

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

"AVALIAÇÃO DA DINÂMICA DE SERVOACIONAMENTOS CA SÍNCRONOS
E TRANSMISSÕES POR POLIAS E CORREIA SINCRONIZADORA APLI-
CADOS EM MÁQUINAS-FERRAMENTA CNC"

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa
Catarina para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Mecânica.

Eng. Paulo Roberto Krüger

Florianópolis, março de 1993.

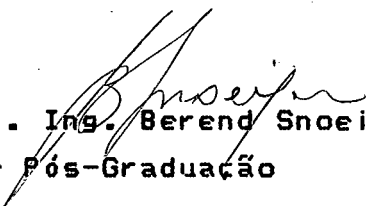
**"AVALIAÇÃO DA DINÂMICA DE SERVOACIONAMENTOS CA SÍNCRONOS
E TRANSMISSÕES POR POLIAS E CORREIA SINCRONIZADORA APLI-
CADOS EM MÁQUINAS-FERRAMENTA CNC"**

Eng. Paulo Roberto Krüger

**Esta dissertação foi julgada para obtenção do título de
MESTRE EM ENGENHARIA, especialidade Engenharia Mecânica
e aprovada em sua forma final pelo Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.**

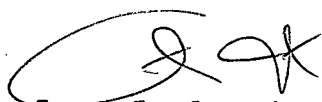


Prof. Dr. Ing. Carlos A. Martin - Orientador



**Prof. Dr. Ing. Berend Snoeijer - Coordenador do
Curso de Pós-Graduação**

Banca Examinadora:



-Prof. Dr. Ing. Carlos A. Martin - Presidente



-Prof. Dr. Ing. Walter L. Weingaertner



-Prof. Dr. Ing. Renato Carlson



-Eng. Marcos Lichtblau, M.Sc.



-Eng. Geraldo E. Mondardo

"Agora tente conjecturar sobre aqueles idos tempos em que o silêncio e a escuridão profunda invadiam a imensa nave do universo".

W. Shakespeare

Este trabalho é dedicado
a todas as pessoas que
lutam em prol do
engrandecimento humano.

Agradecimentos

-À minha família, em especial a meus pais Norberto e Waldívia, assim como à minha irmã Sandra pelo incentivo sempre presente;

-Ao Prof. Dr. Ing. Carlos Alberto Martin, pela amizade e orientação na realização deste trabalho;

-Ao eng. M.Sc. Marcos Lichtblau, pelo companheirismo e acompanhamento de todo trabalho;

-Aos professores e engenheiros da banca examinadora, pela colaboração e participação;

-A UFSC que possibilitou a realização deste trabalho;

-A WEG AUTOMAÇÃO LTDA, pelo patrocínio e apoio;

-A todos que de uma forma direta ou indireta, contribuíram para que esta dissertação obtivesse êxito, meu reconhecimento.

SUMÁRIO

- Sumário.....	i
- Índice das figuras.....	v
- Simbologia.....	viii
- Resumo.....	xii
- Abstract.....	xiii

1) INTRODUÇÃO

1.1) Automação Industrial.....	01
1.2) Automação de Máquinas-Ferramenta.....	01
1.3) Justificativas e Objetivos do Trabalho.....	02
1.4) Plano de Trabalho.....	04

2) REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1) Fundamentos de Controle

2.1.1) Comando e Controle.....	06
2.1.2) Comportamento Estático de Sistemas Físicos.....	08
2.1.3) Comportamento Dinâmico de Sistemas Físicos.....	10
2.1.3.1) Descrição por Equação Diferencial.....	10
2.1.3.2) Comportamento Transitório pela Aplicação de Entradas Padronizadas.....	12
2.1.3.3) Descrição no Domínio Frequência.....	14
2.1.4) A Função Degrau.....	17
2.1.5) Elementos Fundamentais de Controle	20

2.2) Fundamentos de Controle de Posição

2.2.1) Considerações sobre Controle de Posição.....	22
2.2.2) Elementos de uma Malha de Controle de Posição.....	22
2.2.3) Modelo de Malha de Controle de Posição.....	24
2.2.4) Parâmetros e Características de Malhas de Controle de Velocidade e de Posição.....	26

2.3) Principais Componentes do Sistema de Avanço de Máquinas-Ferramenta CNC

2.3.1) Componentes Mecânicos.....	28
2.3.1.1) Guias.....	28
2.3.1.1.1) Guias de Deslizamento.....	29
2.3.1.1.2) Guias de Rolamento.....	29
2.3.1.1.3) Guias de Deslizamento Fluídico.....	30
2.3.1.2) Transmissões Mecânicas.....	31
2.3.1.2.1) Fusos de Esferas Recirculantes.....	32
2.3.1.2.2) Sistema Pinhão-Cremalheira.....	33
2.3.1.2.3) Transmissão por Engrenagens.....	34
2.3.1.2.4) Transmissão por Polias e Correia Sincronizadora.....	34
2.3.2) Acionamentos Eletromecânicos.....	35
2.3.2.1) Servomotores de Corrente Contínua (CC).....	36
2.3.2.2) Servomotores CA Síncronos.....	38
2.3.2.3) Servomotores CA Assíncronos.....	39
2.3.3) Comando Numérico.....	41
2.3.4) Sistema de Medição de Posição.....	42

3) CONFIGURAÇÃO DA BANCADA DE ENSAIOS

3.1) Introdução.....	45
3.2) Mesa de Coordenadas X-Y	
3.2.1) Mesa.....	47
3.2.2) Guias.....	47
3.2.3) Fuso de Esferas Recirculantes.....	48
3.2.4) Transmissão por Polias e Correia Sincronizadora....	49
3.3) Componentes Eletromecânicos e Eletrônicos	
3.3.1) Servomotores.....	57
3.3.2) Eletrônica de Potência.....	62
3.4) Sistema de Medição e Registro de Dados.....	66

4) METODOLOGIA DE ENSAIO

4.1) Considerações Gerais.....	69
4.2) Critérios de Ensaio.....	70
4.2.1) Critério $K_p=1$	70
4.2.2) Critério de Sobrepassagem $u_a=16\%$	71
4.3) Ensaio Temporais.....	72
4.4) Ensaio Freqüenciais.....	75
4.5) Função Coerência.....	79

5) ANÁLISE DOS ENSAIOS

5.1) Ensaio com os Servomotores a Vazio

5.1.1) Considerações Gerais.....	86
5.1.2) Critério $K_p=1$	87
5.1.3) Critério de Sobrepassagem $u_a=16\%$	91

5.2) Ensaio utilizando os Servomotores acoplados à Máquina-Ferramenta pelo Redutor $i = 1:1,5$

5.2.1) Considerações Gerais.....	95
5.2.2) Critério $K_p=1$	95
5.2.3) Critério de Sobrepassagem $u_a=16\%$	101

5.3) Ensaio utilizando os Servomotores acoplados à Máquina-Ferramenta pelo Redutor $i = 1:2,25$

5.3.1) Considerações Gerais.....	105
5.3.2) Critério $K_p=1$	105
5.3.3) Critério de Sobrepassagem $u_a=16\%$	109

5.4) Ensaio utilizando os Servomotores acoplados à Máquina-Ferramenta pelo Redutor $i = 1:3$

5.4.1) Considerações Gerais.....	113
5.4.2) Critério $K_p=1$	113
5.4.3) Critério de Sobrepassagem $u_a=16\%$	117

6) CONCLUSÃO.....	121
-------------------	-----

7) REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	126
------------------------------------	-----

ÍNDICE DAS FIGURAS

- Fig. 1 : Sistema de comando.
- Fig. 2 : Sistema de controle.
- Fig. 3 : Curvas características simplificadas para descrição do comportamento estático de elementos de sistemas físicos.
- Fig. 4 : Exemplos de comportamentos transitórios pela aplicação de entradas padronizadas. (Exemplos para sistemas de segunda ordem, com $D < 1$).
- Fig. 5 : Comportamento da entrada e da saída de um sinal senoidal.
- Fig. 6 : Diagrama de Bode para sistema de 2ª ordem, com $D < 1$.
- Fig. 7 : Diagrama polar para elemento de 2ª ordem, com $D < 1$.
- Fig. 8 : Resposta ao degrau de um sistema de 2ª ordem, com $D < 1$.
- Fig. 9 : Diagrama de pólos e zeros para sistema de 2ª ordem, com $D < 1$.
- Fig. 10 : Elementos de uma malha de controle de posição.
- Fig. 11 : Modelo de malha de controle de posição.
- Fig. 12 : Fuso de esferas recirculantes.
- Fig. 13 : Transmissão por polia e correia sincronizadora.
- Fig. 14 : Servomotor CC.
- Fig. 15 : Servomotor CA síncrono.
- Fig. 16 : Síntese das principais funções de um CNC.
- Fig. 17 : Medição direta de posição.
- Fig. 18 : Medição indireta de posição.
- Fig. 19 : Mesa de coordenadas X-Y.
- Fig. 20 : Armário de comando e sistema de medição.
- Fig. 21 : Carro superior, fuso de esferas e guia linear.
- Fig. 22 : Polia acionadora, polias acionadas e correia sincronizadora.
- Fig. 23 : Redutor de correia.
- Fig. 24 : Servomotores CA síncronos de 8, 6, 4 e 2 N.m.
- Fig. 25 : Servoconversor CA e placa de montagem.
- Fig. 26 : Esquema multifilar elétrico da bancada de ensaios.
- Fig. 27 : Esquema funcional.

- Fig. 28 : CSA: Control Systems Analyser.
- Fig. 29 : Sistema de medição: plotter e CSA.
- Fig. 30 : Ajuste do servoconversor para condição $K_p = 1$.
- Fig. 31 : Tela do CSA ajustado para ensaio da função degrau.
- Fig. 32 : Exemplos de ensaio da função degrau com critério a) $K_p=1$ e b) $u_a = 16\%$ (casos para servomotor de 4 N.m, com redutor $i = 1 : 2,25$).
- Fig. 33 : "Zoom" para ensaio da função degrau com critério $u_a = 16\%$ (exemplo para servomotor de 4 N.m, com redutor $i = 1 : 2,25$).
- Fig. 34 : Tela do CSA com as condições de ensaio para obtenção do diagrama de amplitude (exemplo para os redutores acoplados).
- Fig. 35 : Exemplo de determinação do diagrama de Bode (a) (amplitude), (b) sua respectiva curva ajustada e (c) quadro com a determinação dos pólos e zeros da função transferência (exemplo para servomotor de 4 N.m, com redutor $i = 1 : 2,25$ e critério $u_a = 16\%$).
- Fig. 36 : Planilha para aquisição de dados.
- Fig. 37 : Diagrama de amplitude e função coerência para servomotor a vazio e critério $u_a = 16\%$ (exemplo para servomotor de 8 N.m).
- Fig. 38 : Diagrama de amplitude e função coerência para servomotor a vazio e critério $K_p = 1$ (exemplo para servomotor de 8 N.m).
- Fig. 39 : Diagrama de amplitude e função coerência para planta com redutor acoplado e critério $u_a = 16\%$ (exemplo para servomotor de 8 N.m e redutor $i = 1 : 2,25$).
- Fig. 40 : Diagrama de amplitude e função coerência para planta com redutor acoplado e critério $K_p = 1$ (exemplo para servomotor de 8 N.m e redutor $i = 1 : 2,25$).
- Fig. 41 : Ensaio com servomotor a vazio, com faixa de frequência de 5 a 500 Hz. (exemplo para servomotor de 4 N.m).
- Fig. 42 : Ensaio de resposta ao degrau para servomotores a vazio e critério $K_p = 1$.
- Fig. 43 : Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servomotores a vazio e critério $K_p = 1$.

- Fig. 44 : Ensaio de resposta ao degrau com respectivo zoom para servomotores a vazio e critério $u_a = 16\%$.
- Fig. 45 : Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servomotores a vazio e critério $u_a = 16\%$.
- Fig. 46 : Diagrama de Bode ajustado por partes.
- Fig. 47 : Ensaio de resposta ao degrau para os servomotores com redutor $i = 1 : 1,5$ e critério $K_p = 1$.
- Fig. 48 : Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servomotores com redutor $i = 1 : 1,5$ e critério $K_p = 1$.
- Fig. 49 : Ensaio de resposta ao degrau com respectivo zoom para os servomotores com o redutor $i = 1 : 1,5$ e critério $u_a = 16\%$.
- Fig. 50 : Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servomotores com redutor $i = 1 : 1,5$ e critério $u_a = 16\%$.
- Fig. 51 : Ensaio de resposta ao degrau para os servomotores com redutor $i = 1 : 2,25$ e critério $K_p = 1$.
- Fig. 52 : Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servomotores com redutor $i = 1 : 2,25$ e critério $K_p = 1$.
- Fig. 53 : Ensaio de resposta ao degrau com respectivo zoom para os servomotores com o redutor $i = 1 : 2,25$ e critério $u_a = 16\%$.
- Fig. 54 : Diagrama de Bode e tabelas de pólos e zeros para servomotores com redutor $i = 1 : 2,25$ e critério $u_a = 16\%$.
- Fig. 55 : Ensaio de resposta ao degrau para os servomotores com redutor $i = 1 : 3$ e critério $K_p = 1$.
- Fig. 56 : Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servomotores com redutor $i = 1 : 3$ e critério $K_p = 1$.
- Fig. 57 : Ensaio de resposta ao degrau com respectivo zoom para os servomotores com o redutor $i = 1 : 3$ e critério $u_a = 16\%$.
- Fig. 58 : Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servomotores com redutor $i = 1 : 3$ e critério $u_a = 16\%$.

SIMBOLOGIA

Símbolo	Significado	Unidade
D	- amortecimento.....	-
d	- diâmetro.....	mm
e	- base do logarítmico natural..... (e = 2,718...)	-
e	- erro de regime.....	mm
e'	- sinal genérico de erro.....	-
F(jw)	- função transferência no domínio frequência.....	-
F _l	- força longitudinal.....	N
F _{pre}	- força de pré-carga sobre guias.....	N
F _{usin}	- força de usinagem.....	N
F _v	- força externa.....	N
F _{wl}	- função transferência da malha de contr. de posição...-	-
G _{xy}	- espectro de potência cruzada.....	-
h	- passo do fuso.....	mm
i	- relação de transmissão.....	-
i _{ot}	- relação de transmissão otimizada.....	-
J	- momento de inércia.....	kg.m ²

J_2	- momento de inércia da carga.....	kg.m^2
J_{GT1}	- momento de inércia da polia acionadora.....	kg.m^2
J_{GT2}	- momento de inércia da polia acionada.....	kg.m^2
J_M	- momento de inércia do servomotor.....	kg.m^2
J_R	- momento de inércia refletido.....	kg.m^2
J_T	- momento de inércia translacional.....	kg.m^2
j	- unidade imaginária.....	$(-1)^{1/2}$
K_p	- ganho proporcional.....	-
K_v	- ganho proporcional do controlador de posição.....	s^{-1}
k	- constante genérica.....	-
l	- comprimento.....	mm
M	- torque.....	N.m
M_b	- torque dinâmico.....	N.m
M_1	- torque estático.....	N.m
M_n	- torque nominal do servomotor.....	N.m
m	- massa.....	kg
m_t	- massa deslocada translacionalmente.....	kg
n	- contador genérico 1, 2, 3....	-
n	- velocidade angular.....	min^{-1}

n_m	- rotação nominal do servomotor.....	min^{-1}
T_t	- tempo morto.....	ms
t	- tempo.....	s
t_{an}	- tempo de resposta.....	s
t_{aus}	- tempo de estabilização.....	s
t_b	- tempo da rampa de aceleração.....	s
dt	- derivada em relação ao tempo.....	-
u	- entrada de uma função senoidal.....	-
\hat{u}	- amplitude do sinal de entrada.....	-
u_a	- sobrepassagem.....	%
v	- amplitude do valor de referência da função degrau.....	-
v	- saída de uma função senoidal.....	-
\hat{v}	- amplitude do sinal de saída.....	-
v_i	- velocidade real.....	-
v_s	- velocidade desejada.....	-
w	- sinal de entrada (referência).....	-
w	- frequência.....	s^{-1}
w_e	- frequência de oscilação com amortecimento.....	s^{-1}
w_n	- frequência natural.....	s^{-1}

ω_{mech}	- frequência natural mecânica.....s ⁻¹
X	- parte real da função transf. no domínio frequência....
x	- sinal de saída.....
x^*	- sinal de medição para o comparador.....
Δx	- erro de posição.....
x_i	- posição real.....
x_i^*	- sinal de posição do sistema de medição.....
x_s	- posição desejada.....
Y	- parte imaginária da função transf. no domínio freq....
y	- sinal de comando.....
z	- sinal de perturbação externa.....
δ	- parte real de um pólo para sistema de 2ª ordem.....
ψ	- diferença de fase.....
γ^2	- função coerência.....
μ	- coeficiente de atrito.....

RESUMO

O objetivo específico deste trabalho é o de fornecer subsídios para solucionar ou amenizar problemas de ressonâncias mecânicas em acionamentos de avanço de máquinas-ferramenta CNC, sendo que os resultados obtidos são de interesse para fabricantes deste tipo de equipamento.

Atualmente a maioria dos fabricantes de máquinas-ferramenta CNC utiliza servomotores CA síncronos e transmissão por polias e correia sincronizadora no acionamento de avanço, em substituição à solução técnica anterior com servomotores CC acoplados ao fuso sem o auxílio de um redutor.

Os servomotores CA síncronos possuem baixa inércia e permitem velocidade angular elevada, de modo que usualmente estão associados a um sistema de transmissão por polias e correia sincronizadora. Este sistema tem como principais funções a redução da velocidade, o aumento do torque, o desacoplamento térmico entre o servomotor e a máquina, a redução da inércia da carga refletida no eixo do servomotor e a compensação de desalinhamentos entre o servomotor e o fuso da máquina. É também uma solução bastante econômica. Contudo, mesmo que o servomotor e a transmissão estejam perfeitamente dimensionados sob o ponto de vista estático, podem surgir vários problemas de dinâmica. O modelo matemático de um acionamento de avanço pode ser relativamente complicado, assim como a obtenção de dados precisos para o mesmo, tais como atritos e elasticidades. Desta forma, neste trabalho os acionamentos de avanço são estudados preferencialmente a partir de ensaios experimentais.

Os ensaios são realizados com várias combinações de servomotores CA síncronos e transmissões por polias e correia sincronizadora.

A partir dos resultados dos ensaios são apresentadas sugestões para solucionar os problemas dinâmicos que surgem nos acionamentos de avanço. Este trabalho demonstra que há soluções simples e econômicas, tais como alterações da relação entre a inércia do servomotor e das inércias externas nele refletidas. São apresentadas também sugestões para o dimensionamento da relação de transmissão mais adequada das polias e correia sincronizadora, assim como dos servomotores CA síncronos.

ABSIRACI

This work has the main objective to study the dynamic of servodrives of CNC machine-tools.

Nowadays, the most part of CNC machine-tools are fit out with brushless servomotors and synchronized-belt transmissions. This is an economical and technological up-to-date solution. However, even if the servomotor and the synchronized-belt transmission are perfectly dimensioned on the static point of view, it may happen dynamic problems.

In this way, brushless servomotors and synchronized-belt transmissions are analized due practice tests. The tests on the time-domain and on the frequency-domain are realized with the suport of a Control Systems Analyser.

1) INTRODUÇÃO

1.1) AUTOMATIZAÇÃO INDUSTRIAL

Entende-se por automatização, todas as medidas tomadas de modo que um determinado processo de fabricação possa transcorrer de forma autônoma./57/

Há dois pressupostos para a automatização industrial: a mecanização e o comando. Na mecanização a força física humana é substituída por dispositivos mecânicos e pela motorização. No comando, o fluxo de informações do processo é executado por dispositivos programáveis, substituindo o raciocínio humano.

Em virtude do desenvolvimento da automatização, cada vez mais o ser humano ocupa-se com atividades mais nobres, tais como planejamento, projeto e supervisão ao invés de tarefas repetitivas ou fisicamente desgastantes.

Desta forma, a automatização industrial caminha na direção da racionalização, da flexibilização da manufatura, melhoria da qualidade de produtos, bem como também para a humanização de diversas atividades industriais.

1.2) AUTOMATIZAÇÃO DE MÁQUINAS-FERRAMENTA

Cada ramo de atividade industrial tem suas ferramentas mais apropriadas para a automatização.

Na área da automatização da manufatura, uma das células fundamentais para tal fim é a máquina-ferramenta (MF) com comando numérico computadorizado (CNC).

A máquina-ferramenta CNC não é simplesmente uma máquina-ferramenta convencional com recursos adicionais de comando. Na máquina-ferramenta CNC os recursos de automatização estão profundamente integrados com a mesma. Resumidamente, as principais carac-

terísticas de uma máquina-ferramenta CNC são: /27/

- Um acionamento de avanço regulável para cada eixo (grau de liberdade) da máquina;
- Um sistema de medição por eixo;
- A máquina-ferramenta CNC possui funções programáveis;
- Programação de informações geométricas, informações tecnológicas e de funções adicionais da máquina;
- Em geral são utilizados também dispositivos para troca rápida de ferramentas, entre outras funções.

1.3) JUSTIFICATIVAS E OBJETIVOS DO TRABALHO

Os acionamentos de avanço são componentes fundamentais de uma máquina-ferramenta CNC. Suas características determinam a velocidade da máquina e a qualidade das peças usinadas. Desta forma, são grandes as exigências dos acionamentos de avanço.

Os acionamentos de avanço tem a função de executar com a maior fidelidade possível os movimentos relativos entre ferramenta e peça comandados pelo CNC, de modo que os contornos desejados das peças sejam realizados dentro das tolerâncias especificadas.

Ao se analisar acionamentos de avanço, o comportamento dinâmico aparece em primeiro plano. Isto significa que para toda mudança de referência de velocidade, o acionamento deve responder o mais rápido possível, sem atrasos, sem sobrepassagem e independentemente de fatores externos tais como as forças de corte, a massa da peça, etc.

Os servoacionamentos devem preencher os requisitos exigidos pelos acionamentos de avanço, dos quais se destacam os seguintes:

- Ampla faixa de regulação de velocidade;
- Comportamento estável da velocidade;
- Bom comportamento dinâmico;
- Pouca manutenção;
- Elevada vida útil;
- Pequenas dimensões.

Os servoacionamentos subdividem-se em duas tecnologias: corrente contínua (CC) e corrente alternada (CA). Na tecnologia de corrente alternada existem os servomotores CA síncronos e os assíncronos, porém devido às melhores características dinâmicas, praticamente somente os servomotores CA síncronos são utilizados para acionamentos de avanço. O servoacionamento CA síncrono é mais recente e tecnologicamente mais atualizado, preenchendo melhor os requisitos anteriormente citados, se comparados com o servoacionamento CC.

Por outro lado, a utilização de servoacionamentos CA síncronos não significa a simples substituição de um servomotor CC por um servomotor CA de torque e velocidade equivalente. Os servomotores CA síncronos possuem uma inércia consideravelmente menor e podem operar em rotações mais elevadas do que os servomotores CC. A potência instalada de um servomotor CC pode ser mantida quando este for substituído por um servomotor CA, utilizando-se um servomotor CA de torque menor, porém com rotação proporcionalmente maior. A utilização de um servomotor CA síncrono com menor torque e maior velocidade é uma solução mais econômica e dinamicamente melhor do que utilizá-lo tal como um servomotor CC (maior torque e menor rotação).

Esta prática, contudo, exige a utilização de um redutor de velocidade, a fim de adaptar a rotação e o torque necessários no fuso do acionamento de avanço. A transmissão usualmente empregada é o redutor por polias e correia sincronizadora, por se tratar de uma solução econômica, de baixa inércia, com razoável rigidez e baixa manutenção.

Porém, mesmo que o servomotor CA síncrono e o redutor de polias e correia sincronizadora estejam bem dimensionados sob o ponto de vista estático, podem surgir vários problemas de dinâmica.

Estes problemas de dinâmica, tais como ressonâncias mecânicas, não podem ser previstos com facilidade. Em primeiro lugar, o modelamento matemático de um acionamento de avanço é razoavelmente complicado. Em segundo lugar, vários dados necessários para o modelo são de difícil obtenção, como elasticidades e atritos. Assim, muitos destes dados poderiam ser imprecisos, diminuindo a

validade do modelo.

Desta forma, este trabalho mostra que um modelo matemático pode ser utilizado seguramente somente para sistemas mais simples, tais como para servomotores a vazio. Os ensaios demonstram que o modelo de um sistema de 2ª ordem com amortecimento $D < 1$ reproduz perfeitamente o comportamento dinâmico dos servomotores CA síncronos a vazio.

Pelos motivos anteriormente apresentados, para os acionamentos de avanço completos não foi possível definir um modelo matemático simples, de modo que toda a análise dinâmica foi fundamentada em ensaios experimentais.

Através destes ensaios foi verificado o comportamento dinâmico dos acionamentos de avanço e estudada em especial a questão de ressonâncias mecânicas. Estas surgem principalmente em decorrência da rigidez finita da correia sincronizadora.

O objetivo específico deste trabalho é o de fornecer subsídios para solucionar ou amenizar os problemas de ressonâncias mecânicas de acionamentos de avanço.

Os ensaios demonstram que este problema pode ser solucionado através da modificação da relação entre a inércia do servomotor CA síncrono e da inércia externa nele refletida.

Este é um trabalho de interesse em especial para fabricantes de máquinas-ferramenta CNC e de empresas que realizam retrofitting (modernização) de máquinas, que necessitam de maiores subsídios na aplicação de servoacionamentos, além de soluções simples e econômicas para os problemas dinâmicos de acionamentos de avanço.

1.4) PLANO DE TRABALHO

Com o objetivo de fornecer uma base de conhecimentos necessários para uma melhor compreensão dos acionamentos de avanço de máquinas-ferramenta CNC, inicialmente são apresentados fundamentos sobre comando e controle, assim como sobre a descrição do comportamento dinâmico de sistemas físicos. Estes conhecimentos

são necessários para a interpretação dos resultados deste trabalho.

Não se pode perder de vista que o acionamento de avanço estará envolvida pela malha de controle de posição de um CNC, de modo que são apresentados também fundamentos sobre controle de posição. Encerrando a revisão bibliográfica, são abordados os principais componentes de um sistema de avanço de máquinas-ferramenta CNC, com o enfoque voltado para a dinâmica.

A seguir é apresentada a configuração da bancada utilizada para ensaios, enfatizando também a dinâmica dos diversos elementos que a compõe.

A metodologia e os critérios de ensaio são abordados no capítulo seguinte.

Posteriormente são apresentados os ensaios propriamente ditos, com sua análise.

Por fim são apresentadas as conclusões e propostas para melhoria do comportamento dinâmico do acionamento de avanço de máquinas-ferramenta CNC, em especial para as que utilizam servomotores CA síncronos e transmissão por polias e correia sincronizada.

21_REVISÃO_BIBLIOGRÁFICA

2.11_FUNDAMENTOS_DE_CONTROLE

2.1.1) COMANDO E CONTROLE

Em um sistema físico qualquer em que ocorra fluxo de energia e/ou sinais, podem-se distinguir dois conceitos fundamentais: comando e controle. Para tanto, observa-se o decurso do fluxo de sinais entre as grandezas de entrada e as de saída.

No sistema físico, o fluxo de sinais com suas respectivas grandezas é representado através de linhas com setas. Estas linhas definem a relação e a ligação entre os vários blocos contendo os elementos de um comando ou malha de controle.

A característica do comando é a transmissão de sinais da entrada para a saída. A forma fundamental de um sistema de comando é apresentada na figura 1.

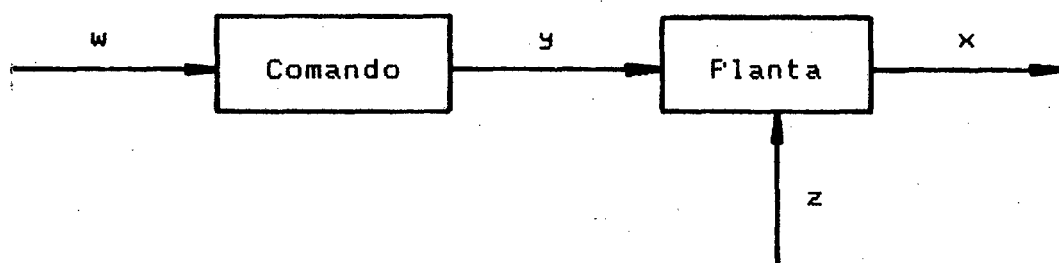


FIGURA 1 - Sistema de comando.

O sinal de entrada do sistema é a grandeza w , a qual é utilizada como referência para gerar a variável de comando y . A

variável de comando y atua sobre a planta de modo a influir sobre a grandeza de interesse x , a qual se caracteriza como o sinal de saída do sistema. A grandeza x não tem nenhuma influência sobre a variável de comando y . Caso ocorra a influência de uma perturbação externa z sobre a planta, o sinal de saída x será influenciado sem que a variável de comando y possa corrigir a perturbação que z provocou sobre x .

Já o controle é caracterizado por um fluxo de sinais em uma malha fechada.

A figura 2 apresenta o princípio de uma malha de controle.

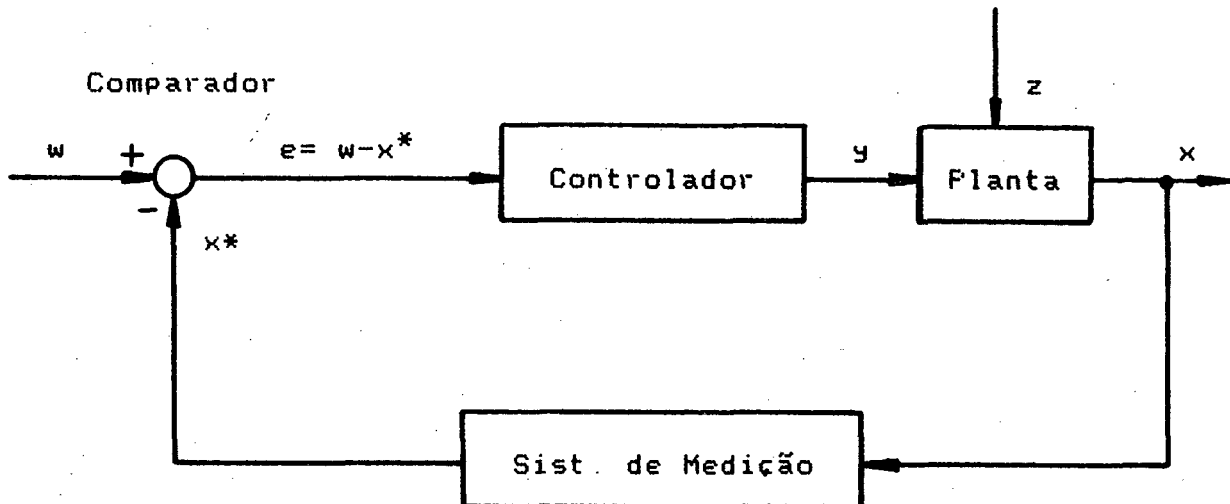


FIGURA 2 - Sistema de controle.

Em um sistema de controle, a grandeza de interesse (sinal de saída) é mantida em um determinado valor prescrito pela grandeza w (sinal de entrada), através da atuação da variável de controle y sobre a planta. Neste princípio, o sinal de saída x é medido, gerando com isto a grandeza x^* , a qual é comparada com o próprio sinal de entrada w . Quando houver diferença entre w e x^* , é gerada

a grandeza e , chamada erro, sendo que assim o controlador atua sobre a planta através da variável de controle y , de modo a zerar o erro e . Desta maneira, na malha de controle haverá este fluxo fechado de sinais. A realimentação do sistema é o ramo pelo qual o sinal de saída x retorna em relação ao fluxo principal até o comparador.

2.1.2) COMPORTAMENTO ESTÁTICO DE SISTEMAS FÍSICOS

Os elementos de sistemas físicos podem ser descritos pelo seu comportamento estático e pelo seu comportamento dinâmico.

O comportamento estático dos elementos de sistemas físicos é usualmente representado através de curvas características.

A curva característica descreve o comportamento estático do elemento do sistema físico, ou seja, o sistema encontra-se em regime permanente, livre de transitórios. Nesta condição, a curva característica representa a relação da variável de saída x em função da variável de entrada w .

A figura 3 mostra os principais casos de curvas características para descrição do comportamento estático de elementos de sistemas físicos./53/

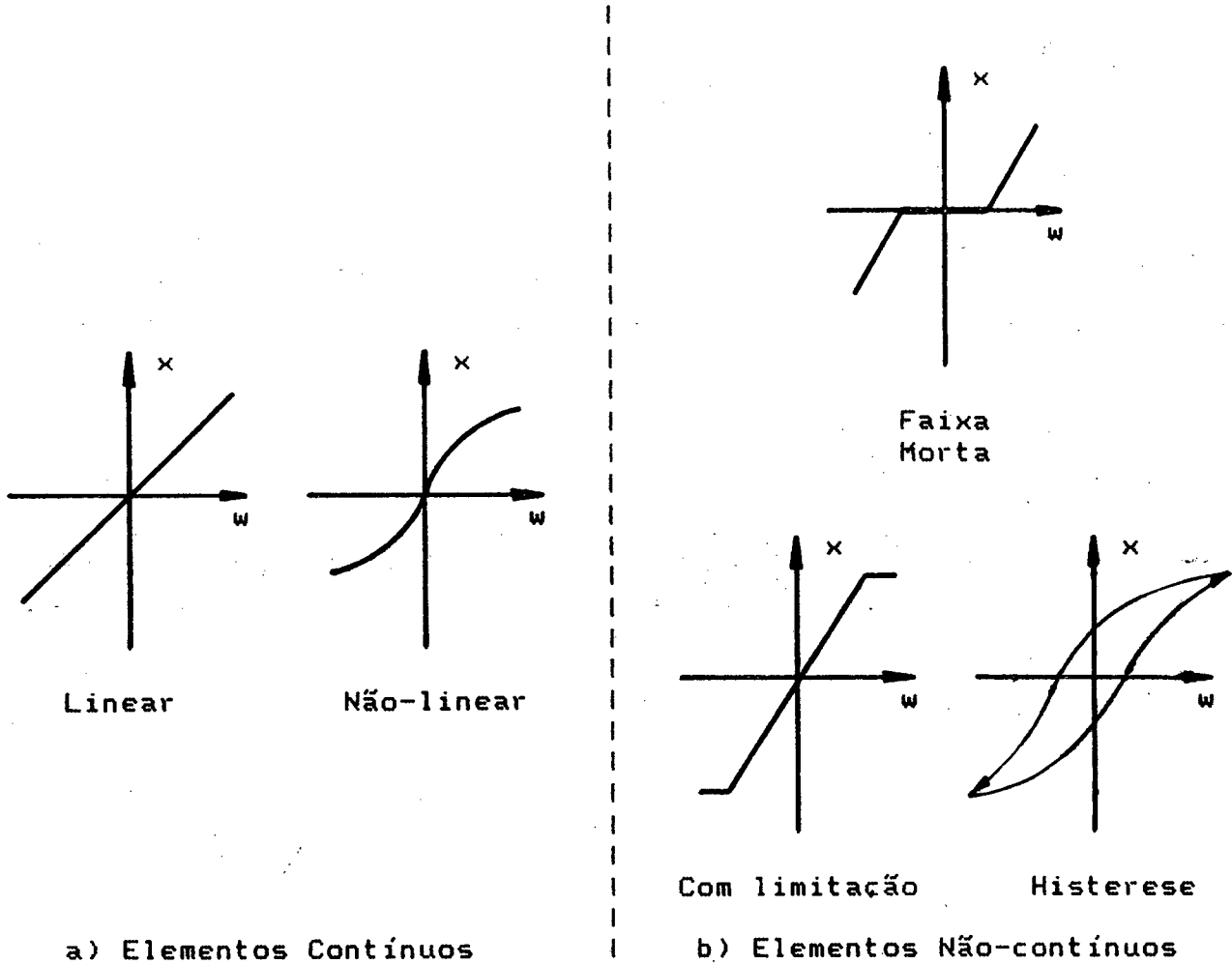


FIGURA 3 - Curvas características para descrição do comportamento estático de elementos de sistemas físicos

Dentre os exemplos citados na figura 3, um caso particular é o comportamento linear, para o qual há uma extensa teoria desenvolvida. Um elemento de sistema com este comportamento, diz-se elemento linear. Para elementos não-lineares, a descrição matemática é complexa e existem somente métodos aproximados. Porém, pode-se linearizar um sistema não-linear, caso a operação ocorra dentro de um pequeno intervalo em torno de um ponto de operação desejado. Assim, é utilizada uma reta tangente à curva não-linear no ponto de operação./53/

2.1.3) COMPORTAMENTO DINÂMICO DE SISTEMAS FÍSICOS

O comportamento dinâmico de um sistema físico, ou de um elemento do mesmo, descreve a forma com que o sinal da grandeza de saída varia em função da grandeza de entrada, sendo esta, variante no tempo. Isto significa que se está analisando o sistema nos períodos transitórios.

