

JORGE ANTONIO GILES FERRER

CONTROLE DE POSIÇÃO DE MOTORES CC. USANDO MICROCONTROLADOR

DEDICADO

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção de
Título de Mestre em Engenharia

São Paulo
1993

OK

JORGE ANTONIO GILES FERRER
Ingeniero Mecánico, Pontificia Universidad Católica del Perú

CONTROLE DE POSIÇÃO DE MOTORES CC. USANDO MICROCONTROLADOR

DEDICADO

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção de
Título de Mestre em Engenharia

Orientador:

Prof. Dr. Carlos Chien-Ching Tu
Professor Doutor do Departamento de
Engenharia Mecânica da EPUSP

São Paulo
1993

RESUMO

O presente trabalho relata o desenvolvimento de um sistema de controle de posicionamento para motores cc. usando um microcontrolador de realimentação dedicado (HCTL-1100). O sistema foi aplicado no controle de uma mesa de posicionamento linear especialmente construída. Os componentes requeridos para montar o sistema são: microcontrolador, microcomputador, amplificador de tensão (PWM), motor cc., encoder incremental angular e, mesa de posicionamento linear.

ABSTRACT

The present work reports the development of a system for the positional control using DC motors and a dedicated feedback control chip HCTL-1100. The system was tested in the control of linear slide table. The required components to assemble the system are: chip HCTL-1100, microcomputer, voltage amplifier (PWM), DC motor, incremental optical encoder and the linear slide table.

DEDALUS - Acervo - EPMN



31600009943

AGRADECIMENTOS

Desejo agradecer ao professor Dr. Carlos Chien-Ching Tu pela orientação e pela viabilização material do projeto. Ao professor Dr. Waldir Pó pela orientação recebida especialmente na implementação do estágio de potência do projeto. Ao professor, Dr. Eduardo Lustosa Cábrial pela orientação recebida no projeto do sistema de controle, e ao professor Dr. Oswaldo Horikawa pela suas orientações na área de metrologia.

Aos colegas Massimiliano e Ademir do departamento de engenharia elétrica por seu apoio nos meus primeiros passos na área de eletrônica e, Marcio Chiamonte da área de Mecatrônica pela sua colaboração na solução dos problemas que se apresentaram no acionamento do motor.

Um reconhecimento especial aos colegas da pos-graduação e aos amigos docentes da área de projeto e fabricação que contribuíram para a realização deste trabalho.

SUMÁRIO

Índice de figuras	i
Índice de tabelas	iv
Índice de fotografias	v
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Introdução	1
1.2 Objetivo do trabalho	5
1.3 Justificativa do trabalho	5
2 MICROCONTROLADOR DE MOVIMENTO HCTL-1100	7
2.1 Introdução	7
2.2 Descrição Geral	7
2.3 Características	8
2.4 Teoria de Operação	9
2.4.1 Diagrama de blocos interno do HCTL-1100	9
2.4.2 Organização de registradores internos	9
2.4.3 Controle do "driver PWM"	13
2.4.4 Compensador digital	14
2.4.5 Período de amostragem	15
2.4.6 Modos de controle de movimento	16
2.4.6.1 Controle de posição ponto a ponto	16
2.4.6.2 Controle de posição com perfil de velocidade trapezoidal	16
2.4.6.3 Controle de velocidade proporcional	18
2.4.6.4 Controle de velocidade integral	18
3 SISTEMAS DE MEDIÇÃO E CONTROLE DE POSICIONAMENTO	20
3.1 Introdução	20
3.2 Medição do posicionamento linear	20
3.2.1 Medição direta versus medição indireta	20
3.2.2 Influência das não linearidades dos elementos da transmissão mecânica sobre o sistema de medição	21
3.2.2.1 Erro de inversão de giro	21
3.2.2.2 Atrito	22
3.2.2.3 Influências das não-linearidades no sistema de medição	23

3.3	Sistemas de controle de posição com realimentação	25
3.3.1	Sistema de controle sem realimentação de velocidade	26
3.3.2	Sistema de controle com realimentação de velocidade	27
3.3.3	Sistema de controle de posição usando o HCTL-1100	28
3.4	Geração de referências para o controle de posição	28
3.4.1	Controle de posição com referência fixa	28
3.4.2	Controle de posição com referência variável	29
3.4.3	Geração de referências usando o HCTL-1100	31
4	HARDWARE DO SISTEMA DE CONTROLE	32
4.1	Introdução	32
4.2	Descrição dos componentes do sistema	32
4.2.1	Microcontrolador	32
4.2.2	Microcomputador	32
4.2.3	Amplificador de Tensão	33
4.2.4	Motor CC.	35
4.2.5	Encoder	39
4.3	Projeto da placa de interface	39
4.3.1	Ciclo de gravação de dados	42
4.3.2	Ciclo de leitura de dados	44
4.3.3	Programa de controle "CMOTOR.PAS"	47
4.4	Implementação do hardware do sistema	48
4.4.1	Implementação da placa de interface	48
4.4.2	Amplificador PWM	50
4.5	Montagem do conjunto	53
5	PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DE POSIÇÃO	55
5.1	Introdução	55
5.2	Projeto do sistema de controle no tempo contínuo	56
5.2.1	Projeto do compensador pelo "método de combinação"	57
5.3	Projeto do sistema de controle no tempo discreto	63
5.4	Modelamento do sistema de controle	65
5.4.1	Função de transferência do amplificador PWM	65
5.4.2	Função de transferência do sistema motor-mesa	66
5.4.2.1	Levantamento das características do motor em vazio	70
5.4.2.2	Levantamento das características do sistema motor-mesa	71

5.4.3	Função de transferência do encoder	74
5.4.4	Função de transferência do sistema em malha aberta sem compensador	74
5.5	Projeto do compensador no tempo discreto usando o "lugar das raízes"	74
6	COMPARAÇÃO ENTRE A RESPOSTA TEÓRICA E A RESPOSTA REAL DO SISTEMA	79
6.1	Introdução	79
6.2	Modo de controle de posição ponto a ponto	79
6.2.1	Resposta simulada e resposta real do sistema	79
6.2.2	Ensaio com frequência de amostragem alta	80
6.2.3	Ensaio com frequência de amostragem baixa	87
6.2.4	Comentários	89
6.3	Modo de controle de posição com perfil de velocidade trapezoidal	98
6.3.1	Resposta simulada e resposta real do sistema	98
6.3.1.1	Programa "simul.m"	98
6.3.1.2	Programa "simtrap.m"	99
6.3.1.3	Programa "simulv.m"	99
6.3.2	Ensaio com frequência de amostragem alta	99
6.3.3	Ensaio com frequência de amostragem baixa	106
6.3.4	Comentários	107
7	TRABALHOS DE PESQUISAS FUTURAS	118
7.1	Operação do HCIL-1100 com realimentação de velocidade	118
7.2	Aplicação do microcontrolador LM629	119
7.3	Controle do movimento aplicável a máquinas-ferramenta	120
8	AVALIAÇÃO DA EXATIDÃO NO POSICIONAMENTO LINEAR	123
9	CONCLUSÕES	126
	ANEXO A - Programa de controle "CMOTOR.PAS"	128
	ANEXO B - Programas de simulação	136
	ANEXO C - Figuras dos componentes mecânicos	139
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	142

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura	Título	Página
2.1	Diagrama de Blocos Interno do HCTL - 1100	10
2.2	Diagrama de Blocos dos Registradores Internos	12
2.3	Saída da Porta PWM	13
2.4	Perfil da Velocidade Trapezoidal e Triangular	17
3.1	Torque de Atrito em Função da Velocidade	22
3.2	Influência do Atrito no Posicionamento Linear	24
3.3	Diagrama de Blocos do Sistema de Controle	25
3.4	Diagrama das Raízes dos Sistemas sem Realimentação de Velocidade	27
3.5	Diagrama das Raízes dos Sistemas com Realimentação de Velocidade	28
3.6	Modificação do Comando de Posição	30
4.1	Operação do Amplificador	33
4.2	Pinagem do L 298N	35
4.3	Diagrama Interno do L 298N	35
4.4	Sinais do Encoder	39
4.5	Ciclo de Leitura e Gravação do "PC-bus"	40
4.6	Ciclo de Leitura e Gravação do HCTL - 1100	41
4.7	Configuração Final da Placa de Interface PC - HCTL-1100	43
4.8	Disposição do Amplificador com Driver L 298N	50
4.9	Esquema do Sistema de Proteção do Amplificador	52
5.1	Amplitude vs. Frequência Normalizada do Pólo	61
5.2	Fase vs. Frequência Normalizada do Pólo	61
5.3	Amplitude vs Frequência Normalizada do Zero	62
5.4	Fase vs. Frequência Normalizada do Zero	62
5.5	Circuito Equivalente do Motor CC	66
5.6	Resposta ao Degrau de Tensão do Motor	72
5.7	Resposta ao Degrau de Tensão do Sistema Motor Mesa	72

5.8	Resposta Simulada vs Resposta Real do Sistema	73
5.9	Curvas de Amortecimento Constante no Plano "Z"	78
6.1	Lugar das Raízes para $T = 208 \mu s$	82
6.2	Resposta Teórica do Sistema ao Degrau	83
6.3	Resposta Real do Sistema ao Degrau	84
6.4	Lugar das Raízes para $T = 208 \mu s$ e $\tau_e = 0$	85
6.5	Resposta Teórica do Sistema ao Degrau	86
6.6	Lugar das Raízes para $T = 1,608 ms$	90
6.7	Resposta Teórica do Sistema ao Degrau	91
6.8	Resposta Real do Sistema ao Degrau	92
6.9	Lugar das Raízes para $T = 1,608 ms$	93
6.10	Resposta Teórica ao Degrau para $K = 1$	94
6.11	Resposta Teórica ao Degrau para $K = 3$	95
6.12	Resposta Teórica ao Degrau para $K = 6,5$	96
6.13	Resposta Real do Sistema para $K = 1,$ $K = 3$ e $K = 7$	97
6.14	Ciclo de Trabalho do Amplificador PWM	98
6.15	Comparação entre a Resposta Simulada e Real	101
6.16	Comparação entre a Referência e a Velocidade	102
6.17	Comparação entre a Resposta Simulada e a Real	103
6.18	Comparação entre a Resposta Simulada e a Real	104
6.19	Comparação entre a Referência e a Velocidade	105
6.20	Comparação entre a Referência, Resposta Simulada e a Resposta Real	108
6.21	Comparação entre a Referência e a Velocidade Real	109
6.22	Comparação entre a Referência, Resposta Simulada e Resposta Real	110
6.23	Comparação entre a Referência, Resposta Simulada e a Resposta Real	111
6.24	Comparação entre a Referência e a Velocidade Real	112
6.25	Comparação entre a Referência, Resposta Simulada e a Resposta Real	113
6.26	Comparação entre a Referência e a Velocidade Real	114

6.27	Comparação entre a Referência, Resposta Simulada e a Resposta Real	115
6.28	Comparação entre a Resposta Simulada e a Resposta Real	116
6.29	Comparação entre a Referência, Resposta Simulada e a Resposta Real	117
8.1	Erro de posicionamento linear obtido pela CMM	125

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela	Título	Página
2.1	Registradores acessíveis ao usuário	11
2.2	Periodo de amostragem mínimo	16
4.1	Características da Mesa de Posicionamento	36
4.2	Características Construtivas do Motor	38
4.3	Temporização do HCTL - 1100	45
5.1	Resposta ao Degrau de Tensão do Motor	71
5.2	Resposta ao Degrau do Sistema Motor Mesa	73

ÍNDICE DE FOTOGRAFIAS

Fotografia	Título	Página
4.1	Placa de Interface PC - HCTL - 1100	49
4.2	Placa Instalada no Microcomputador	49
4.3	Amplificador com Sistema de Proteção	52
4.4	Vista do Conjunto	53
4.5	Vista do Dispositivo e Instrumentação	54
4.6	Vista da Mesa e Acionamento	54

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO

O controle de posicionamento é uma preocupação cada vez maior dentro da mecânica de precisão, pois tolerâncias de posicionamento "apertadas" são necessárias para garantir a exatidão de medidas na fabricação de peças de alta precisão.

Em processos de usinagem, o estado atual da técnica permite a utilização de acionamentos com motores elétricos. Desta forma, motores CC com escovas foram amplamente usados e ainda são utilizados em máquinas ferramenta de controle numérico computadorizado (CNC). Porém, esta técnica está sendo gradualmente substituída pela utilização de motores CC sem escovas (brushless). No Brasil, o custo destes motores é comparável ao custo dos motores CC com escovas, não obstante, o custo do conversor para um motor CC sem escovas é muito maior que os usados nos motores com escovas.

A tendência atual em acionamento de motores elétricos inclina-se para o uso de microprocessadores e técnicas digitais de controle, substituindo os antigos circuitos analógicos na implementação das funções próprias de um sistema de controle.

As vantagens do uso de controle baseado em microprocessadores reside no "melhoramento" da eficiência, na flexibilidade da implementação e adaptação das estratégias de controle e, na característica que os microprocessadores têm de realizar funções tais como aquisição e processamento de dados, comunicação com o usuário, monitoramento, diagnóstico, etc.¹

Nos sistemas de controle de motores elétricos baseados em microprocessadores é desejável reduzir os circuitos analógicos ao mínimo e usar sensores que trabalhem com sinais compatíveis com os microprocessadores. Isto porque devido à diferença entre o sistema

de controle e o circuito de potência, são geralmente necessárias adaptações e conversões de dados, originando problemas.

Com a chegada dos microcomputadores, no início da década do 70, se iniciou uma "evolução" na eletrônica de potência e tecnologias de acionamentos. O impacto desta evolução é comparável à chegada dos dispositivos de potência a semicondutor, na década de 50. Os microcomputadores não somente fornecem inteligência na automação de fábricas, mas também permitem o controle da eletrônica de potência e possibilitam sistemas de controle de movimento.²

Os microcomputadores têm sido aceitos universalmente para o controle da eletrônica de potência e sistemas de acionamento com motores elétricos. No início, os computadores foram usados essencialmente na implantação de funções de controle lógico, funcionando basicamente como sintetizadores de funções Booleanas para aplicações de controle lógico programável. A medida que os microcomputadores melhoravam em hardware (número de bits, clock, tempo de execução, integração funcional), sua aplicação se expandiu gradualmente a sistemas gerais de controle.

Em sistemas eletrônicos de potência, usados no acionamento de motores CC, as funções dos microcomputadores podem ser:

- 1) Controle de sistemas com malhas de realimentação.
- 2) Geração de sinais de controle de acionadores (drivers), que operam por modulação da largura de pulso "PWM", para o acionamento dos motores nos quatro quadrantes.
- 3) Recepção de sinais de realimentação via sensores
- 4) Controle de sequência
- 5) Proteção contra falhas e sobrecargas
- 6) Monitoramento de sinais e geração de mensagens de aviso.
- 7) Aquisição de dados.
- 8) Diagnóstico.
- 9) Realização de cálculos necessários.

Estas tarefas ocupam um tempo considerável do tempo disponível do microcomputador. Existe um "fator de carga do microprocessador" que deve ser respeitado. Conforme Tsutomu³, este fator (L_F) é dado pela equação:

$$L_F = \sum_{i=1}^n T_{Li} / T_S = \sum_{i=1}^n (T_{Ei} + T_{Oi}) / T_S \quad (1.1)$$

onde:

- n : número de tarefas a ser desenvolvidas pelo micro
- T_{Li} : tempo consumido na execução da tarefa "i"
- T_S : Período de amostragem
- T_{Ei} : tempo consumido na execução das instruções que intervêm na tarefa "i"
- T_{Oi} : tempo consumido pelo microprocessador em operações entre registradores e memória para fazer a tarefa "i"

O valor de L_F deve ser menor que 1, do contrário, deve-se mudar o valor do tempo de amostragem, ou o número de instruções para cada tarefa, ou o tempo que demora o microprocessador em operações entre registradores e memória (isto é característico do tipo de microprocessador, e seria preciso mudar o microprocessador por outro mais rápido).

Uma solução para evitar sobrecarregar o microprocessador com tarefas repetitivas é o uso de microcontroladores, os quais são circuitos integrados que contêm processador, memórias e, funções para entrada/saída, combinados num chip. Os microcontroladores realizam tarefas próprias para o controle do movimento, aliviando dessa maneira o trabalho do microcomputador, que passa a gerenciar funções menos repetitivas como geração de comandos de início e interrupção do movimento, e interface com o usuário.

A maioria desses microcontroladores de movimento, incorporam características que tornam seu uso bastante prático, tais como compensadores digitais programáveis pelo usuário, contadores de pulsos de encoder, tempos de amostragens programáveis, registradores

de status para a interface com o usuário, modos de controle de posição ou velocidade, e, funções específicas de proteção ante diversas falhas. Estas características permitem uma segunda vantagem em relação aos sistemas de controle baseados em microprocessadores: simplificação do software de controle, já que algoritmos para implementação de filtros digitais, e algoritmos para gerar o sinal de controle de acionadores tipo PWM são implementados diretamente pelo microcontrolador.

Uma terceira vantagem dos microcontroladores dedicados é a possibilidade de trabalhar com tempos de amostragem rápidos e independentes do tempo de execução do software de controle. Os microcontroladores tem comunicação assíncrona com o microcomputador e trabalham com "clock" independente do usado pelo micro. Nos sistemas controlados diretamente por microcomputador, se o software de controle é muito grande, a sua execução impede usar tempos de amostragens rápidos.

A desvantagem dos microcontroladores em relação aos sistemas baseados em microcomputadores é sua pouca flexibilidade, sendo que muitas das suas funções são implementadas em hardware, são sistemas fechados e isso dificulta o acesso a algumas informações internas, assim como alterações na configuração do sistema de controle (tais como adição de malhas de realimentação) são dificultadas. Estas características os fazem mais apropriados para aplicações específicas do que para trabalhos de pesquisa em avaliações de sistemas de controle, que requerem flexibilidade na sua configuração.

Existe uma variedade de configurações destes microcontroladores de movimento. Alguns são apropriados para o controle de posição e velocidade (unidimensional) de sistemas em malha fechada, como o HCTL-1100 da Hewlett Packard ⁴ e o LM629 da National Semiconductor,⁵ outros, exclusivamente usados no controle de velocidade e, uns poucos, projetados para o controle de movimento em eixos múltiplos.⁶

1.2 OBJETIVO DO TRABALHO

O presente trabalho tem por objetivo projetar, implementar e testar um sistema de controle de posição angular para um motor de corrente contínua, baseado no microcontrolador HCTL-1100, o qual possui um compensador programável do tipo PD.

O projeto do sistema de controle será aplicado no controle de uma mesa de posicionamento linear movida por um parafuso de esferas recirculantes. Esta mesa, especialmente construída, forma parte de uma máquina para usinar engrenagens de precisão atualmente em desenvolvimento.

Sendo que o projeto inicial desta máquina prevê o acionamento da mesa usando um motor de micropasso, o controle do posicionamento linear usando um motor cc com realimentação da posição angular via encoder, é outra alternativa que pretende ser estudada mediante este trabalho. Será prestado especial interesse na precisão no posicionamento linear, estabelecida em $2 \mu\text{m}$ como exigência de projeto, assim como na repetibilidade do movimento.

1.3 JUSTIFICATIVA DO TRABALHO

O desenvolvimento da eletrônica, aplicada ao controle de movimento, possibilita o uso de microcontroladores para o controle de motores CC, e acionadores (drivers) tipo PWM em forma de circuitos integrados (chips).

Desta maneira, com conhecimentos básicos sobre desenvolvimento de interfaces para microcomputadores, eletrônica digital e instrumentação, é possível montar sistemas de controle de movimento baseados em microcontroladores, sistemas que, pelas razões expostas na introdução, são adequados para aplicações específicas, facilitando a tarefa do engenheiro mecânico, que trabalha na área de mecânica de precisão.

Referente à aplicação do sistema proposto no controle do posicionamento linear, é de especial interesse o estudo de um sistema de controle com medição indireta da posição linear por motivos económicos, devido que um encoder tem um custo inferior do que uma régua ótica usada amplamente em máquinas-ferramenta de controle numérico (CNC), e que talvez não seja necessário quando a mesa de posicionamento é fabricada com componentes de precisão como no presente caso.

CAPÍTULO 2

MICROCONTROLADOR DE MOVIMENTO HCTL-1100

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão descritos as características e modos de operação do microcontrolador HCTL-1100 que será usado no presente trabalho.

O HCTL-1100 é um microcontrolador dedicado para controle de movimento (posição ou velocidade) fabricado pela "Hewlett Packard"⁵. Este chip permite o controle de motores CC (com ou sem escovas) usando um sistema em malha fechada com realimentação da posição via encoder.

2.2 DESCRIÇÃO GERAL

O HCTL-1100 é um controlador digital, e portanto trabalha com dados amostrados. A comunicação com o microcomputador é do tipo assíncrona com respeito às funções de controle desenvolvidas pelo controlador para gerenciar o movimento.

Para a comunicação com o microcomputador, o HCTL-1100 dispõe de um barramento de endereços de 6 bits, e um barramento de dados de 8 bits, os quais estão multiplexados.

Este microcontrolador realiza as funções de controle de posição e velocidade mediante o gerenciamento de 64 registradores internos. Alguns deles servem de interface com o usuário e permitem programar os parâmetros de controle de trajetória via microcomputador; outros registradores são inacessíveis ao usuário e são usados pelo HCTL-1100 para funções diversas. Sendo que os registradores são identificados mediante endereços, é necessário que o microcomputador a ser usado disponha de no mínimo 64 endereços consecutivos disponíveis para operações de entrada/saída (I/O).

Os componentes requeridos para montar o sistema de controle são: motor, encoder incremental, amplificador de tensão, microcontrolador de movimento e, microcomputador para carregar os registradores e gerar as referências de posição e velocidade.

2.3 CARACTERÍSTICAS

O HCTL-1100 têm as seguintes características:

-quatro modos de controle:

- 1) Controle de posição ponto a ponto, sem controle de velocidade
- 2) Controle de posição ponto a ponto, com geração de perfil de velocidade trapezoidal
- 3) Controle de velocidade integral, com controle de aceleração
- 4) Controle de velocidade proporcional, sem controle de aceleração

-comandos de posição e velocidade de 24 bits, comando de aceleração de 16 bits

-compensador digital do tipo avanço ou atraso, com os parâmetros ganho, polo e zero programáveis

-período de amostragem programável na faixa de 64 μ s a 2,05 ms (quando o chip é operado a 2 MHz)

-porta de saída para controle do driver PWM com dois sinais : largura de pulso (8 bits) e sentido de giro, que opera com todos os modos de controle

-atualização dos parâmetros de posição e velocidade durante o movimento

-possibilidade de interrupção do movimento ante uma situação de emergência via hardware

-interface para encoder incremental de dois canais defasados 90°, não admite entrada "index" do encoder quando se controla motores CC com escovas (é só usado no caso de motores sem escovas)

-frequência de operação entre 1 e 2 MHz.

2.4 TEORIA DE OPERAÇÃO

2.4.1 DIAGRAMA DE BLOCOS INTERNO DO HCTL-1100

A figura 2.1 mostra o diagrama de blocos interno do chip. O microcomputador se comunica com o HCTL-1100 mediante um barramento multiplexado de 8 bits para dados e endereços, dessa maneira o HCTL-1100 recebe os comandos de entrada e pode enviar dados desde seus registradores internos ao computador.

O encoder realimenta a posição real mediante os canais CHA e CHB, um decodificador/contador interno permite aumentar a precisão do encoder (4 vezes o número de linhas) e incrementa um contador de pulsos que representam a posição real. A diferença entre o comando de posição e a posição real é processada pelo compensador digital. Os parâmetros deste compensador são programáveis pelo usuário.

O sinal de saída do compensador é aplicado na porta PWM do HCTL-1100 (quando o acionamento é feito mediante um driver PWM), dessa maneira, a porta PWM fornece dois sinais: um de amplitude constante (5Volts) e de largura variável, que determina o ciclo de trabalho do PWM, e outro, que indica o sentido de giro. Ambos sinais são usados pelo acionador ou "driver" (externo) para controlar a tensão de alimentação do motor.

2.4.2 ORGANIZAÇÃO DE REGISTRADORES INTERNOS

O HCTL-1100 gerencia um banco de 64 registradores de 8 bits, 35 dos quais são acessíveis ao usuário. Estes registradores contem comandos e informações de configuração necessários para o controle do movimento. Estes registradores são listados na tabela 2.1.

O Diagrama de registradores mostrado na figura 2.2 mostra a função que desempenham dentro do sistema. O número de cada registrador corresponde ao seu endereço. Os outros 29 registradores são usados internamente e não são acessíveis ao usuário.

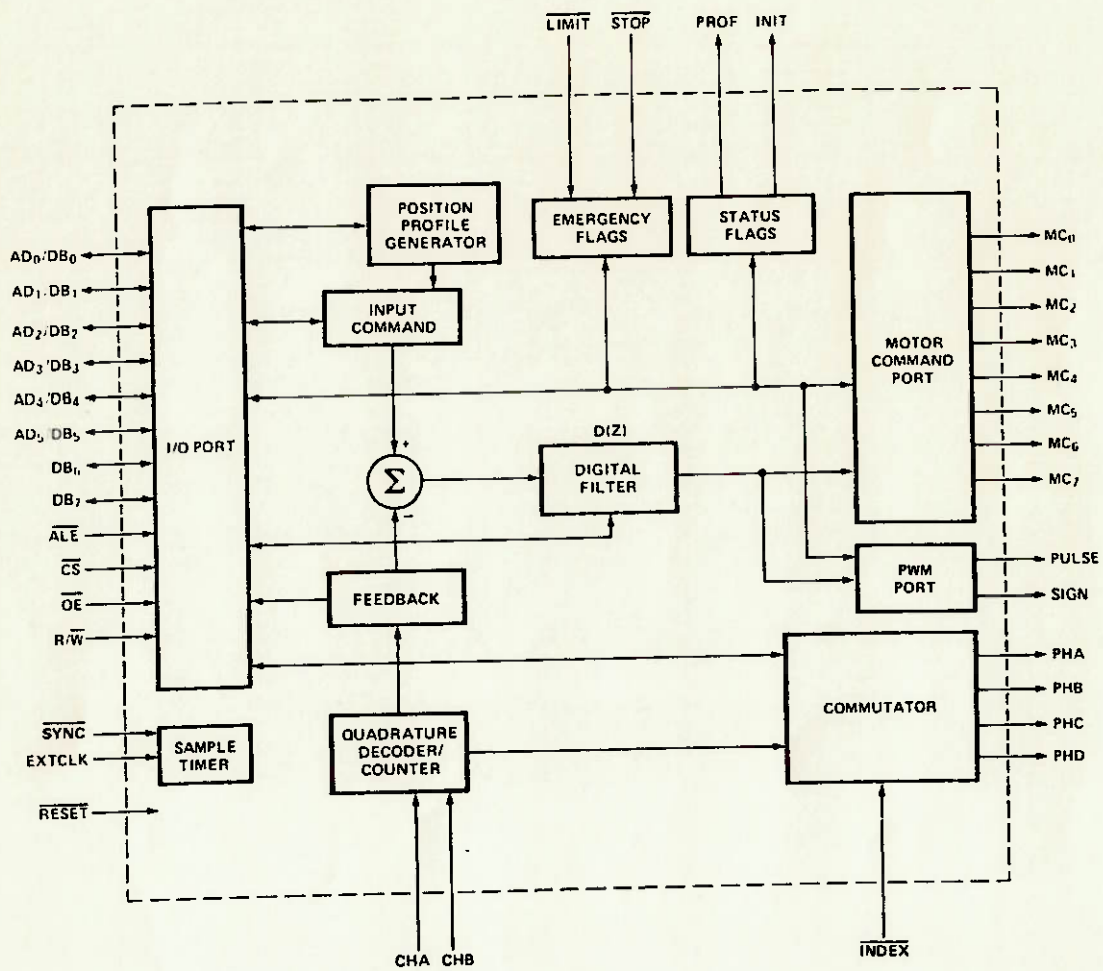


Figura 2.1 Diagrama de Blocos Interno do HCTL-1100

Tabela 2.1 Registradores acessíveis ao usuário

Register		Function	Mode Used	Data Type	User Access
Hex	Dec.				
R00H	R00D	Flag Register	All	-	r/w
R05H	R05D	Program Counter	All	scalar	w
R07H	R07D	Status Register	All	-	r/w ⁽²⁾
R08H	R08D	8 bit Motor Command Port	All	2's complement + 80H	r/w
R09H	R09D	PWM Motor Command Port	All	2's complement	r/w
R0CH	R12D	Command Position (MSB)	All except Proportional Velocity	2's complement	r/w ⁽³⁾
R0DH	R13D	Command Position	All except Proportional Velocity	2's complement	r/w ⁽³⁾
R0EH	R14D	Command Position (LSB)	All except Proportional Velocity	2's complement	r/w ⁽³⁾
R0FH	R15D	Sample Timer	All	scalar	w
R12H	R18D	Read Actual Position (MSB)	All	2's complement	r ⁽⁴⁾
R13H	R19D	Read Actual Position	All	2's complement	r ⁽⁴⁾ /w ⁽⁵⁾
R14H	R20D	Read Actual Position (LSB)	All	2's complement	r ⁽⁴⁾
R15H	R21D	Preset Actual Position (MSB)	INIT/IDLE	2's complement	w ⁽⁶⁾
R16H	R22D	Preset Actual Position	INIT/IDLE	2's complement	w ⁽⁶⁾
R17H	R23D	Preset Actual Position (LSB)	INIT/IDLE	2's complement	w ⁽⁶⁾
R18H	R24D	Commutator Ring	All	scalar ^(6,7)	r/w
R19H	R25D	Commutator Velocity Timer	All	scalar	w
R1AH	R26D	X	All	scalar ⁽⁶⁾	r/w
R1BH	R27D	Y Phase Overlap	All	scalar ⁽⁶⁾	r/w
R1CH	R28D	Offset	All	2's complement ⁽⁷⁾	r/w
R1FH	R31D	Maximum Phase Advance	All	scalar ^(6,7)	r/w
R20H	R32D	Filter Zero, A	All except Proportional Velocity	scalar	r/w
R21H	R33D	Filter Pole, B	All except Proportional Velocity	scalar	r/w
R22H	R34D	Gain, K	All	scalar	r/w
R23H	R35D	Command Velocity (LSB)	Proportional Velocity	2's complement	r/w
R24H	R36D	Command Velocity (MSB)	Proportional Velocity	2's complement	r/w
R26H	R38D	Acceleration (LSB)	Integral Velocity and Trapezoidal Profile	scalar	r/w
R27H	R39D	Acceleration (MSB)	Integral Velocity and Trapezoidal Profile	scalar ⁽⁶⁾	r/w
R28H	R40D	Maximum Velocity	Trapezoidal Profile	scalar ⁽⁶⁾	r/w
R29H	R41D	Final Position (LSB)	Trapezoidal Profile	2's complement	r/w
R2AH	R42D	Final Position	Trapezoidal Profile	2's complement	r/w
R2BH	R43D	Final Position (MSB)	Trapezoidal Profile	2's complement	r/w
R34H	R52D	Actual Velocity (LSB)	Proportional Velocity	2's complement	r
R35H	R53D	Actual Velocity (MSB)	Proportional Velocity	2's complement	r
R3CH	R60D	Command Velocity	Integral Velocity	2's complement	r/w

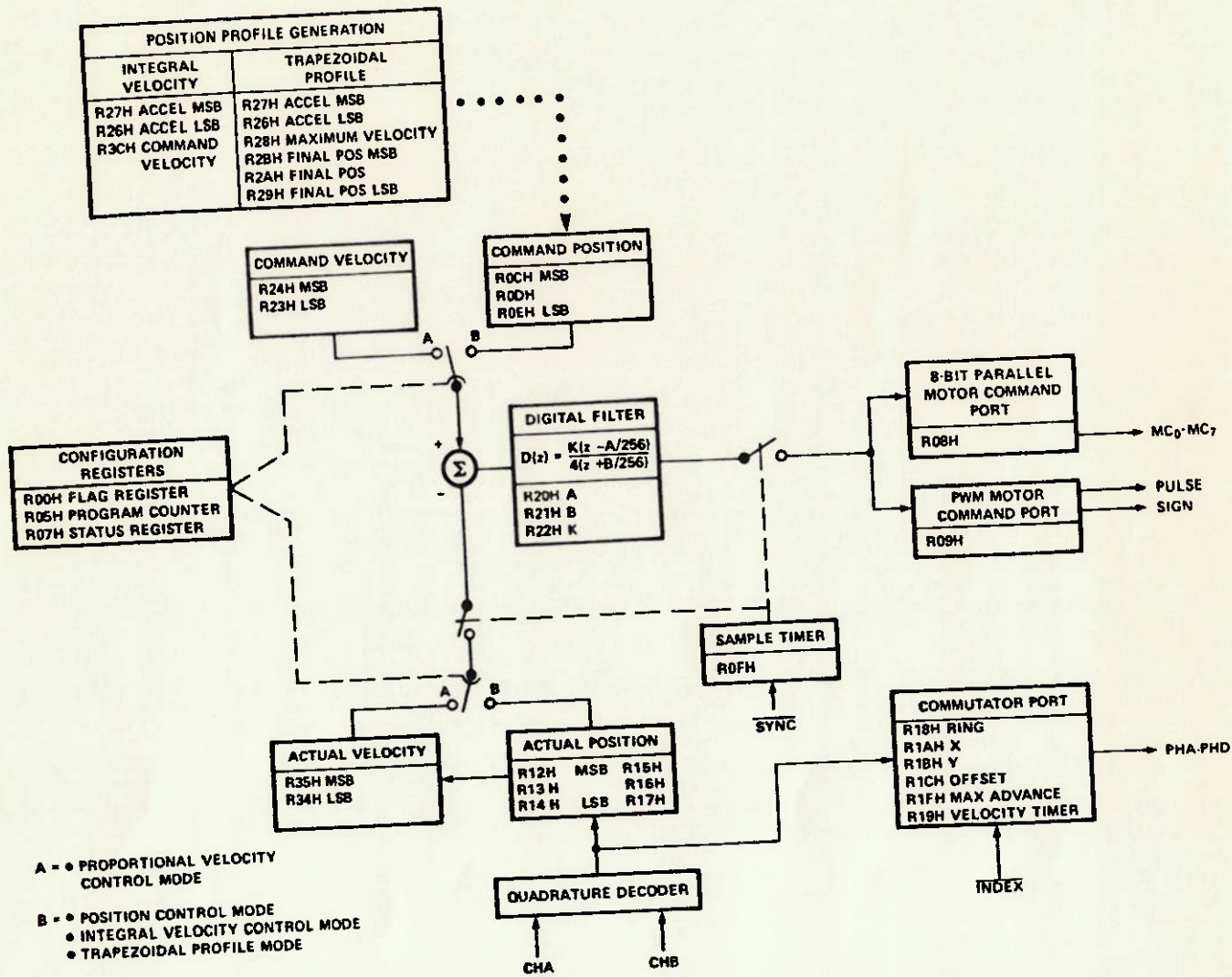


Figura 2.2 Diagrama de Blocos dos Registradores Internos.

2.4.3 CONTROLE DO DRIVER PWM

O sinal de controle do driver PWM é produzido pela porta PWM do HCTL-1100. Esta porta consiste de dois pinos "Pulse" e "Sign" e um registrador interno (R09H).

O sinal "Pulse" tem uma frequência igual à frequência de funcionamento do HCTL-1100 dividida por 100. No nosso projeto o chip trabalhará a uma frequência de 2 MHz e portanto, a frequência de chaveamento da porta será de 20 KHz. O sinal "Sign" indica a polaridade da corrente, e conseqüentemente, o sentido de giro do motor; quando este pino está em nível lógico baixo indica que a polaridade é positiva.

O registrador R09H armazena o valor da largura do pulso ou "ciclo de trabalho" em porcentagem (bits 0 a 6), o bit 7 representa o sinal (positivo ou negativo). A figura 2.3 mostra o valor do ciclo de trabalho em função do conteúdo deste registrador. Mesmo que o máximo valor que pode ser gravado com 7 bits é de 127D, a faixa linear vai até 100D, passado este valor a porta PWM é saturada.

Quando algum modo de controle está sendo executado, o próprio chip grava o valor respectivo no registrador R09H. O usuário somente pode gravar algum valor nesse registrador quando o controlador está no modo iniciação/desligamento.

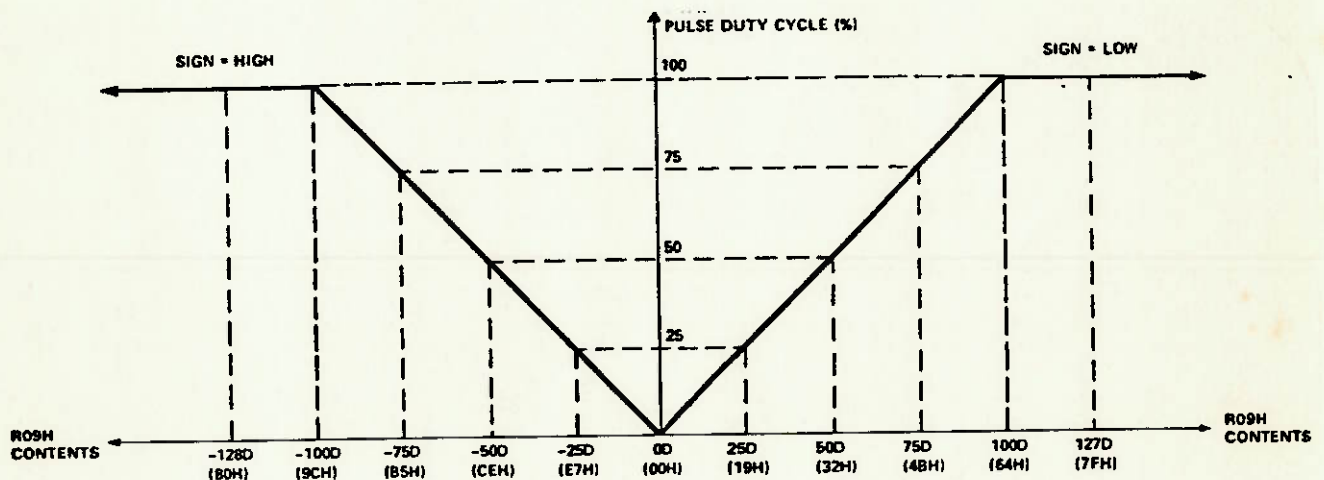


Figura 2.3 Saída da porta PWM

2.4.4 COMPENSADOR DIGITAL

O filtro de compensação do HCTL-1100 tem a seguinte função de transferência no domínio Z :

$$G_c = \frac{K_p (Z - A_p / 256)}{4 (Z + B_p / 256)} \quad (2.1)$$

onde:

- K_p : ganho do filtro digital
- A_p : zero da função de transferência
- B_p : polo da função de transferência

Os parâmetros do filtro digital, em combinação com o tempo de amostragem, afetam a dinâmica e a estabilidade do sistema. O tempo de amostragem determina a velocidade de execução do algoritmo de controle. Todos os parâmetros, A_p , B_p , K_p e T (período de amostragem), são números de 8 bits que podem ser mudados pelo usuário a qualquer momento, mesmo em movimento.

O compensador digital é implementado no domínio do tempo discreto como indica a equação (2.2):

$$MC_n = (K_p/4)X_n - [(A_p/256) (K_p/4)X_{n-1} + (B_p/256)MC_{n-1}] \quad (2.2)$$

onde:

- n : instante de amostragem n
- $n-1$: instante de amostragem n-1
- MC_n : sinal de saída no instante n
- MC_{n-1} : sinal de saída no instante n-1
- X_n : erro de posição no instante n
- X_{n-1} : erro de posição no instante n-1

Quando se trabalha no modo de controle de velocidade proporcional, o filtro trabalha como se fosse de ganho fixo, sendo implementado no domínio discreto da seguinte maneira:

$$MC_n = (K_p / 4) Y_n \quad (2.3)$$

onde:

Y_n : erro de velocidade no instante n

2.4.5 PERÍODO DE AMOSTRAGEM

O período de amostragem do HCTL-1100 é programável e pode ser calculado segundo a equação (2.4):

$$T = 16 (T_p + 1) / f_{\text{clock}} \quad (\text{s}) \quad (2.4)$$

onde:

T_p : conteúdo do registrador ROFH

f_{clock} : frequência do clock do HCTL-1100

O período de amostragem tem um valor mínimo que deve ser respeitado e varia segundo o modo de controle usado. Este tempo é necessário para garantir a completa execução do algoritmo de controle.

A tabela 2.2 mostra os valores de tempo de amostragem mínimo, segundo o modo de controle, usando um clock de $0,5 \mu\text{s}$ (2 MHz).

Fisicamente o tempo de amostragem é gerado por um buffer e um contador decremental. Cada vez que o contador alcança o valor 00H, o valor T_p passa do buffer ao contador o qual começa a diminuir desde T_p até 0. O valor do tempo de amostragem pode ser modificado durante o movimento, nesse caso, o valor modificado é válido depois de ter sido completado o período de amostragem anterior.

Tabela 2.2 Período de amostragem mínimo

Modo de Controle	T_p	T
Controle de Posição	07H (07D)	64 μ s
Controle de Velocidade Proporcional	07H (07D)	64 μ s
Controle de Posição com perfil trapezoidal	0FH (15D)	128 μ s
Controle de Velocidade Integral	0FH (15D)	128 μ s

2.4.6 MODOS DE CONTROLE DE MOVIMENTO

2.4.6.1 CONTROLE DE POSIÇÃO PONTO A PONTO

Este modo de operação realiza o controle de posição ponto a ponto sem ter controle da velocidade. O usuário especifica um comando de posição (24 bits). O controlador calcula o erro de posição, entre o comando de posição e a posição atual (realimentada pelo encoder), este erro é alimentado ao filtro digital para a compensação da malha fechada.

