

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
CURSO DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

MON
62-551.154
V9121
TES/MEM

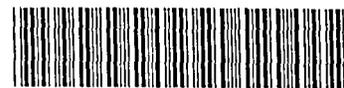
**SINTONIA DE CONTROLADORES PID
A PARTIR DO MÉTODO DO RELÉ**

Dissertação apresentada
à Universidade Federal de Uberlândia por:

JUAN CARLOS VILLADIEGO TORRES

como parte dos requisitos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Mecânica

SISBI/UFU



1000215452

Aprovada por:

Prof. Dr. José Francisco Ribeiro - (UFU) - Orientador
Prof. Dr. Valder Steffen Júnior - (UFU)
Prof. Dr. Ricardo Pereira Pacheco - (UNIMINAS)

Uberlândia, 20 de Agosto de 2004

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
BIBLIOTECA



SISBI/UFU
215452

FU000324969

FICHA CATALOGRÁFICA

V712s Villadiego Torres, Juan Carlos, 1974-
Sintonia de controladores PID a partir do método do relé / Juan Carlos
Villadiego Torres. - Uberlândia, 2004.
102f. : il.
Orientador: José Francisco Ribeiro.
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia, Curso de
Engenharia Mecânica.
Inclui bibliografia.
1. Controladores programáveis - Teses. 2. Sistemas de controle digital –
Teses. 3. Engenharia Mecânica – Teses. I. Ribeiro, José Francisco. II.
Universidade Federal de Uberlândia, Curso de Pós-Graduação em
Engenharia Mecânica. III. Título.

CDU: 62-55



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA
Av. João Naves de Ávila, 2121 - 38400-902 Fone: 0XX(34)32394149 Ramal 42
FAX: 0XX(34)32394282 - Campus Santa Mônica - Uberlândia MG



ALUNO: Juan Carlos Villadiego Torres

NÚMERO DE MATRÍCULA: 5021559-8

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Mecânica dos Sólidos e Vibrações

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA: NÍVEL MESTRADO

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO:

“Sintonia de Controladores PID a partir do Método do Relé”

ORIENTADOR: Prof. Dr. José Francisco Ribeiro

A Dissertação foi APROVADA, em reunião pública realizada na sala 218 do bloco 1M, Campus Santa Mônica, em 20 de agosto de 2004, às 09h00min, com a seguinte Banca Examinadora:

NOME		ASSINATURA
José Francisco Ribeiro, Prof. Dr.	FEMEC/UFU	
Valder Steffen Junior, Prof. Dr.	FEMEC/UFU	
Ricardo Pereira Pacheco, Prof. Dr.	UNIMINAS	

Uberlândia, 20 de agosto de 2004.

A Deus.

Aos meus pais, Rafael e Maria Everlides.

À minha irmã Katia e ao meu irmão Rafael.

Agradecimentos

Ao meu orientador, Tito, pela aprendizagem por ele transmitida, pela força para continuar para frente, pelo apoio, pelo "vai dar tudo certo" e pelas inúmeras correções ao longo deste trabalho.

Aos colegas Patrick e Israel, pela ajuda durante os trabalhos experimentais.

Ao professor Francisco Paulo Lépure Neto, pela colaboração durante os trabalhos no laboratório e por todos os conhecimentos adquiridos nas aulas de vibrações e análise de sinais.

Ao professor Oscar Saúl e à sua família, pela sua amizade, pelos seus constantes conselhos e pelo apoio.

Aos *hermanos* da comunidade hispano-falante residente em Uberlândia.

A todos os que de uma ou outra forma me apoiaram na finalização deste trabalho.

À comunidade FEMEC - UFU pela disponibilização da sua infraestrutura.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - CNPq, pelo apoio financeiro durante a execução desta dissertação.

Torres, J. C. V., 2004, "Sintonia de controladores PID a partir do método do relé", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG.

Resumo

Este trabalho, apresenta duas estratégias de sintonia de controladores PID, baseadas na identificação de sistemas mediante o ensaio do relé. Na primeira delas, chamado método de ajuste a sistemas de segunda ordem - MASO, obtém-se a informação de dois pontos na FRF do sistema, ponto estático e na frequência natural. A segunda abordagem, chamada método de ajuste a sistemas variados - MASV, leva em conta as características do sistema mediante uma análise da sua FRF. Neste método, as escolhas da banda passante e do sistema de referência em malha fechada são feitas automaticamente. Estas duas metodologias foram avaliadas numericamente para três e treze sistemas, respectivamente, e testadas experimentalmente em duas bancadas de laboratório. Para avaliar experimentalmente a primeira metodologia, uma placa eZdsp da *Texas Instruments* baseada no processador digital de sinais TMS320LF2407A, foi utilizada na identificação e síntese do controlador. Nesta bancada, o sistema consistiu-se de uma mesa oscilatória de um grau de liberdade e pouco amortecida. Na implementação experimental do método MASV, os ensaios foram conduzidos numa viga metálica engastada-livre, instrumentada com atuadores PZTs e os algoritmos de identificação e sintonia foram implementados no Simulink[®], associado com dSPACE[®] e os sinais colhidos a través de uma placa de aquisição. A primeira abordagem, MASO, que somente usa sistemas de referência de segunda ordem, mostrou-se como um caso particular da estratégia MASV, que abrange sistemas de referências com múltiplas características. Concluiu-se que os controladores projetados numérica e experimentalmente conseguiram satisfazer as condições de projeto impostas, para sistemas de um grau e múltiplos graus de liberdade com baixo amortecimento. O uso de tecnologias baseadas nos processadores digitais de sinais revelaram-se importantes ferramentas nas aplicações do controle digital de sistemas.

Palavras Chave: identificação, controlador PID, sintonia, processador DSP, TMS320.

Torres, J. C. V., 2004, "PID controller tuning based on relay method", Master of Science Dissertation. Universidade Federal de Uberlândia, MG.

Abstract

In this work, two tuning strategies for PID controllers, based on system identification using relay test, were presented. In the first of them, named Second Order System Tuning - MASO, two points of the FRF are known, static and natural frequency points. In the second one, named Variety System Tuning - MASV, system features were collected after analysing its FRF. In this method, closed loop bandwidth and closed loop transfer function were selected automatically. These two approaches were numerically and experimentally tested for three and thirteen systems respectively using two lab benches. For testing the first methodology, a Texas Instruments eZdsp card, based on a TMS320LF2407A DSP processor, was employed to identify the system and to tune the PID controller. In this workbench, the system was a one degree-of-freedom low damped oscillating table. To develop the MASV method, a cantilevered beam was tested using piezoelectric - PZT - actuators. Identification and tuning algorithms were programmed on Simulink[®], associated in dSPACE[®] and gathered using a signal acquisition card. The first approach, made by MASO, only uses second order reference systems, showed like a particular case from MASV strategy, which take into account a diversity of reference systems. Main conclusions showed that numerical and experimental designed controllers for one and multiple degree-of-freedom low damped systems, were satisfactories, because they achieved better controlled behaviors than the required conditions. Also, digital signal processor technology was considered as a powerful tool on digital control system applications.

Keywords: identification, PID controller, tuning, DSP processor, TMS320.

Sumário

Lista de Figuras	i
Lista de Tabelas	vi
Lista de Símbolos	vii
1 Introdução	1
2 Controladores PID e a sua sintonia	7
2.1 Introdução	7
2.2 Controladores PID	8
2.3 Sintonia de controladores PID	10
2.3.1 Métodos de sintonia de Ziegler-Nichols	12
2.3.2 Método de sintonia baseado no ensaio do relé realimentado	16
3 Métodos de sintonia baseados na identificação de dois e múltiplos pontos na função de resposta em frequência	26
3.1 Introdução	26
3.1.1 Método de sintonia a sistemas de segunda ordem - MASO, a partir de dois pontos da FRF	27
3.1.2 Método de sintonia a sistemas de segunda ordem a partir de vários pontos da FRF	30
3.1.3 Método de sintonia a sistemas variados - MASV, a partir de múltiplos pontos da FRF	36
4 Avaliação numérica dos procedimentos de identificação e sintonia	44
4.1 Introdução	44
4.2 Resultados numéricos do Método de ajuste a sistemas de segunda ordem - MASO	45
4.3 Resultados numéricos do Método de ajuste a sistemas variados - MASV	47
4.4 Análise dos resultados	70

5	Avaliação experimental das abordagens MASO e MASV	74
5.1	Introdução	74
5.2	O controle de uma mesa vibratória	74
5.3	O controle de uma viga flexível	79
6	Conclusão	90
	Referências Bibliográficas	95
Anexo I	Processadores Digitais de Sinais - DSPs	98
I.1	Descrição da placa eZdsp 2407	99
I.2	Especificações técnicas do DSP TMS320LF2407A	99
I.3	Módulos do DSP TMS320LF2407A	101
I.4	Ambiente de trabalho	102

Lista de Figuras

1	Publicações de regras de sintonia desde 1942 até o ano 2000, O'Dwyer (2000).	1
2	Sistema de aquisição e controle baseado num DSP	5
3	Controlador PID em arranjo a) paralelo e b) serial.	9
4	Método de resposta ao degrau de Ziegler-Nichols.	13
5	Diagrama de Nyquist de um sistema $G(s)$	14
6	Sistema em malha fechada com ganho proporcional.	14
7	Ensaio de sintonia mediante o uso do relé realimentado.	17
8	Resposta do sistema para o sinal de entrada do relé tipo onda quadrada, defasada em -180 graus.	17
9	Relé com histerese.	20
10	Relé com <i>bias</i> e com histerese.	21
11	Sinais de entrada u e saída y no ensaio do relé com <i>bias</i> e histerese.	21
12	Relé modificado realimentado, Hang <i>et al.</i> (2002).	22
13	Sinais de entrada e saída do ensaio do relé com degrau.	24
14	Diagrama do relé realimentado.	27
15	Diagrama em malha aberta do sistema controlador e do sistema de referência.	28
16	Ensaio do relé realimentado com sinal de referência $Ref(t)$ não nula.	31
17	Resposta do sistema e sinal do relé ao longo do tempo.	45
18	Ponto estático e na frequência natural, identificados usando o ensaio do relé realimentado	46
19	Planta #1. $G_p(s) = \frac{5685}{s^2 + 1.508s + 5685}$ Resposta ao degrau dos sistemas controlado e desejado em malha fechada	47

20	Fluxograma da simulação numérica do procedimento de identificação do sistema e sintonia do controlador PID.	48
21	Ensaio do relé simulado para uma referência em função do sinal do integrador na forma: $Ref(t) = Nref(pc - vl) + vl$	49
22	Planta #1: $\frac{39.48}{s^2 + 0.628s + 39.48}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	51
23	Planta #1: $\frac{39.48}{s^2 + 0.628s + 39.48}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	51
24	Planta #1: $\frac{39.48}{s^2 + 0.628s + 39.48}$. Resposta ao degrau.	52
25	Planta #2: $\frac{1}{(s+1)^5}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	52
26	Planta #2: $\frac{1}{(s+1)^5}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	53
27	Planta #2: $\frac{1}{(s+1)^5}$. Resposta ao degrau.	53
28	Planta #3: $\frac{-s+1}{(s+1)^3}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	54
29	Planta #3: $\frac{-s+1}{(s+1)^3}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	54
30	Planta #3: $\frac{-s+1}{(s+1)^3}$. Resposta ao degrau.	55
31	Planta #4: $\frac{-s+1}{s+1}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	55
32	Planta #4: $\frac{-s+1}{s+1}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	56
33	Planta #4: $\frac{-s+1}{s+1}$. Resposta ao degrau.	56
34	Planta #5: $\frac{1}{s+1} e^{-s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	57
35	Planta #5: $\frac{1}{s+1} e^{-s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	57
36	Planta #5: $\frac{1}{s+1} e^{-s}$. Resposta ao degrau.	58
37	Planta #6: $\left(\frac{1}{(s+1)^2} + \frac{0.5}{s+0.5} \right) e^{-0.5s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	58

38	Planta #6: Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	59
39	Planta #6: $\left(\frac{1}{(s+1)^2} + \frac{0.5}{s+0.5}\right) e^{-0.5s}$. Resposta ao degrau.	59
40	Planta #7: $\frac{1}{(s+1)^3} e^{-0.5s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	60
41	Planta #7: $\frac{1}{(s+1)^3} e^{-0.5s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	60
42	Planta #7: $\frac{1}{(s+1)^3} e^{-0.5s}$. Resposta ao degrau.	61
43	Planta #8: $\frac{25}{(s+1)(s+3)(s^2+2s+25)} e^{-3s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	61
44	Planta #8: $\frac{25}{(s+1)(s+3)(s^2+2s+25)} e^{-3s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	62
45	Planta #8: $\frac{25}{(s+1)(s+3)(s^2+2s+25)} e^{-3s}$. Resposta ao degrau.	62
46	Planta #9: $\frac{144(1-s)}{(1+s)(s^2+4.8s+144)} e^{-0.3s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	63
47	Planta #9: $\frac{144(1-s)}{(1+s)(s^2+4.8s+144)} e^{-0.3s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	63
48	Planta #9: $\frac{144(1-s)}{(1+s)(s^2+4.8s+144)} e^{-0.3s}$. Resposta ao degrau.	64
49	Planta #10: $\frac{729}{(s+1)(s+3)(s+9)(s+27)}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	64
50	Planta #10: $\frac{729}{(s+1)(s+3)(s+9)(s+27)}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	65
51	Planta #10: $\frac{729}{(s+1)(s+3)(s+9)(s+27)}$. Resposta ao degrau.	65
52	Planta #11: $\frac{0.57}{(8.6s+1)^2} e^{-s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	66
53	Planta #11: $\frac{0.57}{(8.6s+1)^2} e^{-s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	66
54	Planta #11: $\frac{0.57}{(8.6s+1)^2} e^{-s}$. Resposta ao degrau.	67

55	Planta #12: $\frac{1}{(s+0.01)(s+10)^3} e^{-10s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	67
56	Planta #12: $\frac{1}{(s+0.01)(s+10)^3} e^{-10s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	68
57	Planta #12: $\frac{1}{(s+0.01)(s+10)^3} e^{-10s}$. Resposta ao degrau.	68
58	Planta #13: $\frac{1}{(s+2)}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.	69
59	Planta #13: $\frac{1}{(s+2)}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.	69
60	Planta #13: $\frac{1}{(s+2)}$. Resposta ao degrau.	70
61	(a) Banda passante imposta: 0.1 [rad/s]. (b) Banda passante calculada automaticamente: 0.02325 [rad/s]	73
62	Bancada experimental usando uma mesa vibratória de um grau de liberdade.	75
63	Diagrama esquemático da eletrônica de interface projetada.	76
64	Circuito eletrônico do filtro que converte o sinal de saída PWM num sinal analógico e condiciona o sinal do sensor	76
65	FRF e coerência do filtro projetado para o sinal PWM. Freqüência de corte 120 [Hz]	77
66	Diagrama da manipulação de sinais na bancada da mesa oscilatória.	78
67	Sinais de excitação e resposta da mesa vibratória de 1 GDL durante o ensaio do relê	78
68	Função resposta em freqüência do controlador PID da mesa oscilatória	79
69	Sinal de controle e resposta do sistema para uma referência quadrada 0.1 [V] de amplitude e $f = 0.2$ [Hz].	80
70	Sinal de controle e resposta do sistema para uma referência senoidal 0.1 [V] de amplitude e $f = 0.2$ [Hz].	80
71	Bancada experimental da viga engastada-livre	81
72	Representação esquemática da bancada para o sistema contínuo viga engastada-livre.	82

73	Fluxograma para identificação implementado no dSPACE, usando o ensaio do relé modificado	83
74	Fluxograma implementado no dSPACE para o sinal de controle.	83
75	Resposta observada no sistema a entrada degrau para identificar o nível DC.....	84
76	Sinal assimétrico do relé durante o ensaio de identificação. Estados transitório e permanente.	84
77	Resposta do sistema durante o ensaio do relé. Estado transitório e estabilização na frequência natural.	85
78	Função resposta em frequência da viga engastada-livre e função de coerência para 20 ensaios. Frequências naturais: $fn_1 = 40.84$ [rad/s] = 6.5 [Hz], $fn_2 = 246.34$ [rad/s] = 39.2 [Hz].	85
79	Comportamento do sistema controlado com referência quadrada, amplitude de 0.2 [V] e frequência 0.1 [Hz]	87
80	Comportamento do sistema controlado com referência quadrada, amplitude de 0.2 [V] e frequência 0.5 [Hz]	87
81	Comportamento do sistema controlado com referência senoidal, amplitude de 0.2 [V] e frequência 0.3 [Hz]	88
82	Comportamento do sistema controlado com referência senoidal, amplitude de 0.2 [V] e frequência 1.4 [Hz]	88
83	Ensaio para identificar o tempo de atraso do sistema	89
84	Identificação de portas na placa eZdsp 2407, fonte: Spectrum Digital Inc., 2000.	100