O comportamento dinâmico pode ser descrito tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência.

As maneiras mais usuais de se descrever o comportamento dinâmico é através de equações diferenciais, através da análise do comportamento transitório da saída pela aplicação de entradas padronizadas e pela descrição no domínio da frequência.

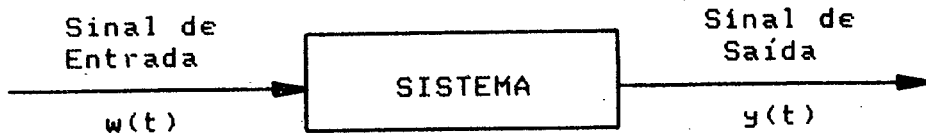
Cada um destes modos de descrição do comportamento dinâmico será mais detalhado nos itens subsequentes.

2.1.3.1) DESCRIÇÃO POR EQUAÇÕES DIFERENCIAIS

As equações diferenciais representam o modelo matemático de elementos físicos e de sistemas físicos formados por estes elementos.

Resolvendo-se as equações diferenciais pode-se determinar o comportamento das variáveis de saída, conhecendo-se as variáveis de entrada e as condições de contorno. Para tanto, é necessário resolver a equação diferencial ou um sistema de equações diferenciais.

A forma genérica de uma equação diferencial para um sistema linear com uma entrada e uma saída é apresentada a seguir://19/



$$a_n \cdot \frac{d^n y}{dt^n} + \dots + a_1 \cdot \frac{dy}{dt} + a_0 \cdot y = b_0 \cdot w + b_1 \cdot \frac{dw}{dt} + \dots + b_m \cdot \frac{d^m w}{dt^m}$$

ou seja,

$$\sum_{v=0}^n a_v \cdot \frac{d^v y}{dt^v} = \sum_{v=0}^m b_v \cdot \frac{d^v w}{dt^v}$$

(Para sistemas reais: $m < n$).

Os coeficientes a_n , b_n são constantes para modelos de sistemas invariantes no tempo. As variáveis y , dy , ..., $d^n y$... ; w , dw , ..., $d^m w$ são grandezas físicas quaisquer, como por exemplo espaço percorrido, velocidade, aceleração, etc.

Como a equação diferencial é linear e não-homogênea, a solução é composta por uma parte homogênea e outra não-homogênea (solução particular). A solução da parte homogênea descreve o comportamento transitório e a solução particular descreve o comportamento estático, ou seja, o regime permanente de um sistema físico. A parte da solução homogênea é geralmente representada por uma função que envolva exponenciais:

Exemplo: $y(t) = k \cdot e^{Pt}$

A solução do polinômio característico da equação homogênea leva as suas raízes, as quais podem ser reais ou conjugadas complexas.

2.1.3.2) COMPORTAMENTO TRANSITÓRIO PELA APLICAÇÃO DE ENTRADAS PADRONIZADAS.

O comportamento transitório descreve o modo pelo qual a grandeza de saída varia ao longo do tempo, em relação a uma variação qualquer da grandeza de entrada. Através da aplicação de entradas padronizadas, na prática obtém-se soluções específicas de equações diferenciais que descrevam um elemento ou sistema físico.

Entradas padronizadas características são:

- Função impulso $f(t)$ (impulso de Dirac)
- Função degrau $s(t)$
- Função rampa $r(t)$

A estas entradas padronizadas aplicadas ao elemento físico, correspondem respectivamente as seguintes grandezas de saída:

- Resposta ao impulso $g(t)$: a resposta ao impulso está referenciada à integral em relação ao tempo da função impulso $f(t)$.
- Resposta ao degrau $h(t)$: a resposta ao degrau está referenciada à amplitude da função degrau $s(t)$.
- Resposta à rampa $q(t)$: a resposta à rampa está referenciada à derivada da função rampa $r(t)$.

A figura 4 mostra os exemplos acima descritos.

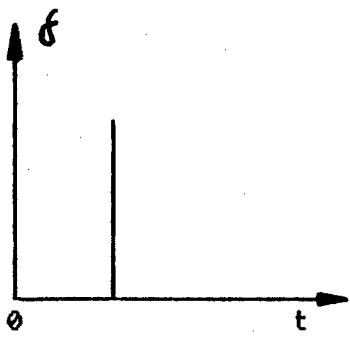
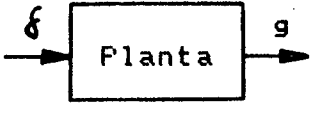
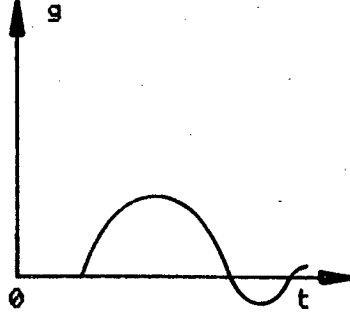
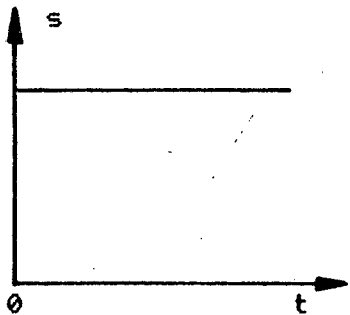
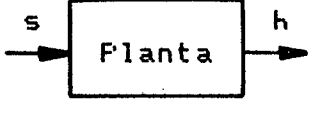
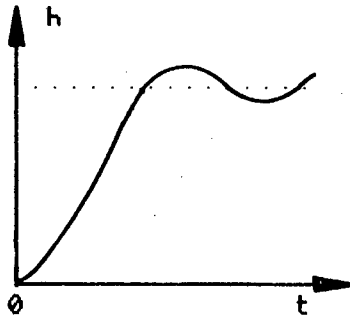
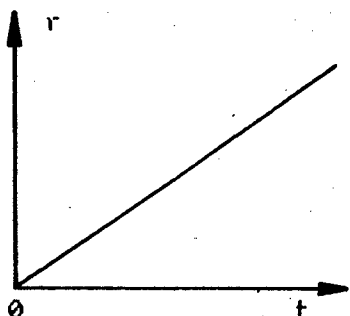
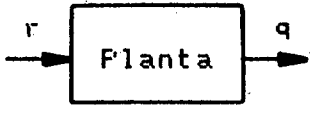
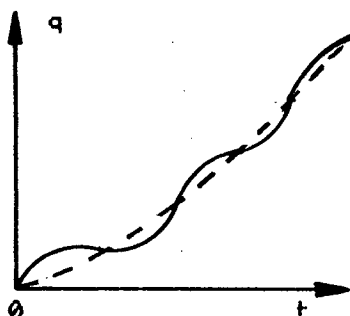
Sinal de Entrada	Função	Sinal de Saída
 <p>$f(t)$: Impulso de Dirac</p>		 <p>$g(t)$: Resposta ao Impulso</p>
 <p>$s(t)$: Função Degrau</p>	 <p>$(s = \int_{-\infty}^t f(t) . dt)$</p>	 <p>$h(t)$: Resposta ao Degrau</p>
 <p>$r(t)$: Função Rampa</p>	 <p>$(r = \int_{-\infty}^t s(t) . dt)$</p>	 <p>$q(t)$: Resposta à Rampa</p>

FIGURA 4 - Exemplos de comportamentos transitórios pela aplicação de entradas padronizadas. (Exemplos para sistemas de segunda ordem, com $D < 1$).

2.1.3.3) DESCRIÇÃO NO DOMÍNIO FREQUÊNCIA

O comportamento de elementos ou sistemas físicos lineares também pode ser descrito no domínio frequência, para frequências variando entre zero e infinito. Para obtenção do comportamento no domínio frequência, é utilizado usualmente um sinal de entrada senoidal com frequência variável. O sinal de saída, ou seja, a resposta, será uma senóide cuja amplitude e fase podem diferir do sinal de entrada em função da frequência aplicada.

Para o sinal de entrada vale a expressão:

$$u(t) = \hat{u} * \text{sen}(wt) \quad (01)$$

\hat{u} = amplitude do sinal de entrada

Para o sinal de saída vale a expressão:

$$v(t) = \hat{v} * \text{sen}(wt + \varphi) \quad (02)$$

\hat{v} = amplitude do sinal de saída

φ = diferença de fase

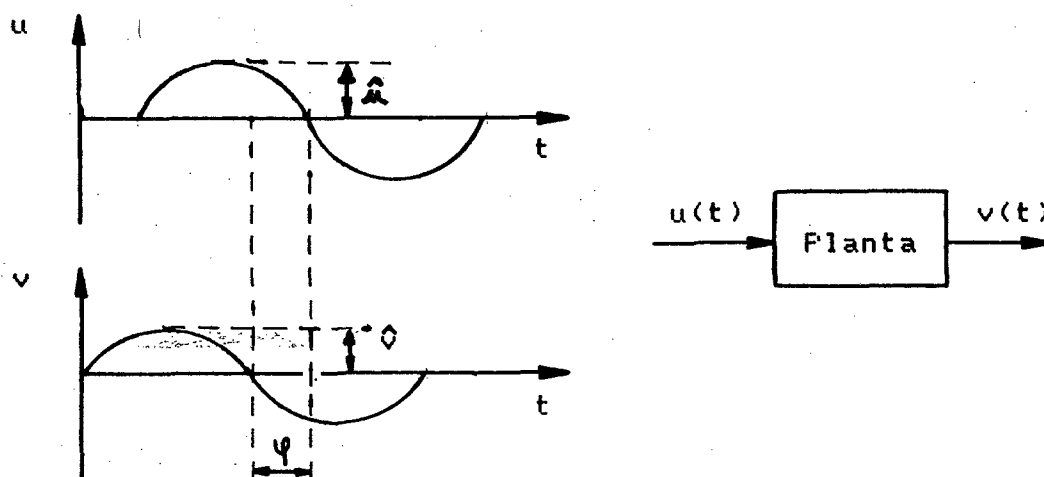


FIGURA 5 - Comportamento da entrada e da saída de um sinal senoidal.

Por Euler /29/, as equações (01) e (02) também podem ser representadas por intermédio de números complexos. A relação entre a saída e a entrada das equações de frequência complexas é conhecida como o comportamento no domínio frequência.

$$F(j\omega) = \frac{v(j\omega)}{u(j\omega)} = \frac{\hat{v}(\omega)}{\hat{u}(\omega)} * e^{j\varphi(\omega)} \quad (03)$$

$$\text{onde } j = (-1)^{1/2}$$

A equação (03) pode ser escrita na forma canônica para números complexos:

$$F(j\omega) = X(\omega) + j*Y(\omega) \quad (04)$$

$$X(\omega) = \text{parte real}$$

$$Y(\omega) = \text{parte imaginária}$$

Desta forma tem-se:

a) Relação de amplitudes:

$$|F(j\omega)| = \frac{\hat{v}(\omega)}{\hat{u}(\omega)} = \sqrt{X^2(\omega) + Y^2(\omega)} \quad (05)$$

b) Diferença de fase:

$$\varphi(\omega) = \text{arc tg} \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \quad (06)$$

A representação gráfica é usualmente utilizada para descrever o comportamento de elementos e sistemas físicos no domínio frequência.

A primeira forma desta representação gráfica é o diagrama de Bode. O diagrama de Bode é composto por 2 gráficos em função da

freqüência: gráfico da amplitude, descrevendo a função $|F(j\omega)|$ em escala bilogarítmica e a diferença de fase $\varphi(\omega)$ em escala monologarítmica. A figura 6 apresenta o diagrama de Bode de um sistema de 2ª ordem com amortecimento $D < 1$.

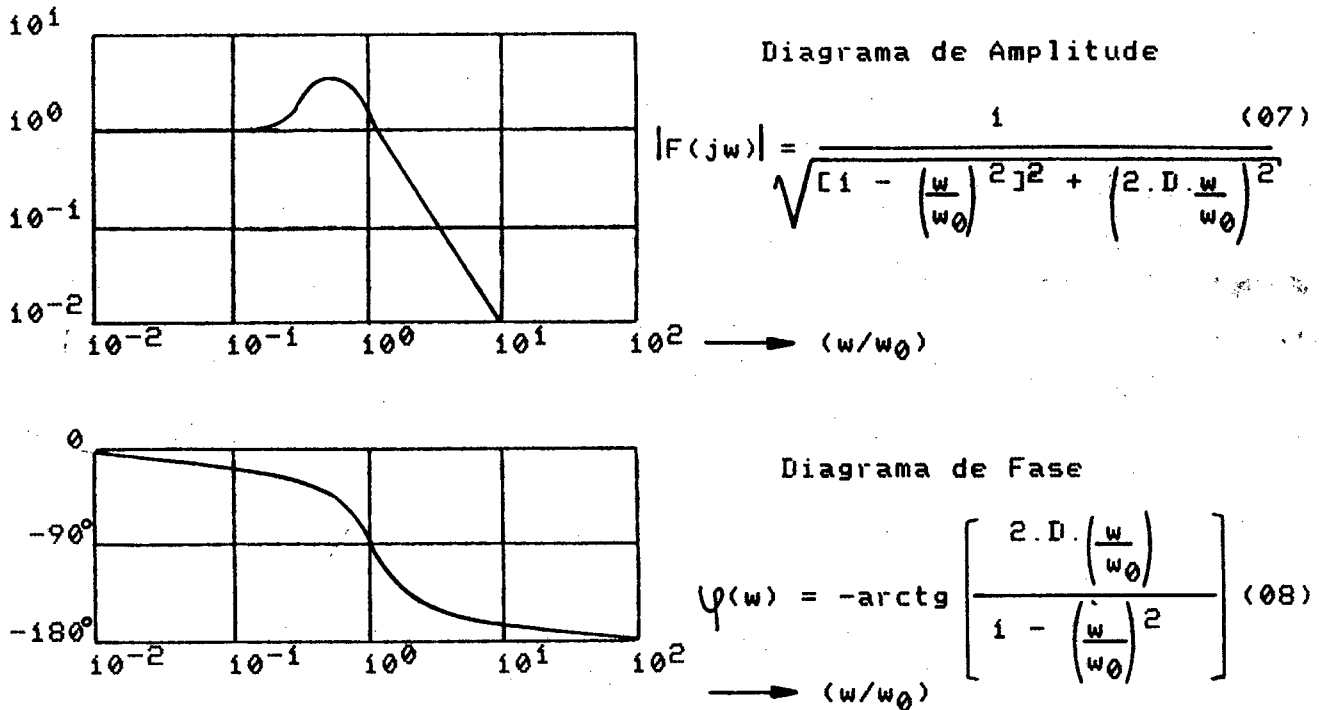


FIGURA 6 - Diagrama de Bode para sistema de 2ª ordem, $D < 1$.

Outra forma usual da representação gráfica do domínio freqüência é o diagrama polar. Neste caso $F(j\omega)$ e ω são os parâmetros em um sistema de coordenadas complexo.

$$F(j\omega) = \text{Re}(\omega) + j \cdot \text{Im}(\omega) \quad (09)$$

onde $\text{Re}(\omega) =$ parte real

$j \cdot \text{Im}(\omega) =$ parte imaginária

$$|F(j\omega)| = \sqrt{\text{Re}^2(\omega) + \text{Im}^2(\omega)} \quad (10)$$

$$\varphi = \arctg \frac{\text{Im}(\omega)}{\text{Re}(\omega)} \quad (11)$$

O diagrama polar permite uma visualização rápida do comportamento de amplitude e diferença de fase simultaneamente, como mostra a figura 7.

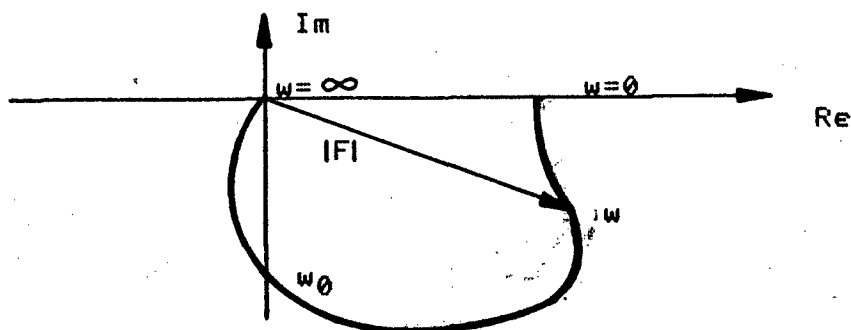


FIGURA 7 - Diagrama polar para elemento de 2ª ordem, com $D < 1$.

2.1.4) A FUNÇÃO DEGRAU

Dentre as entradas padronizadas descritas em 2.1.3.2, a função degrau é largamente utilizada na prática, devido à facilidade com que a mesma pode ser gerada, por possuir todo conteúdo harmônico (frequência igual a zero na sua parte constante e frequência infinita na subida), além de permitir uma análise mais simplificada de sua resposta. A função degrau é também utilizada na parte experimental desta dissertação, assim como sistemas de 2ª ordem com $D < 1$ vistos nas figuras anteriores.

Para a análise de elementos e sistemas físicos lineares, são definidas as seguintes grandezas características para a resposta à função degrau:

-Faixa de tolerância de oscilação: é a maior amplitude admissível em relação ao valor limite.

-Sobrepasse u_a : é definida como a diferença entre a amplitude da máxima oscilação e a amplitude do valor-limite da resposta ao degrau.

-Tempo de resposta t_{an} : é o tempo decorrido entre a aplicação do degrau até a resposta entrar na faixa de tolerância de oscilação pela primeira vez, ou seja, mede a rapidez da resposta do transitório.

-Tempo de estabilização t_{aus} : é o tempo decorrido entre a aplicação do degrau até a resposta entrar na faixa de tolerância pela última vez, ou seja, é o instante a partir do qual o erro de amplitude é sempre menor do que dada especificação. O tempo de estabilização t_{aus} é uma medida da rapidez com que as oscilações diminuem de amplitude.

-Erro de regime e : é a amplitude do erro constante da resposta ao degrau em relação ao valor limite.

-Valor-limite v : é o valor da amplitude do degrau de entrada.

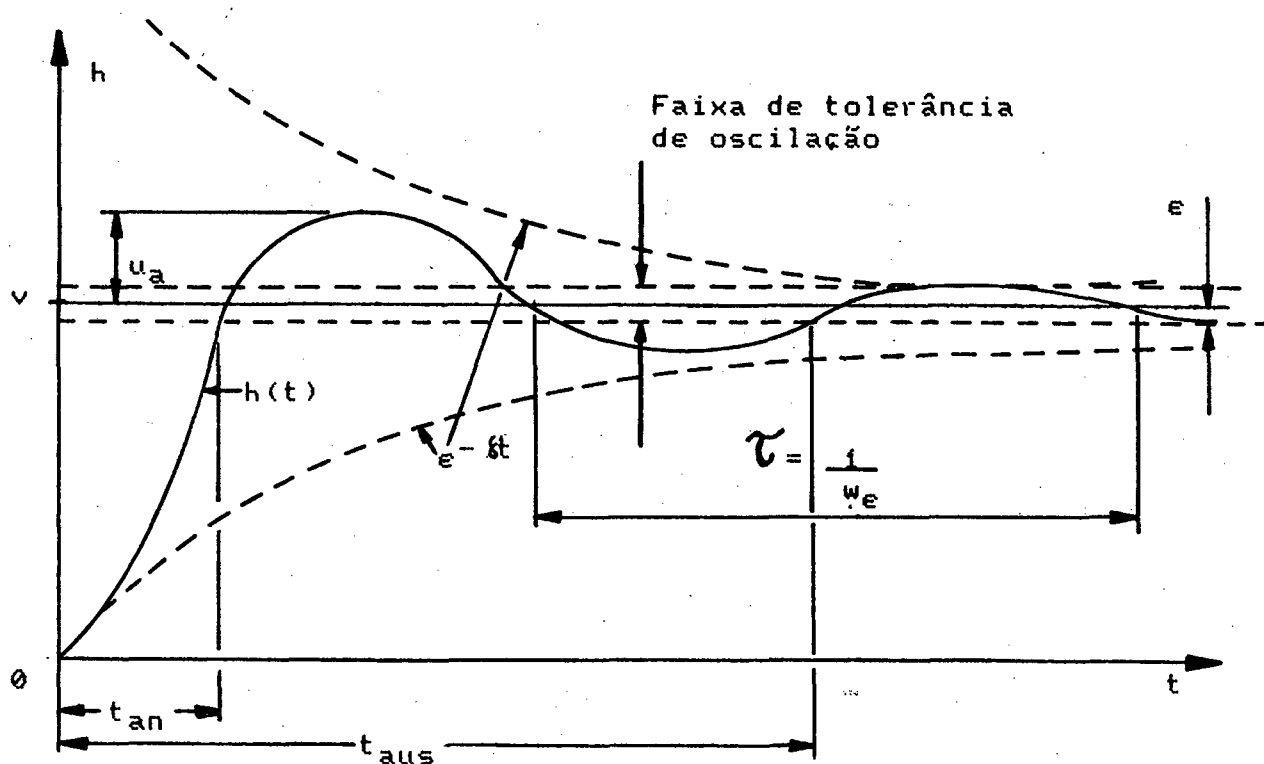


FIGURA 8 - Resposta ao degrau de um sistema de 2ª ordem, com $D < 1$.

Para o exemplo da figura 8, a resposta no tempo é do tipo:

$$h(t) = v \cdot (1 - e^{-\delta t} \cdot (\cos(\omega_e \cdot t + \varphi))) \quad (12)$$

v = amplitude do valor de referência do degrau

ω_e = frequência de oscilação com amortecimento

δ = parte real do pólo

φ = diferença de fase

A frequência natural (ω_0) do sistema de 2ª ordem com $D < 1$ é definida da seguinte forma:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_e^2 + \delta^2} \quad (13)$$

O amortecimento D por sua vez é definido pela relação:

$$D = \sqrt{1 - (\omega_e/\omega_0)^2} \quad (14)$$

Considerando ainda o exemplo da figura 8, nesta condição a função transferência no domínio frequência é da forma:

$$F(j\omega) = \frac{1}{1 + (j\omega) \frac{2 \cdot D}{\omega_0} + (j\omega)^2 \frac{1}{\omega_0^2}} \quad (15)$$

O numerador da função transferência no domínio frequência não apresenta raízes, portanto não há zeros. O denominador apresenta 2 raízes (para $D < 1$ são conjugadas e complexas), caracterizando um sistema de 2ª ordem, ou seja, com 2 pólos. As raízes da função transferência podem ser representadas em um diagrama de pó-

los e zeros, conforme a figura 9. Como pode ser observado nesta figura, w_e representa a parte imaginária e δ a parte real da resposta. A distância entre o pólo e a origem do sistema de coordenadas define w_0 .

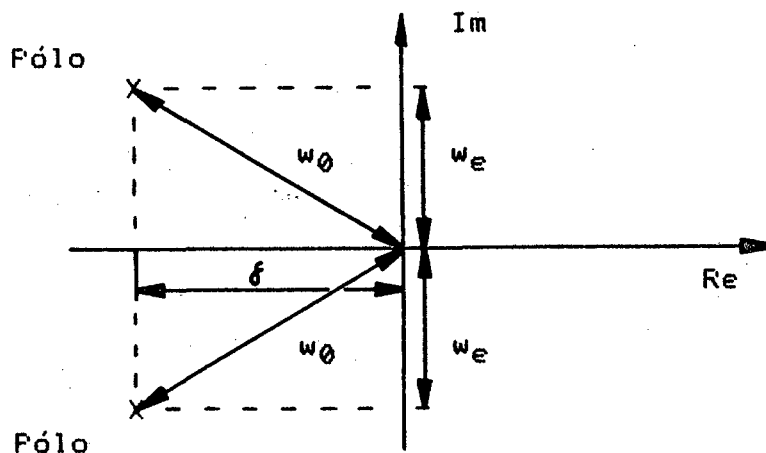


FIGURA 9 - Diagrama de pólos e zeros para sistema de 2ª ordem, $D < 1$

2.1.5) ELEMENTOS FUNDAMENTAIS DE CONTROLE

Abaixo são descritos os elementos fundamentais que se utilizam para descrever funções realizadas pelos componentes em malhas de controle, relacionando suas respectivas características. /19/, /53/, /57/.

Elementos fundamentais lineares:

- P (Proporcional): a grandeza de saída é sempre proporcional à grandeza de entrada. Não existe nenhuma dependência freqüencial quanto à relação de amplitudes ou quanto à diferença de fase.

- I (Integral): a grandeza de saída corresponde à integral temporal da grandeza de entrada.

- D (Diferencial): a grandeza de saída corresponde à derivada temporal da grandeza de entrada.

- PT1 (Proporcional com retardo de 1ª ordem): a grandeza de saída é exatamente proporcional à grandeza de entrada para $\omega=0$, ou seja, com o elemento estabilizado sem oscilações. Ocorrem, porém, alterações na amplitude e diferença de fase em função da frequência aplicada. Há somente um elemento armazenador de energia neste sistema.

- PT2 (Proporcional com retardo de 2ª ordem): idem ao PT1, porém existem 2 elementos armazenadores de energia. Distinguem-se ainda o PT2 com o amortecimento D maior ou menor do que 1.

- T_t (Tempo morto): é o intervalo de tempo no qual o sistema de controle não atua.

Os elementos fundamentais lineares podem também aparecer combinados entre si: PI, PD, PID, etc. Neste trabalho é utilizado um controlador PI para controle de velocidade, como será descrito no capítulo 4. Neste caso os efeitos do controlador P e do I aparecem simultaneamente.

2.2) FUNDAMENTOS DE CONTROLE DE POSIÇÃO

2.2.1) CONSIDERAÇÕES SOBRE CONTROLE DE POSIÇÃO

A obtenção de um determinado formato de uma peça através da usinagem em uma máquina-ferramenta se dá a partir do movimento relativo entre a peça e a ferramenta. Para tanto, cada eixo de avanço deve ter sua posição controlada. Entende-se por eixo uma direção de movimento, ou seja, um grau de liberdade de uma máquina-ferramenta.

Das malhas de controle de posição dos diversos eixos de uma máquina-ferramenta CNC, se exige que as mesmas reproduzam os dados geométricos e de velocidade do comando numérico com a maior fidelidade possível. Neste caso, a característica fundamental é que se forme um fluxo contínuo e fechado entre a grandeza de entrada (valor desejado de posição) e a grandeza de saída (valor real de posição). A fim de melhorar as características dinâmicas e de estabilidade da malha de controle de posição, geralmente são utilizadas ainda outras malhas internas à de posição, como velocidade e torque.

Os motores de passo são comandados em malha aberta sendo limitados quanto ao torque, sendo assim hoje raramente utilizados em eixos de avanço de máquinas-ferramenta. Desta forma, serão considerados nesta dissertação somente os servomotores CC e CA, com malha fechada. Na prática os mesmos são utilizados como acionamento para os eixos de avanço de máquinas-ferramenta CNC.

2.2.2) ELEMENTOS DE UMA MALHA DE CONTROLE DE POSIÇÃO

Como todo sistema de controle em malha fechada, a malha de controle de posição é composta por um dispositivo de controle e pela planta.

O dispositivo de controle é formado por:

- Controlador de posição, o qual é constituído por um comparador e por um amplificador;
- Sistema de medição.

A planta é formada por:

- Servoacionamento, o qual é composto pelo servomotor e pelo servoconversor;
- Elementos mecânicos de transmissão da máquina-ferramenta, a carga, partes estruturais, entre outros elementos.

Denomina-se acionamento de avanço a todos elementos da planta unidos.

Uma malha de controle de posição é formada basicamente pelos elementos mostrados na figura 10.

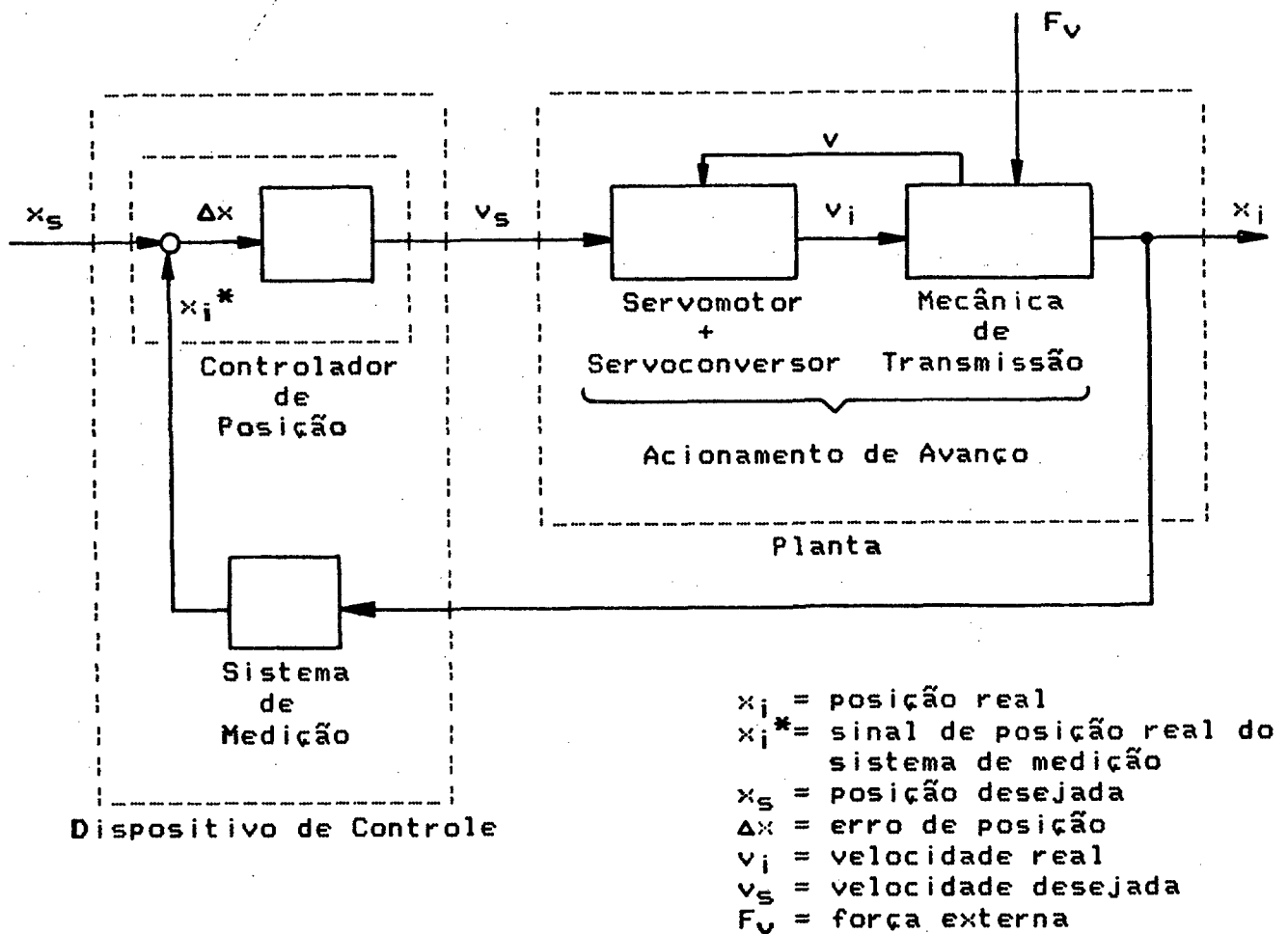


FIGURA 10 - Elementos de uma malha de controle de posição.

O sistema de medição gera o valor de medição x_i^* , a partir do valor real de posição x_i da máquina.

O controlador de posição compara o valor desejado de posição x_s com o valor real de posição x_i^* , o qual é fornecido pelo sistema de medição. Assim, a partir do erro $\Delta x = x_s - x_i^*$, o controlador de posição gera a referência de velocidade v_s .

O acionamento de avanço transforma a referência de velocidade v_s no valor real de posição x_i , através do servoacionamento e dos elementos mecânicos de transmissão. No servoacionamento a velocidade é angular. Os elementos mecânicos podem transformar esta velocidade angular em translacional, como por exemplo através de sistemas de fuso/castanha ou pinhão/cremalheira, ou ainda em rotativo, como no caso de mesas giratórias.

2.2.3) MODELO DE UMA MALHA DE CONTROLE DE POSIÇÃO

O comportamento do acionamento de avanço de uma máquina-ferramenta CNC pode ser aproximado por um sistema de 2ª ordem /19/, /53/, /58/.

A simplificação no modelo se justifica pelo fato de que no acionamento de avanço de máquinas-ferramenta, a ressonância de menor frequência é a mais significativa, a qual é assumida como a frequência natural do sistema.

Nas máquinas-ferramenta CNC, a menor frequência de corte é a frequência natural do acionamento w_0 , portanto esta é a frequência adotada na equação do modelo de 2ª ordem. A frequência de ressonância mecânica $w_{0\text{mech}}$ é dimensionada de modo que seja no mínimo o dobro da frequência w_0 , através da diminuição do momento de inércia e aumento da rigidez mecânica. Assim, a influência de $w_{0\text{mech}}$ é menor do que w_0 , de modo que o modelo de 2ª ordem considerando somente w_0 pode geralmente ser considerado satisfatório.

Portanto a função transferência em malha fechada do acionamento de avanço é:

$$F_a = \frac{1}{1 + (j\omega) \frac{2.D}{\omega_0} + (j\omega)^2 \frac{1}{\omega_0^2}} \quad (16)$$

... modo que o processo não necessita a inclusão

A função transferência do acionamento de avanço aplicada à malha de posição resulta em uma função transferência de 3ª ordem.

