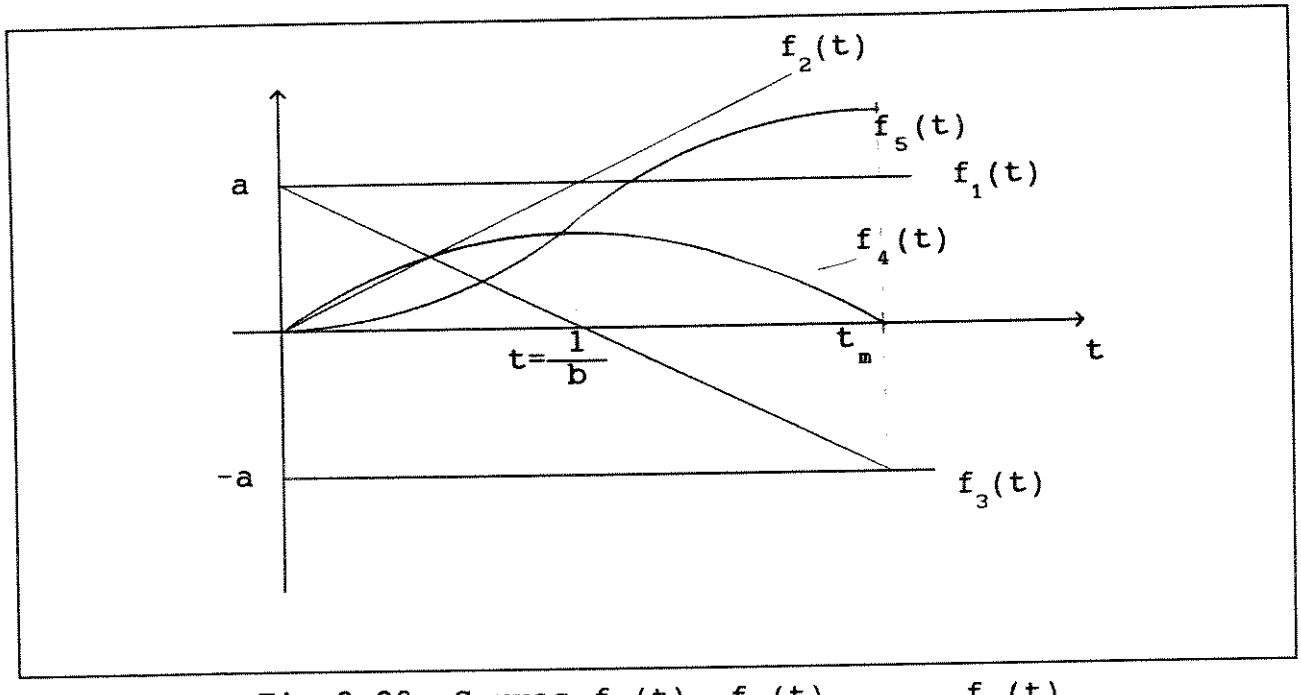


Fig.2.29: Curvas $f_1(t)$, $f_2(t)$, ..., $f_5(t)$.

ii) Instante final da geração ($t_m = 2/b$), o valor de $f_5(t)$ deve ser igual a $(\Theta_f - \Theta_i)$:

$$f_5(2/b) = \Theta_f - \Theta_i$$

$$\Theta_f - \Theta_i = \frac{a}{2}.(2/b)^2 - \frac{a.b}{6}.(2/b)^3$$

$$\Theta_f - \Theta_i = \frac{2.a}{3.b^2} \quad \therefore \quad a = 1{,}5.(\Theta_f - \Theta_i).b^2$$

$$a = 6.(\Theta_f - \Theta_i)/t_m^2 \qquad (3.5)$$

Para a cúbica primária o valor de $(\Theta_f - \Theta_i) = 1$, ficando:

$$a = 6/t_m^2$$

A definição do tempo de execução do movimento (t_m) se dá em função da velocidade máxima ($\dot{\Theta}_m$), que é alcançada no meio do movimento ($t = 1/b$). Através da equação 3.3, temos:

$$f_4(1/b) = \dot{\Theta}_m = a.\frac{1}{b} - \frac{a.b}{2}.\left(\frac{1}{b}\right)^2$$

$$\dot{\Theta}_m = 0,5.a/b = 0,25.a.t_m$$

$$t_m = 4.\dot{\Theta}_m/a \qquad (3.6)$$

substituindo (3.5) em (3.6), fica:

$$t_m = 1,5 \; . \; \frac{(\Theta_f - \Theta_i)}{\dot{\Theta}_m} \qquad (3.7)$$

Para utilizarmos a referência cúbica para os seis motores, seguiremos o seguinte procedimento:

passo 1) Cálculo dos seis deslocamentos $\{ \mathbb{D}_i = \Theta_f - \Theta_i$, $i = 1,2,...,6\}$;

passo 2) Cálculo de t_m, a partir da velocidade máxima ($\dot{\Theta}_m$) e do maior deslocamento entre as 6 juntas ($\mathbb{D}_m$), através da equação (3.7).

passo 3) Definição de de **a** e **b**;

passo 4) Enquanto $(k.T) < t_m$:

- Para cada k.T é calculado o valor da cúbica primária;
- Para cada motor é multiplicado o deslocamento desejado $\mathbb{D}_i$, pelo valor instantâneo da cúbica

passo 5) Fim do movimento.

3.7 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O AJUSTE DO PV UTILIZANDO REFERÊNCIA EM CÚBICA

Quando ajustamos os ganhos do algoritmo PV, na seção 3.3.2, buscamos uma resposta criticamente amortecida, de modo que o sistema não apresentasse sobre-sinal tendo o menor tempo de estabilização possível.

Quando utilizamos uma referência em cúbica, que para o caso discreto é uma sequência de degraus com pequena variação de amplitude, nosso critério de ajuste pode ser alterado. Primeiro porque sendo o sobre-sinal proporcional a amplitude do degrau, ele deixa de ser crítico. Segundo, porque a pequena variação das amplitudes nos permite aumentar o desempenho do controle sem que alcancemos o limite de potência.

Vendo a cúbica como uma sequência de degraus (figura 3.30), percebemos que os degraus possuem uma menor variação no início e no final do movimento, diminuindo o problema da saturação de potência que era crítico no início do movimento, quando ocorria um pico na ação de controle.

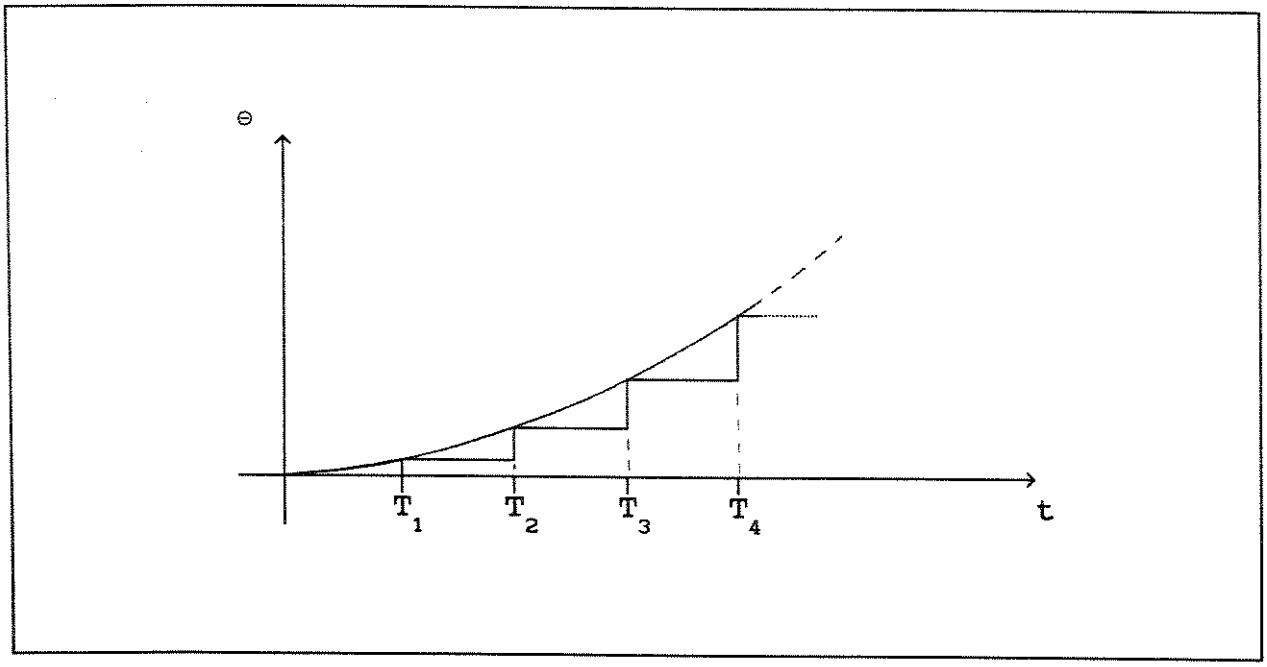


Fig.3.30: Referência em cúbica como uma sequência de degraus.

Deixando de ser a resposta criticamente amortecida um requisito básico para o ajuste, e a saturação no início do movimento um problema, podemos reajustar os ganhos de maneira a perseguirmos a cúbica com menor erro e diminuirmos o erros de regime que possam vir a aparecer por causa do atrito seco e a gravidade.

3.8 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O ATRITO SECO

O atrito seco pode ser caracterizado em duas situações:

.junta parada ($\dot{\theta} = 0$) $\longrightarrow$ atrito estático

.junta em movimento ($\dot{\theta} \neq 0$) $\longrightarrow$ atrito dinâmico

Ele é causado pelos mancais do rotor e pelo mecanismo de transmissão. Para a compensação do atrito seco pode-se usar o seu valor médio em cada junta. A figura 3.31 ilustra a compensação sugerida por [PAU 82], onde:

T_{din}: é o atrito dinâmico;

$T_{estátic}$: é o atrito estático.

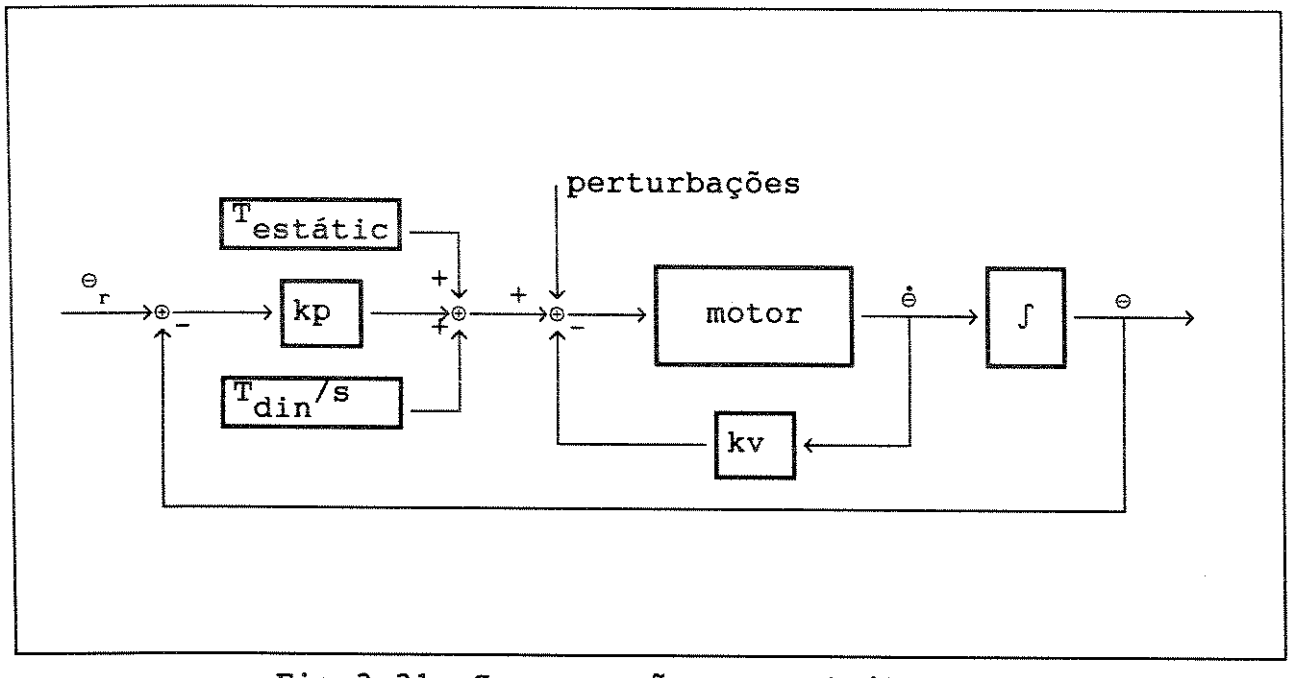


Fig.3.31: Compensação para atrito seco.

Uma vez que estes atritos são funções das posições das juntas e são aproximadamente reproduzíveis, uma compensação mais elaborada seria conseguida a partir de uma cartografia de seus valores [EBA 88].