Lista de Tabelas

1	Evolução da tecnologia dos processadores DSP, Mastem e Panahi (1997)	4
2	Classificação de 16 modelos para sistemas SISO	11
3	Parâmetros do método de resposta ao degrau de Ziegler-Nichols.	12
4	Parâmetros do método de resposta em frequência de Ziegler-Nichols.	14
5	Função de transferência desejada em malha fechada	41
6	Função de transferência da planta, do sistema desejado em malha fechada Td(s) e parâmetros do controlador PID	46
7	Características no tempo do sistema controlado baseado na identificação de dois pontos.	47
8	Características mais relevantes de cada planta	50
9	Funções transferência do sistema desejado em malha fechada Td(s) e do controlador PID.	71
10	Características observadas no tempo. Overshoot, Tempo de subida e Tempo de acomodação para dez ensaios.	71
11	Componentes da bancada da mesa oscilatória	77
12	Parâmetros do controlador PID para a mesa vibratória de 1 GDL	79
13	Componentes da bancada da viga engastada-livre	82
14	Parâmetros do controlador PID calculado do ensaio experimental para uma viga engastada-livre	86
15	Pólos e zeros do controlador PID da viga.	86
16	Gerações das famílias dos DSPs	98
17	Principais funções dos conectores da placa eZdsp 2407	99

Lista de Símbolos

Símbolo	Descrição
a	amplitude da resposta do sistema no ensaio padrão do relé
a_1, a_2, a_3, a_4, a_5	constantes do denominador do modelo de quinta ordem com atraso
a_p	parte real de $G_p(j\omega_c)$
a_r	parte real de $G_r(j\omega_c)$
a_z	parâmetro da resposta ao degrau no método ao degrau de Ziegler-Nichols
A_u, A_d	amplitudes de saída do relé com bias e histerese
b_1, b_2, b_3, b_4, b_5	constantes do numerador do modelo de quinta ordem com atraso
b_p	parte imaginária de $G_p(j\omega_c)$
b_r	parte imaginária de $G_r(j\omega_c)$
c_p	parte real de $G_p(j\omega_{dc})$
c_r	parte real de $G_r(j\omega_{dc})$
d	amplitude do relé
d_p	parte imaginária de $G_p(j\omega_{dc})$
d_r	parte imaginária de $G_r(j\omega_{dc})$
e	erro entre o sinal de referência e a saída
E	esperança ou média
f_c	frequência natural [Hz]
G_{DC}	ganho estático do sistema
$G_p(j\omega_c)$	função resposta em frequência do sistema na frequência natural
$G_p(j\omega_{dc})$	função resposta em frequência do sistema no ponto estático
$G_r(j\omega_c)$	função resposta em frequência da referência na frequência natural
$G_r(j\omega_{dc})$	função resposta em frequência da referência no ponto estático
\widetilde{G}_r	FRF média para os N_e ensaios
G_c	função transferência do controlador PID
G_m	função de transferência do modelo
j	número imaginário puro
K	ganho DC do sistema
k	amostra
K_u	ganho crítico do método de resposta em frequência de Ziegler-Nichols
K_d	parâmetro derivativo do controlador PID
K_i	parâmetro integral do controlador PID
K_m	ganho DC do modelo
K_p	parâmetro proporcional do controlador PID
m	conjunto de inclinações do diagrama de Bode
m_{lf}	inclinação da curva de magnitude entre os pontos de frequências ω_s e ω_t
MP	componente de fase mínima
N	número total de pontos adquiridos ou amostras
$N(a)$	função descritiva cujo inverso negativo descreve oscilações do relé com histerese
N_e	número total de ensaios
NMP	componente de fase não-mínima
N_{ref}	valor de referência simétrico do relé para cada período, no ensaio modificado
p	ponto conhecido no diagrama de Nyquist

Símbolo	Descrição
pc	valor pico do sinal do integrador em cada período
PID	ganhos do controlador PID: K_p , K_i e K_d
r	ponto de projeto desejado no diagrama de Nyquist
R	fator que estabelece o número de pontos abaixo da primeira frequência natural
r_c	magnitude da função transferência do controlador
r_p	magnitude conhecida da função transferência da planta
r_r	magnitude desejada da função transferência da planta
Ref	sinal de referência
s	domínio contínuo
S_{uu}, S_{yy}	funções densidade autoespectrais da entrada e saída respectivamente
S_{uy}	funções densidade espectral cruzada
SSP	posição do pólo estável lento
t	tempo
T	constante de tempo do sistema ou do controlador
T_c	período de oscilação do relé
T_f	tempo final do ensaio do relé
T_{m1}, T_{m2}, T_{m3}	constantes de tempo dos modelos de processos de ordem superior
T_s	tempo de amostragem
T_u	período crítico do método de resposta em frequência de Ziegler-Nichols
T_d	tempo derivativo do controlador PID
$Td(s)$	sistema desejado em malha fechada
T_i	tempo integral do controlador PID
Tm	constante de tempo do modelo
u	sinal de controle
U	transformada rápida de fourier do sinal de controle
U^*	complexo conjugado de U
\tilde{u}	sinal de entrada no sistema no tempo, janelado exponencialmente
\tilde{U}	transformada rápida de fourier do sinal de entrada \tilde{u} , janelado exponencialmente
vl	valor vale do sinal do integrador em cada período
w	frequência [rad/s]
$w_{(i)}^{coe}$	frequências identificadas e selecionadas sob o critério de elevada coerência
w_1, w_2	frequências consecutivas, pertencentes ao conjunto Ω
w_b	largura de banda em malha fechada
w_c	frequência natural, frequência de oscilação do relé
w_n	frequência natural desejada
w_s, w_t	frequências tais que $w_s < 0.2 \cdot w_b < w_t$
w_u	frequência de cruzamento na curva de Nyquist ou frequência do relé
Y	transformada rápida de fourier da resposta do sistema
\tilde{y}	sinal de resposta do sistema no tempo, janelado exponencialmente
\tilde{Y}	transformada rápida de fourier da resposta \tilde{y} , janelado exponencialmente

Letras Gregas Descrição

α	decaimento exponencial
α_m	relação tempo derivativo, tempo integral no método modificado de Ziegler-Nichols
α_p	coeficiente da amplitude do relé parasita
β	índice do número de ensaio realizado
$\gamma_{u,y}^2$	função de coerência entre os sinais de entrada U e saída Y
$\tilde{\gamma}_{u,y}^2$	função de coerência entre os sinais de entrada \tilde{U} e saída \tilde{Y}
δ	condição final em amplitude da janela exponencial
ε	histerese do relé
η	períodos pertencentes ao regime estacionário
μ_0	<i>bias</i> do relé
ξ	fator de amortecimento
σ^2	variância
τ	tempo de atraso do sistema
$\hat{\tau}$	tempo de atraso estimado
τ_m	tempo de atraso do modelo
ϕ_i	elementos do conjunto de frequências Φ
Φ	conjunto de médias geométricas das frequências adjacentes
φ_c	ângulo de fase do controlador PID
φ_p	ângulo de fase da planta
φ_r	ângulo de fase da referência
ψ_d	frequência onde pretende-se calcular a componente de fase não mínima
Ω	conjunto de frequências identificadas

Capítulo 1

Introdução

A simplicidade no uso e na sintonia, associada à eficiência e principalmente à robustez, fazem do controlador Proporcional, Integral e Derivativo (PID) a técnica mais utilizada quando se observam as plantas industriais modernas. Na indústria do papel, por exemplo, 98% dos ciclos de controle utilizam controladores do tipo PID, O'Dwyer (2000).

A sintonia adequada do PID, ou seja, o cálculo correto dos seus parâmetros, é fundamental para o sucesso do controlador. Inúmeras técnicas de sintonia vêm sendo desenvolvidas ao longo dos anos. A primeira dessas técnicas de sintonia, desenvolvida por Ziegler-Nichols em 1942, ainda surpreende por ser largamente aplicada até hoje devido à sua simplicidade e eficiência. A partir das idéias de Ziegler-Nichols, foram desenvolvidas uma ampla variedade de métodos de sintonia por diferentes autores, que se comprova com o aumento de publicações científicas ao longo dos anos sobre este assunto, como ilustra a Figura 1. Em geral, esses métodos podem ser divididos em dois grupos: métodos de sintonia direta e métodos de sintonia indireta, Vranić e Strmnik (1999). O método direto não requer um modelo do processo, enquanto que no método indireto são calculados os parâmetros do controlador a partir de um modelo previamente identificado do processo.

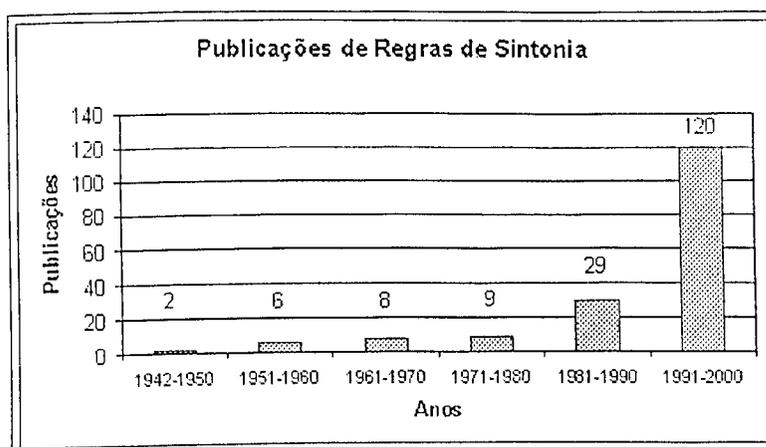


Figura 1- Publicações de regras de sintonia desde 1942 até o ano 2000, O'Dwyer (2000).

Dentre os métodos de sintonia o proposto por Ziegler e Nichols em 1942 é o pioneiro e ainda, como já mencionado, largamente empregado. Devido às limitações inerentes a esse método, Aström e Hägglund propuseram em 1988 o ensaio do relé realimentado no qual as oscilações

introduzidas na planta podem ser mantidas sob controle. Neste ensaio, o sistema é excitado e são adquiridos os valores de amplitude e fase numa frequência próxima à frequência crítica. Aström e Hägglund (1988) sugerem expressões para encontrar os parâmetros do controlador PID. Posteriormente, inúmeras pesquisas modificaram o ensaio do relé realimentado com a finalidade de adequá-la a múltiplos processos.

Woodyatt e Middleton (1997) propuseram uma metodologia que identifica num primeiro momento certas características da planta e a partir daí, seleciona o comportamento desejado para a planta em malha fechada e projeta o controlador. É portanto, o método de ajuste a sistemas variados (MASV), que considera o atraso presente na planta, a presença de pólos lentos, se a planta é ou não de fase não mínima, o grau relativo, etc.

Wang *et al.* (1997, 1999) implementaram um controlador PID cuja sintonia baseia-se na identificação da função resposta em frequência do sistema utilizando o método de relé realimentado. A FRF é obtida janelando exponencialmente os sinais de resposta do sistema e do relé.

Andersson (2000) avalia três metodologias de sintonia de PID. Todas baseadas na análise do transiente da resposta ao degrau e duas delas envolvem otimizações não convexas com restrições. A terceira, denominada sintonia lambda, que identifica um parâmetro do processo, revelou-se adequada para uma larga gama de processos industriais.

Lequin *et al.* (2002) comparam a técnica de sintonia iterativa realimentada, *IFT*, dos parâmetros do PID com três regras clássicas de sintonia comumente usadas na indústria. O método iterativo de sintonia realimentada, *IFT*, é uma técnica sem modelo para a otimização dos parâmetros de um controlador de estrutura fixa que usa a resposta do sistema em malha fechada. Nesse método, os parâmetros são otimizados levando-se em conta o erro entre a saída desejada e a controlada, aplicando-se sobre o erro e os sinais de controle, filtros de pesos no domínio da frequência. No trabalho de Lequin *et al.* (2002), é apresentada uma variação desse método onde os sinais de controle e de saída são modificados por pesos no domínio do tempo, o que possibilita dar maior ou menor importância às diferentes partes da resposta no tempo. Este método produziu resultados significativamente melhores quando comparados com os controladores sintonizados mediante os métodos de Ziegler-Nichols e do erro quadrático integral, *ISE*. No entanto, se mostrou equivalente ao método de controle interno do modelo, *IMC*.

Cardoso (2002) discute as principais metodologias de auto-sintonia baseadas no ensaio do relé e propõe dois métodos de sintonia automática de controladores PID. O primeiro é um método que identifica a Função de Resposta em Frequência (FRF) do sistema a partir do ensaio do

relé simples, usando um compensador e um sinal de referência automático variável. Neste método, os ganhos do controlador PID são encontrados ajustando-se a resposta do conjunto sistema+controlador a uma resposta desejada em malha aberta nas regiões identificadas com confiança. O segundo método, mais simples, consiste na identificação de apenas dois pontos da FRF sendo os ganhos do PID obtidos a partir da solução de um sistema de equações algébricas.

Chidambaram e Padma (2003) propõem um método simples de sintonia de um PID para modelos com atraso. O método consiste em encontrar os coeficientes das correspondentes potências do numerador e denominador da função de transferência de malha fechada para um problema com *servo*.

Skogestad S. (2003) apresenta uma técnica analítica bastante simples para a sintonia de um controlador PID que resulta num bom comportamento em malha fechada. Partindo do modelo original, obtém-se um modelo aproximado que contém duas variáveis, uma para o atraso de primeira ordem e outra, opcional, para o atraso de segunda ordem. As regras propostas foram avaliadas para 25 processos e demonstraram ser robustas quando comparadas com outras regras de sintonia.

Ho *et al.*(2003) auto-sintonizam o controlador PID para obter uma margem de fase e uma largura de banda desejada.

Söylemez *et al.*(2003) desenvolveram um procedimento rápido de cálculo de controladores PID, mediante a caracterização de regiões onde estes controladores se estabilizam, baseando-se na informação dos últimos anos de todos os controladores PID estabilizáveis. Partindo das bordas das regiões de estabilidade absoluta e relativa no espaço dos parâmetros do PID, apresenta-se um novo método que mantém fixo o valor de K_p , e os valores restantes, K_i e K_d , são representados em forma de poliedros bidimensionais, muito mais simples e fáceis de determinar quando comparados com os métodos dos trabalhos anteriores. Este método, segundo os autores, abre portas para a análise completa e rápida de novas técnicas de controle robusto e/ou em tempo real.

Uma questão importante na síntese de controladores PIDs é a facilidade de implementação das técnicas de sintonia em ambientes industriais.

A tecnologia digital disponibiliza atualmente muitas alternativas, particularmente em relação aos Processadores Digitais de Sinais (DSP). Os DSPs são componentes eletrônicos com: (i) altos níveis de desempenho na execução de operações matemáticas repetitivas e complexas, (ii) elevada capacidade de armazenamento de dados, (iii) alta velocidade de processamento e (iv) pequenas dimensões com baixo custo.

O processamento digital de sinais iniciou-se em torno de 1960 com os primeiros computadores, que por seu alto custo somente eram usados em 4 áreas vitais: radar e sonar, exploração de petróleo, exploração do espaço e nas imagens médicas.

Em 1982 a TI (*Texas Instruments*) introduziu no mercado seu primeiro DSP programável de propósito geral, o TMS32010, que operava a 5 MIPS (Milhões de Instruções por Segundo). Em 1988 surgiu o primeiro DSP ponto flutuante da indústria, o TMS320C3x, para aplicações tais como correio de voz, fax gráficos 3D e escaneres de código de barras, ao mesmo tempo em que o TMS320C1x se convertia no primeiro DSP dirigido à ajuda auditiva.

Em 1992 os DSPs se converteram no setor com maior crescimento no mercado da eletrônica automotiva. A grande capacidade de cálculo matemático em tempo real foi a solução da suspensão ativa, sistema de controle de malha fechada em motores de combustão, sistemas de trajetórias inteligentes e de freios anti-bloqueios.

De acordo com Mastem e Panahi (1997), o alto desempenho dos DSPs somado ao seu elevado grau de compactação e o baixo custo fizeram o sucesso destes componentes eletrônicos. Observa-se que a tendência é deles se tornarem ainda mais compactos, com melhor desempenho, menor tamanho e menor custo, conforme sugere a Tabela 1.

Tabela 1- Evolução da tecnologia dos processadores DSP, Mastem e Panahi (1997)

Característica	Ano		
	1982	1992	2002
Tamanho	50 mm ²	50 mm ²	50 mm ²
Tamanho chip	3.0 μ	0.8 μ	0.18 μ
Operações/segundo	5 MIPS	40 MIPS	3000 MIPS
Freq. Operação	20 MHz	80 MHz	500 MHz
RAM	144 palavras	1K palavras	30K palavras
ROM	1.5K palavras	4K palavras	125K palavras
Preço	\$ 150	\$ 15	\$ 1.5

A aplicação dos DSPs em sistemas de controle e comunicação "on-line" tem crescido vertiginosamente desde o início da sua comercialização no ano de 1980. A variedade de produtos que incluem alguma forma de processamento de sinais digitais tem aumentado consideravelmente nos últimos anos, *Berkeley Design Technology* (2000), sendo que as vendas dos processadores DSPs no ano 2000 cresceram 40% quando comparadas com as de 1999. Tendências e estudos de mercado apontam para uma expansão ainda maior. O informe do ano 2004 até o mês de abril, da organização WSTS (*World Semiconductor Trade Statistics*) apoiada pela SIA (*Semiconductor Industry Association*) conclui que a expansão nas vendas de DSPs na indústria de telefonia celular alcançou o 62.3% do mercado total formado por outros itens tais

como produtos de consumo (DVDs e aparelhos de MP3) com 9.2%, computadores com 5.5%, automóveis com 3 %, etc., atingindo um total de \$2.38 bilhões somente neste período. A projeção da *Forward Concepts* aponta para um crescimento de 20% anual durante os próximos 4 anos (até 2008), *DSP Market Bulletin* (2004).