Desta forma, a função transferência da malha fechada de posição é:

$$F_{w1} = \frac{x_i(j\omega)}{x_s(j\omega)} = \frac{1}{1 + (j\omega) \frac{1}{K_v} + (j\omega)^2 \frac{2.D}{K_v \cdot \omega_0} + (j\omega)^3 \frac{1}{K_v \cdot \omega_0^3}} \quad (17)$$

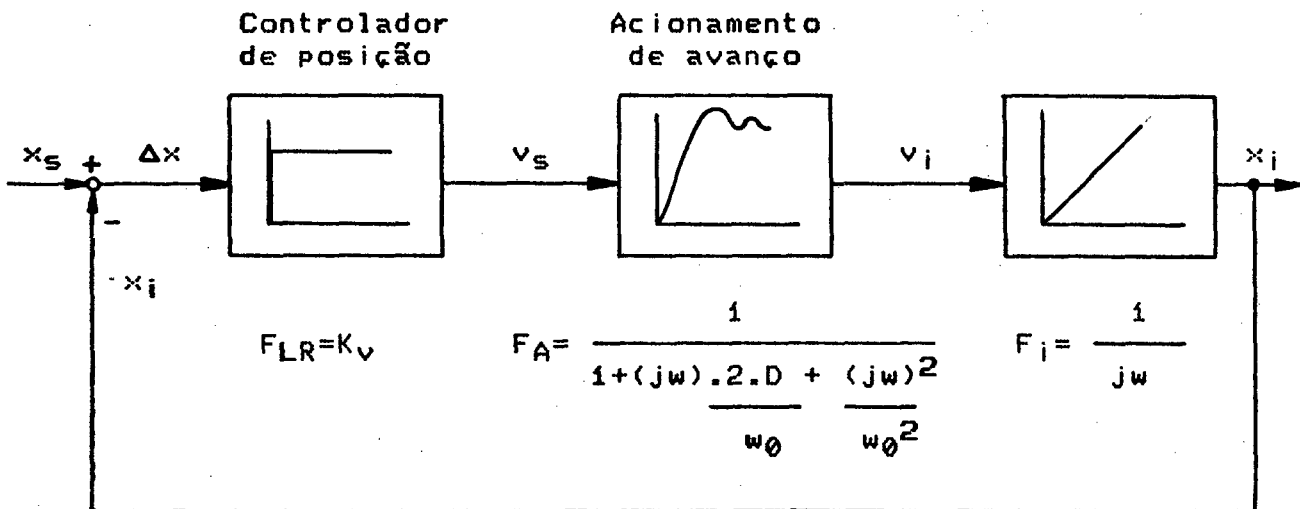


FIGURA 11 - Modelo de malha de controle de posição.

O modelo de malha de posição apresentado mostra um controlador de posição com ganho proporcional (P), o qual é o tipo mais comum encontrado na prática.

As não-linearidades não são consideradas no modelo, uma vez que em máquinas-ferramenta CNC elas são consideradas pequenas e são compensadas com a utilização de malhas de controle de torque e velocidade /19/.

Os servoconversores utilizados nesta dissertação são transistorizados, de modo que o modelo não necessita a inclusão de tempos mortos, os quais não seriam desprezíveis caso os servoconversores fossem tiristorizados. A ordem de grandeza de tempos mortos nos servoconversores tiristorizados é da ordem de 2,8ms, ao passo que em servoconversores transistorizados o tempo morto é em geral menor do que 0,1ms, ou seja, uma ordem de grandeza menor do que constantes de tempo típicas de acionamentos de avanço.

2.2.4) PARÂMETROS CARACTERÍSTICOS DE MALHAS DE CONTROLE DE VELOCIDADE E DE POSIÇÃO

Conforme o modelo apresentado em 2.2.3, o controlador de posição é do tipo proporcional (P).

Define-se o ganho proporcional K_V do controlador de posição, também conhecido como fator K_V , a relação entre a velocidade de referência v_s e o erro de arraste Δx (diferença entre a posição de referência e a posição real):

$$K_V = \frac{v_s}{\Delta x} \quad (18)$$

A unidade do fator K_V é s^{-1} , sendo também usualmente utilizadas as unidades (m/min)/mm e (m/min)/ μ m.

O fator K_V é fundamental na formação de trajetórias quando há movimentação simultânea de vários acionamentos de avanço. É necessário que todos os eixos envolvidos tenham o mesmo fator K_V a fim de que a trajetória desejada seja formada com a maior precisão possível. Ao mesmo tempo, deseja-se que o valor de K_V seja máximo, a fim de se obter rapidez.

Já no acionamento de avanço distinguem-se duas grandezas fundamentais: a frequência natural ω_0 e o amortecimento D .

A frequência natural ω_0 traz informações sobre o comportamento dinâmico da transmissão de sinais no acionamento de avanço. Uma frequência natural elevada, referenciada no espectro das frequências de entrada, significa uma pequena distorção de amplitude e fase destas frequências de entrada através do sistema.

O amortecimento D do acionamento de avanço caracteriza a capacidade de atenuação de vibrações em um sistema de 2ª ordem. Quanto menor o amortecimento D do sistema (mais próximo de zero), mais perto o mesmo se encontra da instabilidade. Quanto maior o amortecimento (mais perto de 1), mais lenta é a resposta do sistema. O sistema é instável se o amortecimento D for menor ou igual a zero.

2.3) PRINCIPAIS COMPONENTES DO SISTEMA DE AVANÇO DE MÁQUINAS-FERRAMENTA CNC.

2.3.1) COMPONENTES MECÂNICOS

Os componentes mecânicos do sistema de avanço de uma máquina-ferramenta CNC, são aqueles compreendidos entre o servomotor e a ferramenta ou a peça a ser posicionada. Resumidamente, os principais componentes mecânicos, assim como seus principais tipos construtivos, são apresentados a seguir.

2.3.1.1) GUIAS

As guias são componentes mecânicos que definem as direções e graus de liberdade dos movimentos relativos entre a peça e a ferramenta.

As principais características desejáveis para guias de máquinas-ferramenta CNC são:

- Elevada precisão dimensional;
- Elevada rigidez;
- Baixo coeficiente de atrito;
- Comportamento linear do coeficiente de atrito;
- Alta capacidade de carga;
- Boa capacidade de amortecimento de vibrações.

As guias são classificadas de acordo com a maneira pelo qual ocorre o contato entre as partes fixas e móveis: guias de deslizamento, guias de rolamento e guias de escoamento fluídico.

2.3.1.1.1) GUIAS DE DESLIZAMENTO

Nas guias de deslizamento ocorre o escorregamento entre duas superfícies que estão em contato direto, estas em geral metálicas. Suas principais características são:

- Elevado coeficiente de atrito estático
- Elevada rigidez estática
- Comportamento não-linear do coeficiente de atrito em função da velocidade

Devido à diferença entre o coeficiente de atrito estático e o coeficiente de atrito dinâmico, neste tipo de guia surge em baixas velocidades o efeito "stick-slip". A fim de reduzir este efeito, podem ser adotadas as seguintes medidas:

- Aplicação de plásticos especiais à base de politetrafluoretileno (TEFLON) em uma das superfícies das guias;
- Melhoramento no sistema de lubrificação;
- Melhoramento do acabamento superficial das guias.

2.3.1.1.2) GUIAS DE ROLAMENTO

Nas guias de rolamento, o contato entre a parte fixa e a parte móvel ocorre através de elementos rolantes tais como esferas e cilindros.

As guias de rolamento, também designadas comercialmente de guias lineares, tem como principais características:

- Baixo coeficiente de atrito;
- Elevada vida útil;
- Boa rigidez;
- Permitem elevadas velocidades;
- Geram pouco calor;

- Proporcionam economia na potência do acionamento de avanço;
- Pequena diferença entre o coeficiente de atrito estático e dinâmico, eliminando o efeito "stick-slip"./55/

Por outro lado, como desvantagem a guia de rolamento apresenta um baixo coeficiente de amortecimento. Através de recurso da pré-carga, a força de atrito pode ser um pouco aumentada, melhorando o amortecimento.

2.3.1.1.3) GUIAS DE ESCOAMENTO FLUÍDICO

Nas guias de escoamento fluídico não há um contato direto entre partes metálicas, pois é injetado um fluído entre a parte fixa e a parte móvel da guia. A pressão do fluído é controlada de modo a equilibrar as partes móveis e as cargas apoiadas, mantendo constante a espessura da película de fluído.

De acordo com o tipo de fluído empregado, as guias de escoamento fluídico dividem-se em hidrostáticas e aerostáticas.

Nas guias hidrostáticas é utilizado o óleo hidráulico como fluído. Suas principais vantagens são o baixíssimo coeficiente de atrito, baixíssimo desgaste das superfícies, ausência de "stick-slip", elevada rigidez e bom amortecimento. As guias hidrostáticas são, porém, complexas e onerosas, de modo que são utilizadas geralmente apenas em máquinas de grande porte ou de alta precisão.

Nas guias aerostáticas, o ar é utilizado como fluído para separar a parte fixa e a parte móvel das guias. Como as guias hidrostáticas, as guias aerostáticas também apresentam baixíssimo coeficiente de atrito, baixíssimo desgaste das superfícies, ausência de "stick-slip", mas podem ser utilizadas apenas para cargas pequenas e moderadas devido à baixa rigidez mecânica do ar entre as superfícies. Seu custo também é elevado, com tolerâncias de fabricação apertadas, mas possui a vantagem de não necessitar de um

sistema de coleta e reaproveitamento do fluído além de não sujar o ambiente.

2.3.1.2) TRANSMISSÕES MECÂNICAS

As transmissões mecânicas no sistema de avanço de máquinas-ferramenta CNC são divididas em dois grupos: /37/

a) Transmissões mecânicas conversoras: convertem as grandezas físicas de um sistema nas correspondentes grandezas físicas de um outro sistema, como por exemplo os parafusos de movimento, fusos de esferas recirculantes e conjuntos pinhão-cremalheira, que convertem movimentos rotativos em movimentos de translação.

b) Transmissões mecânicas transformadoras: têm a função de transformar o valor de grandezas físicas dentro de um mesmo sistema físico. No sistema de avanço de máquinas-ferramenta são de grande interesse as transmissões mecânicas transformadoras com a função de reduzir a velocidade, tais como as engrenagens e polias com correias sincronizadoras. O estágio de redução tem também a função de aumentar o torque no eixo acionado e diminuir a inércia refletida sobre o eixo acionante. Assim, um redutor tem a função de promover a adaptação de velocidades, torques e inércias entre o acionamento e os componentes mecânicos do sistema de avanço.

O projeto e especificação das transmissões mecânicas seguem os seguintes requisitos: /19/, /27/

- Elevada rigidez mecânica;
- Folgas minimizadas;
- Momentos de inércia e massas os menores possíveis.

A seguir são apresentadas as principais transmissões mecânicas utilizadas em máquinas-ferramenta CNC.

2.3.1.2.1) FUSOS DE ESFERAS RECIRCULANTES

Nas atuais máquinas-ferramenta CNC, o fuso de esferas recirculantes é o componente mecânico mais utilizado para converter o movimento rotativo do servomotor em movimento linear para o avanço dos carros.

As principais vantagens dos fusos de esferas recirculantes são seu baixo atrito, pequeno desgaste, ausência de folgas, elevada rigidez e alta eficiência.

Os fusos de esferas recirculantes são compostos pelo fuso, pela castanha, pelas esferas localizadas entre o fuso e a castanha, além do sistema de recirculação das esferas, conforme a figura 12.

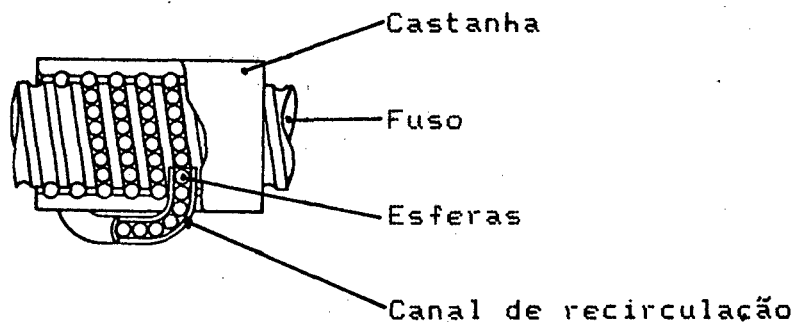


FIGURA 12 - Fuso de esferas recirculantes.

As esferas executam um caminho fechado entre o fuso e a castanha, retornando pelo sistema de recirculação. A fim de diminuir o atrito entre as esferas, estas são de diâmetros diferentes, de modo que são alternadas esferas maiores, as quais de fato suportam a carga, e esferas menores que têm a função de servir como elementos separadores.

A castanha é a parte normalmente acoplada ao carro da máquina-ferramenta, descrevendo um deslocamento linear igual ao passo do fuso para cada volta do fuso.

Duas características desejáveis dos fusos de esferas recirculantes são a elevada rigidez e a ausência de folgas.

A rigidez crítica de um fuso é a axial, pois é sempre menor do que a rigidez torcional. A rigidez axial pode ser significativamente melhorada através do pré-tensionamento do fuso, dependendo do tipo de apoio e da ancoragem axial. /19/

Já as folgas são eliminadas através do emprego de uma pré-carga entre o fuso, a castanha e as esferas.

A pré-carga pode ser aplicada entre duas castanhas através de uma tração ou compressão entre as mesmas. Através de recursos geométricos no passo da castanha e na forma das pistas, a pré-carga também é possível para uma única castanha, porém são permitidas somente pré-cargas leves.

2.3.1.2.2) SISTEMA PINHÃO-CREMALHEIRA

Em máquinas-ferramenta com cursos de avanço longos, geralmente acima de 4m, a solução de transmissão por intermédio de fusos de esferas recirculantes não é mais a ideal. Isto decorre do fato de que para manter a rigidez do fuso, é necessário aumentar seu diâmetro, e por conseguinte a inércia do sistema, prejudicando a dinâmica.

Neste caso é utilizado um sistema pinhão-cremalheira, com o qual é então obtido um conjunto com menor inércia e elevada rigidez.

Na transmissão pinhão-cremalheira geralmente é utilizado um redutor, com o objetivo de melhor utilizar as características de torque e velocidade do servomotor.

A transmissão pinhão-cremalheira tem a desvantagem de introduzir folgas na malha de controle de posição. As folgas não são fáceis de ser totalmente eliminadas, porém existem meios de reduzi-las. /19/

2.3.1.2.3) TRANSMISSÃO POR ENGRENAGENS

A transmissão por engrenagens é usualmente utilizada em máquinas-ferramenta convencionais, mas sua utilização no sistema de avanço de máquinas-ferramenta CNC implica em algumas restrições.

Deve-se atentar ao fato de que folgas no engrenamento podem comprometer o desempenho do sistema de posicionamento. A folga do engrenamento pode ser minimizada através da utilização de engrenagens duplas que podem ser ajustadas transversalmente ou através de dispositivos que permitam o ajuste da distância entre centros. /19/

Outro cuidado a ser tomado refere-se à inércia de uma transmissão por engrenagens. Recomenda-se a utilização das engrenagens com os menores diâmetros possíveis e alívio de massa, de modo que a inércia total da transmissão seja minimizada.

2.3.1.2.4) TRANSMISSÃO POR POLIAS E CORREIA SINCRONIZADORA

As transmissões por polias e correia sincronizadora são usualmente utilizadas no sistema de avanço de máquinas-ferramenta CNC, pois satisfazem os requisitos para um bom desempenho dinâmico: rigidez satisfatória, inércia relativamente pequena e folga praticamente nula. Também são vantagens deste tipo de transmissão, a resistência ao desgaste, boa confiabilidade e baixo custo.

O escorregamento relativo entre a correia e a polia é evitado, devido ao perfil dentado da polia e o respectivo perfil negativo na correia, conforme mostrado na figura 13.

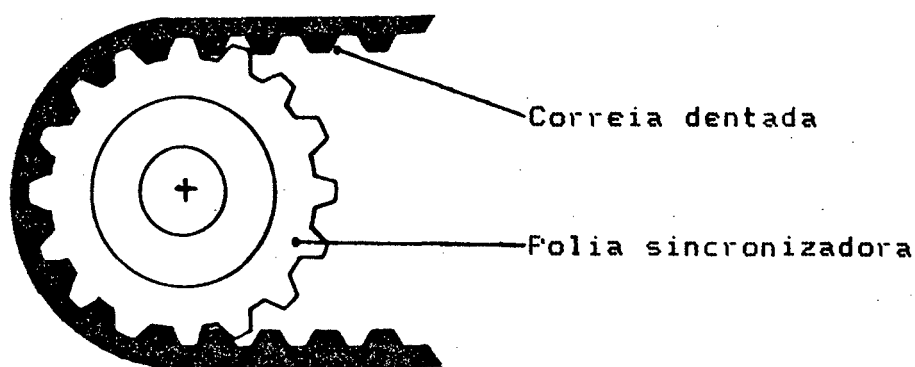


FIGURA 13 - Transmissão por polia e correia sincronizadora.

O perfil dos dentes pode ser trapezoidal ou com dentes arredondados, sendo o último mais indicado para transmissões de potências elevadas. /16/

A rigidez desta transmissão é determinada fundamentalmente pela rigidez à tração da correia e pela rigidez de seus dentes. Esta rigidez é aumentada através de reforços internos de fibra de vidro, fibra de carbono ou cabos de aço.

A inércia desta transmissão é representada basicamente pela inércia das polias, a qual pode ser minimizada utilizando-se polias do menor diâmetro possível, uso de polias com materiais de menor peso específico, como alumínio, ou alívio de massa através do uso de rebaixos.

2.3.2) ACIONAMENTOS ELETROMECÂNICOS

Os acionamentos eletromecânicos convertem a energia da forma elétrica para a forma mecânica. Nas máquinas-ferramenta CNC, os acionamentos eletromecânicos utilizados para os eixos de avanço são denominados servoacionamentos.

O servoacionamento é formado por duas partes principais:

a)SERVOCONVERSOR: é a parte eletrônica que recebe a energia elétrica da rede ou de uma fonte, e fornece esta energia de uma forma controlada ao servomotor, de acordo com um sinal de re-

ferência de velocidade proveniente do controlador de posição. Os tipos dos servoconvertidores são extremamente variados, em função do tipo do servomotor a ser acionado e da tecnologia eletrônica empregada. Mas de uma forma genérica, todos servoconvertidores para máquinas-ferramenta CNC operam em 4 quadrantes, controlam a corrente nominal e a dinâmica, a velocidade do servomotor, permitem o controle PI (ou PID) da malha de velocidade e realizam a supervisão do servoacionamento.

b)SERVOMOTOR: é o transdutor que converte a energia elétrica em energia mecânica e vice-versa. São três os tipos de servomotores mais utilizados em máquinas-ferramenta CNC: servomotores de corrente contínua, de corrente alternada síncronos e corrente alternada assíncronos. A utilização de um determinado tipo de servomotor com seu respectivo servoconvertidor depende de vários critérios, tais como sua dinâmica, torque máximo, capacidade de sobrecarga, velocidade, manutenção, regime de trabalho, preço, entre outros.

Os servoacionamentos tem como principais requisitos:

- Grande faixa de variação de velocidade ($i = 20.000$);
- Baixa inércia;
- Capacidade de sobrecarga dinâmica;
- Massa reduzida;
- Estabilidade e continuidade da velocidade em toda faixa de operação.

2.3.2.1) SERVOMOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA

Os servomotores CC utilizados em máquinas-ferramenta CNC são constituídos fundamentalmente por um rotor, cujas espiras formam sua armadura, e por um estator dotado de ímãs permanentes, os quais formam o campo de excitação, estabelecendo-se um fluxo magnético radial em relação ao rotor.

A figura 14 mostra um corte transversal de um servomotor CC.

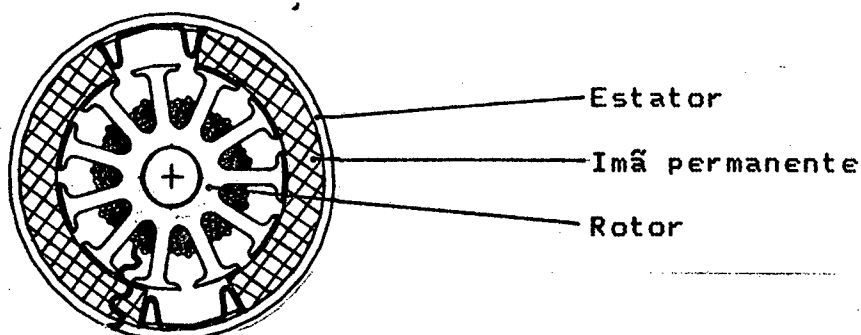


FIGURA 14 - Servomotor CC

Nesta forma construtiva, o torque produzido pelo servomotor é proporcional à corrente de armadura. A velocidade é proporcional à FCEM induzida. O campo é constante, pois é formado pelos ímãs permanentes.

O servomotor CC é um motor de boa performance para máquinas-ferramenta CNC e pode ser controlado por um servoconversor relativamente simples.

Apesar destas vantagens, os aspectos negativos residem na forma construtiva mecânica do servomotor CC. O calor gerado no enrolamento da armadura não pode ser retirado rapidamente e de maneira eficiente, de modo que sobrecargas são críticas sob o ponto de vista térmico.

O comutador mecânico, o qual é montado sobre o eixo do rotor, ocasiona um pequeno aumento da inércia, piorando as características dinâmicas. O faiscamento e o atrito entre o coletor e as escovas do comutador exige manutenção periódica das escovas. O servomotor CC apresenta igualmente uma inércia relativamente elevada devido ao fato de que o rotor é formado pelas lamelas do coletor, eixo e chapas de aço em cujas ranhuras são alojadas as espiras da armadura. A fim de minimizar a inércia, procura-se construir o rotor de forma que o mesmo tenha o menor diâmetro possí-

vel, aumentando-se seu comprimento. Existem muitos tipos construtivos de servomotores CC, dependendo da aplicação para a qual os mesmos se destinam. /12/, /15/, /19/, /28/

2.3.2.2) SERVOMOTORES CA SÍNCRONOS

Para utilização como acionamento de avanço em máquinas-ferramenta CNC, são de interesse somente os motores síncronos excitados por ímãs permanentes. Os servomotores CA síncronos são utilizados neste trabalho.

Devido à sua excelente performance dinâmica, os servomotores CA síncronos são atualmente bastante utilizados para o acionamento de avanço de máquinas-ferramenta CNC, substituindo gradativamente os servomotores CC.

Ao contrário dos servomotores CC, nos servomotores CA síncronos, os ímãs permanentes que produzem o campo encontram-se no rotor e o enrolamento de armadura encontra-se no estator, conforme mostrado na figura 15.

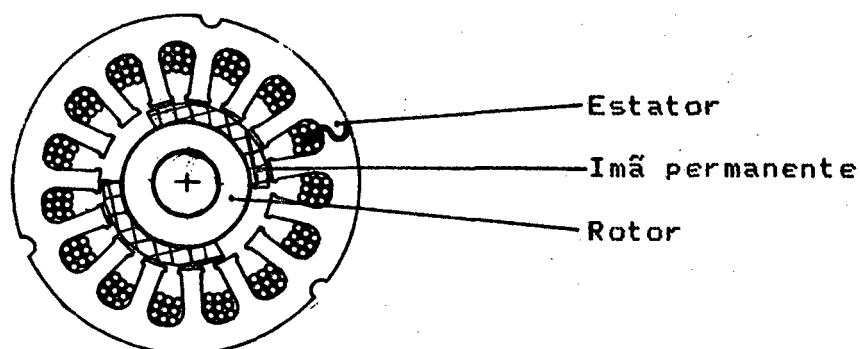


FIGURA 15 - Servomotor CA síncrono.

O enrolamento da armadura é formado por bobinas deslocadas de 120 graus. As três fases do motor devem ser transformadas de maneira adequada, a fim de se alcançar a possibilidade de regula-

ção desacoplada do fluxo magnético e do torque. Este desacoplamento é realizado com a transformação de coordenadas do rotor. Com isto, pode-se utilizar a consagrada estrutura de regulação em cascata utilizada nos servomotores CC, também em servomotores CA síncronos.

Como a transformação de coordenadas é uma função da posição instantânea do rotor, a utilização de um sensor de posição do rotor é inevitável. Os sensores de posição mais utilizados são os encoders, resolvers ou sensores de efeito Hall. A medição da posição angular do rotor fornece as informações necessárias ao servoconversor para realizar a comutação da corrente nas bobinas da armadura do motor. Desta forma, não existe um comutador mecânico no motor, reduzindo sensivelmente a manutenção do servomotor CA síncrono, pois não há necessidade de troca periódica de escovas como no servomotor CC. A eliminação do comutador mecânico permite que o servomotor CA síncrono atinja elevadas rotações e que o torque possa ser praticamente constante desde a rotação nula do servomotor (eixo bloqueado) até sua rotação nominal máxima.

É possível construir o rotor com pequeno diâmetro, a partir de pacotes de chapas e ímãs permanentes de Samário-Cobalto, de modo que a inércia é reduzida, conferindo excelentes características dinâmicas ao servomotor CA síncrono.

2.3.2.3) SERVOMOTORES CA ASSÍNCRONOS

Devido à sua forma construtiva robusta, simples e sua baixa manutenção, o motor assíncrono já é utilizado há cerca de um século em aplicações industriais. Sua construção mecânica e elétrica simples traz vantagens de custo, se comparado com motores CA síncronos ou CC. O rotor do motor assíncrono é formado por barras de alumínio curto-circuitadas, formando uma gaiola.

A utilização do motor assíncrono como servomotor não traz modificações significativas no motor em si. Neste, é realizada a otimização do projeto do rotor, a fim de diminuir ao máximo as inércias e a inclusão de um sensor da posição do rotor com elevada

resolução. Frequentemente é utilizada também a ventilação forçada.

As vantagens na forma construtiva mecânica do motor, porém, levam a um modelamento complexo do servomotor assíncrono. Este modelo é constituído por um sistema de múltiplas grandezas físicas acopladas entre si, dentre as quais grandezas internas do motor como o fluxo magnético e o torque. Estas grandezas não podem ser diretamente medidas e podem ser obtidas somente através de recursos técnicos adicionais./21/ Para se obter o desacoplamento destas grandezas, é utilizado o princípio de regulação por orientação de campo. A transformação utilizada nos servomotores CA assíncronos está referenciada no vetor de fluxo magnético, ao invés do rotor, como ocorre nos servomotores CA síncronos.

Para a transformação no sistema de coordenadas de campo, o ângulo do vetor de fluxo deve ser conhecido em tempo real. A medição do vetor de fluxo com dispositivos auxiliares é a princípio possível, mas não praticável para aplicações industriais. Assim, é empregado um modelo de fluxo que fornece um vetor de fluxo a partir de grandezas que podem ser medidas. Para obter um desacoplamento perfeito entre o fluxo magnético e o torque, o sistema de regulação por coordenadas de campo necessita também do valor exato da constante de tempo do rotor.

A implementação tecnológica e econômica do servoconversor para o servomotor CA assíncrono exige a utilização de processadores rápidos, como DSPs (Digital Signal Processor), pois o fluxo é calculado por um modelo matemático a partir de grandezas facilmente mensuráveis, como a posição do rotor, corrente e velocidade.

Dinamicamente, o servomotor CA assíncrono é inferior ao servomotor CA síncrono devido a sua maior inércia.

O servomotor CA assíncrono é um desenvolvimento relativamente recente, cerca de uma década, sendo encontrado como acionamento de avanço somente em máquinas-ferramenta de grande porte, onde os requisitos de dinâmica são menos rigorosos, devido à grande inércia da própria máquina..

2.3.3) COMANDO NUMÉRICO

A função primordial de um comando numérico é a de comandar o movimento relativo entre a peça e a ferramenta de corte de uma máquina-ferramenta CNC. /27/ O comando numérico envia um sinal de referência de velocidade ao servoacionamento a partir de uma instrução de comando de posição, recebendo como realimentação os sinais do sistema de medição de posição.

O comando numérico computadorizado (CNC), tem funções adicionais, além do controle da posição. As principais funções inerentes ao CNC, resumidamente são:

- Processar informações geométricas das medidas da peça a usinar;
- Processar informações tecnológicas, tais como velocidade de avanço, velocidades do acionamento principal, sentido dos avanços, etc.;
- Processar correções de valores, tais como correções de raios de ferramenta;
- Comandar funções adicionais da máquina-ferramenta CNC, como por exemplo a troca de ferramentas, fixações, suprimento do líquido refrigerante, etc.;
- Supervisão e diagnose de falhas;
- Interfacear o operador com a máquina-ferramenta.

A figura 16 sintetiza as principais funções do CNC.

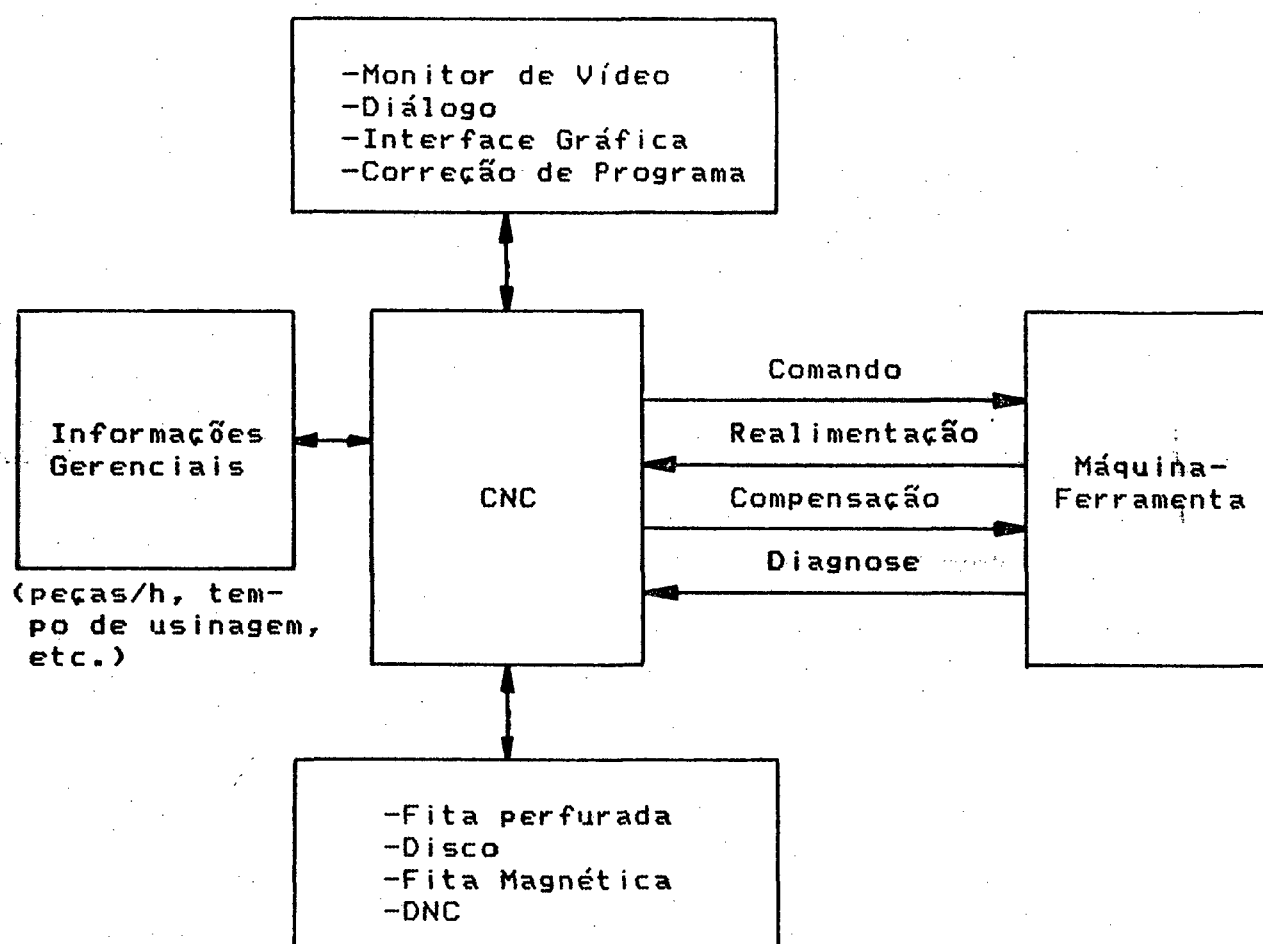


FIGURA 16 - Síntese das principais funções de um CNC.

2.3.4) SISTEMA DE MEDIÇÃO DE POSIÇÃO

Toda máquina-ferramenta CNC necessita de um sistema de medição de posição em cada um de seus eixos de avanço, a fim de realimentar o CNC.

A forma construtiva da máquina, assim como o grau de precisão necessários definirão o local de medição de posição, isto é, se a medição será direta ou indireta./27/

Na medição direta, a posição linear é medida diretamente na mesa da máquina-ferramenta através do deslocamento de um cursor sobre uma escala, conforme mostrado na figura 17.

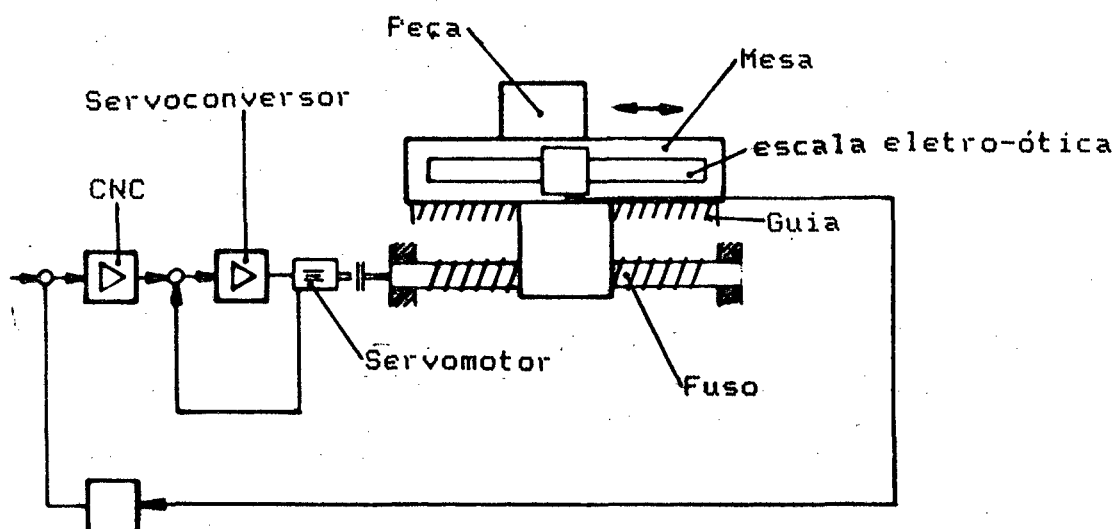


FIGURA 17 - Medição direta de posição.

Desta forma eventuais folgas ou imprecisões do sistema de transmissão são eliminados e pode-se alcançar uma elevada precisão final na mesa, e por conseguinte na peça usinada.

O transdutor de posição é linear e geralmente representado por uma escala eletro-ótica ou magnética. Em geral este sistema está limitado a cursos de até 2m e as escalas devem ser montadas de modo a permitir um bom ajuste de montagem, devido à sensibilidade das mesmas.

Na medição indireta, a posição linear desejada é obtida a partir de um movimento rotativo. O transdutor rotativo é representado por um "encoder" ótico ou por um resolver. Neste caso, a precisão é dependente dos elementos que compõem a transmissão mecânica, porém são possíveis algumas compensações via CNC. Este sistema é mais econômico do que o sistema com escalas lineares. A figura 18 mostra a medição indireta por encoder ótico e por resolver.