3.9 - CONCLUSÃO FINAL

Ao combinarmos a estratégia PV com heurística conseguimos aliar as vantagens apresentadas pela estratégia heurística com um custo baixo e obtemos uma resposta superior. O comportamento do sistema é homogêneo não variando com o tempo de execução do movimento, como ocorria com a heurística e o custo computacional adicional é repartido pelos seis controles.

Ao escolhermos a referência em cúbica podemos pensar em utilizar a estratégia PD para reduzir o erro durante o movimento, já que neste caso a referência de velocidade não é nula para $t > 0$, como no caso da referência de posição em degrau.

No próximo capítulo faremos a análise para o plano Z, considerando a natureza discreta do sistema. Analizaremos ainda alguns efeitos provocados por dispositivos presentes na malha de controle real.

CAPÍTULO IV

AJUSTE DO CONTROLADOR DISCRETO

4.1 - INTRODUÇÃO

No capítulo anterior estudamos o comportamento de algumas políticas de controle. Agora escolhida a estratégia, faremos uma análise mais criteriosa do sistema, tendo em vista o controle ser do tipo discreto. Portanto, é necessário levar em conta o período de amostragem utilizado e avaliar os efeitos de alguns componentes extras existentes na malha de controle real.

4.2 - ANÁLISE E AJUSTE DO PV NO PLANO Z

A representação do algoritmo PV a ser implementado é mostrado na figura 4.1. Nesta análise estará sendo levado em conta o atraso provocado pelo cálculo da ação de controle, já que o estado lido no período de tempo T dá origem a um sinal de controle que somente é aplicado ao sistema no período T+1.

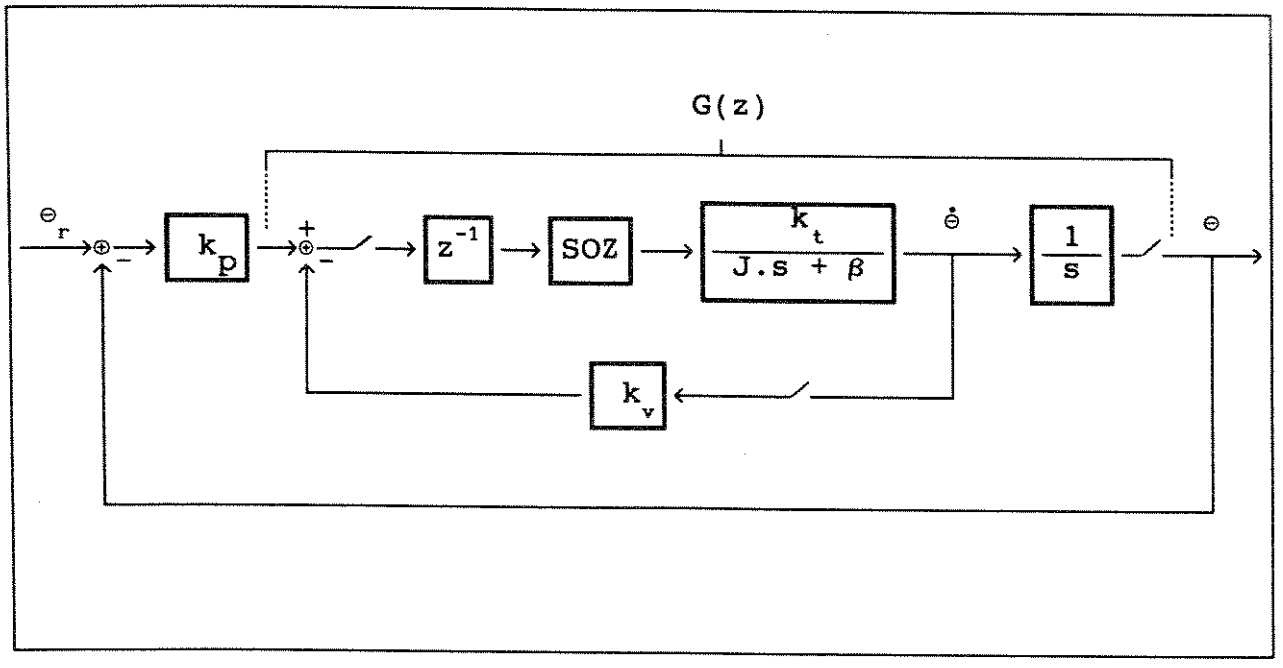


Fig.4.1: Algoritmo PV com atuador discreto

A função transferência G(z) é dada por:

$$G(z) = \frac{z^{-1}.(1 - z^{-1}).Z\left\{ L^{-1}\left(\frac{k_t}{s^2.(J.s + \beta)} \right) \right\}}{1 + z^{-1}.(1 - z^{-1}).k_v.\ Z\left\{ L^{-1}\left(\frac{k_t}{s\ .(J.s + \beta)} \right) \right\}} \qquad (4.1)$$

Tratando inicialmente a transformada Z, denota-se:

$$b = k_t/J$$

$$a = \beta/J$$

E obtemos para o numerador a expressão:

$$z^{-1}.(1 - z^{-1}).Z\left\{ L^{-1}\left(\frac{A}{s^2} + \frac{B}{s} + \frac{C}{s + a} \right) \right\} =$$

$$= z^{-1}.(1 - z^{-1}).\left(\frac{A.T.z}{(z-1)^2} + \frac{B.z}{(z-1)} + \frac{C.z}{z - e^{-a.T}} \right) =$$

$$= \frac{z.(A.T - B.e^{-a.T} + B) - A.T.e^{-a.T} + B.e^{-a.T} + C}{z.(z-1).(z - e^{-a.T})} \qquad (4.2)$$

onde:

$$A = b/a$$
$$B = -b^2/a$$
$$C = b^2/a$$

Operando com o denominador, temos que:

$$1 + z^{-1}.(1 - z^{-1}).kv.\ Z\left\{ L^{-1}\left(\frac{kt}{s.(J.s + \beta)} \right) \right\} =$$

$$= 1 + \frac{b}{a} . kv .(1 - z^{-1}) . \frac{(1 - e^{-aT}).z}{(z-1).(z - e^{-aT})} =$$

$$= \frac{z.(z-1).(z - e^{-aT}) + b/a .kv.(z-1).(1 - e^{-aT})}{z.(z-1).(z - e^{-aT})} \qquad (4.3)$$

como G(z) = eq(4.2)/eq(4.3)

$$G(z) = \frac{z.(A.T - B.e^{-a.T} + B) - A.T.e^{-a.T} + B.e^{-a.T} + C}{(z-1).[z^2 - e^{-aT}.z + b/a .kv.(1 - e^{-aT})]} \qquad (4.4)$$

substituindo pelos valores numéricos do motor tipo (a), temos:

$T = 0,005$ s
$a = \beta/J = 2,30$
$b = kt/J = 1178,3$

$A = b/a = 512,3$
$B = -b/a^2 = -222,7$
$C = 222,7$

$$e^{-aT} = 0,989$$

finalmente resultando em:

$$G(z) = \frac{14,672x10^{-3}.z + 14,616x10^{-3}}{(z - 1).[z^2 - 0,989.z + k_v.5,858]}$$

os polos e zero são:

$$\text{zero} = -0,996$$

$$\text{polos:} \quad 1$$

$$0,4945 \pm 0,5\sqrt{(0,989)^2 - 4.k_v.5,858}$$

k_v determina a posição relativa de dois polos no plano Z da função transferência em malha aberta G(z):

$k_v > 0,0417$ (polos complexos)
$k_v = 0,0417$ (polos duplos)
$k_v < 0,0417$ (polos reais distintos)

Obtivemos o lugar das raízes para $k_v = 0,047$, portando polos complexos em malha aberta, através do DSCAC (figura 4.2). Observe que o sistema terá sempre polos complexos conjugados independente do valor adotado para k_p e portanto a resposta do sistema sempre apresentará um comportamento subamortecido.

Na figura 4.3 apresentamos a situação para $k_v = 0,0417$, quando os polos são coincidentes em 0,4945. Neste caso, com o aumento do ganho k_p os polos inicialmente coincidentes, migram em sentidos opostos sobre o eixo real até haver o encontro com o terceiro polo, quando então o sistema passa a apresentar sobre-sinal.

Para $k_v < 0,0417$ os polos são reais e distintos. O comportamento dos polos é semelhante ao anterior para $k_p > 0$ (figura 4.4).

A assíntota para qual os polos complexos tendem quando $k_p \longrightarrow \infty$ é paralela ao eixo imaginário sendo sua origem em 1,49.

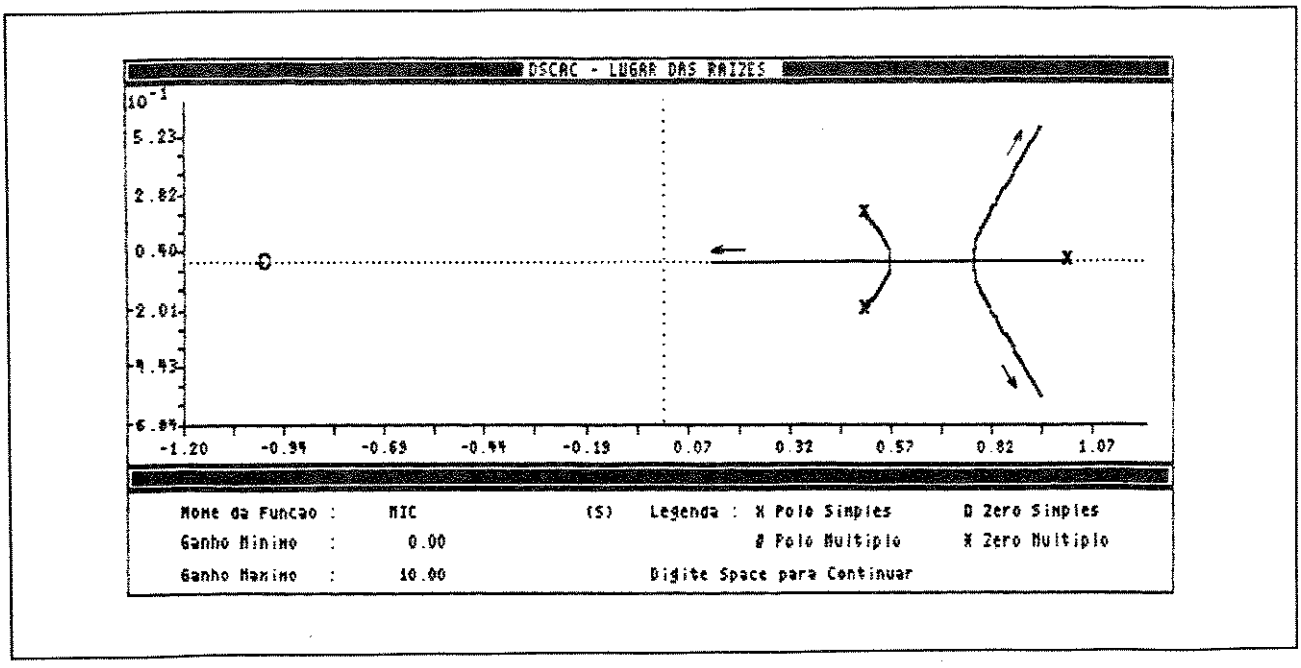


Fig.4.2: Lugar das raízes para k_v > 0,0417 e k_p variando de 0 a 10.

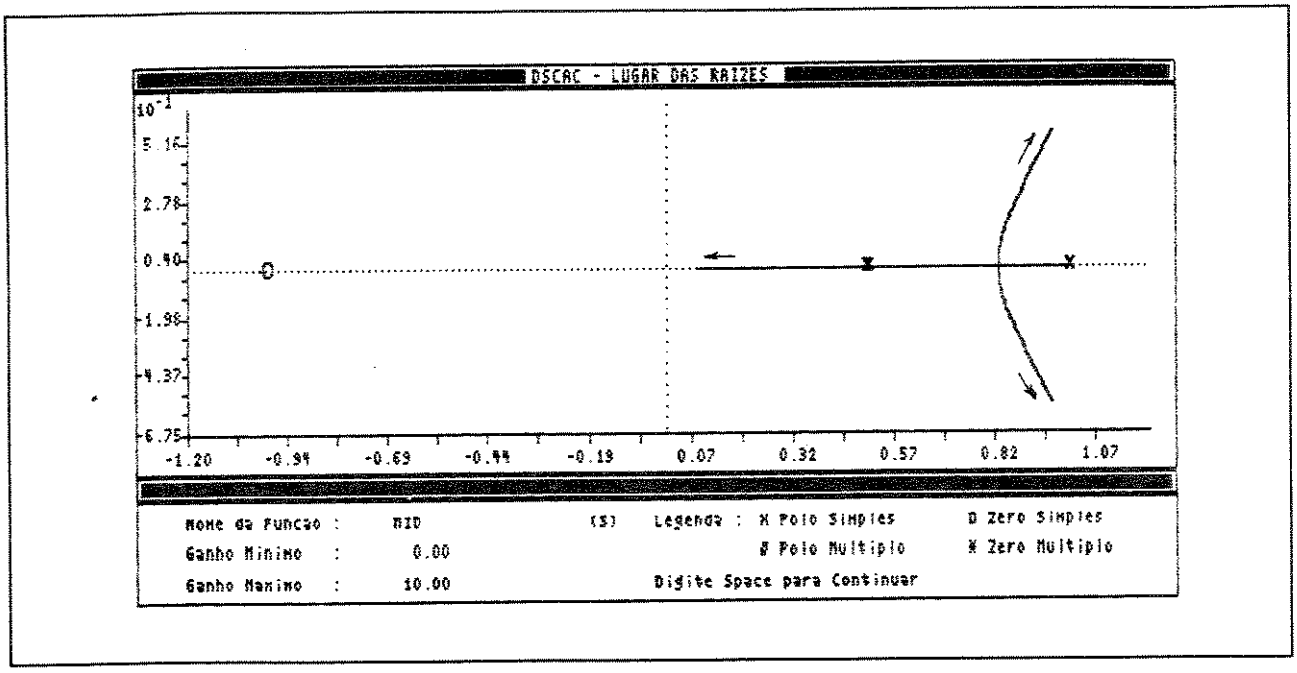


Fig.4.3: Lugar das Raízes para K_v = 0,0417 e k_p variando de 0 até 10.