Os registradores que guardam os dados do comando de posição e a posição atual são de 3 bytes, sendo usados 23 bits para a magnitude e um bit para indicar o sentido. A posição é medida em pulsos de encoder, portanto o máximo valor de posição que pode ser armazenado nestes registradores é 8 388 607 (decimal).

2.4.6.2 CONTROLE DE POSIÇÃO COM PERFIL DE VELOCIDADE TRAPEZOIDAL

Este modo de controle permite controlar o movimento ponto a ponto mediante um perfil de velocidade trapezoidal ou triangular. O usuário especifica a posição final, a velocidade máxima do percurso e a aceleração para atingi-la. O controlador realiza o cálculo da

velocidade em função do tempo. Se a velocidade máxima é alcançada antes de percorrer a metade da trajetória, o perfil de velocidade será trapezoidal, caso contrário será triangular. A figura 2.4 mostra ambas possibilidades.

A cada instante de amostragem, o gerador de perfil interno usa a informação gravada pelo usuário nos registradores de velocidade máxima, aceleração e posição final, para gerar o valor que será gravado no registrador do comando de posição, uma vez gerado o novo comando de posição, é calculado o erro de posição (entre o comando de posição e a posição atual lida do encoder). Este erro de posição é compensado no filtro digital e o sinal de controle da porta PWM é gerado para esse período de amostragem.

O comando de posição final é especificado em 24 bits, sendo o bit mais significativo o sinal (sentido). A aceleração tem o mesmo formato que no modo de controle de velocidade integral (escalar de 16 bits). A velocidade máxima é um escalar de 7 bits.

Este modo de operação pode ser usado para gerar um perfil determinado em forma automática. A diferença dos outros modos de controle, o sistema "avisa" quando a posição final foi alcançada, mediante o desativamento do pino 12 "PROF", o qual pode ser usado para indicar ao software que deve continuar com a seguinte instrução.

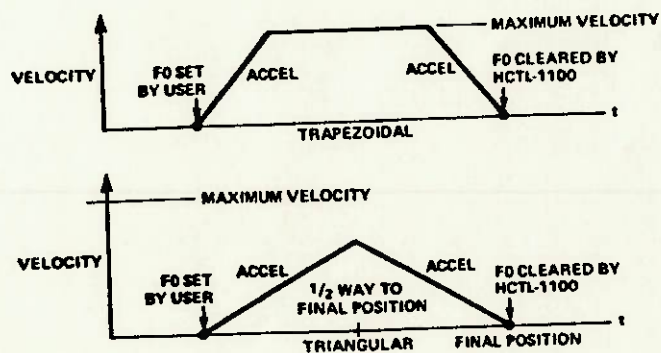


Figura 2.4 Perfil de Velocidade Trapezoidal e Triangular

2.4.6.3 CONTROLE DE VELOCIDADE PROPORCIONAL

Este modo de operação realiza o controle da velocidade do motor usando unicamente o ganho " K_p " do compensador, não são usados o polo nem o zero.

No início do movimento, o motor acelera com a máxima aceleração disponível pelo sistema, até que atinge a velocidade comandada, o controlador mantém essa velocidade até que um novo comando de velocidade seja dado.

O comando de velocidade é especificado em 16 bits, os 4 bits menos significativos representam a parte fracionária, o bit mais significativo representa o sinal. As unidades do comando de velocidade são pulsos de encoder /tempo de amostragem.

Como pode-se mostrar na figura 2.2 quando se trabalha neste modo de controle, o controlador simula uma malha de controle de velocidade, para isto a velocidade real é calculada contando o número de pulsos do encoder por tempo de amostragem. A velocidade real tem o mesmo formato que o comando de velocidade.

2.4.6.4 CONTROLE DE VELOCIDADE INTEGRAL

Este modo de operação permite controlar a velocidade do motor com controle de aceleração. O usuário especifica o comando de velocidade e aceleração. No início do movimento, o motor acelera segundo o programado até alcançar a velocidade do comando; quando isto ocorre, a velocidade é mantida até que um novo comando de velocidade é gerado. Mudanças no comando de velocidade são efetuados mantendo a aceleração.

Internamente, o HCTL-1100 realiza este modo de controle por meio do loop de posição. A cada amostragem o gerador de perfil lê o registrador do comando de velocidade e de aceleração, com esses dados gera o valor a ser carregado no registrador do comando de

posição. Depois de ser gerado este comando de posição e lida a realimentação do encoder, é calculado o erro de posição, para ser compensado no filtro digital. A porta PWM do HCTL-1100 recebe o sinal a partir do filtro e gera o sinal de controle que regula a tensão de alimentação do motor.

O comando de velocidade é especificado em 8 bits, sendo o bit mais significativo reservado para o sinal (sentido de giro) e não tem parte fracionária.

A aceleração é um escalar de 16 bits, os 8 bits superiores representam a parte inteira e os 8 inferiores a parte fracionária. A aceleração é calculada dividindo a velocidade pelo período de amostragem.

Existe neste modo de controle a possibilidade de gerar um interrupção do movimento. Via hardware o movimento pode ser interrompido mediante a aplicação de um nível lógico baixo no pino 15 ("STOP"), quando isto ocorre, o motor desacelera segundo o comando de aceleração especificado até deter o movimento, internamente se aplica um comando de velocidade nulo.

CAPÍTULO 3

SISTEMAS DE MEDIÇÃO E CONTROLE DE POSICIONAMENTO

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo analisaremos os dois sistemas de medição do posicionamento linear usados amplamente: o método de medição direta e o método de medição indireta. Esta análise é importante já que existem fatores que influenciam sobre o tipo de medição adotado e por consequência sobre o sistema de controle de posicionamento.

Também são apresentados neste capítulo duas configurações de sistemas de controle de posição frequentemente usados: um com somente realimentação de posição e outro com realimentação de posição e velocidade. O objetivo é poder analisar as limitações e/ou vantagens de cada um deles para poder identificá-los com as características operacionais do microcontrolador HCTL-1100, de modo a saber quais características se pode esperar da utilização deste microcontrolador dedicado.

3.2 MEDIÇÃO DO POSICIONAMENTO LINEAR

3.2.1 MEDIÇÃO DIRETA versus MEDIÇÃO INDIRETA

A localização do sensor de posição define se o sistema de medição é direto ou indireto. Se diz que o sistema de medição é direto se o sensor de posição mede a variável que se deseja controlar. No caso que o sensor mede outra variável a qual tem relação com a variável a controlar, se diz que o sistema de medição é indireto.

No presente caso, se trata de controlar o posicionamento linear da mesa a partir do controle da posição angular do motor via encoder e, dado que ambos os movimentos estão relacionados, trata-se então de um sistema de medição indireto.

No caso de se usar uma régua ótica instalada ao longo das guias da mesa, a qual mediria diretamente a posição linear da mesa, estaríamos trabalhando com um sistema de medição direto.

3.2.2 INFLUÊNCIA DAS NÃO LINEARIDADES DOS ELEMENTOS DA TRANSMISSÃO MECÂNICA SOBRE O SISTEMA DE MEDIÇÃO

Existem não linearidades nos elementos da transmissão mecânica que afetam a precisão no posicionamento linear. No presente caso, tratando-se de um motor acoplado diretamente ao fuso de esferas recirculantes da mesa, devem ser levadas em consideração o erro de inversão de giro e o atrito. O efeito de ambas não linearidades depende do sistema de medição adotado.

3.2.2.1 ERRO DE INVERSÃO DE GIRO

O erro de inversão pode apresentar-se no sistema de transmissão como:

- folga torsional no acoplamento do motor com o fuso de esferas recirculantes
- folga axial nos mancais do fuso
- jôgo na transmissão porca-fuso de esferas, conhecido como "backlash".

O erro de inversão afeta a estabilidade da malha de controle. No controle de posição de máquinas-ferramenta, onde é usada além da realimentação da posição, uma realimentação de velocidade para aumentar a estabilidade (como será visto mais adiante), é necessário reduzir o ganho da malha de posição para garantir um posicionamento livre de "overshoots".

O erro de inversão pode ser prevenido usando as seguintes recomendações:

- fusos de esferas recirculantes com porcas precarregadas
- Mancais do fuso de esferas com precarga.

A possibilidade teórica de remover o erro de inversão mediante elementos precarregados apresenta o problema de um aumento do atrito e diminui a vida dos componentes mecânicos.

3.2.2.2 ATRITO

O atrito é devido ao movimento relativo entre dois componentes mecânicos, como por exemplo:

- Atrito nos mancais
- Atrito nas guias da mesa
- Atrito entre a porca e o fuso de esferas recirculantes

Devido que o atrito provoca perda de potência útil, o motor deve produzir um torque adicional ou "torque de atrito" para compensar estas perdas. Dependendo dos materiais usados, o torque de atrito pode assumir características diferentes em relação à velocidade de operação, como mostrado na figura 3.1.⁷

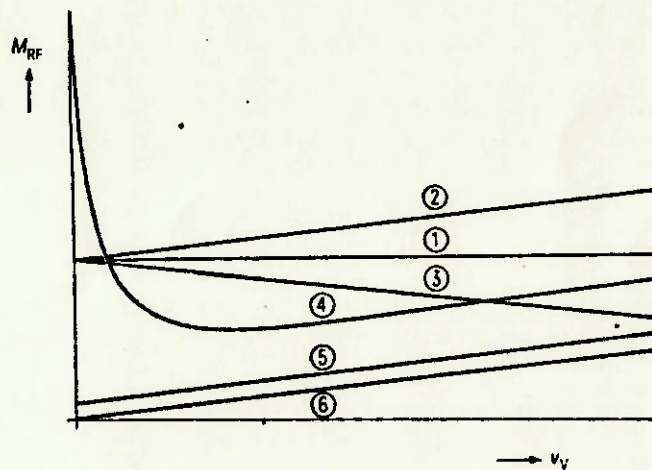


Figura 3.1. Torque de atrito em função da velocidade

- Curva 1 : atrito constante, independente da velocidade
- Curva 2 : elevado atrito estático e o atrito dinâmico aumenta proporcional à velocidade
- Curva 3 : elevado atrito estático e o atrito dinâmico diminui proporcional à velocidade

Curva 4 : muito elevado atrito estático ,o atrito dinâmico diminui a baixas velocidades e aumenta proporcionalmente a altas velocidades

Curva 5 : baixo atrito estático e o atrito dinâmico aumenta proporcional à velocidade

Curva 6 : unicamente atrito dinâmico proporcional à velocidade.

As curvas 1 até 4 ilustram casos típicos das guias convencionais. A curva 5 corresponde aos casos das guias de esferas ou de rolos, enquanto que a curva 6 corresponde ao caso de atrito viscoso típico das guias hidrostáticas.

O efeito chamado de "stick-slip" ocorre frequentemente quando são usadas guias convencionais operando a baixas velocidades, como é o caso da curva 4. Uma vez que se inicia o movimento o atrito cae fortemente, o qual em combinação com a elasticidade dos elementos da transmissão mecânica provoca movimentos intermitentes, ocasionados por periódicas alterações de paradas "sticking" e deslizamentos "slipping". Os elementos elásticos são inicialmente pré-carregados devido ao elevado torque inicial (para vencer o atrito estático), uma vez em movimento na faixa de baixa velocidade, o atrito diminui, provocando um relaxamento nos elementos e fazendo com que a mesa se movimente mais do que é desejado. A mesa interrompe o movimento e os elementos são novamente pré-carregados. O ciclo se repete periodicamente.

3.2.2.3 INFLUÊNCIA DAS NÃO-LINEARIDADES NO SISTEMA DE MEDIÇÃO

Quando se adota um sistema de medição indireto, pode acontecer que o sensor de posição registre a posição desejada (posição de comando) e a posição real da mesa não coincida com ela. Isto acontece devido as não linearidades e a rigidez dos elementos da transmissão mecânica.

A figura 3.2⁷ mostra a influência do tipo de atrito existente

nas guias sobre a resposta do sistema a uma entrada em rampa "Xs". Os casos analisados são os mesmos da figura 3.1. A curva "X1" corresponde ao caso de atrito constante. A curva "X2" corresponde ao caso de atrito dinâmico aumentando proporcionalmente com a velocidade. Pode observar-se uma melhora na resposta da curva "X2" quando comparada com "X1".

A curva "X3" apresenta um comportamento típico do "stick-slip" devido o atrito diminuir com a velocidade. Já a curva "X4" que representa o caso das guias convencionais mostra que é impossível executar um posicionamento preciso a baixas velocidades devido ao efeito "stick-slip". As curvas "X5" e "X6" que representam os casos das guias de esferas e guias hidrostáticas respectivamente, mostram ser adequadas por executar percursos livres de perturbações. Estas guias apresentam a limitação de não poder garantir exatamente a posição desejada, podendo apresentar "overshoot" da posição devido à presença do erro de inversão.

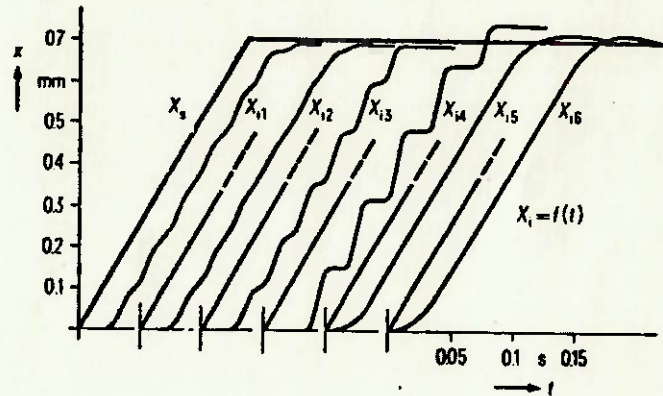


Figura 3.2 Influência do atrito no posicionamento linear

Quando se adota um sistema de medição direto, os desvios da posição real referente à desejada podem ser detectados pelo sistema de medição e controlados. Esta é a grande vantagem referente ao sistema de medição indireto. A desvantagem é o alto custo.

3.3 SISTEMAS DE CONTROLE DE POSIÇÃO COM REALIMENTAÇÃO

A figura 3.3 mostra o diagrama de blocos de um sistema de controle de posição típico onde é usado um motor CC no posicionamento de uma mesa. O sistema usa duas malhas de controle : a malha de velocidade (interna) realimenta a velocidade angular do motor através de um tacômetro de ganho " K_{ta} ". A malha de posição (externa) usa um sensor de posição angular de ganho " K_p " na realimentação.

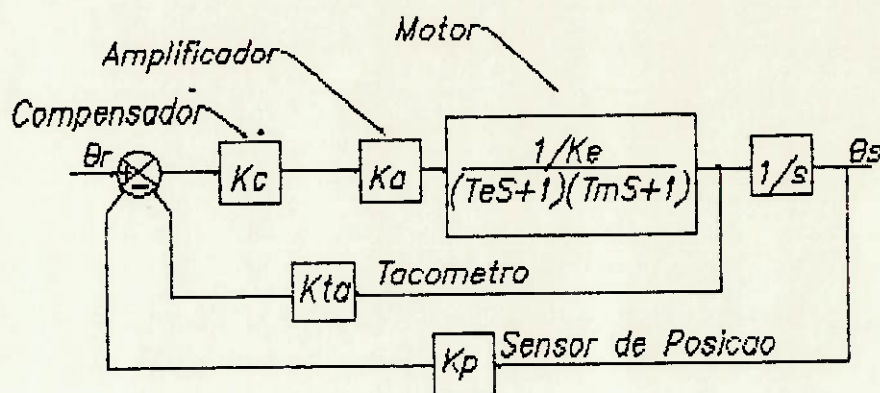


Figura 3.3 Diagrama de blocos do sistema de controle

A diferença entre a posição de referência " θ_r " e as realimentações de posição e velocidade são afetadas pelo ganho do compensador " K_c " (suposto constante, mais podendo adotar outra configuração). A saída compensada passa pelo amplificador de ganho " K_a " e a tensão de saída é alimentada nos terminais do motor .

A função de transferência do motor é caracterizada por três constantes: " K_e ", " τ_e " e " τ_m ", que representam a constante de tensão do motor (volts/rad/s), a constante elétrica (s) e a constante mecânica do motor incluindo a inércia da carga (s) respectivamente. O cálculo desta função de transferência se verá posteriormente no capítulo correspondente ao modelamento do sistema (Cap.5.4).

A seguir acharemos a função de transferência no tempo contínuo do sistema. A velocidade angular do motor " ω " é integrada para obter a posição angular " θ_s ".

Seja $K_{Ac} = K_c K_A$

$$\frac{\theta_s}{\theta_r - K_p \theta_s - K_t a s \theta_s} = \frac{K_{Ac} / K_E}{s (\tau_e s + 1) (\tau_m s + 1)} \quad (3.1)$$

$$\theta_s \left[1 + \frac{K_{Ac} / K_E (K_p + K_t a s)}{s (\tau_e s + 1) (\tau_m s + 1)} \right] = \frac{\theta_r K_{Ac} / K_E}{s (\tau_e s + 1) (\tau_m s + 1)}$$

$$G_p(s) = \frac{\theta_s}{\theta_r} = \frac{\frac{K_{Ac} / K_E}{s (\tau_e s + 1) (\tau_m s + 1)}}{1 + \frac{K_{Ac} / K_E (K_t a s + K_p)}{s (\tau_e s + 1) (\tau_m s + 1)}} \quad (3.2)$$

A equação (3.2) mostra a função de transferência do sistema.

Para analisar a estabilidade do sistema usaremos a técnica do diagrama das raízes no tempo contínuo.

A solução geral da equação característica do sistema é dado por:

$$1 + \frac{K_{Ac} / K_E}{s (\tau_e s + 1) (\tau_m s + 1)} (K_t a s + K_p) = 0 \quad (3.3)$$

Para o cálculo das raízes serão analisados dois casos: um sem realimentação de velocidade e outro com realimentação de velocidade.

3.3.1 SISTEMA DE CONTROLE SEM REALIMENTAÇÃO DE VELOCIDADE

Quando o sistema não tem realimentação de velocidade ($K_t a = 0$), a equação (3.3) mostra que o sistema apresenta 3 pólos e nenhum zero. O diagrama das raízes é mostrado na figura 3.4 onde pode-se observar que o sistema fica instável para valores de K_{Ac} maiores que um ganho crítico K_L (lembrar que o sistema é instável no semiplano direito).

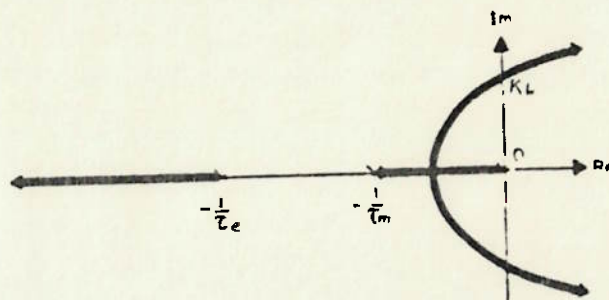


Figura 3.4 Diagrama das raízes do sistema sem realimentação de velocidade

3.3 2 SISTEMA DE CÔNTROLE COM REALIMENTAÇÃO DE VELOCIDADE

A introdução de $K_t a$ na equação característica adiciona um zero na função de transferência:

$$s_1 = -K_p / K_t a \quad (3.4)$$

e a diagrama das raízes fica da forma mostrada na figura 3.5.

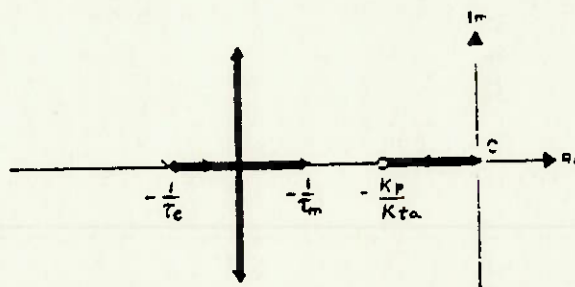


Figura 3.5 Diagrama das raízes do sistema com realimentação de velocidade

Como pode-se observar, o sistema permite trabalhar com valores de K_{Ac} muito elevados sem apresentar instabilidade. Portanto, o efeito da realimentação de velocidade é melhorar a estabilidade do sistema.

3.3.3 SISTEMA DE CONTROLE DE POSIÇÃO USANDO O HCTL-1100

No caso do microcontrolador HCTL-1100, só é possível trabalhar com realimentação de posição, quando se opera no modo de controle de posição. Quando se opera no modo de controle de velocidade o microcontrolador "simula" uma realimentação de velocidade contando o número de pulsos percorridos em cada período de amostragem. Esta realimentação de velocidade não é possível no modo de controle de posição, como visto na figura 2.2 (chave "A").

Devido ao fato anteriormente visto, existirá o problema do ganho limite de estabilidade e os parâmetros do compensador digital devem ser projetados de tal forma que o compensador opere com ganhos inferiores ao limite de estabilidade.

3.4 GERAÇÃO DE REFERÊNCIAS PARA O CONTROLE DE POSIÇÃO

3.4.1 CONTROLE DE POSIÇÃO COM REFERÊNCIA FIXA

O controle de posição usando uma referência fixa (entrada em degrau), não é muito utilizado na prática, embora usado frequentemente na teoria para avaliar a estabilidade e o comportamento do sistema de posicionamento no transiente ("overshoot", tempo de subida, tempo de assentamento, amortecimento etc.). Isto pelos seguintes motivos:

-A diferença entre o comando de posição ou referência e a posição real do sistema (realimentada pelo sensor de posição) é inicialmente tão elevado que a saída do controlador satura o estágio de potência. Isto significa que o amplificador fornece toda a tensão que é capaz desde o início do movimento, o qual

provoca uma brusca aceleração do motor com a conseguinte circulação de uma elevada corrente de partida do motor. Embora um alto torque de partida aumente a velocidade do posicionamento, ele tem um efeito prejudicial quando o ciclo de trabalho é repetitivo causando aquecimento excessivo no bobinado do motor e solicitando excessivamente os elementos da transmissão mecânica.

-A influência do controlador durante o movimento é somente evidenciada quando a diferença entre o comando de posição e a posição real encontra-se em níveis para os quais o amplificador trabalha sem saturação. Isto acontece muito perto da posição desejada onde a velocidade é tão elevada que impossibilita uma operação livre de "overshoots" de posição. No caso das máquinas-ferramenta não é permitido que o sistema ultrapasse a posição desejada. No caso de um sistema de posicionamento os requerimentos são mais flexíveis dependendo da aplicação específica.

3.4.2 CONTROLE DE POSIÇÃO COM REFERÊNCIA VARIÁVEL

A alteração do comando de posição é um procedimento usado frequentemente em máquinas-ferramenta com o objetivo de reduzir os desvios de contorno produzidos por distorções nos sinais da malha de controle.⁷ Neste procedimento, os valores do comando de posição são gerados a partir de pequenos incrementos de posição em cada instante de amostragem da malha de controle.

Além de melhorar a precisão na execução de contornos, a modificação dos valores do comando possibilitam uma diminuição na solicitação do sistema de acionamento, incluindo os elementos da transmissão mecânica. Porém, estas vantagens são obtidas em sacrifício da velocidade do movimento.

Na figura 3.6 mostra-se uma comparação entre um movimento que obedece a um comando de posição modificado bruscamente (a) e outro no qual a modificação do comando de posição é feito suavemente (b).

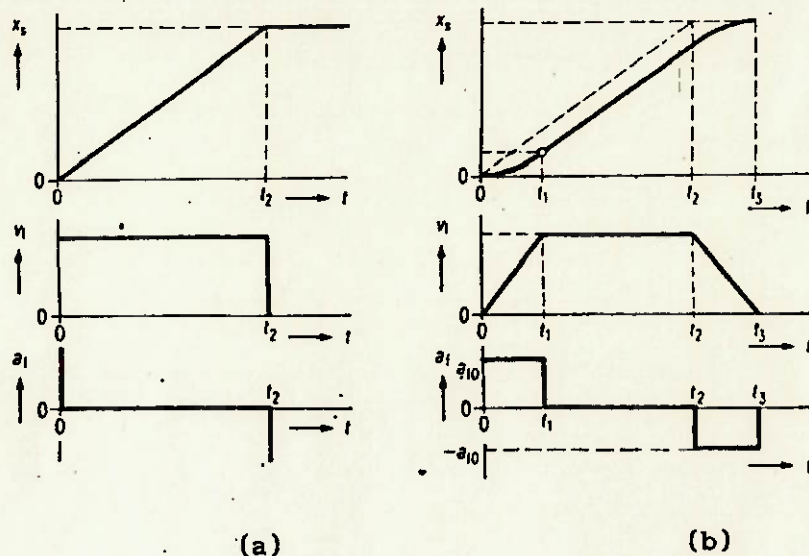


Figura 3.6 Modificação do comando de posição

No primeiro caso, a derivada do comando de posição " x_s " representa o comando de velocidade " v_t ", o qual é constante. Neste caso dizemos que se trata de um movimento com geração do comando de posição com velocidade controlada.

No segundo caso, a derivada do comando de posição gera um comando de velocidade trapezoidal, caracterizado por um trecho inicial com aceleração constante até atingir uma velocidade máxima determinada, um segundo trecho com velocidade constante e finalmente um terceiro trecho com aceleração negativa até atingir o repouso. A derivada do comando de velocidade descreve a aceleração do percurso, a qual é constante por tramos. Neste caso se trata de um movimento com geração do comando de posição com aceleração controlada.

No primeiro caso existe uma variação instantânea da velocidade nos instantes $t=0$ e $t=t_2$. Isto provoca acelerações muito altas (teoricamente infinitas) que devem ser fornecidas pelo motor, o qual significa uma carga dinâmica muito elevada em todo o sistema de acionamento e transmissão mecânica. Assim mesmo, verifica-se que quanto maior a aceleração maior o desvio de contorno. Por estas razões é adotada a geração de comandos de posição com perfil de velocidade trapezoidal em máquinas-ferramenta.

3.4.3 GERAÇÃO DE REFERÊNCIAS DE POSIÇÃO USANDO O HCTL-1100

Como visto anteriormente no cap. 2.4.6, o HCTL-1100 permite trabalhar em dois modos de controle de posição:

1) Controle de posição com referência fixa, ou ponto a ponto, onde o usuário programa o valor da posição final a qual é tomada como referência constante durante todo o movimento.

2) Controle de posição com perfil de velocidade trapezoidal, onde o usuário programa o valor da posição final, aceleração e velocidade máxima do percurso. Com esses dados o gerador de referência (interno) calcula o espaço que deve percorrer em cada período de amostragem e carrega o valor como nova referência para o próximo período de amostragem. Se a velocidade máxima é alcançada antes da metade do percurso o perfil de velocidade será trapezoidal, caso contrário começará a desacelerar quando chegar a metade do percurso, gerando um perfil de velocidade triangular.

CAPÍTULO 4

HARDWARE DO SISTEMA DE CONTROLE

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão analisados os elementos componentes do sistema de posicionamento, assim como o projeto e implementação do hardware e do estágio de potência.

O microcontrolador HCTL-1100 será instalado numa placa de interface especialmente projetada para a comunicação com o microcomputador. A porta PWM do HCTL-1100 gerará os sinais de controle para o amplificador de tensão, fornecendo energia ao motor de acionamento da mesa de posicionamento.

4.2 DESCRIÇÃO DOS COMPONENTES DO SISTEMA

4.2.1 MICROCONTROLADOR

O microcontrolador usado é o HCTL-1100 o qual foi amplamente analisado no Cap.2.

4.2.2. MICROCOMPUTADOR

Foi utilizado um microcomputador compatível PC-XT com microprocessador Intel 8088 de 4,77 MHz porque o HCTL-1100 trabalha com dados de 8 bits e o barramento de dados do PC-XT é também de 8 bits. Como o microcomputador deve gravar e ler dados e comandos no microcontrolador, não é possível usar as portas serial ou paralela do micro, dessa maneira foi desenvolvida uma placa de interface contendo a lógica necessária para a comunicação com o HCTL-1100 através do barramento do micro.

4.2.3. AMPLIFICADOR DE TENSÃO

O amplificador deve alimentar energia ao motor e permitir o acionamento nos 4 quadrantes, como se mostra na figura 4.1. O amplificador deve entregar energia durante o acionamento e deve aceitá-la durante a desaceleração.

A transição de um quadrante a outro deve acontecer com o mínimo tempo de retardo possível para permitir uma rápida resposta de acionamento nas mudanças no comando. Nesse sentido, os amplificadores transistorizados que funcionam mediante modulação por largura de pulso "PWM" apresentam menor tempo de retardo (inferior a 0,25 ms) que os tiristorizados "SCR" (acima de 1,5 ms).⁷ É importante ressaltar que durante o tempo de retardo na resposta, o amplificador não está sujeito a controle e portanto, correções de posição ou velocidade não são possíveis.

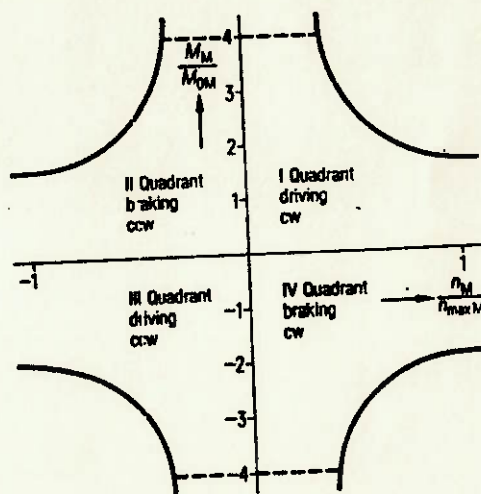


Figura 4.1 Operação do amplificador

Os amplificadores transistorizados tipo PWM permitem operar a frequências maiores (acima de 400 KHz) que os tiristorizados (menores que 60 KHz). Considerando também que os amplificadores

transistorizados são adequados para torques baixos (até 30 Nm) e, sendo que na nossa aplicação o requerimento de torque é muito baixo (inferior a 1 Nm), consideramos adequado o uso de um amplificador de tensão tipo PWM.

Existe também a possibilidade de usar um amplificador do tipo operacional. O HCTL-1100 possui dois tipos de saídas: a "porta de comando do motor", e a "porta para amplificador PWM". Quando se utiliza um amplificador linear, usa-se a porta de comando do motor, porém, é preciso adicionar um conversor D/A pois o amplificador trabalha com sinais analógicos. Quando se trabalha com um amplificador tipo PWM não é preciso esse dispositivo já que o amplificador trabalha diretamente com a saída da porta para o amplificador PWM.

Por esses motivos escolhemos trabalhar com um amplificador de tensão tipo PWM, modelo L298N, fabricado pela SGS-Thomson. A pinagem deste chip é mostrado na figura 4.2⁸

O L298N é um chip tipo "dual full-bridge driver" que opera sob o princípio de modulação por largura de pulso "PWM". Internamente está formado por uma dupla ponte de 4 transistores os quais são chaveados mediante uma lógica, permitindo assim a condução e o sentido da corrente fornecida ao motor. O diagrama interno do "driver" L298N é mostrado na figura 4.3.

Sendo que o sinal de saída da porta PWM é do tipo TTL (0-5 volts), o L298N amplifica a tensão até o nível da tensão de alimentação do motor.

O L298N chavea uma fonte de tensão contínua segundo a largura do pulso e polaridade (sentido de giro do motor) gerados pela "porta PWM" do HCTL-1100. Desta maneira, se consegue regular a tensão de alimentação do motor de 0 até 100% da tensão fornecida pela fonte cc. A tensão máxima de alimentação não deve ultrapassar de 46 volts e a corrente máxima conduzida é de 4 amperes, quando adotada uma configuração em paralelo das duas pontes.

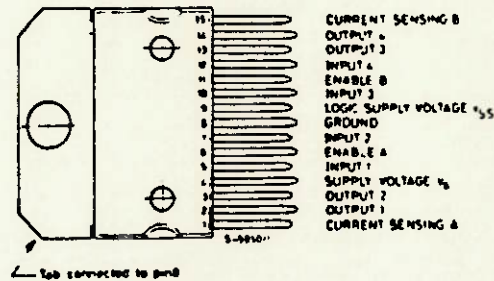


Figura 4.2 Pinagem do L298N

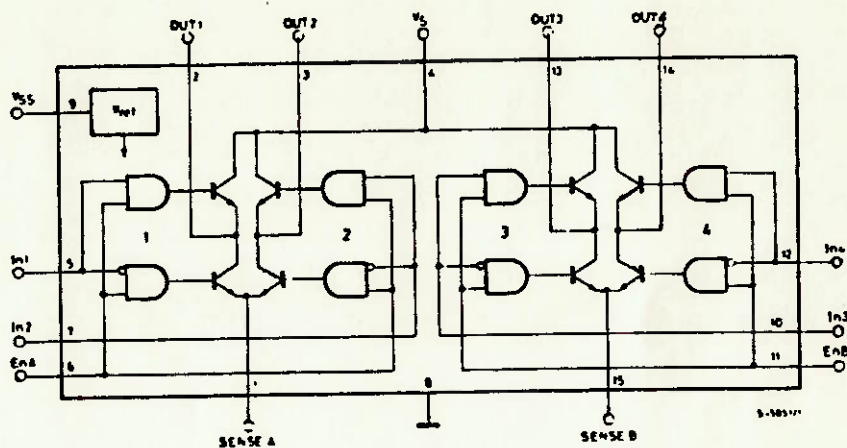


Figura 4.3 Diagrama interno do L298N

4.2.4. MOTOR CC

O motor cc. usado é do tipo ímã permanente. Este tipo de motores são autoexcitados e devido às características do campo magnético garantem linearidade entre torque e corrente de armadura. A seguir são apresentados os passos seguidos na escolha do motor de acionamento da mesa. As características da mesa de posicionamento são apresentadas na tabela 4.1.

Tabela 4.1 Características da mesa de posicionamento

massa da mesa	:	40 kg
massa dos componentes adicionais	:	30 kg
fuso de esferas recirculantes:		
Modelo NSK W1602A-3P-C5Z16 ⁹		
diâmetro nominal (d_p)	:	16 mm
passo (p)	:	2 mm
comprimento total	:	371 mm
comprimento útil	:	280 mm
precarga da porca	:	0,5 kg cm
guia de esferas:		
Modelo NSK LY25 ⁹		
precarga média (F_{pc})	:	85 kg
coeficiente de atrito (μ_g)	:	0,01

O acoplamento do motor na mesa é direto para evitar folgas. A grande vantagem de usar guias de esferas é que o coeficiente de atrito é muito menor que nas guias convencionais.

A figuras C1 do anexo C mostra um fuso de esferas recirculantes com porca. Nas figuras C2 e C3 é mostrada uma guia de esferas similar à usada neste projeto.

CÁLCULO DA POTÊNCIA DO MOTOR

-massa total movimentada (m_t):

$$m_t = 70 \text{ kg} \quad (4.1)$$

-Torque de atrito nas guias (M_{RG}):

A força de atrito nas guias (F_R) por efeito do peso e da precarga é dada por:

$$F_R = \mu_g (m_t g + F_{pc} \times 4) \quad (4.2)$$

$$= 0,01 (70 \times 9,8 + 85 \times 9,8 \times 4)$$

$$= 40,18 \text{ N} \quad (4.3)$$

O torque de atrito é dado por:

$$M_{RG} = \frac{F_R p}{2 \pi \eta_{pp}} \quad (4.4)$$

onde η_{pp} : eficiência da transmissão porca-parafuso

$$\eta_{pp} = (1 + 0,02 d_p / p)^{-1} \quad (4.5)$$

$$= 0,862 \quad (4.6)$$

Por tanto, substituindo (4.6) em (4.4):

$$M_{RG} = 0,015 \text{ Nm} \quad (4.7)$$

-Torque de atrito devido à precarga dos rolamentos (M_{RR}):

Os rolamentos do fuso de esferas recirculantes são do tipo NSK-72018 precarregados a 20 kg. Segundo catálogo do fabricante temos:

$$M_{RR} = 1 \text{ kg mm} = 0,0098 \text{ Nm} \quad (4.8)$$

-Torque de carga (M_L):

Sendo que a mesa somente posiciona e não existem forças de usinagem temos:

$$M_L = 0 \quad (4.9)$$

-Torque Total (M_T):

$$M_T = M_{RG} + M_{RR} + M_L \quad (4.10)$$

Substituindo (4.7), (4.8) e (4.9) em (4.10):

$$M_T = 0,0248 \text{ Nm} \quad (4.11)$$

O motor além de satisfazer a necessidade de torque estático deve ter o suficiente torque para poder acelerar dentro da faixa de velocidades de trabalho.

Considerando que nosso amplificador de tensão baseado no "driver" L298N não permite usar uma tensão de alimentação acima de 46 volts e a corrente máxima conduzida é de 4 amperes, foi necessário solicitar um motor de fabricação especial, já que os motores disponíveis no mercado não atendem as nossas necessidades. As características do motor encomendado são mostradas na tabela 4.2.

Tabela 4.2 Características construtivas do motor

DADOS DE PLACA

Marca "Lavill" tipo MIAF-40/S	
Tensão de armadura	: 40 volts
Velocidade nominal	: 1500 rpm
Torque nominal	: 0,26 Nm
Corrente nominal	: 1,4 A

DADOS DE PROJETO

Resistência de armadura (75°C)	: 4,8 Ω
Indutância de armadura	: 21,7 mH
Constante de tempo elétrica	: 4,5 ms
Corrente de rotor bloqueado	: 7,9 A
Corrente máxima admissível	: 3,75 A
Velocidade em vazio (linear)	: 1680 rpm
Corrente em vazio	: 0,28 A
Constante de torque	: 0,190 Nm/A

4.2 5. ENCODER

O encoder incremental usado marca "HEIDENHAIN" modelo ROD 428B possui 9000 linhas, o que dá uma resolução de 2,4 minutos de arco. O encoder gera dois sinais quadrados defasados 90° elétricos, mais um sinal "Index" gerado a cada volta. A figura 4.4 mostra estes sinais. Um desenho esquemático do encoder é apresentado na figura C4 do anexo C.

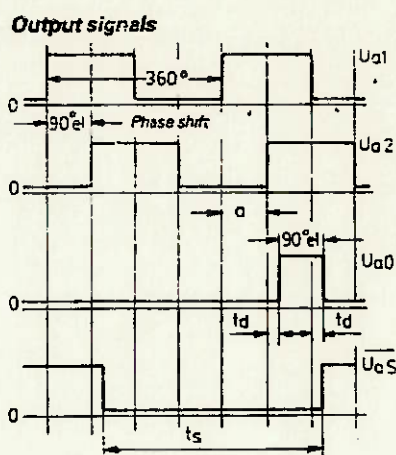


Figura 4.4 Sinais do encoder

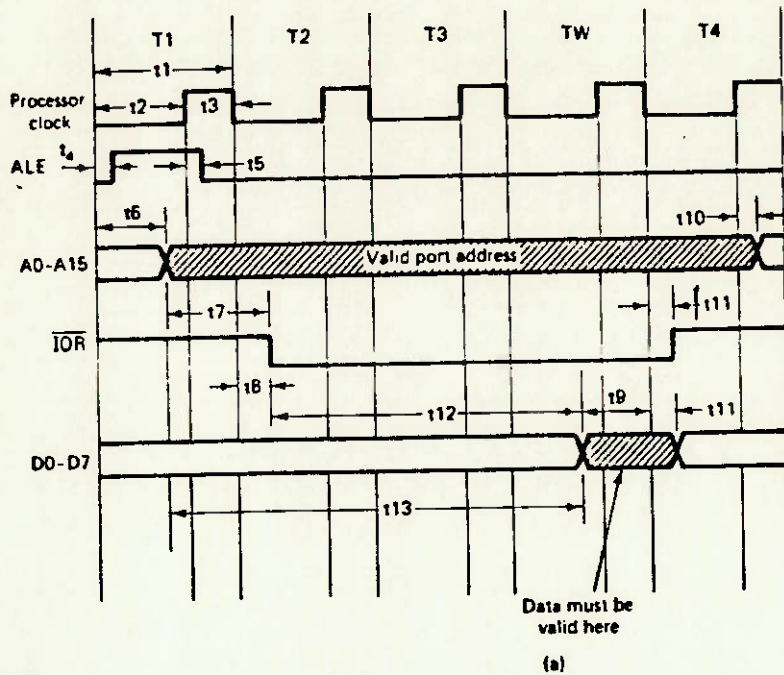
4.3. PROJETO DA PLACA DE INTERFACE

O projeto da placa de interface deve levar em conta as características de temporização dos sinais de controle do microcontrolador a fim de serem compatíveis com os sinais de comunicação do microcomputador usado.