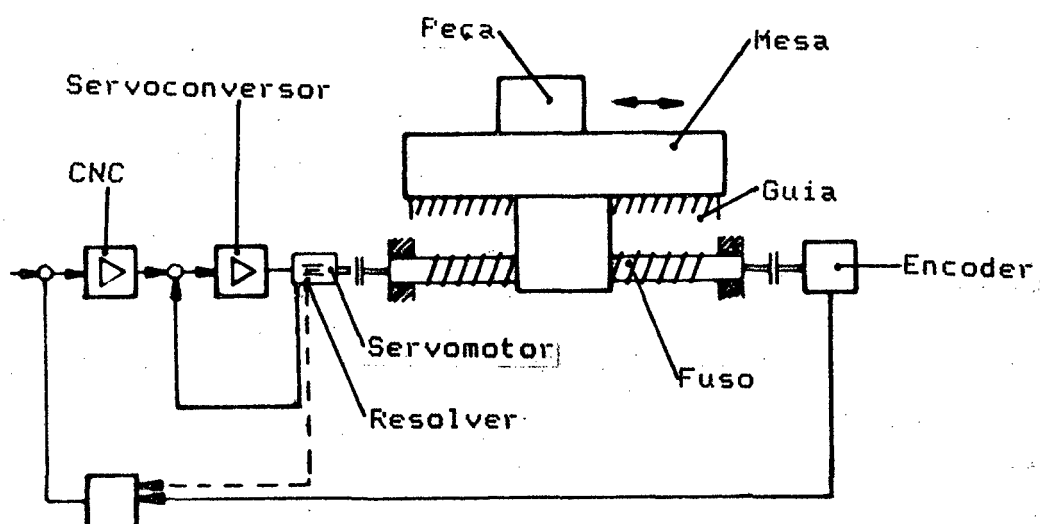


FIGURA 18 - Medição indireta de posição.

3) CONFIGURAÇÃO DA BANCADA DE ENSAIOS

3.1) INTRODUÇÃO

Para avaliar a dinâmica de servoacionamentos CA síncronos aplicados em máquinas-ferramenta, foi necessário projetar e montar uma bancada de ensaios que dispusesse de inúmeros recursos.

Todos os ensaios foram realizados com a mecânica de uma mesa de coordenadas X-Y originalmente projetada para uma furadeira radial de coordenadas CNC. Assim, os ensaios foram realizados com um caso real de máquina-ferramenta CNC.

Foram dimensionados três diferentes redutores com correia sincronizadora, a fim de se estudar diferentes plantas.

A flange destes redutores de correia permitem a montagem de 4 diferentes modelos de servomotores CA síncronos previstos para os ensaios. Os 4 servomotores são do mesmo tamanho de carcaça, mas com torques e inércias diferentes.

A combinação de montagem dos 3 modelos de redutores com os 4 modelos de servomotores determinaram plantas diferentes, de modo que os acionamentos de avanço puderam ser analisados em diversas condições.

Na parte de eletrônica de potência foi utilizado um servo-conversor CA com um painel elétrico para sua instalação e proteção.

O sistema de medição deveria atender tanto a ensaios temporais quanto a ensaios freqüenciais. Desta forma, o sistema de medição utilizado foi um Control Systems Analyser (CSA).

A figura 19 mostra uma vista geral da mesa de coordenadas X-Y e a figura 20 mostra o armário de comando com o sistema de medição e registro de dados.

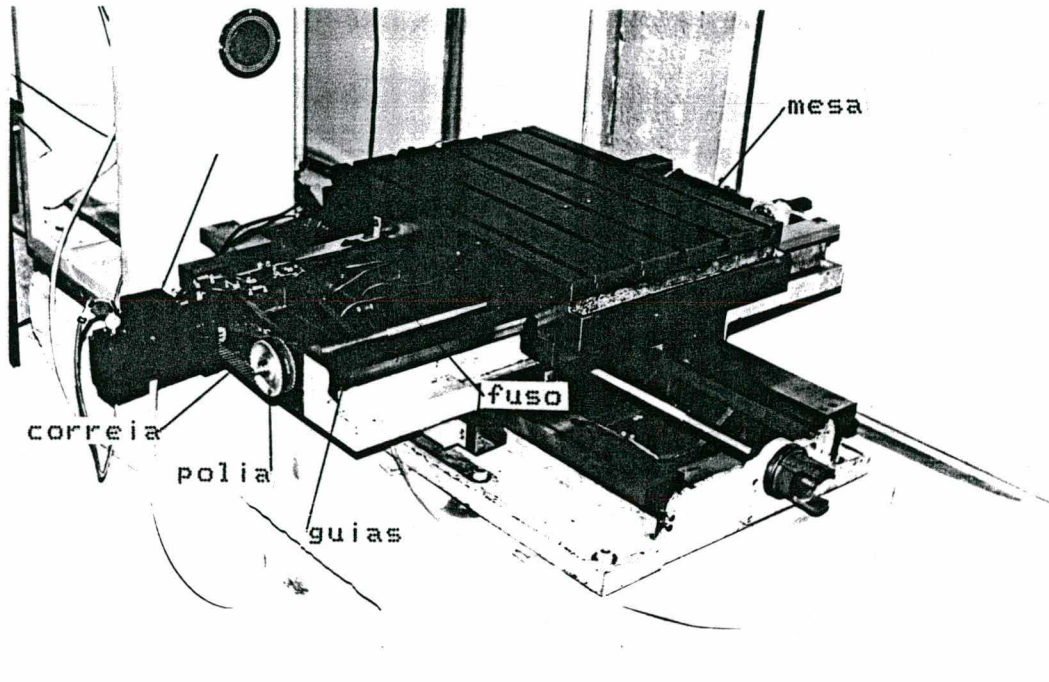


FIGURA 19 - Mesa de coordenadas X-Y.

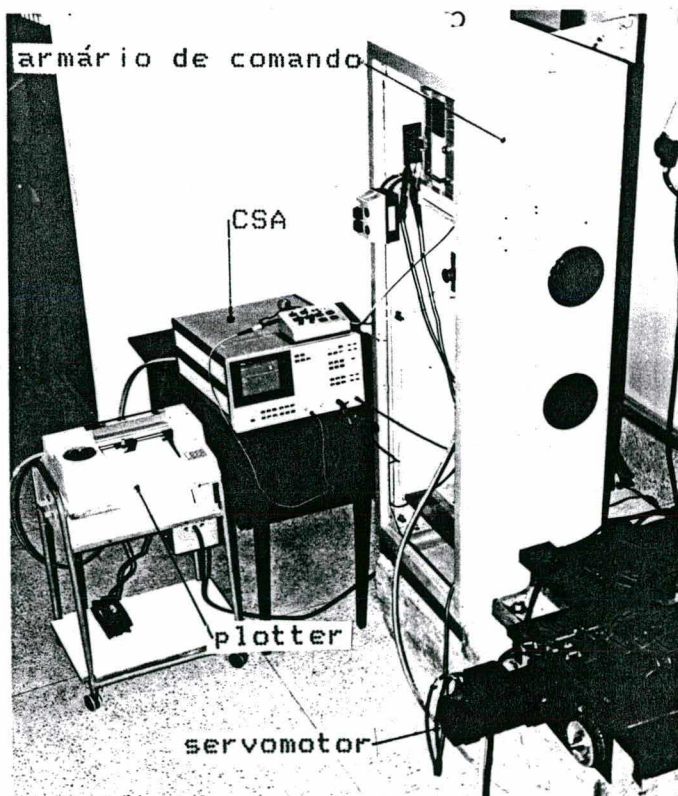


FIGURA 20 - Armário de comando e sistema de medição.

Nos itens a seguir são detalhadas as diversas partes que compõem a bancada de ensaios.

3.2) MESA DE COORDENADAS X-Y

3.2.1) MESA

A mesa de coordenadas X-Y é formada basicamente por três robustos blocos de ferro fundido:

- Base,
- Carro intermediário, o qual se desloca longitudinalmente sobre a base,
- Carro superior, o qual por sua vez se desloca transversalmente sobre o carro intermediário.

A bancada de ensaios utilizou o carro superior (eixo Y), cuja massa corresponde a 280 kg, incluindo o suporte da castanha do fuso. A rigidez do carro superior pode ser considerada elevada.

3.2.2) GUIAS

As guias da mesa de coordenadas X-Y são formadas por guias lineares do tipo com sapatas de rolos recirculantes, marca INA. É utilizado pré-tensionamento nas guias de modo que as sapatas são montadas nas partes superior e inferior das mesmas.

O coeficiente de atrito destas guias é 0,003 (dado de catálogo), sendo a força de pré-carga ajustada em 650 N, de acordo com a recomendação do fabricante. Sob o ponto de vista dinâmico, o baixo coeficiente de atrito implica em um amortecimento mecânico pequeno.

3.2.3) FUSO DE ESFERAS RECIRCULANTES

A transformação do movimento de rotação do servomotor em movimento linear no carro superior é realizado através de um fuso de esferas recirculantes da marca Tsubakimoto.

As características deste fuso são as seguintes:

- Passo: 4 mm
- Comprimento: 1600 mm (incluindo a parte dos mancais)
- Diâmetro: 35 mm
- Rendimento: 0,85
- Inércia: $1,3912 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$ (a inércia foi calculada já considerando os rebaixos do fuso na parte dos mancais)
- Massa: 10 kg

De acordo com dados do fabricante, as dimensões acima garantem ao fuso uma elevada rigidez torsional e resistência à flexão, considerando as demais características do acionamento de avanço (massa a ser movimentada = 280 kg, velocidade máxima do fuso = 2000 rpm, sem força de usinagem).

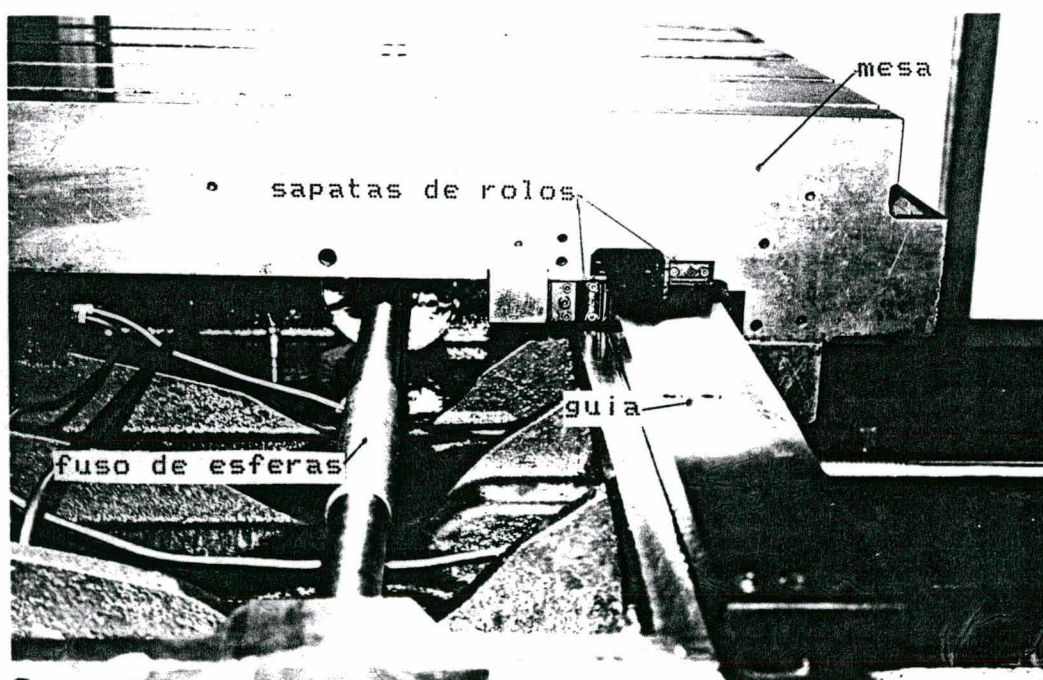


FIGURA 21 - Carro superior, fuso de esferas e guia linear.

3.2.4) TRANSMISSÃO POR POLIAS E CORREIA SINCRONIZADORA

A avaliação da dinâmica de servoacionamentos CA síncronos e transmissão por polias e correia sincronizadora são objeto de estudo deste trabalho.

Porém, a utilização da transmissão entre o servomotor e o fuso de esferas por meio de polias e correia sincronizadora deve-se também às seguintes razões:

-Através da troca da polia acionada e/ou do servomotor, é possível simular diferentes plantas, pois resulta em diferentes relações entre a inércia do servomotor e a inércia da planta sobre ele refletida;

-Baixa folga;

-A inércia própria é pequena;

-Projeto e usinagem simples;

-Baixo custo;

-A troca das polias e servomotores é rápida, simplificando a grande quantidade de ensaios necessários.

A polia acionadora é montada sobre o eixo do servomotor. As polias acionadas são montadas sobre o fuso. A base flangeada do redutor é fixada na mesa por intermédio de parafusos, os quais deslocam-se dentro de rasgos longitudinais com a finalidade de tensionar adequadamente a correia para qualquer um dos 3 redutores utilizados.

Foram determinadas 3 diferentes relações de transmissão:

$i = 1:1,5$; $i = 1:2,25$; $i = 1:3$.

Estas relações de transmissão foram determinadas tendo em vista os seguintes aspectos:

-A velocidade de rotação máxima da entrada do redutor é 3000 rpm, o que corresponde à rotação nominal de todos servomotores utilizados;

- A velocidade de rotação crítica do fuso (2000 rpm) não é ultrapassada;
- As velocidades de avanço rápido do carro superior para as reduções $i = 1:1,5$; $i = 1:2,25$ e $i = 1:3$ correspondem respectivamente a 0,13 m/s, 0,088 m/s e 0,067 m/s (7,8 m/min, 5,3 m/min e 4 m/min), que são velocidades razoáveis considerando o pequeno passo do fuso;
- Obtenção da relação de transmissão otimizada;
- Minimização de inércia.

Para se minimizar as inércias dos redutores, foram determinados os menores conjuntos possíveis de polia acionadora e polias acionadas. O limitante inferior para esta minimização é a polia acionadora, pois devido ao diâmetro de 19 mm do eixo dos servomotores, a menor polia acionadora que poderia ser encaixada sobre o mesmo é uma polia com 16 dentes (diâmetro primitivo de 48,5 mm). Isto resultou em uma polia acionadora com inércia própria de $J_{GT1} = 0,044 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$ (já descontando o furo para encaixe do eixo do servomotor). Ainda com o intuito de minimizar as inércias, todas polias foram fabricadas em alumínio, além das polias acionadas de 36 e 48 dentes terem sido usinadas com a alma vazada.

As relações de transmissão assim determinadas resultaram nos seguintes diâmetros primitivos, números de dentes e inércias para as polias acionadas:

Relação de Transmissão	Número de Dentes	Diâmetro Primitivo [mm]	Inércia: J_{GT2} [kg.m ²]
$i = 1:1,5$	24	72,75	$0,2239 * 10^{-3}$
$i = 1:2,25$	36	109,12	$1,1626 * 10^{-3}$
$i = 1:3$	48	145,50	$3,7097 * 10^{-3}$

É interessante observar que a polia acionada de 48 dentes possui uma inércia 166% maior do que a do fuso de esferas descrito em 3.2.3, apesar de sua massa ser 25 vezes menor.

Além da minimização de inércias, a obtenção da relação de transmissão otimizada também foi considerada para o dimensionamento dos redutores.

A inércia própria do servomotor (J_M), a inércia da polia acionadora (J_{GT1}), a inércia da carga sobre o eixo de saída do redutor (J_2) e a inércia da polia acionada (J_{GT2}) relacionam-se com a relação de transmissão da seguinte forma:

$$i_{ot} = \sqrt{\frac{J_2 + J_{GT2}}{J_M + J_{GT1}}} \quad (19)$$

O valor otimizado da relação de transmissão i_{ot} encontrado com a equação 19 fundamenta-se no critério da máxima aceleração. /19/, /25/, /48/, /54/

Caso a relação de transmissão do redutor utilizado na prática tenha exatamente o valor de i_{ot} , isto significa que há um casamento de impedâncias mecânicas. Nesta condição a inércia da fonte de torque ($J_M + J_{GT1}$) é igual à inércia da carga ($J_2 + J_{GT2}$) refletida sobre a fonte. Em outras palavras, a inércia da entrada do redutor é igual à inércia da saída do redutor, esta multiplicada pelo quadrado da redução.

O transformador é um exemplo de analogia com um sistema elétrico. A condição de máxima potência transmitida ocorre quando a impedância do circuito primário é igual à impedância do circuito secundário. Estas impedâncias relacionam-se entre si pelo valor do quadrado da relação de transformação.

Nem todos os valores de i_{ot} encontrados com a equação 19 são possíveis na prática.

Sendo conhecidas as inércias dos 4 modelos de servomotores (J_M), a inércia da polia acionadora (J_{GT1}) e a inércia total da carga (J_2), as relações de transmissão i e as inércias das polias acionadas (J_{GT2}) foram determinadas de modo que se obtivessem os valores de i o mais próximos possíveis de i_{ot} .

Desta forma, procurou-se relações i_{ot}/i próximas de 1. A troca dos 4 modelos de servomotores determinam alterações na relação i_{ot}/i . Assim a minimização das inércias das polias acionadas anteriormente descritas, considerou também a equação 19, pois i_{ot} e J_{GT2} são duas incógnitas para a mesma equação, fazendo com que a determinação destas incógnitas seja um processo iterativo.

Abaixo é mostrado o exemplo do cálculo de i_{ot}/i para o redutor $i = 1:2,25$ e servomotor de 4 N.m:

a) São conhecidos:

$$- J_{GT1} = 0,044 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$$

$$- J_M = 0,35 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$$

- $J_R = 1,3912 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$ (a inércia rotacional da máquina corresponde à inércia do fuso. A inércia da polia acionada será considerada posteriormente).
- $m_t = 280 \text{ kg}$ (a massa a ser deslocada longitudinalmente corresponde à massa da mesa e da castanha do fuso)
- $h = 4 \text{ mm}$ (passo do fuso)
- $i = 1:2,25$ (corresponde à polia acionada de 36 dentes, a qual é comercialmente disponível)
- $J_{GT2} = 1,1626 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$ (inércia da polia acionada de 36 dentes)

b) Cálculo da inércia translacional da carga (J_T):

$$J_T = m_t * (h/(2.\pi))^2 * 10^{-6} \quad (20)$$

$$J_T = 280 * (4/(2.\pi))^2 * 10^{-6}$$

$$J_T = 0,11348 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$$

c) Cálculo da inércia total da carga (J_2):

A inércia total da carga corresponde à soma da inércia translacional e da inércia rotacional:

$$J_2 = J_T + J_R \quad (21)$$

$$J_2 = 0,11348 * 10^{-3} + 1,3912 * 10^{-3}$$

$$J_2 = 1,5046 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$$

d) Cálculo de i_{ot} :

$$i_{ot} = \sqrt{\frac{J_2 + J_{GT2}}{J_M + J_{GT1}}} = \sqrt{\frac{1,5046 * 10^{-3} + 1,1626 * 10^{-3}}{0,35 * 10^{-3} + 0,044 * 10^{-3}}}$$

$$i_{ot} = 2,61$$

e) Comparando o valor de $i_{ot} = 2,61$ obtido acima, com o valor da relação de transmissão possível na prática ($i = 1 : 2,25$), chega-se à relação:

$$\frac{i_{ot}}{i} = \frac{2,61}{2,25} = 1,16 \quad (22)$$

Assim, a relação de transmissão possível foi 16% maior do que a desejável.

Aplicando-se a metodologia acima para as demais combinações de servomotores e redutores, chega-se aos seguintes valores de i_{ot}/i , conforme o quadro a seguir:

R e d u t o r				
		$i=1:1,5$	$i=1:2,25$	$i=1:3$
S	2 N.m	1,70	1,41	1,48
e				
r				
v	4 N.m	1,40	1,16	1,21
o				
m				
o	6 N.m	1,21	1,00	1,05
t				
o				
r	8 N.m	1,08	0,89	0,94

Quanto à correia sincronizadora, foi utilizado o mesmo modelo para todos os redutores. A correia sincronizadora marca UNIROYAL, modelo 270L, possui as seguintes características:

- Passo: 3/8" (9,525 mm);
- Comprimento total: 27" (685,8 mm);
- Número de dentes: 72;
- Largura: 1" (25,4 mm).

Esta correia é reforçada com cordões espirais internos de fibra de vidro /16/.

O fato de se utilizar a mesma correia para todos os 3 redutores, tem uma consequência importante. Como o diâmetro primitivo das polias acionadas varia, também o comprimento livre da correia é modificado de um redutor para outro. Isto significa que ca-

da redutor tem uma rigidez diferente. O maior comprimento livre da correia ocorre para o redutor $i = 1:1,5$ já que este possui a polia acionadora com o menor diâmetro primitivo. A figura 22 ilustra as polias e correia sincronizadora utilizadas neste trabalho.

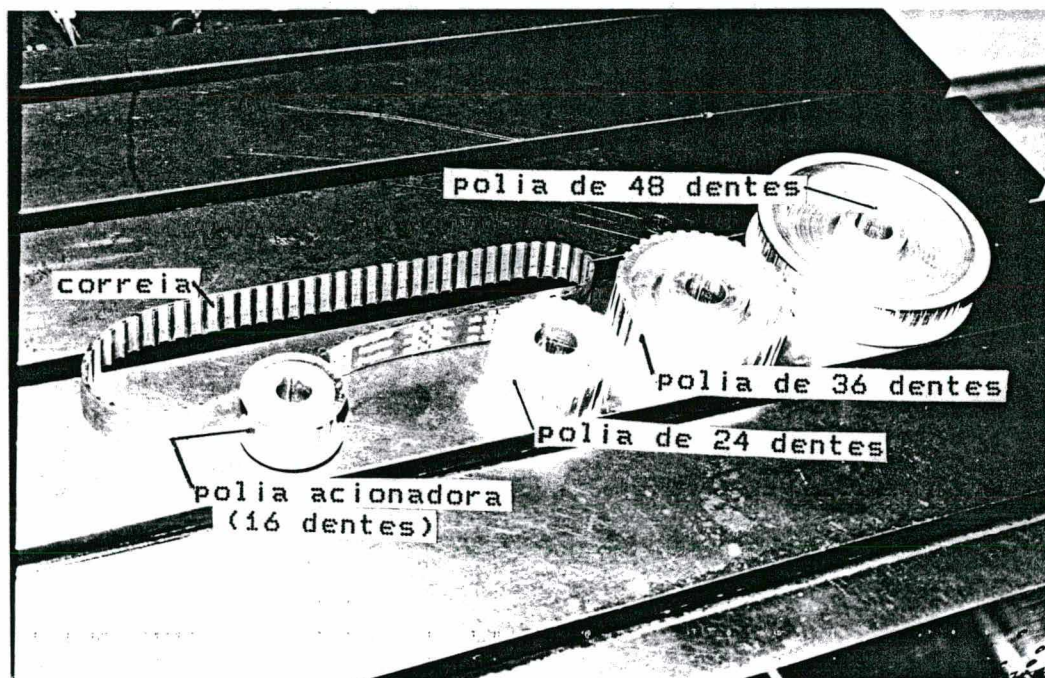


FIGURA 22 - Polia acionadora, polias acionadas e correia sincronizadora.

A figura 23 mostra a fixação do servomotor sobre a base do redutor para esticamento da correia. Sobre o fuso está montada a engrenagem de 36 dentes, portanto a figura exemplifica o redutor $i = 1:2,25$.

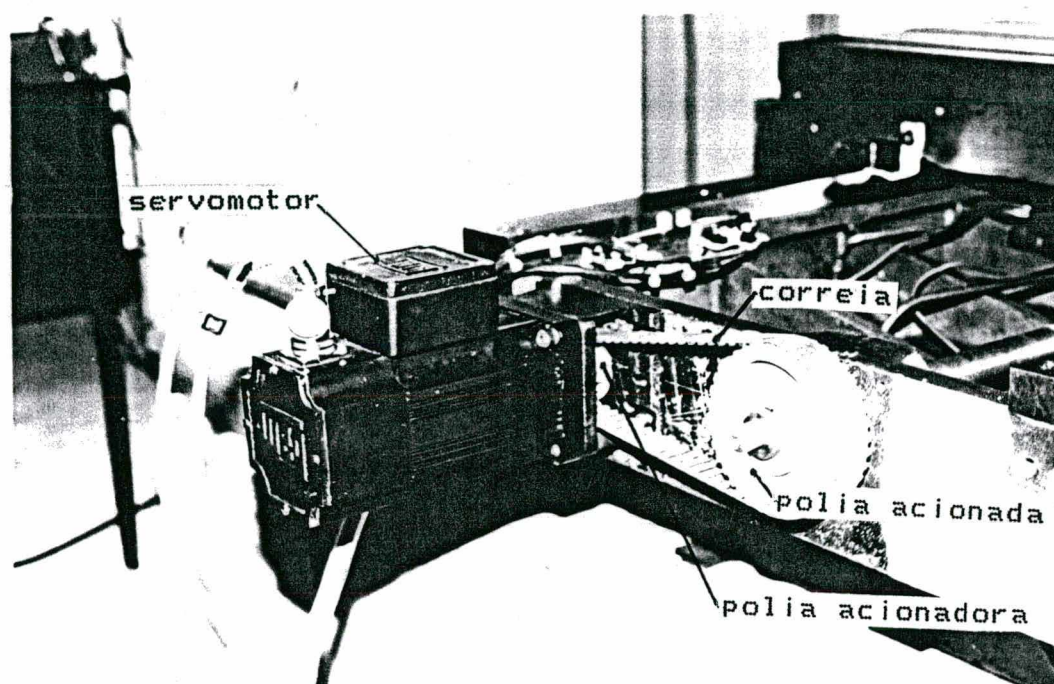


FIGURA 23: Redutor de correia.

3.3) COMPONENTES ELETROMECÂNICOS E ELETRÔNICOS

3.3.1) SERVOMOTORES

Para os ensaios foram utilizados 4 servomotores CA síncronos da marca WEG.

Todos servomotores utilizados são da carcaça 56 com ímãs de Samário-Cobalto, cuja forma construtiva se caracteriza por rotores longos, mas de pequeno diâmetro. Esta forma construtiva garante baixas inércias para os servomotores, na ordem de cerca de 10 vezes menores do que para servomotores CC de torques equivalentes. Estes servomotores são trifásicos e alimentados senoidalmente. Para tanto, a realimentação dos servomotores é realizada através de resolver, que consiste de um transdutor analógico, cujos sinais são digitalizados através de um circuito integrado conversor R/D (resolver/digital). Assim são obtidos 4096 sinais de posição para uma rotação do eixo do servomotor, com os quais as senóides das 3

fases são formadas. O resolver desempenha também a função de tacogerador, informando a velocidade angular do eixo do servomotor.

Os 4 servomotores utilizados possuem torques nominais de 2,4,6 e 8 N.m, cujas respectivas inércias são mostradas a seguir:

Modelo do Servomotor	Torque Nominal [N.m]	Inércia : J_M [kg.m ²]	Rotação nom. [rpm]
SMA-56-02-30	2	$0,22 * 10^{-3}$	3000
SMA-56-04-30	4	$0,35 * 10^{-3}$	3000
SMA-56-06-30	6	$0,48 * 10^{-3}$	3000
SMA-56-08-30	8	$0,61 * 10^{-3}$	3000

Estes servomotores podem fornecer torques dinâmicos até 5 vezes maiores do que os nominais por curtos períodos. Na prática utilizam-se torques de pico até 2 vezes superiores ao torque nominal, pois picos acima deste limite exigiriam servoconvertidores de maior potência, portanto mais onerosos. Sob o ponto de vista dinâmico, a utilização do torque dinâmico igual ao dobro do torque estático atende aos requisitos de máquinas-ferramenta.

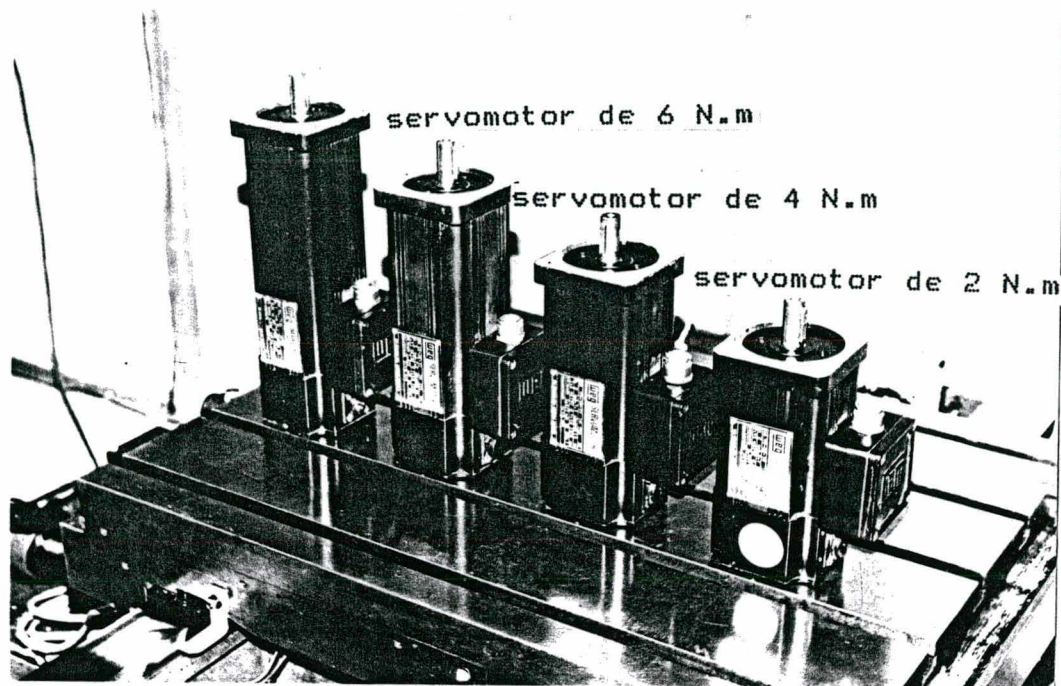


FIGURA 24 - Servomotores CA síncronos de 8, 6, 4 e 2 N.m.

Sob o ponto de vista de torque, todos os 4 modelos de servomotores atendem a esta aplicação. Em seguida é apresentado o exemplo de dimensionamento do servomotor de 2 N.m com o redutor $i = 1:1,5$

a) Dados conhecidos:

- $i = 1:1,5$

- $n_M = 3000 \text{ rpm}$

- $J_2 = 1,5046 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$ (A inércia total da carga foi determinada no item anterior)

- $J_M = 0,22 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$ (inércia do servomotor de 2 N.m)

- $J_{GT1} = 0,044 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$ (inércia da polia acionadora)
- $J_{GT2} = 0,2239 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$ (inércia da polia acionada de 24 dentes)
- $m_t = 280 \text{ kg}$ (massa total a ser deslocada longitudinalmente)
- $\mu = 0,003$ (coeficiente de atrito nas guias)
- $F_{usin} = 0$ (força de usinagem)
- $F_{pre} = 650 \text{ N}$ (força de pré-carga sobre as guias)
- $t_b = 0,1 \text{ s}$ (tempo da rampa de aceleração, para o servomotor variar a rotação de 0 a 3000 rpm. Este é um valor comumente utilizado na prática).

b) Cálculo da força longitudinal da carga:

$$F_1 = \mu * (N + F_{pre}) + F_{usin} \quad (23)$$

$$F_1 = 0,003 * (280 * 9,81 + 650) + 0$$

$$F_1 = 10,2 \text{ N}$$

c) Cálculo do torque estático necessário ao servomotor:

$$M_1 = h * i * \frac{F_1}{2000 * \pi} \quad (24)$$

$$M_1 = 4 * (1/1,5) * \frac{10,2}{2000 * \pi}$$

$$M_1 = 0,004 \text{ N.m}$$

(o baixo valor do torque estático deve-se ao pequeno passo do fuso, à redução e à ausência de força de usinagem neste caso).

d) Cálculo do torque dinâmico necessário ao servomotor:

-Determinação da inércia da carga refletida sobre o eixo do servomotor:

$$J_R = J_M + J_{GT1} + i^2 * (J_2 + J_{GT2}) \quad (25)$$

$$J_R = 0,22 * 10^{-3} + 0,044 * 10^{-3} + (1/1,5)^2 * (1,5046 * 10^{-3} + 0,2239 * 10^{-3})$$

$$J_R = 1,0322 * 10^{-3} \text{ kg.m}^2$$

-Determinação do torque dinâmico:

$$M_b = \frac{2 * \pi * n_M * J_R}{60 * t_b} \quad (26)$$

$$M_b = \frac{2 * \pi * 3000 * 1,0322 * 10^{-3}}{60 * 0,1}$$

$$M_b = 3,24 \text{ N.m}$$

Assim, a maior parte do torque do servomotor é consumida dinamicamente. O valor de torque dinâmico encontrado acima está dentro do limite de 4 N.m estabelecido para um servomotor de 2 N.m.

3.3.2) ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

O principal componente da eletrônica de potência é o servoconversor CA, para acionamento do servomotor CA.

Foi utilizado um servoconversor CA da marca WEG, modelo SCA-3000-M0311-V2, com capacidade de corrente estática de 12 A e corrente dinâmica de 24 A. Nos servomotores CA síncronos, o torque produzido é diretamente proporcional à corrente aplicada.

A corrente estática foi ajustada no servoconversor segundo a especificação nominal de cada servomotor. A corrente dinâmica foi respectivamente ajustada de modo que a mesma fosse o dobro da corrente nominal, conforme o quadro a seguir:

Modelo do Servomotor	Corrente estática [A]	Corrente dinâmica [A]
SMA-56-02-30	3,9	7,8
SMA-56-04-30	7,3	14,6
SMA-56-06-30	10,8	21,6
SMA-56-08-30	12	24

Além dos recursos do ajuste de corrente, este servoconversor possui várias outras características importantes para os ensaios:

-Os ganhos P e I da malha de controle de velocidade podem ser ajustados independentemente em uma ampla faixa de valores, de modo que permite a adaptação destes parâmetros em qualquer das plantas ensaiadas. Os ganhos P e I são ajustados de uma forma preliminar através de chaves do tipo "dip" e de uma forma fina através de potenciômetros com escala graduada, de modo que condições de ensaio podem ser facilmente reproduzidas;

-Potenciômetro para ajuste de offset de velocidade;

-Potenciômetro para ajuste da velocidade máxima;

-Leds para indicação de defeitos;

-Conector frontal, no qual se obtinha o sinal de velocidade do tacogerador simulado a partir do resolver (velocidade real), a referência de velocidade (velocidade desejada) e o sinal de corrente do regulador de velocidade.

A utilização adequada e segura do servoconversor, dos servomotores e da mecânica exigiram o projeto e instalação de uma placa de montagem composta por um transformador trifásico 380/190V para isolação galvânica da rede, botões liga/desliga, botão para parada de emergência, fonte para eletrônica, fusíveis, contactores para atuação das chaves fim-de-curso e contactor de potência para atuação do freio dinâmico. O freio dinâmico trata-se de um recurso de curto-circuitamento das fases do servomotor que é provocado em condições de emergência, frenando o servomotor bruscamente. A figura 25 mostra o armário de comando com sua placa de montagem e um detalhe do servoconversor CA. O esquema multifilar elétrico e o esquema funcional da bancada de ensaios são mostrados nas figuras 26 e 27.