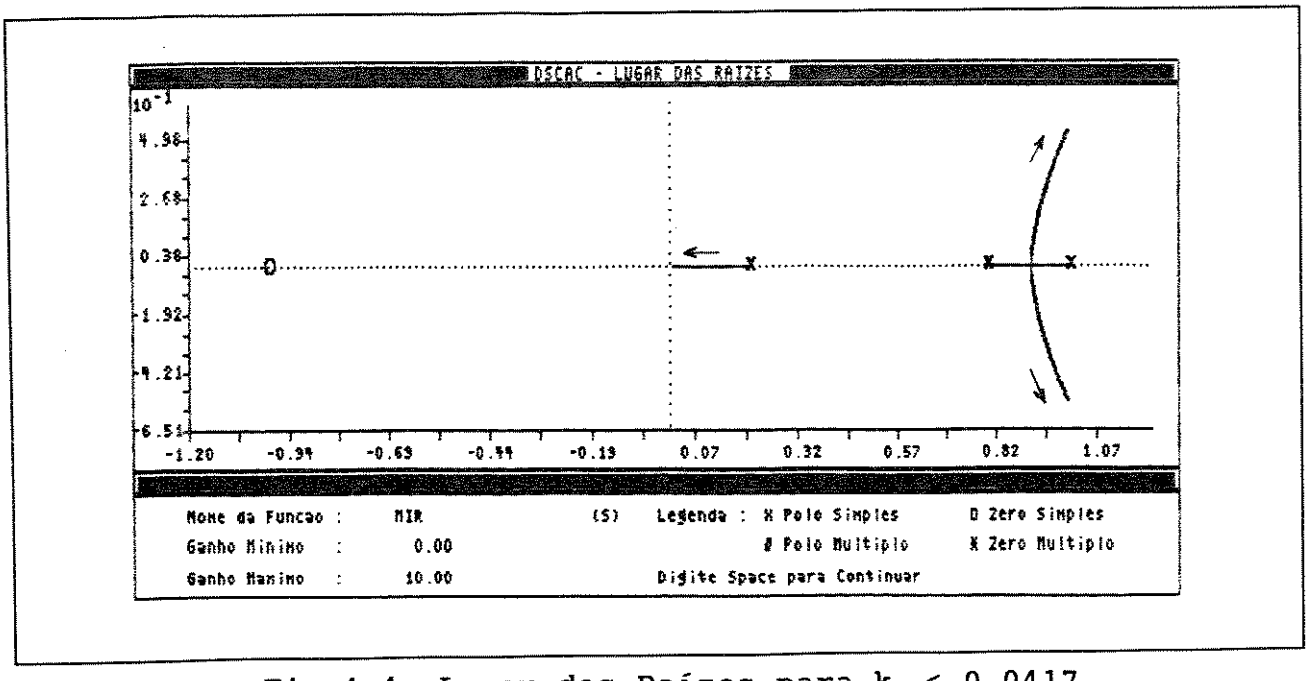


Fig.4.4: Lugar das Raízes para k_v < 0,0417 e K_p variando de 0 a 10.

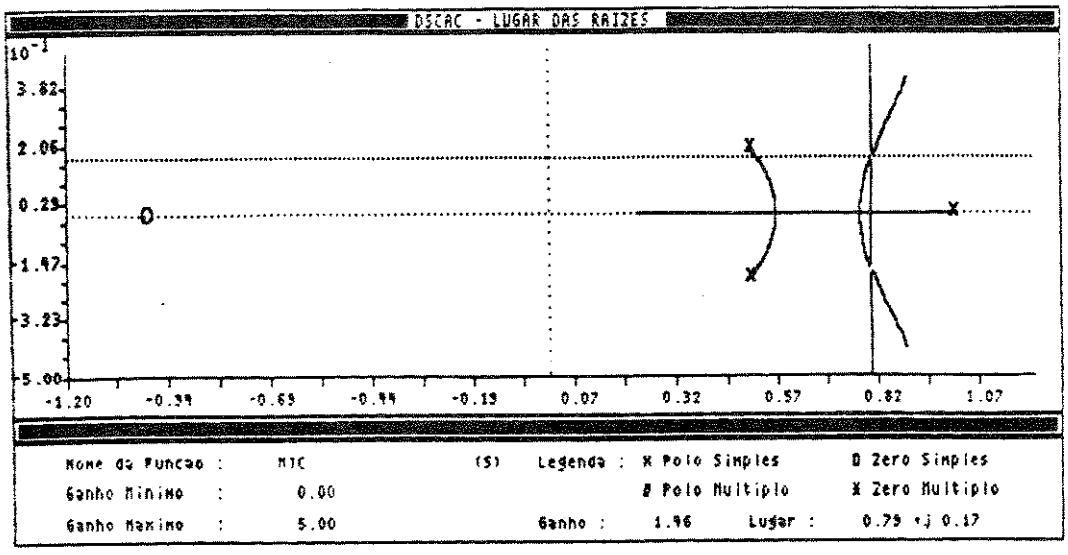
Como a referência em cúbica é um tipo de entrada que não introduz grandes variações de posição em um curto espaço de tempo, como é o caso da entrada em degrau, podemos adotar um ajuste que torne o sistema em malha fechada com um fator de amortecimento ζ < 1 (subamortecido), uma vez que o sobre-sinal é proporcional à variação da posição (seção 3.8). Um critério de ajuste que pode ser adotado é determinar o ganho k_p para o qual os polos complexos conjugados fiquem sobre a espiral logaritmica correspondente ao fator de amortecimento, ζ = 0,707. Com este ajuste o comportamento do sistema seria alterado em relação ao criticamente amortecido apresentando um ligeiro sobre-sinal com uma resposta mais rápida.

Adotando este critério, basta determinarmos o ponto de intersecção da curva do lugar das raízes com a curva dos lugares geométricos para ζ = 0,707, achando o valor de k_p correspondente.

Para as três possíveis situações mostradas acima, a que nos permitiu obter um ganho maior para k_p foi a que apresentava polos complexos conjugados em malha aberta. O ponto de intersecção achado foi 0,79 ± j.0,17, para um ganho k_p= 1,46 (figura 4.5.a).

A resposta ao degrau para o sistema com o ajuste acima é apresentado na figura 4.5.b.

a)



b)

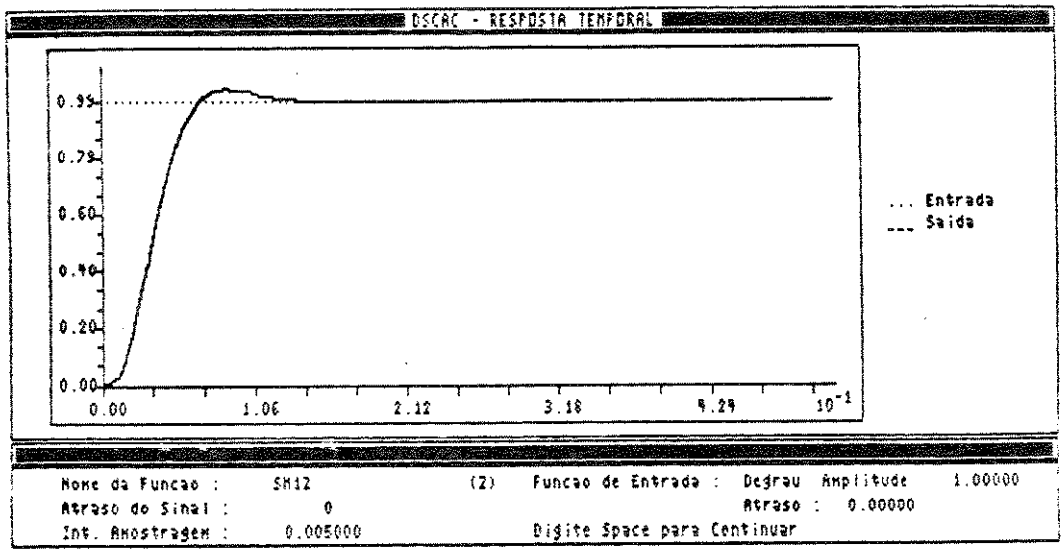


Fig 4.5: a) Ajuste para ζ= 0,707, k_v = 0,047.
b) Resposta ao degrau.

Repetimos para o motor (b), o procedimento anterior para a determinação dos polos e zeros em malha aberta e o lugar das

raízes. Usamos novamente a equação (4.4) com os valores numéricos do motor (b) do robô Puma:

$T = 0,005$ s
$a = \beta/J = 37,3$
$b = kt/J = 3717,9$
$e^{-aT} = 0,83$
$A = b/a = 99,7$
$B = -b/a^2 = -2,67$
$C = 2,67$

resultando em:

$$FT_{mi}(z) = \frac{4,371x10^{-2}.z + 4,108x10^{-2}}{(z - 1).(z^2 - 0,83.z + kv.16,96)}$$

os polos e zero de malha aberta são:

zero = $- 0,940$
polos: 1
$0,415 \pm 0,5 \sqrt{(0,83)^2 - 4.16,96.kv}$

Novamente, k_v determina a posição relativa de dois polos no plano Z da função transferência em malha aberta G(z):

$kv > 0,0406$ (polos complexos)
$kv = 0,0406$ (polos duplos)
$kv < 0,0406$ (polos reais distintos)

A função de transferência em malha aberta do motor tipo (b) é semelhante a do motor (a). A escolha do melhor ajuste também recai sobre a que apresenta polos complexos conjugados em malha aberta. O ajuste para este sistema é apresentado na figura 4.6. Ele foi conseguido utilizando para k_v o valor de 0,0125 e obtendo o ponto de intersecção com a curva do lugar geométrico para $\zeta = 0,707$ $(0,77 \pm j.0,19)$. O ganho k_p obtido foi 0,73.

4.3 - EFEITO DO PERÍODO DE AMOSTRAGEM SOBRE OS GANHOS

Nesta seção estudamos como a frequência de amostragem influencia no ajuste e consequentemente no desempenho do sistema de controle. Para tal repetimos mais uma vez o procedimento

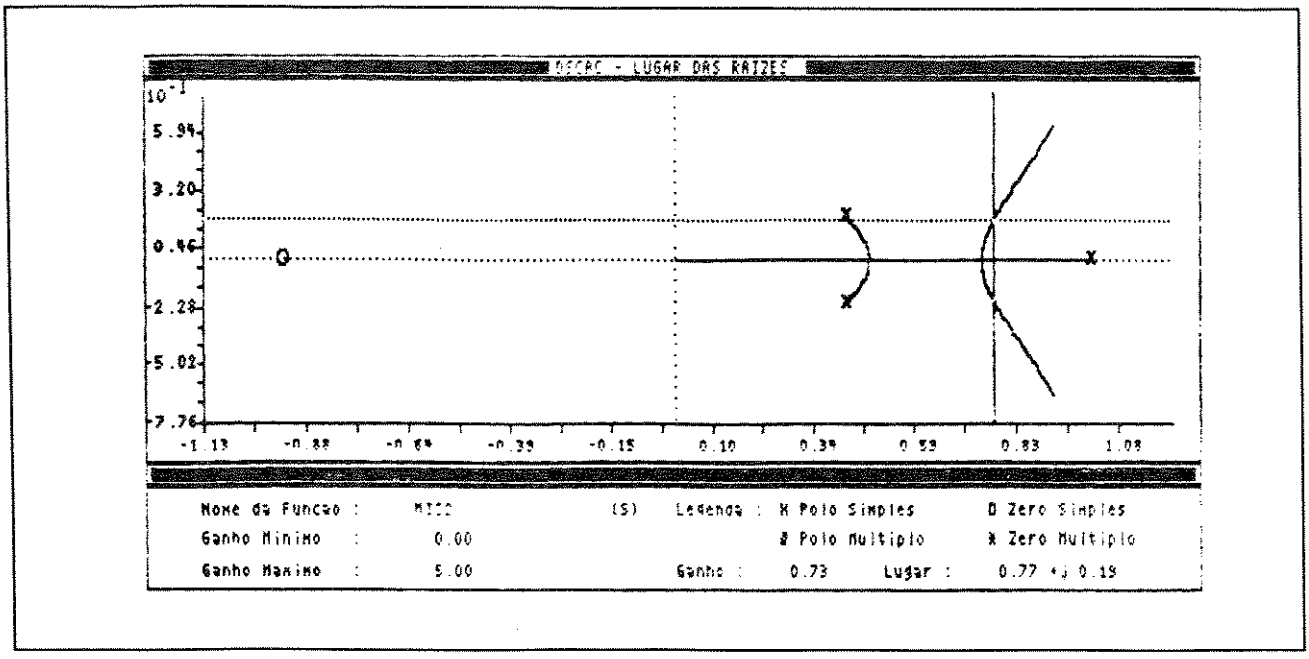


Fig.4.6: Ajuste para o motor tipo (b).
(k_v = 0,0125 e k_p = 0,73).

anterior, utilizando os parâmetros do motor (a), porém com um período de amostragem maior (T = 7ms), resultando em:.

$$G(z) = \frac{2,8714x10^{-2}.z - 2,8560x10^{-2}}{(z - 1).(z^2 - 0,984.z + 8,182.kv)}$$

os polos e zero são:

zero: - 0,994

polos: 1

$$0,4955 \pm 0,5.\sqrt{(0,984)^2 - 4.k_v.8,182}$$

Novamente as duas funções transferência são semelhantes. A diferença significativa está no ganho das funções em malha aberta. O ganho que anteriormente era de $1,467x10^{-2}$, com o aumento do período de amostragem é elevado para $2,8714x10^{-2}$. Para que o sistema em malha aberta se mantenha estável será necessário diminuir o ganho k_p.