Não foram apenas os DSPs que evoluíram na última década, mas também os sistemas de suporte e desenvolvimento de produtos que utilizam tais componentes. Hoje, com o suporte de um PC é possível desenvolver programas, "debuggar" seus erros e transferir o software, já testado, do PC para o "chip" DSP. A Figura 2 ilustra estes componentes.

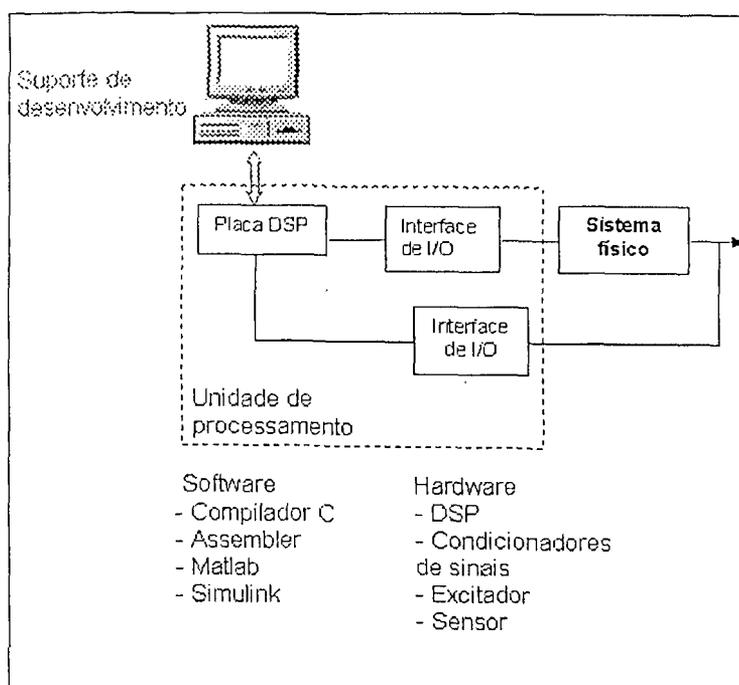


Figura 2- Sistema de aquisição e controle baseado num DSP

Assim, diante da importância dos controladores PID, da necessidade da sintonia periódica dos mesmos, tendo em vista a performance e fazendo uso das possibilidades oferecidas pelos Processadores Digitais de Sinais, pretende-se neste trabalho:

"Estudar, projetar, avaliar numérica e experimentalmente uma metodologia de sintonia de PID, que empregue o método do relé na identificação das características da planta no domínio da frequência. Deseja-se que o método gere um controlador, com um bom índice de automação. Além destas características, o método deve apresentar potencial de implementação em DSPs comerciais de baixo custo".

Este trabalho está organizado da seguinte maneira. No Capítulo 2 apresenta-se uma breve descrição dos controladores PID desde sua origem, apresentando-se as pesquisas mais

relevantes e que descrevem os mais importantes métodos de sintonia de controladores PID. O Capítulo 3 descreve três métodos de sintonia estudados neste trabalho. O primeiro, chamado de método de ajuste a sistemas de segunda ordem - MASO. Os dois primeiros métodos estudados, procuram ajustar a planta controlada a um sistema de segunda ordem utilizando, num caso apenas dois pontos da FRF e no outro vários pontos. O terceiro método de sintonia, chamado de método de ajuste a sistemas variados - MASV, procura, a partir de uma classificação prévia da planta, ajustar o conjunto planta-PID a uma função de transferência específica. No capítulo 4 faz-se uma avaliação numérica das duas metodologias MASO e MASV. No capítulo 5 são apresentados dois testes experimentais que procuram, em condições de laboratório, avaliar experimentalmente as propostas de sintonia MASO e MASV estudadas. Nos experimentos foram utilizadas duas bancadas. A primeira, baseada num processador digital de sinais e um sistema vibratório de um grau de liberdade formado por uma mesa vibratória, instrumentada com um sensor de proximidade e excitada por meio de um dispositivo eletrodinâmico. O processador DSP foi gerenciado usando o Code Composer Studio[®], fornecido pela *Texas Instruments*. A segunda das bancadas é formada por uma viga engastada-livre instrumentada com sensor de proximidade e atuadores piezoelétricos, sendo os sinais manipulados por um DSP, incorporado ao ambiente de trabalho dSPACE[®] acoplado ao Simulink[®]. Finalmente, no Capítulo 6, apresentam-se as conclusões e os desdobramentos desta pesquisa.

Capítulo 2

Controladores PID e a sua sintonia

2.1 Introdução

Controladores que empregam realimentação negativa tem sido utilizados para controlar processos com excelentes resultados desde os primórdios da teoria de controle. É clássica a proposta de James Watt, que no século XVIII, utilizou um governador para aplicar uma quantidade maior ou menor de vapor no seu famoso motor, com o objetivo de controlar a sua velocidade de rotação. Um dos controladores realimentados de maior sucesso são os controladores PID, que após 60 anos da sua proposição, ainda se mantêm no topo do controle industrial de processos.

VanDoren (2003), relata a evolução dos controladores PID, que pode assim ser resumida:

- **1788:** James Watt utiliza no seu motor de vapor um governador, convertendo-se no primeiro dispositivo mecânico realimentado, com características de controle proporcional;
- **1933:** A empresa *Taylor Instruments* (hoje *ABB*), introduz o modelo *Fulscope 56R*, sendo o primeiro controlador proporcional do tipo pneumático totalmente sintonizável;
- **1934-1935:** A empresa *Foxboro* introduz o controlador *Model40*, primeiro controlador, proporcional integral e derivativo, do tipo pneumático;
- **1942:** John G. Ziegler e Nathaniel B. Nichols publicam a famosa regra de sintonia Ziegler-Nichols. Na segunda guerra mundial os controladores PID pneumáticos são utilizados na produção de borracha sintética, combustível de aviões e na primeira bomba atômica U235;
- **1951:** A *Swartwout Company* (hoje parte da *Prime Measurement Products*) introduz a linha de controladores *Autronic*, primeiros controladores baseados na tecnologia de tubos de vácuo, usados na amplificação de sinais acústicos;
- **1959:** A *Bailey Meter Co.* (hoje parte de *ABB*) introduz o primeiro controlador eletrônico totalmente de estado sólido;

- **1964:** A *Taylor Instruments* apresenta o primeiro controlador digital de malha simples, mas não é largamente comercializado;
- **1969:** A *Honeywell* introduz a linha de controladores de processos *Vutronic*, que conta com ação derivativa calculada a partir da variável negativa do processo, em vez de usar diretamente o valor do erro;
- **1975:** A *Process Systems* (hoje *Micon Systems*) introduz o controlador P-200, o primeiro controlador PID baseado num microprocessador;
- **1976:** A *Rochester Instrument Systems* (hoje parte da *AMETEK Power Instruments*) introduz *Media*, o primeiro pacote de implementação digital de controle PI e PID e
- **1980 até hoje:** Uma grande variedade de técnicas de controle alternativo iniciam uma migração da academia à indústria para utilizar malhas de controle mais complexas. Isto inclui, inteligência artificial, controle adaptativo e controle preditivo do modelo.

Ho *et al.* (2003) investigando o uso de controladores PID na indústria canadense de papel, identificaram mais de 2.000 malhas de controle, sendo 97% delas do tipo PI, mas somente 20% delas trabalhavam corretamente na diminuição das não conformidades dos processos, devido em grande parte a problemas de sintonia. Além da questão da má sintonia foram identificados outros tais como: taxas de amostragem do controlador digital muito baixas, falhas no filtro *anti-aliasing*, deficiências na flexibilidade da estrutura do controlador, falhas no controle *feed-forward*, falhas no controle de velocidade, falhas na compensação do tempo de atraso (*dead-time*), falhas na documentação adequada do controlador, entre outras. Com a finalidade de reduzir tais não conformidades, diversos métodos de sintonia têm sido largamente usados na indústria do papel com grande sucesso, *Entech Engineering Inc.* (1993).

O que acontece nas demais indústrias não é muito diferente do observado nas fábricas de papel e celulose, evidenciando a necessidade do uso correto dos controladores, e especialmente, de métodos de sintonia simples e eficientes.

2.2 Controladores PID

A concepção funcional dos controladores PID tem-se mantido constante ao longo do tempo. Nesta abordagem, mede-se a variável de saída do processo, subtrai-se da referência desejada

para encontrar o valor do erro e faz-se a minimização do mesmo mediante a aplicação de um esforço de controle. Num controlador PID, este esforço é proporcional ao erro, à integral do erro e à derivada do erro. Um controlador puramente proporcional (P) não garante erro nulo em regime permanente, a não ser que a planta tenha um integrador. Já com uma ação integral, descoberta pelos engenheiros de controle na década de 30, consegue-se eliminar este erro em regime permanente. A ação derivativa do controlador tem importância quando a variação do valor do erro é significativa, assim tem mais relevância nos transitórios (VanDoren, 2003).

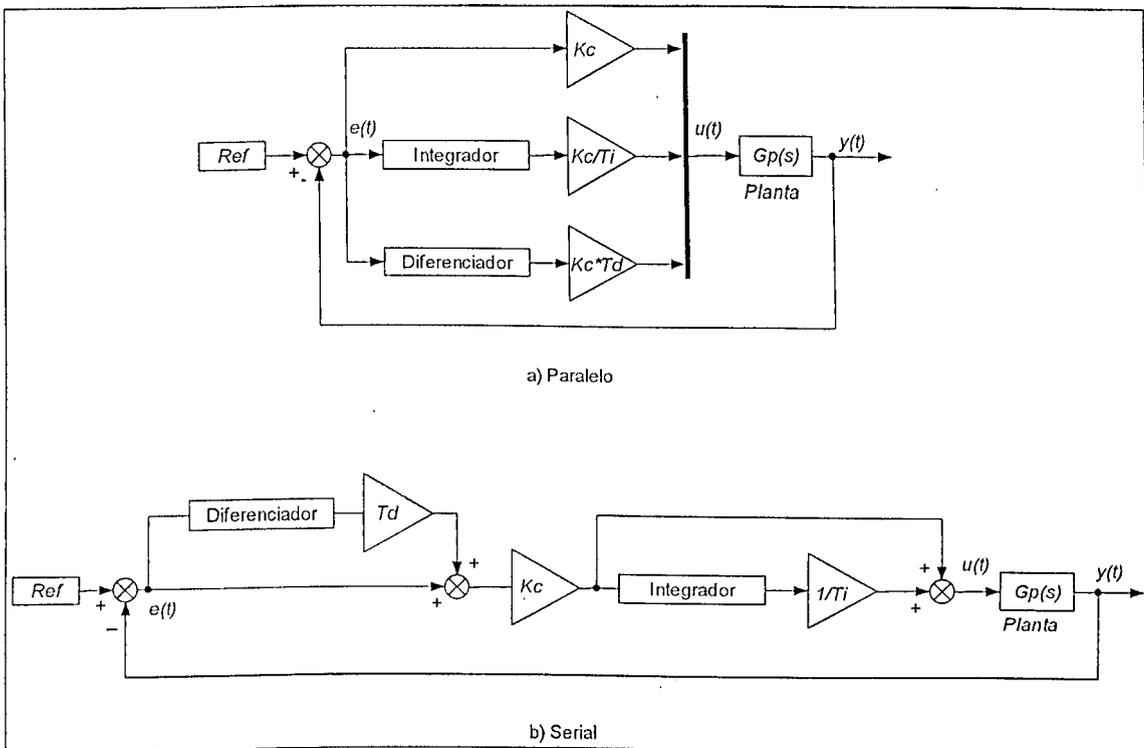


Figura 3- Controlador PID em arranjo a) paralelo e b) serial.

As estruturas típicas do controlador PID podem ser paralela ou serial, veja Figura 3. Na estrutura paralela, o sinal de controle é dado por:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.1)$$

onde $e(t)$ é o erro no tempo entre a saída e o sinal de referência, $u(t)$ corresponde ao sinal de controle no tempo, e K_p , K_i , e K_d são os parâmetros proporcional, integral e derivativo do controlador respectivamente.

Calculando a transformada de Laplace de (2.1), considerando condições iniciais nulas, tem-se:

$$U(s) = \left(Kp + \frac{Ki}{s} + Kd \cdot s \right) \cdot e(s) \quad (2.2)$$

Portanto a função de transferência do controlador PID é:

$$Gc(s) = Kp + \frac{Ki}{s} + Kd \cdot s \quad (2.3)$$

muitas vezes apresentada na seguinte forma:

$$Gc(s) = Kc \left(1 + \frac{1}{Ti \cdot s} + Td \cdot s \right) \quad (2.4)$$

onde Kc é o ganho proporcional, Ti é o tempo integral e Td é o tempo derivativo do controlador.

O projeto ou sintonia de controladores PID consiste em encontrar os ganhos Kp , Ki , e Kd de sorte que determinados requisitos do projeto sejam atendidos.

2.3 Sintonia de controladores PID

Os controladores PID, mesmo apresentando apenas 3 parâmetros de projeto, requerem muito cuidado na sintonia dos mesmos. Parâmetros mal escolhidos podem resultar em comportamentos catastróficos.

O'Dwyer (2000), resume 453 regras de sintonia coletadas na literatura, desde 1942 até o ano 2000, para controladores PI e PID. Ele classifica tais regras em 6 tipos e relaciona 16 modelos de sistemas SISO onde as regras foram aplicadas. Os modelos resumidos nesse trabalho são mostrados na Tabela 2.

As regras de sintonia foram classificadas na forma:

- Regras de sintonia baseadas na resposta medida ao degrau;
- Regras de sintonia baseadas na minimização de um critério de otimização apropriado, seja para a regulação ótima ou para ação ótima do servo;
- Regras de sintonia que resultam numa resposta específica em malha fechada, especificando os pólos desejados em malha fechada, ou a função de transferência em malha fechada (síntese direta);

- Regras robustas de sintonia, com uma estabilidade explícita de sintonia e um critério de desempenho robusto incorporado ao projeto do sistema;
- Regras de sintonia baseadas na retenção de parâmetros apropriados no domínio da frequência (métodos do último ciclo);
- Outras regras de sintonia, que dependem de características da magnitude, do comportamento em frequência num intervalo particular da fase, etc.

Tabela 2- Classificação de 16 modelos para sistemas SISO

	Descrição do modelo	$G_m(s)$
1.	Primeira ordem com atraso (FOLPD)	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot e^{-s\tau_m}}{1+sT_m}$
2.	Modelo não específico. ²	-
3.	Integral com tempo de atraso (IPD)	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot e^{-s\tau_m}}{s}$
4.	Integral de primeira ordem com atraso (FOLIPD)	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot e^{-s\tau_m}}{s(1+sT_m)}$
5.	Segunda ordem com atraso (SOSPD)	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot e^{-s\tau_m}}{T_m^2 s^2 + 2\xi_m T_m s + 1}$
6.	Integral ao quadrado com tempo de atraso (I ² PD)	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot e^{-s\tau_m}}{s^2}$
7.	Segunda ordem com componente integral e atraso (SOSIPD)	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot e^{-s\tau_m}}{s(1+sT_m)^2}$
8.	Terceira ordem com tempo de atraso (TOLPD)	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot e^{-s\tau_m}}{(1+sT_{m1})(1+sT_{m2})(1+sT_{m3})}$
9.	Instável de primeira ordem com atraso	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot e^{-s\tau_m}}{(1-sT_m)}$
10.	Instável de segunda ordem com atraso	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot e^{-s\tau_m}}{(1-sT_{m1})(1+sT_{m2})}$
11.	Instável de segunda ordem com tempo de atraso e um zero positivo	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot (1-sT_{m3}) \cdot e^{-s\tau_m}}{(1+sT_{m1})(1+sT_{m2})}$
12.	Segunda ordem com tempo de atraso e um zero negativo	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot (1+sT_{m3}) \cdot e^{-s\tau_m}}{(1+sT_{m1})(1+sT_{m2})}$
13.	Modelo de quinta ordem com atraso	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot (1+b_1s+b_2s^2+b_3s^3+b_4s^4+b_5s^5) \cdot e^{-s\tau_m}}{(1+a_1s+a_2s^2+a_3s^3+a_4s^4+a_5s^5)}$
14.	Modelo geral com pólo repetido	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot e^{-s\tau_m}}{(1+sT_{m1})^n}$
15.	Modelo geral estável sem oscilação, com tempo de atraso	$G_m(s) = \frac{K_m \cdot (1+sT_{m3}) \cdot e^{-s\tau_m}}{(1+sT_{m1})(1+sT_{m2})}$
16.	Modelo do atraso	$G_m(s) = e^{-s\tau_m}$

Em geral, a maioria das novas regras de sintonia têm como base a primeira delas, que foi desenvolvida por Ziegler e Nichols em 1942.