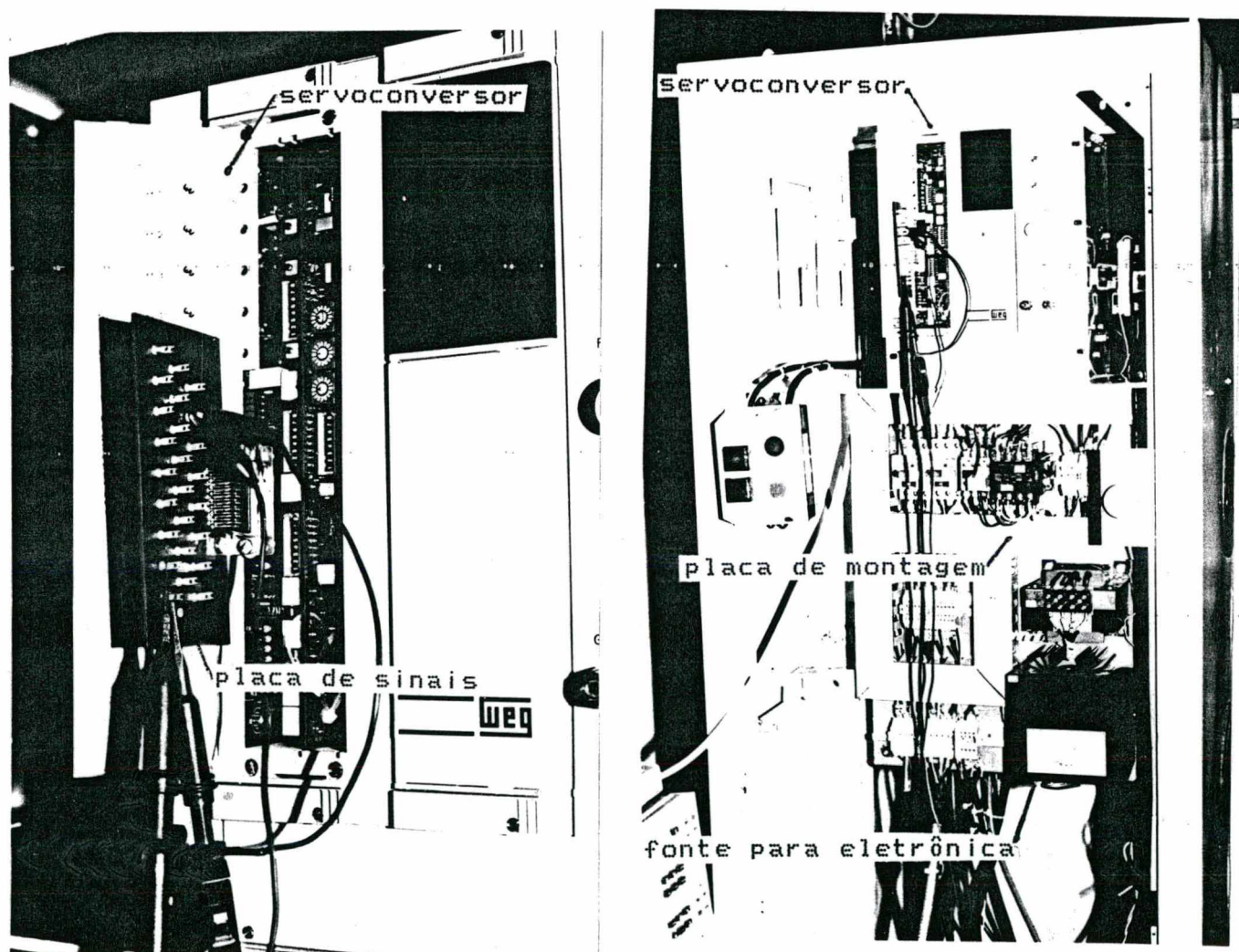


FIGURA 25 - Servoconversor CA e placa de montagem.

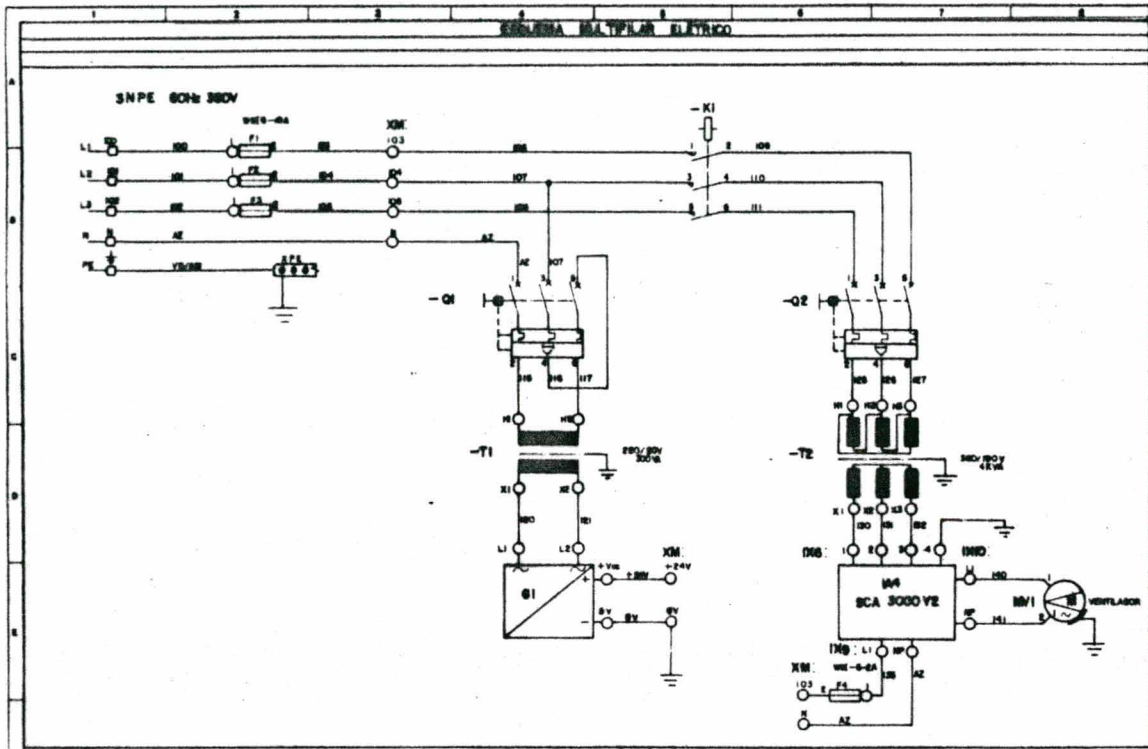


FIGURA 26 - Esquema multifilar elétrico da bancada de ensaios.

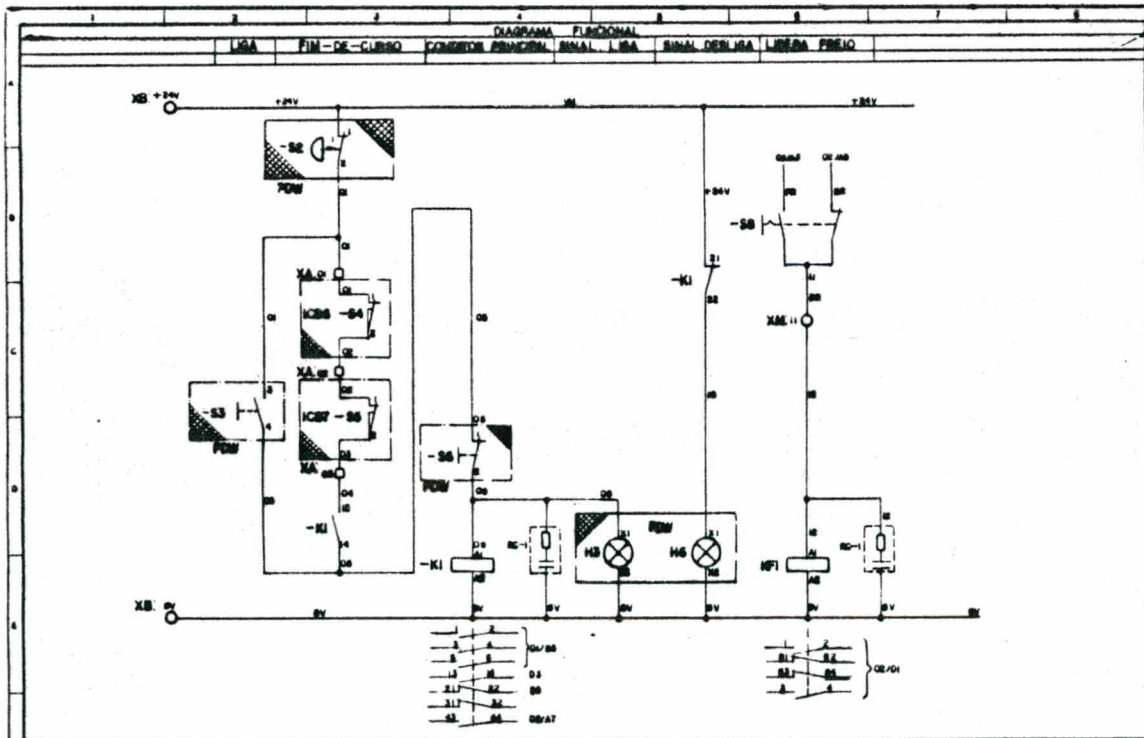


FIGURA 27 - Esquema funcional.

3.4) SISTEMA DE MEDIÇÃO E REGISTRO DE DADOS

São previstos ensaios tanto no domínio tempo quanto no domínio freqüência. Os mesmos serão detalhados no capítulo 4.

Para o domínio tempo são os seguintes os requisitos do sistema de medição:

- a) Possuir uma entrada para medição da resposta (sinal da velocidade real dada pelo tacogerador simulado do servomotor) e outra entrada para medição da referência de velocidade (velocidade desejada);
- b) Possuir recursos de escalas de leitura programáveis, a fim de simplificar e padronizar a apresentação dos resultados de ensaios;
- c) Recurso de "zoom" em regiões específicas da medição;
- d) Elevada velocidade de aquisição e amostragem de dados;
- e) Cálculo da média de "n" medições;
- f) Interface para plotter;
- g) Geração da função degrau, com ajuste do nível (geração da referência, ou seja, da velocidade desejada);
- h) Recursos para medição do gradiente (inclinação das curvas), tempo, amplitude e período de oscilação da resposta.

Já para os ensaios no domínio freqüência, além dos itens de a) a f) do item anterior, os requisitos são:

- a) Geração de função senoidal com freqüências variáveis dentro de um intervalo pré-determinado;
- b) Recursos para medição de gradientes da resposta, freqüência de ressonância e amplitude da resposta;
- c) Traçagem do diagrama de Bode;

- d) Traçagem da curva ajustada ("fit") do diagrama de Bode (melhor curva que passa sobre os pontos de medição);
- e) Determinação da função coerência, a fim de se avaliar a confiabilidade da medição;
- f) Cálculo dos pólos e zeros da função transferência frequencial determinada no diagrama de Bode.

O instrumento de medição que consegue reunir todos os requisitos citados é o Control Systems Analyser - CSA. /23/ Foi utilizado o CSA da Hewlett Packard modelo HP-3563A, que pode ser visto na figura 28.

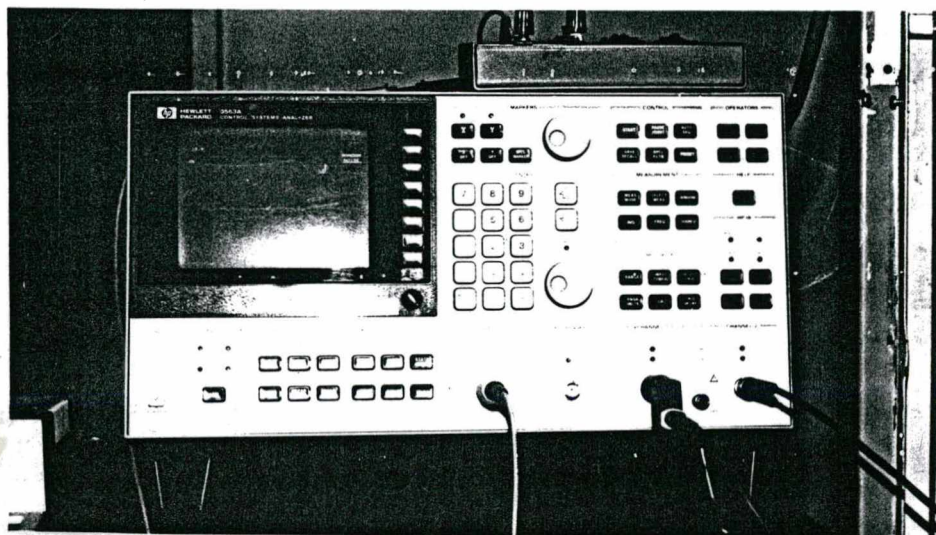


FIGURA 28 - CSA: Control Systems Analyser.

As medições foram registradas em um plotter para folhas A4 com carrossel para múltiplas penas, também da HP, conforme a figura 29.

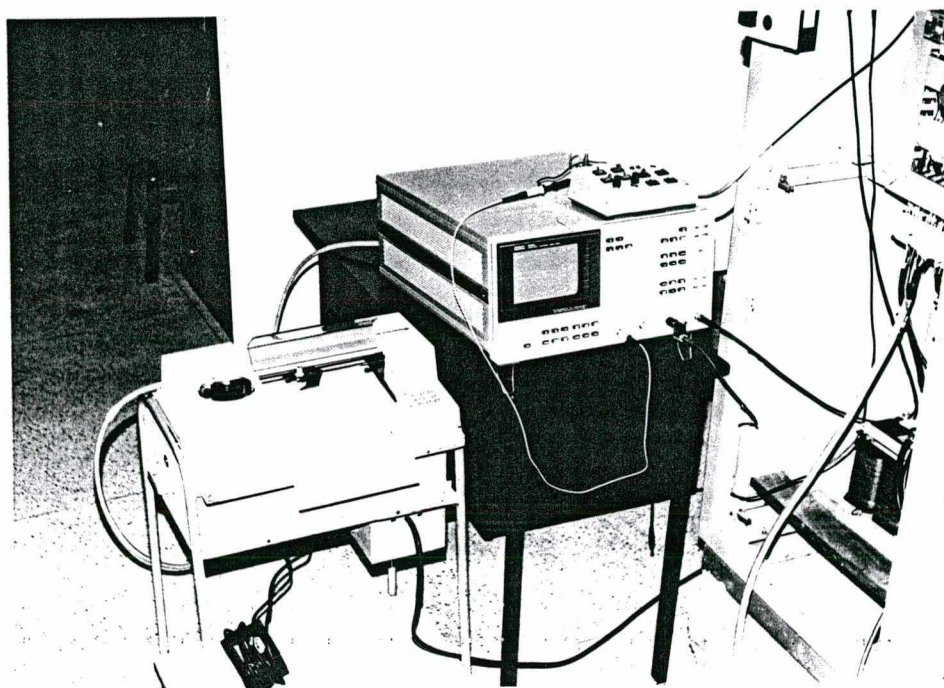


FIGURA 29 - Sistema de medição: plotter e CSA.

4) METODOLOGIA DE ENSAIOS

4.1) CONSIDERAÇÕES GERAIS

Sendo o estudo da dinâmica de servoacionamentos CA síncronos e transmissões por polia e correia sincronizadora aplicados em máquinas-ferramenta CNC o principal objetivo deste trabalho, foram realizados ensaios com 4 casos distintos:

- a) Ensaios com os 4 modelos de servomotores disponíveis, sem carga acoplada. Neste caso todos os resultados dos ensaios são inerentes às próprias características dos servomotores.
- b) Ensaios com os 4 modelos de servomotores, agora acoplados à máquina-ferramenta através de um redutor de polias e correia sincronizadora com relação de transmissão $i = 1:1,5$.
- c) Idem ao caso anterior, mas com $i = 1:2,25$.
- d) Idem, mas com redutor $i = 1:3$.

Para fins de análise dos ensaios, é importante observar que nos casos "b", "c" e "d", nos quais os redutores estão envolvidos, sempre os 4 servomotores variam para um determinado redutor.

A análise dos ensaios é realizada desta maneira, pois assim a planta é constante para cada redutor, ou seja, a rigidez e a inércia refletida sobre o eixo do servomotor não variam.

Substituindo-se os servomotores para um determinado redutor, a única variável é a própria inércia do servomotor. Obtém-se desta maneira diferentes relações entre a inércia do servomotor e

a inércia refletida sobre o mesmo, criando-se um parâmetro para fins de comparação.

Portanto, comparações de relações de inércia utilizando-se um determinado modelo de servomotor e modificando-se o modelo do redutor não são possíveis. Além da relação de inércias, a rigidez da planta também seria modificada devido à variação do comprimento livre da correia, criando-se uma segunda variável nos ensaios, dificultando a análise das relações de inércia.

4.2) CRITÉRIOS DE ENSAIO

Todos os ensaios com as diferentes combinações de servomotores e redutores foram realizados com dois critérios: Critério de $K_p=1$ e critério de sobrepassagem $u_a=16\%$.

4.2.1) CRITÉRIO $K_p = 1$

Neste critério para realização de ensaios, a inércia dos servomotores é a única variável do sistema.

Ajustar o servoconversor de modo que $K_p=1$, ou seja, o ganho é unitário e somente P (Proporcional) significa que o servoconversor não produz alterações de amplitude nem de fase no sinal.

Assim, todas as variações dos resultados das medições devem-se exclusivamente à variação de inércia do servomotor e à conseqüente alteração da relação entre a inércia do servomotor e da inércia da carga sobre ele refletida.

O ajuste do servoconversor para a condição $K_p=1$ também é realizada com o auxílio do CSA, aplicando-se um degrau (1,5V) na entrada do regulador de velocidade, e ajustando-se o ganho P até que o sinal da saída deste regulador se iguale ao valor da entrada, conforme a figura 30.

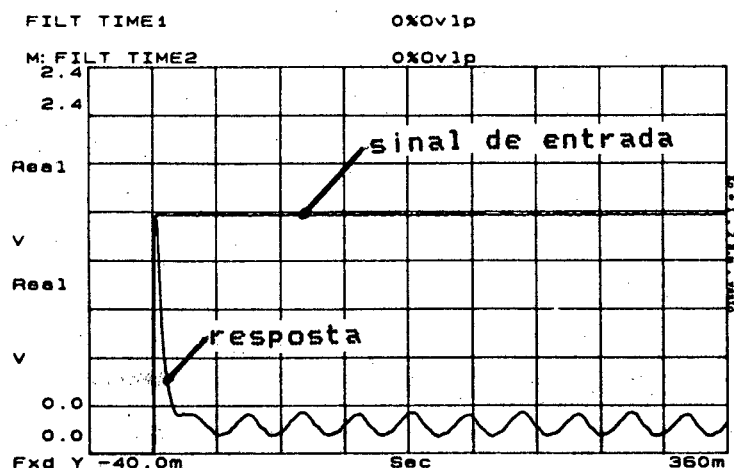


FIGURA 30 - Ajuste do servoconversor para condição $K_p=1$.

4.2.2) CRITÉRIO DE SOBREPASSAGEM $u_a = 16\%$

O critério anteriormente apresentado tem por objetivo estudar a influência das relações de inércia que ocorrem no sistema de avanço de uma máquina-ferramenta. Por outro lado, a condição de $K_p=1$ não é utilizada na prática. Normalmente o ganho P é maior do que 1, além de se utilizar também o ganho I, de modo que o servoconversor é um controlador PI de controle de velocidade.

Para explicar a sobrepassagem $u_a=16\%$ na malha_de_velocidade, deve-se ter em vista a malha_de_posição.

Na malha de posição não são toleradas sobrepassagens, mas o tempo de resposta deve ser o menor possível. Nesta condição a máquina-ferramenta CNC é rápida e a ausência de sobrepassagem faz com que o movimento relativo comandado entre a peça e a ferramenta seja executado com fidelidade.

Obtém-se um comportamento favorável na malha de posição, utilizando-se um elevado ganho K_v no controlador de posição e a mais elevada frequência natural do acionamento (w_0) possível.

Se por um lado o fator K_v deve ser o mais elevado possível, o mesmo não deve ultrapassar o limite de $0,2 \cdot \omega_0 < K_v < 0,3 \cdot \omega_0$, a fim de não provocar sobrepassagem na malha de posição /19/. Assim, a melhor maneira de se elevar o fator K_v é elevando-se o valor de ω_0 .

Com o intuito de amortecer oscilações e obter rapidez no acionamento de avanço, recomenda-se que o amortecimento do mesmo situe-se na ordem de grandeza $D=0,5$ /19/. Para um sistema de 2ª ordem com $D < 1$, a condição de $D=0,5$ é obtida exatamente na condição de sobrepassagem $u_a=16\%$ /10/, /19/, /53/. O amortecimento D relaciona-se com ω_0 segundo a equação 14.

Assim, a sobrepassagem $u_a=16\%$ é uma prática usual para o ajuste de servoacionamentos de avanço.

Neste trabalho, todas as plantas foram ajustadas para a condição de $u_a=16\%$, introduzindo-se o ganho I (integral) e aumentando-se o ganho P (proporcional) no servoconversor até atingir este valor de sobrepassagem na resposta da função degrau como referência.

4.2.3) ENSAIOS TEMPORAIS

Nos ensaios temporais analisa-se o comportamento das plantas através de suas respostas à função degrau.

Com a resposta ao degrau, objetiva-se analisar os seguintes parâmetros:

a) Para o critério $K_p=1$:

-Erro de regime;

-Inclinação da rampa de aceleração.

b) Para o critério $u_a=16\%$:

- Tempo de resposta;
- Inclinação da rampa de aceleração;
- Sobrepassagem.

Para ambos os critérios utilizaram-se as seguintes condições de ensaio:

-O nível do degrau para referência de velocidade gerado pelo CSA foi ajustado em 1,5 V. Neste nível de tensão obteve-se uma boa resolução de leitura, sendo lineares as faixas de operação dos equipamentos. Não são atingidos os limites dinâmicos dos servomotores e do servoconversor em nenhuma das plantas ensaiadas. Da mesma forma, com o degrau de 1,5 V a influência das amplitudes superpostas de ressonância é menor;

-A referência de velocidade de 1,5 V corresponde a 450 rpm no servomotor;

-A escala do sistema de coordenadas para o eixo da amplitude do sinal foi padronizada com nível máximo de 2,4 V, com divisões de 0,3 V;

-A sobrepassagem de 16% sobre a referência de 1,5 V corresponde a 240 mV;

-A escala para o eixo do tempo foi padronizada de -40 ms a 360 ms, com divisões de 40 ms;

-Utilizou-se um retardo ("delay") de 40 ms para a geração da função degrau, facilitando a visualização da função e de sua resposta no sistema de coordenadas;

-Todos os resultados de ensaio são médias de 5 medições, calculadas pelo CSA;

-O período de amostragem do CSA é de 195 μ s.

Para o critério $u_a=16\%$ realizou-se adicionalmente um "zoom" na faixa de -12 ms a 28 ms (divisões de 4 ms), mantendo-se a escala do eixo da amplitude. Na região do zoom é possível uma análise mais detalhada do comportamento da sobrepassagem.

A figura 31 ilustra a tela do CSA com as condições de ensaio para a função degrau. As figuras 32 e 33 exemplificam ensaios temporais com a função degrau.

Linear Resolution				
MEASURE:	CHAN 1		CHAN 2	
	Freq Resp		Freq Resp	
WINDOW:	CHAN 1		CHAN 2	
	Uniform		Uniform	
AVERAGE:	TYPE	# AVGS	OVERLAP	TIME AVG
	Stable	5	0%	Off
FREQ:	CENTER		SPAN	BW
	1 kHz		2.0kHz	2.5 Hz
	REC LGTH	Δt		
	400ms	195 μ s		
TRIGGER:	TYPE	LEVEL	SLOPE	PREVIEW
	Source	0.0 Vpk	Poe	Off
INPUT:	RANGE	ENG UNITS	COUPLING	DELAY
CH 1	AutoRng \uparrow	1.0 V/EU	DC (Flt)	-40.0ms
CH 2	AutoRng \uparrow	1.0 V/EU	DC (Flt)	-40.0ms
SOURCE:	TYPE	SYNC	LEVEL	OFFSET
	Step	Single	1.5 Vpk	0.0 Vpk

FIGURA 31 - Tela do CSA ajustado para ensaio da função degrau.

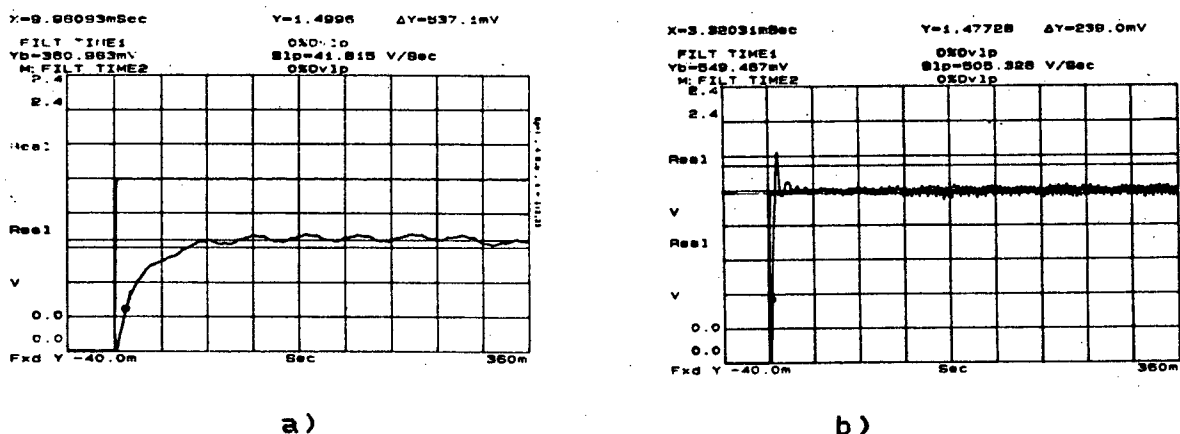


FIGURA 32 - Exemplos de ensaio da função degrau com critério a) $K_p=1$ e b) $u_a=16\%$ (casos para servomotor de 4 N.m, com redutor $i=1:2,25$)

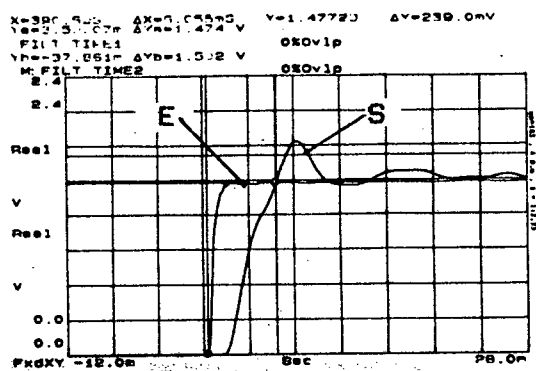


FIGURA 33 - "Zoom" para ensaio da função degrau com critério $u_a=16\%$ (exemplo para servomotor de 4 N.m, com redutor $i = 1 : 2,25$).

4.2.4) ENSAIOS FREQUENCIAIS

Nos ensaios freqüenciais as plantas são analisadas a partir de seus respectivos diagramas de Bode.

No diagrama de Bode explorou-se mais o diagrama de amplitude, o qual traz informações mais significativas para este trabalho do que o diagrama de fase.

Com o diagrama de amplitude, objetiva-se analisar os seguintes parâmetros, tanto para o critério $K_p=1$ quanto para o critério $u_a=16\%$:

- obtenção de ω_0 e D ;
- análise de amplitudes e freqüências de ressonância;
- obtenção dos pólos e zeros da função transferência;
- análise do comportamento da planta.

Utilizou-se as seguintes condições de ensaio:

a) Como fonte para geração da referência de velocidade, utilizou-se um sinal randômico (ruído aleatório) gerado pelo CSA, com frequências variáveis dentro de uma faixa pré-determinada:

- Para os motores a vazio utilizou-se a faixa de frequência de 2 a 200 Hz. Frequências maiores do que 200 Hz não trazem informações adicionais para o estudo do comportamento dos motores a vazio.

- Com os redutores acoplados, utilizou-se a faixa de frequência de 5 a 500 Hz. Neste caso a faixa de frequência analisada é maior, pois surgem ressonâncias mecânicas em frequências maiores do que 200 Hz.

OBS.: Se comparado com o sinal senoidal sweep, o sinal randômico permite a execução de ensaios bem mais rápidos, porém sem alterações no resultado de medição.

b) Ajustou-se o nível de tensão do sinal senoidal randômico entre 300 mV e 3V, até se obter o melhor resultado de medição dado pela função coerência. Portanto, diferentemente dos ensaios temporais, nos ensaios frequenciais o nível da fonte foi modificado de um ensaio para outro, mas mantido constante durante cada ensaio. Esta variação da tensão da fonte não modifica os resultados dos ensaios em si, somente afeta sua qualidade e confiabilidade.

c) Todos os resultados de ensaio são médias de 5 medições, calculadas pelo CSA.

d) Quanto à escala no eixo da amplitude, padronizou-se uma para cada tipo de ensaio, visando facilitar a leitura e comparação dos diagramas de amplitude:

- Para $K_p=1$ e servomotores a vazio: escala 0, -40 dB
- Para $K_p=1$ e com redutores acoplados: escala -10, -50 dB
- Para $u_a=16\%$ e servomotores a vazio: escala 5, -15 dB
- Para $u_a=16\%$ e com redutores acoplados: escala 10, -30 dB

e) Para os diagramas de amplitude, determinou-se com auxílio do CSA as respectivas curvas ajustadas ("fit"), que correspondem às curvas que melhor representam as curvas reais medidas.

f) Paralelamente, com a obtenção das curvas "fit" do diagrama de amplitude, obtém-se os pólos e os zeros da função transferência que a curva fitada representa. Para casos mais simples, tais como para os servomotores a vazio, as curvas fitadas são calculadas automaticamente pelo CSA. Nos casos mais complexos, tornou-se necessário que o número de pólos e zeros fosse variado manualmente e a curva fitada recalculada até que a mesma conseguisse representar com fidelidade a curva original da medição do diagrama de amplitude.

A figura 34 mostra um exemplo da tela do CSA ajustado com as condições de ensaio para obtenção do diagrama de amplitude, e a figura 35 ilustra um exemplo de determinação do diagrama de Bode.

Log Resolution				
MEASURE:	CHAN 1		CHAN 2	
	Freq Resp		Freq Resp	
AVERAGE:	TYPE	# AVGS	OVERLAP	OVFL REJ
	Stable	5	0%	On
FREQ:	START	STOP	SPAN	RESOLUTION
	5.0 Hz	500 Hz	2 Dec	160 Pts
	REC LGTH			
	16.0 S			
INPUT:	RANGE	ENG UNITS	COUPLING	
CH 1	AutoRng↑	1.0 V/EU	DC (Fit)	
CH 2	AutoRng↑	1.0 V/EU	DC (Fit)	
SOURCE:	TYPE		LEVEL	OFFSET
	Rndm Noise		200mVpk	0.0 Vpk

FIGURA 34 - Tela do CSA com as condições de ensaio para obtenção do diagrama de amplitude (exemplo para os redutores acoplados).

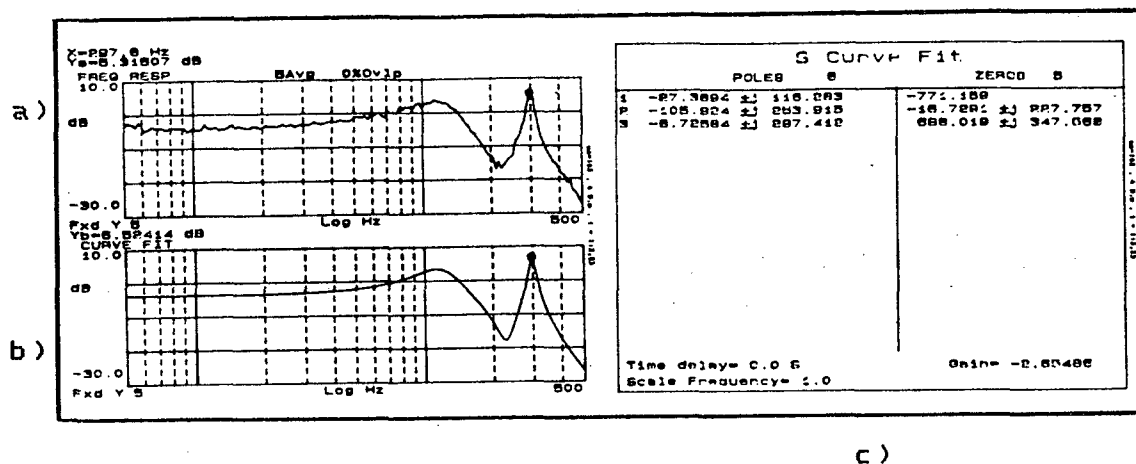


FIGURA 35 - Exemplo de determinação do diagrama de Bode (a) (amplitude), (b) sua respectiva curva fitada e (c) quadro com a determinação dos pólos e zeros da função transferência (exemplo para servomotor de 4 N.m, com redutor $i = 1 : 2,25$ e critério $u_a=16\%$).

Tanto para os ensaios freqüenciais quanto para os temporais, utilizou-se uma planilha para aquisição de dados. O intuito da mesma é o de se anotar as condições de ensaio (modelo do servomotor, redutor, ajuste do servoconversor) visando reproduzir algum ensaio, além de registrar as ocorrências relevantes do ensaio, conforme a figura 36.

UFSC - GRUCON - LHW		Planilha para aquisição de dados	
Ensaio nº: 033 / 92		Data: 27. 07. 1992	
Tipo do ensaio: Degrau / Bode			
Servomotor: <input type="checkbox"/> 2 Nm <input checked="" type="checkbox"/> 4 Nm <input type="checkbox"/> 6 Nm <input type="checkbox"/> 8 Nm		Redutor: <input type="checkbox"/> i = 1:1,5 <input checked="" type="checkbox"/> i = 1:2,25 <input type="checkbox"/> i = 1:3	
Servoconversor: P: Dip = 3 Potenciômetro = 13:00 I: Dip = 1 Potenciômetro = 07:30 D: Dip = X Potenciômetro = X Corrente nominal = <u>5.1</u> A Corrente dinâmica = <u>24</u> A			
Malha de velocidade: - Degrau: <u>15</u> % de $n_{máx}$ - ω_{PA} = X - DA = X			
Malha de posição: - Ganho K_v = _____ - Tipo de rampa de aceleração: <input type="checkbox"/> sen ² <input type="checkbox"/> lin <input type="checkbox"/> log <input type="checkbox"/> exp - Tempo da rampa: _____ ms - D_t = _____ - ω_{ol} = _____			
CSA. Tela salva na memória nº <u>04</u> / Config salva na memória nº <u>04</u>			
Observações: - Critério : $u_s = 16$ % - Para o servomotor a vazio com o mesmo critério de ensaio, o valor do slope foi 579 V/s. Neste caso o slope foi 565 V/s, ou seja, a carga acoplada exerceu uma influência pequena sobre a rampa de aceleração. - Neste ensaio, o pico de ressonância foi o mais acentuado até aqui observado. No diagrama de amplitude, 4 pólos e 4 zeros não conseguiram reproduzir com fidelidade a região da frequência de ressonância. A tentativa de utilizar 6 pólos e 5 zeros foi bem sucedida. IMPORTANTE: a introdução de mais 2 pólos não influenciou o par de pólos dominantes obtidos com o "fit" de 4 pólos e 4 zeros.			