A figura 4.7 mostra a diferença obtida nos ganhos k_p para os

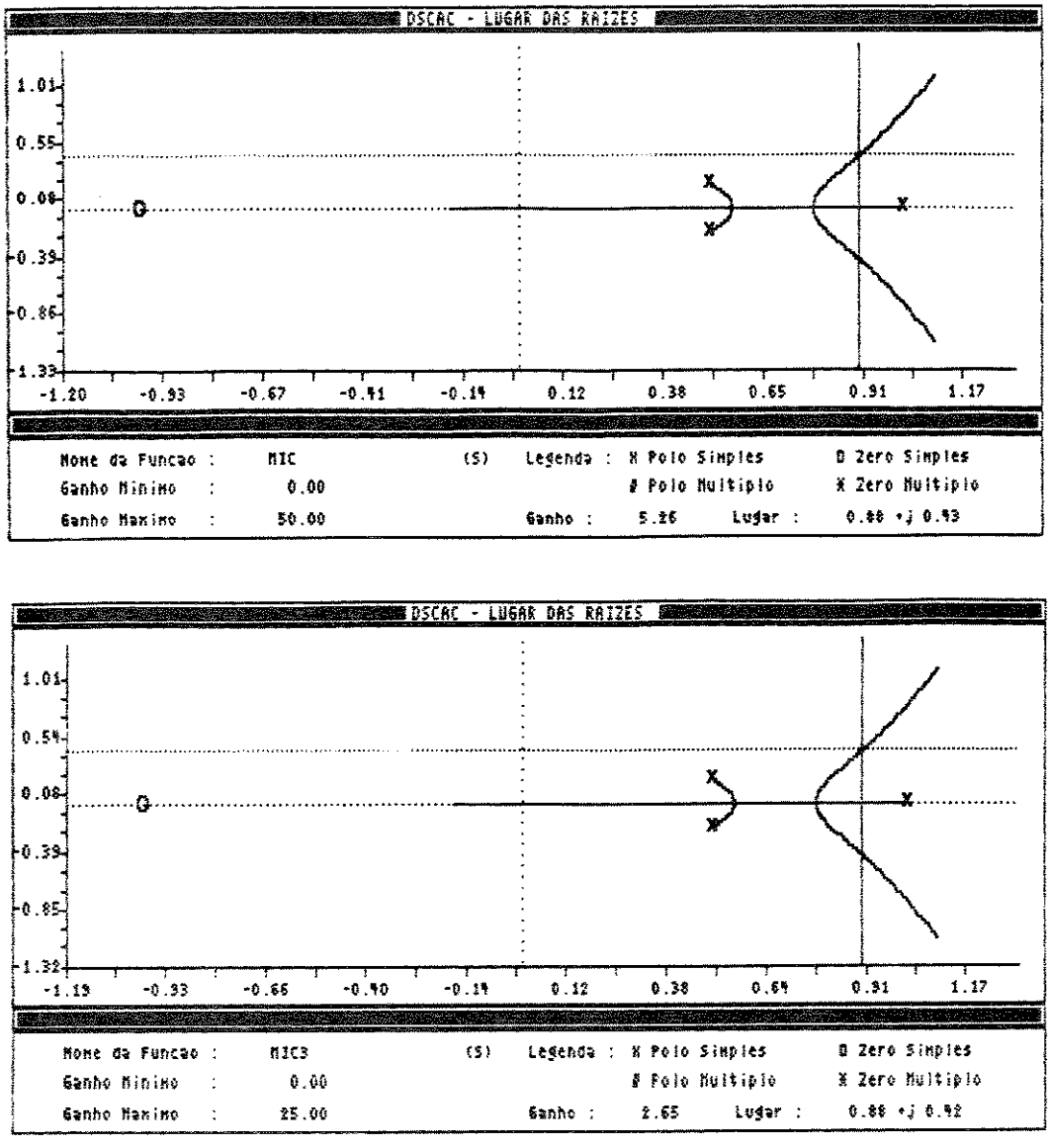


Fig.4.7: Influência do período de amostragem na estabilidade do sistema.

dois períodos de amostragem. O ganho k_v para o sistema com maior período de amostragem foi ajustado de modo que os polos complexos estivessem em uma posição semelhante ao do sistema com menor período de amostragem. Nesta figura podemos observar o ponto de intersecção com o círculo unitário (0,87 ± j.0,45) para as duas

situações. Estes pontos estão associados ao ganho k_p máximo, para que os sistemas sejam estáveis. A tabela 4.1 mostra estes ganhos para os dois sistemas e também os ganhos para o ponto de intersecção com a curva de $\zeta = 0,707$.

Tab.4.1: Variação do período de amostragem.

período de amostragem	k_v	k_p máximo	$k_p(\zeta=0,707)$
5ms	0,0476	5,26	1,46
7ms	0,0344	2,65	0,76

Podemos observar que o aumento do período de amostragem restringe o ganho da malha direta (k_p), piorando o desempenho do sistema. A figura 4.8 mostra as respostas ao degrau para o sistema com os dois períodos de amostragem e com os ganhos acima. Nesta figura está assinalado o *tempo de subida* (t_s) das respostas, que são:

.sistema com T = 0,005 $\longrightarrow$ t_s = 0,064 s;
.sistema com T = 0,007 $\longrightarrow$ t_s = 0,094 s.

Além de mais lento, o sistema com menor frequência de amostragem apresentará erro estacionário maior, pois este é causado basicamente pelo atrito seco, sendo inversamente proporcional ao ganho k_p.

4.4 - INCLUSÃO DE ZEROS NA MALHA DE CONTROLE

A presença do zero no semi-eixo real (0,996 para o motor a e 0,940 para o motor b) faz com que a origem das assintotas fique distante da origem do plano Z. Isto provoca o afastamento dos polos da origem a medida que aumentamos o ganho k_p.

Na análise da estratégia PV no plano S, concluimos que tinhamos total liberdade para alocar os polos no semiplano esquerdo. Na análise do controlador discreto, isto não acontece.

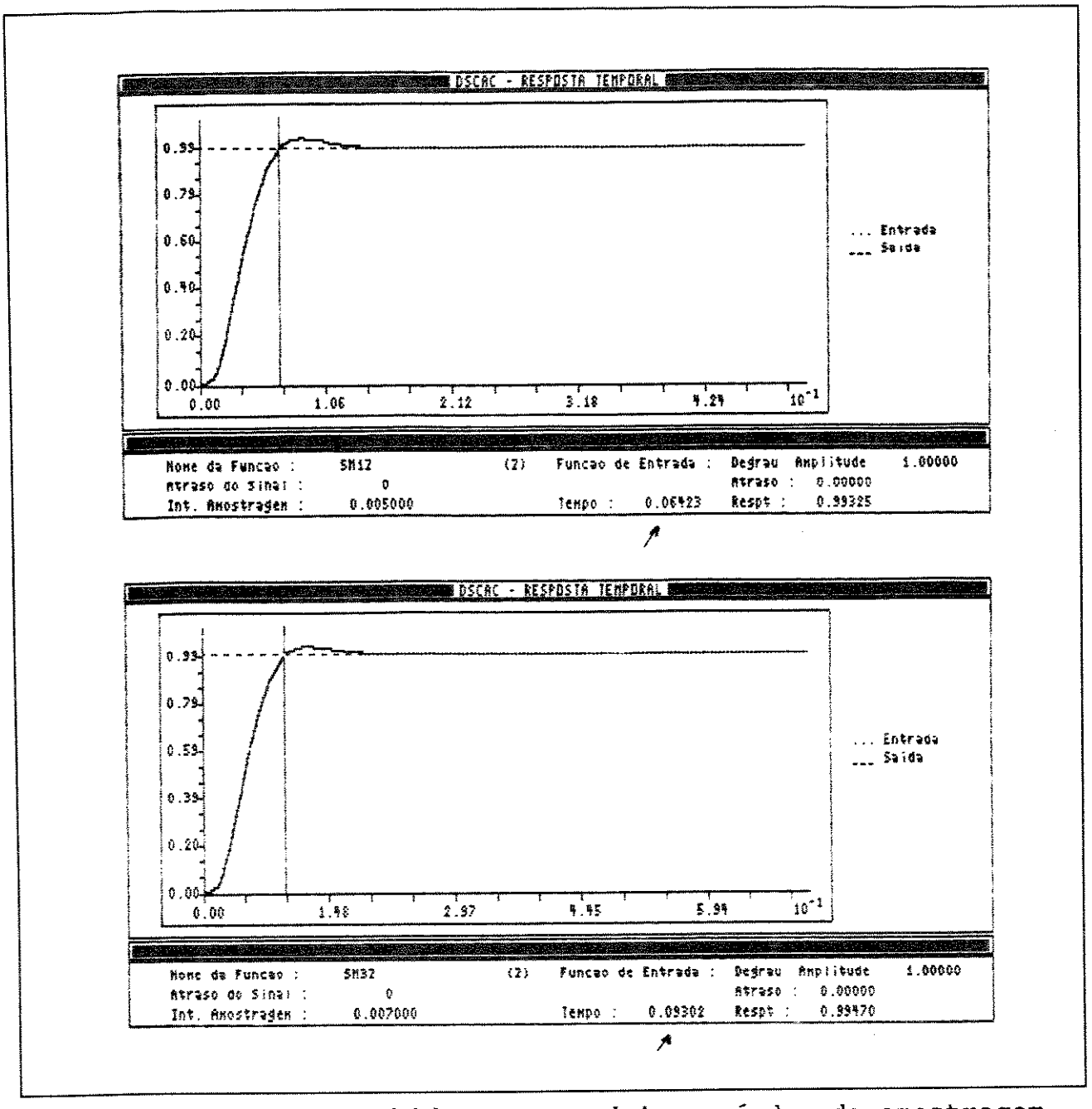


Fig.4.8: Tempo de subida para os dois períodos de amostragem

Uma solução para aumentarmos o controle sobre o posicionamento dos polos, é incluir mais dois zeros na malha de controle. Desta maneira, com a localização apropriada, conseguimos influenciar favoravelmente o ponto de intersecção com a espiral logarítmica, fazendo com que o polos dominantes fiquem mais próximos à origem. A figura 4.9 mostra o lugar das raízes para

uma possível alocação de zeros extras para o motor (a). Observamos que, para este caso, os polos migraram para os zeros adicionais interceptando a curva para ζ = 0,707 duas vezes. O melhor desempenho para o sistema é conseguido com o ajuste para ponto de intersecção mais próximo à origem. Este ponto é 0,37 ± j.0,32, com um valor para k_p de 50.