¹ Onde K_m é o ganho estático, T_m é a constante de tempo, τ_m é o atraso, todas referidas ao modelo.

² A frequência natural, os ganhos do sistema em baixa frequência e na frequência natural são obtidos do ensaio do relé em série com o sistema em malha fechada e da resposta do sistema ao degrau.

2.3.1 Métodos de sintonia de Ziegler-Nichols

Os métodos para determinar os parâmetros de um controlador PID desenvolvidos por Ziegler e Nichols a partir das características medidas na sua dinâmica são dois: a) Método da resposta ao degrau e b) Método da resposta em frequência. Com base neste último método, Åström e Hägglund (1988) apresentaram uma modificação no procedimento de sintonia, item 2.3.1.3.

2.3.1.1 Método da resposta ao degrau de Ziegler-Nichols.

Considerando que a resposta do sistema para uma entrada degrau é monotônica, *i.e.* não decresce ao longo do tempo, e que o sistema pode ser aproximado pela função de transferência de primeira ordem com atraso, na forma:

$$G(s) = \frac{K}{1 + sT} e^{-s\tau} \quad (2.5)$$

onde: K é o ganho DC do sistema, T é a constante de tempo aparente do processo e τ é o tempo de atraso do sistema. Tais parâmetros podem ser determinados a partir da resposta do sistema ao degrau unitário, Figura 4.

Da Figura 4, a tangente com máxima inclinação da curva de resposta, cruza os eixos do gráfico, o que possibilita obter os parâmetros a_z e τ . Tais parâmetros estão relacionados mediante:

$$a_z = k \frac{\tau}{T} \quad (2.6)$$

Segundo a proposta de Ziegler e Nichols, estes são os únicos valores necessários no cálculo dos três parâmetros do controlador PID. Eles sugerem as relações da Tabela 3.

Tabela 3- Parâmetros do método de resposta ao degrau de Ziegler-Nichols.

Controlador	K_c	T_i	T_d
P	$1/a_z$		
PI	$0.9/a_z$	3τ	
PID	$1.2/a_z$	2τ	$\tau/2$

onde: $K_p = K_c$, $K_i = \frac{K_c}{T_i}$, e $K_d = K_c \cdot T_d$.

Este método é aplicável em sistemas onde vale a relação $0.1 < \tau/T < 1$. Para outros valores é aconselhável utilizar regras de sintonia mais sofisticadas, Åström e Wittenmark (1989).

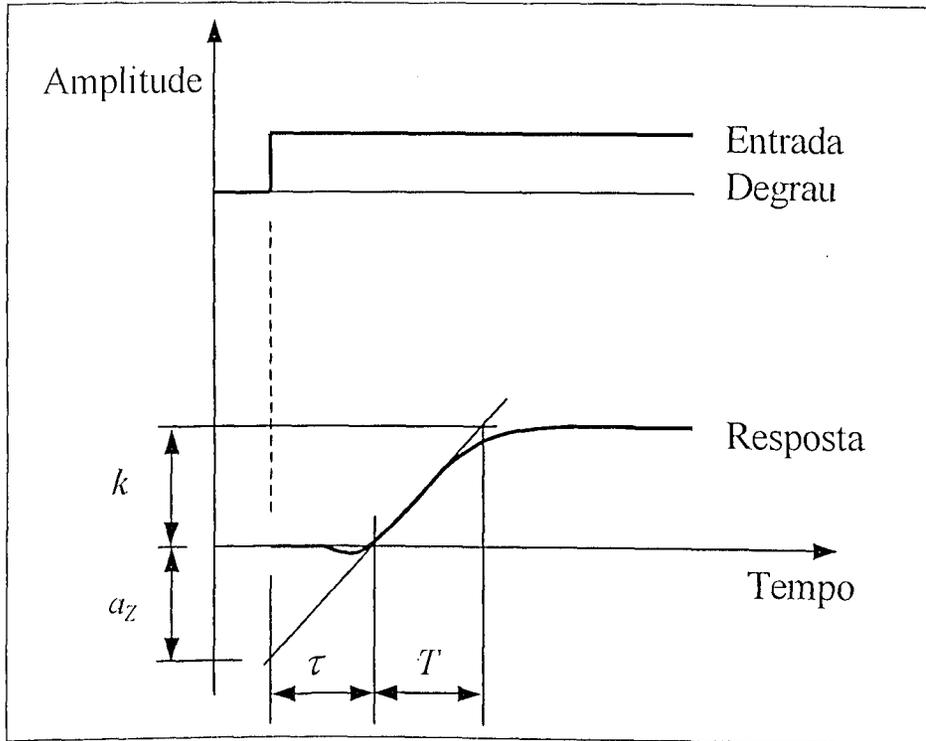


Figura 4- Método de resposta ao degrau de Ziegler-Nichols.

2.3.1.2 Método de resposta em frequência de Ziegler-Nichols

Este método está baseado numa simples caracterização da dinâmica do processo. O procedimento de projeto utiliza o ponto onde a curva de Nyquist da planta cruza o eixo real negativo, chamado ponto crítico na Figura 5. Por razões históricas este ponto é caracterizado pelos parâmetros K_u e T_u , chamados ganho crítico e período crítico.

O ensaio está baseado no diagrama mostrado na Figura 6. O ganho K é incrementado suavemente até o sistema tornar-se instável³, o que corresponde a uma operação sob o ponto crítico apontado na Figura 5.

Nesta condição:

$$u(s) = -K \cdot y(s) \quad (2.7)$$

onde K , será chamada K_u , e $G(jw_u) = \frac{y(jw_u)}{u(jw_u)}$:

$$-K_u \cdot G(jw_u) = 1 \quad (2.8)$$

onde o ganho, que leva o sistema ao limite de estabilidade, é chamado de ganho último, K_u .

³ Esta metodologia só se aplica aos sistemas que têm esta característica, ou seja, tornam-se instáveis com o aumento do ganho k .

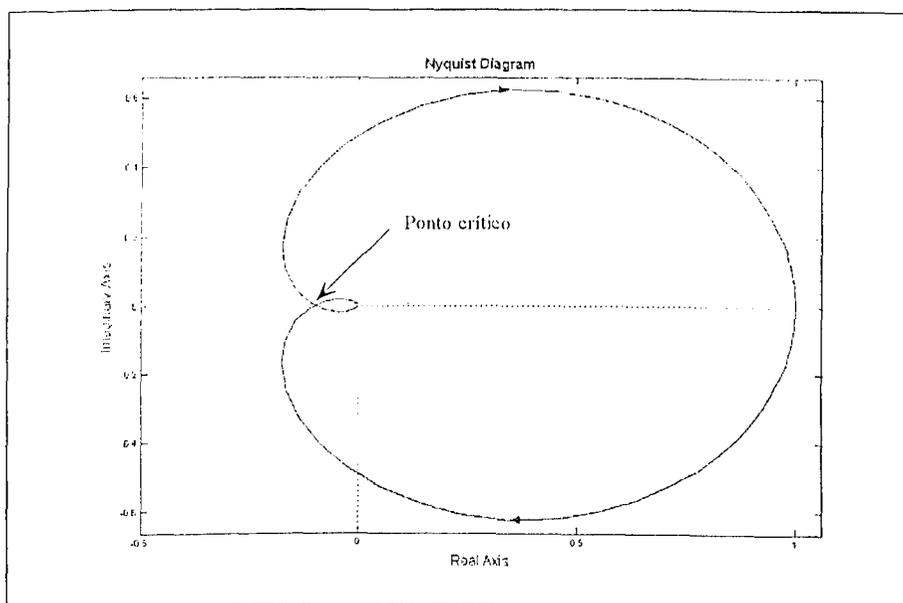


Figura 5- Diagrama de Nyquist de um sistema $G(s)$.

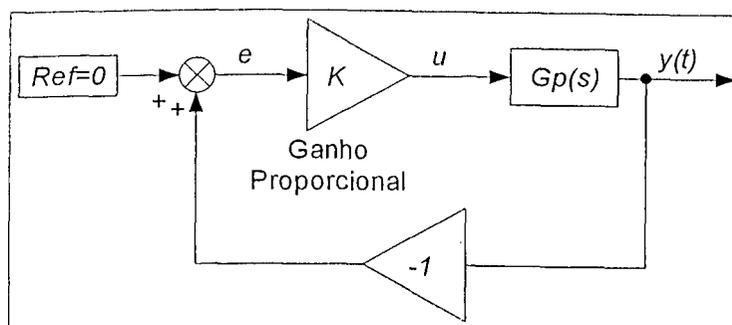


Figura 6- Sistema em malha fechada com ganho proporcional.

Portanto, o valor da função de transferência na frequência de cruzamento, w_u , é dado por:

$$G(jw_u) = -\frac{1}{K_u} \quad (2.9)$$

Conhecendo-se K_u , e T_u , Ziegler e Nichols sugerem a Tabela 4 para a determinação dos parâmetros do controlador PID, onde: $K_p = K_c$, $K_i = \frac{K_c}{T_i}$, e $K_d = K_c \cdot T_d$.

Tabela 4- Parâmetros do método de resposta em frequência de Ziegler-Nichols.

Controlador	K_c	T_i	T_d
P	$0.5K_u$		
PI	$0.4K_u$	$0.8T_u$	
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.12T_u$

Da mesma forma, lembrando que K é o ganho estático do processo, pode-se usar esta regra, para valores de $2 < K \cdot K_u < 20$. Quando forem obtidos valores diferentes devem ser utilizadas outras regras de sintonia, Åström e Wittenmark (1989).

Estas metodologias estão limitadas a sistemas razoavelmente simples, o que tem motivado aos pesquisadores à busca de outras alternativas de sintonia capazes de serem aplicadas a sistemas mais complexos.

2.3.1.3 Método modificado de Ziegler-Nichols

Baseados no método da resposta em frequência de Ziegler-Nichols, é possível generalizar o procedimento para outros pontos a partir das especificações de margem de ganho ou margem de fase, Åstrom e Hägglund (1988).

A idéia por trás deste método é encontrar um compensador que, associado à planta, faz com que o sistema compensado passe por um determinado ponto escolhido pelo projetista no diagrama de Nyquist.

Seja um ponto p conhecido no diagrama de Nyquist do processo e seja um ponto r o ponto de projeto desejado, onde para o ponto p tem-se:

$$G_p(jw) = r_p e^{j(-\pi + \varphi_p)} \quad (2.10)$$

e para o ponto r :

$$G_r(jw) = r_r e^{j(-\pi + \varphi_r)} \quad (2.11)$$

onde: r_p é a magnitude da planta na frequência w , $(-\pi + \varphi_p)$ é a fase nessa frequência, r_r é a magnitude desejada e $(-\pi + \varphi_r)$ é a fase da planta desejada.

Agora, definindo o controlador na forma:

$$G_c(jw) = r_c e^{j\varphi_c} \quad (2.12)$$

onde: r_c é a magnitude da função do controlador na frequência w e φ_c é a fase do controlador G_c .

Assim, o produto da função do controlador $G_c(s)$ pela planta $G_p(s)$ deve dar o comportamento desejado, ou seja:

$$G_c(s)G_p(s) = G_r(s) \quad (2.13)$$

substituindo as expressões de $G_c(s)$, $G_p(s)$ e $G_r(s)$, tem-se:

$$r_c r_p e^{j(-\pi + \varphi_c + \varphi_p)} = r_r e^{j(-\pi + \varphi_r)} \quad (2.14)$$

De onde, igualando a magnitude e a fase deduz-se:

$$r_c = \frac{r_r}{r_p} \quad (2.15)$$

e para a fase:

$$\varphi_c = \varphi_r - \varphi_p \quad (2.16)$$

Usando a fórmula de Euler para a margem de fase do controlador φ_c chega-se em:

$$e^{j(\varphi_r - \varphi_p)} = \cos(\varphi_r - \varphi_p) \quad (2.17)$$

Agora, substituindo (2.15) e (2.17) em (2.4), obtém-se a expressão para o ganho do controlador:

$$Kc = \frac{r_r}{r_p} \cos(\varphi_r - \varphi_p) \quad (2.18)$$

e de acordo com Åström e Hägglund (1988), tem-se:

$$wTd - \frac{1}{wTi} = \tan(\varphi_r - \varphi_p) \quad (2.19)$$

Para o uso da Equação (2.19) é necessário estabelecer uma relação entre Ti e Td . Åström e Hägglund (1988), sugeriram a expressão:

$$Td = \alpha_m \cdot Ti \quad (2.20)$$

onde α_m é geralmente igual a 0.25, o que resulta no valor do parâmetro Ti dado pela equação proposta por Frimam e Waller (1996):

$$Ti = \frac{1}{2\alpha_m w} \left(\tan(\varphi_r - \varphi_p) + \sqrt{4\alpha_m + \tan^2(\varphi_r - \varphi_p)} \right) \quad (2.21)$$

ficando desta forma, totalmente definidos os parâmetros que caracterizam o controlador PID. Esta abordagem requer o conhecimento da função de transferência da planta num ponto particular, esta necessidade implicou ao longo do tempo no surgimento de outras metodologias de sintonia de PID.

2.3.2 Métodos de sintonia baseado no ensaio do relé realimentado

Com a finalidade de melhorar as limitações nos métodos de Ziegler-Nichols, Åström e Hägglund (1988) sugeriram o uso do relé no interior da malha fechada, conforme Figura 7.

Durante o ensaio, para uma referência nula e definindo a saída do relé conforme as condições da expressão (2.22), o sistema $Gp(s)$ se manterá oscilando com fase oposta ao sinal de entrada, o

que configura uma operação sob o ponto crítico de oscilação, veja Figura 8. O ponto de oscilação será sempre o mesmo se o sistema for relé-estabilizável.⁴

$$u(t) = \begin{cases} d, & \text{se } e(t) \geq 0 \\ -d, & \text{se } e(t) < 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

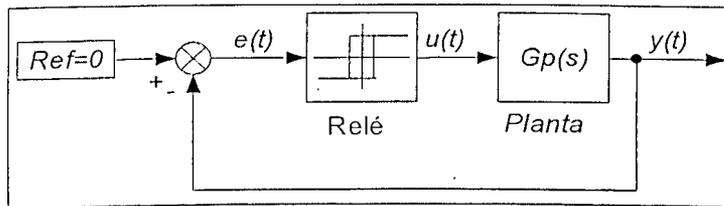


Figura 7- Ensaio de sintonia mediante o uso do relé realimentado.

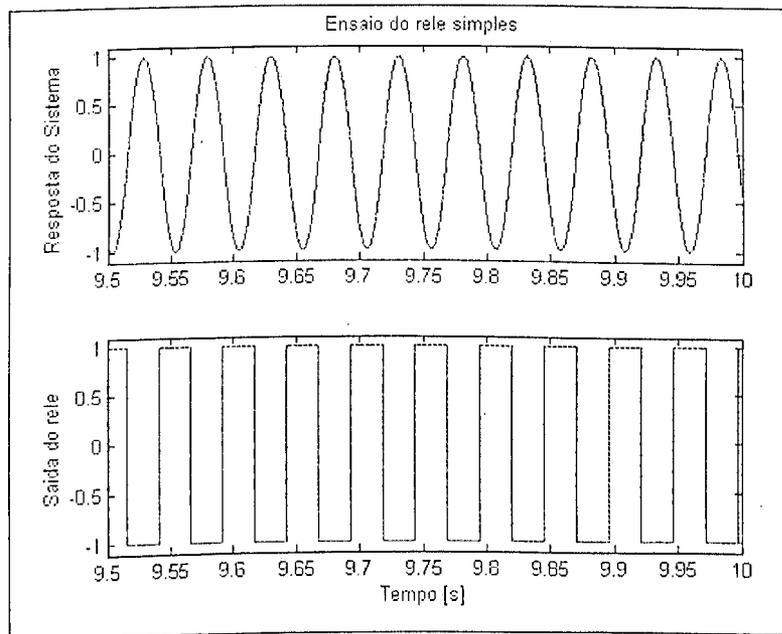


Figura 8- Resposta do sistema para o sinal de entrada do relé tipo onda quadrada, defasada em -180 graus.

À semelhança do método de Ziegler-Nichols, é necessário calcular o ganho crítico K_u e o período crítico T_u . O período crítico T_u é facilmente obtido observando a frequência de oscilação do sistema.