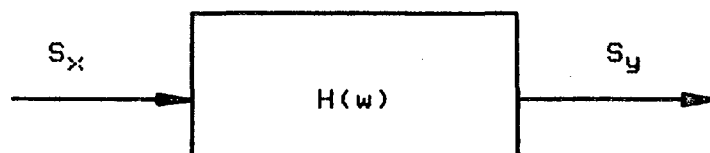
FIGURA 36 - Planilha para aquisição de dados.

4.2.5) FUNÇÃO COERÊNCIA

A função coerência é um recurso disponível no CSA, utilizado para certificar-se da qualidade e confiabilidade de medições.

Para compreender a função coerência, é necessário introduzir o conceito de espectro de potência cruzada /23/.

Seja o sistema:



O espectro de potência cruzada $G_{xy}(w)$ é definido tomando-se a Transformada de Fourier de 2 sinais separadamente e multiplicando-os.

$$G_{xy}(w) = S_x(w) \cdot S_y^*(w) \quad (27)$$

O asterisco * indica a conjugada complexa da função.

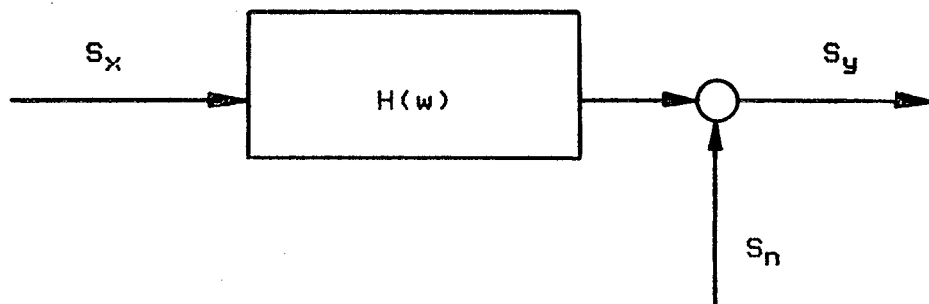
A função coerência $\gamma^2(w)$ deriva-se do espectro de potência cruzada e é definida pela expressão:

$$\gamma^2(w) = \frac{\overline{G_{yx}(w) \cdot G_{xy}^*(w)}}{\overline{G_{xx}(w) \cdot G_{yy}(w)}} \quad (28)$$

A barra $\overline{\quad}$ denota a média da função.

A função coerência é uma medida da potência do sinal de saída originada pelo sinal de entrada.

Se a coerência for 1, então toda potência da saída é originada pela entrada. Se a coerência for 0, então nenhuma potência medida na saída é originada pela entrada. Para explicar este fato, considera-se um sistema sujeito a ruídos externos S_n :



A saída é expressa por:

$$S_y(w) = S_x(w) \cdot H(w) + S_n(w) \quad (29)$$

Assim:

$$G_{yy}(w) = S_y(w) \cdot S_y^*(w) \quad (30)$$

$$G_{yy}(w) = G_{xx}(w) \cdot |H(w)|^2 + S_x(w) \cdot H(w) \cdot S_n^*(w) + S_x^*(w) \cdot H^*(w) \cdot S_n(w) + |S_n(w)|^2 \quad (31)$$

e

$$G_{yx}(w) = G_{xx}(w) \cdot H(w) + S_n(w) \cdot S_x^*(w) \quad (32)$$

Assume-se que os sinais de entrada e ruído não estão relacionados e que são valores médios, os termos $S_n \cdot S_x$ tendem a zero.

Assim, a função coerência considerando o ruído S_n é representada pela expressão:

$$\gamma^2(\omega) = \frac{(H(\omega) \cdot G_{xx}(\omega))^2}{G_{xx}(\omega) \cdot (|H(\omega)|^2 \cdot G_{xx}(\omega) + |S_n(\omega)|^2)} \quad (33)$$

$$\gamma^2(\omega) = \frac{|H(\omega)|^2 \cdot G_{xx}(\omega)}{|H(\omega)|^2 \cdot G_{xx}(\omega) + S_n(\omega)^2} \quad (34)$$

Portanto, de acordo com a equação 34, se não houver ruído $S_n(\omega)$, a função coerência é unitária. Se houver ruído, o valor da função coerência será reduzido.

É importante observar que a função coerência é dependente da frequência. Assim, a coerência pode ser elevada em frequências nas quais não hajam ruídos e baixa em frequências com elevados ruídos.

Considerando os ensaios deste trabalho, a função coerência tem o seguinte comportamento geral:

1) Servomotores a vazio, com critério $u_a=16\%$:

Neste caso, todos os ensaios apresentam a coerência praticamente unitária, acarretando em uma grande confiabilidade nas medições realizadas neste tipo de ensaio. A figura 37 exemplifica este caso para o servomotor de 8 N.m.

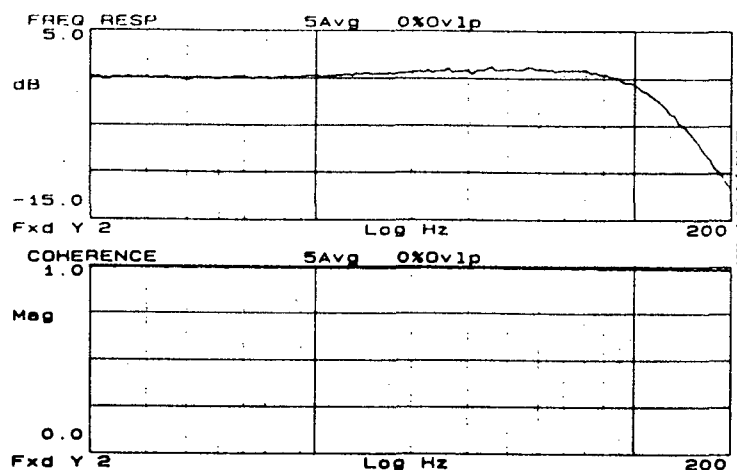


FIGURA 37 - Diagrama de amplitude e função coerência para servomotor a vazio e critério $u_a=16\%$ (exemplo para servomotor de 8 N.m).

2) Servomotores a vazio, com critério $K_p=1$

Também neste caso todos os ensaios apresentaram uma boa coerência, embora levemente inferior aos ensaios descritos no item anterior.

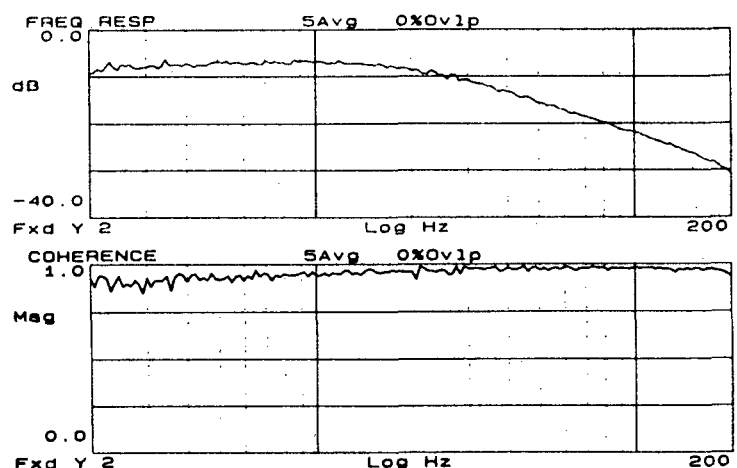


FIGURA 38 - Diagrama de amplitude e função coerência para servomotor a vazio e critério $K_p=1$ (exemplo para servomotor de 8 N.m).

3) Servomotores acoplados aos redutores, com critério $u_a=16\%$.

Neste caso, a coerência é elevada para frequências até 150 Hz, sofrendo uma ligeira queda para frequências maiores. Já nas frequências próximas a 500 Hz há uma queda brusca da coerência, diminuindo a confiabilidade da medição nesta região.

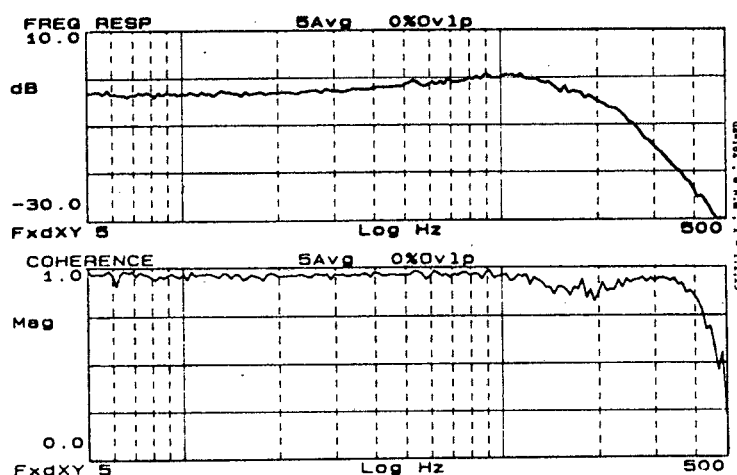


FIGURA 39 - Diagrama de amplitude e função coerência para planta com redutor acoplado e critério $u_a=16\%$ (exemplo para servomotor de 8N.m e redutor $i = 1:2,25$).

4) Servomotores acoplados aos redutores, com critério $K_p=1$

Este caso é o que mais exige cuidados nas medições a fim de se obter coerências elevadas. A coerência mantém-se mais próxima de 1 até frequências de 100 Hz, caindo ligeiramente em seguida. A partir de 400 Hz a coerência é baixa, portanto há menor confiabilidade na medição. A figura 40 exemplifica este caso.

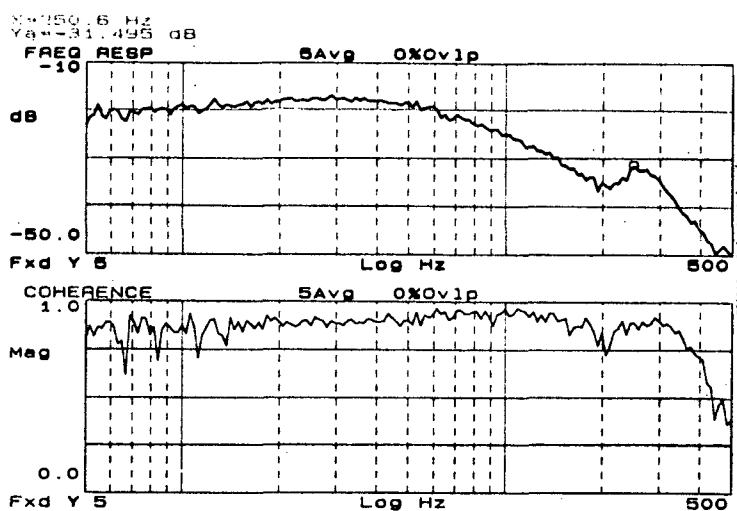


FIGURA 40 - Diagrama de amplitude e função coerência para planta com redutor acoplado e critério $K_p=1$ (exemplo para servomotor de 8 N.m e redutor $i = 1:2,25$)

A função coerência para os ensaios dos demais servomotores e redutores segue de uma forma geral um comportamento de acordo com os 4 casos apresentados.

5) ANÁLISE DOS ENSAIOS

Neste capítulo são apresentados os resultados dos ensaios realizados, conforme a metodologia e os critérios apresentados nos capítulos anteriores.

5.1) ENSAIOS COM OS SERVOMOTORES A VAZIO

5.1.1) CONSIDERAÇÕES GERAIS

Os ensaios deste item referem-se aos servomotores a vazio, sem carga acoplada.

Tanto para o critério de $K_p = 1$ quanto $u_a = 16\%$, a faixa de frequência analisada é de 2 a 200 Hz, pois frequências maiores do que 200 Hz não trazem informações adicionais significativas. A figura abaixo mostra que para frequências maiores do que 200 Hz não ocorrem ressonâncias, além da confiabilidade da medição ser menor, dado o pequeno valor da função coerência.

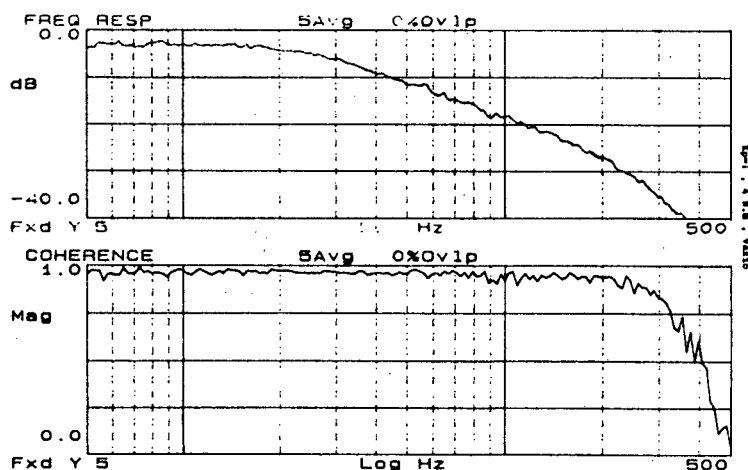


FIGURA 41 - Ensaio com servomotor a vazio, com faixa de frequência de 5 a 500 Hz. (Exemplo para servomotor de 4 N.m).

5.1.2) CRITÉRIO $K_p = 1$

A figura 42 mostra os ensaios da resposta ao degrau para os 4 servomotores a vazio. Nesta figura pode-se observar:

-O tempo de aceleração é tanto menor quanto menor a inércia do servomotor;

-Em todos os casos ocorre uma oscilação com frequência de aproximadamente 30 Hz, devido ao limite de resolução do resolver.

-A amplitude desta oscilação diminui à medida que a inércia do servomotor aumenta;

-Como não há ganho I, todos ensaios apresentam erro de regime;

-O erro de regime aumenta à medida que o torque do servomotor aumenta, conforme a tabela abaixo:

Servomotor [N.m]	Erro absoluto [mV]	Erro relativo [%]
2	197,6	13,2
4	208,8	13,9
6	240,6	16,0
8	285,3	19,0

Já a figura 43 mostra os diagramas de Bode e suas respectivas tabelas de pólos e zeros.

Observa-se o seguinte:

-Todos os servomotores apresentam comportamentos semelhantes, equivalentes a sistemas de 2ª ordem.

-Utilizando-se os valores dos pólos obtidos na tabela da curva ajustada e as equações (13) e (14) obtém-se:

Servomotor [N.m]	Frequência natural w_0 [Hz]	Amortecimento D
2	38,7	0,66
4	35,9	0,87
6	24,6	0,80
8	37,5	0,92

-Assim, todos os casos apresentam um elevado amortecimento D.

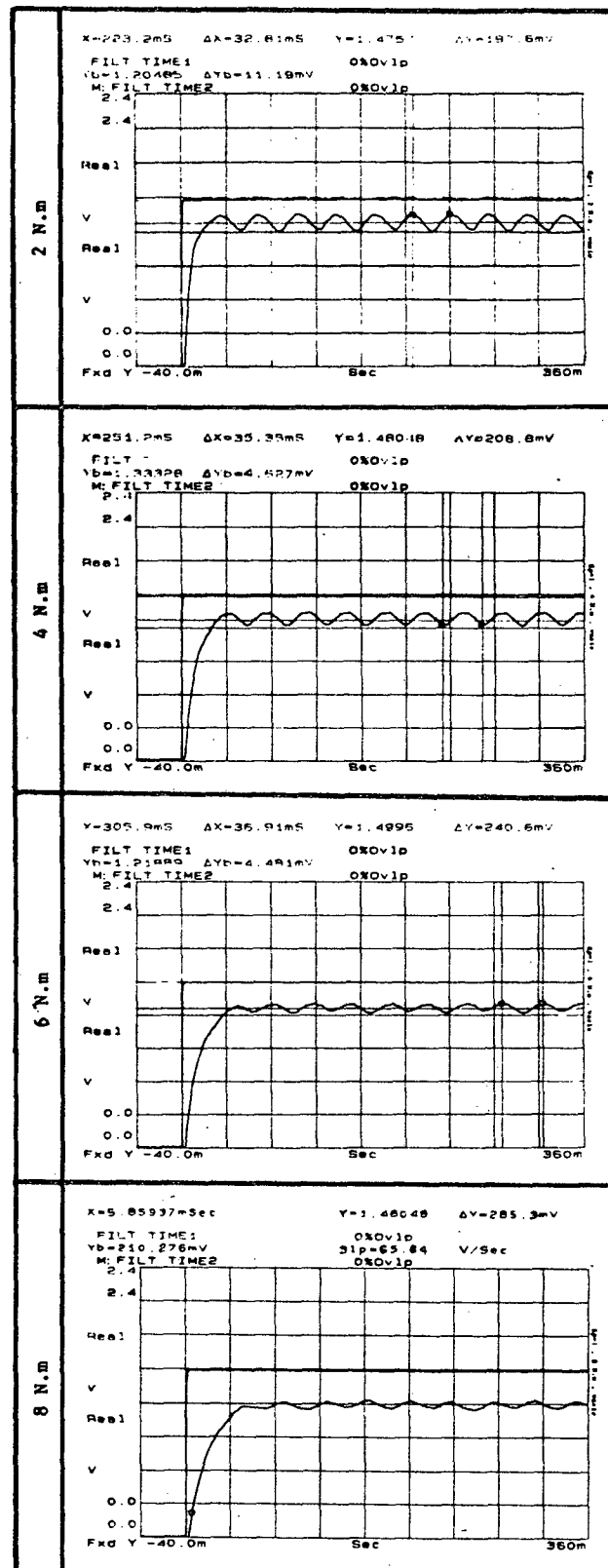


FIGURA 42 - Ensaio de resposta ao degrau para servomotores a vazio e critério $K_p = 1$.

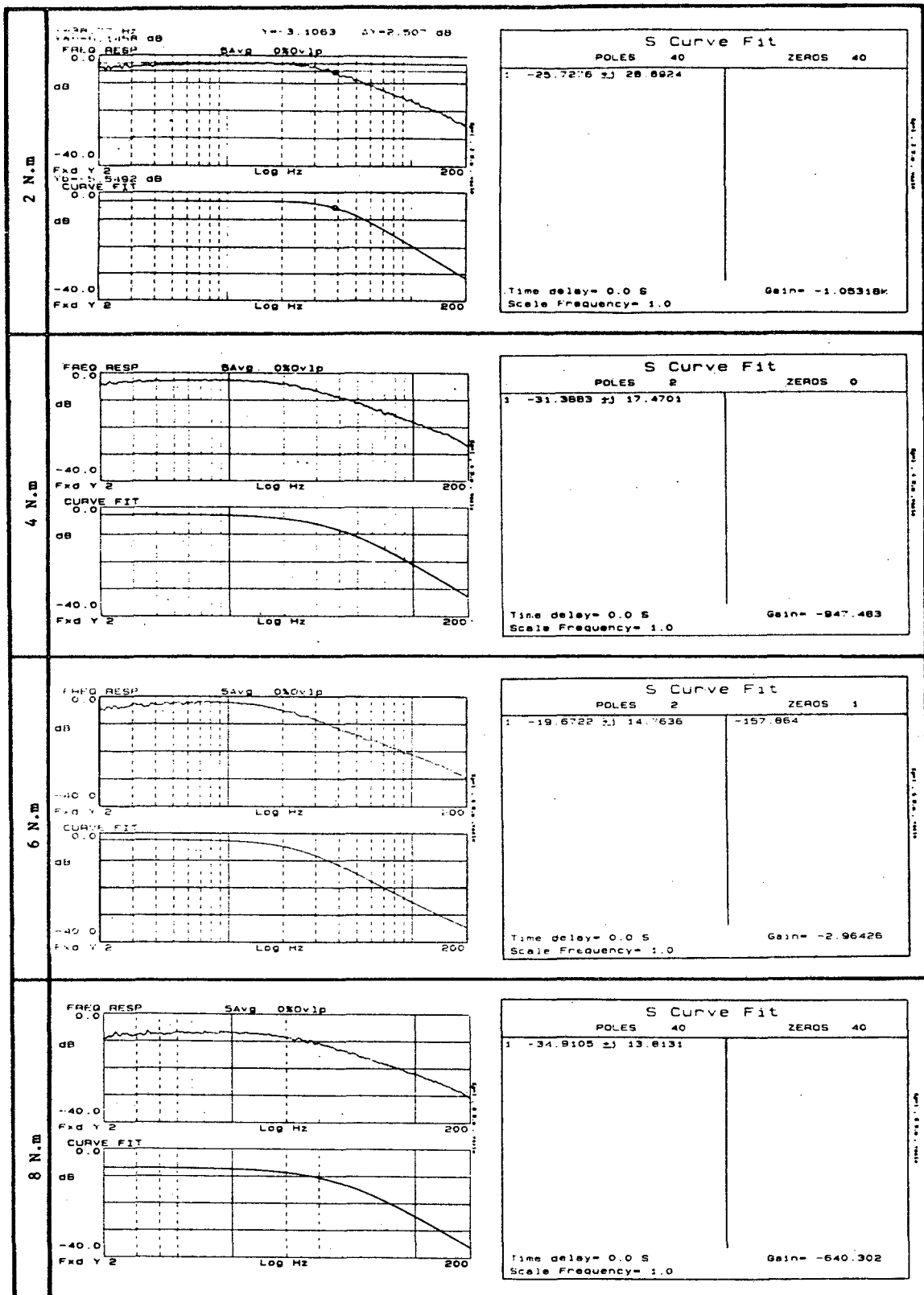


FIGURA 43 - Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servo-motores a vazio e critério $K_p = 1$.

5.1.3) CRITÉRIO DE SOBREPASSAGEM $u_a = 16\%$.

A figura 44 ilustra os ensaios da resposta ao degrau e os respectivos zoom para os servomotores a vazio e critério de sobrepassagem $u_a = 16\%$.

Observa-se:

- Com o critério $u_a = 16\%$, não ocorre mais erro de regime;
- Independente da inércia do servomotor, praticamente não houve alteração do tempo de resposta ao degrau;
- O tempo de todas respostas situa-se na ordem de 5 ms;
- Após a resposta atingir a sobrepassagem de 16%, a mesma altera um pouco sua forma de um servomotor para outro. Para os servomotores de 2 e 4 N.m, a forma da resposta é muito próxima à curva teórica de um sistema de 2ª ordem com $D < 1$, conforme ilustrado na figura 8.

A figura 45 mostra os diagramas de Bode e tabelas de pólos e zeros dos servomotores a vazio com critério $u_a = 16\%$.

Pode-se observar:

- Todos os ensaios mostram comportamentos dinâmicos semelhantes, conforme sistemas de 2ª ordem;

-Aplicando-se as equações (13) e (14) aos valores obtidos na tabela de pólos e zeros, tem-se:

Servomotor [N.m]	Frequência natural ω_0 [Hz]	Amortecimento D
2	82,2	0,52
4	87,0	0,54
6	76,4	0,58
8	90,2	0,54

-Todos os amortecimentos situam-se próximos de 0,5;

-A tabela comprova a teoria de um sistema de 2ª ordem, em que $u_a = 16\%$ quando $D = 0,5$.

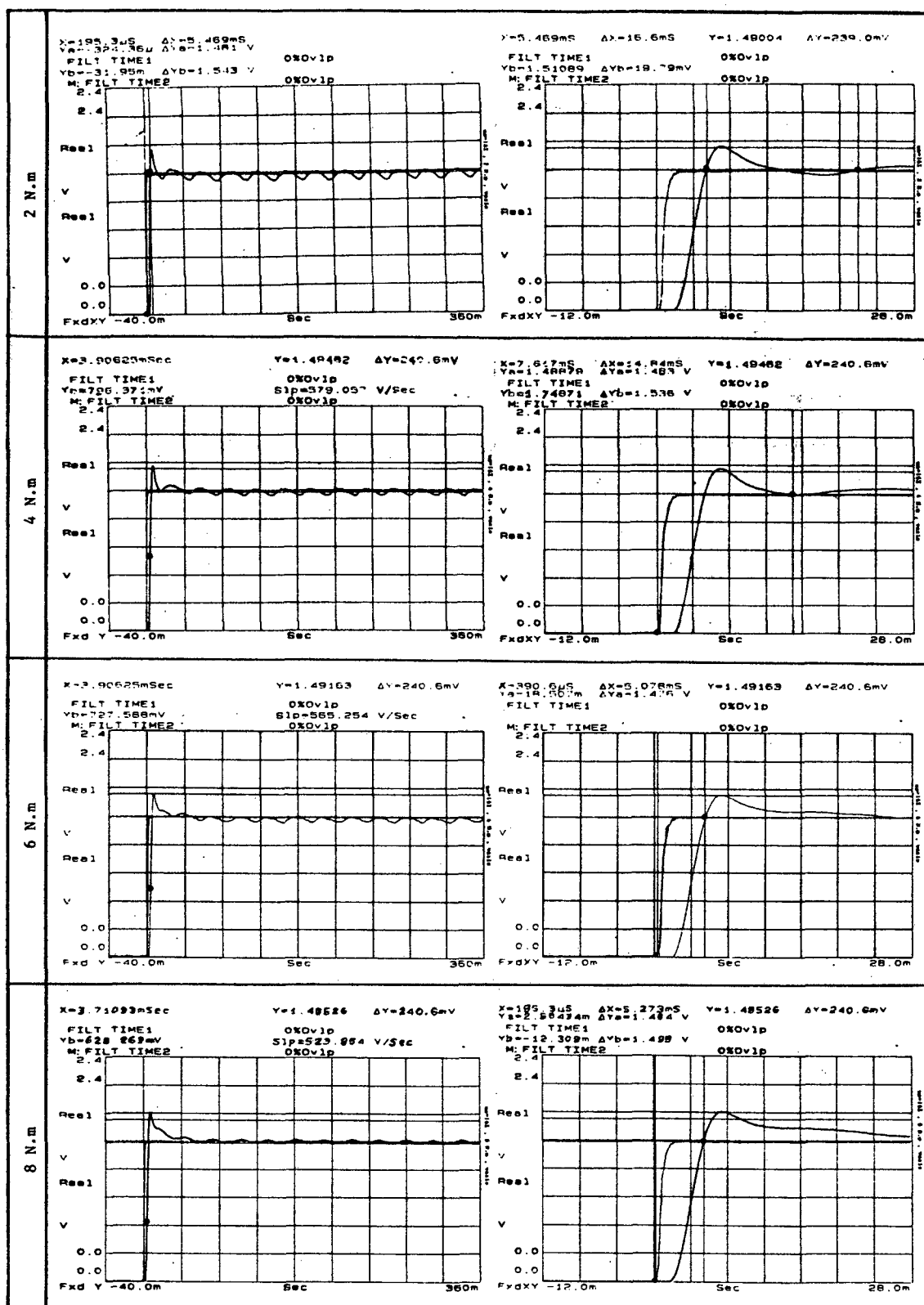


FIGURA 44 - Ensaio de resposta ao degrau com respectivo zoom pra servomotores a vazio e critério $u_a = 16\%$.

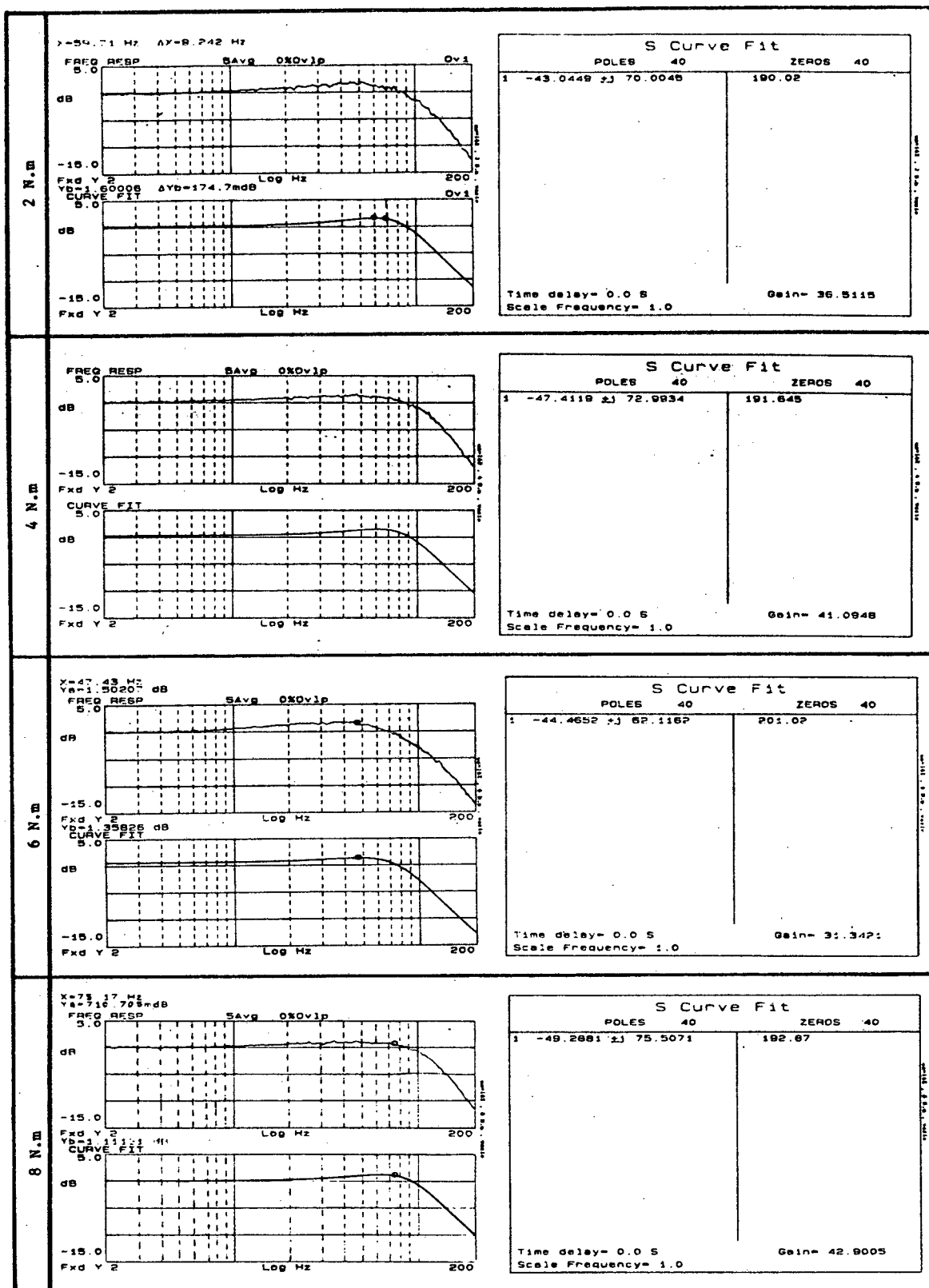


FIGURA 45 - Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servo-motores a vazio e critério $u_a = 16\%$.

5.2) ENSAIOS UTILIZANDO OS SERVOMOTORES ACOPLADOS À MÁQUINA-FERRAMENTA PELO REDUTOR $i = 1 : 1,5$.

5.2.1) CONSIDERAÇÕES GERAIS

Os ensaios dos servomotores acoplados à máquina-ferramenta por intermédio dos redutores de correia sincronizadora mostram um comportamento dinâmico diferente se comparado aos ensaios anteriores com os servomotores a vazio.

Com os redutores acoplados, a análise é mais complexa, pois agora estão envolvidas diferentes inércias refletidas sobre o servomotor, valores de rigidez diferenciados para os redutores, além de eventuais histereses e não-linearidades de outros elementos.

5.2.2) CRITÉRIO $K_p = 1$

A figura 47 mostra os ensaios da resposta ao degrau para os ensaios da resposta ao degrau para os servomotores acoplados à máquina-ferramenta pelo redutor $i = 1 : 1,5$ e com critério $K_p = 1$.

Pode-se observar:

- O tempo de resposta é tanto maior quanto maior a inércia do servomotor, embora esta diferença não seja tão pronunciada quanto para os servomotores a vazio;
- As amplitudes das frequências de oscilação superpostas são muito pequenas;
- O erro de regime é bem maior do que para os servomotores a vazio, conforme a tabela a seguir:

Servomotor [N.m]	Erro absoluto [mV]	Erro relativo [%]
2	619,9	41,3
4	585,5	39,0
6	650,2	43,3
8	787,3	52,4

A figura 48 mostra os diagramas de Bode e as respectivas tabelas de pólos e zeros para os servomotores com o reductor $i = 1 : 1,5$ e critério $K_p = 1$.

Observa-se o seguinte:

- Os comportamentos dinâmicos são bem diferentes de um servomotor para o outro;
- Todos os sistemas possuem uma frequência de ressonância na ordem de 250 Hz;
- Para que o sistema possa ser descrito adequadamente, o sistema deve ser de 4ª ordem para os servomotores de 2 e 6 N.m e 6ª ordem para os servomotores de 4 e 8 N.m.

-Nos sistemas de 6ª ordem, a frequência de ressonância se manifesta por meio de um pico mais acentuado. O maior número de pólos (e zeros) é utilizado exatamente para descrever a maior inclinação do pico de ressonância.

OBS.: embora os pólos exerçam influência entre si, os mesmos podem ser fitados por partes. Assim, os pólos de frequências menores (pólos dominantes) descrevem a região da frequência natural e os pólos com frequências maiores descrevem a região da frequência de ressonância, conforme a figura 46:

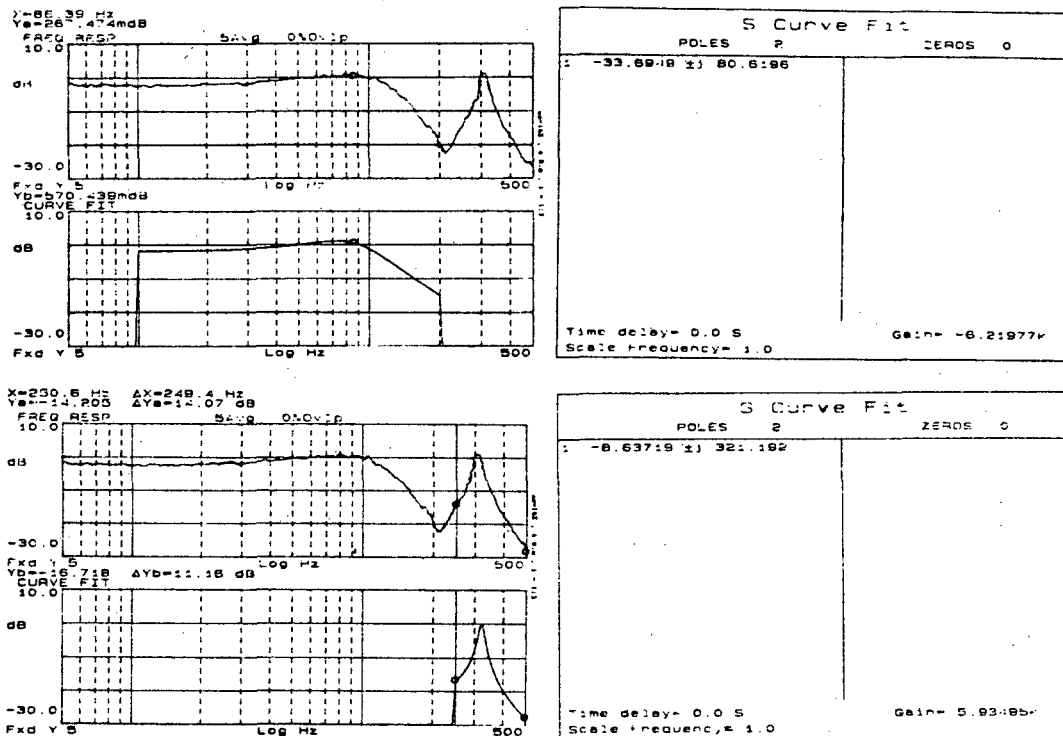


FIGURA 46 - Diagrama de Bode fitado por partes.