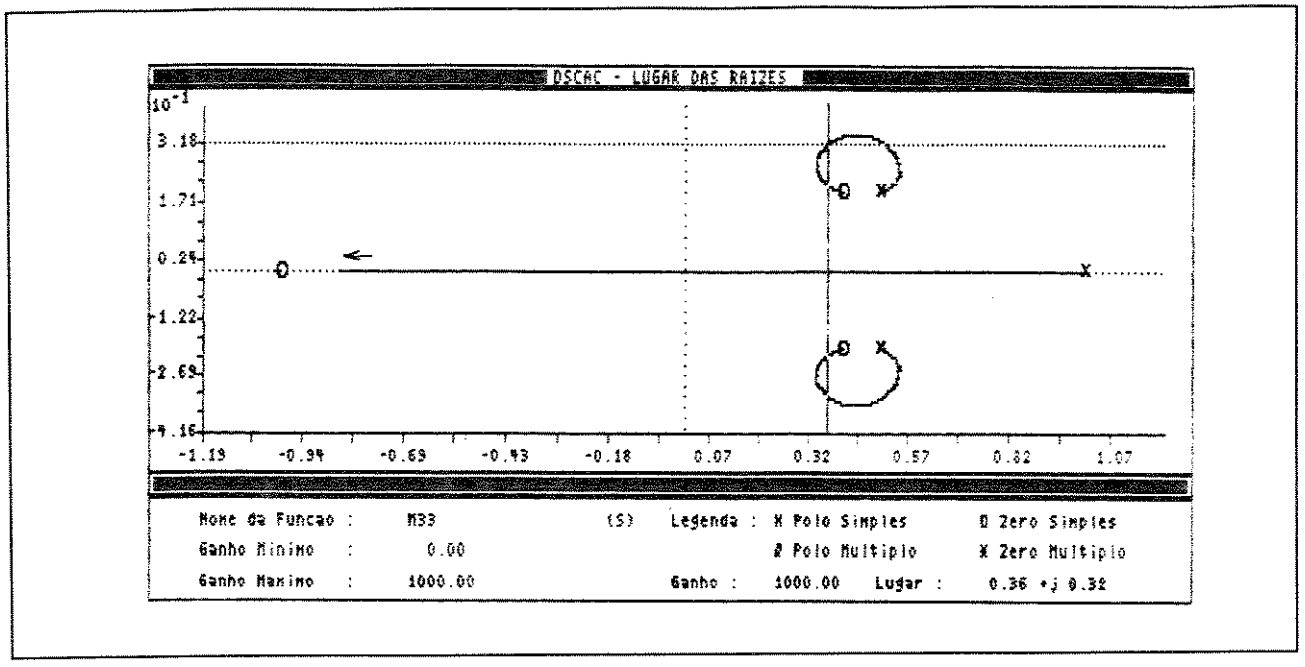


Fig.4.9: Alocação de mais dois zeros

A inclusão de zeros extras ou de qualquer outra melhoria na malha de controle, necessita de fato, de tempo extra para cálculos correspondentes, influenciando negativamente no período de amostragem do sistema.

Esta melhoria seria aconselhável em situações que exigem alto desempenho, há folga na capacidade de processamento e ainda, existe potência suficiente no sistema.

Com as duas últimas seções, mostramos o compromisso existente entre a sofisticação do controle e o período de amostragem do sistema e como cada um afeta o comportamento do sistema.

4.5 - TRANSFORMAÇÃO DOS GANHOS

Recapitulando, os ajustes escolhidos para os motores do Puma são:

motor tipo (a):

$$k_p = 1,46$$
$$k_v = 0,047$$

motor tipo (b):

$$k_p = 0,73$$
$$k_v = 0,0125$$

Na malha de controle a ser implementada no robô, aparecem vários componentes que não foram considerados anteriormente, tais como a fonte de potência, o D/A e o contador de pulsos do encoder. Estes elementos adicionados na malha de controle introduzem certos ganhos que necessitam ser levados em conta. A figura 4.10 mostra a malha completa do sistema. A seguir faremos a compensação nos ganhos acima para esta nova situação.

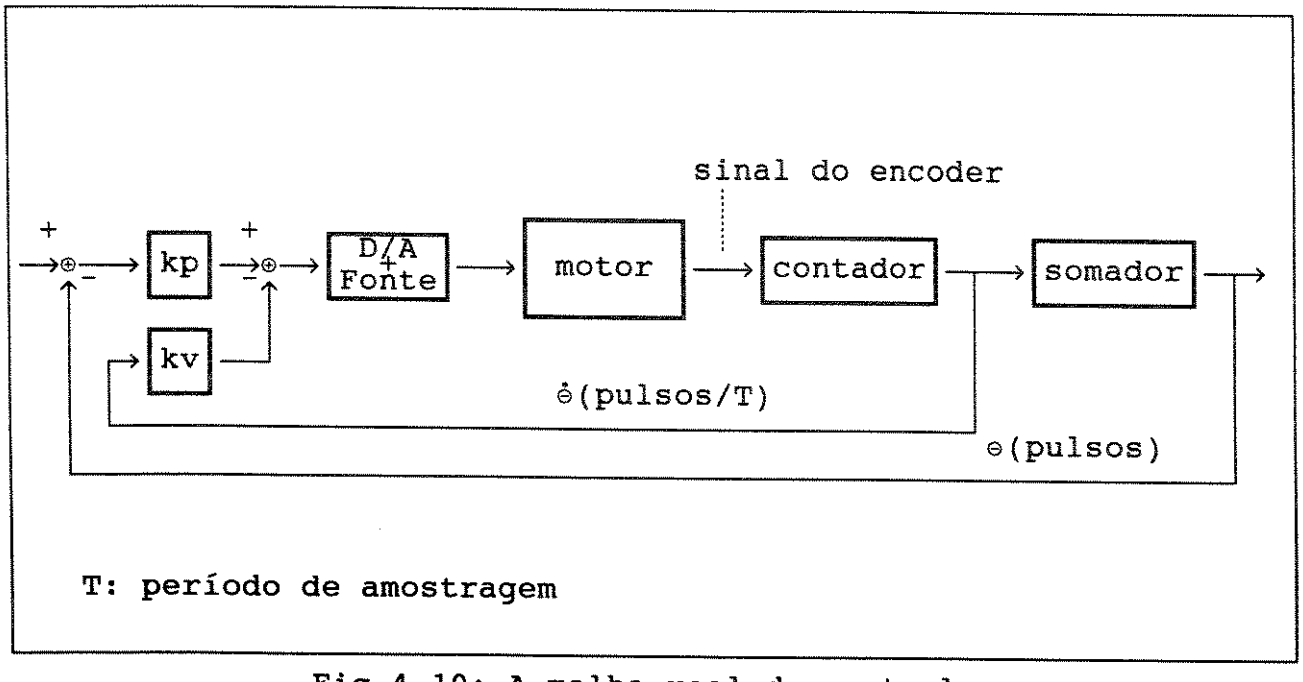


Fig.4.10: A malha real de controle.

4.5.1 - CONVERSOR DIGITAL/ANALÓGICO E FONTE DE POTÊNCIA

Primeiro, veremos o bloco que representa o conversor D/A e a fonte de potência que aciona os motores do robô:

A ação de controle é resultado do algoritmo de controle e seu valor é alterado neste bloco da seguinte forma:

1º) O valor calculado pelo sistema é colocado em um D/A. Seu valor é truncado para um valor inteiro.

2º) O valor de tensão analógica na saída do D/A, é proporcional à entrada digital. O A/D tem 12 bits, sendo o bit 12 usado como sinal:

.Maior valor binário: $+2x10^{-11} = 2048$
.Menor valor : $-2x10^{-11} = -2048$

A tensão na saída varia de 10 a -10 Volts.

3º) A fonte de potência apresenta uma resposta de corrente linear à entrada de tensão (ver levantamento de parâmetros - seção 1.5), quando não saturada, sendo a constante igual a 0,404 A/V.

A expressão que modela este bloco é:

corrente = int(ação) * (10,0/2048) * 0,404

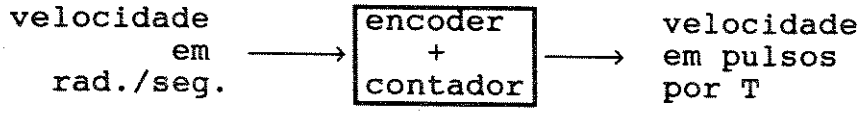
que pode ser aproximada pela constante k1 = $1,973x10^{-3}$, portanto:

corrente = $1,973x10^{-03}$. ação

Para que os valores encontrados no ajuste possam ser usados eles precisarão considerar os efeitos acima, multiplicando os valores k_v e k_p, pelo inverso da constante k1.

4.5.2 - ENCODER E CONTADOR

A medida de velocidade, que é multuplicada por k_v no controle, é obtida através do conjunto encoder/contador. Seu modelo é apresentado abaixo:



onde T é o período de amostragem do sistema.

A cada volta dos encoders, que estão acoplados aos motores das juntas do robô, são gerados 1000 pulsos (800 para a junta 2) . Estes pulsos são contados, e seu valor é lido pelo sistema de controle a cada período de amostragem, fornecendo a medida em pulsos/T. O valor de k_v foi ajustado para a velocidade expressa em radianos por segundos, necessitando portanto de correção. A expressão abaixo mostra a relação entre estas medidas:

$$\dot{\theta}_{\substack{pulsos \\ por\ T}} = k_2 . \dot{\theta}_{\substack{rad. \\ por\ s}}$$

$$k_2 = NPPV \ . \ T \ / \ 2.\pi$$

onde:

$\dot{\theta}_{\substack{pulsos \\ por\ T}}$: velocidade em pulsos por período de amostragem;

$\dot{\theta}_{\substack{rad. \\ por\ s}}$: velocidade em rd/s.

NPPV: número de pulsos gerados por volta do motor.

Para o motor da junta 2, $k_2 = 0,637$, e para as demais juntas $k_2 = 0,796$.

4.5.3 - SOMADOR

A medida de posição, usada para calcular o erro de posição no controle, é obtida a partir da soma dos valores do contador a cada período de amostragem. A expressão da posição em pulsos em relação à posição em radianos, é:

$$\Theta_{pulsos} = k_3 . \Theta_{rd}$$

$$k_3 = NPPV / 2.\pi$$

onde:

Θ_{pulsos}: posição em pulsos;

Θ_{rd} : posição em radianos.

Resultando para o motor da junta 2, $k_3 = 127,32$. Para as demais juntas $k_3 = 159,1$.

As correções totais para os os ganhos k_p e k_v , são:

$$k'_p = \frac{k_p}{k_1 . k_3} = 3,186.k_p$$

$$k'_v = \frac{k_v}{k_1 . k_2} = 637,7.k_v$$

e exclusivamente para a junta 2:

$$k'_p = 3,981.k_p$$

$$k'_v = 795,67.k_v$$

Os ganhos resultantes para a malha de controle real, são:

motor tipo (a):

$k_p = 4,65$ $k_v = 29,97$

$k_p = 5,81$ $k_v = 37,39$ (junta2)

motor tipo (b):

$k_p = 2,33$ $k_v = 7,97$

4.6 - CONCLUSÃO

Neste capítulo ajustamos os ganhos dos controles levando em conta a característica discreta do sistema. Outros componentes da malha real de controle foram apresentados e sua influência nos ganhos compensada. Discutimos ainda o compromisso entre o período de amostragem e o ganho do sistema.

Com este capítulo as questões pertinentes à implementação do controle foram satisfatoriamente exploradas. Até aqui, procuramos nos acercar de análise e simulação, confinando assim as possíveis complicações provenientes do processo de implementação.

CAPÍTULO V

RESULTADOS DE IMPLEMENTAÇÃO

5.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo descrevemos a implementação do controle no robô Puma e os resultados obtidos. Inicialmente apresentamos os módulos de software do sistema em termos funcionais, na sequência mostramos alguns parâmetros de desempenho alcançados pelo sistema, tais como erro final, velocidades máximas, etc., e o efeito no comportamento devido à introdução da compensação dinâmica. A conclusão final do trabalho encerra este capítulo.

5.2 - MÓDULOS DO SOFTWARE

O sistema possui cinco módulos:

1) Geração da referência e controle;
2) Cálculo da compensação dinâmica;
3) Módulo de I/O;
4) Gerênciador do Z80;

5) Núcleo do sistema.

Os dois primeiros módulos serão descritos com detalhes, pois neles está expressa a solução de controle adotada. Os demais módulos foram desenvolvidos pela Divisão de Robótica do CTI e adaptados para o nosso sistema.

A figura 5.1 ilustra o fluxo das principais informações entre alguns módulos do sistema.