Uma aproximação para a onda quadrada do relé, $u(t)$, pode ser obtido a partir do seu primeiro

⁴ As condições para que um sistema seja relé-estabilizável estão definidas pelo teorema do período limite em Åström e Wittenmark (1989).

harmônico, ou seja:

$$u(t) \approx \frac{4d}{\pi} \sin(w_u t) \quad (2.23)$$

onde: d é a amplitude do relé e w_u é a frequência de oscilação do mesmo.

Devido à defasagem de -180° , o sinal de saída $y(t)$ pode ser expresso por:

$$y(t) = -a \cdot \sin(w_u t) \quad (2.24)$$

onde a é a amplitude observada na resposta $y(t)$. Logo, o ganho da planta na frequência crítica w_u é:

$$G(jw_u) = \frac{-\pi a}{4d} \quad (2.25)$$

chegando assim ao ganho crítico definido por Åström e Wittenmark (1989):

$$K_u = \frac{1}{|G(jw_u)|} = \frac{4d}{\pi a} \quad (2.26)$$

Uma vez calculados o ganho crítico, K_u , e o período crítico, T_u , chega-se na sintonia do controlador PID mediante os parâmetros propostos na Tabela 4.

Este método requer a escolha adequada no valor da amplitude de saída quando utilizado em experimentos reais, para evitar a saturação.

Dentro das vantagens observadas neste método destacam-se as seguintes, Cardoso (2000):

1. Este ensaio não requer a manipulação do operário durante a execução, já que o sistema automaticamente oscilará com fase próxima de -180 graus;
2. Durante o ensaio, o sistema se comporta linearmente, mesmo para sistemas altamente não-lineares;
3. Ao contrário de outros métodos de sintonia, durante a implementação experimental, o tempo de amostragem não é uma variável crítica e
4. A técnica do relé pode ser modificada mediante o uso de um relé com *bias* e ser aplicada em processos ruidosos, Hang *et al.* (1993).

2.3.2.1 Modificações do relé ideal

Com o propósito de obter melhores resultados durante o ensaio do relé realimentado, estudos desenvolvidos por vários autores apresentam modificações nesta metodologia, tais como o relé com histerese e o relé com *bias*. O relé com histerese apresenta vantagens quando comparado com o relé ideal. Por exemplo, na presença de ruído de baixa amplitude, o relé ideal irá responder com mudanças rápidas no sinal de saída, enquanto que para o relé com histerese o ruído deverá ser maior que a largura da histerese ε , para que possa ser observada alguma mudança na resposta. O comportamento do relé com histerese é ilustrado na Figura 9, onde são observadas as características da saída u em função da entrada e , que corresponde ao sinal do erro. A função que descreve as oscilações deste relé é dada pelo inverso negativo da função descritiva $N(a)$, Åstrom e Hägglund (1988), na seguinte forma:

$$-\frac{1}{N(a)} = -\frac{\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \frac{\pi\varepsilon}{4d} \quad (2.27)$$

onde d é a amplitude do relé, ε é a largura da histerese e a é a amplitude da saída do sistema. Escolhendo uma relação adequada entre ε e d é possível localizar um ponto no diagrama de Nyquist, uma vez que pode ser determinada a parte imaginária. Encontrando o ponto onde a função descritiva $N(a)$ cruza a curva de Nyquist, fica garantida a oscilação do sistema com uma determinada amplitude e frequência. Agora, para diferentes relações entre ε e d , ficarão identificados vários pontos na resposta em frequência do sistema. Finalmente, poderá ser sintonizado o controlador conhecendo estes pontos na resposta, utilizando por exemplo, o método de minimização do erro quadrático. Maiores detalhes sobre a análise da função descritiva $N(a)$ podem ser encontrados em Åstrom e Hägglund (1988).

Outra modificação foi sugerida por Wang *et al.* (1997), que conceberam um relé com *bias*, que permite conhecer simultaneamente dois pontos no diagrama de resposta em frequência, *i.e.* o ponto estático e o ponto crítico. O relé com *bias* e com histerese é ilustrado na Figura 10.

A sintonia do PID usando o relé com *bias* e histerese parte da aproximação do sistema por um de primeira ordem com atraso, como apresentado na Equação (2.5). Baseados no comportamento observado no sistema sob a ação deste relé, Figura 11, Hang *et al.* (2002) obtiveram expressões exatas que permitem identificar os parâmetros do modelo do sistema, K , τ , e T , chamadas ganho estático, atraso e constante de tempo respectivamente. O ganho do sistema K , é calculado pela relação das componentes DC da saída pela entrada, assim:

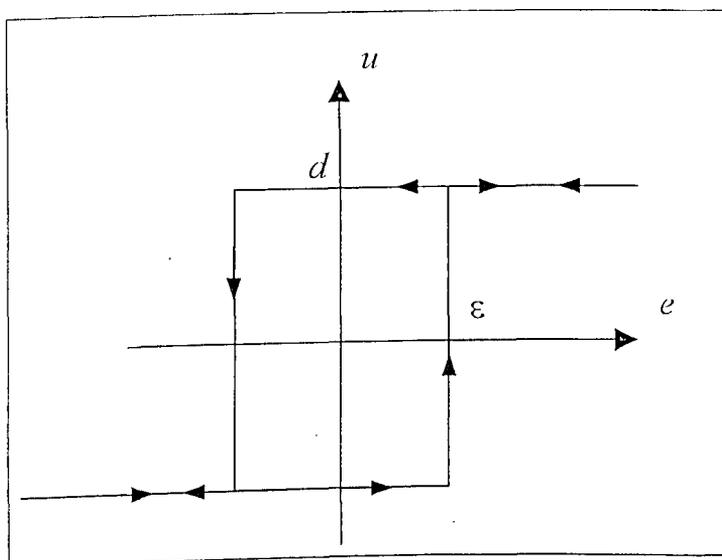


Figura 9- Relé com histerese.

$$K = \frac{\int_0^{T_{u1}+T_{u2}} y(t)dt}{\int_0^{T_{u1}+T_{u2}} u(t)dt} \quad (2.28)$$

onde T_{u1} e T_{u2} correspondem às duas parcelas do sinal do relé, veja Figura 11.

O tempo de atraso normalizado do sistema $\theta = \frac{\tau}{T}$ definido por Hang *et al.* (2002), fica:

$$\theta = \ln \frac{(d + \mu_0)K - \varepsilon}{(d + \mu_0)K - A_u} = \ln \frac{(d - \mu_0)K - \varepsilon}{(d - \mu_0)K + A_d} \quad (2.29)$$

A constante de tempo do sistema segundo Hang *et al.* (2002), é:

$$T = T_{u1} \left(\ln \frac{2d \cdot K e^\theta + \mu_0 K - d \cdot K + \varepsilon}{d \cdot K + \mu_0 K - \varepsilon} \right)^{-1} = T_{u2} \left(\ln \frac{2d \cdot K e^\theta - \mu_0 K - d \cdot K + \varepsilon}{d \cdot K - \mu_0 K - \varepsilon} \right)^{-1} \quad (2.30)$$

Destas três últimas equações obtém-se o atraso do sistema sabendo que $\tau = T\theta$. Uma vez caracterizado o comportamento do sistema sob a ação do relé com *bias* e histerese, usa-se o critério de Ziegler e Nichols da Tabela 3 junto com (2.6) para sintonizar o controlador PID.

2.3.2.2 Relé parasita

Hang *et al.* (2002) apresentam uma modificação ao relé ideal, trata-se do relé parasita. Este tipo de relé é utilizado na identificação de vários pontos na resposta em frequência do sistema, e

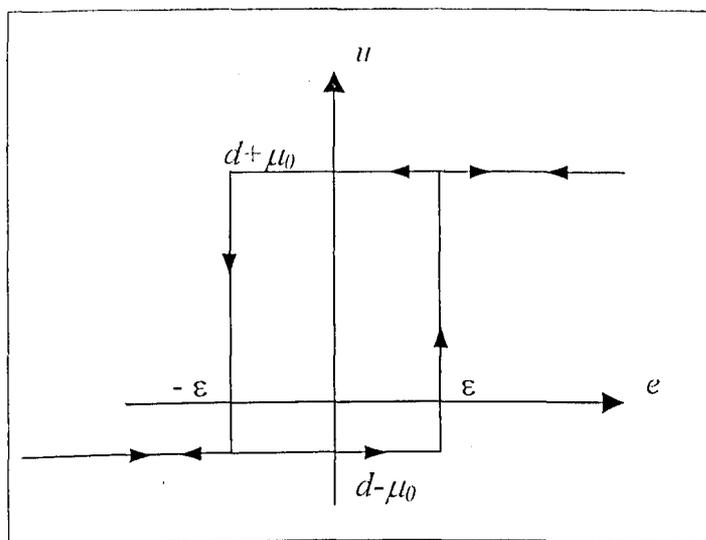


Figura 10- Relé com *bias* e com histerese.

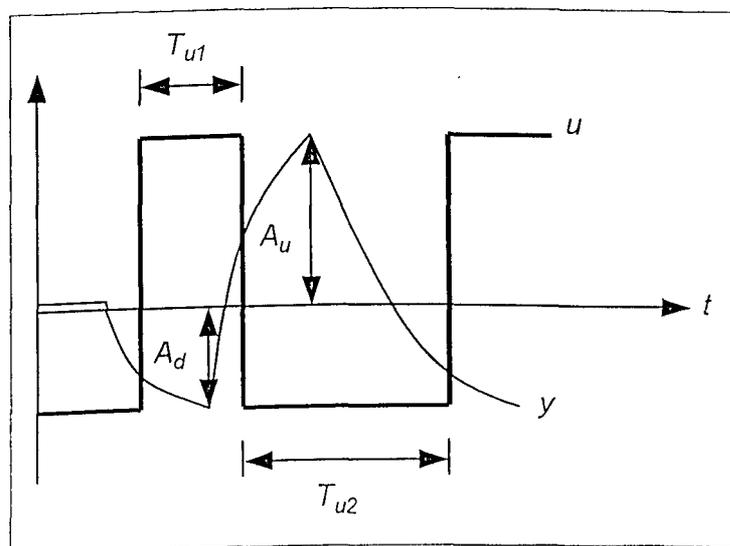


Figura 11- Sinais de entrada u e saída y no ensaio do relé com *bias* e histerese.

é sobreposto em série com o relé padrão, como ilustra a Figura 12.

O período deste relé é o dobro do relé ideal e a sua saída, u_2 , depende da amplitude do relé principal h , na forma a seguir:

$$\begin{aligned}
 u_2(0) &= \alpha_p h \\
 u_2(k) &= -\alpha_p h \cdot \text{senal}(u_2(k-1)), \text{ se } u_1(k-1) > 0 \text{ e } u_1(k) < 0 \\
 u_2(k) &= u_2(k-1), \text{ nos outros casos}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

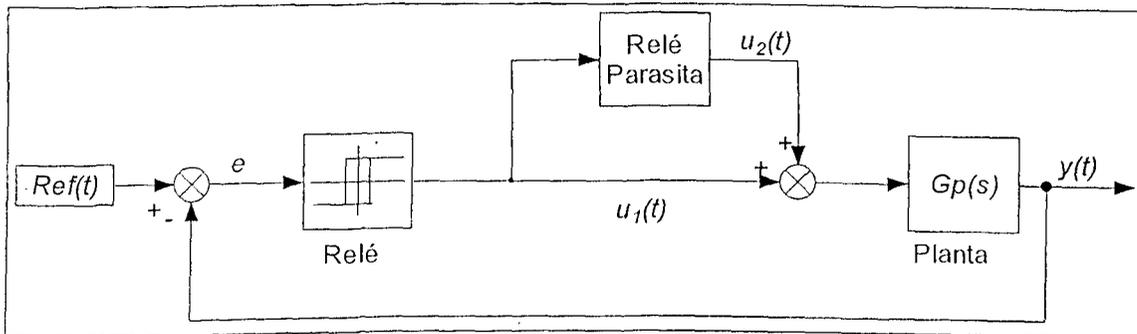


Figura 12- Relé modificado realimentado, Hang *et al.* (2002).

o que faz este relé oscilar entre as amplitudes $\alpha_p h$ e $-\alpha_p h$, na metade da frequência do relé principal. Após múltiplos ensaios, Hang *et al.* (2002) recomendam que o valor de α_p deve estar entre 0.1 e 0.3, o que introduz no sistema uma excitação o suficientemente grande, mas sem mudar o período do relé principal. Devido às duas excitações presentes no sinal u , a saída y tem duas componentes em frequências localizadas em $\frac{2\pi}{T_c}$, $\frac{\pi}{T_c}$ e os seus harmônicos ímpares são $\frac{6\pi}{T_c}$, $\frac{10\pi}{T_c}$, ..., e $\frac{3\pi}{T_c}$, $\frac{5\pi}{T_c}$, ..., respectivamente. Para um processo linear, a resposta em frequência do sistema pode ser obtida por:

$$G(jw_i) = \frac{\int_0^{2T_c} y_s(t) e^{-jw_i t} dt}{\int_0^{2T_c} u_s(t) e^{-jw_i t} dt}, \quad i = 1, 2, \dots \quad (2.32)$$

onde:

$$w_i = \frac{(2i - 1)2\pi}{2^l T_c}, \quad l = 0, 1, \dots \quad (2.33)$$

são as frequências básicas e os harmônicos ímpares que estão presentes em u_s e y_s . Os sinais u_s e y_s , correspondem respectivamente a um período ($2T_c$) das oscilações estacionárias de $u(k)$ e $y(k)$. Logo, a expressão (2.32) pode ser calculada usando o algoritmo da transformada rápida de Fourier (FFT), assim:

$$G(jw_i) = \frac{FFT(y_s)}{FFT(u_s)} \quad (2.34)$$

Após o conhecimento de diferentes pontos na resposta em frequência, aplica-se um dos métodos de otimização disponíveis na literatura, como por exemplo, ajuste de curvas a través de mínimos quadrados.

2.3.2.3 Método de sintonia baseado no ensaio do relé para sistemas de segunda ordem usando uma referência degrau

Quando a abordagem que aproxima o sistema por uma função de transferência de primeira ordem não é aceitável, alguns autores, como Bi *et al.* (2002), propõem a aproximação do mesmo por uma função de segunda ordem com atraso, na forma:

$$G(s) = \frac{e^{-s\tau}}{as^2 + bs + c} \quad (2.35)$$

O sistema é, neste método, ensaiado conforme o diagrama do relé da Figura 7, o que permite encontrar a frequência (w_u) e amplitude de oscilação no ponto crítico. Além do ensaio do relé, faz-se um segundo experimento apenas para identificar o ganho DC do sistema. A partir destes dois ensaios é possível encontrar os quatro parâmetros (a, b, c, τ) do modelo do sistema mostrados na Equação (2.35).

As componentes real e imaginária da resposta do sistema, correspondentes ao ponto crítico no diagrama de Nyquist, também podem ser calculadas mediante a transformada de Fourier da relação da saída pela entrada, na forma:

$$G(jw_u) = \frac{\int_0^{T_u} y(t)e^{-jw_u t} dt}{\int_0^{T_u} u(t)e^{-jw_u t} dt} \quad (2.36)$$

onde $y(t)$ e $u(t)$ correspondem à saída e entrada respectivamente, e T_u o período crítico de oscilação, logo $w_u = \frac{2\pi}{T_u}$.

Esta relação, quando deseja-se implementar em forma digital, requer o uso da transformada discreta de Fourier no ponto w_u , que pode ser obtida por meio da relação:

$$G(jw_u) = \frac{\sum_{k=0}^{Nu} \{y(kT_s)[\cos(w_u kT_s) - j \cdot \sin(w_u kT_s)]\}}{\sum_{k=0}^{Nu} \{u(kT_s)[\cos(w_u kT_s) - j \cdot \sin(w_u kT_s)]\}} \quad (2.37)$$

onde: T_s é o tempo de amostragem, e $Nu = \frac{T_u}{T_s}$.

Entre a resposta do sistema e o sinal do relé existe um atraso aparente τ , que se ilustra na Figura 13.