A figura 4.5 mostra o ciclo de leitura e gravação do "PC-bus" o qual deve gerar os sinais de controle para leitura e gravação compatíveis com o diagrama de temporização do microcontrolador, mostrado na figura 4.6.¹⁰

Sendo que o HCTL-1100 possui 64 registradores internos (Ver tabela 2.1) é importante verificar antes de escolher o microcomputador, a existência de 64 endereços para portas de

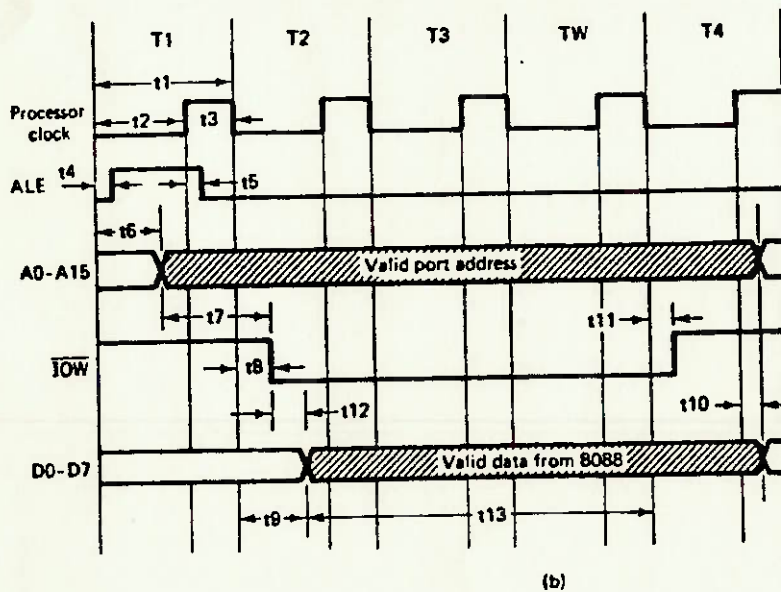
entrada/saída "I/O" consecutivos. A disponibilidade de tais endereços pode ser encontrada na literatura sobre hardware de microcomputadores IBM PC-XT, embora se verificou que tal disponibilidade varia segundo o fabricante. No nosso caso foi solicitado o mapa de endereços para portas I/O ao fabricante (Monydata), verificando-se disponíveis para nosso projeto os endereços a partir do 380H.



a) Leitura

Symbol	Max	Min
t1	-	209.5
t2	-	124.5
t3	-	71.8
t4	15	-
t5	15	-
t6	128	16
t7	-	91.5
t8	35	10
t9	-	42
t10	35	10
t11	-	10
t12	-	551.5
t13	-	668

*All times are in nanoseconds



b) Gravação

Symbol	Max	Min
t1	-	209.5
t2	-	124.5
t3	-	71.8
t4	15	-
t5	15	-
t6	128	16
t7	-	91.5
t8	35	10
t9	122	14
t10	-	10
t11	35	10
t12	112	-
t13	-	506.5

*All times are in nanoseconds

Figura 4.5 Ciclo de leitura e gravação do "PC-bus"

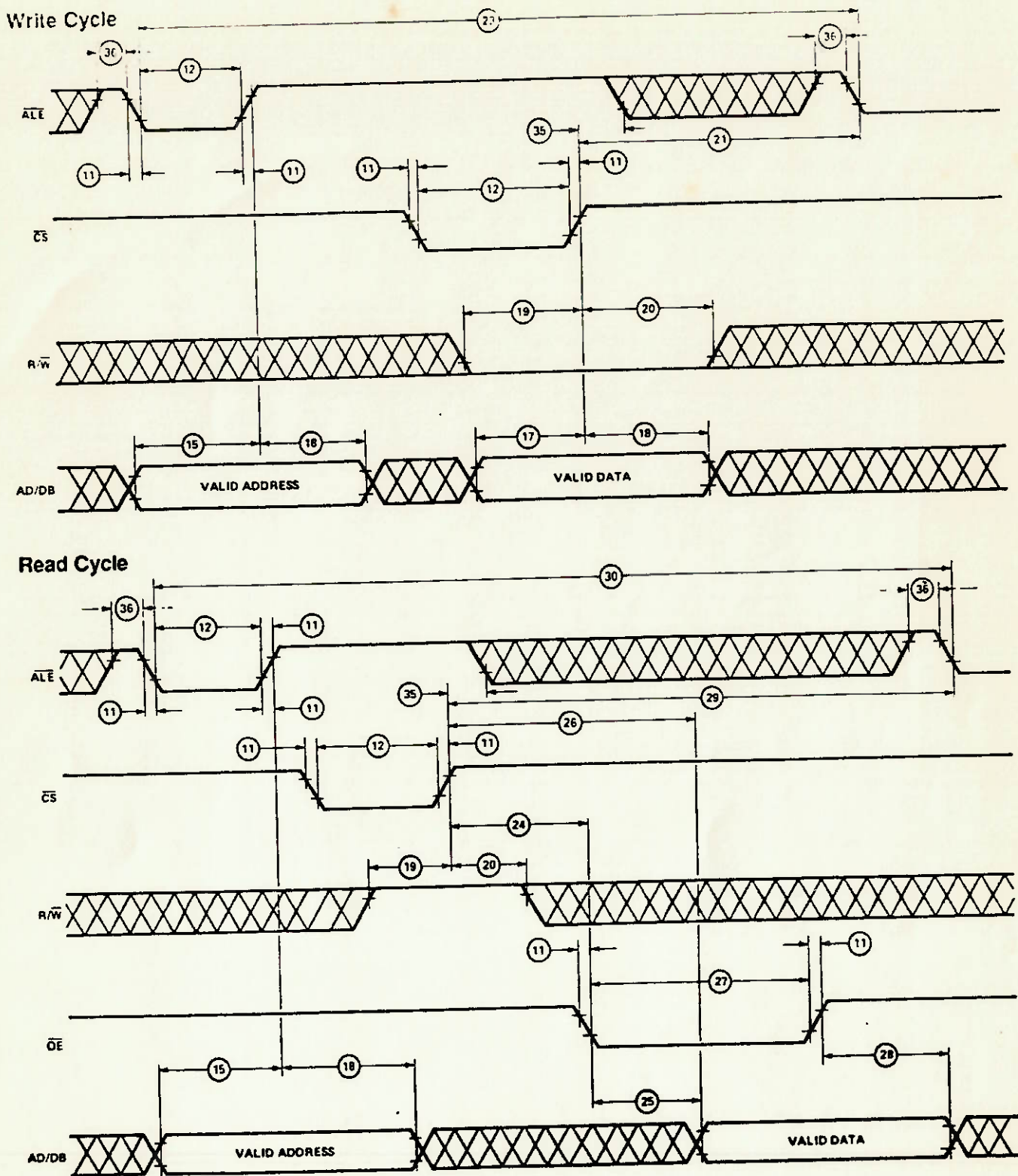


Figura 4.6 Ciclo de leitura e gravação do HCTL-1100

A comunicação com o PC é do tipo assíncrona, portanto o "clock" do PC e do HCTL-1100 são independentes. Foi projetado um sistema para gerar 2MHz, frequência máxima de operação do microcontrolador, (embora possa trabalhar a uma frequência menor, com perda da velocidade de processamento) a fim de poder trabalhar com tempos de amostragens mais rápidos.

O HCTL-1100 dispõe de um barramento multiplexado de 8 bits para dados e 6 bits para endereços (para acessar os 64 registradores internos), sendo que o PC possui barramento de dados e de endereços independentes, foi necessário fazer uma lógica para multiplexar as linhas de dados e de endereços na entrada do microcontrolador, para o qual foram usados "buffers" bidirecionais tipo 74LS245 acionados pelos sinais de controle de leitura e gravação. A configuração final da placa de interface é mostrada na figura 4.7.

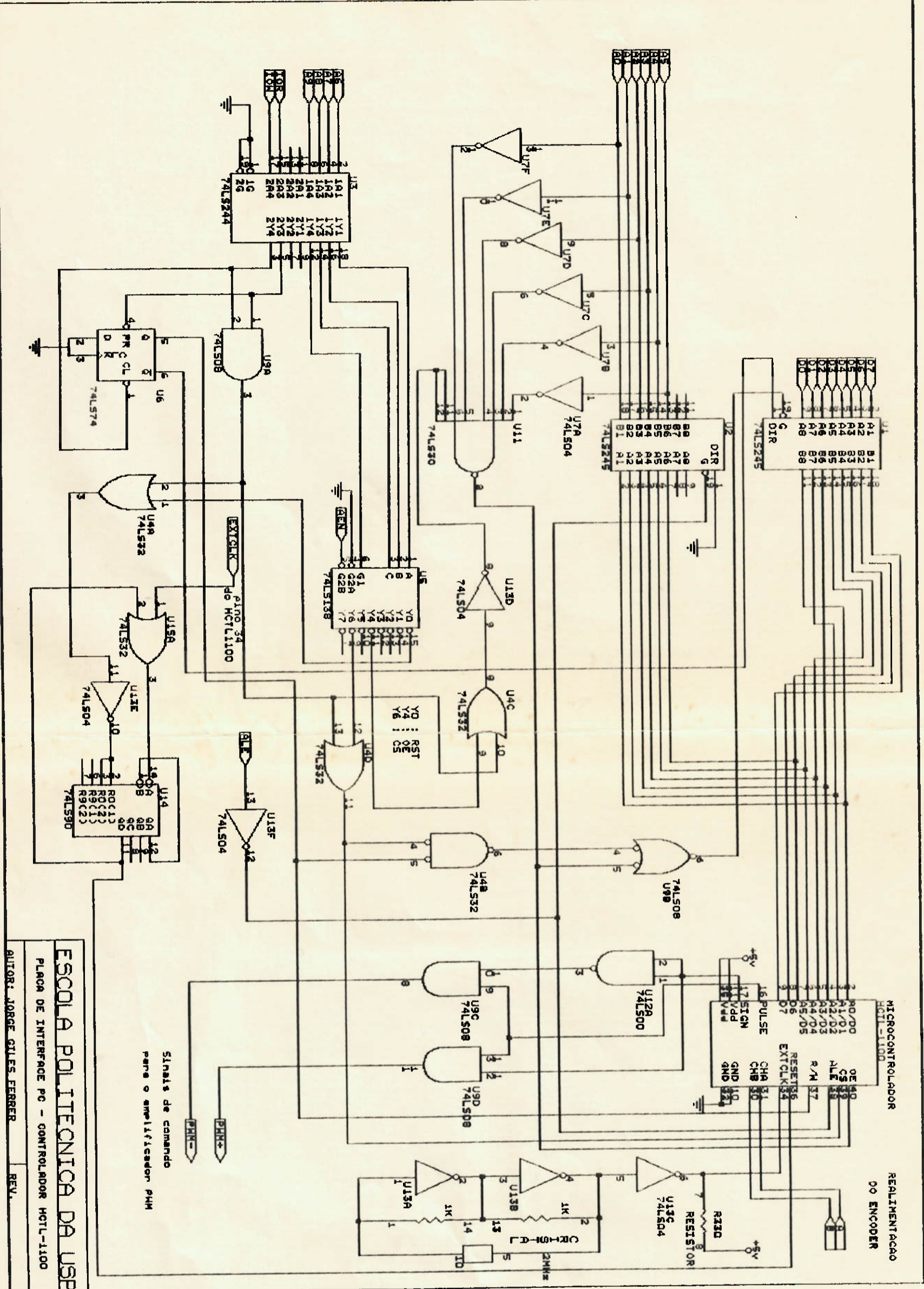
4.3.1. CICLO DE GRAVAÇÃO DE DADOS

Foi adotado o seguinte mapeamento de endereços para o interfaceamento do PC com o HCTL-1100:

SINAL	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0
\overline{CS}	1	1	1	0	x	x	x	x	x	x
\overline{OE}	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
\overline{RST}	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Em notação hexadecimal temos:

\overline{CS} : 380H
 \overline{OE} : 300H
 \overline{RST} : 200H



ESCOLA POLITECNICA DA USP
 PLACA DE INTERFACE PC - CONTROLADOR HCTL-1100

AUTOR: JORGE GILES FERRER

REV.

Sinais de comando
 para o amplificador PWM

Figura 4.7 Configuração final da placa de interface PC - HCTL-1100

Os bits de endereços "x" compreendidos entre A0 e A5, são usados para acessar os registradores internos do HCTL-1100, mostrados na tabela 2.1. O ciclo de gravação no HCTL-1100 começa com o ativamento do sinal \overline{ALE} (sinal ativado em nível baixo), o qual é gerado quando o endereço do CS é enviado pelo micro via PC-bus.

O endereço é gravado no HCTL-1100 quando o PC envia um sinal IOW desativando assim o ALE. O sinal IOW ativa o sinal W do HCTL-1100 através do flip-flop 74LS74, o sinal IOW do PC ativa também o decodificador 74LS138 gerando assim o sinal CS no HCTL-1100. O sinal Q do 74LS74 ativa o "transceiver" 74LS245 permitindo o ingresso de dados ao HCTL-1100, os quais são registrados quando é desativado o sinal CS pelo micro (no momento de desativamento do sinal IOW).

4.3 2. CICLO DE LEITURA DE DADOS

O ciclo de leitura se inicia com o ativamento do sinal \overline{ALE} , indicando que um endereço está sendo enviado ao HCTL-1100, o endereço é registrado no momento do desativamento do \overline{ALE} . Do mesmo modo que no ciclo de gravação, o sinal \overline{CS} é gerado só que a partir do sinal \overline{IOR} . O sinal \overline{CS} transfere o dado desde o registrador interno até um registrador de saída, mas o dado só é transferido ao PC-bus quando é gerado o sinal \overline{OE} pelo HCTL-1100.

Como pode observar-se na tabela 4.3, é preciso um tempo de espera de 1700 ns entre o desativamento do \overline{CS} e o ativamento do \overline{OE} (devido à transferência interna de dados no HCTL-1100). São necessários dois ciclos de leitura do "PC-bus" para completar a leitura de dados do HCTL-1100. O segundo ciclo de leitura é gerado ativando o sinal OE mediante o endereço 300H.

Uma característica limitante do HCTL-1100 em relação a outros microcontroladores dedicados é justamente o tempo mínimo requerido para fazer uma leitura de um registrador. Considerando que existem dados armazenados em três registradores (como o registrador de

posição por exemplo), o tempo de aquisição de sinais via microcomputador é bastante lento, embora o sistema de controle não é prejudicado por esse motivo.

Tabela 4.3 Temporização do HCTL-1100

$V_{DD} = 5 V \pm 5\%$; $T_A = -20^\circ C$ to $+85^\circ C$; Units = nsec

ID #	Signal	Symbol	Clock Frequency				Formula*	
			2 MHz		1 MHz		Min.	Max.
			Min.	Max.	Min.	Max.		
1	Clock Period (clk)	t_{CPER}	500		1000			
2	Pulse Width, Clock High	t_{CPWH}	230		300			
3	Pulse Width, Clock Low	t_{CPWL}	200		200		200	
4	Clock Rise and Fall Time	t_{CR}		50		50		50
5	Input Pulse Width \overline{Reset}	t_{IRST}	2500		5000		5 clk	
6	Input Pulse Width \overline{Stop} , Limit	t_{IP}	600		1100		1 clk + 100 ns	
7	Input Pulse Width \overline{Index} , Index	t_{IX}	1600		3100		3 clk + 100 ns	
8	Input Pulse Width CHA, CHB	t_{IAB}	1600		3100		3 clk + 100 ns	
9	Delay CHA to CHB Transition	t_{AB}	600		1100		1 clk + 100 ns	
10	Input Rise/Fall Time CHA, CHB, Index	t_{IABR}		450		900		900 (clk < 1 MHz)
11	Input Rise/Fall Time \overline{Reset} , ALE, CS, OE, \overline{Stop} , Limit	t_{IR}		50		50		50
12	Input Pulse Width ALE, CS	t_{IPW}	80		80		80	
13	Delay Time, ALE Fall to CS Fall	t_{AC}	50		50		50	
14	Delay Time, ALE Rise to CS Rise	t_{CA}	50		50		50	
15	Address Setup Time Before ALE Rise	t_{ASR1}	20		20		20	
16	Address Setup Time Before CS Fall	t_{ASR}	20		20		20	
17	Write Data Setup Time Before CS Rise	t_{DSR}	20		20		20	
18	Address/Data Hold Time	t_H	20		20		20	
19	Setup Time, R/W Before CS Rise	t_{WCS}	20		20		20	
20	Hold Time, R/W After CS Rise	t_{WH}	20		20		20	
21	Delay Time, Write Cycle, CS Rise to ALE Fall	t_{CSAL}	1700		3400		3.4 clk	
22	Delay Time, Read/Write, CS Rise to CS Fall	t_{CSCS}	1500		3000		3 clk	
23	Write Cycle, ALE Fall to ALE Fall For Next Write	t_{WC}	1830		3530		3.7 clk	

Tabela 4.3 Temporização do HCTL-1100 (Cont.)

AC Electrical Characteristics, continued

ID #	Signal	Symbol	Clock Frequency				Formula*	
			2 MHz		1 MHz		Min.	Max.
			Min.	Max.	Min.	Max.		
24	Delay Time, \overline{CS} Rise to \overline{OE} Fall	t_{CSOE}	1700		3200		3 clk + 200 ns	
25	Delay Time, \overline{OE} Fall to Data Bus Valid	$t_{OE DB}$	100		100		100	
26	Delay Time, \overline{CS} Rise to Data Bus Valid	t_{CSDB}	1800		3300		3 clk + 300 ns	
27	Input Pulse Width \overline{OE}	t_{IPWOE}	100		100		100	
28	Hold Time, Data Held After \overline{OE} Rise	t_{DOEH}	20		20		20	
29	Delay Time, Read Cycle, \overline{CS} Rise to \overline{ALE} Fall	t_{CSALR}	1820		3320		3 clk + 320 ns	
30	Read Cycle, \overline{ALE} Fall to \overline{ALE} Fall For Next Read	t_{RC}	1950		3450		3 clk + 450 ns	
31	Output Pulse Width, PROF, INIT, Pulse, Sign, PHA-PHD, MC Port	t_{OF}	500		1000		1 clk	
32	Output Rise/Fall Time, PROF, INIT, Pulse, Sign, PHA-PHD, MC Port	t_{OR}	20	150	20	150	20	150
33	Delay Time, Clock Rise to Output Rise	t_{EP}	20	300	20	300	20	300
34	Delay Time, \overline{CS} Rising to MC Port Valid	t_{CSMC}		1600		3200		3.2 clk
35	Hold Time, \overline{ALE} High After \overline{CS} Rise	t_{ALH}	100		100		100	
36	Pulse Width, \overline{ALE} High	t_{ALPWH}	100		100		100	
37	Pulse Width, \overline{SYNC} Low	t_{SYNC}	9000		18000		18 clk	

*General formula for determining AC characteristics for other clock frequencies (clk), between 100 kHz and 2 MHz.

4.3 3 PROGRAMA DE CONTROLE "CMOTOR.PAS"

Para a comunicação da placa de interface com o usuário foi desenvolvido um programa de controle na linguagem "PASCAL". O programa chamado "CMOTOR.PAS" é auto explicativo e de fácil utilização. Primeiramente, o usuário programa os parâmetros do compensador e o período de amostragem desejado. A seguir apresenta os dois modos de operação disponíveis no controle da posição e solicita ao usuário os dados necessários para a alternativa escolhida.

Uma vez programados todos os dados necessários, o usuário inicia o movimento e uma vez realizado o percurso, o programa indica a posição angular do motor (pulsos) e permite o reinício ou a escolha de outro modo de operação.

O programa tem um procedimento chamado "aquisição" que possibilita a coleta de dados de posição a uma velocidade regulável pelo usuário mediante instruções de retardo, e grava um arquivo de pontos que podem ser graficados usando o programa "Matlab"¹². A listagem do programa é apresentada no anexo A.

4.4 IMPLEMENTAÇÃO DO HARDWARE DO SISTEMA

4.4.1. IMPLEMENTAÇÃO DA PLACA DE INTERFACE

Com o objetivo de facilitar possíveis alterações no ajuste final da temporização, e possibilitar a expansão da mesma quando for usado outro microcontrolador, foi adotada a construção em "wire wrap".

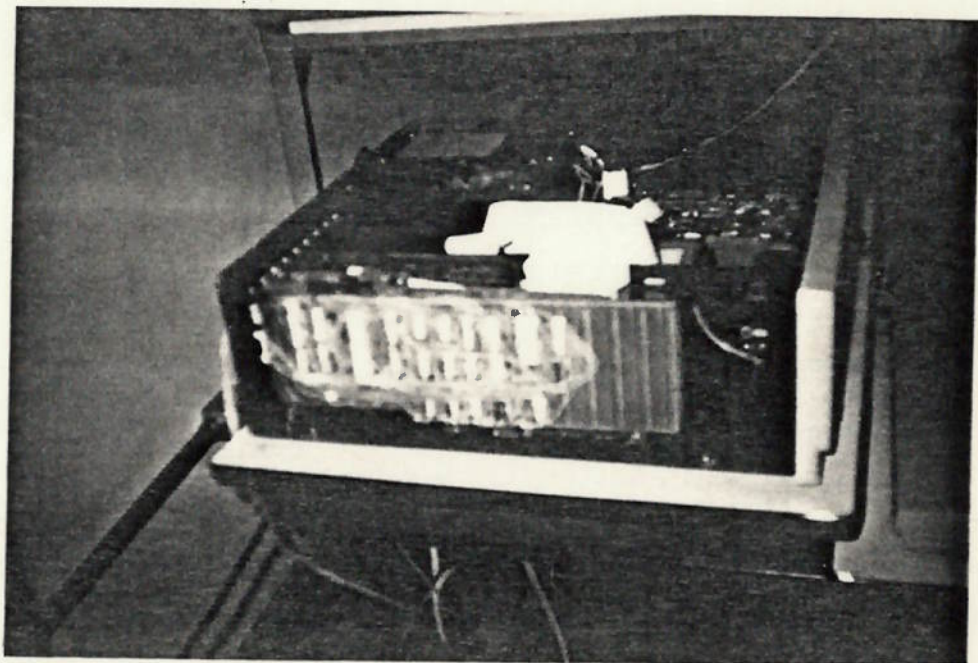
Para o ajuste da temporização foram gerados os sinais de controle a partir de programas usando a linguagem PASCAL. Dessa maneira, os sinais \overline{ALE} , \overline{CS} , \overline{OE} e R/\overline{W} foram observados e medidos mediante um osciloscópio digital de dois canais, o qual permite controlar a sincronização dos sinais medidos.

Os sinais gerados pelo HCTL-1100 uma vez em operação, são dois: PULSE e SIGN, os quais, como vimos anteriormente são sinais de controle para o amplificador PWM (externo ao PC). Estes sinais, somados aos sinais +5volts e terra (GND) são transmitidos através de cabo tipo "flat cable" para fora do PC. Como a distância ao amplificador é inferior a 2 metros, não foi observada diminuição na qualidade dos sinais transmitidos.

Os sinais realimentados na placa a partir do encoder são dois: CHA e CHB. Embora o HCTL-1100 não aceite o sinal INDEX do encoder, este pode ser usado mediante uma lógica adicional na placa para gerar a referência ou zero da posição absoluta. Estes sinais gerados pelo encoder são transmitidos para a placa de interface mediante um segundo "flat cable", já que se observou interferência com os sinais para o amplificador PWM, quando usado um único cabo. Mesmo usando cabos independentes foi necessário implementar uma lógica na placa de interface, para eliminar o ruído dos sinais do encoder. O ruído, ainda que em amplitude pequena, não permite uma boa detecção do sinal pelo contador de pulsos de posição do HCTL-1100. A lógica usada consiste em comparar o sinais CHA e \overline{CHA} para eliminar o ruído. Da mesma forma se procede com o CHB e \overline{CHB} . A fotografia 4.1 mostra a placa de interface. A instalação no computador é mostrada na fotografia 4.2.



Fotografia 4.1 Placa de interface PC - HCTL-1100



Fotografia 4.2 Placa instalada no microcomputador

4.4 2. AMPLIFICADOR PWM

Como o L-298N está formado por uma dupla ponte de 4 transistores cada uma tipo "full bridge" que operam de forma independente cada uma, foi adotada uma configuração em paralelo das pontes com objetivo de aumentar a corrente máxima que pode ser conduzida através do chip de 2 A para 4 A. A tensão máxima da fonte de alimentação é de 46 volts, segundo catálogo.

Inicialmente foi projetada uma placa com os componentes adicionais recomendados pelo fabricante: Um capacitor de 100 nF foi instalado na entrada da tensão de alimentação da fonte (pino 4) e outro na entrada da tensão para a lógica (+5volts) (pino 9). Sendo o motor uma carga de tipo indutiva, foi instalada uma ponte de diodos rápidos, como se mostra na figura 4.8.

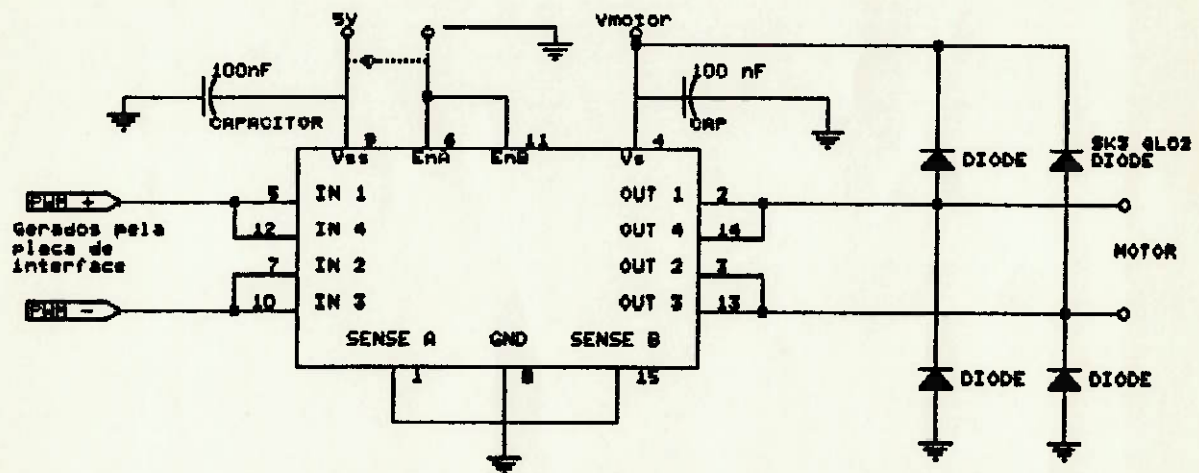


Figura 4.8 Disposição do amplificador com driver L298N

Nos ensaios feitos com o motor ainda sem carga, foi observado que o "driver" era danificado permanentemente quando o motor sob controle do HCTL-1100 invertia o sentido de giro. Esta falha podia ser devido a dois motivos:

- 1) Sobrecarga de tensão nos transistores do "driver"
- 2) Sobrecarga de corrente nos transistores do "driver"

A sobrecarga de tensão nos transistores pode ocorrer considerando que quando o motor inverte o sentido de giro a força contra-eletromotriz é adicionada à tensão alimentada pela fonte. Deve considerar-se que por recomendação do fabricante a tensão não deve ultrapassar de 46 volts.

A sobrecarga por corrente pode ser provocada pelo efeito da inércia do sistema, considerando que a disposição adotada da dupla ponte em paralelo permite conduzir até 4 A de corrente, seria pouco provável ultrapassar este limite pois o motor consome 0,24A em vazio, além da fonte possuir limitação de corrente regulada para os ensaios em 3 A. Este tipo de falha por sobrecarga de corrente se manifesta por um aquecimento excessivo do "driver" (ainda com dissipador de calor instalado).

As falhas apresentadas indicaram dano por sobrecarga de tensão, já que não foi observado um sobreaquecimento e a corrente monitorada não ultrapassou os limites especificados. É importante ter em conta que os transistores falham instantaneamente ante uma sobrecarga de tensão, sem manifestar aquecimento, diferente da falha por sobrecarga de corrente.

Para solucionar este problema foi projetada uma segunda placa com sistema de proteção contra sobrecarga de tensão, como se mostra na figura 4.9.

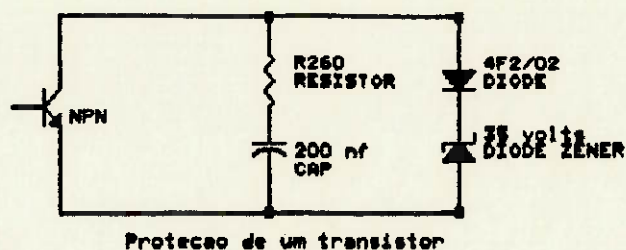
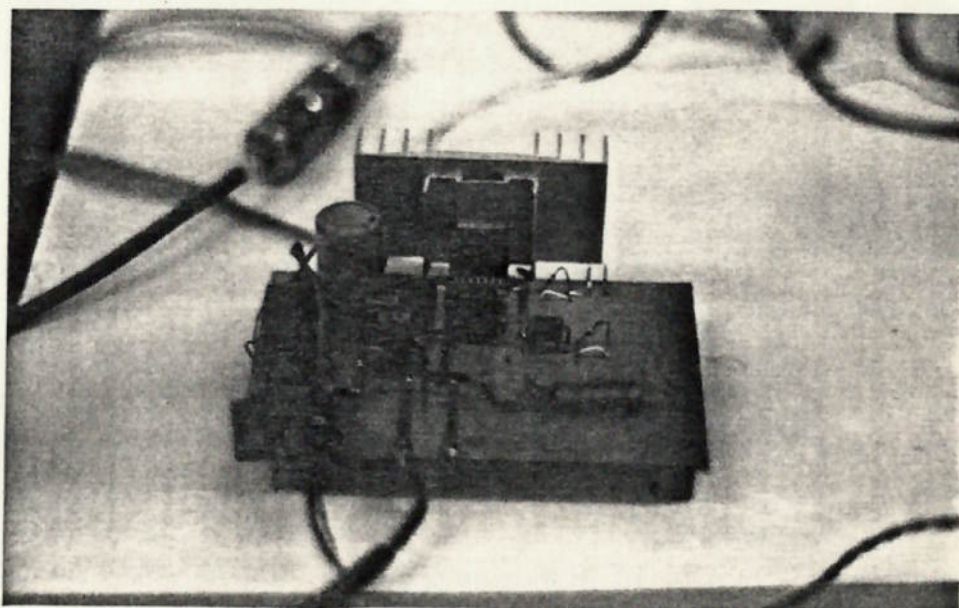


Figura 4.9 Esquema do sistema de Proteção do amplificador

Foi adotado um sistema RC em paralelo com cada transistor. A resistência limita a corrente que circula quando o transistor fecha o circuito, descarregando o capacitor. Assim mesmo, foi instalado um diodo rápido (velocidade de resposta em 4 ns) em oposto a um diodo zener de 35 volts de tal forma que permita a condução da corrente quando a tensão sobre o transistor ultrapassar os 35 volts. Foi adotada esta tensão como margem de segurança para o "driver".

Foi instalado adicionalmente um capacitor de 1000 μf na entrada de tensão proveniente da fonte, para manter a tensão constante no transiente do motor. O sistema de proteção adotado mostrou-se eficiente e não se apresentaram problemas de falha no "driver" mesmo nos ensaios com carga. A fotografia 4.3 mostra o amplificador PWM com o sistema de proteção.



Fotografia 4.3 Amplificador com o sistema de proteção

4.5 MONTAGEM DO CONJUNTO

As fotografias 4.4 e 4.5 mostram uma vista do conjunto usado neste trabalho. Para o acoplamento do motor ao fuso de esferas foi utilizado um acoplamento do tipo sanfona, o qual permite certo grau de desalinhamento entre eixos.. O eixo do motor se prolonga pelo lado posterior para permitir o acoplamento do encoder. A "flange" que fixa o encoder à carcaça do motor foi feita em "Nylon" para diminuir o efeito da vibração do motor sobre o encoder. A fotografia 4.6 mostra o acoplamento da mesa, motor e encoder.



Fotografia 4.4 Vista do conjunto

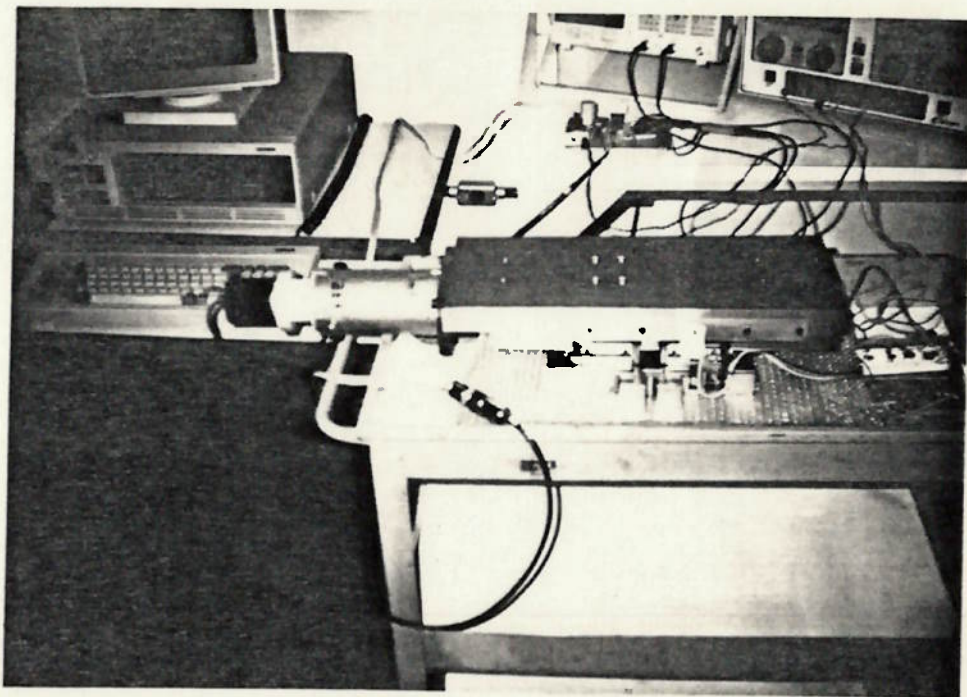
microcomputador

fonte de tensão

osciloscópio



Figura 4.5 Vista do dispositivo e instrumentação



Fotografia 4.6 Vista da mesa e acionamento

CAPÍTULO 5

PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE DE POSIÇÃO

5.1 INTRODUÇÃO

O conceito "controlar automaticamente" pode ser definido com base na norma DIN 19226: "Controlar automaticamente, significa influenciar uma grandeza física de tal maneira que ela coincida com um valor dado de modo tão preciso quanto possível. Para variações do valor de comando deve ser assumido um novo valor, para perturbações, deve ser mantido o valor original da grandeza física a ser controlada, mediante uma ação tão rápida, tão precisa e tão isenta de oscilações, quanto possível utilizando-se o valor do erro de controle; portanto, a diferença entre o valor desejado e o valor real, para influenciar a grandeza física".¹³

Ao projetar um sistema de controle devemos poder prever o comportamento dinâmico do sistema, a partir do conhecimento dos componentes. A característica mais importante do comportamento dinâmico de um sistema de controle é a estabilidade absoluta, isto é, se o sistema é estável ou instável.

O fato de um sistema linear ser estável é uma propriedade do sistema em si e não depende da entrada do sistema. Os pólos da entrada ou referência não afetam a estabilidade absoluta do sistema, mas contribuem somente para os termos de resposta estacionária na solução. Portanto, o problema de estabilidade absoluta pode ser resolvido mapeando os pólos da malha fechada no semiplano esquerdo do plano "s", ou dentro do círculo unitário no plano "z", dependendo se o projeto do sistema é feito no tempo contínuo ou discreto respectivamente.

Embora que os pólos da malha fechada indiquem estabilidade absoluta, isto não garante características satisfatórias para a resposta transitória. O desempenho transitório do sistema de

controle em malha fechada é um indicador da estabilidade relativa do sistema e está diretamente relacionado com a configuração de pólos e zeros da malha fechada.

Outra característica que deve ser levada em consideração quando se projeta um sistema de controle é o erro em regime permanente. Dado que um sistema físico envolve armazenamento de energia, a saída do sistema, quando sujeito a uma entrada, não pode seguir a entrada imediatamente mas exibe uma resposta transitória antes que o regime permanente possa ser alcançado. Se a saída do sistema em regime permanente não concorda exatamente com a entrada, diz-se que o sistema apresenta erro estacionário ou de regime permanente. Este erro indica a precisão do sistema.

O sistema de controle deve ser projetado para desempenhar uma tarefa específica. Os requisitos impostos ao sistema de controle são designados como especificações de desempenho. Geralmente são relativos à precisão, estabilidade relativa e velocidade de resposta. As especificações de desempenho não devem ser mais restritivas do que o necessário para desempenhar a função específica. Se a precisão em regime permanente for a principal exigência, então não devem ser exigidas especificações de desempenho desnecessariamente rígidas em relação à resposta transitória.

O projeto do sistema de controle pode ser realizado no tempo contínuo ou no tempo discreto. As características dos componentes do sistema assim como a frequência de amostragem de trabalho devem ser analisadas para que se possa escolher a melhor alternativa.

5.2 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE NO TEMPO CONTÍNUO

Mesmo quando os componentes do sistema de controle incluem elementos discretos, o projeto do sistema de controle pode ser realizado no tempo contínuo. Nesse caso, podem ser usados dois métodos no projeto do sistema: o método de resposta em frequência e

o método do lugar das raízes. Ambas técnicas podem ser encontradas detalhadamente na literatura.¹⁴

No nosso projeto, se adotarmos o projeto do sistema no tempo contínuo, é necessário primeiramente transformar a função de transferência do compensador digital do domínio "z" para o domínio "s". Existem diversas técnicas de integração numérica que permitem fazer isto, dentro as quais se recomenda usar a aproximação de Tustin¹⁵. Assim mesmo, é recomendável usar estas técnicas de transformação somente quando a frequência de amostragem é alta, caso contrário, é melhor fazer o projeto no tempo discreto.

Uma vez obtida a função de transferência do sistema em malha aberta no domínio "s", devem ser calculados os parâmetros do compensador para satisfazer as especificações de projeto do nosso sistema. Se tais especificações se referem em termos de resposta do transiente se recomenda usar a técnica do lugar das raízes. Se são feitas em termos de "margem de ganho" e "margem de fase" se recomenda usar a técnica de resposta em frequência usando os "Diagramas de Bode".

"Hewlett Packard" recomenda usar o "Método de Combinação"¹⁶ no projeto do compensador digital. O método proposto não é outra coisa que a aplicação do método de resposta em frequência usando a técnica de mapeamento entre o plano "z" e o plano "s", como será visto a seguir.

5.2.1 PROJETO DO COMPENSADOR USANDO O "MÉTODO DE COMBINAÇÃO"

A função de transferência da malha aberta pode ser modificada mediante o compensador digital, a fim de melhorar a largura de banda e a estabilidade do sistema quando a malha é fechada. A estabilidade do sistema em malha fechada pode ser melhorada mediante o incremento da margem de fase do sistema, o que diminui o efeito de "overshoot" da posição. A largura de banda e a frequência de corte do sistema podem ser melhorados mediante o incremento do ganho do sistema.

Em sistemas com elevada margem de fase, a largura de banda do sistema em malha fechada pode ser aproximada à frequência de corte, e deve ser escolhida considerando que a frequência de amostragem seja maior que 10 vezes a largura de banda do sistema em malha fechada.

Escolhida a largura de banda do sistema e a margem de fase desejada, se calcula qual a fase que deve aportar o compensador (na frequência de corte escolhida) a fim de obter a margem de fase desejada. Este procedimento pode ser feito mediante ajuda de gráficos como se vê a seguir:

A função de transferência do compensador digital do HCTL-1100 pode ser expressada da seguinte forma :

$$G_c(z) = K \times G_z(z) \times G_p(z) \quad (5.1)$$

onde:

$$G_z(z) = (z - A) / z \quad (5.2)$$

$$G_p(z) = z / (z + B) \quad (5.3)$$

K : Ganho

A : Zero do compensador

B : Pólo do compensador

T : Tempo de amostragem do HCTL-1100

Tanto G_z quanto G_p contribuem ao avanço da fase do sistema. O ganho K pode ser usado para aumentar o ganho do sistema e compensar a redução de ganho por efeito do pólo e zero. O retardo por efeito da amostragem discreta é da ordem de meio período.

Para trabalhar no domínio da frequência é necessário transformar a função de transferência do compensador digital para o domínio contínuo. Sendo que o tempo de amostragem pode ser escolhido, a aproximação do domínio discreto para o contínuo é mais precisa quanto menor é o tempo de amostragem.

Fazendo $z = e^{st}$ e substituindo na equação (5.3) obtemos a expressão da amplitude e fase de G_p :

$$A_p(\omega T) = e^{j\omega T} / (e^{j\omega T} + B) \quad (5.4)$$

$$= [(B \cos \omega T + 1)^2 + (B \operatorname{sen} \omega T)^2]^{-1/2} \quad (5.5)$$

$$F_p(\omega T) = \arg [e^{j\omega T} / (e^{j\omega T} + B)] \quad (5.6)$$

$$= \arctan [(B \operatorname{sen} \omega T) / (B \cos \omega T + 1)] \quad (5.7)$$

Da mesma forma para G_z temos:

$$A_z(\omega T) = (e^{j\omega T} - A) / e^{j\omega T} \quad (5.8)$$

$$A_z(\omega T) = [(1 - A \cos \omega T)^2 + (A \operatorname{sen} \omega T)^2]^{-1/2} \quad (5.9)$$

$$F_z(\omega T) = \arg [(e^{j\omega T} - A) / e^{j\omega T}] \quad (5.10)$$

$$F_z(\omega T) = \arctan [A \operatorname{sen} \omega T / (1 - A \cos \omega T)] \quad (5.11)$$

Se define como frequência normalizada " w_N " o produto da frequência " w (rad/s)" pelo tempo de amostragem " T (s)" :

$$w_N = w T \quad (\text{rad}) \quad (5.12)$$

As equações de amplitude e fase podem ser plotadas em função da frequência normalizada, como se mostra nas figuras 5.1 a 5.4.

O procedimento para calcular os valores de K , A e B é o seguinte:

- 1) Escolher o período de amostragem a usar. Lembrar que quanto menor é este, a aproximação do compensador digital no domínio contínuo é melhor, assim como o comportamento do sistema (tempo de resposta) se aproxima mais do comportamento no tempo contínuo.