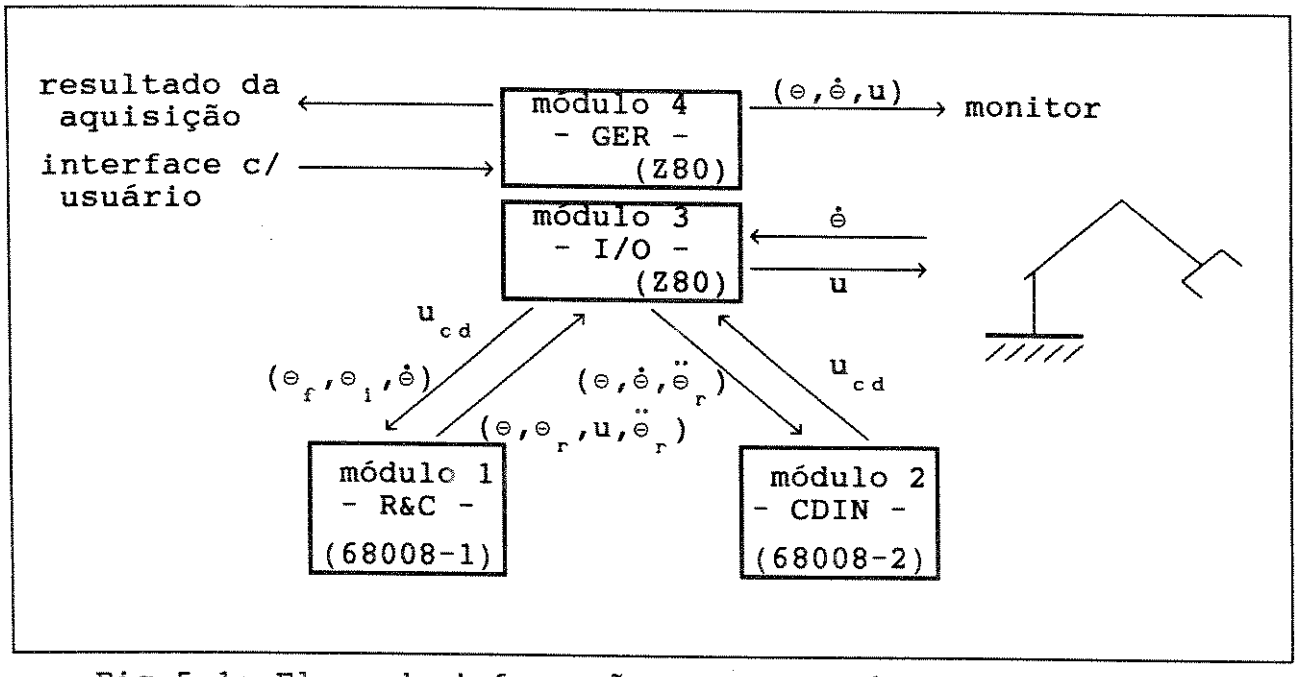


Fig.5.1: Fluxo de informação entre os módulos de software.

A implementação deste sistema foi trabalhosa devido a existência de CPU's diferentes e a necessidade de se obter um período de amostragem baixo; fez-se necessária a utilização de linguagens de baixo nível. As linguagens utilizadas na implementação foram: assembly do 68008, assembly do z80, e C. A linguagem C foi utilizada nos módulos onde o tempo de execução não era crítico.

1) Geração da cúbica de referência e controle (R&C)

Este módulo é executado por uma das CPU's 68008, ele gera a

referência de posição em cúbica, o perfil de aceleração para ser usado no cálculo da compensação dinâmica e as ações de controle que serão aplicadas aos atuadores. É ele quem calcula a posição atual das juntas através da integração da velocidade (somatório) a cada período de amostragem. Ele ainda participa na função de zerar as coordenadas de referência do robô. Esta função é utilizada para que a compensação dinâmica seja realizada para a posição espacial correta do robô.

As entradas deste módulos são:

i) Compensação dinâmica (u_{cd});
ii) posição inicial e final (θ_i, θ_f);
iii) velocidade em pulsos ($\dot{\theta}$);

Suas saídas são:

i) Ações de controle (u);
ii) Referências de posição e aceleracão (θ_r,$\ddot{\theta}_r$);
iii) Posição atual das juntas (θ).

A implementação deste módulo, em assembly do 68008, resultou em 1486 linhas de código (47,6 k.bytes) e em um executável de 13,3 k.bytes.

2) Cálculo da compensação dinâmica (CDIN)

Este módulo é executado pela segunda CPU 68008, a partir dos vetores de posição, velocidade atuais das juntas e aceleração de referência. Ele calcula as compensações dinâmicas a serem aplicadas no próximo período de amostragem, baseado no modelo dinâmico reduzido apresentado no capítulo II. A utilização da referência de aceleração mostrou-se necessária ao invés de obtê-la via derivação da velocidade, pois a natureza discreta da velocidade introduzia grandes erros na estimação da aceleração provocando instabilidade no sistema.

As entradas deste modulo são:

i) Vetores de posição, velocidade, aceleração de referên

cia, para as 3 juntas inferiores.

A saída é:

i) Vetor compensação dinâmica referente às mesmas juntas.

Este módulo foi também desenvolvido com a linguagem assembly do 68008, resultando em 1480 linhas de código (49,4 k.bytes) e um executável de 16 k.bytes.

3) Módulo I/O

Este módulo é executado pelo Z80. Ele é responsável por todo o fluxo de informação entre as diversas placas e pelo sincronismo do sistema. É ele que lê os contadores que fornecem as velocidades das juntas em pulsos por tempo de amostragem, escreve a ações finais de controle nos respectivos conversores D/A, realiza o fluxo de informação entre as CPU's, atualiza as entradas do monitor, etc. Este módulo é ativado por interrupção de frequência ajustada para 200 Hz (T = 0,005s), determinando o período de amostragem de todo o sistema. O sincronismo entre as três CPU's é conseguido através da utilização de "flags" na memória em comum.

As entradas e saídas deste módulo são:

i) Vetores de posição e velocidade;
ii) Compensação dinâmica;
iii) Ação total de controle;
iv) Referências de posição e aceleração.

Neste módulo nenhum cálculo é executado, apenas as informações são transportadas, por isso as entradas são idênticas às saídas.

As linguagens utilizadas neste módulo foram assembly do z80 e C.

4) Gerenciador (GER)

Este módulo é executado também pela CPU Z80, no tempo que sobra entre as sequência de interrupções. Sua função independe do

período de amostragem do sistema. Ele se comunica através da interface padrão RS-232 com o PC que suporta o núcleo do sistema. Ele interpreta o comando enviado pelo o usuário, executando e/ou sinalizando para os demais qual o procedimento subsequente deve ser executado.

Este módulo foi desenvolvido em C e assembly Z80.

5) Núcleo do sistema

É o módulo que realiza a interface com o usuário através de uma linguagem desenvolvida pela Divisão de Robótica do CTI. Ele é executado pelo PC. Com ele é possível programar, armazenar e alterar tarefas, armazenar e recuperar dados referentes a movimentos, pontos, etc.

Este módulo foi desenvolvido em C.

5.3 - PROBLEMAS ENCONTRADOS

1) O hardware do controlador apresentou problemas no circuito do contador da junta 5, que provocou seu desligamento.

2) A junta 3 do robô Puma utilizado, apresentava folga no mecanismo de transmissão.

5.4 - RESULTADOS DE IMPLEMENTAÇÃO

5.4.1 - COMPORTAMENTO DOS MOTORES COM O AJUSTE PROPOSTO

Inicialmente verificamos a resposta ao degrau dos motores ao ajuste do fator de amortecimento 0,707. Esta verificação deveria ser feita com os motores a vazio, mas como isto implicaria na desmontagem de pelo menos duas juntas, utilizamos os motores acoplados das juntas 3 e 6, que representam cargas menores para os motores.

O motor do tipo (a) - juntas da base - se comportou como o esperado ultrapassando o valor desejado mais sem oscilação (figura 5.2.a). Já o motor tipo (b) apresentou uma pequena oscilação

(figura 5.2.b). Esta variação pode ser explicada pela contribuição do mecanismo de transmissão (inércia e atrito), que influenciou diferentemente em cada uma das juntas e não foram levadas em conta na análise. O ajuste fino para o caso da junta 6, foi feito com o aumento do k_v até que a resposta não mais oscilasse (figura 5.2.c). Outra solução seria a diminuição do k_p, mais isto aumentaria o erro final causado, basicamente, pelo atrito seco.

5.4.2 - TEMPO DE EXECUÇÃO DOS MÓDULOS

O tempo gasto para a execução dos modulos foram:

módulo de controle	3,4 ms
módulo de compensação dinâmica	4,2 ms

O tempo gasto pelo módulo de controle refere-se aos instantes em que a cúbica de referência está sendo gerada. Ela consome cerca de 1,6 ms para ser calculada, ficando o algoritmo de controle responsável pelo o restante do tempo (1,8 ms).

Estes tempos permitiram a utilização da frequência de amostragem pretendida (200 Hz).

5.4.3 - COMPORTAMENTO GLOBAL DO SISTEMA

A figura 5.3 ilustra um movimento do robô Puma através do diagrama da posição espacial das três primeiras juntas, em quatro passos. A referência cúbica (em pulsos) e o acompanhamento das juntas são mostrados no primeiro conjunto de seis quadros da figura 5.4 (junta 5 desligada). O segundo conjunto, mostra o perfil de velocidade de cada junta no movimento, próximos ao de uma parábola, como era desejado.

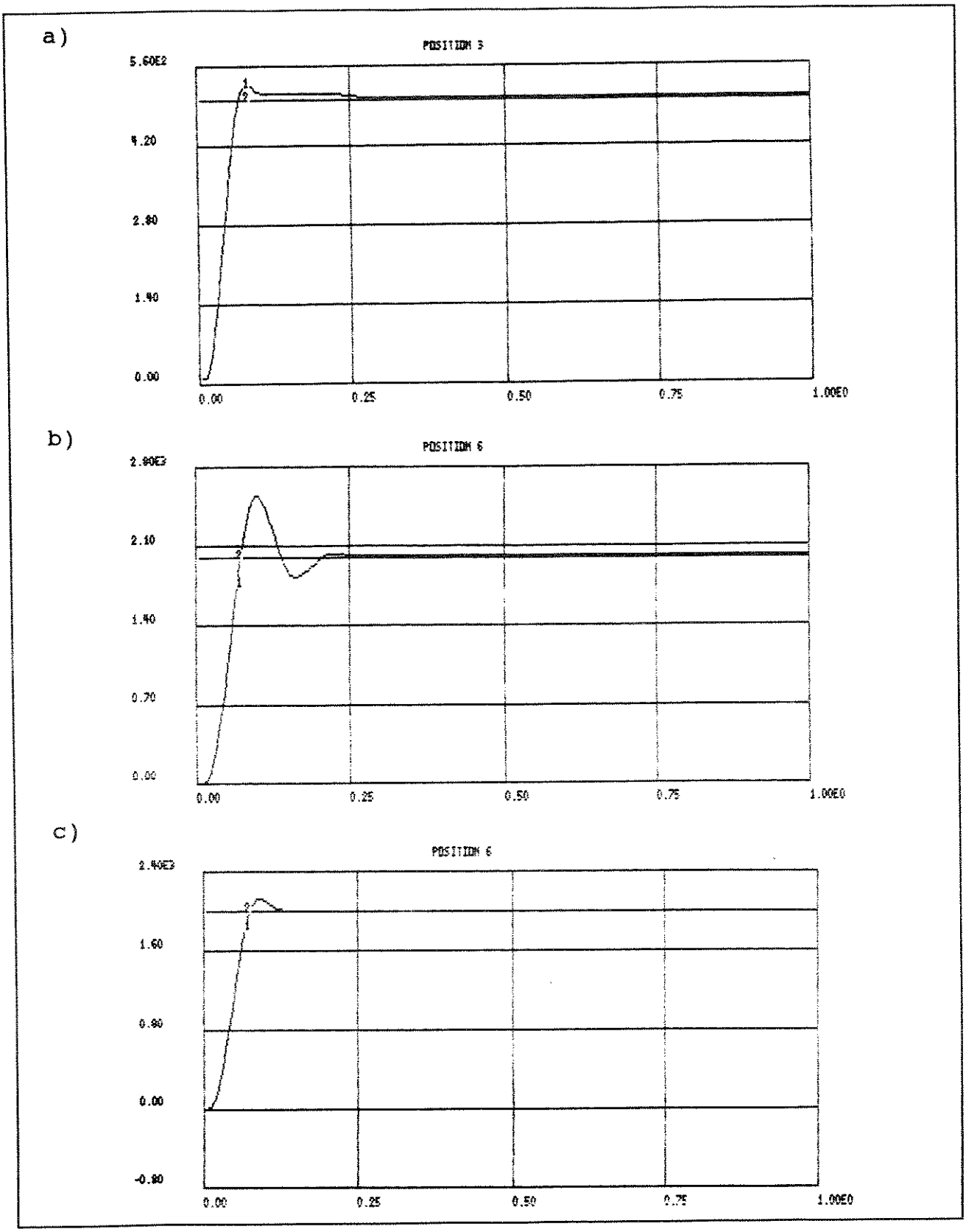


Fig.5.2: Resposta ao degrau dos motores do Puma:
a) motor a; b) motor b; c) ajuste fino p/ motor b.