O ganho estático do sistema corresponde a:

$$K = \frac{y_{DC}}{u_{DC}} \quad (2.38)$$

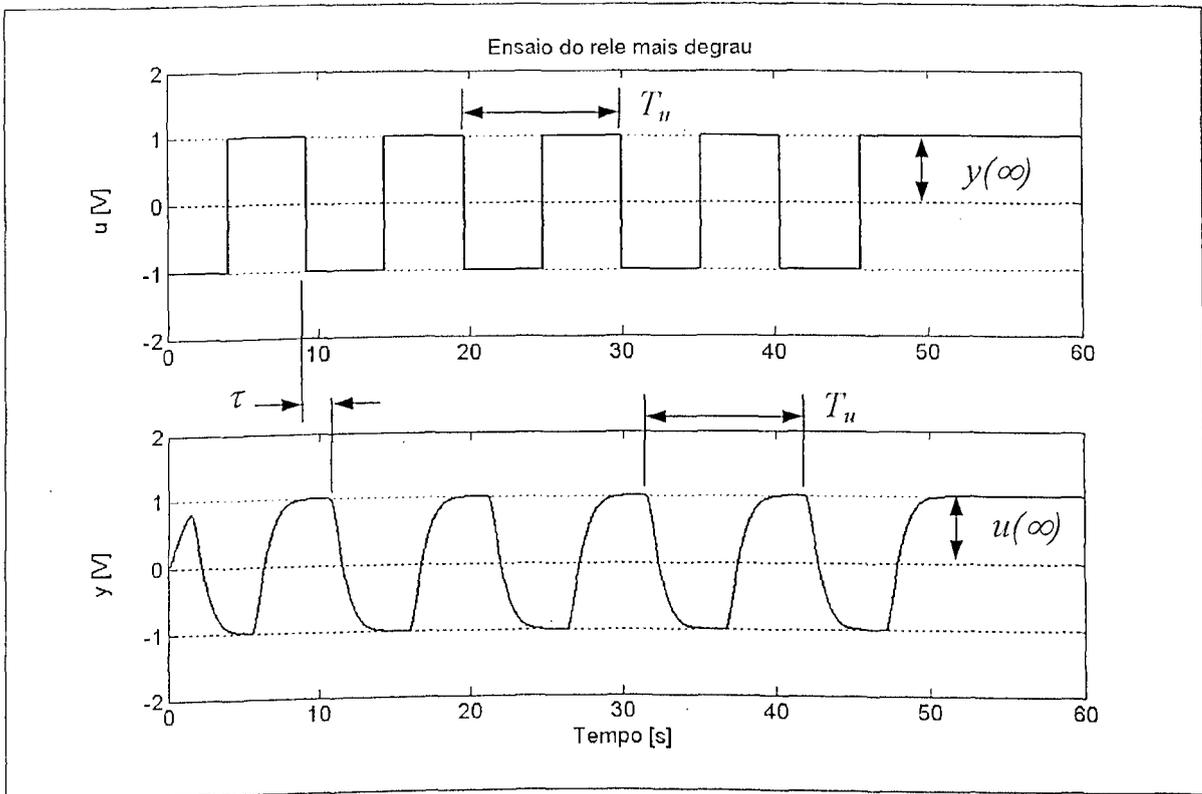


Figura 13- Sinais de entrada e saída do ensaio do relé com degrau.

Uma vez calculados $G(jw_u)$, τ e K , as variáveis da Equação (2.35) podem ser calculadas na forma:

$$a = \frac{\left[c - \text{real}\left(\frac{e^{-jw_u \tau}}{G(jw_u)}\right) \right]}{w_u^2}$$

$$b = \frac{\text{imag}\left(\frac{e^{-jw_u \tau}}{G(jw_u)}\right)}{w_u} \quad (2.39)$$

$$c = \frac{1}{K}$$

Segundo Bi *et al.* (2000), a sintonia do controlador está definida por:

$$\beta = \frac{0.5064}{\tau} \quad (2.40)$$

$$K_p = \beta \cdot b, \quad K_i = \beta, \quad K_d = \beta a$$

Este método de sintonia foi testado numa bancada de teste de sistemas de refrigeração (HVAC) com bons resultados e pode ser também aproveitado em outras aplicações de resposta

lenta tais como processos farmacêuticos, processamento de materiais e no tratamento de águas residuais, Bi *et al.* (2000).

Inúmeros outros procedimentos têm sido propostos para a sintonia de controladores usando o método do relé. Dentre eles, destacam-se a metodologia proposta por Cardoso (2002), relatada sucintamente no próximo capítulo.

Tem-se observado na literatura que os procedimentos de sintonia de PID estão freqüentemente associados à natureza intrínseca da planta, ou seja, um mesmo método funciona bem para uma determinada planta e falha em outra. Na área de controle de vibrações mecânicas, onde os sistemas apresentam vários modos de vibrar, são pouco amortecidos e os atrasos não são significativos, grande parte dos métodos aqui apresentados não são eficientes. Diante disso, veremos no próximo capítulo algumas abordagens de sintonia que procuram lidar com este tipo de plantas.

Capítulo 3

Métodos de sintonia baseados na identificação de dois e múltiplos pontos na função de resposta em frequência

3.1 Introdução

Na literatura de sintonia de controladores PID, poucos métodos se encontraram apropriados para serem utilizados em sistemas com baixo amortecimento e várias frequências naturais, Cardoso (2002). Três metodologias de sintonia destes controladores são estudadas e duas delas são propostas para serem aplicadas neste tipo de sistemas, baseadas no ensaio do relé, Cardoso (2002). Em todas elas supõe-se:

1. Desconhecer o modelo do sistema;
2. Que o sistema apresenta baixo amortecimento, vários modos naturais e atrasos desconhecidos;
3. Que o sistema é relé-estabilizável;
4. Que o sistema pode ser ensaiado de forma não destrutiva;
5. Que a metodologia deve ser facilmente implementada em DSPs (processadores digitais de sinais) e
6. Que é possível empregar mecanismos de auto-reconfiguração (auto-sintonia).

Diante das premissas acima, a partir de uma análise dos resultados na literatura especializada e dos trabalhos desenvolvidos na FEMEC - UFU, optou-se por investigar os métodos de sintonia baseados no teste modificado do relé que serão a seguir apresentados.

3.1.1 Método de sintonia a sistemas de segunda ordem - MASO, a partir de dois pontos da FRF

Os métodos de sintonia até o momento mencionados não operam com eficiência quando os sistemas apresentam vários modos de oscilação pouco amortecidos. Dependendo das condições iniciais do teste o sistema ora oscila numa frequência natural ora oscila em outra.

Cardoso (2002) propõe o diagrama da Figura 14, para o ensaio do relé, onde a presença do integrador na malha de realimentação procura garantir que a oscilação se dê na primeira frequência natural.

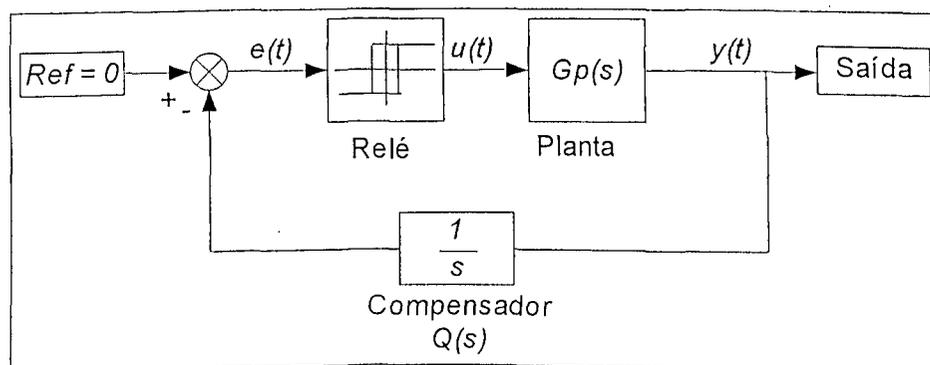


Figura 14- Diagrama do relé realimentado.

Uma vez conhecida a primeira frequência natural, excita-se o sistema com um sinal harmônico somado ao nível DC. De posse da resposta do sistema a esta excitação, pode-se conhecer o valor da função de transferência em malha aberta na frequência de oscilação e no nível DC.

O ganho do sistema na primeira frequência natural $G(j\omega_c)$ corresponde à razão da FFT da saída pela FFT da entrada, como segue:

$$G(j\omega_c) = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \{y(kT_s) [\cos(\omega_c kT_s) - j \cdot \sin(\omega_c kT_s)]\}}{\sum_{k=0}^{N-1} \{u(kT_s) [\cos(\omega_c kT_s) - j \cdot \sin(\omega_c kT_s)]\}} \quad (3.1)$$

onde T_s , corresponde ao tempo de amostragem, k às amostras e N ao número total de pontos adquiridos em cada sinal. O número de pontos adquiridos N , corresponde à escolha de um número de períodos, η , que pertencem ao regime estacionário, assim:

$$N = \eta \frac{T_c}{T_s} \quad (3.2)$$

onde T_c é o período de oscilação.

O ganho estático do sistema é calculado mediante a razão da média dos sinais de saída e entrada, de acordo com a expressão abaixo.

$$G_{DC} = \frac{\frac{\sum_{k=1}^N y(kT_s)}{N}}{\frac{\sum_{k=1}^N u(kT_s)}{N}} = \frac{\sum_{k=1}^N y(kT_s)}{\sum_{k=1}^N u(kT_s)} \quad (3.3)$$

Os ganhos identificados do sistema, na freqüência natural e no ponto estático, podem ser decompostos numa parte real e numa imaginária, (3.4) e (3.5).

O ganho do sistema na freqüência natural fica:

$$Gp(jw_c) = a_p + j \cdot b_p \quad (3.4)$$

e no ponto estático corresponde a:

$$Gp(jw_{dc}) = c_p + j \cdot d_p \quad (3.5)$$

Uma vez identificada a planta nestes dois pontos, ou seja, encontrados os valores de a_p , b_p , c_p e d_p , das equações acima, passa-se à sintonia do PID. Para isto, deve-se garantir que o produto da função de transferência da planta pelo controlador, deve ser igual à função de referência desejada, conforme o diagrama da Figura 15.

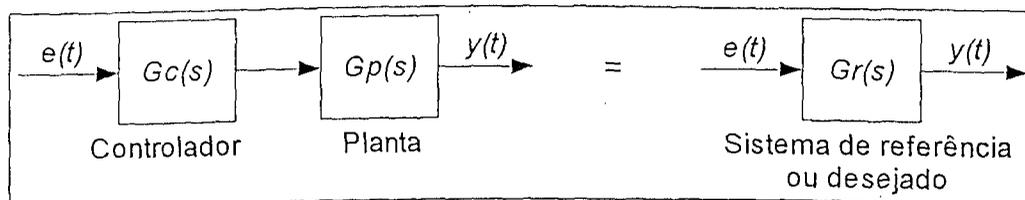


Figura 15- Diagrama em malha aberta do sistema controlado e do sistema de referência.

Da Figura 15 tem-se que:

$$Gc(s) \cdot Gp(s) = Gr(s) \quad (3.6)$$

onde o controlador PID, $Gc(s)$, composto pela parte proporcional, integral e derivativa, é dado por:

$$Gc(s) = Kp + \frac{Ki}{s} + Kd \cdot s \quad (3.7)$$

Finalmente, define-se a função de transferência do sistema desejado em malha fechada, $Td(s)$, que por simplicidade, pode ser considerado como um sistema de segunda ordem na forma:

$$Td(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (3.8)$$

de onde facilmente se infere que o sistema em malha aberta $Gr(s)$ é:

$$Gr(s) = \frac{Td(s)}{1 - Td(s)} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s} \quad (3.9)$$

Para o sistema de referência em malha aberta, definem-se dois pontos da resposta em frequência que são:

Na frequência natural identificada:

$$Gr(jw_c) = a_r + j \cdot b_r \quad (3.10)$$

e no ponto estático identificado:

$$Gr(jw_{dc}) = c_r + j \cdot d_r \quad (3.11)$$

Uma vez definidas a função de transferência da referência, na frequência natural, tem-se, substituindo (3.4), (3.5) e (3.7) em (3.6):

$$\left(Kp - j \cdot \frac{Ki}{w_c} + j \cdot Kd \cdot w_c \right) (a_p + j \cdot b_p) = a_r + j \cdot b_r \quad (3.12)$$

e no ponto estático:

$$\left(Kp - j \cdot \frac{Ki}{w_{dc}} + j \cdot Kd \cdot w_{dc} \right) (c_p + j \cdot d_p) = c_r + j \cdot d_r \quad (3.13)$$

agora, acoplando as Equações (3.12) e (3.13):

$$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{j}{w_c} & j \cdot w_c \end{bmatrix} (a_p + j \cdot b_p) \begin{bmatrix} Kp \\ Ki \\ Kd \end{bmatrix} = a_r + j \cdot b_r \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{j}{w_{dc}} & j \cdot w_{dc} \end{bmatrix} (c_p + j \cdot d_p) \begin{bmatrix} Kp \\ Ki \\ Kd \end{bmatrix} = c_r + j \cdot d_r \quad (3.15)$$

separando as partes reais e imaginárias tem-se:

$$\begin{bmatrix} a_p & \frac{b_p}{w_c} & -b_p \cdot w_c \\ b_p & -\frac{a_p}{w_c} & a_p \cdot w_c \\ c_p & \frac{d_p}{w_{dc}} & -\frac{d_p}{w_{dc}} \\ d_p & -\frac{c_p}{w_{dc}} & c_p \cdot w_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Kp \\ Ki \\ Kd \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_r \\ b_r \\ c_r \\ d_r \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

A Equação (3.16) pode ser simplificada caso o sistema apresente fase nula em baixas frequências, isto é, seja um sistema de fase mínima, o que equivale a dizer que $d_p = 0$, em (3.5). Além disso, o comportamento do sistema desejado em malha aberta, (3.9), somente possui parte imaginária quando avaliado em baixas frequências, ou seja, é nula a sua componente real $c_r = 0$, em (3.11).

Com as considerações anteriores, a Equação (3.16) pode ser resolvida facilmente, uma vez que ela é expressa na forma:

$$\begin{bmatrix} a_p & \frac{b_p}{w_c} & -b_p \cdot w_c \\ b_p & -\frac{a_p}{w_c} & a_p \cdot w_c \\ 0 & -\frac{c_p}{w_{dc}} & c_p \cdot w_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Kp \\ Ki \\ Kd \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_r \\ b_r \\ d_r \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Desta forma, são calculados os parâmetros Kp , Ki e Kd , que caracterizam totalmente o controlador PID.

3.1.2 Método de sintonia a sistemas de segunda ordem a partir de vários pontos da FRF

A diferença com o caso anterior, onde os parâmetros do controlador PID eram sintonizados usando somente dois pontos da FRF, neste método, denominado completo por Cardoso (2000), a sintonia é baseada em vários pontos da resposta em frequência do sistema. Para este fim, é

utilizado o ensaio do relé realimentado com referência não nula, Figura 16.

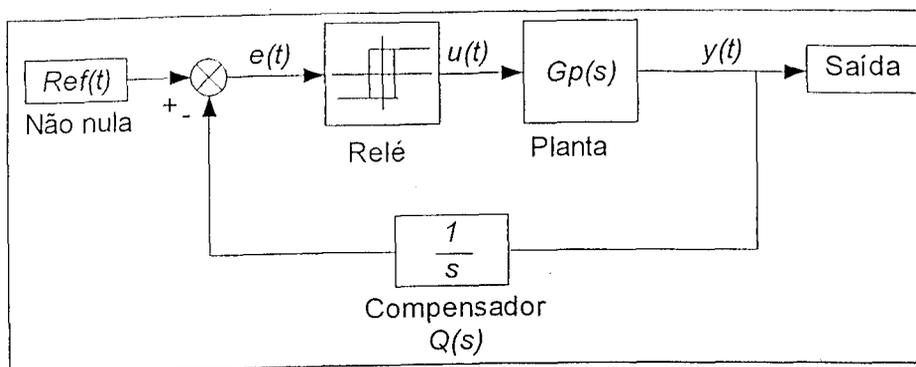


Figura 16- Ensaio do relé realimentado com sinal de referência $Ref(t)$ não nula.

A idéia central neste ensaio consiste no seguinte: i) usar um sinal de referência variável para ocasionar assimetria no relé ao longo do tempo, que é uma onda quadrada com maior porcentagem em alta do que em baixa, o que no domínio da freqüência se manifesta como excitações em diferentes freqüências e somadas a um nível DC, ii) calcular a FFT do sinais discretos de entrada e saída, iii) mediante o critério da coerência, identificam-se os pontos no domínio da freqüência que caracterizam corretamente o sistema, iv) define-se a função transferência desejada em malha fechada e por último v) calculam-se os parâmetros do PID.

Quando a referência neste ensaio se mantém nula, o sistema oscilará simetricamente na vizinhança da freqüência natural do sistema. Na medida que se adicione um valor diferente neste sinal, se observará uma assimetria no sinal emitido pelo relé. Cardoso (2002), propõe que a referência obedeça a expressão:

$$Ref(t) = Nref(pc - vl) + vl \quad (3.18)$$

onde pc e vl são respectivamente os valores máximos e mínimos de cada oscilação do sinal do integrador e $Nref$ deve estar entre 0.6 e 0.9. Estes valores entre 0.6 e 0.9 garantem assimetria no sinal do relé, porque retardam o chaveamento deste último. Quando o valor de $Nref$ for 0.5, o relé será simétrico.

Para calcular a FFT dos sinais no tempo de entrada e saída, estes são inicialmente janelados exponencialmente. Assumindo que o sistema está em regime permanente, são adquiridos os sinais de entrada e saída durante um intervalo de tempo conhecido.