- 2) Em função do diagrama de bode do sistema em malha aberta sem compensador, achar a frequência de corte e definir a frequência de corte desejada para o sistema em malha fechada, assim como a margem de fase desejada. Para esse valor de frequência calcular a frequência de corte normalizada.
- 3) A partir do diagrama de bode, calcular a fase que deve aportar o compensador para obter um sistema com a margem de fase desejada
- 4) escolher um valor de B
- 5) Ler do gráfico da figura 5.2 o valor do avanço da fase correspondente a este termo (graus)
- 6) Ler o valor da amplitude (figura 5.1)
- 7) Calcular a fase que deve aportar o termo do zero, conhecida a fase aportada pelo termo do pólo
- 8) Ler o valor de A correspondente para essa fase (figura 5.4)
- 9) Ler o valor da amplitude (figura 5.3)
- 10) Conhecidos os valores de amplitude do sistema em malha aberta na frequência de corte desejada, o valor de A e B, pode ser encontrar o valor do ganho K
- 11) Para efeitos de gravar os valores de A, B e K no controlador, os valores de A e B devem ser multiplicados por 256, e o valor de K deve ser multiplicado por 4. Todos os valores têm que ser aproximados a números inteiros.

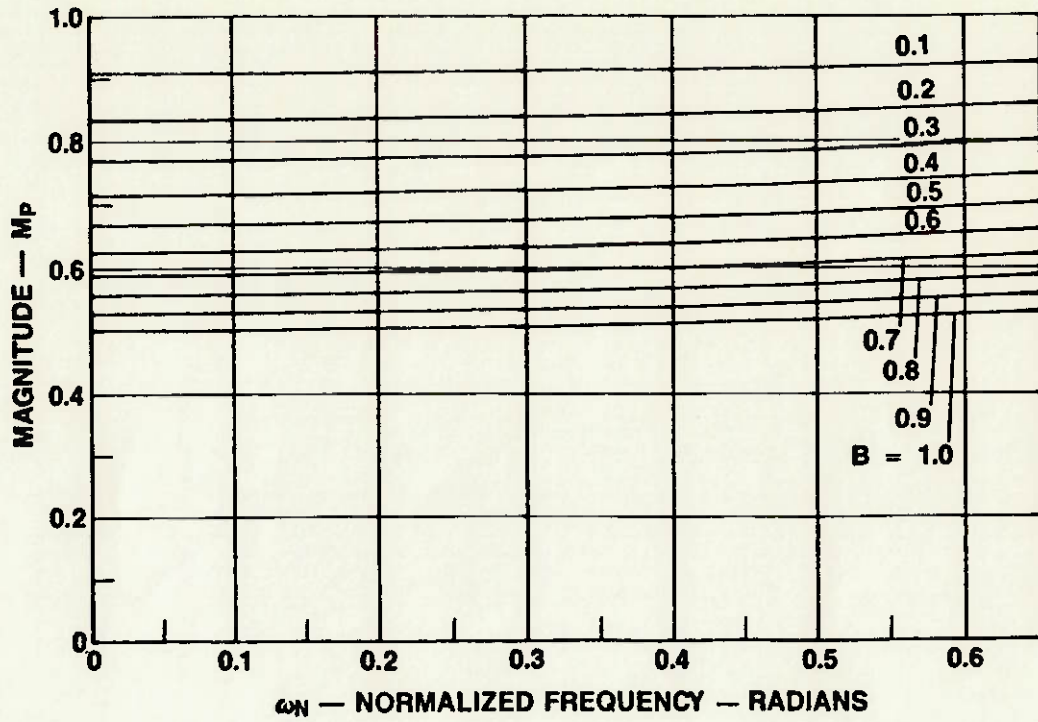


Figura 5.1 Amplitude vs. frequência normalizada do polo

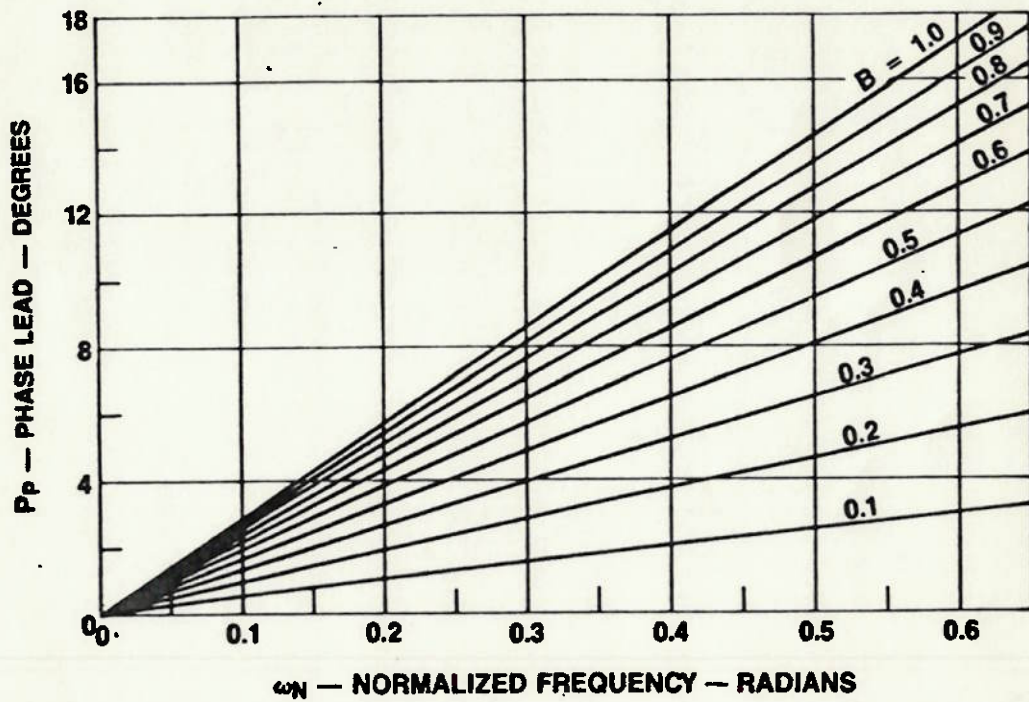


Figura 5.2 Fase vs. frequência normalizada do polo

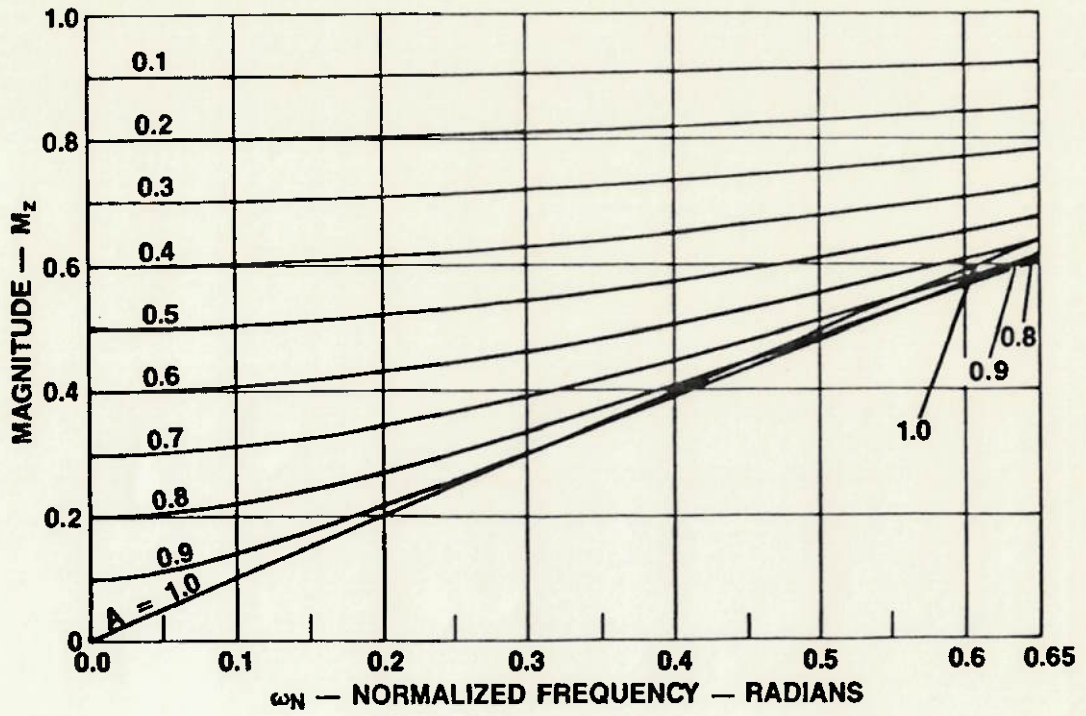


Figura 5.3 Amplitude vs. frequência normalizada do zero

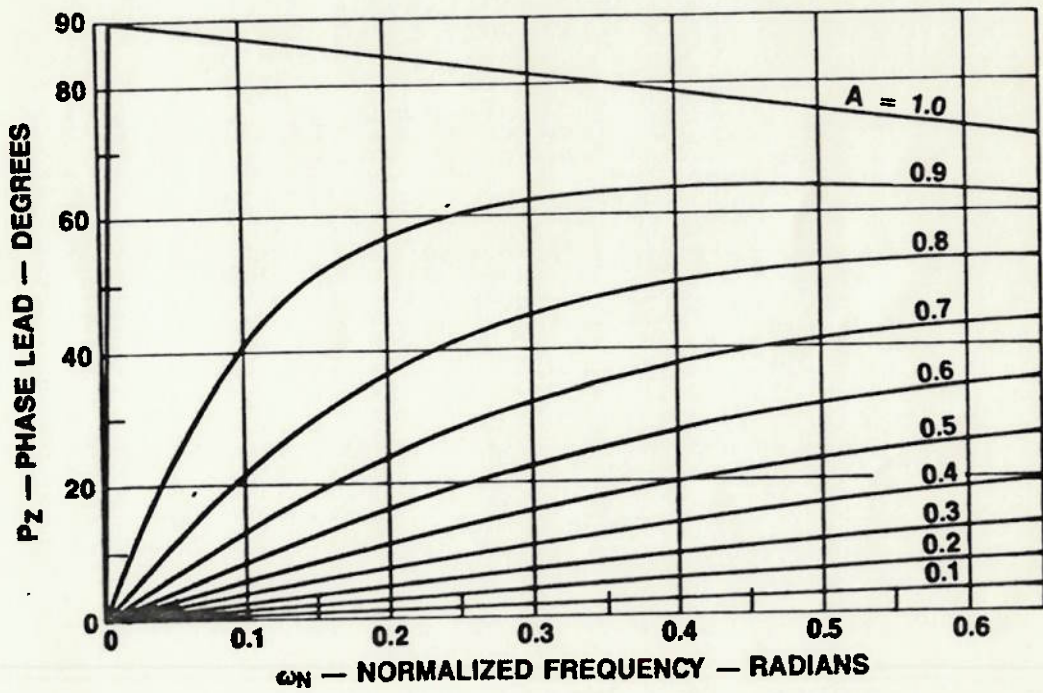


Figura 5.4 Fase vs. frequência normalizada do zero

5.3 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE NO TEMPO DISCRETO

As características dinâmicas do sistema de controle no tempo discreto dependem do período de amostragem "T" escolhido. Uma mudança no tempo de amostragem modifica as localizações dos pólos e zeros no plano "z" e provoca uma alteração nas características de resposta do sistema. Um período de amostragem grande tem efeitos indesejáveis na estabilidade do sistema. Uma regra prática é que o sistema seja amostrado de 8 a 10 vezes durante um período de oscilação senoidal amortecida, quando o sistema é pouco amortecido.

Para um sistema com um ganho determinado, o aumento do período de amostragem pode diminuir a estabilidade do sistema e até levar o sistema à instabilidade. Contrariamente, trabalhando com períodos de amostragem pequenos, o valor crítico do ganho para estabilidade aumenta, e o sistema discreto se aproxima mais ao contínuo (no nosso sistema).

Existem duas técnicas principais que podem ser usadas no projeto do sistema de controle no tempo discreto: A técnica do lugar das raízes ou "root locus" no plano "z" e o método de resposta em frequência no plano "W". Nestes dois métodos chamados de "diretos" a função de transferência da "planta" (no nosso caso o sistema motor-mesa de posicionamento) é discretizada usando unicamente o método de invariância do degrau (usando um retentor de ordem zero) para poder trabalhar o projeto do sistema no plano "z".

A aplicação das técnicas de projeto no tempo discreto se vê facilitada pelo fato que a função de transferência do compensador do HCTL-1100 vêm definida pelo ganho "K", pólo "B" e zero "A" no domínio "z". Portanto, a aplicação de técnicas de aproximação de filtros analógicos não são necessárias.

A técnica do lugar das raízes, desenvolvida para sistemas no tempo contínuo pode ser estendida para sistemas no tempo discreto. Somente muda a região de localização dos pólos da malha fechada. A região de estabilidade no plano "z" é o círculo unitário.

Em adição as características de resposta no transiente, é necessário avaliar a influência do ganho do sistema e o período de amostragem. A técnica do lugar das raízes permite analisar estes efeitos melhor que o método de resposta em frequência no plano "W". Por este motivo será adotada esta técnica no nosso projeto.

O programa "MATLAB" permite calcular e plotar o lugar das raízes facilitando desta maneira o projeto. No caso porém de não ser possível usar este ou outro programa em tal sentido, existem regras que facilitam o cálculo do lugar das raízes que podem ser encontrados na literatura.¹⁵

A estabilidade do sistema pode ser determinada em termos da localização dos pólos da malha fechada no lugar das raízes. Dessa maneira pode ser encontrado o valor do coeficiente de amortecimento " ζ " (baseado no modelo de 2 pólos dominantes). É importante observar que " ζ " é um indicador da estabilidade relativa (por exemplo, referente ao máximo "overshoot" na resposta ao degrau unitário) se a frequência de amostragem é suficientemente alta (8 ou mais amostragem num ciclo de oscilação). Se a frequência de amostragem não é suficientemente alta, o valor do "overshoot" pode ser maior do que o previsto pelo coeficiente de amortecimento.

A frequência de amostragem tem influência importante no erro em regime permanente. No caso de um sistema submetido a uma referência em rampa, quanto maior é a frequência de amostragem menor é o erro em regime permanente.

A seguir será projetado o sistema de controle de posição do sistema motor-mesa usando a técnica do lugar das raízes.

5.4 MODELAMENTO DO SISTEMA DE CONTROLE

Para projetar o sistema de controle do sistema motor-mesa de posicionamento é preciso obter a função de transferência dos componentes do sistema: amplificador PWM, motor acoplado à mesa e, encoder. O compensador digital não precisa ser modelado já que a função de transferência no domínio "z" é conhecida. Sendo que os componentes a modelar são de natureza contínua, será obtida a função de transferência do sistema em malha aberta sem compensador no plano "s", a qual pode ser descrita mediante a seguinte equação:

$$G_{ma}(s) = G_A(s) G_M(s) G_E(s) \quad (5.13)$$

Onde:

- $G_A(s)$: função de transferência do amplificador PWM
- $G_M(s)$: função de transferência do sistema motor-mesa
- $G_E(s)$: função de transferência do encoder

5.4.1 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO AMPLIFICADOR PWM

Lembrando que a entrada do amplificador PWM é controlada pela "porta PWM" do microcontrolador HCTL-1100, a função de transferência do amplificador apresenta um ganho fixo:

$$G_A(s) = K_A = \frac{\text{Máxima tensão de saída} - \text{Mínima tensão de saída}}{\text{ciclo de trab. para máxima saída} - \text{ciclo de trab. para mínima saída}} \quad (5.14)$$

Sendo que foi escolhida uma tensão de 25 volts para efeitos dos ensaios, e considerando que 100% de ciclo de trabalho equivale a um valor de saída do compensador digital igual a 100 pulsos (carregado no registrador R09H, como visto na figura 2.3) temos:

$$K_A = \frac{25 - (-25)}{100 - (-100)} = 0,25 \text{ volts/pulso} \quad (5.15)$$

5.4 2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO SISTEMA MOTOR-MESA

O motor CC. pode ser modelado como uma resistência de armadura "Ra" em série com uma combinação em paralelo da indutância de armadura e uma resistência "RL" que representa as perdas no circuito magnético. Quando o motor começa a girar aparece uma tensão induzida nos terminais de armadura chamada de força contra eletromotriz (fem) que denominaremos "Eg". O circuito equivalente do motor é mostrado na figura 5.5.

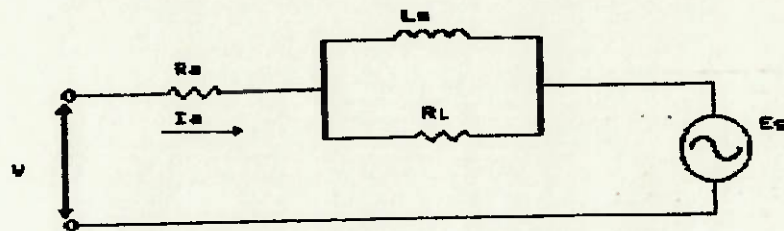


Figura 5.5 Circuito equivalente do motor CC.

Geralmente "RL" é muito maior do que "Ra" (5 a 10 vezes) e portanto, a influência de "RL" na operação do motor é não significativa. Por este motivo é possível ignorar "RL" na maioria das aplicações e aproximar o circuito equivalente do motor segundo a seguinte equação:

$$V = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E_g \quad (5.16)$$

onde V : Tensão aplicada no motor (volts)

Ia : Corrente de armadura (A)

Uma característica do motor CC é que a força contra eletromotriz é proporcional à velocidade de giro do motor:

$$E_g = K_E \omega \quad (5.17)$$

onde K_E : Constante de tensão do motor (volts/rad/s)
 ω : Velocidade angular do motor (rad/s)

substituindo (5.17) em (5.16):

$$V = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_E \omega \quad (5.18)$$

Sendo que o campo magnético do motor é constante, a corrente produzida é proporcional ao torque gerado:

$$T_g = K_T i_a \quad (5.19)$$

onde T_g : Torque gerado (Nm)
 K_T : Constante de Torque (Nm/A)

Considerando que o motor é acoplado a uma carga de inércia J_L e que o torque por atrito viscoso é proporcional à velocidade, temos:

$$T_g = (J_m + J_L) \frac{d\omega}{dt} + D\omega \quad (5.20)$$

onde J_m : Inércia do rotor do motor
 J_L : Inércia da carga acoplada
 D : Coeficiente de amortecimento

Aplicando a Transformada de Laplace nas equações (5.18), (5.19) e (5.20) :

$$V(s) = (sL_a + R_a) i_a(s) + K_E \omega(s) \quad (5.21)$$

$$T_g(s) = K_T i_a(s) \quad (5.22)$$

$$T_g(s) = J s \omega(s) + D \omega(s) \quad (5.23)$$

onde $J = J_m + J_L$

combinando (5.22) e (5.23):

$$I_a(s) = \frac{1}{K_T} (sJ + D) \omega(s) \quad (5.24)$$

e combinando (5.24) e (5.21):

$$V(s) = \frac{1}{K_T} (sL_a + R_a)(sJ + D) \omega(s) + K_E \omega(s) \quad (5.25)$$

Portanto, a função de transferência do motor com carga é:

$$G_H(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{K_T}{(sL_a + R_a)(sJ + D) + K_E K_T} \quad (5.26)$$

Considerando que o coeficiente de amortecimento do motor é zero ($D=0$), temos:

$$G_H(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{K_T / (L_a J)}{s^2 + R_a/L_a s + K_E K_T / (L_a J)} \quad (5.27)$$

Os pólos são as raízes da equação característica:

$$s^2 + R_a/L_a s + K_E K_T / (L_a J) = 0 \quad (5.28)$$

$$P_{1,2} = [-R_a/L_a \pm R_a/L_a (1 - 4 K_E K_T L_a / (J R_a^2))^{1/2}] / 2 \quad (5.29)$$

Definindo:

$$\tau_e = L_a/R_a \quad (5.30)$$

τ_e : Constante elétrica do motor

$$\tau_m = R_a J / (K_E K_T) \quad (5.31)$$

τ_m : Constante mecânica do motor com carga

e considerando:

$$\tau_e \leq \tau_m / 10 \quad (5.32)$$

que representa o caso da maioria dos motores disponíveis comercialmente, temos:

$$x = 4 K_E K_T L_a / (J R_a^2) \leq 0,4 \quad (5.33)$$

definimos a função $f(x)$ segundo:

$$f(x) = (1 - x)^{1/2} \quad (5.34)$$

Consideremos uma expansão em série de Taylor de $f(x)$ onde são desprezados os termos de segunda ordem:

$$f(x) = f(0) + f'(0) x \quad (5.35)$$

$$f(x) = 1 - x/2 \quad (5.36)$$

O erro cometido na avaliação de $f(x)$ segundo a equação (5.36) é inferior a 3,3%, quando considerada a condição dada na equação (5.32). Portanto, a equação (5.29) pode ser expressada segundo:

$$p_{1,2} = [-R_a/L_a \pm R_a/L_a (1 - 2 K_E K_T L_a / (J R_a^2))] / 2 \quad (5.37)$$

Os dois pólos do motor são:

$$p_1 = -K_E K_T / (J R_a) = -1/\tau_m \quad (5.38)$$

$$p_2 = -1/\tau_e + 1/\tau_m \quad (5.39)$$

e levando em conta a equação (5.32):

$$p_2 \cong -1/\tau_e \quad (5.40)$$

Portanto a função de transferência do motor com carga, expressada na equação (5.27) pode ser transformada em:

$$G_H(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{K_T / (L_a J)}{(s + 1/\tau_m) (s + 1/\tau_e)}$$

$$G_H(s) = \frac{1 / K_E}{(\tau_m s + 1) (\tau_e s + 1)} \quad (5.41)$$

Como estamos interessados em controlar posição, a função de transferência pode ser representada segundo:

$$G_M(s) = \frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{1 / K_E}{s (\tau_m s + 1) (\tau_e s + 1)} \quad (5.42)$$

5.4 2.1 LEVANTAMENTO DAS CARACTERÍSTICAS DO MOTOR EM VAZIO

A fim de avaliar a constante mecânica do motor (não fornecida pelo fabricante), foi elaborado um programa em PASCAL para aquisição dos sinais de posição quando aplicado um degrau de tensão no motor.

Como o HCTL-1100 somente trabalha em malha fechada, fez-se um "by pass" no compensador digital e gravou-se diretamente uma largura de pulso de 100% no registrador da porta do PWM (R09H). Dessa forma a fonte alimentava a tensão pré-estabelecida ao motor em forma contínua, sem controle por parte do HCTL-1100.

O tempo de amostragem do software de aquisição de sinais foi medido monitorando-se o sinal OE gerado pela placa de interface cada vez que o registrador de posição era lido. Os ensaios foram feitos para diversos níveis de tensão e a velocidade foi calculada como o incremento da posição (pulsos) em cada período de amostragem.

A constante mecânica do motor foi obtida a partir dos gráficos de velocidade versus tempo para cada nível de tensão, considerando que a constante mecânica do motor é o tempo que o mesmo leva em atingir os 63% da velocidade em regime permanente. Como resultado desses ensaios, obteve-se uma variação considerável na constante mecânica entre um nível de tensão e outro. A constante de tensão do motor manteve-se aproximadamente constante. Os gráficos obtidos nestes ensaios são mostrados na figura 5.6. O software de aquisição teve um período de amostragem "T_s" igual a 1,175 ms, o qual foi medido no osciloscópio, mediante o procedimento explicado anteriormente. Na tabela 5.1 se apresentam os resultados obtidos.

Tabela 5.1 Resposta ao degrau de tensão do motor

TENSÃO APLICADA (volts)	VELOCIDADE ANGULAR (pulsos/T) (rad/s)	CONSTANTE DE TENSÃO (volts/rad/s)	CONSTANTE MECÂNICA (ms)	
15	327	48,57	0,31	34,075
20	440	65,35	0,31	31,137
25	593	88,08	0,28	38,775

5.4 2.2 LEVANTAMENTO DAS CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA MOTOR-MESA

Para efeitos do projeto do sistema de controle de posição da mesa é necessário modelar o motor e a mesa como um sistema único. Para avaliar a constante mecânica do sistema teoricamente seria necessário calcular as inércias do motor e da mesa, o qual seria bastante complicado e impreciso. Foi adotado o mesmo procedimento utilizado anteriormente com o motor em vazio. A figura 5.7 mostra os resultados obtido para os diferentes níveis de tensão. Como pode ser observado na tabela 5.2, o sistema apresenta uma constante mecânica praticamente única, será considerado o valor médio $\tau_m = 34,76$ ms.

Visto que a constante de tensão varia consideravelmente em função da tensão aplicada, será adotado o valor de $K_E = 0,3$ rad/s, já que nossos ensaios serão feitos para uma tensão de alimentação da fonte de 25 volts.

Rererente à constante elétrica do motor, teoricamente seria calculada segundo a equação (5.30). Segundo dados do fabricante mostrados na tabela 4.2, a resistência de armadura " R_a " é de $4,8 \Omega$, porém, este valor não inclui a resistência das escovas. Para estimar a influência deste parâmetro foi medida a resistência entre os terminais do motor, encontrando-se o valor de $14,5 \Omega$. Para efeitos do cálculo da constante elétrica do motor foi considerado este valor. Desta forma, o valor da constante elétrica considerada " τ_e " é de 1,5 ms.

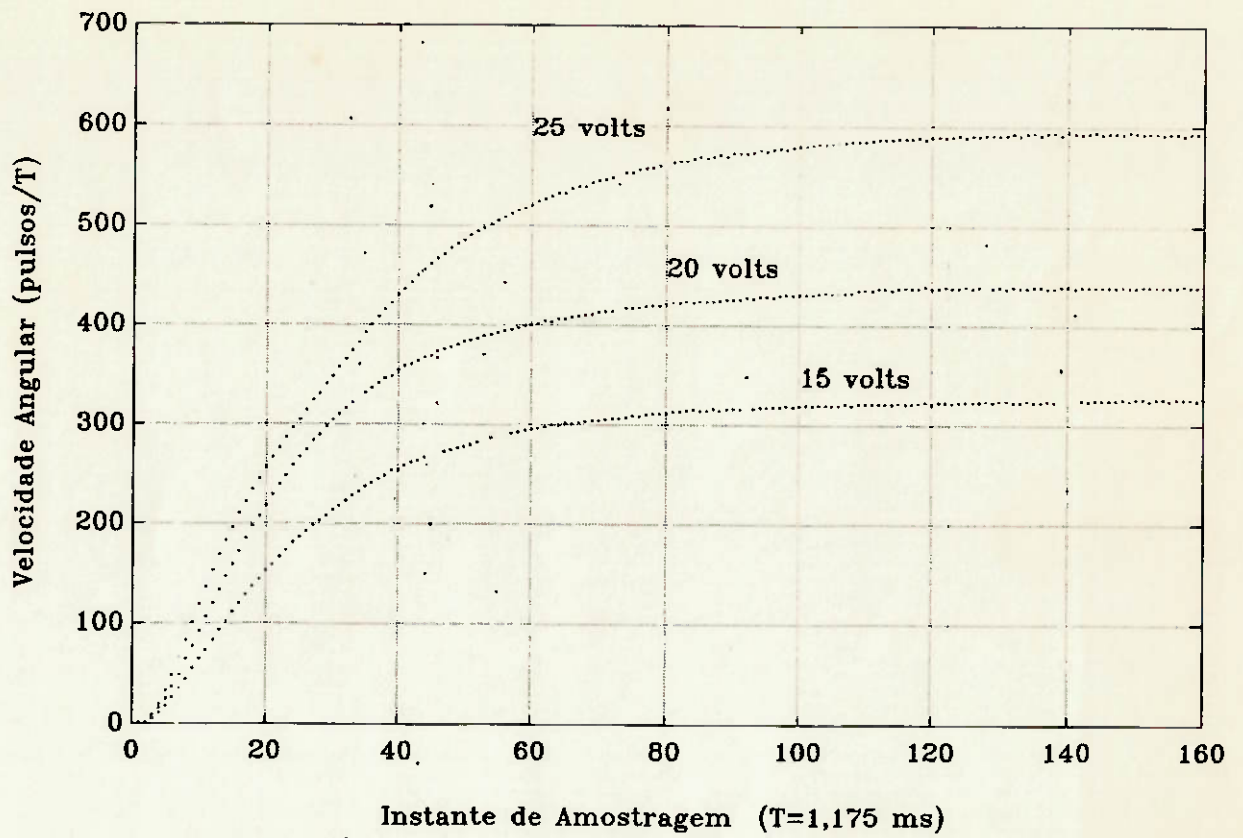


Figura 5.6 Resposta ao degrau de tensão do motor

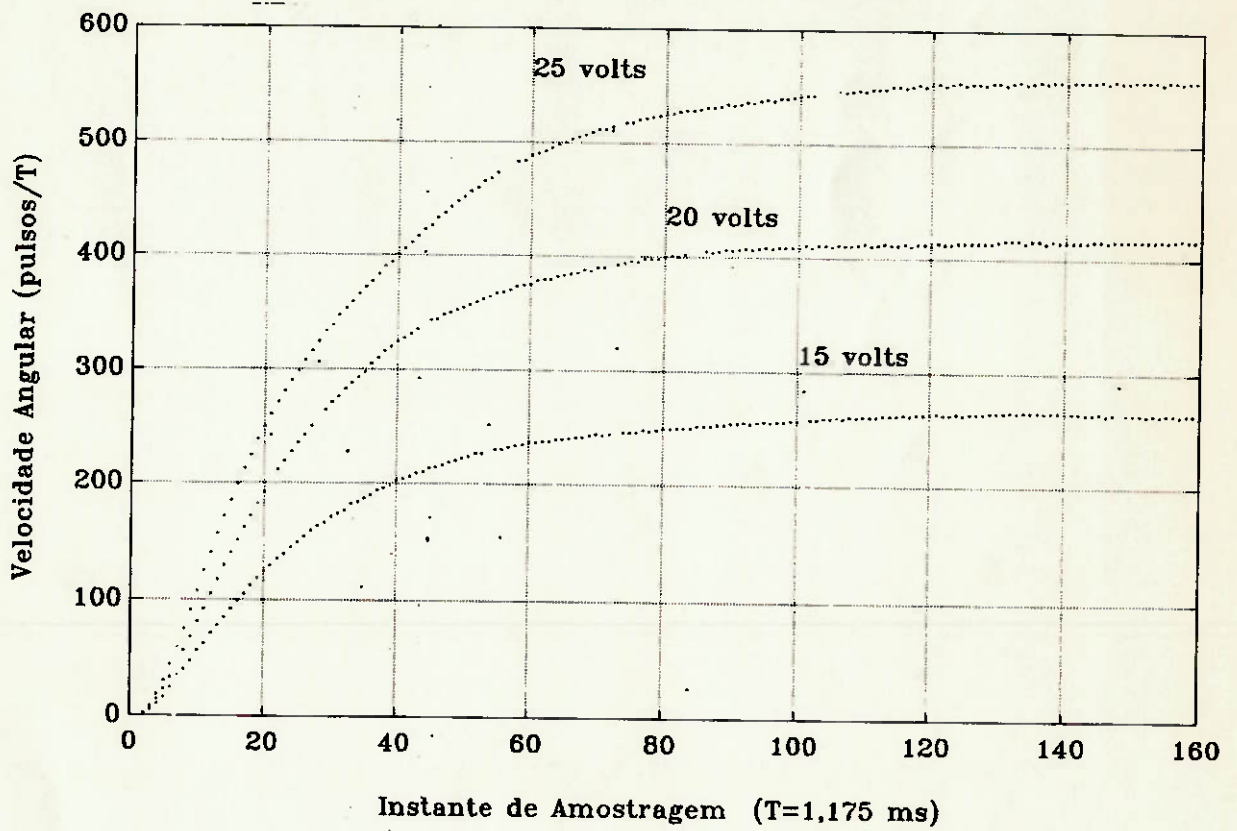


Figura 5.7 Resposta ao degrau de tensão do sistema motor-mesa

Tabela 5.2 Resposta ao degrau do sistema motor-mesa

TENSÃO APLICADA (volts)	VELOCIDADE ANGULAR (pulsos/T)	ANGULAR (rad/s)	CONSTANTE DE TENSÃO (volts/rad/s)	CONSTANTE MECÂNICA (ms)
15	264	39,21	0,38	34,075
20	416	61,79	0,32	34,075
25	555	82,44	0,30	36,200

Portanto, a função de transferência do sistema motor-mesa, definida pela equação (5.42) toma o valor:

$$G_M(s) = \frac{1 / 0,3}{s (0,03476 s + 1) (0,015 s + 1)} \quad (5.43)$$

A figura 5.8 mostra uma comparação entre a resposta real do sistema ao degrau de 25 volts e a resposta teórica dada pelo produto "s G_M(s)".

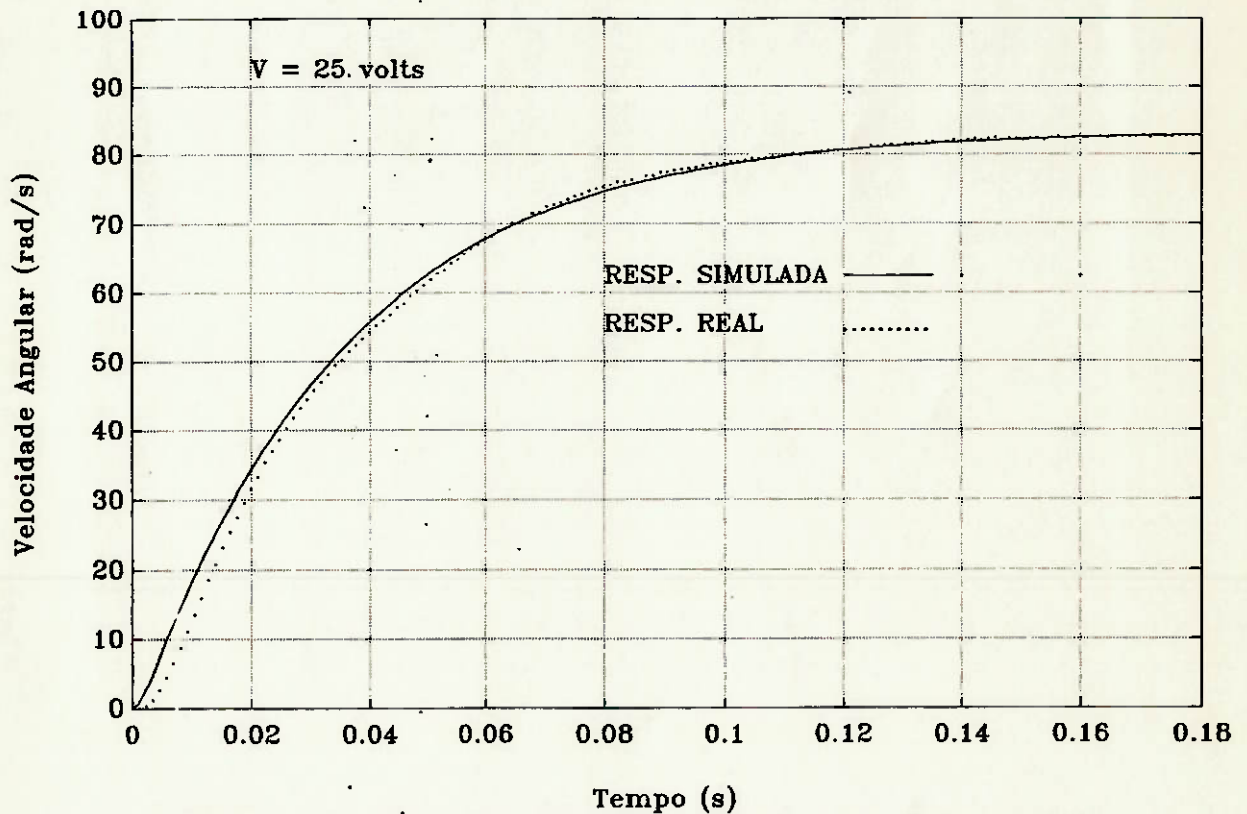


Figura 5.8 Resposta simulada vs Resposta real do sistema

5.4 3 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO ENCODER

Lembrando que o HCTL-1100 aumenta em 4 vezes o número de pulsos do encoder, a função de transferência é dada por:

$$G_E(s) = \frac{4 \times 9000}{2\pi} = 5729,578 \text{ (pulsos/rad)} \quad (5.44)$$

5.4 4 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO SISTEMA EM MALHA ABERTA SEM COMPENSADOR

Substituindo as funções de transferência dos elementos na equação (5.13) temos a função de transferência do sistema em malha aberta sem compensação:

$$G_{ma}(s) = \frac{0,25 \times 5729,578 \times 1 / 0,3}{s (0,03476 s + 1) (0,0015 s + 1)}$$

$$G_{ma}(s) = \frac{4774,648}{s (0,03476 s + 1) (0,0015 s + 1)} \quad (5.45)$$

5.5 PROJETO DO COMPENSADOR NO TEMPO DISCRETO USANDO O LUGAR DAS RAÍZES

Para calcular os parâmetros do compensador digital é necessário transformar a equação (5.45) no domínio "z". Sendo que esta equação representa a função de transferência da planta, a transformação do domínio "s" para o domínio "z" só pode ser feita usando um retentor de ordem zero (ZOH) na entrada.

Ou seja:

$$G_{ma}(z) = (1 - z^{-1}) Z \{ L^{-1} \{ G_{ma}(s) / s \} \} \quad (5.46)$$

onde: Z : Transformada "z"
L⁻¹ : Transformada Inversa de Laplace

A função de transferência do sistema em malha aberta incluindo o compensador é representado pela equação (5.47):

$$G_{SA}(z) = G_{ma}(z) G_C(z) \quad (5.47)$$

Onde a função de transferência do compensador " G_C " é dada pela equação (5.48):

$$G_C(z) = \frac{K(z - A)}{(z + B)} \quad (5.48)$$

Os valores a programar no controlador: " A_p ", " B_p " e " K_p " especificados na equação (2.1) são :

$$A_p = 256 A \quad (5.49)$$

$$B_p = 256 B \quad (5.49)$$

$$K_p = 4 K \quad (5.50)$$

O cálculo da equação (5.46) pode ser feito manualmente com ajuda de tabelas de transformadas. O programa "Matlab" permite o cálculo da função de transferência no domínio " z " a partir da função de transferência no domínio " s " de maneira fácil. Primeiramente deve ser escolhido o período de amostragem " T ". Feito isso, a função de transferência no domínio " s " deve ser transformada na forma da "equação do espaço dos estados"¹⁵ no tempo contínuo, usando a função "tf2ss", daí deve ser transformada na forma da equação do espaço dos estados no tempo discreto através da função "c2d" e, finalmente obtém-se a função de transferência discreta usando a função "Ss2tf".

Para o cálculo do lugar das raízes é necessário conhecer a função de transferência do sistema em malha aberta, definida pela equação (5.47). A localização escolhida para o zero " A " e o pólo " B " do compensador digital influem sobre a localização dos pólos da malha fechada determinados pela solução da equação característica do sistema:

$$1 + G_{ma}(z) G_C(z) = 0 \quad (5.51)$$

O cálculo do lugar das raízes é feito por tentativas: primeiro se escolhem os valores de "A" e "B". Para cada valor de "K" se resolve a equação (5.51) obtendo-se os pólos da malha fechada, os quais podem ser graficados dentro do círculo unitário, dessa forma pode ser graficado o lugar das raízes até o valor do ganho limite de estabilidade (sobre a circunferência unitária).

Esta tarefa pode ser feita também usando o programa "Matlab". Uma vez conhecida a função de transferência do sistema em malha aberta especificada na equação (5.47), o usuário deve indicar a faixa de ganhos "K" que devem ser considerados no cálculo e a função "rlocus" grafica o lugar das raízes. Desta forma torna-se fácil e rápido graficar o lugar das raízes modificando a posição de "A" e "B"

A escolha dos parâmetros mais adequados deve ser feita procurando que as raízes da equação característica estejam na região de amortecimento perto do amortecimento crítico ($\zeta = 1$). Para isto pode ser usada a figura 5.9¹⁷ em forma aproximada já que nosso sistema é de ordem superior. Para ter uma idéia mais aproximada do comportamento no transiente pode ser usada a função "dstep" do "Matlab" que simula a resposta do sistema ao degrau unitário.

Para facilitar o projeto do nosso sistema de controle foram feitos pequenos programas usando as funções do "Matlab" anteriormente citadas. Estes programas podem ser encontrados no anexo B.

O programa "raizes.m" calcula primeiramente a função de transferência no tempo discreto da planta, definida pela equação (5.45), feito isto calcula a função de transferência do sistema em malha aberta com compensador, dada pela equação (5.47). Finalmente, o programa grafica o lugar das raízes na faixa de ganho fixada pelo usuário. Os dados que devem ser ingressados para executar o programa são:

t_a : período de amostragem (s)
 t_m : constante mecânica do sistema motor-mesa (s)
 t_e : constante elétrica do motor (s)
A : zero do compensador digital
B : pólo do compensador digital
K : faixa de ganhos que serão considerados.

O programa "degunit.m" simula a resposta do sistema ao degrau unitário. Sendo que este programa utiliza a função de transferência do sistema em malha aberta, deve ser executado depois do programa "raizes.m". Adicionalmente, deve ser ingressado o valor do ganho do compensador escolhido " K_p ". Se a resposta do sistema não for satisfatória em termos de resposta no transiente, o usuário pode modificar os valores do zero "A", pólo "B" e/ou período de amostragem " t_a " no programa "raizes.m" e tentar novamente, até obter uma resposta satisfatória.