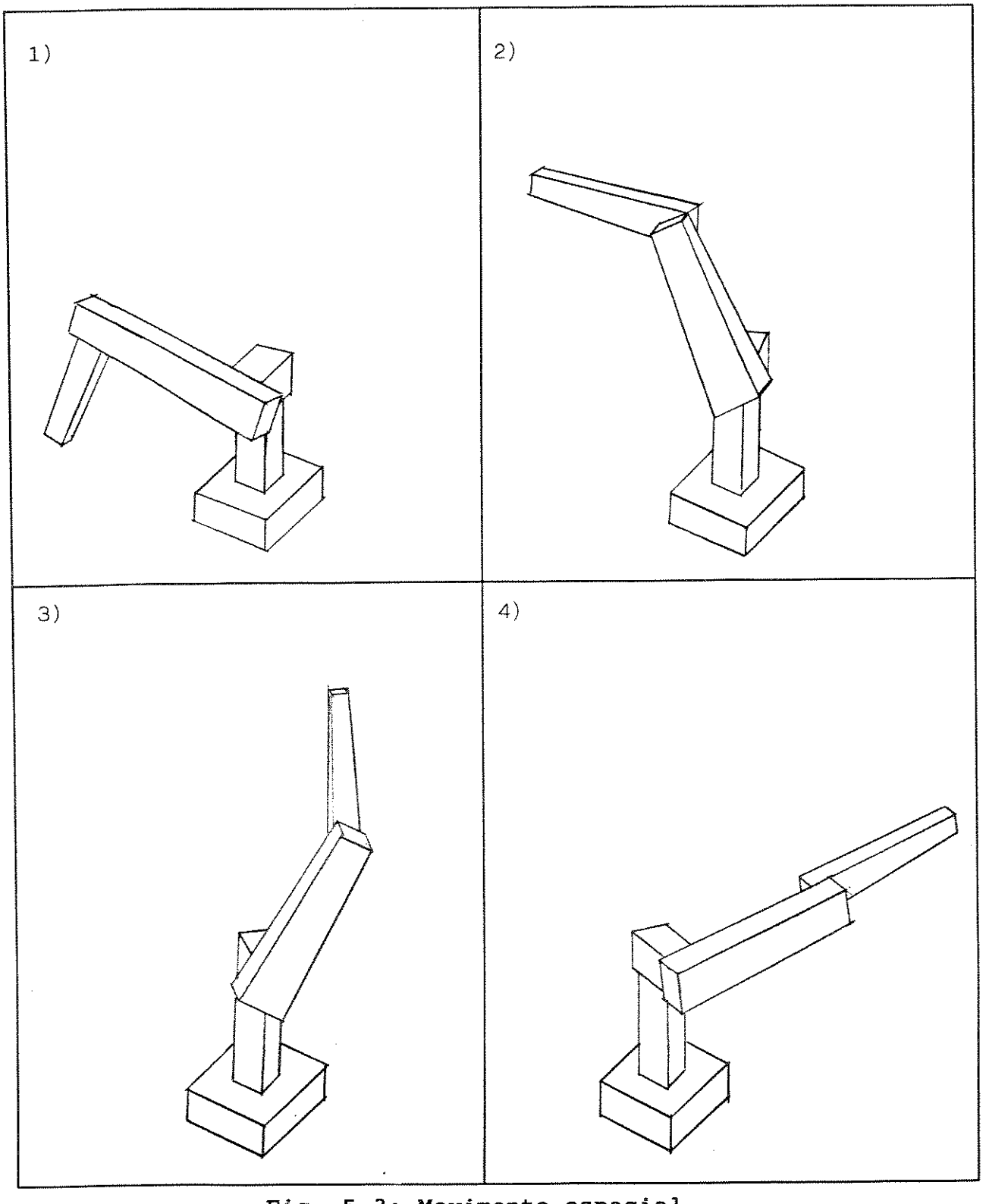


Fig. 5.3: Movimento espacial.

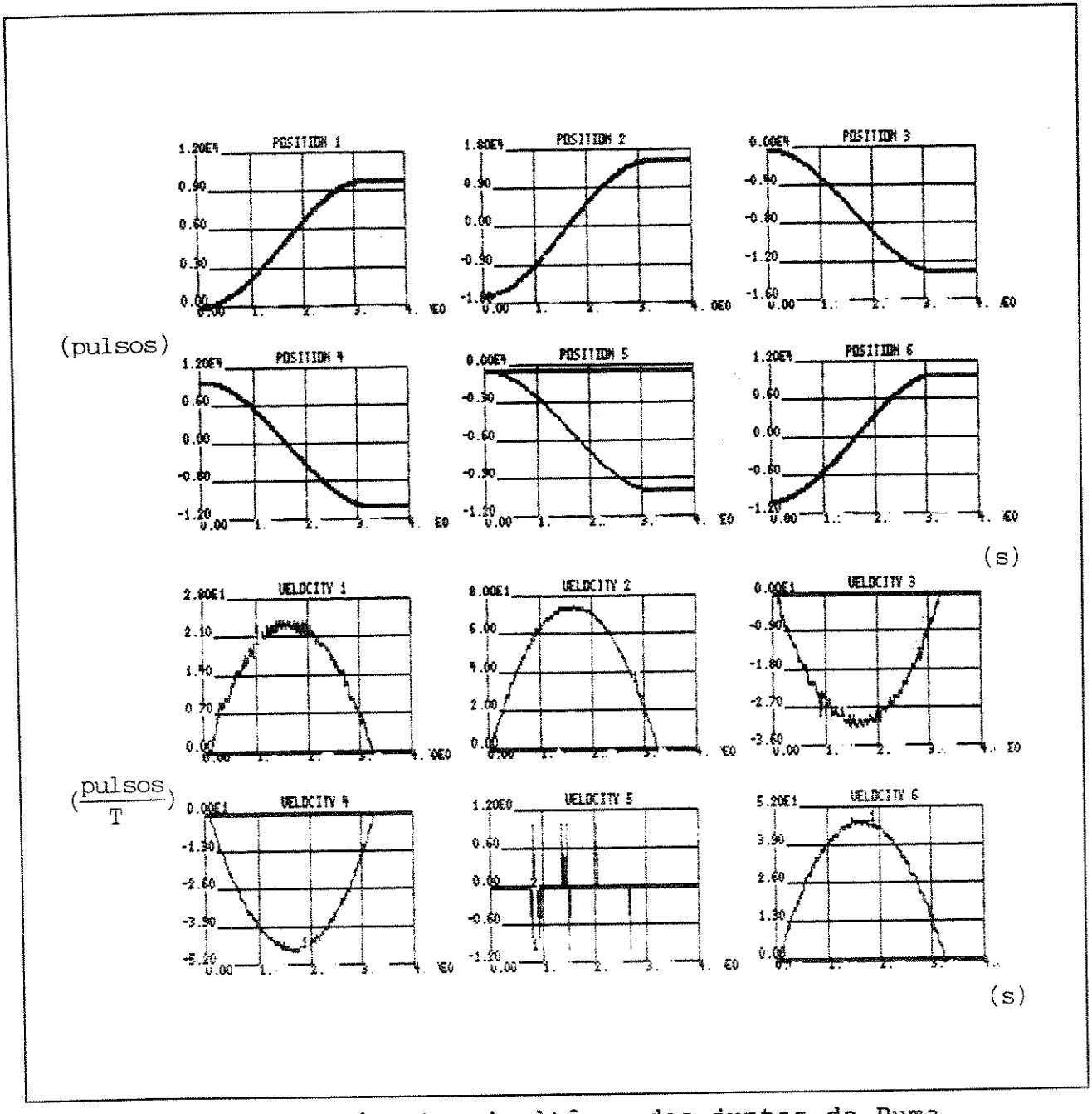


Fig.5.4: Movimento simultâneo das juntas do Puma.

A combinação da geração em cúbica com o controlador PV atribuiram ao robô um movimento harmonioso e suave. Para velocidades muito baixas houve degradação do movimento devido ao atrito seco, para o qual não foi introduzida qualquer compensação.

5.4.4 - ERRO FINAL DAS JUNTAS

O erro final das juntas varia inversamente ao ganho proporcional k_p na estrutura PV, e é causado, basicamente, pelo atrito seco.

Na tabela 5.1, mostramos os erros médios obtidos para as juntas do robô Puma. As médias foram obtidas de 10 leituras para cada junta, em movimentos variados.

Tab.5.1: Erro estacionário nos motores e juntas.

junta	erro motor (pulsos)	erro motor (graus)	erro junta (graus)
1	17,1	6,16	0,098
2	25,7	9,25	0,086
3	20,2	7,27	0,135
4	9,5	3,42	0,045
5	-	-	-
6	13,5	4,86	0,063

5.4.5 - VELOCIDADES E ACELERAÇÕES MÁXIMAS

Através das aquisições realizadas para movimentos onde ocorreram saturações provocadas pela força contra-eletromotriz (saturação de tensão), verificamos que as velocidades máximas das juntas ficaram abaixo da estimada por simulação no capítulo II.

As acelerações máximas foram estimadas indiretamente através da aquisição de velocidade para movimentos curtos. Seus valores também são menores do que os encontrados no capítulo II.

A tabela 5.2 apresenta estes resultados comparando com os levantados anteriormente.

Os valores reais de velocidade e aceleração foram inferiores aos teóricos, como previsto, porque lá, os motores estavam a vazio, enquanto que no caso real a potência existente é repartida com outros elementos (atrito seco, compensação dos efeitos dinâmicos, transmissão).

tab.5.2: Velocidades e acelerações máximas.

junta	vel.max (rd/s)	acel.max (rd/s^2)
1	2,1	27,2
2	1,5	21,0
3	2,53	31,8
4	2,97	21,5
5	-	-
6	2,95	21,3
cap.ii	5,75	48,4

Durante a operação normal para que os motores não saturassem, adotamos o seguinte procedimento na implementação:

i) cálculo do tempo de movimento em função do maior deslocamento de junta (em pulsos) e a menor das velocidades máximas (pulsos/período de amostragem), utilizando a equação 3.7.

ii) se $t_m < 0,4s \longrightarrow t_m = 0,4s$.

A condição i) garante a não saturação causada pela força contra-eletromotriz e ii) evita a saturação provocada por movimentos curtos de aceleração elevada.

O valor de 0,4s foi determinado com o auxílio da aquisição onde buscamos um tempo onde a resposta das juntas não deteriorasse.

O procedimento acima foi implementado por simplicidade, ao invés do mais correto, que seria: utilizar a equação 3.7 individualmente por junta e definir o tempo de execução como o maior do seis resultantes e ainda, verificar através da equação 3.6, se as acelerações estão dentro dos limites.

5.4.6 - EFEITOS DA COMPENSAÇÃO DINÂMICA

Visualmente, a melhora no comportamento do sistema, devido a introdução da compensação dinâmica, foi observada no cancelamento

do efeito de gravidade, notavelmente para a junta 2. A dificuldade em se perceber os efeitos dinâmicos deve-se ao fato do robô Puma ter sido projetado de modo que as interações dinâmicas não prejudicassem seu desempenho. Com certeza, o critério utilizado no capítulo II, para consideração dos efeitos relevantes, poderia ter sido menos rigoroso.

Se observarmos a equação do modelo dinâmico:

$$\Gamma = A(q).\ddot{q} + B(q).[\dot{q}\ \dot{q}] + C(q).\dot{q}^2 + G(q) \qquad (5.1)$$

verificamos que as velocidades aparecem nos cálculos dos efeitos de coriolis, multiplicando outra velocidade (produto cruzado) e nos termos centrífugos, ao quadrado. Como as velocidades máximas das juntas são relativamente baixas, estes produtos tentem a atenuar ainda mais os efeitos decorrentes delas em relação aos outros, principalmente aos efeitos da gravidade.

Mostramos agora um movimento para o robô Puma. Nele o efeito da gravidade é crítico para a junta 2. A figura 5.5.a ilustra a posição espacial, inicial e final do robô Puma, neste movimento. Notamos que no início do movimento, sem a compensação dinâmica, o braço sofria uma ligeira "queda" antes de seguir a referência. Este fato é ilustrado na figura 5.5.b, através da curva de velocidade da junta 2, onde o efeito da gravidade produziu uma velocidade invertida no início do movimento, fazendo com que o braço se deslocasse no sentido contrário ao pretendido para em seguida assumir o perfil de parábola desejado.

Repetimos o movimento, desta vez com a compensação dinâmica ativa resultando no cancelamento do efeito descrito acima (figura 5.5.c).

Pudemos observar ainda, desta vez no final do movimento, um erro estacionário menor para o segundo caso. Uma melhora significatica ocorreu nos movimento lentos onde o efeito da gravidade aliado ao atrito seco provocaram "soluços" no movimento das juntas.