O sinal resultante após este procedimento é representado por \tilde{y} e \tilde{u} para a saída e a entrada respectivamente, na forma:

$$\tilde{y}(t) = y(t)e^{-\alpha t} \quad (3.19)$$

e para a saída:

$$\tilde{u}(t) = u(t)e^{-\alpha t} \quad (3.20)$$

Este decaimento faz os sinais $\tilde{y}(t)$ e $\tilde{u}(t)$ tenderem exponencialmente a zero. Para um tempo T_f escolhido, o valor do decaimento será menor que δ , para todo $\alpha > 0$, quando :

$$e^{-\alpha T_f} \leq \delta \quad (3.21)$$

ou seja:

$$\alpha \geq \frac{-\ln(\delta)}{T_f} \quad (3.22)$$

Wang *et al.* (1997), sugerem escolher $10^{-6} \leq \delta \leq 10^{-4}$, o que permite encontrar o valor de α para um T_f dado.

Aplicando a transformada de Fourier em \tilde{y} , chega-se a:

$$\tilde{Y}(jw) = \int_0^{\infty} \tilde{y}(t)e^{-jw t} dt = \int_0^{\infty} y(t)e^{-\alpha t} e^{-jw t} dt = Y(jw + \alpha) \quad (3.23)$$

e para a entrada:

$$\tilde{U}(jw) = \int_0^{\infty} \tilde{u}(t)e^{-jw t} dt = \int_0^{\infty} u(t)e^{-\alpha t} e^{-jw t} dt = U(jw + \alpha) \quad (3.24)$$

O decaimento exponencial introduzido nos sinais adquiridos possibilita aproximar o limite superior destas integrais (∞) pelo tempo de duração do ensaio, permitindo o uso da Transformada Rápida de Fourier FFT, Bendat (1986):

$$\tilde{Y}(jw_i) = T_s \sum_{k=0}^{\infty} \tilde{y}(kT_s) e^{-jw_i kT_s} \approx T_s \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{y}(kT_s) e^{-jw_i kT_s} \approx Y(jw_i + \alpha) \quad (3.25)$$

$$\tilde{U}(jw_i) = T_s \sum_{k=0}^{\infty} \tilde{u}(kT_s) e^{-jw_i kT_s} \approx T_s \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{u}(kT_s) e^{-jw_i kT_s} \approx U(jw_i + \alpha) \quad (3.26)$$

onde: $w_i = \frac{2\pi i}{NT_s}$, T_s é o tempo de amostragem, k são as amostras, $i = 1, 2, \dots, m$, N corresponde ao número de amostras, e $m = \frac{N}{2}$ é a metade de pontos amostrados.

Portanto, a função de transferência do sistema é dada pela razão dos sinais da saída pela entrada na frequência.

$$G(jw_i + \alpha) = \frac{Y(jw_i + \alpha)}{U(jw_i + \alpha)} = \frac{\tilde{Y}(jw_i)}{\tilde{U}(jw_i)} = \tilde{G}(jw_i) \quad (3.27)$$

onde $i = 1, 2, \dots, m$

Com a finalidade de diminuir erros aleatórios introduzidos por ruídos, são feitos vários ensaios N_e , logo a função de transferência modificada do sistema $\tilde{G}_p(jw_i)$ será dada pela média das funções de transferência $\tilde{G}(jw_i)$ em cada frequência w_i :

$$\tilde{G}_p(jw_i) = \frac{1}{N_e} \sum_{\beta=1}^{N_e} \tilde{G}^\beta(jw_i) \quad (3.28)$$

onde β é o ensaio, N_e é o numero de ensaios e $i = 1, 2, \dots, m$.

O terceiro passo neste procedimento corresponde ao cálculo da coerência entre os sinais de saída e entrada. De acordo com Bendat e Piersol (1986), a coerência γ_{uy}^2 , no caso de sistemas lineares, pode ser interpretada como a contribuição do sinal de entrada $u(t)$ na saída $y(t)$.

Portanto, para o caso ideal de um sistema linear com uma única entrada e saída, a coerência será igual à unidade, e será zero no caso de sinais $u(t)$ e $y(t)$ totalmente não correlacionados. Na maior parte dos casos, a coerência apresenta valores intermediários entre zero e um, devido principalmente à presença de ruído nas medidas, à presença de não linearidades e que a saída $y(t)$, pode não ser exclusivamente resultado da ação da entrada $u(t)$.

Serão considerados como dados úteis, aqueles com coerência acima de 0.95.

A coerência, pode ser calculada como segue:

$$\gamma_{uy}^2(jw_i) = \frac{|S_{uy}(jw_i)|^2}{S_{uu}(jw_i) \cdot S_{yy}(jw_i)} \quad (3.29)$$

onde S_{uu} e S_{yy} são a densidade autoespectral de u e y respectivamente e S_{uy} é a função densidade espectral cruzada, definidas por Bendat e Piersol (1986) como:

$$S_{uy}(jw_i) = \frac{1}{T_f} \mathbf{E}\{U^*(jw_i)Y(jw_i)\} \quad (3.30)$$

onde $U(jw_i)$, $Y(jw_i)$ são as Transformadas de Fourier da entrada ($u(t)$) e saída ($y(t)$)

respectivamente, $U^*(jw_i)$ é o complexo conjugado de $U(jw_i)$, T_f é o tempo final de cada ensaio e E denota a esperança ou média.

O tempo final do ensaio de acordo com Cardoso (2002) pode ser calculado usando a relação $T_f = \frac{2\pi R}{w_c}$, onde w_c é a primeira frequência natural identificada no sistema e R é um fator que estabelece o número de pontos identificados na FRF abaixo da primeira natural. Valores entre 100 e 300 apresentam bons resultados quando usados em sistemas com baixo amortecimento.

Calculando a função densidade espectral cruzada para vários ensaios N_e :

$$S_{uy}(jw_i) = \frac{1}{T_f} \frac{1}{N_e} \sum_{\beta=1}^{N_e} U_{\beta}^*(jw_i) \cdot Y_{\beta}(jw_i) \quad (3.31)$$

onde β é a amostra e N_e é o número total de ensaios.

As funções $\gamma_{uy}^2(jw_i)$, $S_{uu}(jw_i)$ e $S_{yy}(jw_i)$ são funções reais. A notação (jw_i) é utilizada somente para associar estas funções com as funções da FRF e da FRF modificada.

A função densidade espectral cruzada aplicada nos sinais janelados exponencialmente fica então:

$$\tilde{S}_{uy}(jw_i) = \frac{1}{T_f} \frac{1}{N_e} \sum_{\beta=1}^{N_e} U_{\beta}^*(jw_i) \cdot Y_{\beta}(jw_i) \quad (3.32)$$

ou:

$$S_{uy}(jw_i + \alpha) = \frac{1}{T_f} \frac{1}{N_e} \sum_{\beta=1}^{N_e} U_{\beta}^*(jw_i + \alpha) \cdot Y_{\beta}(jw_i + \alpha) \quad (3.33)$$

Substituindo a função densidade espectral cruzada, Equação (3.33), as funções densidade autoespectral na expressão da coerência, Equação (3.29) e simplificando os termos $\frac{1}{T_f} \frac{1}{N_e}$ tem-se:

$$\tilde{\gamma}_{uy}^2(jw_i) = \frac{\left| \sum_{\beta=1}^{N_a} U_{\beta}^*(jw_i + \alpha) \cdot Y_{\beta}(jw_i + \alpha) \right|^2}{\left[\sum_{\beta=1}^{N_a} U_{\beta}^*(jw_i + \alpha) \cdot U_{\beta}(jw_i + \alpha) \right] \cdot \left[\sum_{\beta=1}^{N_a} Y_{\beta}^*(jw_i + \alpha) \cdot \tilde{Y}_{\beta}(jw_i + \alpha) \right]} \quad (3.34)$$

onde β é a amostra, N_a é o número total de amostras, $U(jw_i + \alpha)$ e $Y(jw_i + \alpha)$ correspondem às FFTs dos sinais de entrada e saída janelados exponencialmente usando o valor de α , $i = 1, 2, \dots, m$; m é a metade do número total de amostras N , ou seja ($m = \frac{N}{2}$) e * denota o complexo conjugado.

Uma vez calculada a coerência e escolhidos os pontos onde a saída está bem relacionada

com a entrada, *i.e.* coerência acima de 0.95, procede-se à definição da função de transferência desejada em malha fechada.

A partir da Figura 15 tem-se que o erro entre a resposta em frequência do sistema em malha aberta controlada, $Gc(jw_i + \alpha) \cdot Gp(jw_i + \alpha)$ e a desejada, $Gr(jw_i + \alpha)$ é, a diferença entre elas, naqueles pontos de elevada coerência, chamadas (w_i^{coe}):

$$E(jw_i^{coe} + \alpha) = Gc(jw_i^{coe} + \alpha) \cdot Gp(jw_i^{coe} + \alpha) - Gr(jw_i^{coe} + \alpha) \quad (3.35)$$

onde as funções de transferência modificadas do sistema desejado $\widetilde{Gr}(jw_i^{coe} + \alpha)$ e do controlador $\widetilde{Gc}(jw_i^{coe} + \alpha)$ obedecem às expressões

$$\widetilde{Gr}(jw_i^{coe} + \alpha) = Gr(jw_i^{coe} + \alpha) = \frac{Td(jw_i^{coe} + \alpha)}{1 - Td(jw_i^{coe} + \alpha)} = \frac{w_n^2}{(jw_i^{coe} + \alpha)^2 + 2\xi w_n(jw_i^{coe} + \alpha)} \quad (3.36)$$

$$Gc(jw_i^{coe} + \alpha) = Kp + \frac{Ki}{(jw_i^{coe} + \alpha)} + Kd(jw_i^{coe} + \alpha) \quad (3.37)$$

Desejam-se encontrar os parâmetros Kp , Ki e Kd do controlador que minimize o índice quadrático:

$$Ip(Kp, Ki, Kd) = \sum_{i=1}^N E(jw_i^{coe} + \alpha) \cdot W \cdot E^T(jw_i^{coe} + \alpha) \quad (3.38)$$

onde $E(jw_i^{coe} + \alpha)$ é dada por (3.35) e W é uma matriz de ponderação que permite dar maior ou menor importância a um ponto em frequência. No caso deste estudo W foi assumida como identidade.

A solução do problema de minimização enunciado é dado por, Cardoso (2002):

$$PID = (A^T A)^{-1} A^T B \quad (3.39)$$

onde:

$$A = \begin{bmatrix} \text{real}(\Psi) \\ \text{imag}(\Psi) \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

$$B = \begin{bmatrix} \text{real}(\Omega) \\ \text{imag}(\Omega) \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} Gp(jw_1^{coe} + \alpha) & \frac{Gp(jw_1^{coe} + \alpha)}{(jw_1^{coe} + \alpha)} & (jw_1^{coe} + \alpha) \cdot Gp(jw_1^{coe} + \alpha) \\ Gp(jw_2^{coe} + \alpha) & \frac{Gp(jw_2^{coe} + \alpha)}{(jw_2^{coe} + \alpha)} & (jw_2^{coe} + \alpha) \cdot Gp(jw_2^{coe} + \alpha) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ Gp(jw_{Ncoe}^{coe} + \alpha) & \frac{Gp(jw_{Ncoe}^{coe} + \alpha)}{(jw_{Ncoe}^{coe} + \alpha)} & (jw_{Ncoe}^{coe} + \alpha) \cdot Gp(jw_{Ncoe}^{coe} + \alpha) \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

$$\Omega = \begin{bmatrix} Gr(jw_1^{coe} + \alpha) \\ Gr(jw_2^{coe} + \alpha) \\ \vdots \\ Gr(jw_{Ncoe}^{coe} + \alpha) \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

e:

$$PID = \begin{bmatrix} Kp \\ Ki \\ Kd \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

3.1.3 Método de sintonia a sistemas variados - MASV, a partir de múltiplos pontos da FRF

Este método foi originalmente proposto por Woodyatt e Middleton (1997). Assim como na contribuição de Cardoso (2002) esta metodologia precisa da FRF da planta e também utiliza um critério de mínimos quadrados para a sintonia do controlador. A diferença fundamental consiste na escolha da função de referência desejada em malha fechada.

Na proposta de Cardoso (2002), tal função deveria ser fornecida pelo usuário, sendo nos exemplos de Cardoso usada uma função de segunda ordem. Na proposta de Woodyatt e Middleton (1997), esta escolha deve obedecer alguns critérios preliminares, que dependem:

- do sistema identificado quanto a presença de fase não mínima;
- da existência ou não de pólo estável e
- do grau relativo da planta.

Na proposta de Woodyatt e Middleton a sintonia consiste em calcular os ganhos do controlador definido pela equação:

$$Gc(s) = \frac{Kp \cdot s + Ki + Kd \cdot s^2}{s \cdot (s \cdot T + 1)} \quad (3.45)$$

onde o parâmetro T introduz um pólo em alta frequência, bem acima da banda passante do controlador, que procura retratar a implementação real de um PID, que na prática não tem ganho infinito em altas frequências.

Na tentativa de poder acompanhar um comportamento de referência, devem ser observadas algumas restrições práticas e ainda consideradas algumas características da planta, objeto do controlador. As características que devem ser observadas no sistema, para calcular a função de transferência em malha fechada desejada, são as seguintes, Woodyatt e Middleton (1997):

1. Quanto à banda passante em malha fechada.

As seguintes considerações definem limites superiores na largura de banda em malha fechada.

i. Deslocamento máximo na fase.

A máxima defasagem que pode proporcionar o controlador PID é de 90° . Por ser um controlador de segunda ordem com ação integral, a máxima largura de banda do sistema em malha fechada, será no limite, a que corresponda a uma fase do sistema em malha aberta de -180° . Escolhendo T , na estrutura particular expressa em (3.45), igual a $\frac{1}{4w_b}$, onde w_b é a largura de banda em malha fechada, se terá na frequência $4w_b$, um avanço de fase somente de 45° . Para garantir que sistema em malha fechada não apresente picos de sensibilidade acima de w_b , a largura de banda será limitada a um quinto da frequência onde a fase do sistema é -225° , ou seja $w_b = \frac{1}{5} [\angle Gp(s)]_{-225^\circ}$.

ii. Comportamento de fase não-mínima.

No caso de comportamento de fase não-mínima, seja na forma de zeros de fase não-mínima ou de tempo de atraso, a componente de fase não-mínima do sistema deverá ser menor que 45° dentro da largura de banda desejada em malha fechada. Woodyatt e Middleton (1997), propõem a seguinte metodologia para separar a componente de fase não mínima da FRF do sistema. Inicialmente escolhe-se um conjunto Ω de frequências w_i , onde se conhecem os valores de ganho e fase. Calcula-se o conjunto Φ , formado pelas médias geométricas das frequências adjacentes a w_i , e calcula-se também uma função de pesos na forma:

$$r(\phi_i) = \frac{\log \left| \frac{\phi_i + \psi_d}{\phi_i - \psi_d} \right|}{\sum_{\phi_i \in \Phi} \log \left| \frac{\phi_i + \psi_d}{\phi_i - \psi_d} \right|}, \forall \phi_i \in \Phi \quad (3.46)$$

onde ψ_d é a freqüência onde pretende-se calcular a componente de fase não mínima do deslocamento de fase, sob a condição $\psi_d \notin \Phi$. Calcula-se também o conjunto de inclinações do diagrama da resposta em freqüência, $m(\phi_i)$, por meio da expressão:

$$m(\phi_i) = \frac{\log |G(jw_{i+1})| - \log |G(jw_i)|}{\log(w_{i+1}) - \log(w_i)}, \forall \phi_i \in \Phi \quad (3.47)$$

Finalmente calcula-se, na freqüência ψ_d , a componente de fase mínima mediante a aproximação:

$$\angle_{MP}(\psi_d) = 90 \sum_{\phi_i \in \Phi} m(\phi_i) r(\phi_i) \quad (3.48)$$

Logo, a componente de fase não-mínima, $\angle_{NMP}(\psi_d)$, pode ser calculada usando a expressão a seguir:

$$\angle_{NMP}(\psi_d) = \angle(\psi_d) - \angle_{MP}(\psi_d) \quad (3.49)$$

onde $\angle(\psi_d)$ é o deslocamento de fase estimado na freqüência ψ_d . A banda passante, segundo este critério, é definida pela máxima freqüência onde o deslocamento de fase não mínima é inferior à 45 graus. Também pode-se estimar o valor do atraso do sistema, assumindo que todo o comportamento de fase não-mínima é devido ao atraso, a través da expressão:

$$\hat{\tau} = \frac{|\angle_{NMP}(\psi_d)|}{\psi_d} \quad (3.50)$$

iii. Máxima freqüência medida.

A largura de banda do sistema não deve ser maior que a freqüência máxima medida. Da experiência, deseja-se que pelo menos uma das freqüências medidas seja maior que a largura de banda do sistema. Logo, a largura de banda desejada em malha fechada será menor que a segunda maior freqüência que tenha sido medida.

iv. Ruído na medida.

Woodyatt e Middleton (1997) utilizam a variância do ruído como critério para rejeitar os dados adquiridos durante os ensaios, mas esta abordagem não foi, por simplicidade,

considerada neste trabalho.

v. Período de amostragem.

A largura de banda desejada em malha fechada é limitada pela frequência de amostragem da planta.

vi. Largura de banda do usuário.