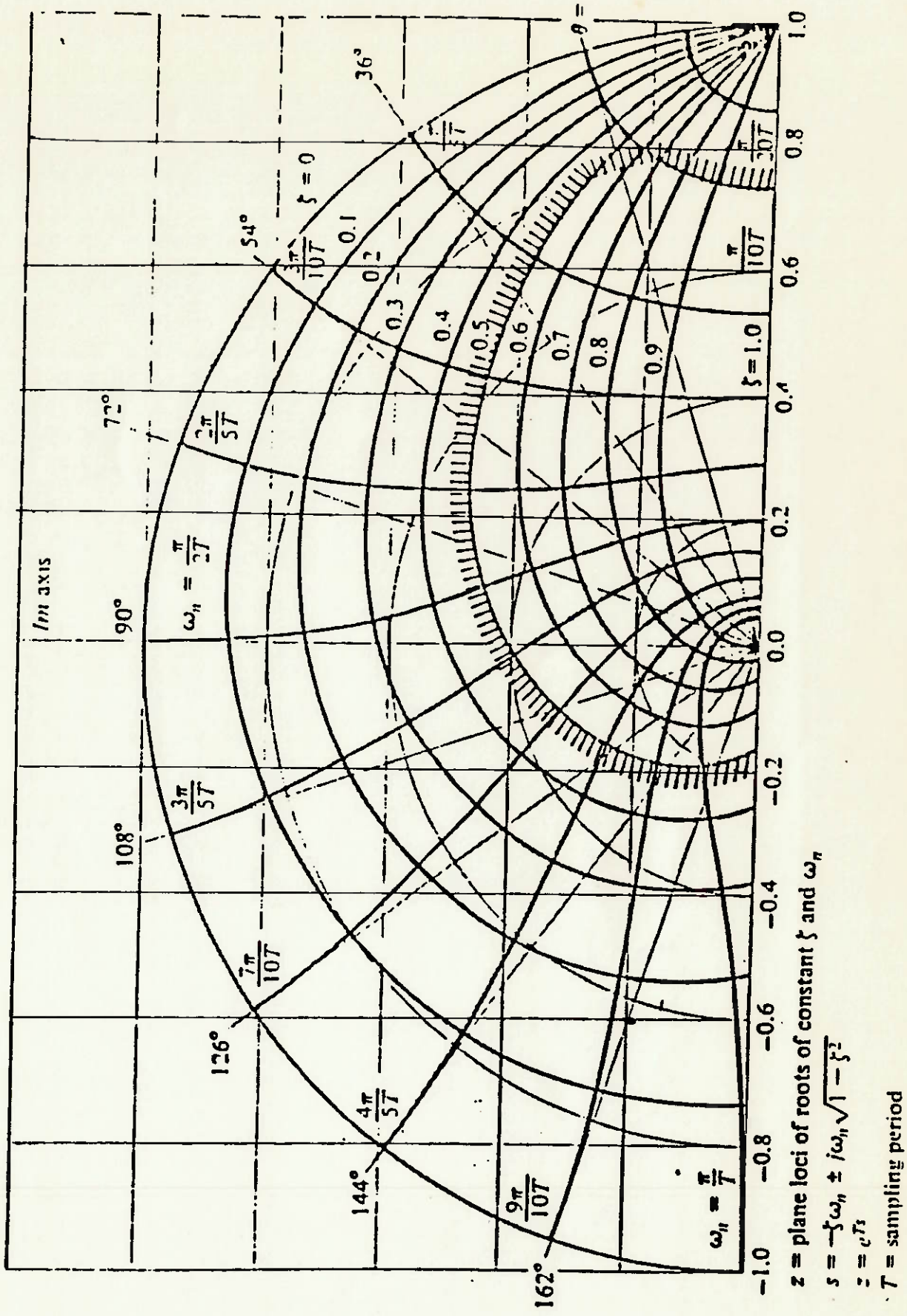


Figura 5.9 Curvas de amortecimento constante no plano "z"

CAPÍTULO 6

COMPARAÇÃO ENTRE A RESPOSTA TEÓRICA E A RESPOSTA REAL DO SISTEMA

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo se comparará a resposta teórica do sistema calculada usando a função de transferência do sistema no tempo discreto e a resposta real. O objetivo é poder obter conclusões sobre a aplicação de cada modo de controle de posição disponível no microcontrolador HCTL-1100 e avaliar se o modelo teórico consegue descrever com a suficiente aproximação a resposta real do sistema.

Para ambas opções de controle de posição disponíveis pelo HCTL-1100 foram feitos dois ensaios: um com frequência de amostragem alta e outro com frequência de amostragem baixa, para poder analisar a influência do período de amostragem sobre a resposta do sistema.

6.2 MODO DE CONTROLE DE POSIÇÃO PONTO A PONTO

Como dito anteriormente foram realizados dois ensaios, um com um período de amostragem $T=208 \mu s$ e outro com $T=1,608 ms$. No caso do modo de controle de posição com referência fixa, que chamamos "ponto a ponto" (por ser especificados o ponto inicial e o ponto final somente, sem controle de velocidade nem aceleração) foi escolhida a opção "1" no programa "CMOTOR.PAS".

6.2.1 RESPOSTA SIMULADA E RESPOSTA REAL DO SISTEMA

Para cada ensaio, foi calculada a função de transferência do sistema no tempo discreto e graficado o lugar das raízes usando o programa "raizes.m". As localizações do zero "A" e pólo "B" do compensador foram mudadas repetidas vezes até obter uma resposta satisfatória, como visto anteriormente. Uma vez fixados os valores de "A" e "B", foi escolhido o valor de "K" conforme o indicado no cap 5.5. A resposta do sistema a um degrau de posição foi simulada usando o programa "degunit.m".

Para obter a resposta real do sistema foi usado o programa "CMOTOR.PAS" (anexo A). A subrotina "aquisicao" lê os registradores de posição com um período de amostragem do software " T_s " medido com ajuda de um osciloscópio digital. " T_s " como indicado anteriormente, não representa o período de amostragem do sistema de controle e pode ser alterado usando elementos de retardo (delay) no software. Para efeitos de comparação dos gráficos das respostas real e simulada, a curva de resposta real foi transformada na mesma base de tempo correspondente ao período de amostragem " T " do sistema de controle.

6.2.2 ENSAIO COM FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM ALTA

No ensaio realizado para $T=208 \mu s$, foi verificado que o lugar das raízes é praticamente vertical o que impossibilita trabalhar com amortecimento elevado. O lugar das raízes mais adequado é obtido quando o zero "A" é posicionado entre o pólo elétrico e o pólo mecânico. O pólo "B" não exerce uma influência tão marcante quanto o zero "A".

A figura 6.1 mostra o lugar das raízes quando $A=0,953$ e $B=0$. Os ganhos "K" considerados vão de 0 até 64 (com incrementos de 4) o qual é aproximadamente o ganho máximo que pode ser programado no HCT-1100 ($K_{max} = 255/4 = 63,75$). Embora os pólos mostrados no lugar das raízes encontrem-se muito afastados do eixo imaginário (o qual é um indicador da influência dos pólos sobre a resposta do sistema), usaremos o gráfico da figura 5.9 em forma aproximada para ter uma ideia do amortecimento do sistema. Para o valor do ganho escolhido ($K=63,75$) pode se observar que o sistema é ainda estável, embora o amortecimento seja muito baixo ($\zeta \approx 0,1$).

A resposta teórica do sistema ao degrau de 200 pulsos é apresentado na figura 6.2. Como previsto na figura 5.9 o amortecimento do sistema é muito baixo e o tempo de acomodação (settling time) é excessivo. A resposta real do sistema é apresentada na figura 6.3 onde se mostra que o "overshoot" é menor e o tempo de pico maior do que na resposta teórica. Isto provavelmente devido ao compensador estar trabalhando em saturação.

Quando o sistema trabalha com um ganho elevado, o produto do ganho pelo erro de posição é também elevado. Se este produto for maior do que 100 a "porta de saída para o amplificador PWM" do HCTL-1100 gerará um sinal com 100% de largura de pulso, equivalente a 25 volts nos terminais do motor. Como o modelo teórico considerado é linear, o problema da saturação não existe na resposta simulada e, conseqüentemente a tensão "teórica" é maior do que a tensão real fazendo com que o tempo de pico seja menor e, dada a proporcionalidade entre tensão e velocidade o "overshoot" é maior do que o teórico também.

Freqüentemente costuma-se desprezar a influência da constante elétrica do motor " τ_e " quando esta é muito menor que a constante mecânica " τ_m ". Para analisar a influência do fator correspondente à constante elétrica sobre a resposta do sistema, foi ingressado o valor $\tau_e = 0$ na equação (5.42).

Para $T=208 \mu s$ e os mesmos valores de "A" e "B" usados no caso anterior, foi graficado o lugar das raízes mostrado na figura 6.4. Para ganhos compreendidos entre 24 e 62 o sistema mostra-se sobreamortecido, para o ganho $K=63,75$ o sistema teórico apresenta um coeficiente de amortecimento $\zeta > 0,9$ (segundo a figura 5.9).

A resposta teórica do sistema ao degrau de 200 pulsos é mostrado na figura 6.5, onde verificamos que o amortecimento é próximo do amortecimento crítico que seria o ideal. Comparando este gráfico com a resposta real (figura 6.3) percebemos que o modelo não é apropriado, onde deduzimos que a constante elétrica do motor não pode ser desprezada quando $\tau_m < 23 \tau_e$.

DIAGRAMA DAS RAIZES DIGITAL

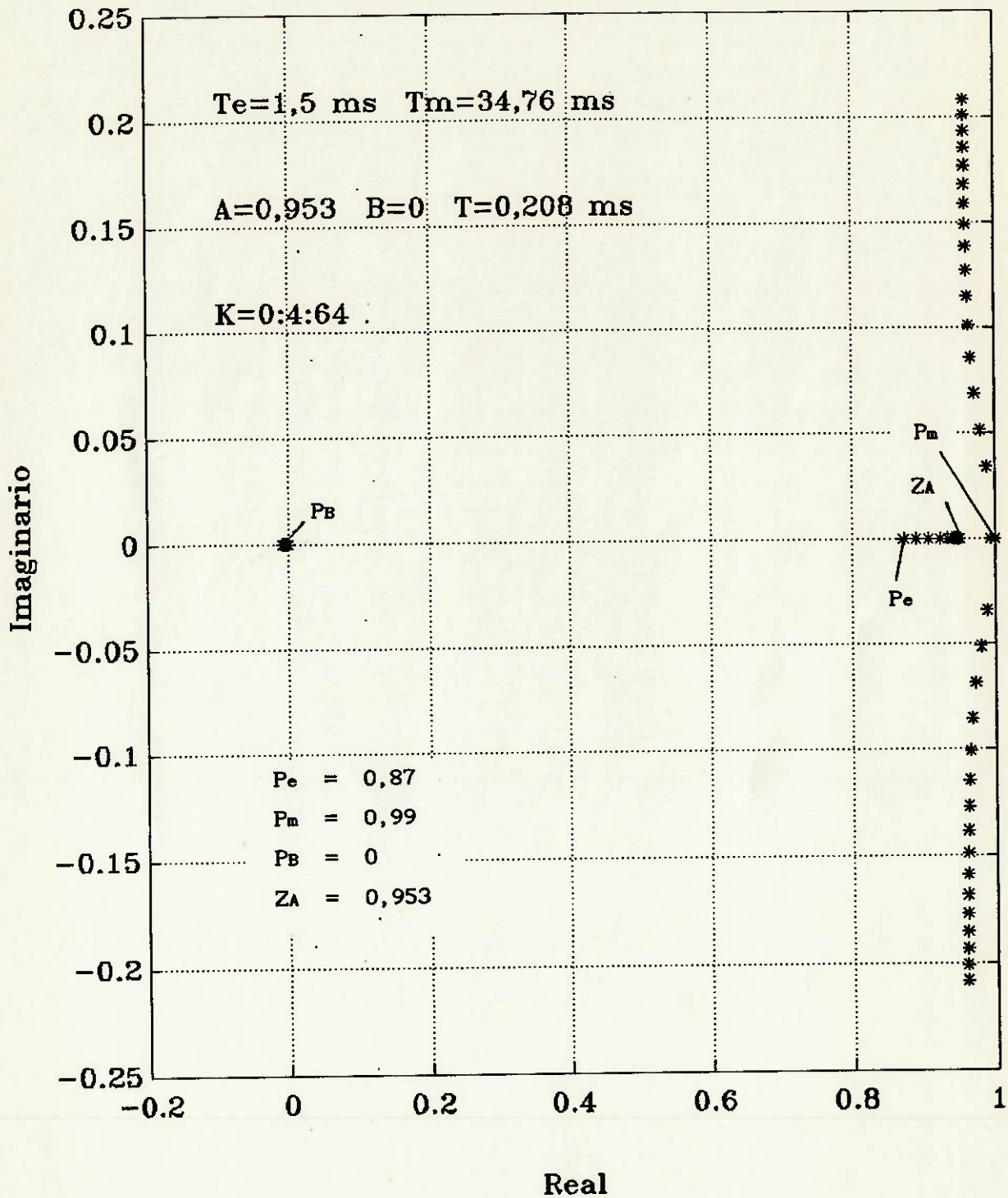


Figura 6.1 Lugar das Raízes para $T=208 \mu s$

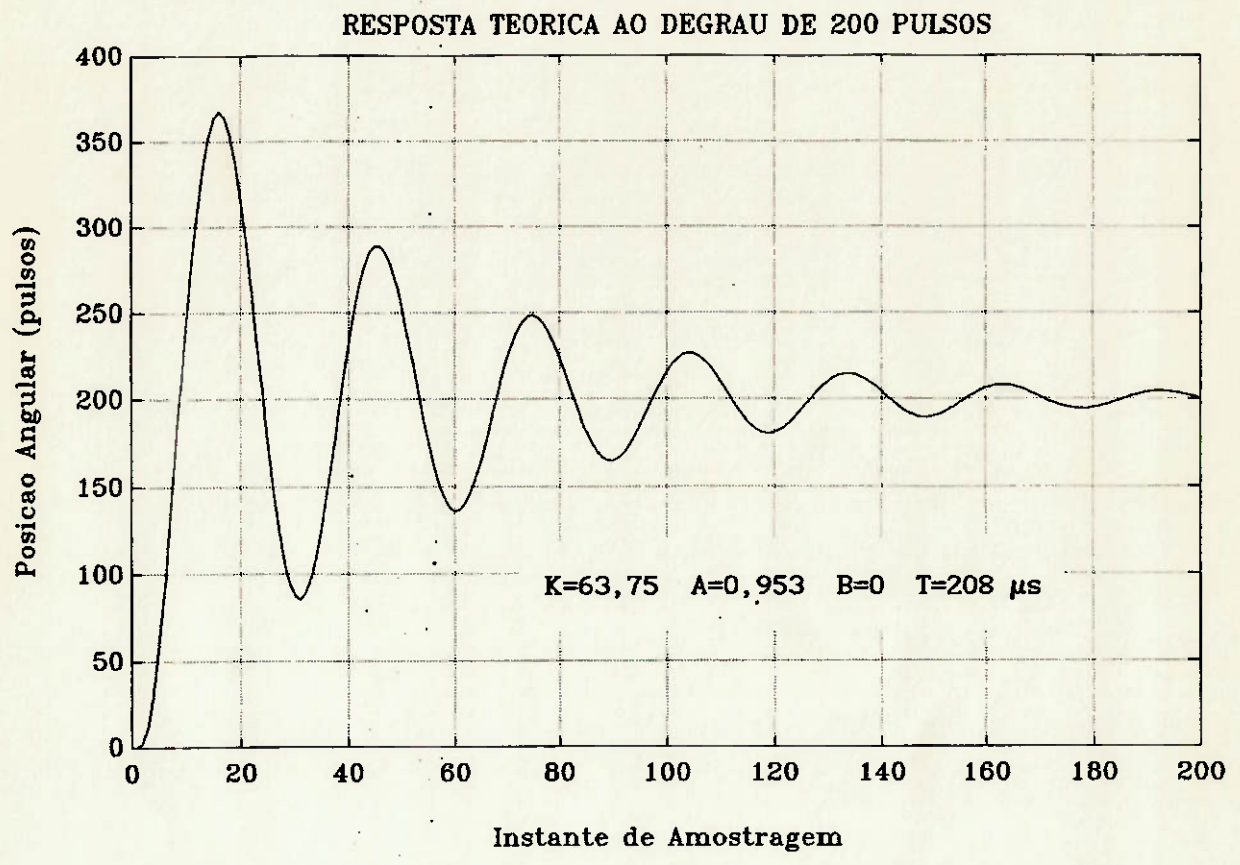


Figura 6.2 Resposta teórica do sistema ao degrau

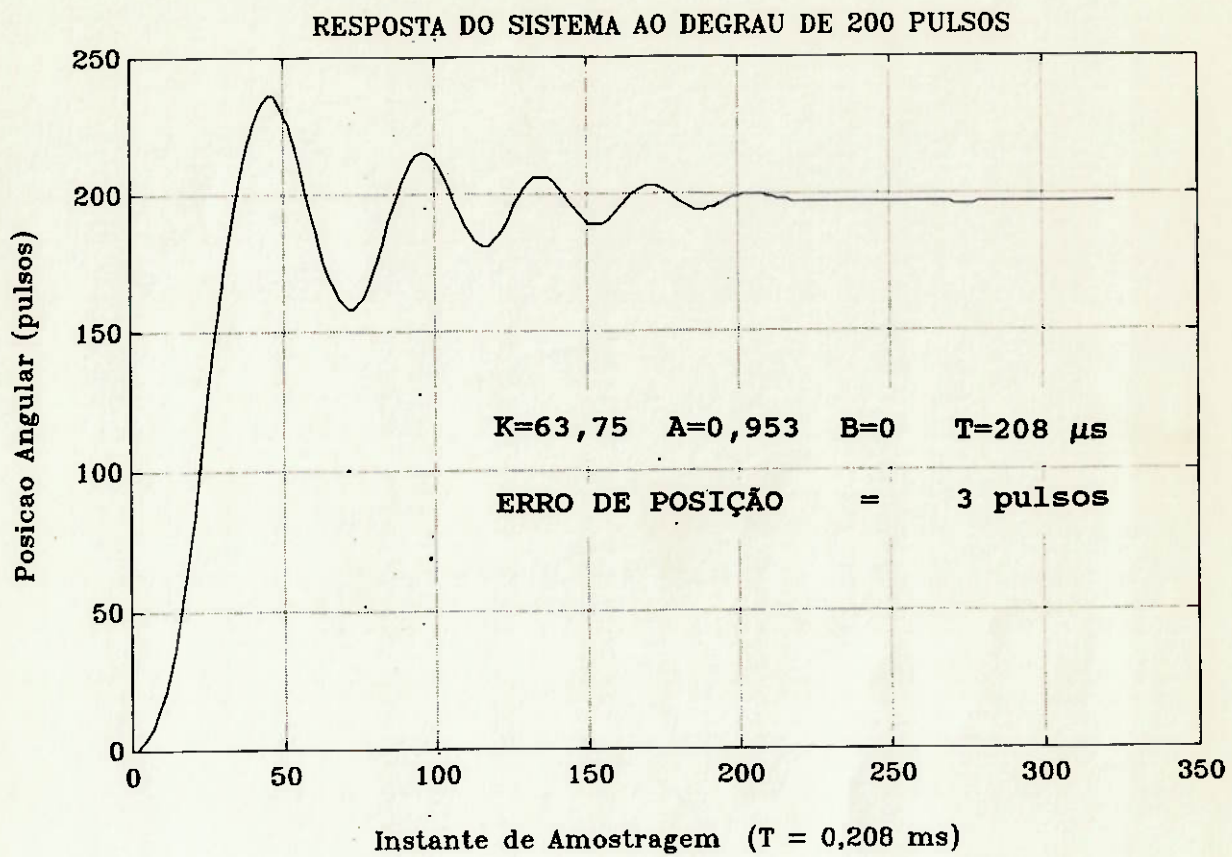


Figura 6.3 Resposta real do sistema ao degrau

DIAGRAMA DAS RAIZES DIGITAL

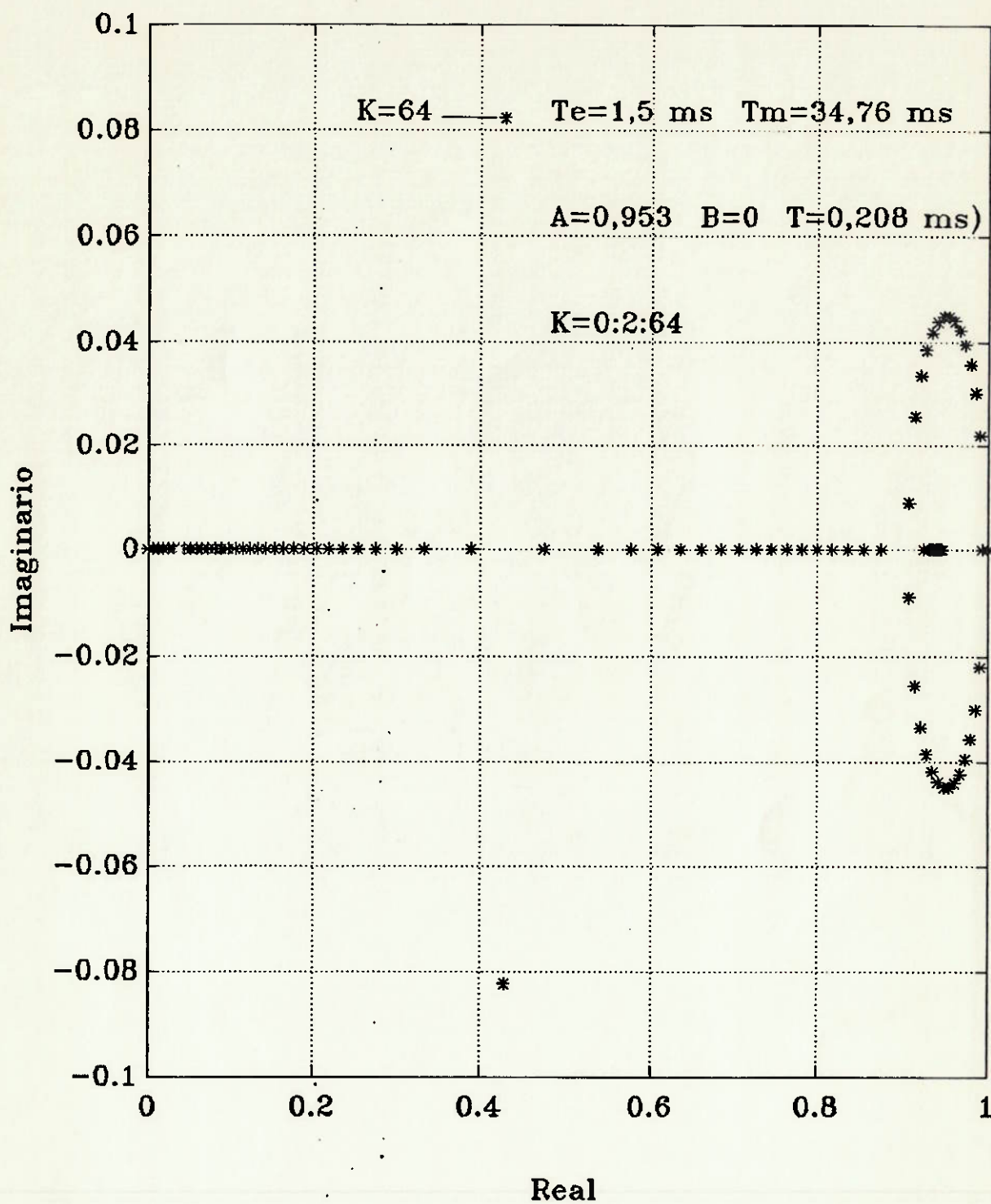


Figura 6.4 Lugar das Raizes para T=208 μ s

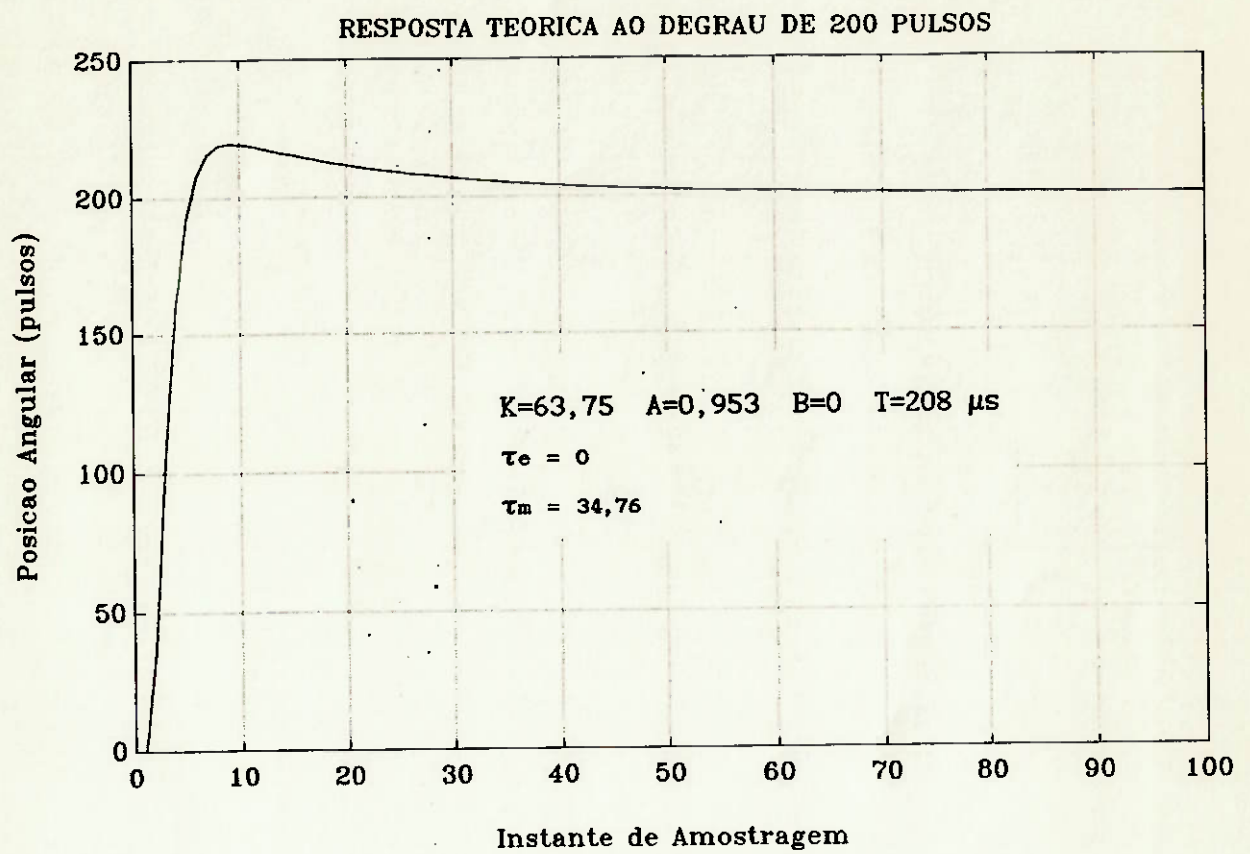


Figura 6.5 Resposta teórica do sistema ao degrau

6.2 3 ENSAIO COM FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM BAIXA

No segundo ensaio foi utilizado um período de amostragem $T=1,608$ ms. Foram escolhidos os valores de $A=0,6875$ e $B=0,371$. O diagrama das raízes mostrado na figura 6.6 apresenta a mesma tendência que no primeiro ensaio. A resposta teórica ao degrau de 200 pulsos é apresentada na figura 6.7 e a resposta real na figura 6.8.

É bastante apreciável a semelhança entre a resposta real e a resposta teórica. O efeito da saturação é minimizado por estar trabalhando com ganhos menores que no primeiro caso.

O ganho crítico de estabilidade, trabalhando com $T=1,608$ ms se produz para $K=3$. No caso do primeiro ensaio, onde $T=208 \mu s$, podemos trabalhar com o máximo valor do ganho programável no controlador ($K=63,75$) sem atingir o valor do ganho crítico de estabilidade. Portanto, se verifica o comentado no cap 5.3 sobre a influência do período de amostragem sobre o ganho crítico de estabilidade.

Para o mesmo período de amostragem do segundo ensaio foi posicionado o zero "A" mais perto do pólo mecânico, obtendo-se uma melhora no lugar das raízes. A figura 6.9 mostra o lugar das raízes para $A=0,9$ e $B=0,5$, onde se verifica que para $1 \leq K \leq 1,5$ o amortecimento do sistema é elevado. As figuras 6.10, 6.11 e 6.12 mostram as respostas teóricas ao degrau de 200 pulsos para valores de $K=1$, $K=3$ e $K=6,5$ respectivamente. A resposta mais adequada é obtida para $K=1$. O ganho crítico de estabilidade pode ser considerado como $K=6,5$.

A resposta real do sistema ao degrau de 200 pulsos é mostrado na figura 6.13. A característica mais marcante é que para os ganhos $K=1$ e $K=3$ o sistema não consegue chegar perto da posição de comando. Para $K=7$ o sistema fica instável concordando aproximadamente com o ganho crítico de estabilidade teórico.

Para $K=1$ o erro estático foi de 154 pulsos. O amplificador PWM continua enviando o sinal de tensão ao motor proporcional a esse erro. A largura do pulso, ou "ciclo de trabalho do PWM" foi medido com o osciloscópio e representado na figura 6.14. Neste caso, o ciclo de trabalho foi de 10% o que representa uma tensão de 2,5 volts nos terminais do motor. Este valor pode também ser calculado em função do ganho DC do compensador (uma vez acabado o movimento o erro realimentado é constante e o sinal de entrada no compensador é um degrau):

$$G_{DC} = K (1 - A) / (1 + B) \quad (6.1)$$

$$G_{DC} = 1 \cdot (1 - 0,9) / (1 + 0,5)$$

$$G_{DC} = 0,0666 \quad (6.2)$$

O sinal de saída do compensador pode ser calculado segundo:

$$e (G_{DC}) = 154 \times 0,0666 = 10,26 \quad (6.3)$$

onde e : erro estático

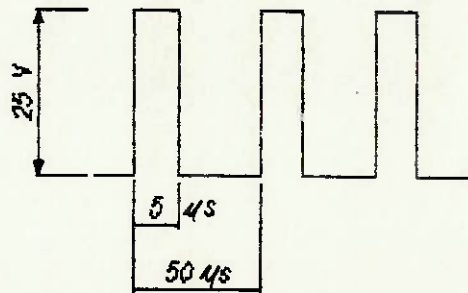


Figura 6.14 Ciclo de trabalho do amplificador PWM

Este sinal é carregado automaticamente no registrador R09H do HCTL-1100. Como pôde ser visto na figura 2.3, o sinal de saída da porta PWM correspondente ao valor obtido na equação (6.3) de 10,26% de largura de pulso, valor bastante aproximado ao lido no osciloscópio (10%). O baixo valor de tensão fornecida pelo amplificador (2,5 volts) origina uma velocidade tão baixa que o motor não consegue vencer o atrito dinâmico e pára. Por este motivo

a resposta real do sistema não se aproxima à posição de comando.

Na mesma figura 6.13 observamos que o erro estático diminui para 84 pulsos quando aumentado o ganho "K" para 3, embora continue sendo inaceitável. Para valores entre $3 < K < 7$ o erro estático não se altera significativamente.

6.2.4 COMENTÁRIOS

Do primeiro ensaio ($T=208 \mu s$) podemos concluir que as características do compensador digital do HCTL-1100 não permitem obter uma resposta com o amortecimento suficiente, embora o erro estático verificou-se ser bastante aceitável. Para conseguir uma resposta mais amortecida devia ser adotada uma estrutura de dois compensadores em cascata, o qual não é possível com o presente microcontrolador. Verificou-se assim mesmo que o aumento do período de amostragem provoca um aumento do erro estático, e uma diminuição na velocidade de resposta do sistema, o qual foi evidenciado no segundo ensaio ($T=1,608 ms$), assim mesmo o ganho crítico de estabilidade diminui consideravelmente.