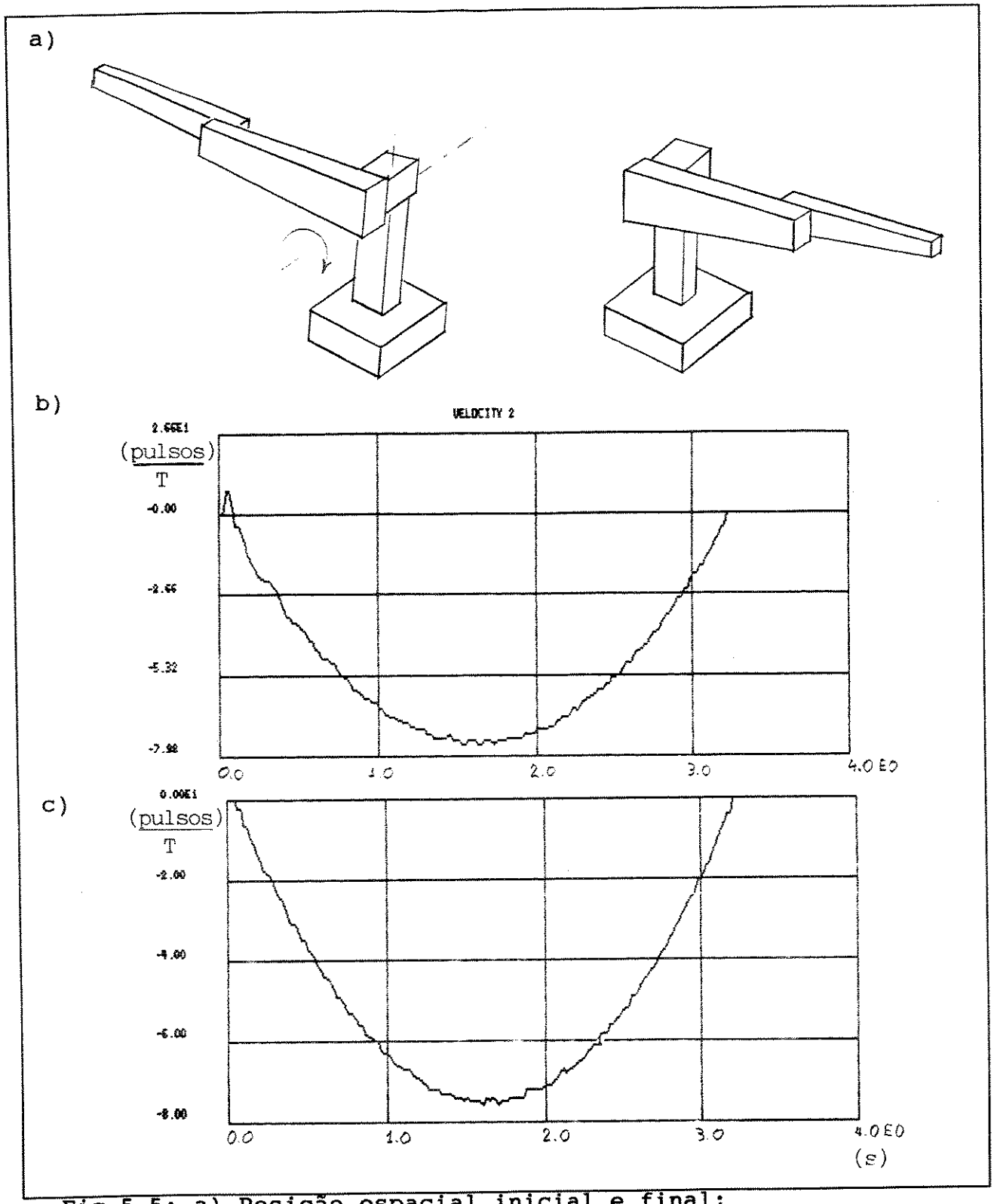


Fig 5.5: a) Posição espacial inicial e final;
b) Curva de velocidade da junta 2 - sem compensação;
c) Curva de velocidade da junta 2 - com compensação.

Um outro efeito significativo observado, foi o inercial, provocado por acelerações elevadas nas juntas. A figura 5.6.a ilusta a posição inicial e final do robô em um movimento curto. Podemos observar (figura 5.6.b), através das curvas de posição (referência e resposta), sem compensação, que no início do movimento ocorre um atraso da resposta em relação à referência, e no final, a curva de posição sobrepõe à referência provocando uma ultrapassagem do ponto desejado. Os efeitos apareceram no início e no fim, pois são nestes pontos onde a aceleração alcança maiores amplitudes, tornando os efeitos inerciais mais relevantes. Novamente repetimos o movimento, com a compensação ativa e obtevemos uma resposta sem os efeitos acima descritos (figura 5.6.c).

5.3 - CONCLUSÕES FINAIS

.A utilização da estrutura PV aliada à geração da cúbica trouxeram resultados satisfatórios, atribuindo ao movimento do robô a "suavidade" esperada e o comportamento homogêneo para o conjunto das juntas.

.O uso do PV sem a cúbica se mostrou inviável pois, além resultarem em um movimento brusco, as fontes de potência só não saturaram para movimentos extremamente curtos.

.A estrutura PV foi escolhida em função do custo computacional e dos requisitos propostos. O desempenho do controlador poderia ser melhorado, caso necessário, introduzindo-se mais dois zeros. Entretanto, qualquer melhoria no controle implica em um custo computacional adicional, exigindo mais tempo de cálculo, não sendo garantida a melhoria no desempenho do sitema global na mesma proporção, devido às restrições da fonte de potência e de frequência de amostragem.

.Embora o robô Puma 560 tenha sido projetado para que os efeitos dinâmicos não interferissem de maneira significativa em seu desempenho, verificamos uma melhoria de precisão no seu

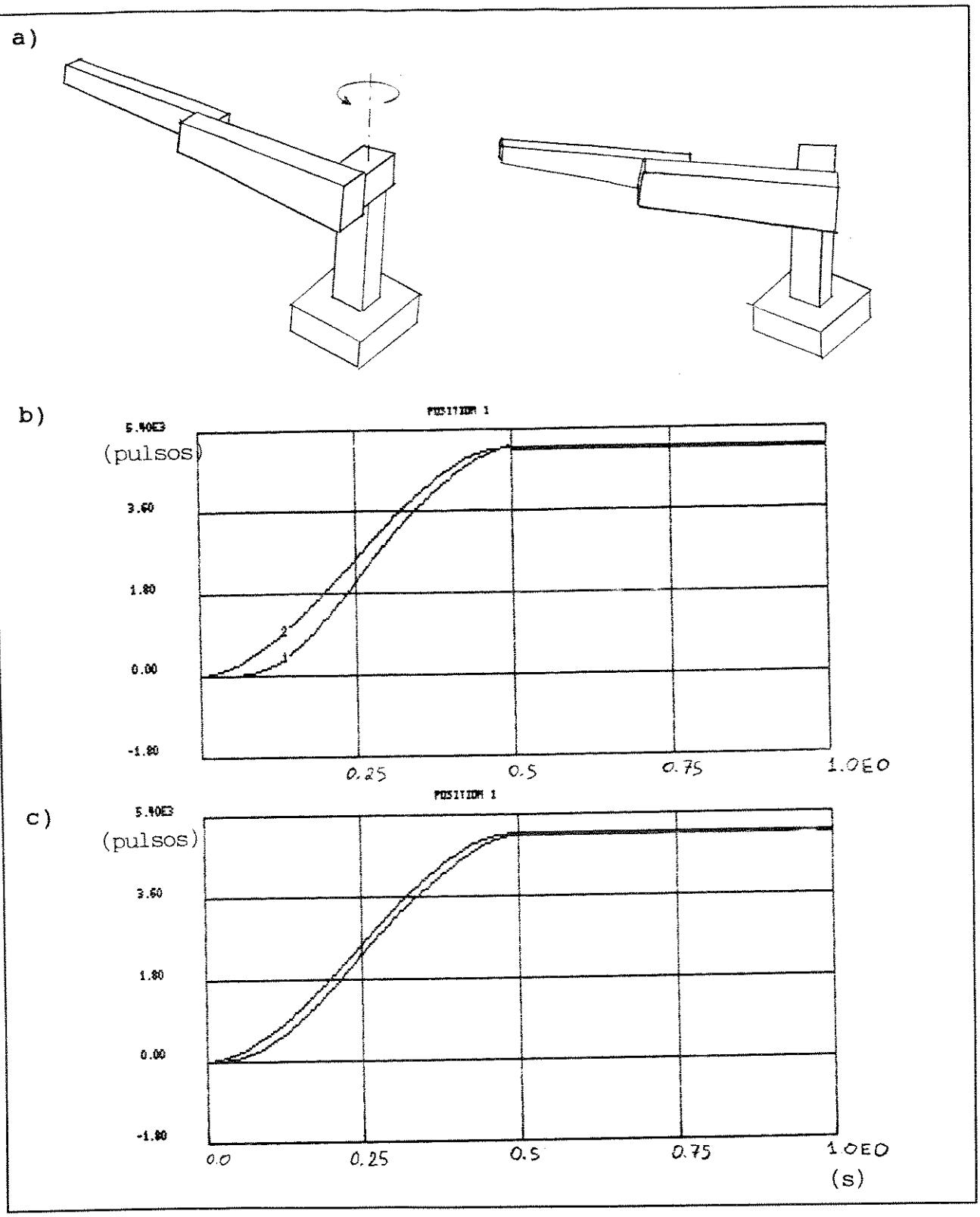


Fig 5.6: a) Posição espacial inicial e final;
b) Curva de posição da junta 1 - sem compensação;
c) Curva de posição da junta 1 - com compensação.

comportamento com a utilização de uma compensação viável para a capacidade computacional disponível.

.O critério para a consideração de termos no modelo dinâmico, poderia ter sido menos rigoroso, obtendo um modelo menor e em consequência, uma frequência de amostragem maior. Poderia comportar alternativamente, um controle mais sofisticado.

.Não observamos nenhuma alteração significativa no comportamento para os efeitos de coriolis e centrífuga, indicando que para o robô Puma 560 estes efeitos não são relevantes. Isto pode ser explicado em função das baixas velocidades alcançadas pelas juntas do Puma, limitadas pela potência. Ao utilizar as velocidades máximas que as juntas alcançaram e maximizarmos os termos do modelo dinâmico, verificamos que os valores de torques provocados por estes efeitos são pequenos, e próximos aos valores de torque do atrito seco apresentados em [ARM 87].

.Uma compensação para o efeito do atrito seco melhoraria o desempenho no movimentos lentos, onde "soluços" são percebidos e na diminuição do erro final.

.Muito tempo e esforço tem sido gasto na busca de geração de modelos dinâmicos eficientes, porém acreditamos que o procedimento proposto por [ARM 87] e neste trabalho realmente conduz a uma redução significativa do custo computacional, tornando viável sua utilização "on-line". Além disso, a perda na precisão pode ser totalmente controlada, pois temos idéia da ordem de grandeza de cada termo desconsiderado do modelo. Por fim a precisão exagerada do modelo utilizado ficará comprometida entre tantos efeitos presentes no sistema real.

BIBLIOGRAFIA

[ARM 86] B. Armstrong et al., "The Explicit Model and Inercial Parameters of the Puma 560 Arm", IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp 510-518, april 1986.

[CRA 86] J. J. Craig, " Introduction to Robotics Mechanics e Control", Addison-Wesley Publishing Company, 1986.

[EBA 88] "Laboratório de Automação Industrial", Escola Brasileira - Argentina de Informática, 1988.

[FER 84] E. P. Ferreira, "Contribution à L'Identification de Paramètres et a la Commande Dynamique Adaptative des Robots Manipulateurs", Thèse Docteur Ingenieur, LAAS du CNRS, Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 1984.

[FER 87] E. P. Ferreira, "Soluções para a Coordenação Local de Movimentos de Robôs Manipuladores", UFES, Vitória - ES, 1987.

[FER 88] E. P. Ferreira et al., "GMSIR - Uma Ferramenta para Síntese de Controle e de Arquitetura de Robôs Manipuladores", III Crongresso Latino Americano de Automática, ACCA - IFAC - IEEE, Vinã del Mar Chile, 07-11 de novembro de 1988.

[GRO 88] M. P. Groover et al.,"Robótica - Tecnologia e Aplicação", Mc Graw-Hill, São Paulo - SP, 1988.

[IZA 85] A. Izaguirre, R. P. Paul, "Computation of Inertial and Gravitational Coefficients of the Dynamics Equations for Robot Manipulator with a Load", IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp 1024-1032, 1985.

[KHA 86] W.Khalil et al.,"Reducing the Computational Burden of the Dynamic Models of Robots", IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp 525-531, april 1986.

[KUN 84] H. B. Kuntze, "Closed-Loop Algorithms for Industrial Robots - State of the Art", Process Automation, pg 35-46, 1984.

[LOR 77] W. Lord, "DC Servomotors - Modeling and Parameter Determination", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.1A-13, nº 3, pg. 20-30, may/june 1977.

[MOT 85] Motorola, "MC68881 Floating-point Coprocessor - User's Manual", Motorola, 1985.

[MOT 82] Motorola, "The 68000: Principles and Programming", Motorola, 1982.

[NEV 89] M. C. Neves, J. B. R. do Val & J. J. G. Ramos, "Avaliação dos Efeitos de Acoplamento e Modelos Dinâmicos Simplificados para o Robô Puma 560", 1º Encontro Regional de Automação e Instrumentação, Vitória, ES, Agosto 1989.

[PAU 81] R. P. Paul, "Robot Manipulator: Mathematics, Programing and Control", Cambridge, MIT Press, 1981.

[RAM 88] J. J. G. Ramos et al.,"ETRI - Estação de Trabalho Para Robôs Industriais", 8º Seminário de Comando Numérico no Brasil, SOBRACON, São Paulo - SP, 1988.

[SIL 82] W. M. Silver, "On the Equivalence of Lagrangian and Newton-Euler Dynamics for Manipulator", The Journal of Robotics Researh, vol. 1, num. 2, pp 60-70, summer 1982.

[SIL 86] R. S. da Silva, "Software para Desenvolvimento de Estratégias de Controle de Robôs Manipuladores", COPPE/UFRJ - RJ, julho 1986.

[SIL 90] J. V. L. da Silva, "Otimização na Geração Automática de Modelos Dinâmicos para o Controle e a Estimação de Parâmetros de Robôs", Universidade Estadual de Campinas - SP, agosto 1990.

[UNI 85] "500 Series Equipments Manual", Unimation Incorporated, March 1985.