-Em sistemas com ordem superior a 2, não se aplicam mais os conceitos de w_0 e D descritos pelas equações (13) e (14).

-É interessante observar que os maiores picos de ressonância surgem em ensaios alternados, nos servomotores de 4 e 8 N.m. Portanto, o aumento linear das inércias dos servomotores provoca alterações entre a relação da inércia refletida da carga e da inércia do servomotor que resultam em efeitos não-lineares nos ensaios. Como visto nos capítulos anteriores, a relação i_{ot}/i não é linear.

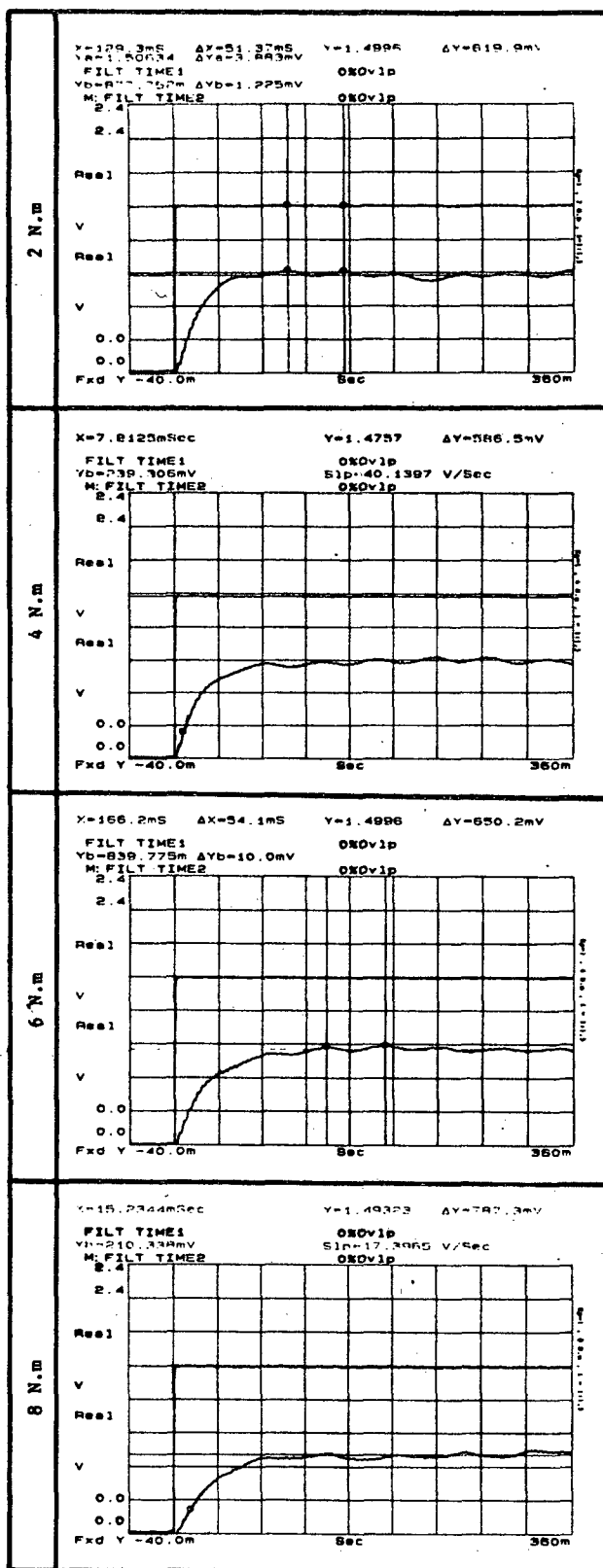


FIGURA 47 - Ensaio de resposta ao degrau para os servomotores com redutor $i = 1 : 1,5$ e critério $K_p = 1$.

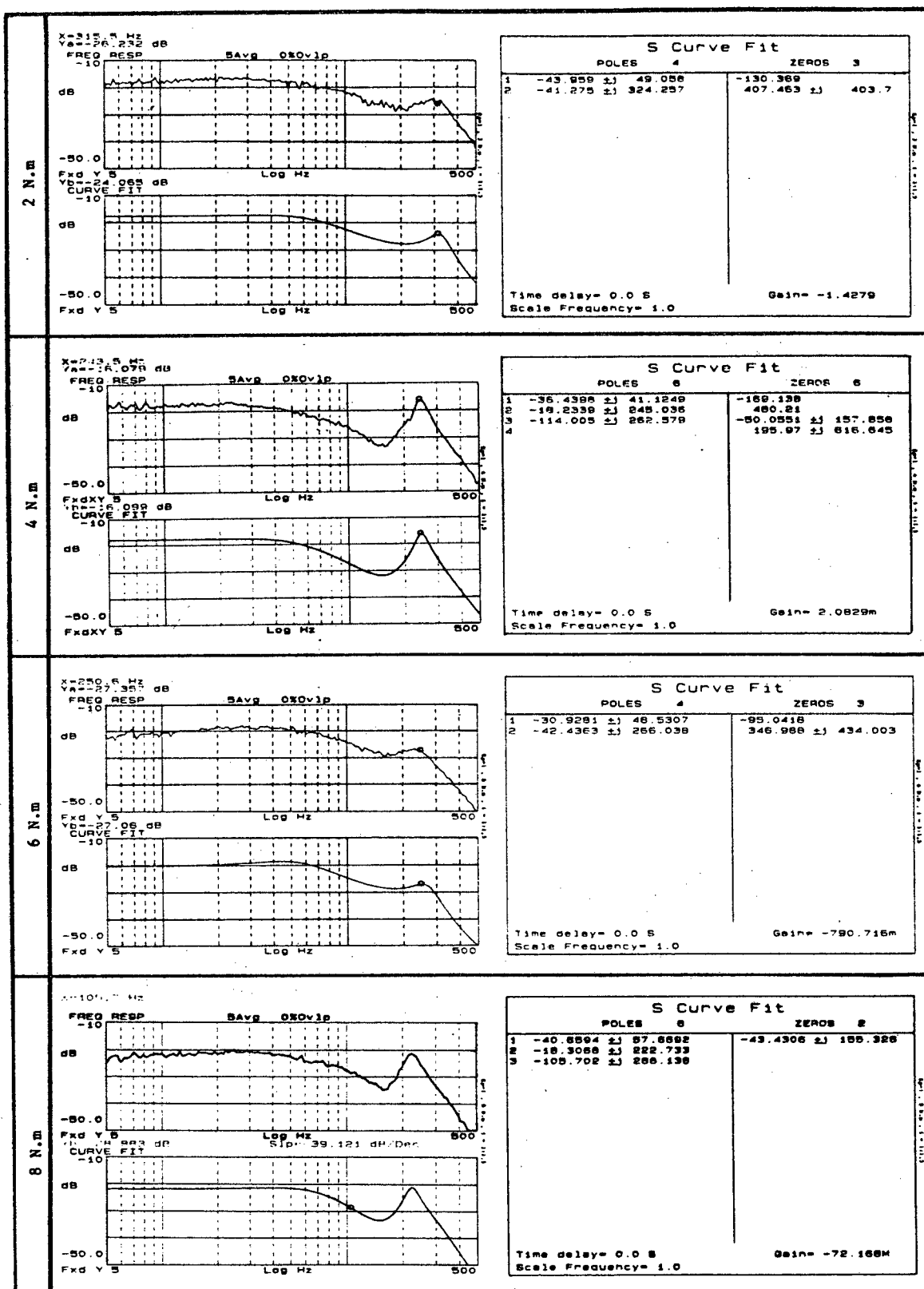


FIGURA 48 - Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servo-motores com redutor $i = 1 : 1,5$ e critério $K_p = 1$.

5.2.3) CRITÉRIO DE SOBREPASSAGEM $u_a = 16\%$

A figura 49 ilustra os ensaios da resposta ao degrau para os servomotores acoplados à máquina-ferramenta pelo redutor $i = 1 : 1,5$ e com critério de sobrepassagem $u_a = 16\%$.

Observa-se:

- Existe uma freqüência de ressonância da ordem de 250 Hz superposta à resposta ao degrau, cuja amplitude é considerável;
- Devido à esta freqüência superposta, a medição exata do tempo da resposta foi prejudicado, mas situa-se entre 9 e 12 ms. Portanto, como nos casos dos servomotores a vazio com critério $u_a = 16\%$, o tempo de aceleração foi pouco influenciado pelas diferentes inércias dos servomotores;
- A forma da resposta ao degrau não pode mais ser comparado ao modelo da figura 8.

Já a figura 50 mostra os diagramas de Bode e as respectivas tabelas de pólos e zeros. Nestes ensaios pode-se observar:

- Os sistemas são representados por sistemas de 4ª ou 6ª ordem;
- As freqüências de ressonância situam-se entre 210 Hz e 270 Hz.

-O maior pico de ressonância (0 dB) ocorre para o servomotor de 8 N.m;

-O menor pico de ressonância (-11 dB) ocorre para o servomotor de 2 N.m.

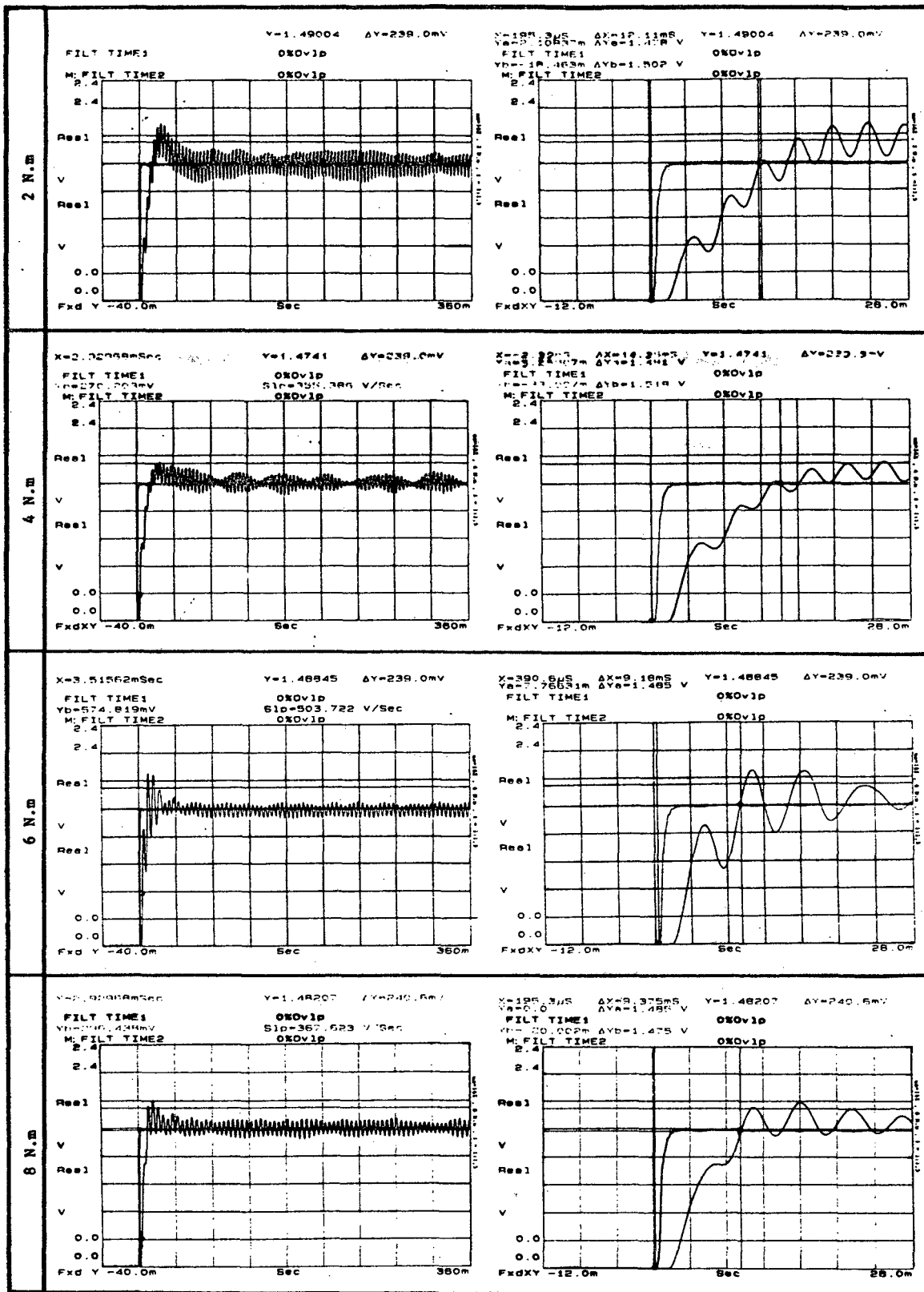


FIGURA 49 - Ensaio de resposta ao degrau com respectivo zoom para os servomotores com o redutor $i = 1 : 1,5$ e critério $u_a = 16\%$.

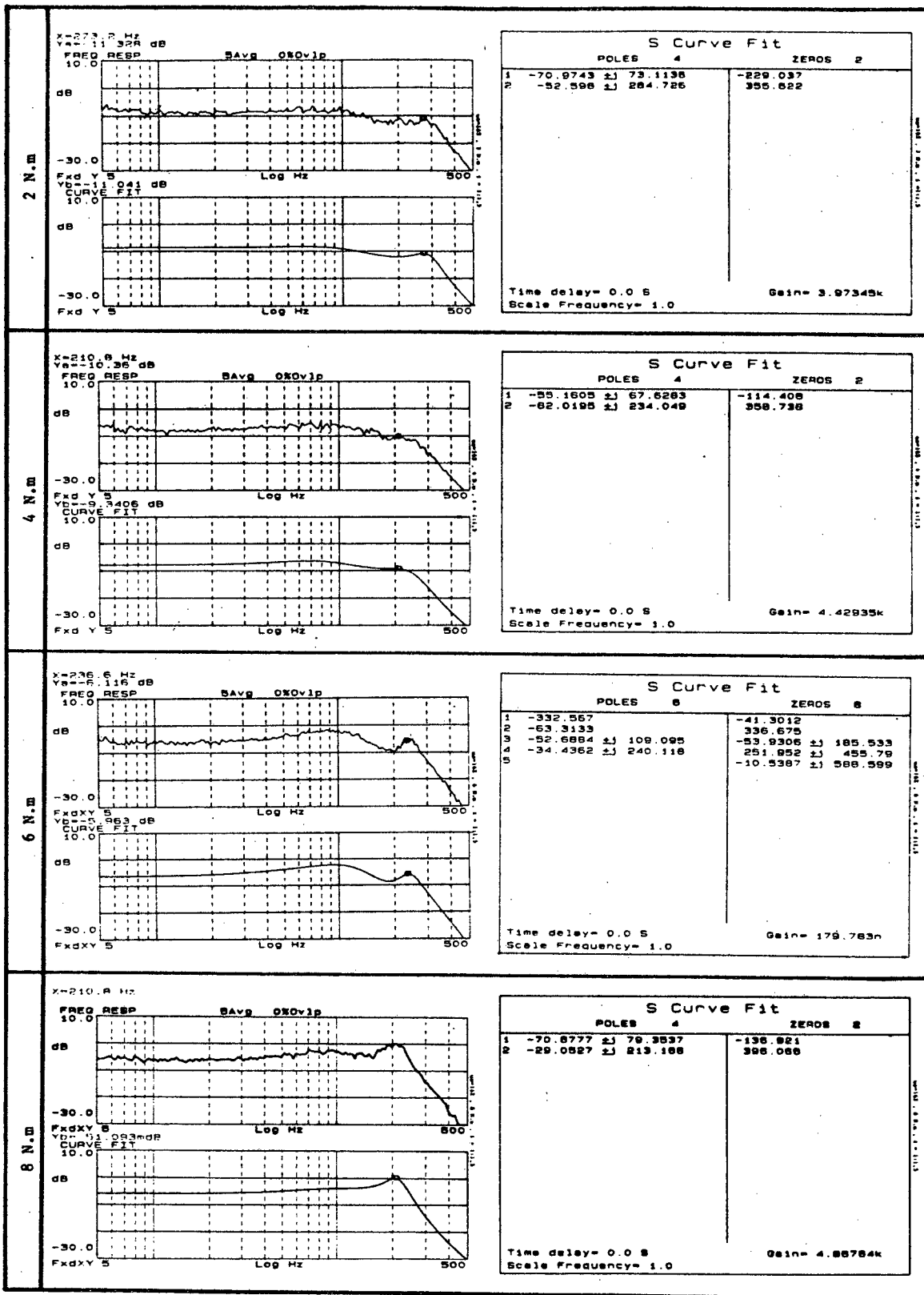


FIGURA 50 - Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servo-motores com redutor $i = 1$ e $1,5$ e critério $u_a = 16\%$.

5.3) ENSAIOS UTILIZANDO OS SERVOMOTORES ACOPLADOS À MÁQUINA-FERRAMENTA PELO REDUTOR $i = 1 : 2,25$.

5.3.1) CONSIDERAÇÕES GERAIS

Se comparado ao caso anterior (redutor $i = 1 : 1,5$), este caso apresenta a planta com maior rigidez, devido ao menor comprimento livre da correia, assim como apresenta inércias refletidas e relações de i_{ot}/i diferentes.

5.3.2) CRITÉRIO $K_p = 1$

A figura 51 mostra os ensaios da resposta ao degrau para os servomotores acoplados à máquina-ferramenta pelo redutor $i = 1 : 2,25$ e com critério $K_p = 1$.

Observa-se:

- O tempo de resposta é tanto maior quanto maior a inércia do servomotor;
- As amplitudes das frequências de oscilação superpostas são muito pequenas;
- O erro de regime médio é menor do que para o caso do redutor $i = 1 : 1,5$ conforme o quadro abaixo:

Servomotor [N.m]	Erro absoluto [mV]	Erro relativo [%]
2	435,1	29,0
4	537,1	35,8
6	465,3	31,0
8	610,4	40,7

A figura 52 mostra os diagramas de Bode e as respectivas tabelas de pólos e zeros.

Observa-se:

- Todas as curvas apresentam comportamento e formas semelhantes, com ressonâncias ligeiramente pronunciadas;
- Todos sistemas possuem uma frequência de ressonância na ordem de 290 Hz, um pouco superior ao caso anterior;
- É pequena a diferença entre o maior pico de ressonância (-27,47 dB para o servomotor de 4 N.m) e o menor (-30,30 dB para o servomotor de 8 N.m).

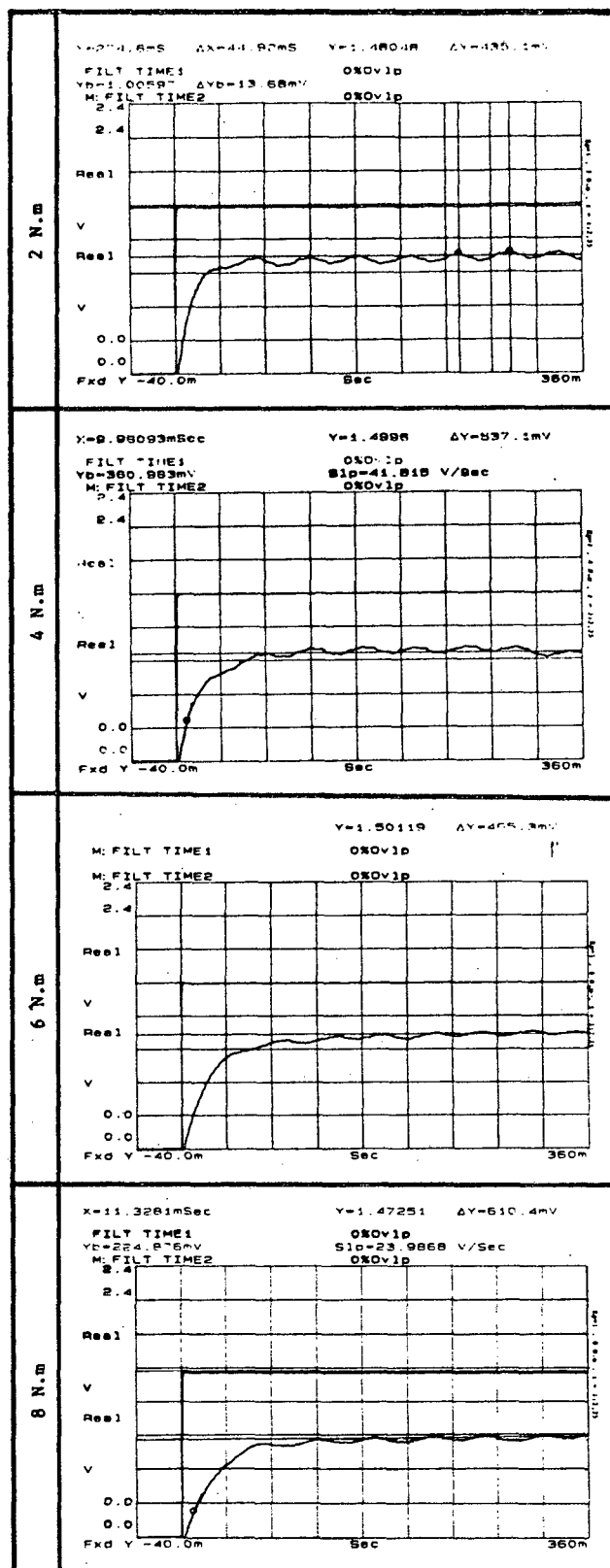


FIGURA 51 - Ensaio de resposta ao degrau para os servomotores com redutor $i = 1 : 2,25$ e critério $K_p = 1$.

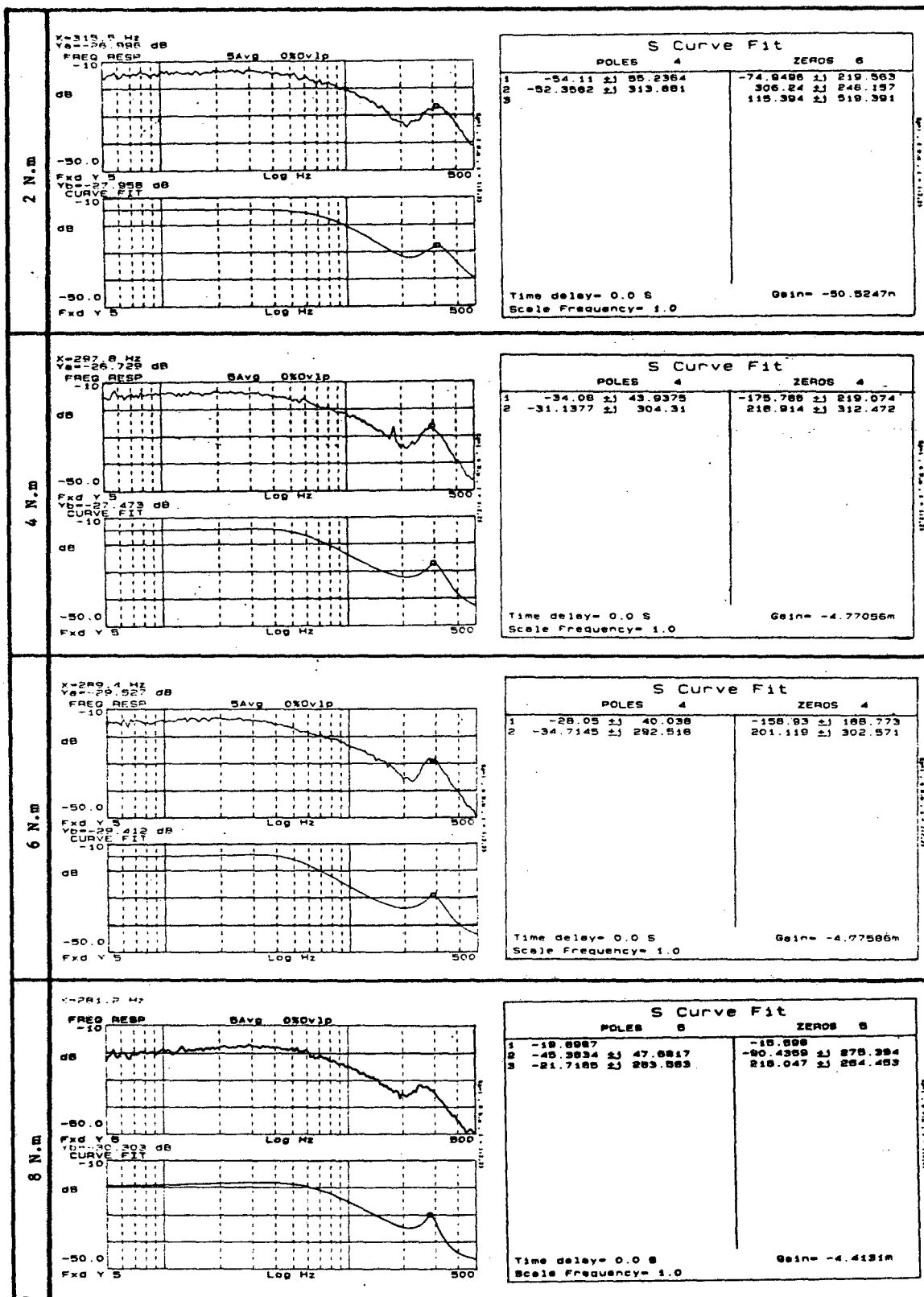


FIGURA 52 - Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servomotores com redutor $i = 1 : 2,25$ e critério $K_p = 1$.

5.3.3) CRITÉRIO DE SOBREPASSAGEM $u_a = 16\%$

A figura 53 ilustra os ensaios da resposta ao degrau para os servomotores acoplados à máquina-ferramenta pelo redutor $i = 1 : 2,25$ e com critério de sobrepassagem $u_a = 16\%$.

Observa-se:

- Existe uma frequência da ordem de 280 Hz superposta à resposta ao degrau, cuja amplitude é menor se comparada ao ensaio do redutor $i = 1 : 1,5$.
- Os tempos de resposta são pouco influenciados pelas diferentes inércias dos servomotores;
- Todos os tempos de resposta situam-se entre 6 e 8 ms, portanto respostas mais rápidas do que para o ensaio com o redutor $i = 1 : 1,5$;
- O "zoom" das respostas ao degrau mostra que os sistemas são complexos e que não podem ser modelados como um sistema de 2ª ordem.

A figura 54 mostra os diagramas de Bode e as respectivas tabelas de pólos e zeros. Nestes ensaios pode-se observar:

- Os sistemas são representados por sistemas de 4ª ou 6ª ordem;

-As frequências de ressonância situam-se entre 260 Hz e 310 Hz;

-Ocorre um pico de ressonância muito acentuado para o servomotor de 4 N.m. Este caso foi descrito por um sistema de 6ª ordem;

-Para os casos de 2 N.m e 8 N.m não se formaram picos de ressonância.

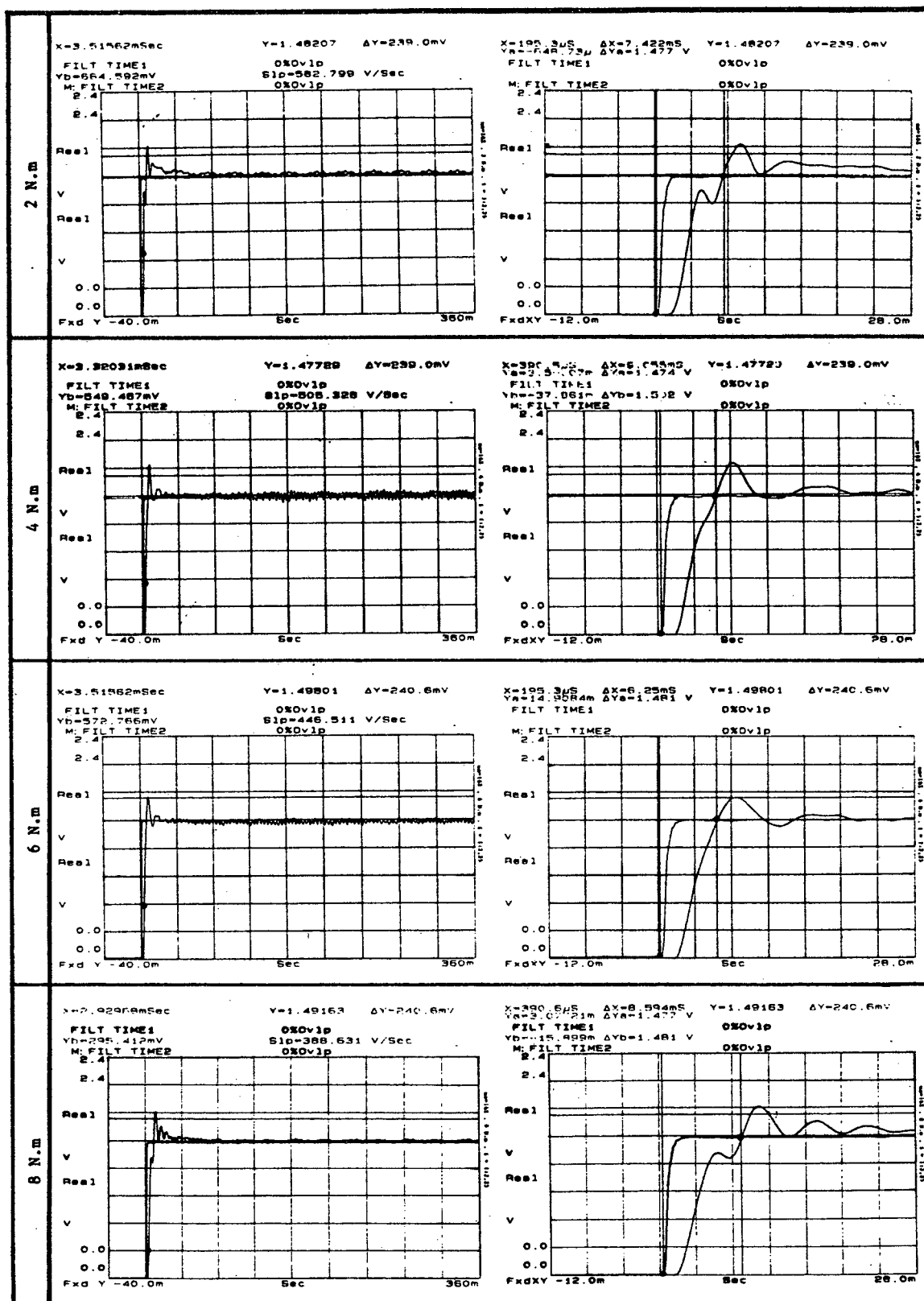


FIGURA 53 - Ensaio de resposta ao degrau com respectivo zoom para os servomotores com o redutor $i = 1 : 2,25$ e critério $u_a = 16\%$.

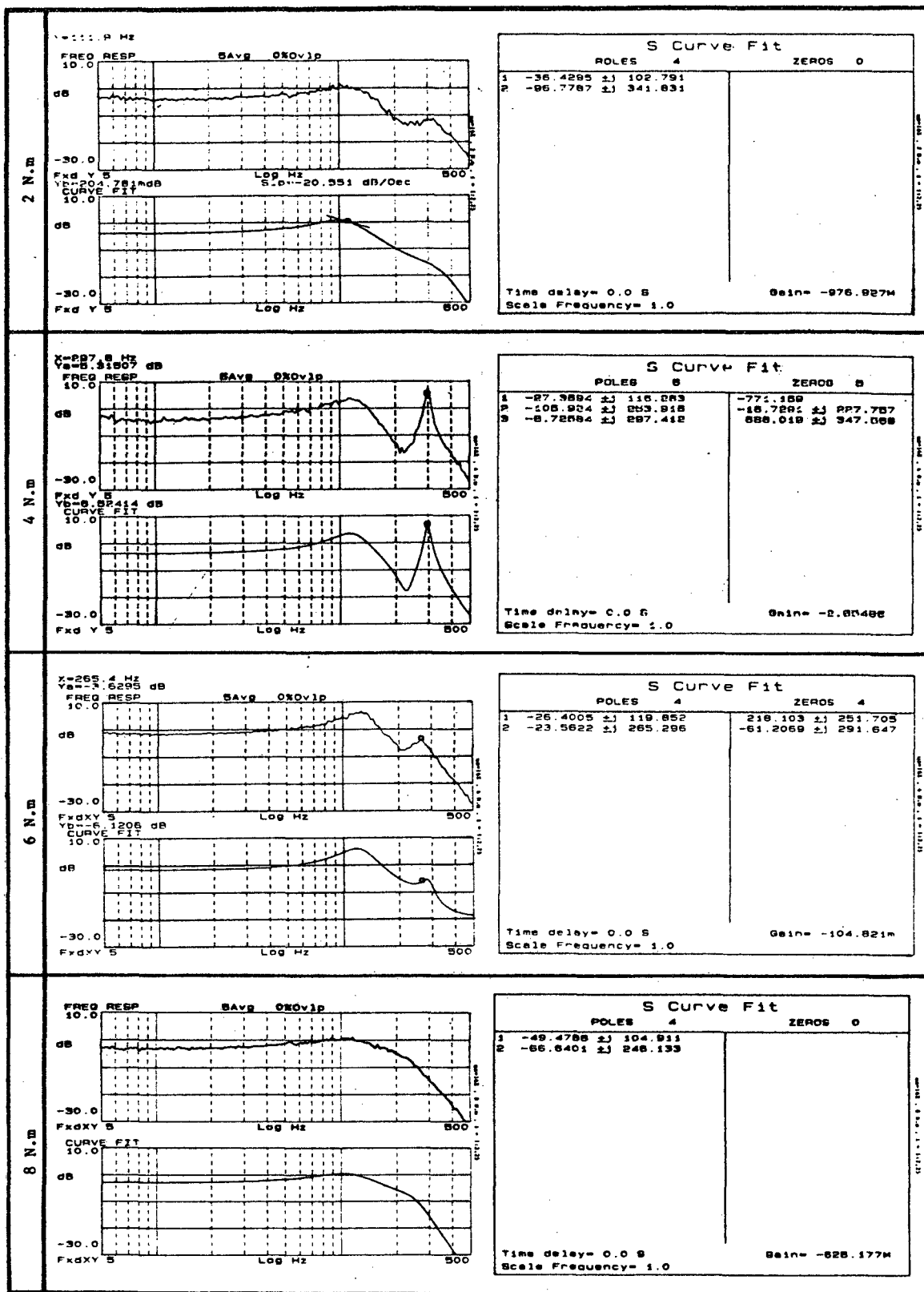


FIGURA 54 - Diagrama de Bode e tabelas de pólos e zeros para ser-vomotores com redutor $i = 1 : 2,25$ e critério $u_a = 16\%$.