DIAGRAMA DAS RAIZES DIGITAL

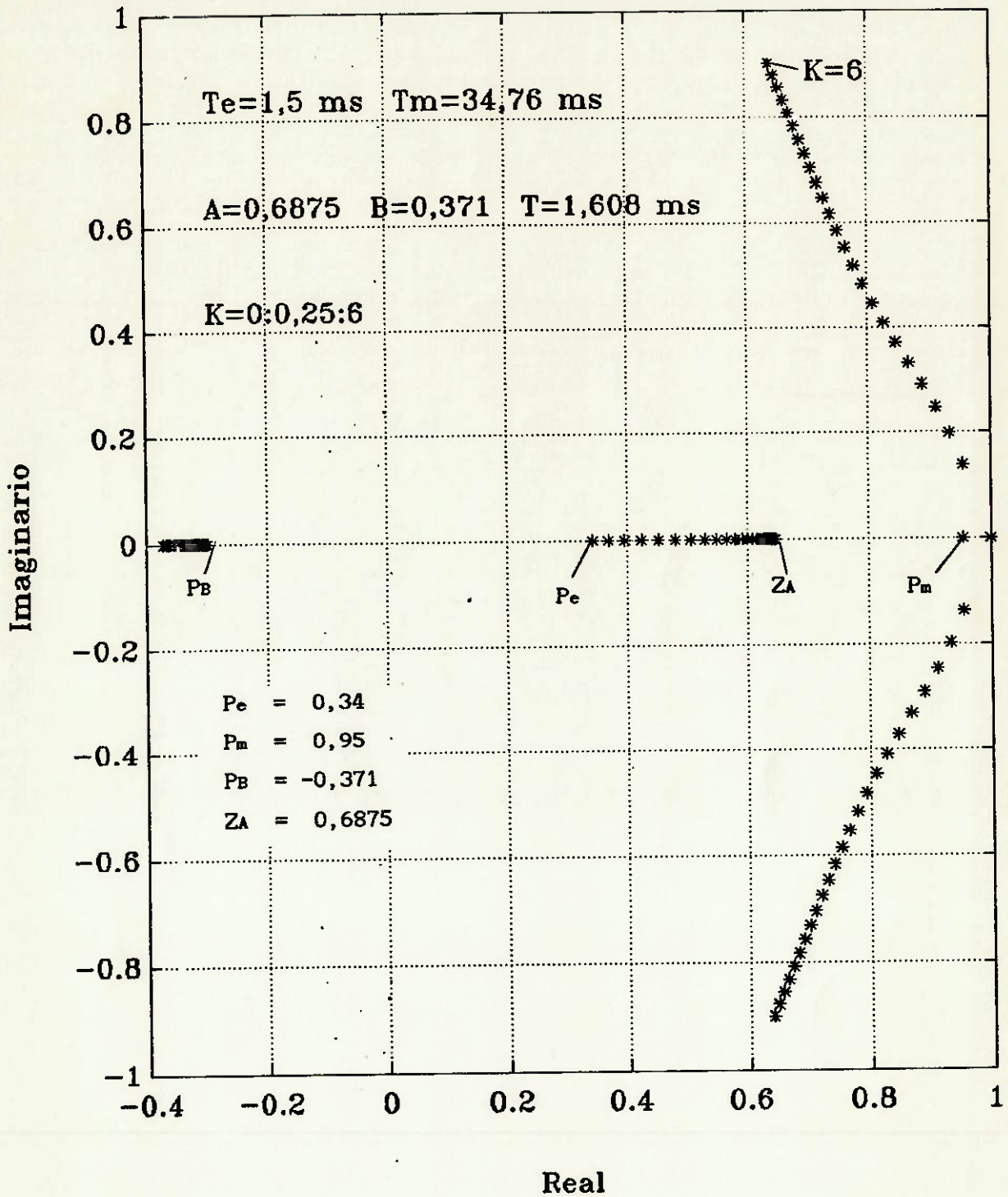


Figura 6.6 Lugar das Raizes para $T=1,608 \text{ ms}$

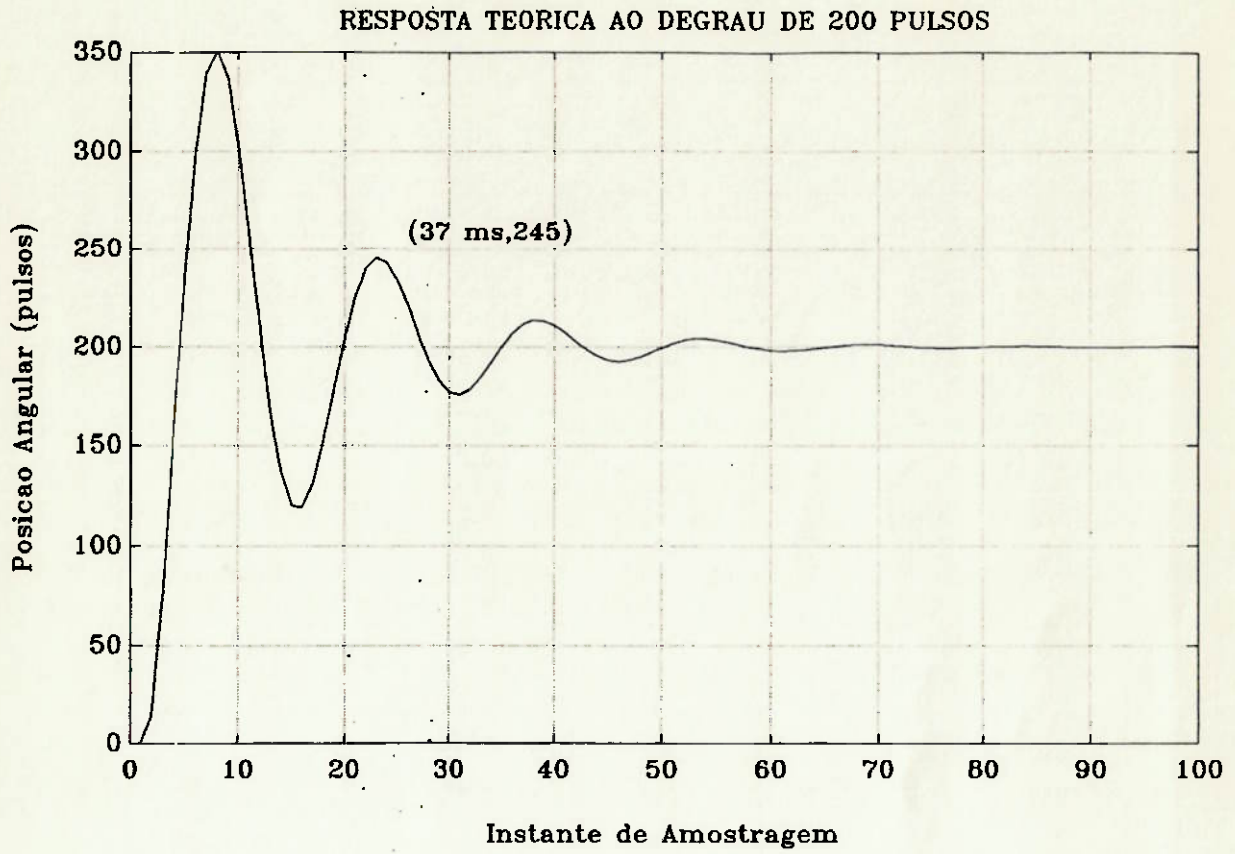


Figura 6.7 Resposta teórica do sistema ao degrau

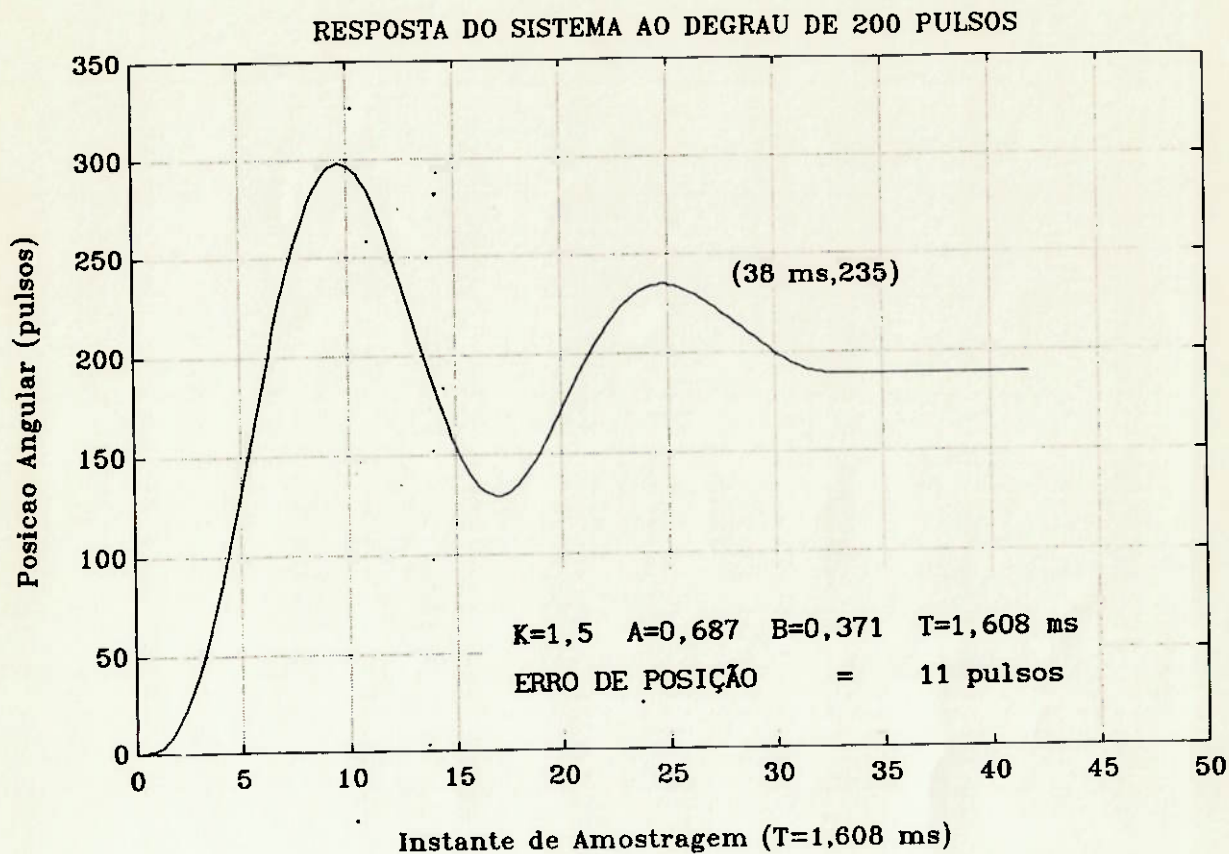


Figura 6.8 Respostas real do sistema ao degrau

DIAGRAMA DAS RAIZES DIGITAL

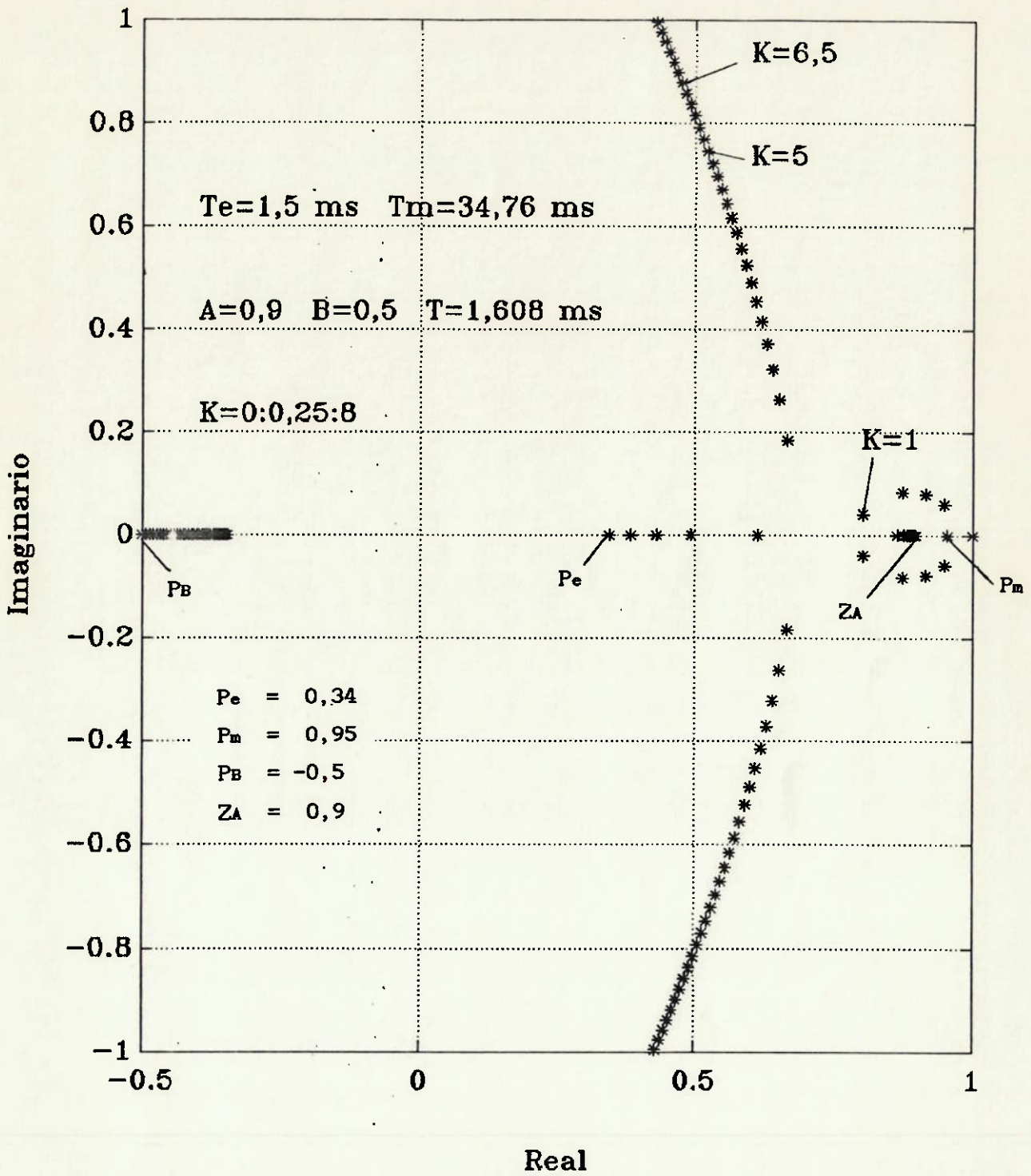


Figura 6.9 Lugar das Raízes para $T=1,608 \text{ ms}$

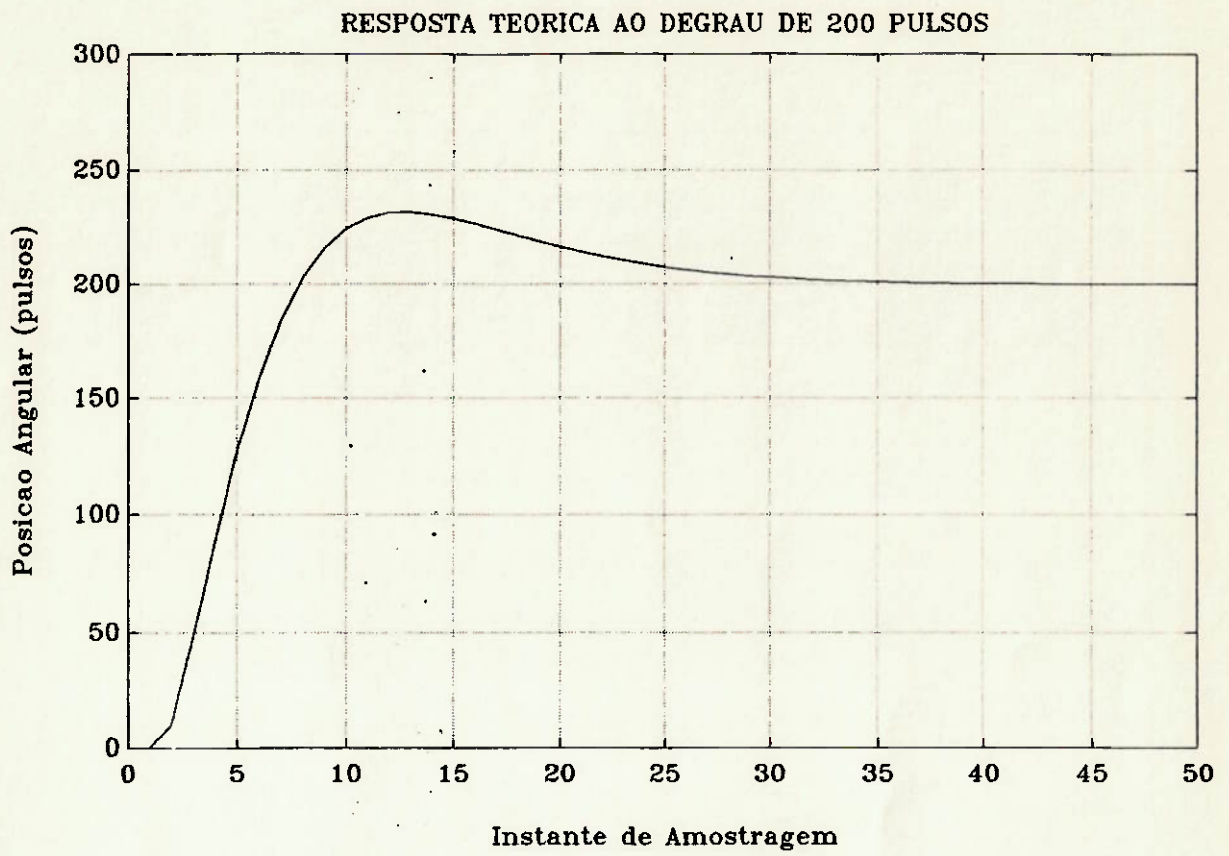


Figura 6.10 Resposta teórica ao degrau para $K=1$

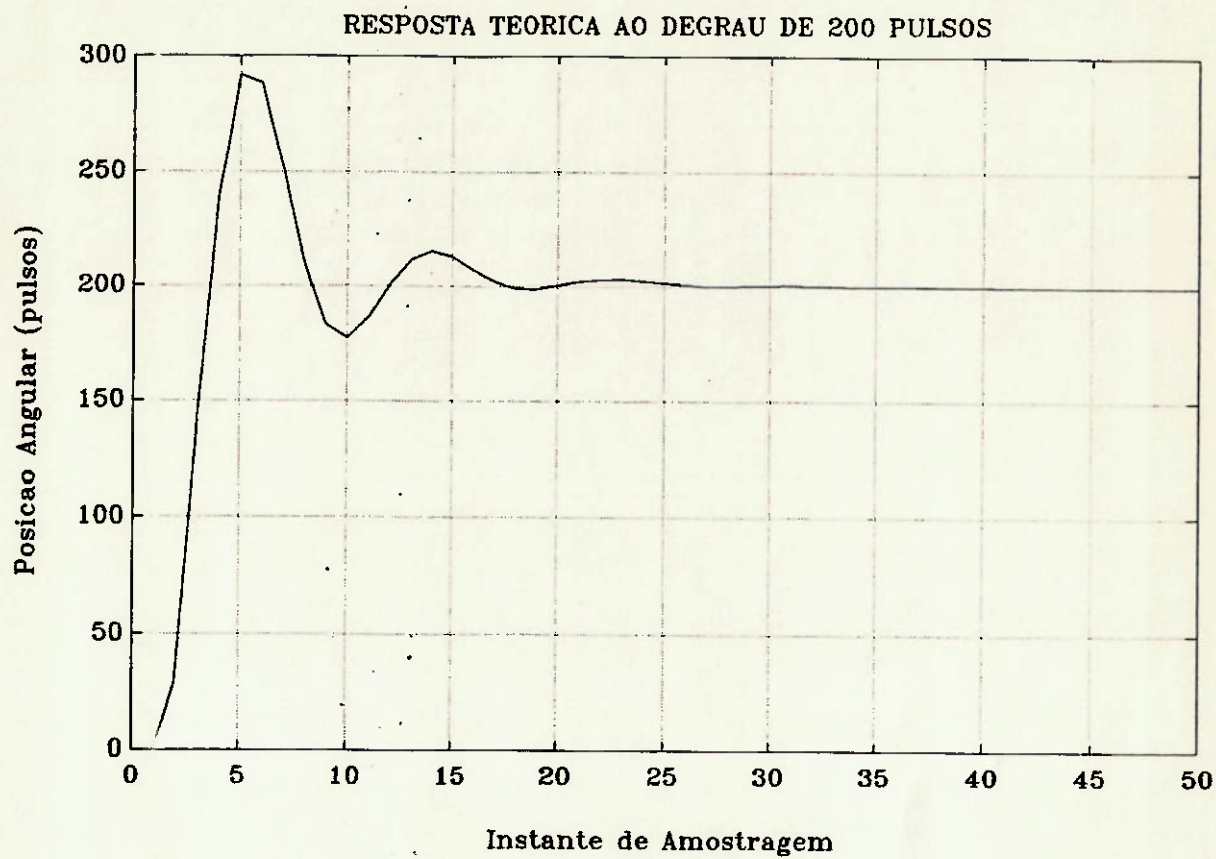


Figura 6.11 Resposta teórica ao degrau para $K=3$

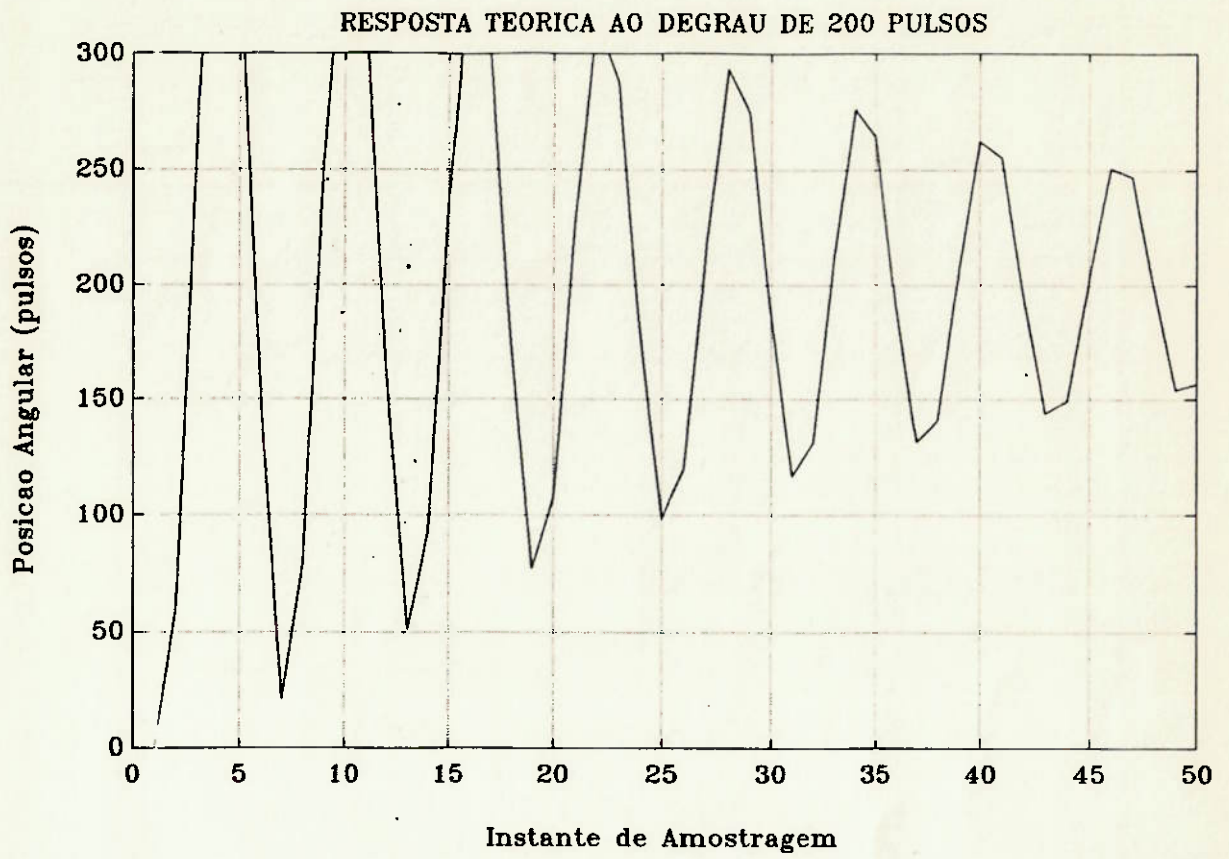


Figura 6.12 Resposta teórica para $K=6,5$

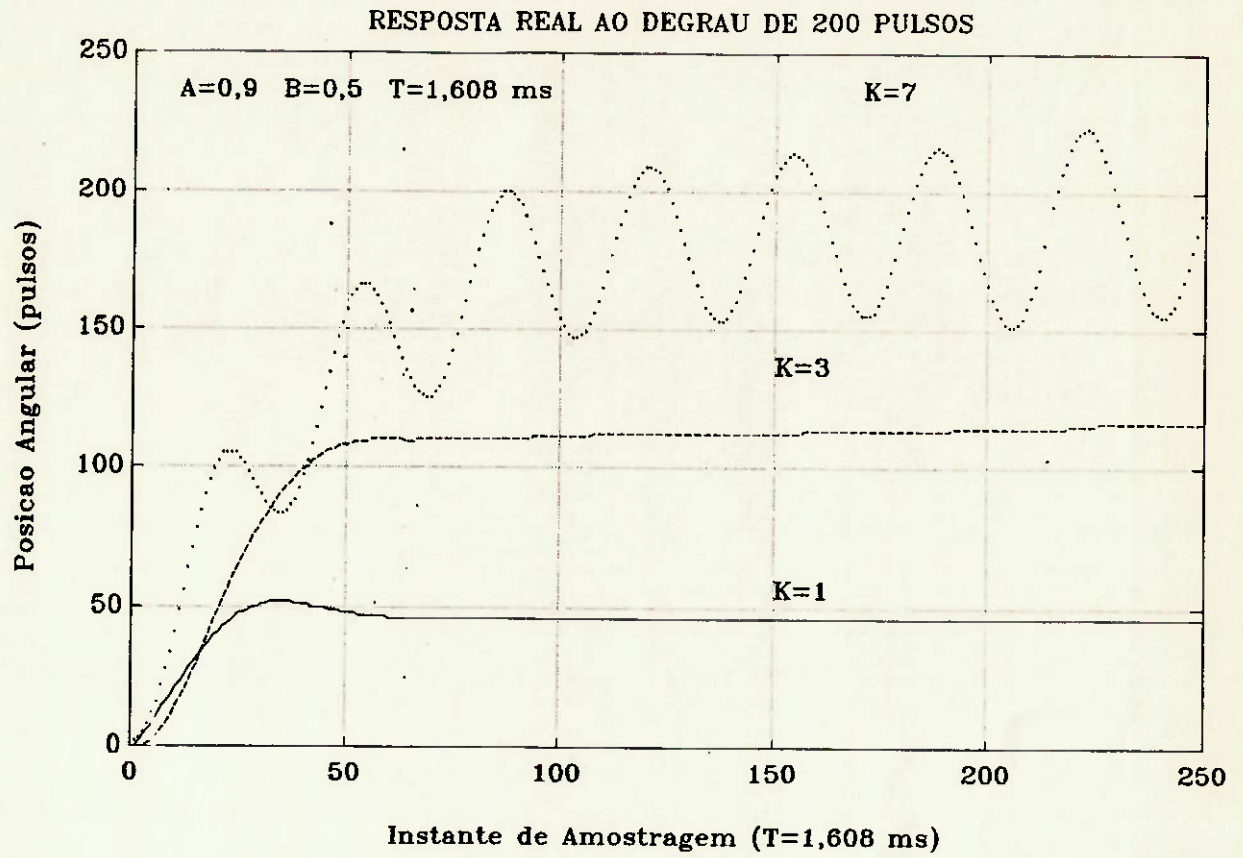


Figura 6.13 Resposta real do sistema para K=1,K=3 e K=7

6.3 MODO DE CONTROLE DE POSIÇÃO COM PERFIL DE VELOCIDADE TRAPEZOIDAL

Para trabalhar neste modo de controle foi escolhida a opção "2" do programa "CMOTOR.PAS". Novamente foram realizados dois ensaios com os mesmos valores de período de amostragem usados no modo de controle ponto a ponto.

6.3 1 RESPOSTA SIMULADA E RESPOSTA REAL DO SISTEMA

Com o objetivo de "simular" a resposta do sistema, quando trabalhando neste modo de controle, foram feitos 3 programas usando o "Matlab". Estes programas podem ser encontrados no anexo B e serão explicados a seguir.

6.3 1.1 PROGRAMA "SIMUL.M"

O programa "simul.m" simula a entrada ou comando de posição para um perfil de velocidade trapezoidal. Os dados que devem ser ingressados antes de executar o programa são:

- e : posição final desejada (pulsos)
- vm : velocidade máxima do percurso (pulsos/T), onde "T" é o período de amostragem
- ac : aceleração do percurso (pulsos/T²)

Primeiramente, o programa calcula os percursos com aceleração constante, velocidade constante e desaceleração constante. No caso que a velocidade máxima não seja atingida até a metade do percurso, o programa gera um perfil de velocidade triangular, em vez de trapezoidal. O programa é gerado da mesma forma que o microcontrolador gera o comando de posição neste modo de controle. A saída do programa é um vetor de posição $p(kT)$ gerado para cada instante de amostragem.

O programa apresenta uma imprecisão quando o instante em que acontece a mudança do regime (de aceleração constante a velocidade

constante) não cae exatamente num instante de amostragem, aproxima ao inteiro mas próximo, já que não trabalha entre amostragens. Este problema é minimizado quando se simula posicionamentos longos.

6.3.1.2 PROGRAMA "SIMTRAP.M"

O programa "simtrap.m" simula a resposta do sistema à entrada gerada pelo programa "simul.m". Sendo que este programa usa a função de transferência discreta do sistema, deve ser rodado previamente o programa "raizes.m". Além destes programas, deve ser especificado o ganho do compensador "kp" a ser usado.

6.3 1.3 PROGRAMA "SIMULV.M"

Este programa simula o perfil de velocidade correspondente ao comando de posição gerado pelo programa "simul.m" e, conseqüentemente, deve ser executado depois dele.

6.3 2 ENSAIO COM FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM ALTA

Neste ensaio foi adotado o mesmo tempo de amostragem ($T=208 \mu s$) e os mesmos parâmetros do compensador usados no cap. 6.2.2. Os dados adicionais programados na opção "2" do programa "CMOTOR.PAS" são:

comando de posição : 2000 pulsos
aceleração : $0,1557 \text{ pulsos}/T^2$
velocidade máxima : $20 \text{ pulsos}/T$

Para obter a resposta simulada do sistema foi executado o programa "simtrap.m". A comparação entre a resposta simulada e a resposta real do sistema é mostrada na figura 6.15. Novamente, para fins de comparação dos gráficos, foi transformada a curva de resposta real na mesma base de tempo que a resposta teórica ($T=208 \mu s$). Nesta figura se pode verificar a boa aproximação entre ambas as curvas. O erro estático obtido é de 3 pulsos, bastante satisfatório para nossos requerimentos.

A curva correspondente à referência de posição (gerada pelo programa "simul.m" não é apresentada no gráfico por coincidir praticamente com a curva de resposta simulada, o qual significa um erro de acompanhamento mínimo.

A velocidade real do sistema foi calculada como o incremento da posição (lida do encoder) em cada período de amostragem. A referência de velocidade foi obtida usando o programa "simulv.m". A comparação entre ambas curvas é apresentada na figura 6.16, onde se verifica uma boa aproximação na tendência da curva, embora os pontos correspondentes à velocidade real apresentam uma certa descontinuidade.

Isto devido a que cada vez que o software lê os registradores de posição real, tem que ser feita previamente uma verificação (que introduz um retardo mínimo) para saber se o microcontrolador pode ser "interrompido" para realizar a leitura dos dados. Caso não possa ser interrompido devem realizar-se verificações sucessivas até que seja possível fazê-lo.

Constatou-se que não são necessárias mais de três verificações, sendo adotada como média duas verificações na avaliação do período de amostragem do software " T_s " que no caso deste modo de controle foi de 1,355 ms e, no caso do modo de controle de posição ponto a ponto foi de 0,336 ms obtidos com elementos de retardo (delay). Dessa maneira, o período de amostragem do software não é exatamente constante e sendo que para o cálculo da velocidade real usamos o período de amostragem do software como constante, é introduzido um erro na avaliação da velocidade.

Com o objetivo de obter um perfil de velocidade trapezoidal foi diminuída a velocidade máxima e aumentado o percurso. Neste caso foi programado:

comando de posição : 3000 pulsos
aceleração : 0,1557 pulsos/T²
velocidade máxima : 12 pulsos/T

A comparação entre a resposta simulada e a resposta real é mostrada na figura 6.17. O detalhe do percurso final é ampliado na figura 6.18 onde verifica-se que o "erro do modelo" (diferença entre a resposta simulada e a resposta real do sistema) é aproximadamente de 7 pulsos (4,2 minutos de arco). Outro detalhe importante é que a simulação acaba em 327 amostragens (teoricamente quando a referência atinge a posição final) não obstante, o compensador continua detectando erro de posição e tentando corrigi-lo, por esse motivo a posição real final é de 2996 pulsos.

A comparação entre a referência de velocidade e a velocidade real é mostrada na figura 6.19, onde se pode observar que além da imprecisão no gráfico da resposta real anteriormente comentado, o controle tenta manter a velocidade o mais perto possível da velocidade máxima programada, corrigindo-a constantemente.

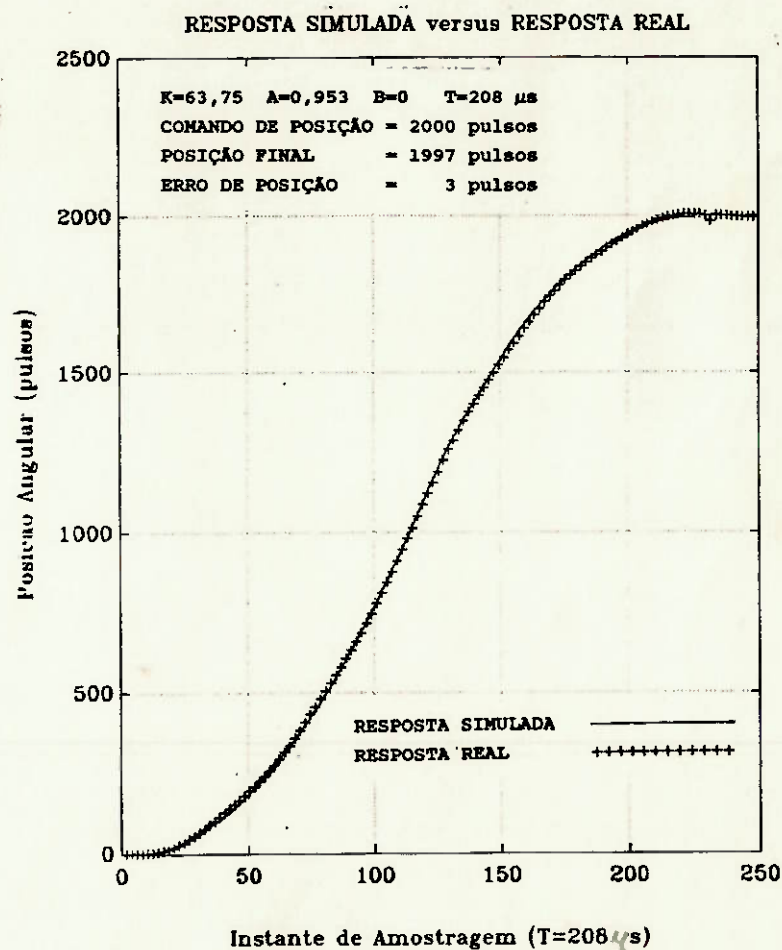


Figura 6.15 Comparação entre a resposta simulada e a real

REFERENCIA DE VELOCIDADE versus VELOCIDADE REAL

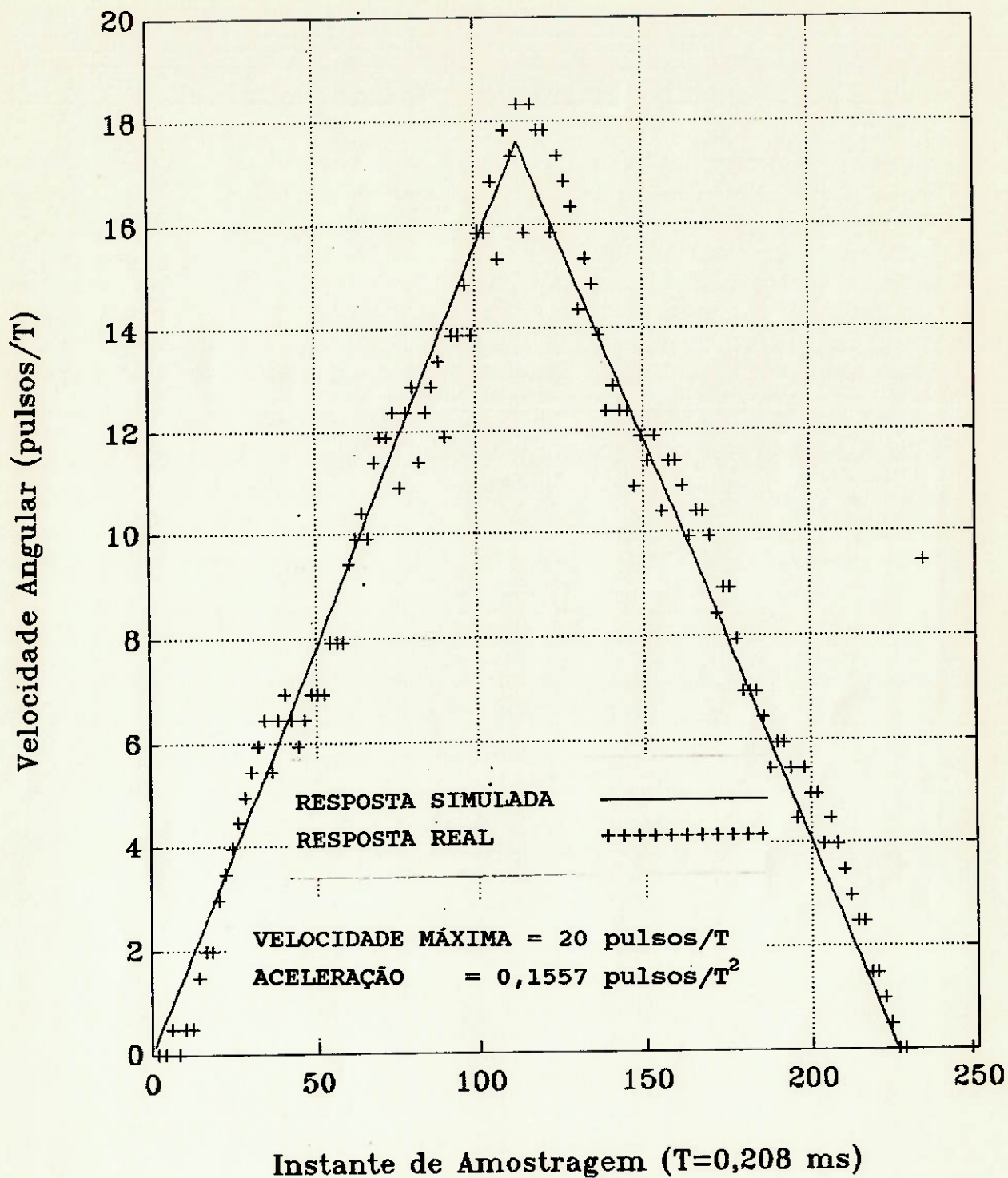


Figura 6.16 Comparação entre a referencia e a velocidade

RESPOSTA SIMULADA versus RESPOSTA REAL

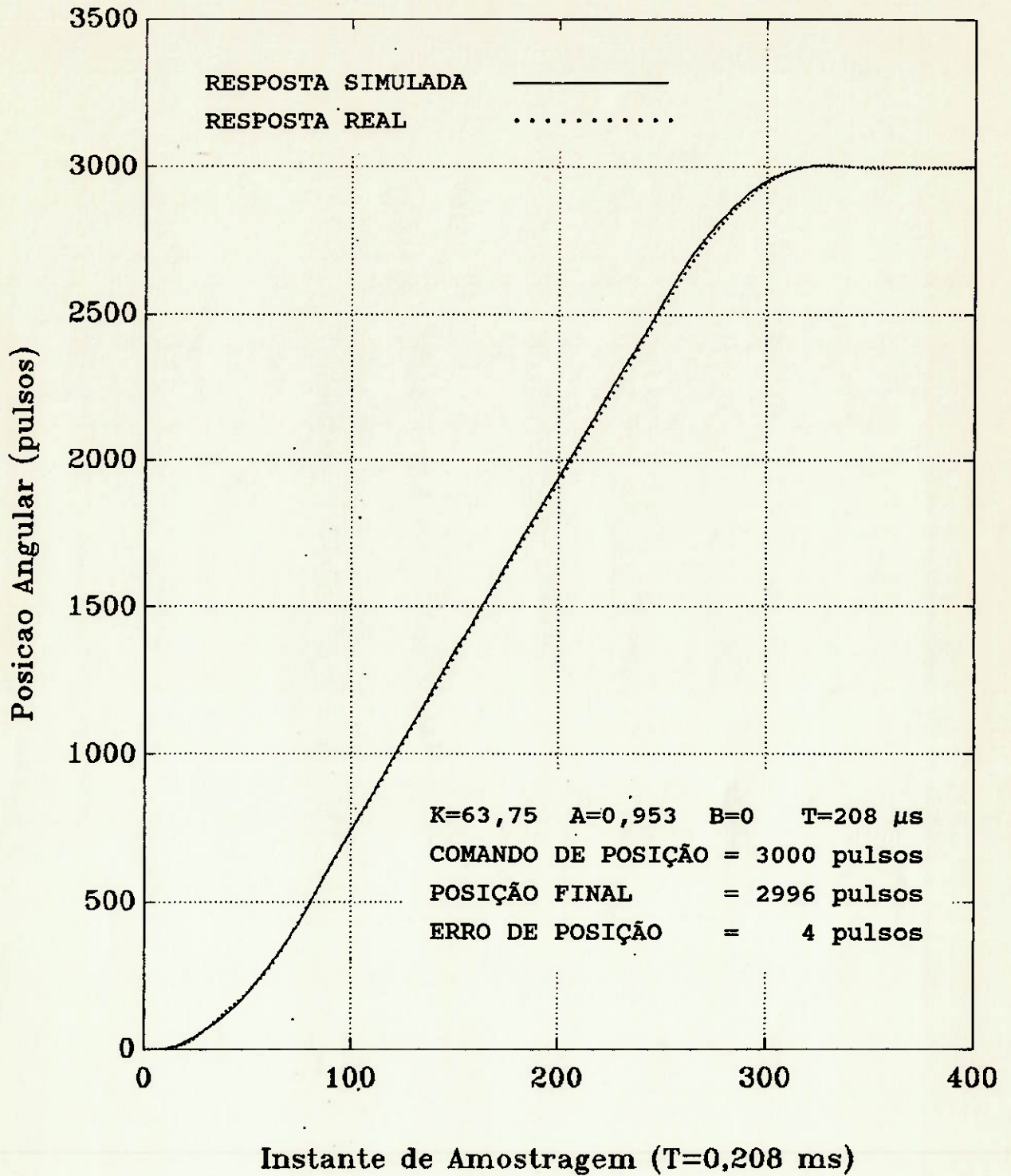


Figura 6.17 Comparação entre a resposta simulada e a real

RESPOSTA SIMULADA versus RESPOSTA REAL

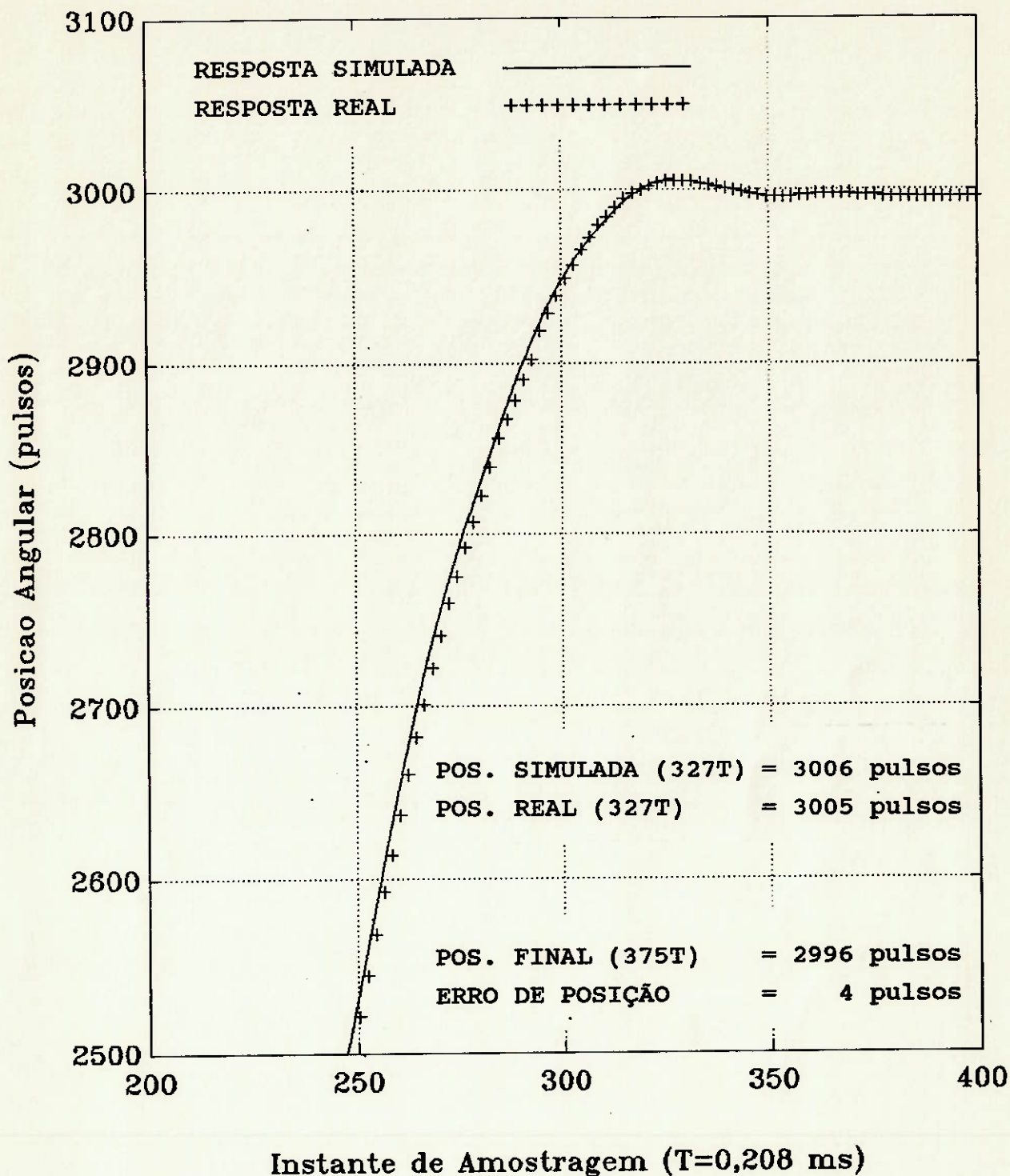


Figura 6.18 Comparação entre a resposta simulada e a real

REFERENCIA DE VELOCIDADE versus VELOCIDADE REAL

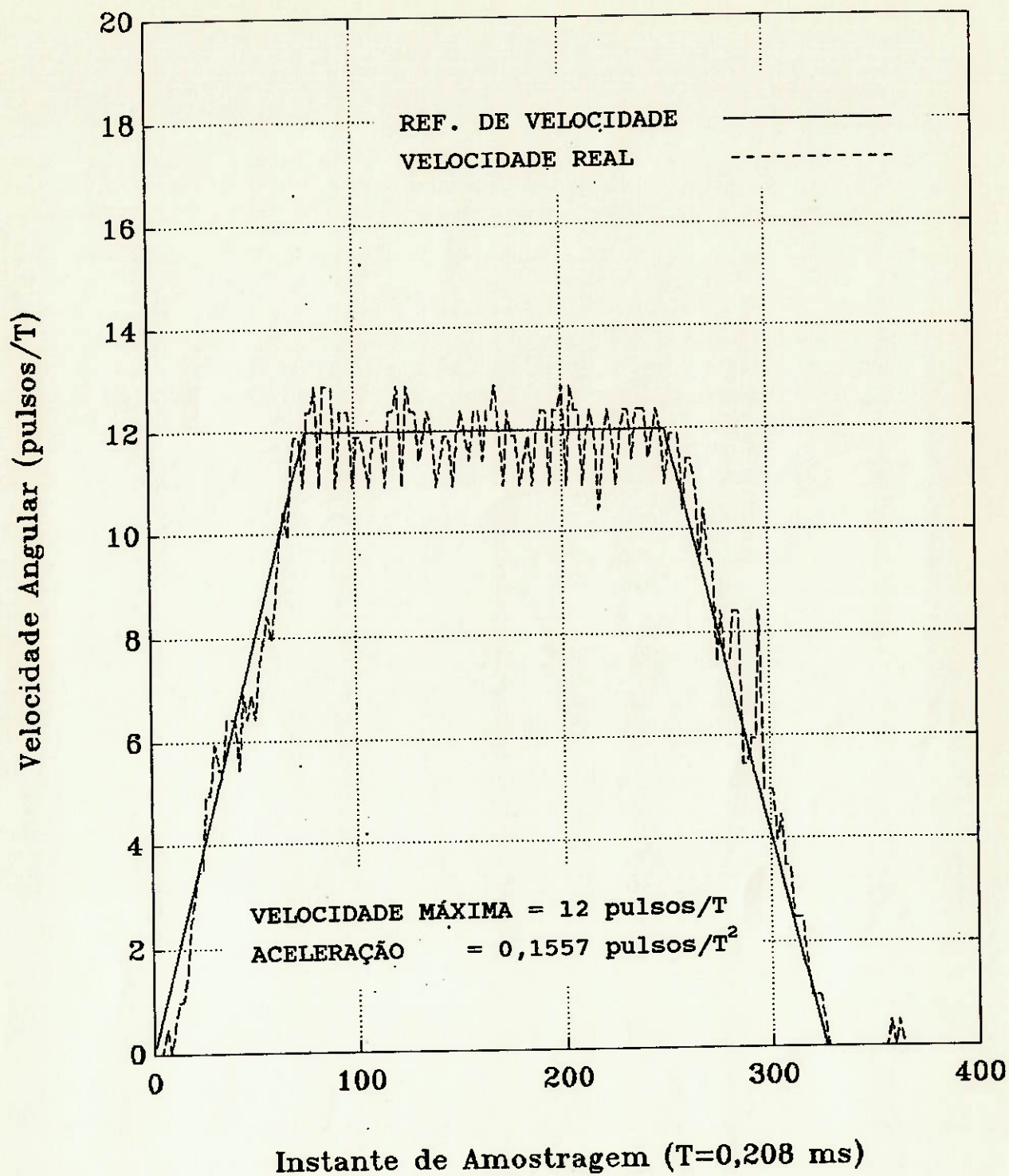


Figura 6.19 Comparação entre a referência e a velocidade

6.3.3 ENSAIO COM FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM BAIXA

Neste ensaio foi usado o mesmo período de amostragem usado no cap 6.2.3 e os mesmos parâmetros do compensador indicados na figura 6.9, trabalhando-se com valores de $K=1$, $K=5$, $K=6,5$ e $K=8$.

Para $K=1$, os valores programados no "CMOTOR.PAS" são:

comando de posição : 5000 pulsos
aceleração : 4,655 pulsos/T²
velocidade máxima : 51 pulsos/T

A figura 6.20 mostra a comparação entre a referência de posição (gerada pelo programa "simul.m"), resposta simulada (gerada pelo programa "simtrap.m") e a resposta real do sistema. Podemos verificar que o aumento do período de amostragem ocasiona um aumento do erro de acompanhamento (diferença entre a referência e a resposta simulada) e do erro do modelo (diferença entre a resposta simulada e a resposta real). Assim mesmo, o fato de trabalhar com um ganho muito baixo ocasiona um aumento do erro estático, neste caso o erro foi de 202 pulsos, o qual é inaceitável.

A comparação entre a referência de velocidade e a velocidade real do sistema é apresentada na figura 6.21, onde pode observar-se uma diferença excessiva entre a referência e a resposta real.

No ensaio para $K=5$ manteve-se os mesmos parâmetros do caso anterior. A comparação entre a referência, resposta simulada e resposta real pode ser vista na figura 6.22 e na ampliação feita na figura 6.23. Podemos verificar que o aumento do ganho provoca uma diminuição considerável do erro de acompanhamento, do erro do modelo e, do erro estático. Neste caso, o erro estático caiu para 24 pulsos.

Na figura 6.24 se apresenta a comparação entre a referência de velocidade e a velocidade real, observa-se que a diferença entre a

referência e a resposta real diminuiu consideravelmente em comparação com a figura 6.21.

No ensaio feito para $K=6,5$ (figura 6.25) o erro estático diminuiu para 13 pulsos, o fato de estar perto do ganho crítico de estabilidade influência notoriamente no comportamento do sistema, especialmente no trecho de aceleração constante, como pode ser visto na figura 6.26. Por este motivo é recomendável trabalhar com ganho inferior, embora o erro estático aumente.

A situação de instabilidade pode ser vista na figura 6.27, onde se trabalhou com $K=8$. Observe-se que tanto a resposta simulada como a resposta real apresentam este comportamento. Neste caso deve ser desligado o interruptor de habilitação do amplificador PWM para deter o movimento.

Foi feito um segundo ensaio com os mesmos parâmetros do compensador usados nas figuras 6.6 e 6.7 ($A=0,6875$ $B=0,371$ $K=1,5$). Embora, com esses parâmetros obteve-se boa semelhança entre as respostas simulada e real nesse caso, não se verificou o mesmo resultado no modo de controle de posição com perfil de velocidade trapezoidal. Neste caso a resposta é oscilatória, como é mostrado nas figuras 6.28 e 6.29. Isto é devido, provavelmente, a estar trabalhando perto do limite de estabilidade.

6.3.4 COMENTÁRIOS

O modo de controle de posição com perfil de velocidade trapezoidal é especialmente recomendável quando as exigências do projeto não permitem apresentar "overshoots" de posição, assim como quando não somente é desejável ter precisão no posicionamento mais ter controle durante o percurso total. Isto devido a que não existe o problema de saturação do amplificador e a influência da compensação é evidenciada durante todo o percurso. Dos ensaios feitos, se põe em evidência as vantagens de usar períodos de amostragens rápidos tanto em referência ao erro estático quanto aos erros de acompanhamento e do modelo.

REFERENCIA, RESPOSTA SIMULADA E RESPOSTA REAL

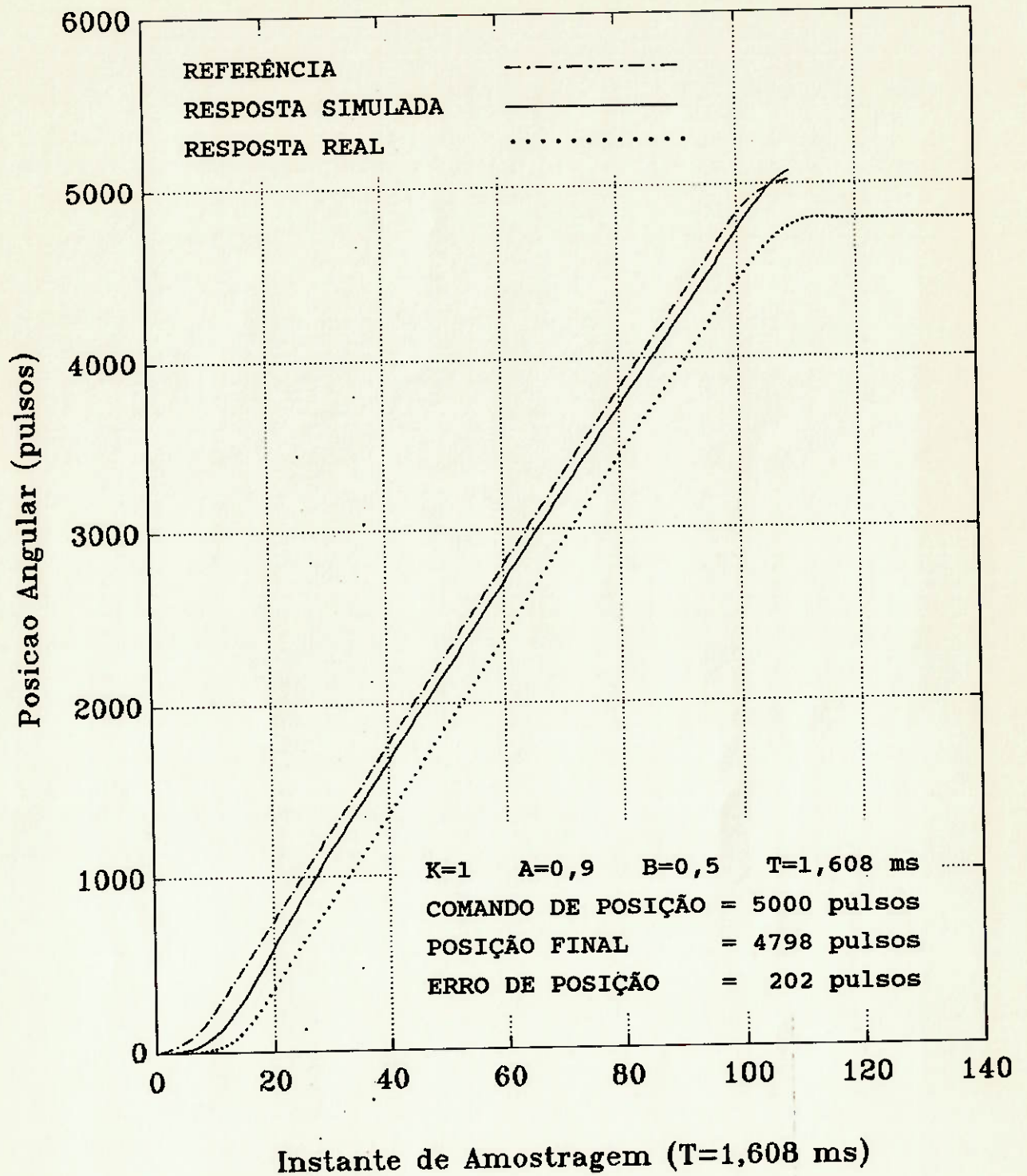


Figura 6.20 Comparação entre a referência, resposta simulada e resposta real

REFERENCIA DE VELOCIDADE versus VELOCIDADE REAL

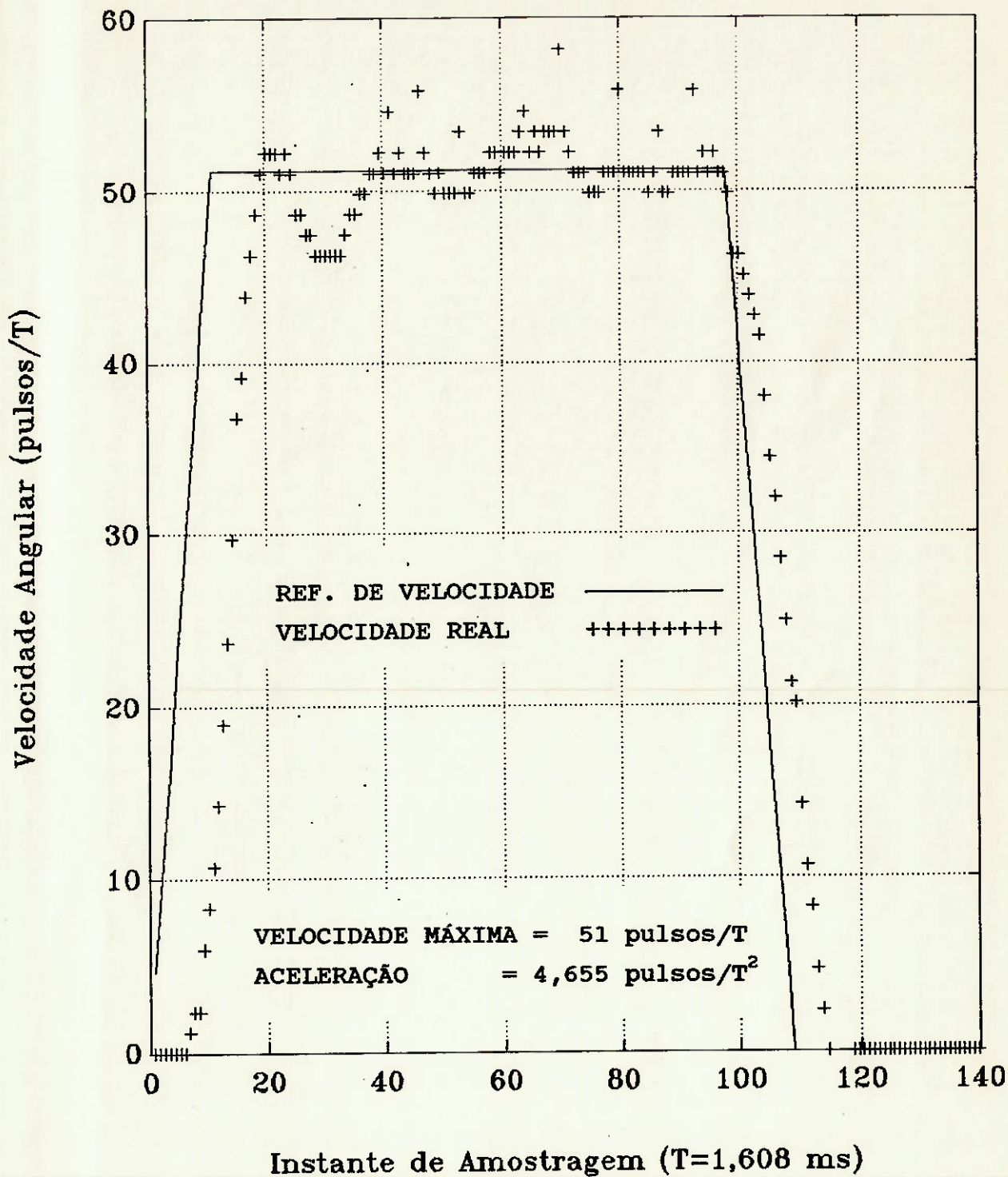


Figura 6.21 Comparação entre a referência e a velocidade real

REFERENCIA, RESPOSTA SIMULADA E RESPOSTA REAL

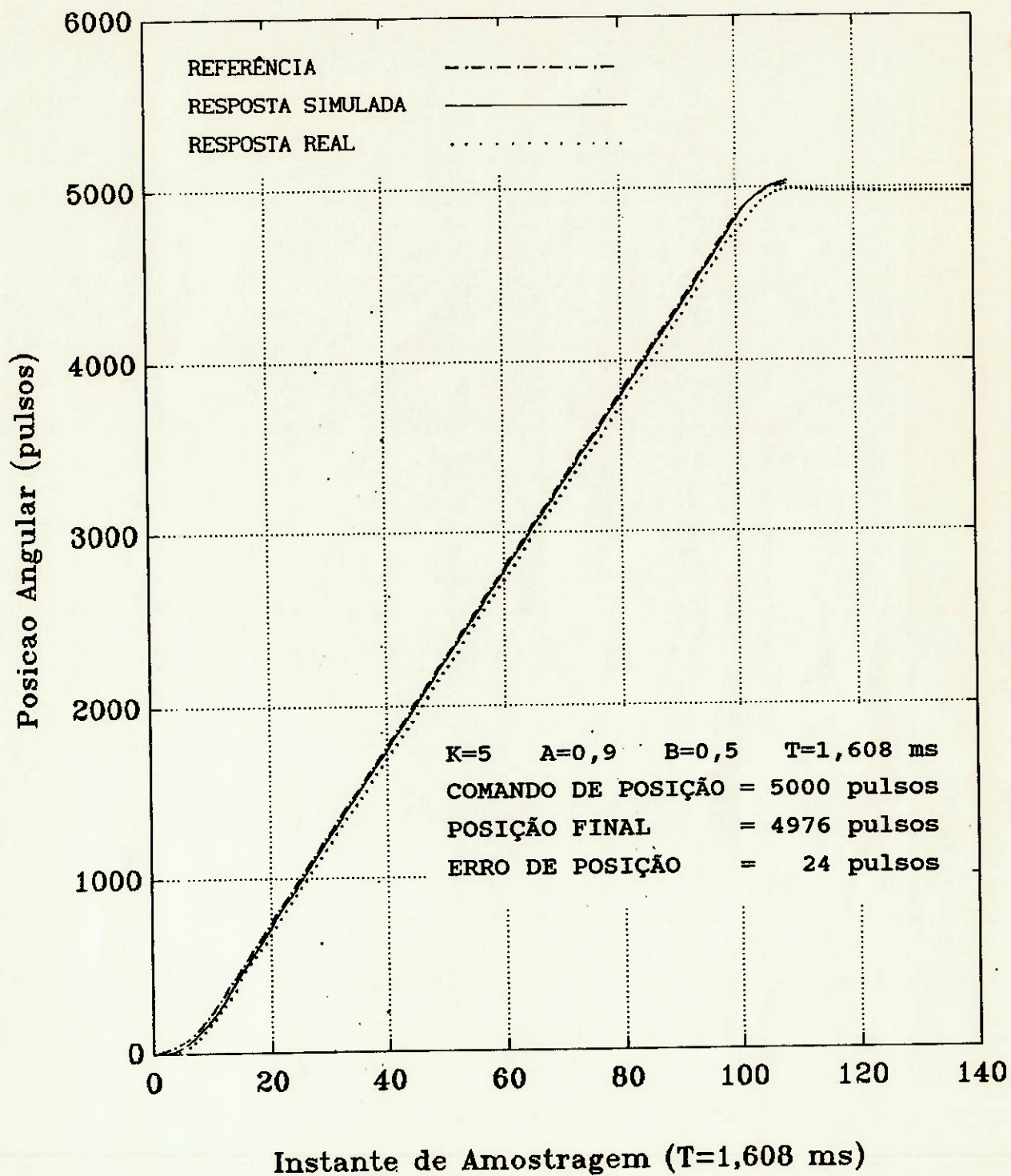


Figura 6.22 Comparação entre a referência, resposta simulada e resposta real

REFERENCIA, RESPOSTA SIMULADA E RESPOSTA REAL

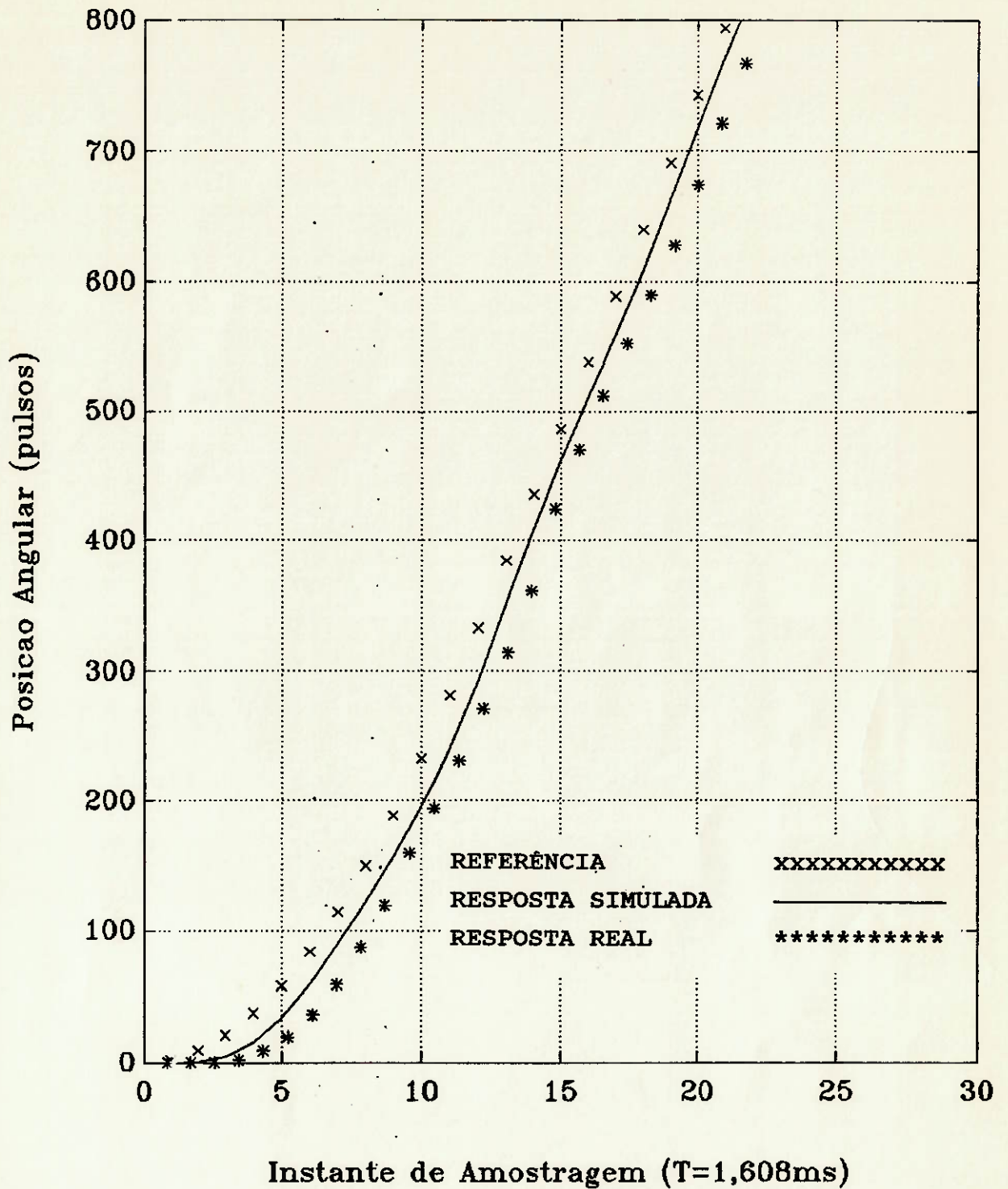


Figura 6.23 Comparação entre a referência, resposta simulada e resposta real

REFERENCIA DE VELOCIDADE versus VELOCIDADE REAL

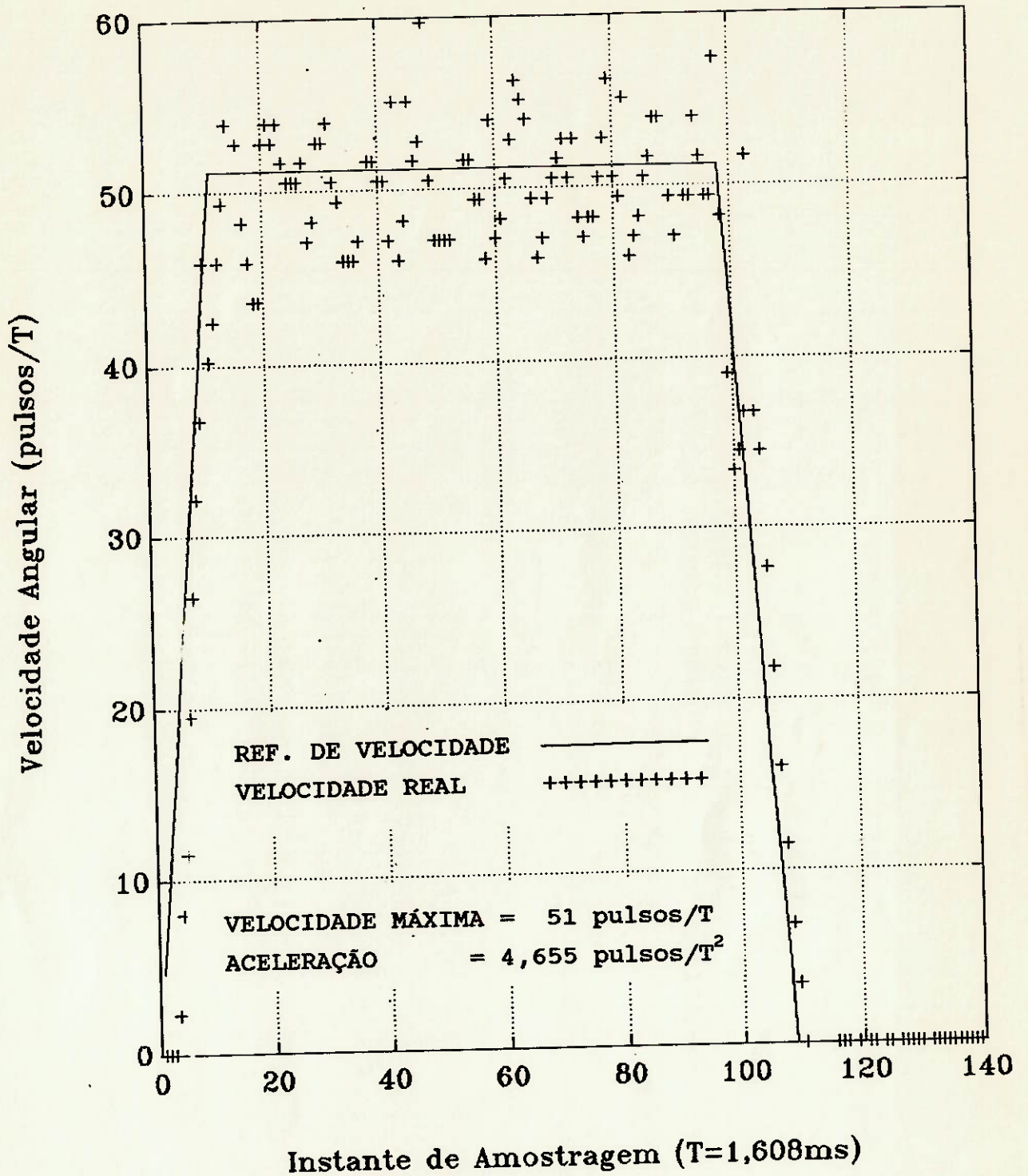


Figura 6.24 Comparação entre a referência e a velocidade real

REFERENCIA, RESPOSTA SIMULADA E RESPOSTA REAL

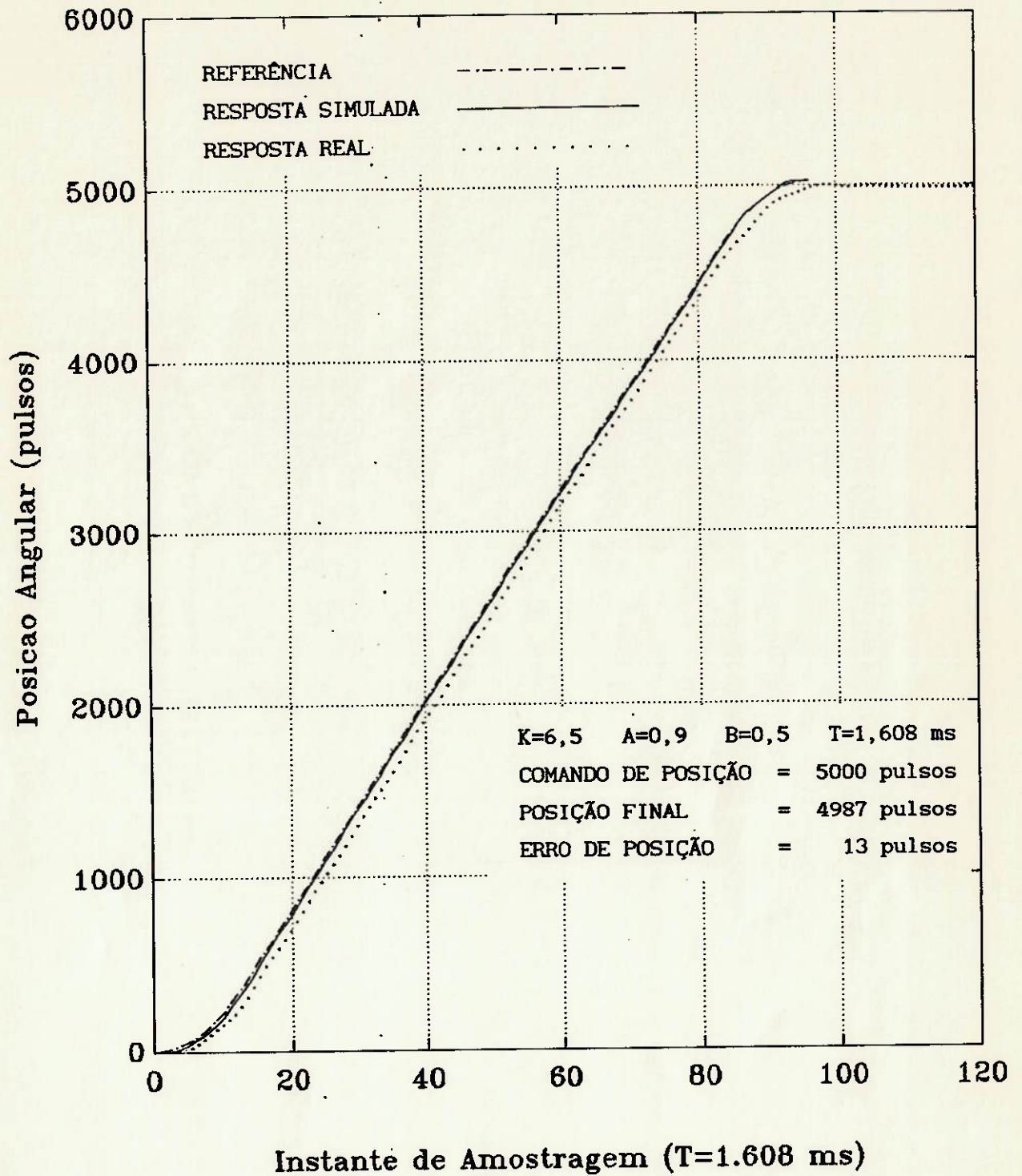


Figura 6.25 Comparação entre a referência, resposta simulada e resposta real

REFERENCIA DE VELOCIDADE versus VELOCIDADE REAL

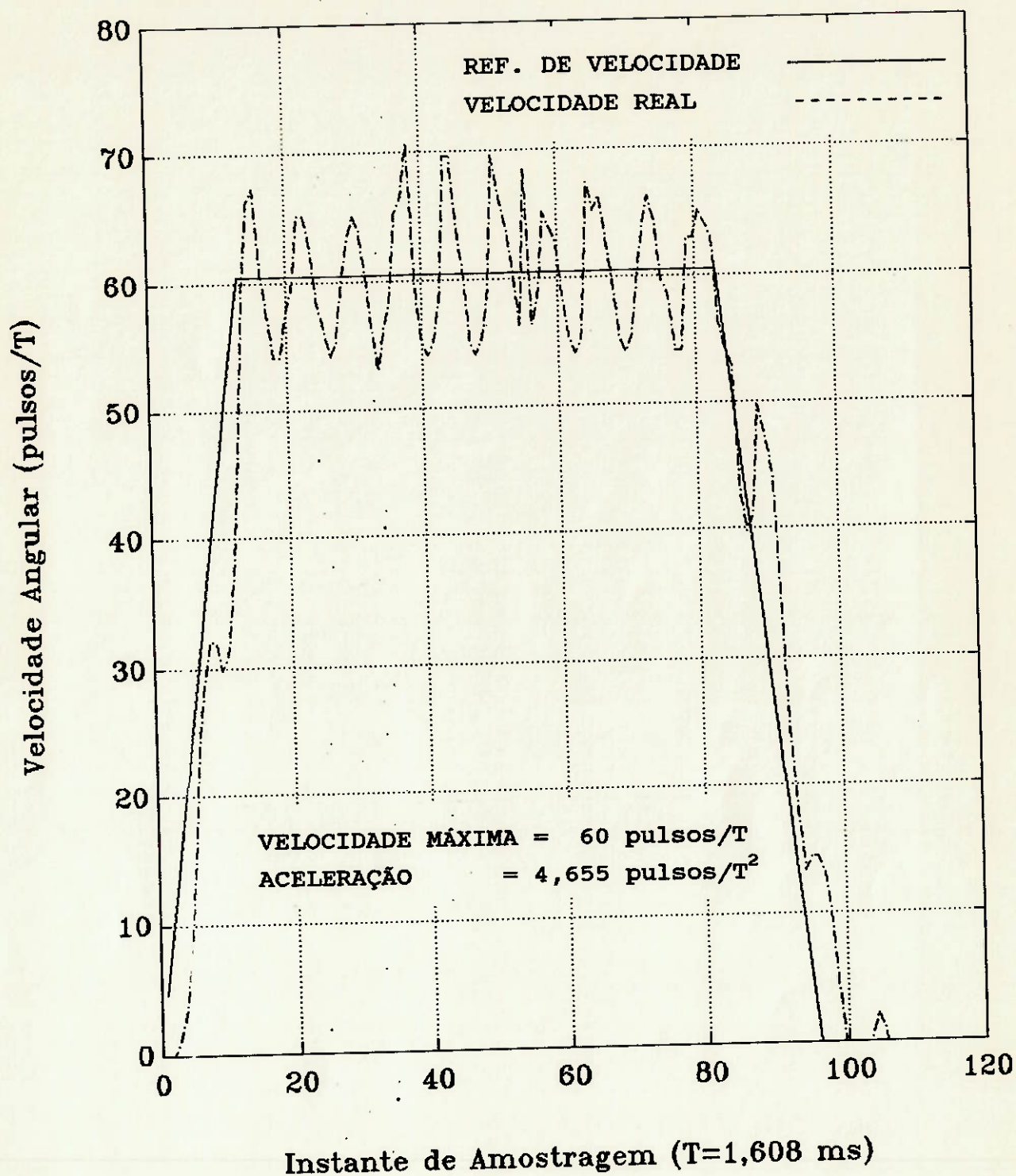


Figura 6.26 Comparação entre a referência e a velocidade real

REFERENCIA, RESPOSTA SIMULADA E RESPOSTA REAL

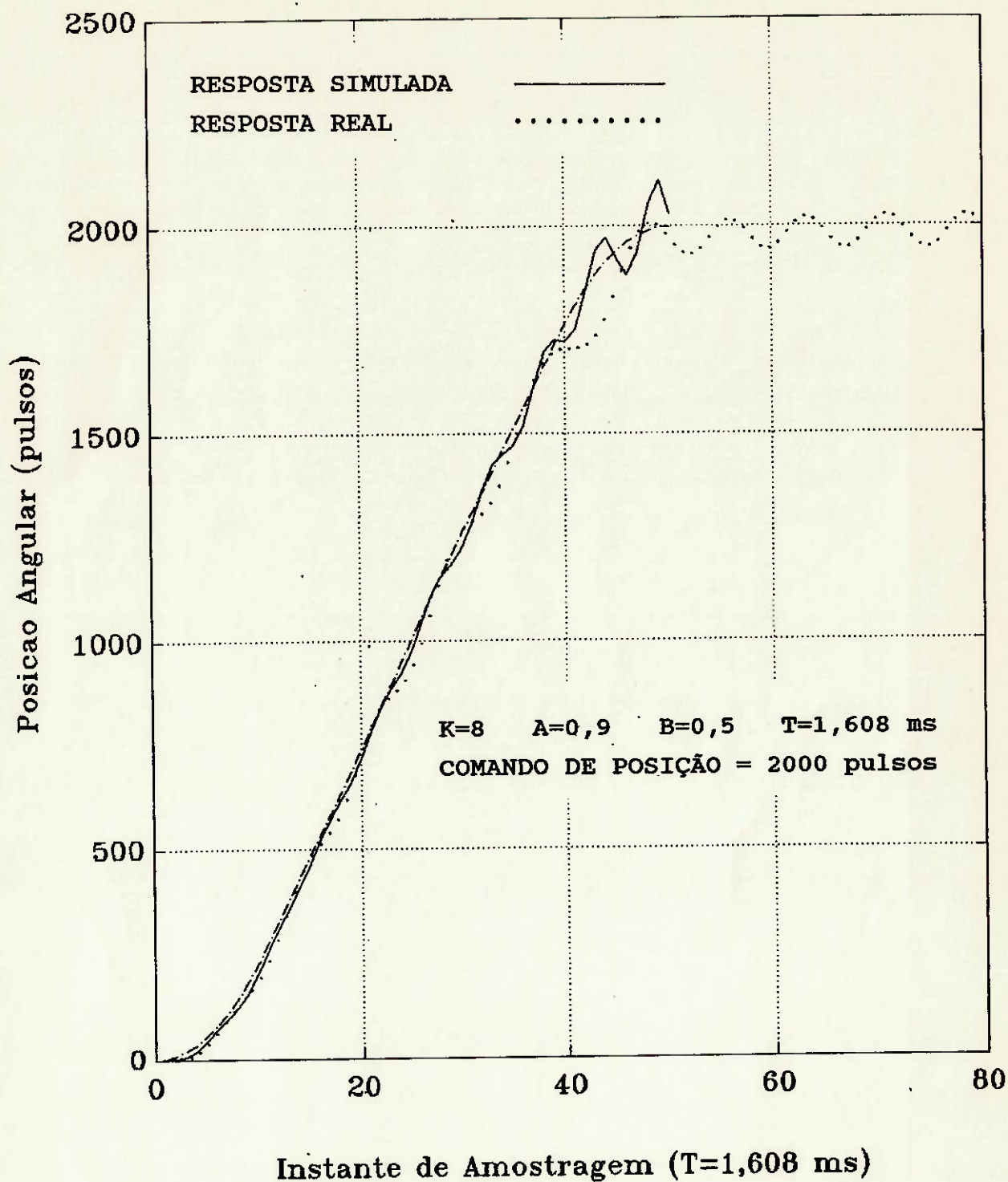


Figura 6.27 Comparação entre a referência, resposta simulada e resposta real

REPOSTA SIMULADA versus RESPOSTA REAL

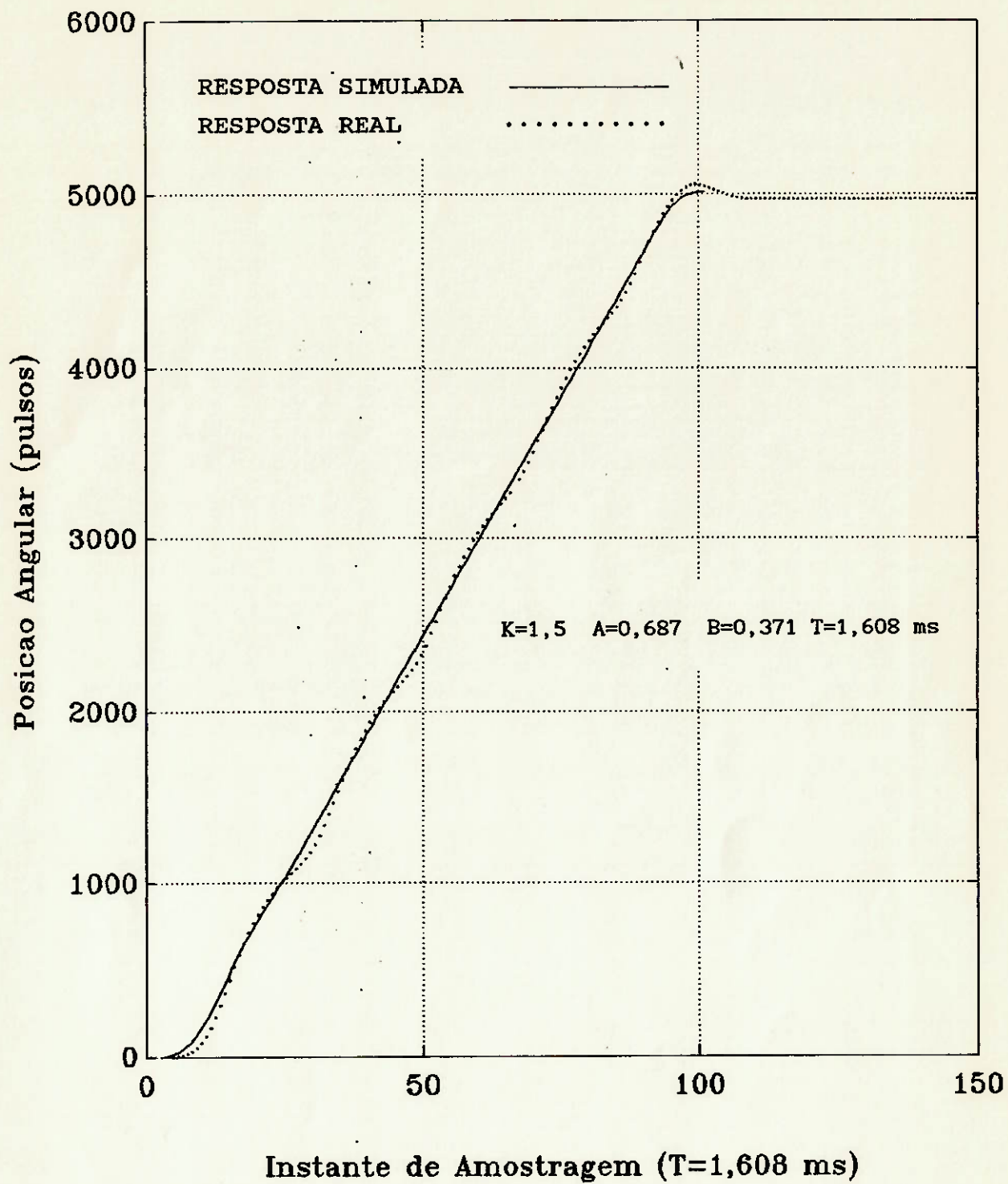


Figura 6.28 Comparação entre a resposta simulada e real

REFERENCIA, RESPOSTA SIMULADA E RESPOSTA REAL

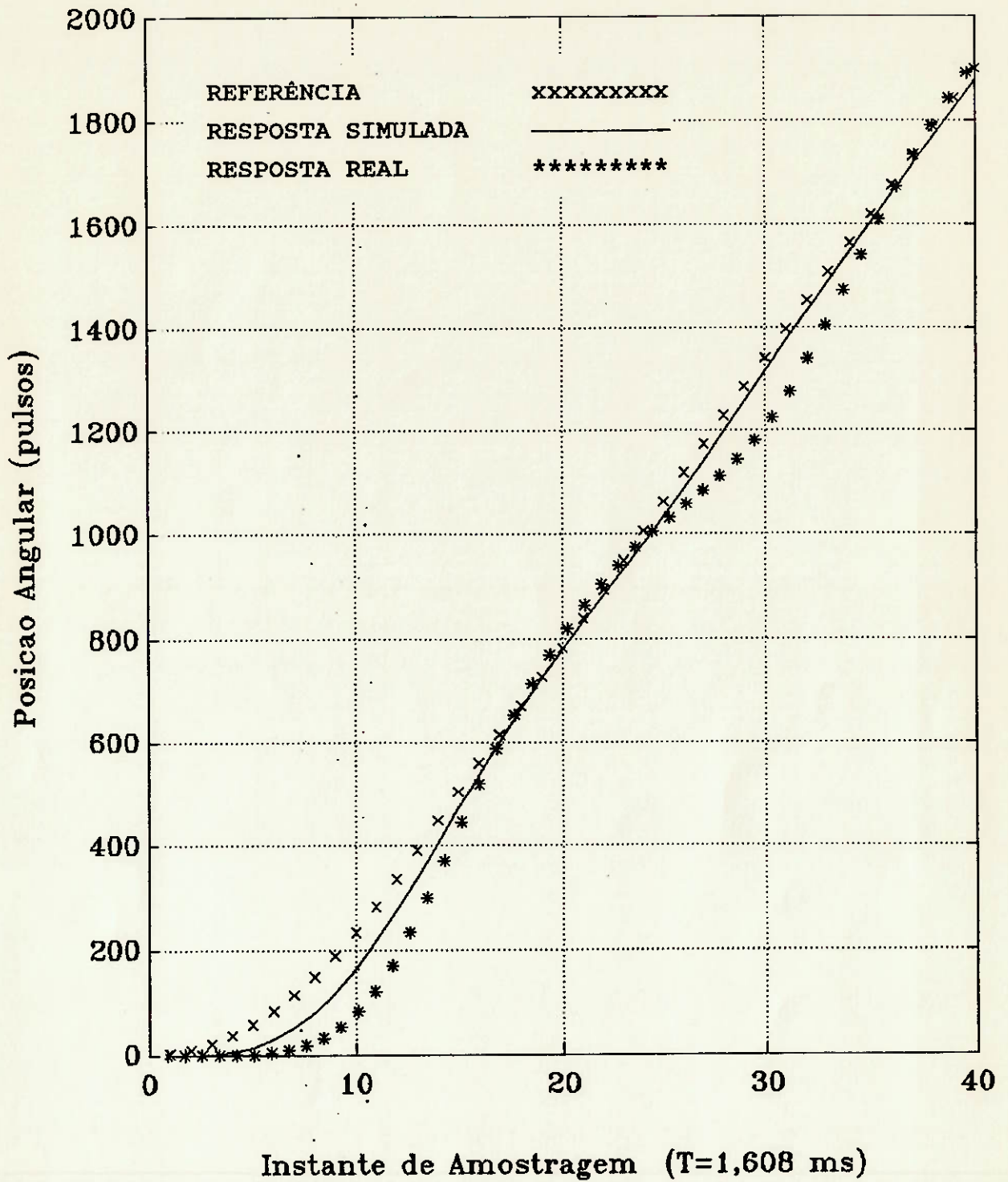


Figura 6.29 Comparação entre a referência, resposta simulada e resposta real

CAPÍTULO 7

TRABALHOS DE PESQUISAS FUTURAS

7.1 OPERAÇÃO DO HCTL-1100 COM REALIMENTAÇÃO DE VELOCIDADE

Uma alternativa que permitiria operar o HCTL-1100 com realimentação de velocidade aumentando a estabilidade do sistema (como visto no cap.3.3.2), seria "simular" a realimentação via software da seguinte maneira: A cada intervalo de amostragem deve ler-se a posição atual (via encoder) e dividi-la pelo período de amostragem, dessa forma se teria uma velocidade simulada. O valor da velocidade obtida (e afetada por um ganho adequado) seria subtraída da posição final desejada e o resultado seria carregado no registrador do comando de posição. Daí o microprocessador continua operando em forma normal: lê o comando de posição a cada instante de amostragem e fecha a malha de posição calculando o erro entre o comando e a posição atual para fazer a compensação.