5.4) ENSAIOS UTILIZANDO OS SERVOMOTORES ACOPLADOS À MÁQUINA-FERRAMENTA PELO REDUTOR $i = 1 : 3$.

5.4.1) CONSIDERAÇÕES GERAIS

Neste caso a correia sincronizadora apresenta maior rigidez dentre os 3 redutores estudados, devido ao pequeno comprimento livre da mesma. Da mesma forma, a relação de transmissão i se afasta de i_{ot} , devido à grande inércia da polia acionada.

5.4.2) CRITÉRIO $K_p = 1$

A figura 55 mostra os ensaios da resposta ao degrau para os servomotores acoplados à máquina-ferramenta pelo redutor $i = 1 : 3$ e com critério $K_p = 1$.

Pode-se observar:

- O tempo da resposta é tanto maior quanto maior a inércia do servomotor;
- As amplitudes das frequências de oscilação superpostas são muito pequenas;
- O erro de regime médio é semelhante ao caso do redutor $i = 1 : 2,25$, conforme mostrado abaixo:

Servomotor [N.m]	Erro Absoluto [mV]	Erro relativo [%]
2	463,7	30,9
4	443,0	29,5
6	428,7	28,6
8	627,9	41,8

A figura 56 ilustra os diagramas de Bode e as respectivas tabelas de pólos e zeros.

Observa-se:

- Todos os casos apresentam um pico de ressonância entre 290 Hz e 375 Hz;
- Os sistemas são descritos por sistemas de 4ª até 6ª ordem;
- O maior pico de ressonância ocorre para o servomotor de 2 N.m (-19,9 dB);
- O menor pico de ressonância ocorre para o servomotor de 8 N.m (-29,2 dB). Por outro lado, neste caso a atenuação para baixas frequências é cerca de 5 dB maior.

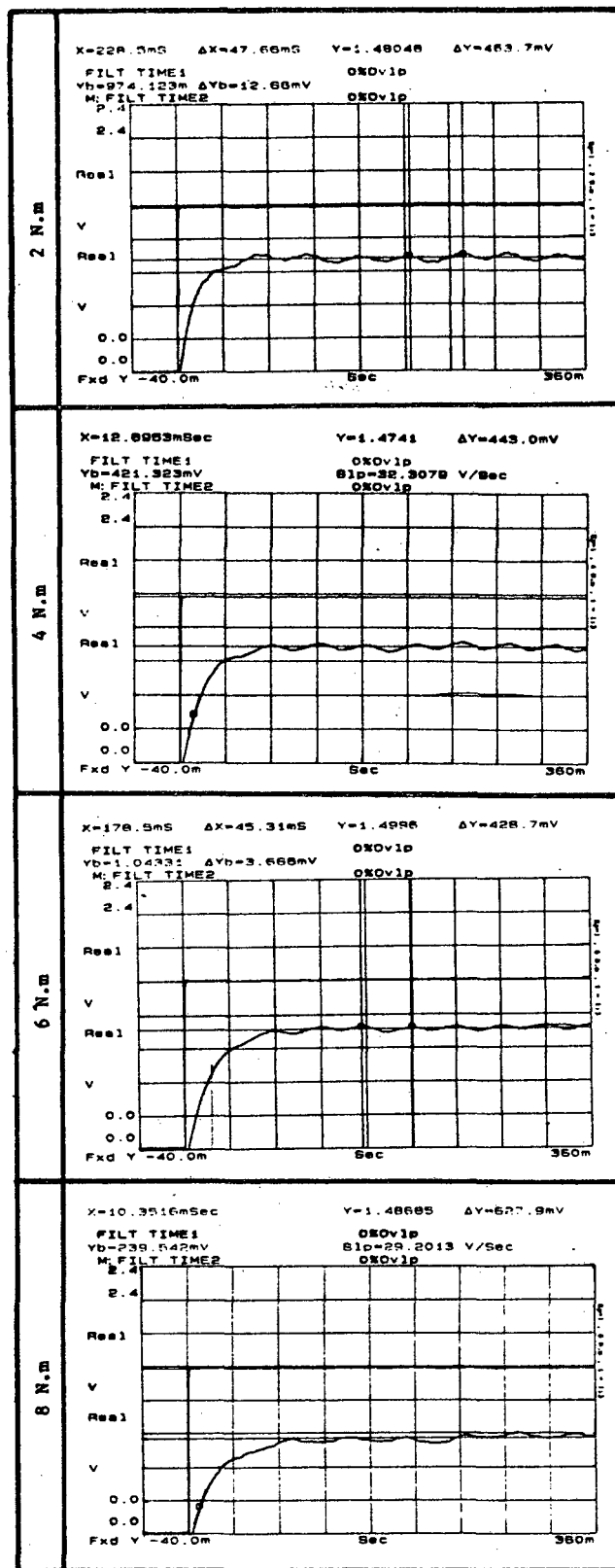


FIGURA 55 - Ensaio de resposta ao degrau para os servomotores com redutor $i = 1 : 3$ e critério $K_p = 1$.

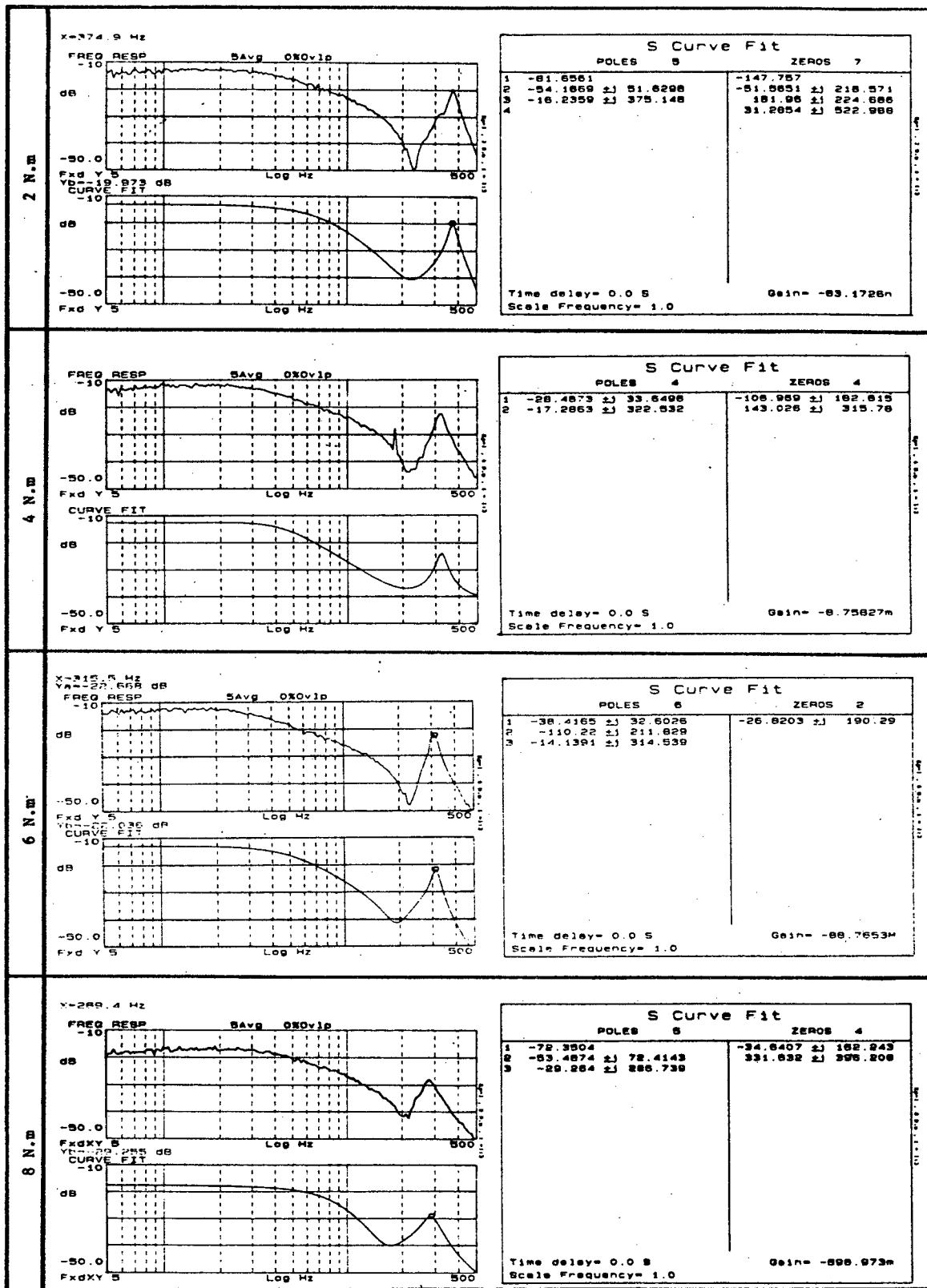


FIGURA 56 - Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servomotores com redutor $i = 1 : 3$ e critério $K_p = 1$.

5.4.3) CRITÉRIO DE SOBREPASSAGEM $u_a = 16\%$

A figura 57 ilustra os ensaios da resposta ao degrau para os servomotores acoplados à máquina-ferramenta pelo redutor $i = 1 : 3$ e com critério de sobrepassagem $u_a = 16\%$.

Observa-se:

- Existe uma frequência da ordem de 300 Hz superposta à resposta ao degrau, mas com amplitude muito pequena;
- Os tempos de resposta são pouco influenciados pelas diferentes inércias dos servomotores;
- Todos os tempos de resposta situam-se entre 7 ms e 9 ms, portanto respostas mais rápidas do que para o ensaio com o redutor $i = 1 : 1,5$, mas ligeiramente mais lentas do que para o redutor $i = 1 : 2,25$.

A figura 58 mostra os diagramas de Bode e as respectivas tabelas de pólos e zeros. Neste ensaio observa-se:

- Os sistemas são representados por sistemas de 4ª ou 6ª ordem;
- As frequências de ressonância situam-se entre 290 Hz e 335 Hz;
- Ocorrem picos de ressonância muito acentuados para os servomotores de 4 N.m e 6 N.m (respectivamente -0,76 dB e 5,97 dB)

-Os picos de ressonância são mais atenuados para os servomotores de 2 N.m e 8 N.m (respectivamente -3,8 dB e -5 dB);

-O comportamento dinâmico para frequências até 100 Hz é semelhante para todos os casos.

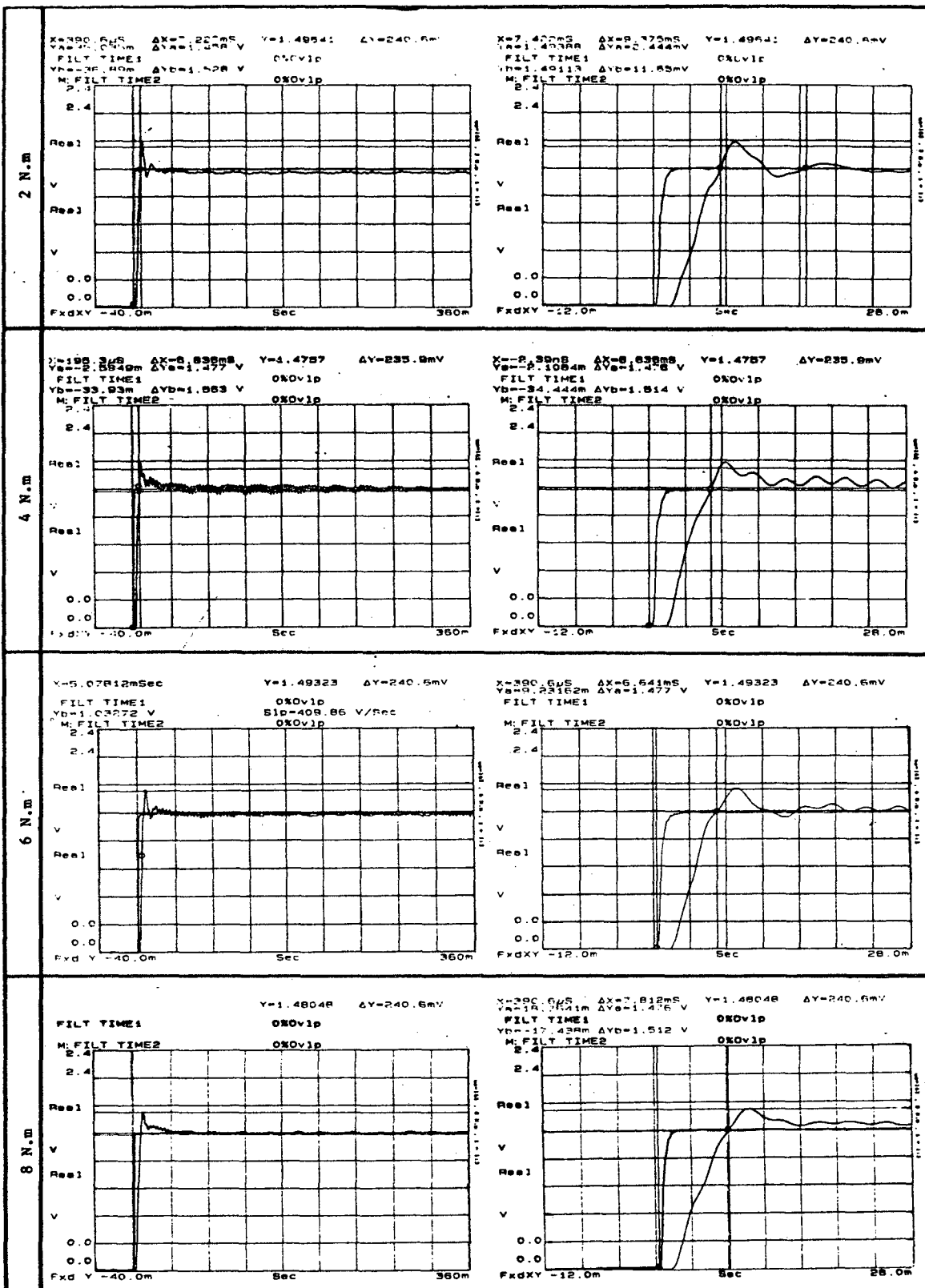


FIGURA 57 - Ensaio de resposta ao degrau com respectivo zoom para os servomotores com o redutor $i = 1 : 3$ e critério $u_a = 16\%$.

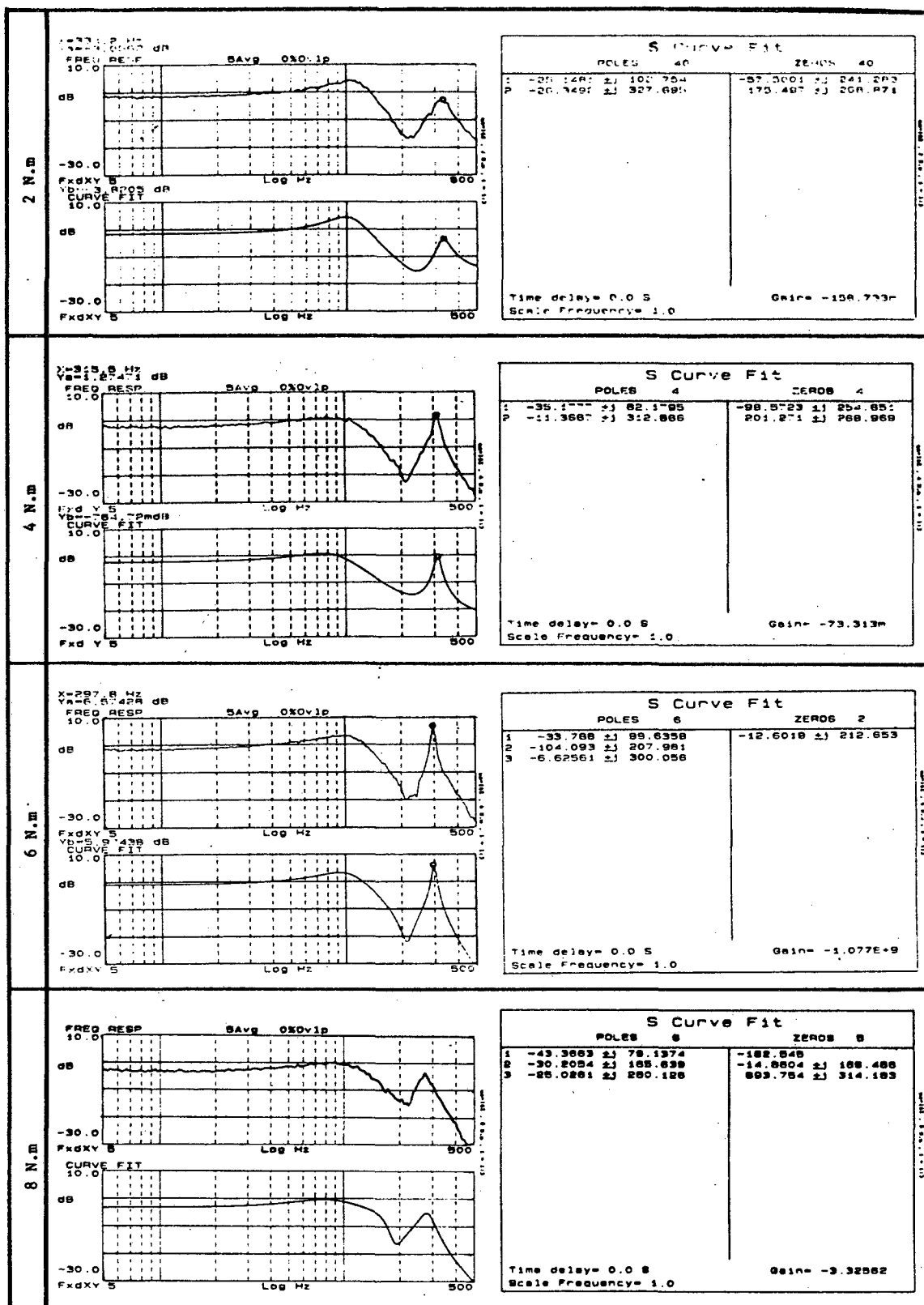


FIGURA 58 - Diagrama de Bode e tabela de pólos e zeros para servo-motores com redutor $i = 1 : 3$ e critério $u_a = 16\%$.

6) CONCLUSÃO

Tendo em vista os resultados obtidos neste trabalho, quanto à utilização de servomotores CA síncronos e transmissões por polias e correia sincronizadora aplicados em máquinas-ferramenta CNC, pode-se concluir que:

A) O comportamento dinâmico do acionamento de avanço é profundamente afetado tanto pela inércia do servomotor quanto pelas características do redutor de correia.

B) O critério $K_p = 1$ provou o quanto a planta é influenciada pela inércia do servomotor, pois esta era a única variável nos ensaios, conforme mostram os ensaios dos itens 5.1.2, 5.2.2, 5.3.2 e 5.4.2.

C) Para ajuste da máquina-ferramenta na prática, o critério de ajuste pela sobrepassagem $u_a = 16\%$ é mais recomendado, pois esta será a melhor condição de trabalho do acionamento de avanço quando este estiver sendo comandado pela malha de posição de um CNC. Também neste critério verifica-se a grande influência da inércia do servomotor no comportamento dinâmico da planta, conforme demonstram os ensaios dos itens 5.1.3, 5.2.3, 5.3.3 e 5.4.3.

D) A teoria de sistemas de 2ª ordem com $D < 1$ descrita nos itens 2.1 e 2.2 foi verificada na prática somente para o caso dos servomotores a vazio no critério $u_a = 16\%$. Neste caso foi verificado um amortecimento $D = 0,5$, conforme previsto pela teoria. Neste caso caracterizaram-se 2 pólos conjugados complexos descrevendo o sistema, comprovados pelos ensaios do item 5.1.3.

E) Já quando os servomotores são acoplados à máquina-ferramenta por intermédio dos redutores, os 2 pólos dominantes já não seguem mais exatamente um sistema de 2ª ordem, ou seja, para $u_a = 16\%$, o amortecimento D é diferente de $0,5$.

Isto é explicado pelo fato que os pólos dominantes são influenciados pelos pólos da frequência de ressonância que surge com os redutores. Este fato foi verificado nos ensaios dos itens 5.2.3, 5.3.3 e 5.4.3.

F) O acréscimo do ganho I no controlador afetou bastante o comportamento da planta, mesmo tendo sido o mesmo utilizado em uma proporção pequena e praticamente constante.

Esta alteração do comportamento é mais evidente nos ensaios da resposta ao degrau, onde o ganho I eliminou o erro de regime verificado nos ensaios somente com ganho P ($K_p = 1$).

Pode-se verificar esta afirmação comparando-se os ensaios temporais do item 5.1.2 (figura 42) com os ensaios temporais do item 5.1.3 (figura 44).

G) Quanto aos redutores, pode-se afirmar:

-Todos os redutores estavam bem dimensionados sob o ponto de vista da relação de transmissão otimizada i_{ot} , pois a relação i_{ot}/i variava pouco ($0,89$ a $1,70$). Na prática não é raro encontrar relações de i_{ot}/i na faixa de valores entre 10 e 20 .

-Os valores de i mais próximos de i_{ot} foram encontrados para o redutor $i = 1 : 2,25$. Isto pode ser explicado da seguinte maneira:

-Para o redutor $i = 1 : 1,5$, o valor de i se afasta de i_{ot} devido à grande inércia da carga refletida no servomotor, provocada pela pequena relação de transmissão.

-Para o redutor $i = 1 : 3$, a relação de transmissão é elevada, diminuindo a inércia da carga refletida no servomotor. Por outro lado, para se obter esta relação de transmissão, a polia acionada possui uma inércia própria muito elevada (a inércia da polia aumenta em função do diâmetro da polia elevado à quarta potência).

-No redutor $i = 1 : 2,25$ há um equilíbrio entre a relação de transmissão e a polia acionada, fazendo i_{ot} se aproximar de i . Observa-se o comportamento de i_{ot} em relação a i no quadro comparativo do item 3.2.4.

-Os resultados deste trabalho não permitem se prever o comportamento dos acionamentos de avanço quando a relação i_{ot}/i se afasta muito de 1. Não foi possível se encontrar uma correlação matemática direta entre as grandezas envolvidas nos acionamentos de avanço.

-A rigidez da correia exerce um papel fundamental sobre o bom desempenho do acionamento de avanço de uma máquina-ferramenta.

-Conforme observado nos ensaios da resposta ao degrau, considerando-se um determinado modelo de servomotor e variando-se o modelo do redutor, as amplitudes de oscilação superpostas são maiores quando o comprimento livre da correia é grande (em $i = 1 : 1,5$) e diminuem gradativamente para os redutores $i = 1 : 2,25$ e $i = 1 : 3$, nos quais o comprimento livre da correia diminui. As amplitudes de oscilação superpostas podem ser comparadas nas figuras 49, 53 e 57.

-Portanto:

Na prática, o critério de escolha de correias sincronizadora deve seguir as seguintes diretrizes:

- A correia deve ter o menor comprimento livre possível;
- O modelo escolhido da correia deve possuir a rigidez suficiente, de modo a garantir deformações mínimas e evitar ressonâncias mecânicas.

H) Os ensaios demonstraram:

H.1) Ensaaios da resposta ao degrau:

-Para o critério $K_p = 1$, o erro de regime foi elevado para todos os ensaios, conforme as tabelas dos itens 5.1.2, 5.2.2, 5.3.2 e 5.4.2;

-O tempo de resposta ao degrau é tanto maior quanto maior a inércia do servomotor;

-Já para o critério $u_a = 16\%$, o tempo de resposta ao degrau é pouco influenciado pela inércia do servomotor;

-No critério $u_a = 16\%$, as respostas mais rápidas foram obtidas para o redutor $i = 1 : 2,25$, exatamente o caso onde ocorre o melhor casamento de impedâncias mecânicas (i_{ot}/i próximo à unidade), conforme demonstra a figura 53.

H.2) Diagramas de Bode:

-Verificou-se que tanto para o critério $K_p = 1$ quanto para o critério $u_a = 16\%$, a inércia do servomotor afetou o comportamento dinâmico das plantas, principalmente no que se refere à amplitude da frequência de ressonância;

-A frequência de ressonância em si é pouco afetada pela inércia do servomotor, conforme comparação entre as figuras 48, 50, 52, 54, 56 e 58.

-Não foi possível encontrar uma correlação direta entre a inércia do servomotor e a amplitude do pico da frequência de ressonância.

-Com os redutores acoplados, são necessários sistemas de 4ª ou 6ª ordem para melhor descrever o sistema.

I) As conclusões obtidas neste trabalho são de especial interesse para fabricantes de máquinas-ferramenta CNC, que podem solucionar problemas de ressonâncias em acionamentos de avanço através de alterações das relações de inércia, conforme demonstrado nos ensaios.

Assim, amplitudes de ressonância podem ser atenuadas economicamente das seguintes formas:

-Pela escolha de um servomotor cuja inércia acarrete pouca ressonância (continuando a atender os requisitos de torque e velocidade);

-Aumento ou diminuição da inércia da polia acionada, pela alteração da forma geométrica ou do material;

-Idem para a polia acionadora, embora esta exerça uma influência menor.

J) A fim de dar continuidade a esta linha de pesquisa, citam-se as seguintes sugestões para próximos trabalhos:

-O estudo da influência do fator K_v da malha de posição sobre o comportamento dinâmico do acionamento de avanço;

-Estudo sobre o tempo de resposta e formas de rampas de aceleração;

-Estudo do comportamento de servomotores assíncronos utilizados em acionamentos de avanço.

7) REEERÊNCIAS__BIBLIOGRÁEICAS

- / 01 / ARNOLD, F.; "Mismatching Inertias for Minimum Power",
Machine Design, p. 108-110, out. 1987.
- / 02 / BELTRÃO, P. A. C.; "Furadeira de Coordenadas com Comando
Numérico para Placas de Circuito Impresso", Dissertação
de Mestrado, UFSC, 1991.
- / 03 / BRENTANI, G.; "Considerations on the Locked Rotor Torque
Characteristics of Brushless DC Motors", Motorcon
Proceedings, p. 107-114, 1985.
- / 04 / BOSCH; "Servoantriebssysteme, Gesteuerte Hauptantriebe",
Erbach, catálogo 1990.
- / 05 / BROWN BOVERI, "Servomotores e Acionamentos CA", São Paulo,
catálogo 1990.
- / 06 / CAMARGO, L. F. S.; "Mesa de Coordenadas XY para Aplicação
em Microengenharia com CNC", Dissertação de Mestrado,
UFSC, 1988.
- / 07 / CARLISLE, B.; "Simplifying Gantry Control with Linear
Motors", Machine Design, p. 99-102, set. 1988.
- / 08 / CARLSON, R.,.; BLAETH, Y.; "O Servomotor Síncrono a Imãs",
Máquinas e Metais, p. 48-53, nov. 1987.

- / 09 / CUNHA, H. C.; "Servomotores em Robótica e Máquinas-Ferramenta", Eletricidade Moderna, p.44-50, nov. 1986.

- / 10 / D'AZZO, J. J.; HOUPIS, C. H.; "Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares", Editora Guanabara Dois, Rio de Janeiro, 1984.

- / 11 / EMERSON ELECTRONIC; "Electronic Motion Control", U.S.A., catálogo 1991.

- / 12 / FLEISHER, W.; "How to Select DC Motors", Machine Design, p.99-103, nov. 1988.

- / 13 / FLEMING, T.; "Synchro/resolver Converters Bring Low Cost and Small Size to Motion-Control Systems", EDN, p. 61-67, out. 1986.

- / 14 / FORSYTH, W.; GENNUSO, P.; "Servo Trade-offs: How to Determine which servo Drive System is Best Suited to Your Application", Motorcon Proceedings, p. 408-419, 1982.

- / 15 / GALLANT, J.; "As Brushless DC Motors Decrease in Cost, Designers find them much more Practicable", EDN, p. 71-75, set. 1988.

- / 16 / GATES; "Correias e Polias Sincronizadoras", São Paulo, catálogo 1990.

- / 17 / GEVATTER, H.-J.; GE, J.; "Die Dynamik feinwerktechnischer Gleichstrommotoren", *Feinwerktechnik & Messtechnik* 98, p.199-203, 1990.
- / 18 / GICK, B.; MUTSCHLER, P.; SCHULTZE, S.; "Kommunikation bei Antrieben", *etz* Bd. 112, Heft 17, p.906-918, 1991.
- / 19 / GROSS, H.; "Elektrische Vorschubantriebe fuer Werkzeugmaschinen", Berlin/Muenchen, Siemens-Aktiengesellschaft, 1981.
- / 20 / GYORKI, J.; "New Motor Designs Make Motion Control Easier", *Machine Design*, p. 134-139, out. 1988.
- / 21 / HAUSER, "Brushless Servoverstaerker", Offenburg, catálogo 1991
- / 22 / HEINEMANN, G.; LEONHARD, W.; "Self-tuning Field Orientated Control of an Induction Motor Drive", *Proceedings of 1990 International Power Electronics Conference*, p. 465-472, Tóquio, 1990.
- / 23 / HEWLETT-PACKARD; "The Fourier Transform: A Mathematical Background", U.S.A., manual 1991.
- / 24 / HOPPER, E.; "New Thoughts on Interfacing Servo-Drives to Controls", *Motorcon Proceedings*, p. 375-380, 1982.

- / 25 / INFRANOR ; "Die Auswahl von Servomotoren unter Dynamischen Gesichtspunkten", Sonderdruck, Berlin, 1991.
- / 26 / JONES, D.; "Performance Characteristics of DC Motors, Both Brush and Brushless in Incremental Motion Systems", Motorcon Proceedings, p. 392-407, 1982.
- / 27 / KIEF, H.; "NC Handbuch '86", NC Handbuch-Verlag, Becker Druck, 1986.
- / 28 / KOHN, F.; "The Problem in Selecting the Proper DC Servo Drive System", Motorcon Proceedings, p. 420-435, 1982.
- / 29 / KREIDER, D.; KULLER, R.; OSTBERG, D.; PERKINS, F.; "Introdução à Análise Linear", Editora Universidade de Brasília, 1972.
- / 30 / KRUGER, P. R.; "Servoacionamentos vistos como Ferramentas para Automatização Industrial", Anais do II Seminário Internacional de Motores Elétricos e Acionamentos Reguláveis, São Paulo, 1991.
- / 31 / LADUZINSKY, A.; "Servos Gain in Performance, Software Helps Built Systems", Control Engineering, set. 1992.
- / 32 / LEHMANN, R.; "Entwicklungstendenzen der Servoantriebstechnik", Elektronik, Heft 8, p. 130-136, 1988.
- / 33 / LEONHARD, W.; "Elektroantriebe - die universellen Energiewandler", Siemens-Zeitschrift 1, 1989.

- / 34 / LEONHARD, W.; LESSMEIER, R.; "Microprocessor-controlled AC Servo Drives with Synchronous or Induction Motors : Which is Preferable?", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 1-A, 1986.
- / 35 / LEONHARD, W.; "Microcomputer Control of High Dynamic Performance AC-Drives", Automática, vol. 22, p. 1-19, 1986.
- / 36 / LEONHARD, W.; ROJEK, P.; "Schnelle Koordinatentransformation und Führungsgroessenerzeugung fuer bahngefuehrte Industrieroboter", Robotersysteme 2, p. 73-81, Springer-Verlag, 1986.
- / 37 / LICHTBLAU, M.; "Uma Contribuição ao Estudo da Dinâmica de Posicionadores", Dissertação de Mestrado, UFSC, 1989.
- / 38 / LIPO, T. A.; "New Reluctance Machine Concepts for Variable Speed Drives", University of Wisconsin-Madison, U.S.A., 1991.
- / 39 / MARTIN, C. A.; "Dinâmica de Sistemas de Comando e Servo-mecanismos", Polígrafo de Pós-Graduação, UFSC, 1984.
- / 40 / MESHKAT, S.; "A Servo System Parameter Identification for Optimum Compensation Design", Motorcon Proceedings, p. 348-354, 1985.

- / 41 / MESHKAT, S.; "Brushless Servo System with Expanded Torque-Speed Operating Range", Motorcon Proceedings, p. 96-106, 1985.

- / 42 / MICRON, "Planetary Gearbox", New York, catálogo 1990.

- / 43 / OLESEN, O.; "Simpler Routes to Position Control", Machine Design, p. 143-147, mar. 1989.

- / 44 / OLOMSKI, J.; "Bahnplanung und Bahnfuehrung von Industrierobotern", Fried. Vieweg & Sohn, Braunschweig, 1989.

- / 45 / PACIFIC SCIENTIFIC; "Brushless Servosystems", Rockford, manual 1992.

- / 46 / PELSTER, G.; "Ball Splines: Combine Linear and Rotary Motion", Machine Design, p. 126-129, abr. 1989.

- / 47 / PRAUTZSCH, F.; "Power-Rate : ein Hilfsmittel zur Kleinmotoren-Auswahl fuer Positionierantriebe", Feinwerktechnik & Messtechnik 95, p. 171-174, Carl Hanser Verlag, 1987.

- / 48 / ROBBINS & MYERS; "DC Motors, Speed Controls and Servo Systems", Electro-Craft, Minnesota, 1989.

- / 49 / SCHMIDT, W.; "Elektrische Antriebstechnik-Branche mit Vergangenheit und Zukunft", etz Bd. 112, Heft 17, p. 902-904, 1991.

- / 50 / SCHNELL, G.; "Roboterantriebe bezueglich des Dynamischen Verhaltens Auswaehlen", Feinwerktechnik & Messtechnik 98, p. 375-380, Carl Hanser Verlag, 1990.

- / 51 / SIEB & MEYER; "AC-Servoverstaerker fuer Buerstenlose Motoren", Luenebeck, catálogo 1990.

- / 52 / STAR; "Linear Modules with Integral STAR Ball Rail Systems", Schweinfurt, catálogo 1989.

- / 53 / STUTE, G.; "Regelung an Werkzeugmaschinen", Carl Hanser Verlag, Muenchen/Wien, 1981.

- / 54 / SZALAY, F.; "Die Optimierung der Getriebeuebersetzung bei Beschleunigungsantrieben", Werkstatt und Betrieb 109, p. 69-72, 1976.

- / 55 / THK; "LM Systems, Ball Screws", Tóquio, catálogo 1988.

- / 56 / TOMASEK, J.; "Velocity and Position Feedback in Brushless DC Servo Systems", Motorcon Proceedings, p. 61-74, 1985.

- / 57 / WECK, M.; "Werkzeugmaschinen - Band 3 : Automatisierung und Steuerungstechnik", VDI-Verlag, Duesseldorf, 1978.

- / 58 / WECK, M.; YE, G.; "Anforderungskatalog an Elektrische Servoantriebssysteme bei NC-Maschinen", etz Bd. 111, Heft 6, p. 282-285, 1990.

/ 59 / WEG AUTOMAÇÃO, "Servoacionamentos CA", Florianópolis, 1990.

/ 60 / WEG AUTOMAÇÃO, "Servoacionamentos CC", Florianópolis, 1990.

/ 61 / WEG AUTOMAÇÃO, "Introdução à Máquina Síncrona Autopilotada e sua Analogia com o Motor CC", Polígrafo 1989.

/ 62 / WEH, H.; "Directly-Driven Permanent-Magnet Excited Synchronous Generator for Variable Speed Operation", Sonderdruck, Institut fuer Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen, Braunschweig, 1990.

/ 63 / ZIMMERMANN, P.; "Electronically Commutated DC Feed Drives for Machine Tools", Motorcon Proceedings, p. 69-86, 1982