As operações podem ser esquematizadas da seguinte maneira:

Procedimento em software:

- 1)Leitura da posição do encoder
- 2)Cálculo da velocidade
- 3)Multiplicação da velocidade por um ganho adequado
- 4)Cálculo da diferença entre a posição final desejada e a velocidade
- 5)Carregar a diferença obtida no comando de posição

Procedimento em hardware (feito pelo HCTL-1100):

- 6)Leitura da posição atual e cálculo do erro de posição
- 7)Compensação do erro de posição
- 8)Cálculo do ciclo de trabalho do PWM
- 9)Geração dos sinais de controle do PWM: largura de pulso e sentido de giro do motor
- 10)Volta ao item 6).

A implementação de tal sistema apresenta duas dificuldades que precisam ser superadas:

1) Sendo que o HCTL-1100 foi projetado para realizar todas as tarefas de controle de forma independente do microcomputador (o qual serve basicamente como interface com o usuário na programação dos parâmetros de controle), torna-se difícil sincronizar o instante de amostragem do microcontrolador com o do software que realimenta a velocidade. Também, sendo que os períodos de amostragem de ambos devem ser iguais, é difícil ajustar exatamente o período de amostragem do software (através de instruções de retardo) para que coincida com o período de amostragem do microcontrolador.

2) Dado que cada instrução de leitura de registradores via software precisa de 2 ciclos de leitura das portas de entrada/saída (I/O), são necessários 6 ciclos de leitura para ler a posição atual em cada período de amostragem (3 registradores). Isto além das instruções de gravação de dados no microcontrolador e cálculos adicionais, limita a velocidade do software e, conseqüentemente, períodos de amostragem rápidos não poderiam ser usados.

Para eliminar a necessidade de interromper o microcontrolador quando se lê os registradores de posição, seria necessário implementar em hardware um sistema de decodificação e um contador de pulsos de encoder. Dessa forma seria possível ler a posição real (via instruções em software) a uma velocidade de amostragem constante.

7.2 APLICAÇÃO DO MICROCONTROLADOR LM629

Existe um microcontrolador de movimento que apresenta características diferentes do HCTL-1100, e que merece ser levado em consideração para trabalhos futuros. Se trata do LM629 fabricado pela "National Semiconductor". A característica mais interessante deste microcontrolador é que o compensador digital pode ser configurado para trabalhar como P, PI, PD ou PID, sendo possível reprogramar esses parâmetros durante o movimento.

Uma desvantagem do HCTL-1100 referente ao LM629 é que o compensador não possui termo integrador, e portanto, não é possível garantir o erro de posicionamento nulo.

Sabendo que os parâmetros do LM629 podem ser modificados durante o movimento, seria possível inserir o termo integrador via software, quando a posição atual encontra-se perto da posição desejada, fazendo com que o "overshoot" de posição seja mínimo e garantindo exatamente a posição desejada.

Além destas características, o LM629 possibilita usar o sinal "Index" do encoder como referência de posição assim como a geração de interrupções por diversos motivos tais como: erro excessivo, referência de posição alcançada, etc. as quais podem ser programadas seguindo prioridades.

7.3 CONTROLE DE MOVIMENTO APLICADO A MÁQUINAS-FERRAMENTA

Existem três exigências de projeto que devem ser considerados quando se trabalha com máquinas-ferramenta servocontroladas:

- 1) Não permitir "overshoots" de posição
- 2) Resposta no transiente deve ser suave para evitar vibrações provocadas pela força de corte durante as mudanças de velocidade
- 3) Minimizar o erro de acompanhamento (ou erro de regime permanente) para obter precisão nas mudanças de trajetória (contorno).

Para satisfazer tais exigências deve ser adotado um modelo que considere a força de corte, a qual não foi considerada no nosso modelo por tratar-se de uma mesa de posicionamento. A seguir se comenta um sistema de controle de movimento aplicado a máquinas-ferramenta que pode servir de base para trabalhos futuros nesta área.

Altintas e Peng¹⁸ projetaram um sistema de controle CNC do tipo modular, com algumas características similares ao nosso sistema. Trata-se de uma fresadora CNC de 3 eixos. Cada eixo controlado por um servo motor CC é acionado mediante um amplificador do tipo PWM. Para o controle de movimento cada motor tem acoplado um tacômetro (para a realimentação de velocidade) e um encoder (para a realimentação da posição angular do motor).

Para o controle de cada eixo foi usada uma placa de controle de movimento DMC-230 fabricada pela "Galil Motion Control Inc." (Palo Alto, CA). Esta placa utiliza um microcontrolador de movimento Motorola M68008. As placas de controle residem numa unidade de controle que possibilita a adição de placas adicionais: para controle de eixos adicionais, para aquisição de dados, placas dedicadas para monitoração e controle de ferramenta, controle adaptativo etc.

A placa de controle dispõe de funções para operações de interpolação, aceleração e compensação digital. A unidade de controle está conectada a um microcomputador IBM PC-286 que controla os diversos módulos permitindo gravar e modificar os parâmetros do compensador digital e parâmetros do movimento (aceleração e velocidade) em tempo real.

O sistema de controle utiliza três malhas de realimentação: de posição, velocidade e corrente de armadura. Os encoders usados são de 4000 linhas (de menor resolução ao usado no nosso projeto) e o passo dos fusos de esferas é de 5 mm. Em consequência 1 pulso equivale a 1,27 μm (no nosso projeto 1 pulso equivale a 0,055 μm).

Com a resolução do sistema de medição de posição foi obtido um erro de acompanhamento real de 129 pulsos (equivalente a um erro linear de 0,1638 mm), quando o sistema opera a uma velocidade constante de 12,7 mm/s. No nosso projeto, quando o sistema operava a uma velocidade de 3,2 mm/s, obteve-se um erro de acompanhamento real inferior a 6 pulsos, equivalente a 0,33 μm , como pode ser deduzido da figura 6.18.

No sistema adotado por Altintas e Peng verifica-se também que o erro de acompanhamento não é exatamente linear com a velocidade, devido provavelmente às características não lineares do atrito nas guias da mesa, não levados em conta no modelo. Com as considerações anteriores, o erro de acompanhamento foi considerado satisfatório para as exigências de operação. Não se dispõe de informações sobre a exatidão no posicionamento, embora pelas características do sistema as exigências devem ser menos rígidas do que as adotadas no nosso projeto.

CAPÍTULO 8

AValiação Na EXatidão DO POSICIONAMENTO LINEAR

Com o objetivo de avaliar a exatidão do posicionamento linear da mesa foi utilizada a máquina de medição por coordenadas (CMM) do departamento de Engenharia Mecânica.

A máquina usada, marca Mitutoyo tipo CNC foi referenciada com a posição "zero" do encoder. Foi usado o modo de controle de posição ponto a ponto e escolhido o período de amostragem $T=208 \mu s$ e os mesmos parâmetros do controlador adotados na figura 6.3.

Foi instalada uma esfera de precisão na mesa de posicionamento e, a cada comando de posição enviado pelo microcomputador era calculado o centro da esfera apalpando a superfície quatro vezes (o cálculo do centro é feito automaticamente pela CMM).

No primeiro ensaio, feito para avaliar a exatidão e o erro de "backlash" foram dados incrementos de posição angular de 144 000 pulsos (equivalentes a 8 mm no posicionamento linear) até completar um percurso de 80 mm. Uma vez completado foi invertido o movimento até chegar à origem. Cada posicionamento foi medido pela "CMM" cinco vezes e tirada uma média.

A figura 8.1 mostra o erro de posicionamento linear em função do comando de posição linear. Podemos verificar que existe um erro sistemático provavelmente devido ao erro de passo do fuso de esferas (erro de fabricação). Observe-se que o erro de posicionamento linear aumenta conforme o aumento do comando de posição. Segundo o fabricante, o erro de passo do fuso num percurso de 300 mm é de 18 μm . Considerando que no ensaio de posicionamento para 140 mm o erro medido foi de 22 μm podemos deduzir que existem outros fatores que influenciam no erro de posicionamento, um deles é a temperatura.

O erro de "backlash" foi de 1,8 μm . Consequentemente, mesmo que a porca e os mancais do fuso de esferas são pré-carregados, não se

consegue anular completamente este erro devido à elasticidade do material.

Foram realizados dois posicionamentos diretos (sem incrementos de posição) a uma distância de 140 mm, com retorno à posição inicial para obter o erro de "backlash". O primeiro sem carga e o segundo com um peso de 10 kg sobre a mesa. No primeiro ensaio obteve-se um erro de posicionamento de 23,2 μm e um erro de "backlash" de 2,7 μm . No segundo caso obteve-se um erro de 24,6 μm e um erro de "backlash" de 2,4 μm .

Como podemos observar devido ao baixo valor do coeficiente de atrito característico das guias de esferas o efeito de uma carga sobre a mesa é pouco significativo. O erro de "backlash" mostra-se praticamente constante e independente do percurso.

Os dados sobre os erros do parafuso de esferas, segundo catálogo do fabricante são referidos a uma temperatura de 20° C. Não foi possível fazer a medição num ambiente com temperatura controlada. Para poder eliminar o erro devido à temperatura deveria ser monitorada não somente a temperatura do meio senão principalmente a temperatura de operação do fuso de esferas para poder introduzir uma correção via software.

Para eliminar o erro do passo, seria necessário realizar um mapeamento do fuso de esferas em todo o seu comprimento útil para fazer a correção via software.

Observando a figura 8.1 podemos deduzir que existe também um erro aleatório (que tende a distorcer a linearidade entre erro de posição e o comando). Este erro não pode ser compensado via software, já que as causas que o provocam não são controláveis.

As considerações feitas sobre o gráfico 8.1, supõem que a "CMM" está perfeitamente calibrada e a precisão da mesma é superior à precisão que se deseja garantir para nossa máquina. Na realidade, a "CMM" têm uma precisão de 7 μm (dependendo do eixo de medição) e não

resulta adequada quando se deseja medir a exatidão em posicionamentos pequenos. Para um estudo mais adequado sobre a precisão da mesa de posicionamento se recomenda usar um interferômetro a laser.

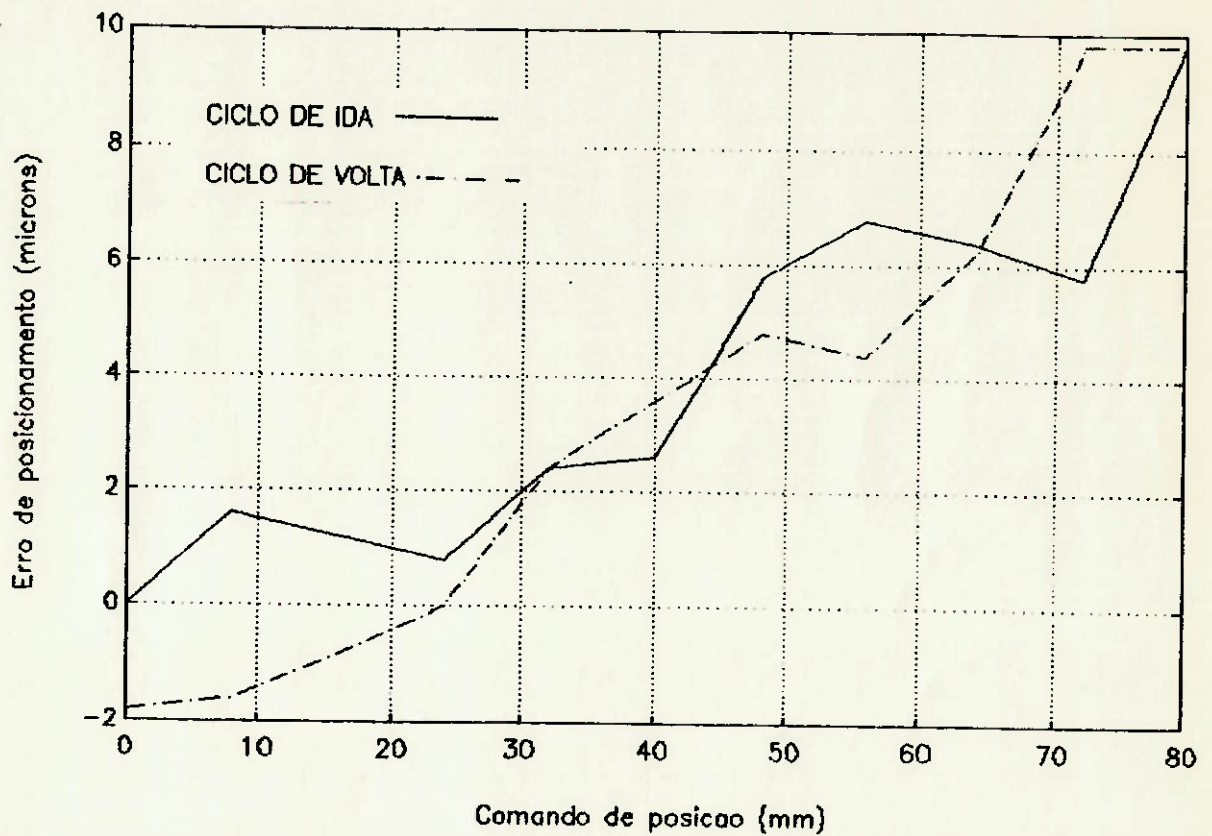


Figura 8.1 Erro de posicionamento linear obtido pela "CMM"

CAPÍTULO 9

CONCLUSÕES

- 1) O uso do microcontrolador HCTL-1100 permite projetar sistemas de controle com períodos de amostragem muito rápidos em comparação com os usados quando o controle é via software.
- 2) Devido à resolução do nosso sistema (1 pulso = 36 segundos de arco), a "porta de saída para amplificador PWM" disponível no HCTL-1100 satura rapidamente quando é usado o modo de controle de posição ponto a ponto. Dessa maneira, o controle funciona como uma chave "ON-OFF" fornecendo toda a tensão disponível na fonte (100% do ciclo de trabalho). A influência da compensação só aparece quando o erro de posição multiplicado pelo ganho do compensador é menor que 100 pulsos ou seja, muito perto da posição de comando. Por este motivo não é recomendável usar o modo de controle de posição ponto a ponto.
- 3) O modo de controle de posição ponto a ponto não é recomendado quando é requerido que o sistema opere livre de "overshoots", como acontece com as máquinas-ferramenta.
- 4) O modo de controle de posição com perfil de velocidade trapezoidal é adequado quando o sistema não pode apresentar "overshoot" de posição. Isto se deve a que neste modo de operação, a referência de posição não permanece constante, senão muda a cada instante de amostragem seguindo um perfil gerado a partir da velocidade máxima e aceleração especificados.

Neste modo de controle, o sistema "acompanha a referência" com um erro mínimo, os ensaios feitos confirmam que o erro de acompanhamento diminui com o aumento do ganho do sistema. Desta maneira, o compensador trabalha por baixo do limite de saturação.

4) Dos ensaios feitos no modo de controle de posição com perfil de velocidade trapezoidal pode-se ver que o erro do modelo (diferença entre a resposta simulada e a resposta real) e o erro estático de posição aumentam com o período de amostragem, provavelmente por causa da diminuição do ganho crítico de estabilidade, em consequência, a amplificação do erro de posição é menor e a influência do atrito é maior do que quando se opera com períodos de amostragens rápidos. Por este motivo se recomenda trabalhar com períodos de amostragens rápidos.

5) Uma grande limitação deste microcontrolador dedicado é a impossibilidade de usar malhas de controle com realimentação de velocidade e corrente. A realimentação destas variáveis são necessárias quando se trata de controlar máquinas-ferramenta, onde deve ser considerada a influência da força de corte.

ANEXO A

Programa de controle "CMOTOR.PAS"

```

=====
{
      "CMOTOR"
{
      PROGRAMA PARA O CONTROLE DE POSICAO DO MOTOR DE CORRENTE CONTINUA
{
{ Este programa possibilita o controle de movimento linear da mesa usando
{ a placa de interface PC - HCTL-1100.
=====

PROGRAM CONTROL_MOTOR;

Uses Crt;
{=====
{
      Declaracao de Constantes
{=====

CONST
      P = 2;          {passo do parafuso de esferas}
      LE = 9000;     {numero de linhas do encoder}

      (ENDERECOS DA PLACA DE INTERFACE)

      CS = $380;     {endereço base da placa que ativa o sinal CS do chip}
                  {HCTL-1100}
      OE = $300;     {endereço que ativa o sinal OE do HCTL-1100}

      RST= $200;     {endereço que gera o RESET do HCTL-1100}

{=====
{
      Declaracao de Variaveis
{=====
VAR
      RB,CP,RS,ETA,FWM,ZA,PB,GK,PASL,FAL,   {enderecos da placa}
      PAIL,PASG,PAG,PAIG,CPS,CPM,CPI,PFS,
      PF,FFI,VAS,VAI,CVS,CVI,CVELI,VMAX,
      AS,AI                                     : word;
      TP,MCONT                                  : integer;
      Opcao,r,rp                                : char;
      A,B,K                                     : byte;
      t,vmm,rv,amm                             : real;
      xti,kk,nk                                : longint;

{=====
{
      Rotina Apresentacao
{=====

Procedure Apresentacao;

begin
      Window (1,1,80,25);
      TextBackGround (black);
      clrscr;
      writeln;
      writeln('      PROGRAMA PARA O CONTROLE DE POSICAO E VELOCIDADE DO CARRO');
      writeln('      ACIONADO POR MOTOR DE CORRENTE CONTINUA');
      writeln;
      writeln(' Autor : Jorge Antonio Giles Ferrer');
      writeln('      Sao Paulo, agosto de 1992');
      GotoXY(2,22);
      write('Digite uma tecla para continuar');
      repeat until keypressed;
      r := readkey;
      clrscr;
end;

```

```

(=====
(                               Rotina IniciaEnderecoHardware
(=====

```

```

Procedure IniciaEnderecoHardware;

```

```

begin

```

```

  (Enderecos de controle geral)

```

```

  RB := CS + $0;      (registrador de bandeira)
  CP := CS + $05;     (contador de programa)
  RE := CS + $07;     (registrador de status)
  ETA := CS + $0F;    (periodo de amostragem)
  PWM := CS + $09;    (amplificador PWM)

```

```

  (Enderecos dos parametros do compensador digital)

```

```

  ZA := CS + $20;     (zero "A")
  PB := CS + $21;     (polo "B")
  GK := CS + $22;     (ganho "K")

```

```

  (Enderecos de controle de movimento)

```

```

  FASL := CS + $12;   (posicao atual, para leitura (byte superior))
  FAL := CS + $13;   (posicao atual, para leitura (byte intermedio))
  FAIL := CS + $14;   (posicao atual, para leitura (byte inferior))

  PASG := CS + $15;   (posicao atual, para gravacao (byte superior))
  PAG := CS + $16;   (posicao atual, para gravacao (byte intermedio))
  PAIG := CS + $17;   (posicao atual, para gravacao (byte inferior))

```

```

  CFS := CS + $0C;    (comando de posicao (byte superior))
  CPM := CS + $0D;    (comando de posicao (byte intermedio))
  CFI := CS + $0E;    (comando de posicao (byte inferior))

```

```

  PFS := CS + $2B;    (posicao final (byte superior))
  PF := CS + $2A;     (posicao final (byte intermedio))
  PFI := CS + $29;    (posicao final (byte inferior))

```

```

  VAS := CS + $35;    (velocidade atual (byte superior))
  VAI := CS + $34;    (velocidade atual (byte inferior))

```

```

  CVS := CS + $24;    (comando de velocidade (byte superior))
  CVI := CS + $23;    (comando de velocidade (byte inferior))

```

```

  CVELI := CS + $3C;   (comando de velocidade em modo integral)
  VMAX := CS + $28;    (velocidade maxima)

```

```

  AS := CS + $27;     (aceleracao (byte superior))
  AI := CS + $26;     (aceleracao (byte inferior))

```

```

end;

```

```

(=====
(                               Rotina Parcontrol
(                               grava parametros do compensador digital do HCTL-1100
(=====

```

```

Procedure PARCONTROL;

```

```

var x : byte;

```

```

begin

```

```

  writeln;
  writeln;
  writeln('PARAMETROS DO COMPENSADOR DIGITAL');

```

```

writeln,
x := port(.$387.);
x := port(.$300.);
writeln('byte de status: ',x);
writeln;
write('zero: ');
readln(A);
Port(.ZA.) := A;
writeln;
write('polo: ');
readln(B);
Port(.PB.) := B;
writeln;
write('ganho: ');
readln(K);
Port(.GK.) := K;
writeln;
writeln('Periodo de amostragem: ');
writeln('      T (microseg.) = 8(TP+1)      ');
writeln(' 7<=TP<=255      Modo controle de posicao ponto a ponto');
writeln('15<=TP<=255      Modo controle perfil trapezoidal de velocidade');
write('escolha o valor de TP : ');
readln(TP);
t := 8*(TP+1)/1000000;
writeln('Periodo de amostragem (s): ',t:7:6);
Port(.ETA.) := TP;
writeln('pressione uma tecla para continuar');
repeat until keypressed;
r := readkey;
end;

```

```

(=====)
(                               Procedure LFOS                               )
(                               usada na leitura da posicao atual             )
(=====)

```

```

Procedure LFOS(inf,med,sup:word; lim:integer);
var
  n,a      : integer;
  x,y,z    : word;
  zt,k,l   : longint;

begin
  k := 8388607;
  l := 65536;
  for n:=1 to 2 do
  begin
  repeat
  a := Port(.ETA.);
  a := Port(.OE.);
  until(a<=(TP-lim));      (verifica se o controlador pode ser interrompido)
  x := Port(.inf.);
  x := Port(.OE.);      (leitura do byte inferior)
  writeln;
  y := Port(.med.);
  y := Port(.OE.);      (leitura do byte intermedio)
  writeln;
  z := Port(.sup.);
  z := Port(.OE.);      (leitura do byte superior)
  zt := x + y*256 + z*1;
  if (zt>k) then zt := zt - 2*(k+1);
  writeln('posicao atual do motor (pulsos): ',zt);
  writeln('byte inferior: ',x);

```



```
writeln ('byte medio : ',y);
writeln ('byte superior: ',z);
end;
end;
```

```
(=====)
(                               )
(           Rotina GPOS         )
( usada na gravacao do comando de posicao )
(=====)
```

```
Procedure GPOS (sup,med,inf: word; xti:longint);
var
  ys,ym,yi      : word;
  y,k,l         : longint;
begin
  k := 8388607;
  l := 65536;
  y := xti;
  if (y<0) then y := y + 2*(k+1);
  ys := y div l;           (byte superior)
  ym := (y mod l) div 256; (byte intermedio)
  yi := (y mod l) mod 256; (byte inferior)
  Port(.sup.) := ys;      (grava byte superior)
  Port(.med.) := ym;      (grava byte intermedio)
  Port(.inf.) := yi;      (grava byte inferior)
end;
```

```
(=====)
(                               )
(           Procedure AQUISICAO )
( usada na coleta de dados de posicao )
(=====)
```

```
Procedure AQUISICAO(ww,lim:integer; xx:longint);
Var
  x,y,x1,y1,z1,z      : word;
  k,NK                : longint;
  a,a1                : byte;
  arqs                : text;
  pos                 : array[0..500] of longint;
  pv                  : array[0..500] of real;
  TS                  : real;
begin
  pos[0]:=0;
  NK:=0;
  TS:=1;             (Tempo de amostragem do software)
  assign(arqs,'c:\users\jorge\servo.mat'); (arquivo de pontos de posicao)
  writeln;
  rewrite(arqs);
  if(ww= i) then      (modo de controle ponto a ponto)
  begin
    Gpos(cps,cpm,cpi,xti); (grava o comando de posicao e inicia o movimento)
  end
  else
  begin
    writeln('pressione uma tecla para o inicio do movimento');
    repeat until keypressed;
    r:=readkey;
    port(.RB.):=#08;      (inicio do movimento no modo de controle )
                        (de pos. com perfil de velocidade trapezoidal)
  end;
  begin
    for k:= i to 40 do;   (retardo para compensar a demora na resposta do motc
```

```

pos[0]:=0;
for k:=1 to 250 do
begin
repeat
a1 := port(.ETA.);
a := port(.OE.);
until (a<=(TP-lim)); (verifica se o controlador pode ser interrompido)
delay(0);
x1 := port(.FAIL.);
x := port(.OE.);
delay(0);
y1 := port(.PAL.);
y := port(.OE.);
delay(0);
pos[k] := x + y*256; (calcula a posicao em pulsos)
delay(1); (escolher delay(0) para TS=0.336 ms)
           (ou delay(1) para TS=1,355 ms)
end;
for k:= 1 to 250 do
begin
pv[k] := (pos[k] - pos[k-1]); (incremento da posicao em um periodo)
                               (de amostragem do software (TS))
write(k, ' ', pos[k]:8, ' ', pv[k]:10:3);
writeln;
writeln(arqs, ' ', k:5, ' ', pos[k]:8, ' ', pv[k]:10:3);
end;
close(arqs); (fecha o arquivo de pontos)
end;
end;

```

```

=====
{
Rotina POSICAO
{
modo de operacao: controle de posicao ponto a ponto
=====

```

```

Procedure POSICAO;
Var
w,lm : integer;

begin
clrscr;
writeln;
writeln('MODO DE OPERACAO : CONTROLE DE POSICAO PONTO A PONTO');
Port(.cp.):=#03;
w:=1;
lm:=7;
repeat
Lpos (pail,pal,pasl,lm);
write('escrever o comando de posicao (pulsos) : ');
readln (xti);
adquisicao(w,lm,xti);
writeln;
writeln('pressione alguma tecla apos o final do movimento');
repeat until keypressed;
r:= readkey;
write('deseja gerar outros comando de posicao? (s/n)');
rp := readkey;
writeln;
until (rp = 'n');
write('deseja acesar outro modo de controle? (s/n)');
opcao := readkey;
end;

```

```

(=====
(                               Rotina ACELERACAO
(   grava a aceleracao nos registradores do HCTL-1100
(=====

```

```

Procedure ACELERACAO;
var
  ar,am,aq           : Real;
  aqi                : word;
  aqis,aqii,x,y     : word;
begin
  amm := 0.0071/t/t;      {aceleracao maxima permitida pelo hardware em}
                          {funcao do periodo de amostragem}

  writeln;
  writeln;
  writeln('aceleracao maxima permissivel (mm/s/s): ',amm:12:3);
  write('escrever a aceleracao (mm/s/s): ');
  readln(am);
  ar := 60*am/p;          {aceleracao do motor em rpm/s}
  aq := ar*4*LE*t*t*0.01667; {aceleracao em pulsos/(tempo de amostragem)**}
  aqi := trunc(aq*256);
  Port(.as.) := hi(aqi);  {grava o byte superior da aceleracao}
  Port(.ai.) := lo(aqi);  {grava o byte inferior da aceleracao}
  writeln;
  aqis := port(.as.);
  aqii := port(.ai.);
  writeln;
  aqis := port(.OE.);
  aqii := port(.OE.);
  writeln('aceleracao (pulsos/t/t) :',aq);
  writeln('byte superior :',aqis,' ', 'byte inferior :',aqii);
end;

```

```

(=====
(                               Rotina PERTRAP
(   modo de operacao: controle de movimento para perfil de velocidade
(   trapezoidal
(=====

```

```

Procedure PERTRAP;
var
  vm,vr,vq,vg,vmg,rV : real;
  vqi,vqir            : word;
  xf                  : longint;
  w,lm                : integer;
begin
  clrscr;
  writeln;
  writeln('MODO DE OPERACAO: CONTROLE DE MOVIMENTO PARA PERFIL DE');
  writeln('                               VELOCIDADE TRAPEZOIDAL');
  writeln;
  writeln;
  w := 2;
  lm:=15;
  Port(.CP.) := $03;
  repeat
    Lpos(pail,pal,pasl,lm);
    writeln;
    writeln('Comando de Posicao:');
    Lpos(cpi,cpm,cps,lm);
    write('escrever a posicao final (pulsos): ');
    readln(xf);
    Gpos(pfs,pf,pfi,xf);      {grava a posicao usando a rotina GPOS}
  until false;
end;

```

```

amm := 0.0071/t/t;
writeln;
aceleracao;
writeln;
rv := 1/t/1000; (resolucao da velocidade em kpulsos/seg)
vmg := 127*rv; (velocidade maxima em kpulsos/seg)
writeln('velocidade maxima permitida (kpulsos/s) :', vmg:9:4);
writeln('resolucao da velocidade(kpulsos/s) :',rv:7:5);
write('escrever a velocidade maxima do percurso (pulsos/s): ');
readln(vg);
vq := vg*t; (velocidade em pulsos/t)
vqi := trunc(vq);
writeln(vqi);
Port(.vmax.) := vqi; (grava a velocidade no registrador)
vqir := port(.vmax.);
vqir := port(.DE.);
writeln('velocidade maxima do percurso (pulsos/t) :',vqir);
writeln;
adquisicao(w,lm,xf); (coleta de dados)
writeln('pressione alguma tecla apos o fim do movimento');
repeat until keypressed;
r := readkey;
writeln('deseja reiniciar ou modificar os comandos iniciais? (s/n) ');
rp:= readkey;
until (rp = 'n');
writeln('deseja acesar outro modo de controle? (s/n) ');
opcao:= readkey;
end;

```

```

(=====
(                                     PROGRAMA PRINCIPAL
(=====

```

```

begin
  Apresentacao;
  IniciaEnderecoHardware;
  Port(.RST.):=0; (reset do microcontrolador)
  delay(0);
  Port(.RS.):= 1; (inibe 1 pulso do PWM na inversao de giro)
  Parcontrol;
  clrscr;
  writeln;
  writeln;
  writeln('MODOS DE CONTROLE DE MOVIMENTO');
  writeln;
  writeln;
  writeln('1.CONTROLE DE POSICAO PONTO A PONTO');
  writeln('2.CONTROLE DE POSICAO COM PERFIL DE VELOCIDADE TRAPEZOIDAL');
  writeln;
  write('Escolha o modo de controle: ');
  readln(mcont);
  Case mcont of (escolha do modo de controle)
    1 : POSICAO;
    2 : PERTRAF;
  end
  until (opcao = 'n');
end.

```

ANEXO B

Programas de simulação

raízes.m

simul.m

sintrap.m

simulv.m

```
PROGRAMA "RAIZES.M"
```

```
num=1/0.3;  
d1=[1 0];  
d2=[tm 1];  
d3=[te 1];  
den=conv(d1,conv(d2,d3));  
[aa,bb,c,d]=tf2ss(num,den);  
[phi,gamma]=c2d(aa,bb,ta);  
[numz,denz]=ss2tf(phi,gamma,c,d,1);  
n1=1432.3925*[1 -a];  
na=conv(n1,numz);  
d1=[1 b];  
da=conv(d1,denz);  
r=rlocus(na,da,k);  
plot(r,'*'),xlabel('Real'),ylabel('Imaginario');
```

```
PROGRAMA "SIMUL.M"
```

```
t1=round(vm/ac);  
if ((t1*vm)>=e),  
    vm=sqrt(ac*e);  
    t1=round(vm/ac)  
    t2=t1  
else  
    t1  
    t2=round(e/vm)  
end  
t=1:1:(t1+t2);  
for i=1:t1,  
    p(i)=ac*t(i)^2/2;  
end  
if (t2>t1),  
    for i=(t1+1):t2,  
        p(i)=p(t1)+ac*t(t1)*t(i-t1);  
    end  
end  
for i=(t2+1):(t1+t2),  
    p(i)=p(t1)+ac*t(t1)*t(i-t1)-ac*t(i-t2)^2/2;  
end  
plot(p)  
grid
```

```
PROGRAMA "SIMTRAP.M"
```

```
nf=na*kp;  
df=nf+da;  
y=dlsim(nf,df,p);  
plot(y)
```

```
PROGRAMA "SIMULV.M"
```

```
t=1:i:(t1+t2);  
for i=1:t1,  
ve(i)=ac*t(i);  
end  
for i=(t1+1):t2,  
ve(i)=ve(t1);  
end  
for i=(t2+1):(t1+t2),  
ve(i)=ve(t2)-ac*t(i-t2);  
end  
plot(ve)  
grid
```

ANEXO C

Figuras dos componentes mecânicos

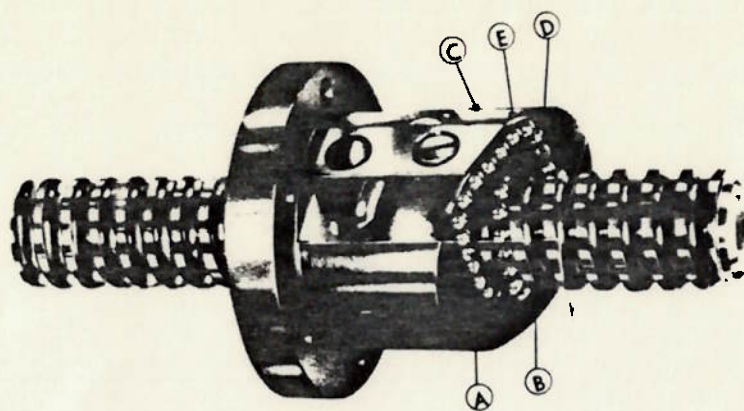


Figura C1 Fuso de esferas com porca

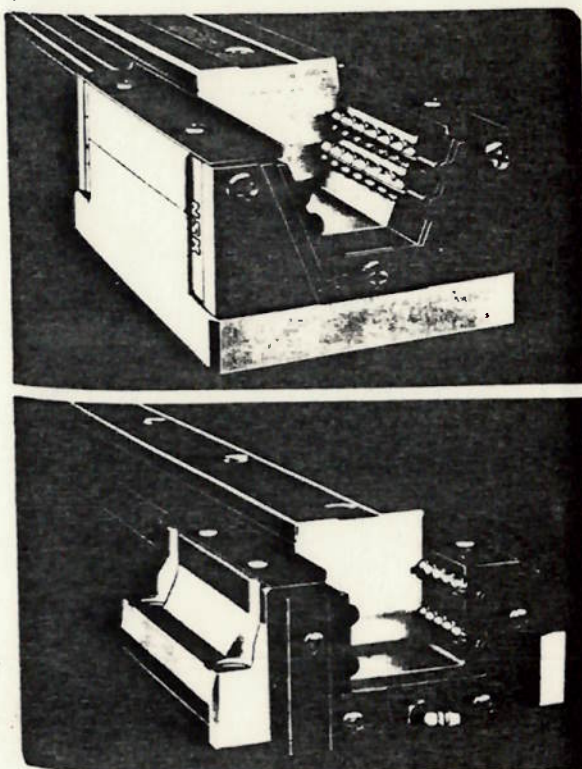


Figura C2 Guia de esferas recirculantes

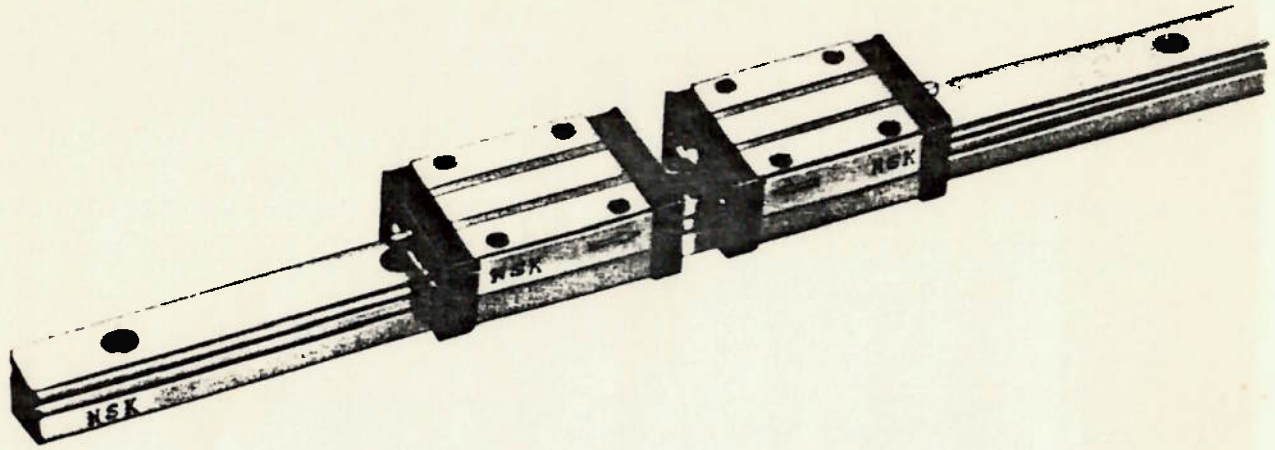
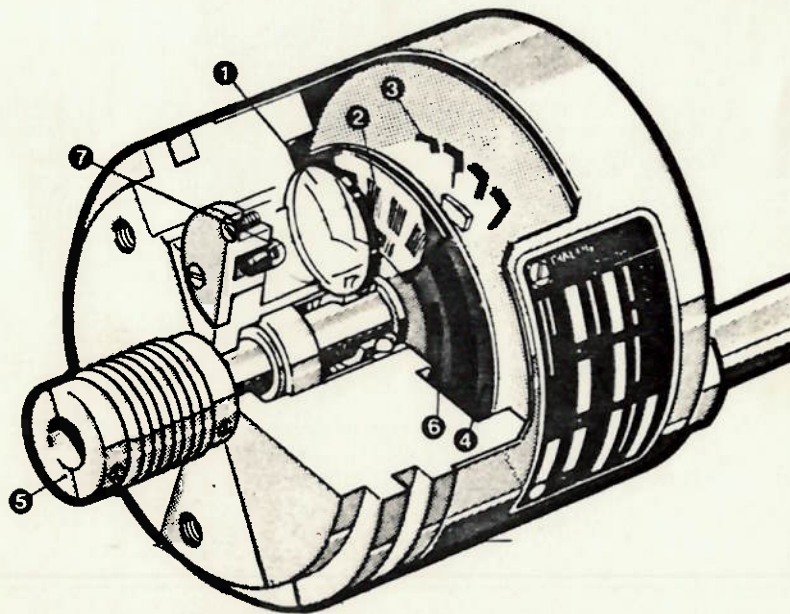


Figura C3 Guia de esferas recirculantes



- 1 - Condensador
- 2 - Máscara de contraste
- 3 - Células fotoelétricas
- 4 - Disco graduado
- 5 - Acoplamento elástico
- 6 - Pulso de referência
- 7 - Lâmpada

Figura C4 Encoder

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- (1) MOTA, PHILIPPE; ROGNON, JEN PIERRE, ROGNON; HOANG LE-HUY.
Digital Position servo system: A State Variable Feedback System. IEE Trans. Ind. Appl. v. IA-20, p.1473-1481, Nov/Dec. 1984.
- (2) BOSE, B.K. Microcomputer Control of Power Electronics and Drives. IEEE PRESS. p.3.
- (3) TSUTOMU, KONISHI; KENZO, KAMIYAMA; TSUTOMU, OHMAE. A performance Analysis of Microprocessor-Based Control Systems Applied to Adjustable Speed Motor Drives. IEEE Trans. Ind. Appl. v.IA-16, n.3, May/June 1980.
- (4) Hewlett Packard Co. General Purpose Motion Control IC.HCTL-1100 Technical Data. 1990.
- (5) National Semiconductor Co. LM629/LM629 Precision Motion Controller, March 1989.
- (6) Motion Controller. Machine Design, v.12, p.88-70, June 1989.
- (7) Siemens. Eletrical Feed Drives for Machine Tools, John Wiley & Sons Ltd.,1983
- (8) SGS-Thomson. Aplication of Monolithic bridge driver L-208N Technical Data
- (9) NSK Nippon Seiko. Precision Machine Parts. Linear Motion Products. Catálogo.
- (10) EGGBRECHT, LEWIS. Interfacing to the IBM Personal Computer. Howard W. Sams and Company. 1990.
- (11) Signetics. TTL Logic Data Manual. 1982.

- (12) MOLER, CLEVE. PC-Matlab Version 3.1-PC. 1987
- (13) Siemens. Tecnicas de controle eletronico. 1990
- (14) OGATA KATSUHIKO. Engenharia de Controle Moderno. Prentice/Hall Inc.,1982
- (15) OGATA KATSUHIKO. Discrete-Time Control Systems. Prentice/Hall Inc.,1987
- (16) Hewlett Packard Co. Design of the HCTL-1000's Digital filter parameters by the combination method. Aplicacion note 1032
- (17) CABRAL, E.; MARUYAMA, N. Projeto de controlador no dominio frequencia e de tempo discreto. Apostila do Laboratorio de Automação PMC-503, EPUSP.
- (18) ALTINTAS,Y.; PENG, J. Design and analysis of a modular CNC system, Computers in Industry, 13 pp 305-316. 1990.