O usuário define a largura de banda dependendo das necessidades do projeto. Esta largura, está diretamente relacionada com as características do sistema, tais como: *overshoot*, tempo de subida e tempo de acomodação. Neste trabalho adotou-se sempre, neste quesito, a maior frequência identificada da FRF da planta.

Uma vez aplicadas estas condições, já que elas constituem o limite superior da largura de banda desejada em malha fechada para o sistema, escolhe-se o menor valor de frequência.

2. Quanto ao comportamento de fase não mínima, ao grau relativo e a presença de pólos lentos. A classificação que segue, permite escolher a função transferência em malha fechada desejada.

i. Comportamento de fase não-mínima.

Qualquer comportamento de fase não-mínima é importante e deve ser considerado na escolha da função de transferência desejada em malha fechada. A classificação da planta em função do seu comportamento de fase não-mínima é feito estimando a componente de fase não-mínima do deslocamento de fase na largura de banda em malha fechada (cujo procedimento foi descrito anteriormente). Se $|\angle_{NMP}| > 20^\circ$, então a planta tem comportamento de fase não mínima significativa, fato que será levado em conta na escolha do sistema desejado em malha fechada, $Td(s)$.

ii. Grau relativo.

Da experiência de Woodyatt e Middleton (1997), é importante conhecer o grau relativo da planta estudada e levar isto em conta no projeto do controlador. Uma estimativa do grau relativo é feita por estes autores avaliando a inclinação da curva de magnitude da resposta em frequência na primeira frequência maior que a largura de banda desejada do sistema em malha fechada. Seja a frequência w_1 consecutiva de w_2 , pertencentes do

conjunto Ω e ambas maiores ou iguais a w_b , então a inclinação da curva em w_1 pode ser aproximada por:

$$[(w_1 \wedge w_2) \in \Omega] \wedge (w_1 < w_2) \wedge [(w_1 \wedge w_2) \geq w_b] \quad (3.51)$$

então:

$$m = \frac{20 \log(|G(jw_2)|) - 20 \log(|G(jw_1)|)}{\log(|G(jw_2)|) - \log(|G(jw_1)|)} \quad (3.52)$$

Se a inclinação da curva é maior que -30 dB/década, então a planta tem grau relativo um, nos outros casos terá grau relativo maior que um, ou seja:

$$\text{Se } m > -30 \text{ dB/década} \rightarrow \text{grau relativo} = 1 \quad (3.53)$$

$$\text{Se } m \leq -30 \text{ dB/década} \rightarrow \text{grau relativo} > 1$$

iii. Presença de pólos estáveis lentos.

Quando se têm pólos estáveis ou um integrador na planta, eles devem ser considerados no cálculo da função de transferência desejada em malha fechada, $Td(s)$. A existência de um pólo estável lento na planta está relacionado com a presença de um integrador no controlador, o que significa que a função de transferência desejada em malha fechada deve ter também esta característica. A maneira de detectar a presença de pólos estáveis no sistema, é observar a inclinação da curva de magnitude da função de transferência, num ponto localizado a um quinto da largura de banda do sistema desejado em malha fechada, Woodyatt e Middleton (1997). Tais recomendações permitem encontrar w_s e w_t , de forma que:

$$w_s < 0.2 \cdot w_b < w_t, \text{ onde } (w_s \wedge w_t) \in \Omega \quad (3.54)$$

Logo a inclinação da curva entre os pontos s e t das correspondentes frequências w_s e w_t é, (Woodyatt e Middleton, 1997):

$$m_{if} = \frac{20 \log(|G(jw_t)|) - 20 \log(|G(jw_s)|)}{\log(|G(jw_t)|) - \log(|G(jw_s)|)} \quad (3.55)$$

Com o valor da inclinação entre estes pontos, e lembrando que m_{if} é dado em [dB/década], deduz-se:

Se $m_{lf} \leq -20 \rightarrow$ a planta tem um pólo estável lento ou integrador

Se $m_{lf} \geq 0 \rightarrow$ a planta NÃO tem um pólo estável lento ou integrador (3.56)

Se $-20 < m_{lf} < 0 \rightarrow$ NÃO há certeza da existência de pólo estável lento

Se $-SSP > 0.3w_b$, então a planta não tem pólo estável lento. De outra forma, terá um pólo estável na posição estimada por SSP , dado por:

$$SSP = -1 \sqrt{w_s w_t \left(\frac{20}{-m_{lf}} - 1 \right)} \quad (3.57)$$

Uma vez definida a banda passante e classificada a planta, a função transferência desejada em malha fechada é dada conforme a Tabela 5.

Tabela 5- Função de transferência desejada em malha fechada

Características	Grau relativo ≥ 2	Grau relativo = 1
Sem comportamento de fase não-mínima	Tipo A	Tipo D
	$Td(s) = \frac{w_b^2}{s^2 + \sqrt{2}w_b s + w_b^2}$	$Td(s) = \frac{1}{\frac{s}{w_b} + 1}$
Com comportamento de fase não-mínima e sem pólo estável	Tipo B	Tipo E
	$Td(s) = \frac{(-0.5 \cdot \tau \cdot s + 1)w_b^2}{(0.5 \cdot \tau \cdot s + 1)(s^2 + \sqrt{2}w_b s + w_b^2)}$	
Com comportamento de fase não-mínima e com pólo estável	Tipo C	$Td(s) = \frac{(-0.5 \cdot \tau \cdot s + 1)w_b}{(0.5 \cdot \tau \cdot s + 1)(s + w_b)}$
	$Td(s) = \frac{(-0.5 \cdot \tau \cdot s + 1)w_b^2}{(0.5 \cdot \tau \cdot s + 1)(s^2 + 2w_b s + w_b^2)}$	

Conhecendo agora, a função de transferência em malha fechada $Td(s)$ obtém-se a função de transferência desejada em malha aberta $Gr(s)$:

$$Gr(s) = \frac{Td(s)}{1 - Td(s)} \quad (3.58)$$

Se, de acordo com a caracterização da planta, existe pólo estável lento, a nova função de transferência desejada em malha aberta $Gr(s)$ será:

$$Gr(s) = \frac{Td(s)}{1 - Td(s)} \frac{s + 0.2w_b}{s - SSP} \quad (3.59)$$

onde SSP é a posição estimada do pólo estável lento, veja Equação (3.57).

Neste momento desenvolve-se o procedimento de sintonia de forma similar à apresentada no item anterior. Partindo novamente da idéia que o sistema controlado deve satisfazer o comportamento desejado em malha aberta definido por $Gr(s)$, tem-se:

$$Gc(s) \cdot Gp(s) = Gr(s) \quad (3.60)$$

sabendo que esta igualdade cumpre-se nas freqüências identificadas $s = j\Omega = [jw_1 \quad jw_2 \quad \dots \quad jw_i]$ e que o controlador PID está definido pela Equação (3.45).

Ao substituir se tem:

$$\begin{bmatrix} \frac{Gp(jw_1)}{jw_1T + 1} & \frac{Gp(jw_1)}{jw_1(jw_1T + 1)} & \frac{(jw_1) \cdot Gp(jw_1)}{jw_1T + 1} \\ \frac{Gp(jw_2)}{jw_2T + 1} & \frac{Gp(jw_2)}{jw_2(jw_2T + 1)} & \frac{(jw_2) \cdot Gp(jw_2)}{jw_2T + 1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{Gp(jw_i)}{jw_iT + 1} & \frac{Gp(jw_i)}{jw_i(jw_iT + 1)} & \frac{(jw_i) \cdot Gp(jw_i)}{jw_iT + 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Kp \\ Ki \\ Kd \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Gr(jw_1) \\ Gr(jw_2) \\ \vdots \\ Gr(jw_3) \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

Procurando solucionar esta equação, a primeira matriz é nomeada Ψ e o vetor correspondente à função de transferência em malha aberta $Gr(s)$ é nomeado Ω .

$$\Psi = \begin{bmatrix} \frac{Gp(jw_1)}{jw_1T + 1} & \frac{Gp(jw_1)}{jw_1(jw_1T + 1)} & \frac{(jw_1) \cdot Gp(jw_1)}{jw_1T + 1} \\ \frac{Gp(jw_2)}{jw_2T + 1} & \frac{Gp(jw_2)}{jw_2(jw_2T + 1)} & \frac{(jw_2) \cdot Gp(jw_2)}{jw_2T + 1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{Gp(jw_i)}{jw_iT + 1} & \frac{Gp(jw_i)}{jw_i(jw_iT + 1)} & \frac{(jw_i) \cdot Gp(jw_i)}{jw_iT + 1} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$\Omega = \begin{bmatrix} Gr(jw_1) \\ Gr(jw_2) \\ \vdots \\ Gr(jw_3) \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

Separando a parte real e imaginária de Ψ e Ω nas matrizes A e B :

$$A = \begin{bmatrix} \text{real}(\Psi) \\ \text{imag}(\Psi) \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$B = \begin{bmatrix} \text{real}(\Omega) \\ \text{imag}(\Omega) \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

chega-se finalmente aos parâmetros do controlador PID, sintonizando desta maneira o controlador.

$$PID = (A^T A)^{-1} A^T B \quad (3.66)$$

Capítulo 4

Avaliação numérica dos procedimentos de identificação e sintonia

4.1 Introdução

Este capítulo trata da avaliação numérica das metodologias propostas para a identificação de sistemas e sintonia de controladores PID. Num primeiro momento é avaliado o método que envolve a identificação de dois pontos da FRF e em seguida o método de múltiplos pontos.

Nos dois casos submete-se o sistema ao "ensaio do relé" na fase de identificação. No método de dois pontos escolheu-se como referência para o comportamento do sistema a ser controlado a performance de um sistema de segunda ordem e, tendo em vista um ensaio experimental que será descrito no próximo capítulo, aplicou-se a metodologia no controle de um sistema de segunda ordem pouco amortecido.

No segundo método é empregada a metodologia proposta por Cardoso (2002) na identificação do sistema, enquanto que a seleção das plantas de referência é feita segundo a metodologia sugerida por Woodyatt e Middleton (1997). Treze sistemas, com características das mais diversas, são avaliadas neste método.

Todas as simulações se deram num microcomputador PC, utilizando o Matlab[®] como ferramenta de apoio e os procedimentos de identificação foram repetidos por dez vezes, sendo o resultado final adotado como a média dos ensaios realizados. Em todas as simulações admitiu-se perturbações na saída e na entrada, de natureza gaussiana, não correlacionadas e de média nula.

Ao finalizar este Capítulo são analisados e discutidos os resultados numéricos obtidos.

4.2 Resultados numéricos do Método de ajuste a sistemas de segunda ordem - MASO

Deseja-se neste método encontrar os valores da função de resposta em frequência do sistema na primeira frequência de ressonância e, para uma excitação contínua, o ganho DC. Para este fim, foi utilizado o ensaio do relé ilustrado na Figura 14: Com um sinal de referência nulo, excita-se o sistema usando o relé conforme o diagrama da figura. O sistema que se quer controlar é um sistema de segunda ordem com baixo amortecimento $\xi = 0.02$ e frequência natural $f_c = 12$ [Hz] (ou $\omega_c = 75.4$ [rad/s]). Veja a Equação (4.1).

$$Gp(s) = \frac{5685}{s^2 + 3.016 \cdot s + 5685} \quad (4.1)$$

Do ensaio do relé obteve-se a resposta oscilatória mostrada na Figura 17.

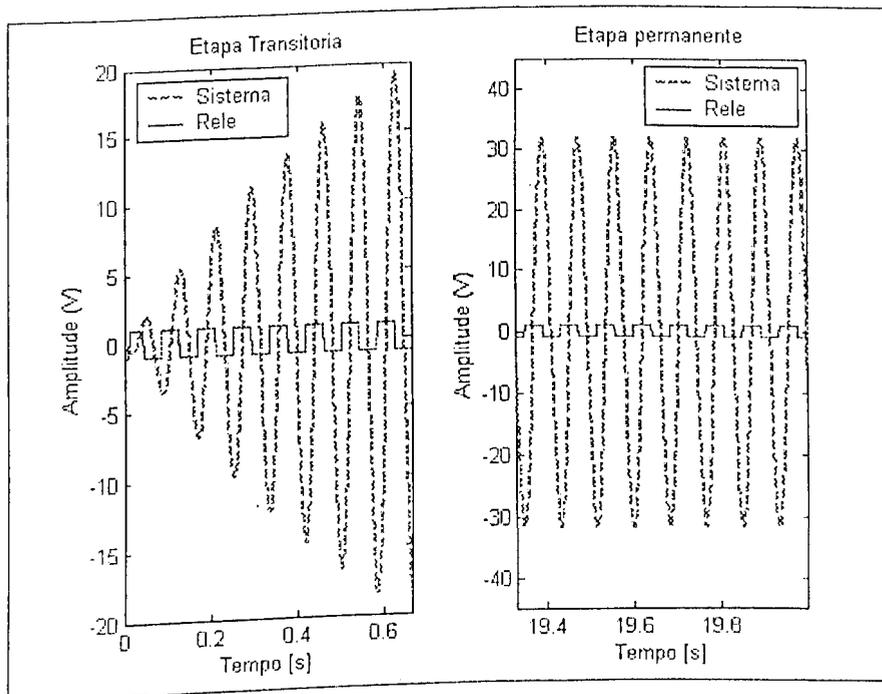


Figura 17- Resposta do sistema e sinal do relé ao longo do tempo.

A partir dos sinais de excitação e da resposta da planta calculou-se o valor da função de transferência em DC e na frequência de ressonância, conforme as expressões (3.1), (3.2) e (3.3). O número de períodos pertencentes ao regime estacionário adotado foi de vinte ($\eta = 20$). A Figura 18 mostra os valores reais e os valores obtidos para o comportamento da planta nos dois pontos em análise. A frequência natural identificada pelo relé foi de 12.02 [Hz] (ou 75.54 [rad/s]).

Para a síntese do controlador adotou-se como sistema desejado em malha fechada um

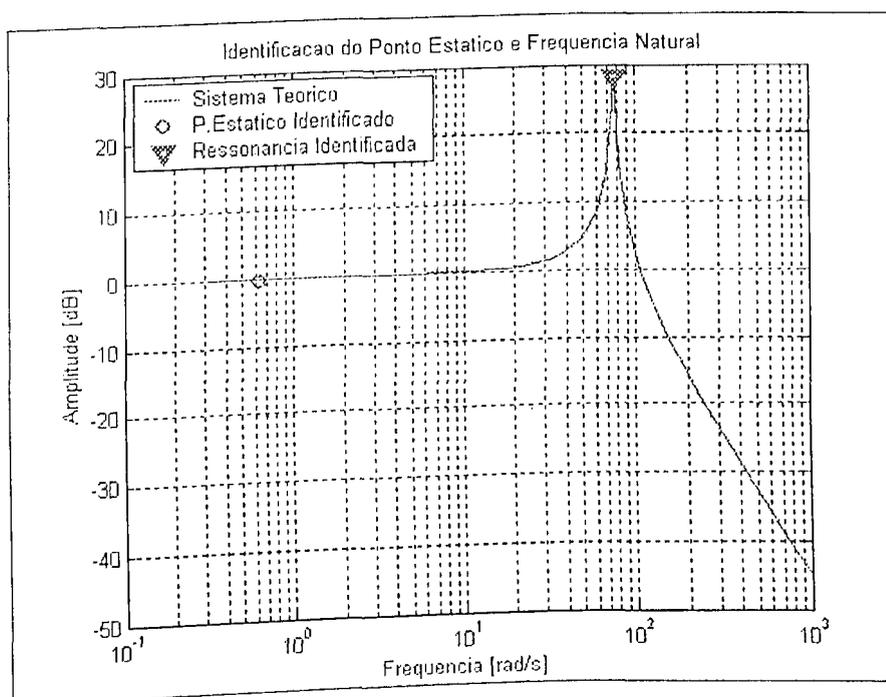


Figura 18- Ponto estático e na freqüência natural, identificados usando o ensaio do relé realimentado

sistema de segunda ordem com amortecimento $\xi = 0.7$ e freqüência natural $f_c = 1.0$ [Hz] (ou $\omega_c = 6.28$ [rad/s]). O resultado obtido pode ser visualizado na Figura 19, sendo os valores do PID e as características obtidas para a planta sob controle mostradas na Tabela 6.

Além do sistema de segunda ordem foi sintonizado um controlador para outros dois sistemas baseados na identificação de dois pontos na FRF. As condições de projeto impostas nestes dois sistemas foram um fator de amortecimento de 0.707 e banda passante em malha fechada ω_b (1.94 [rad/s] e 0.0433 [rad/s] respectivamente).

Tabela 6- Função de transferência da planta, do sistema desejado em malha fechada $T_d(s)$ e parâmetros do controlador PID

N	Planta $G_p(s)$	M.F. desejada $T_d(s)$	Controlador $G_c(s)$		
			K_p	K_i	K_d
1.	$\frac{5685}{s^2 + 1.508s + 5685}$	$\frac{(6.28)^2}{s^2 + 2(0.7)(6.28)s + (6.28)^2}$	0.00005	4.57574	0.00080
2.	$\frac{39.48}{s^2 + 0.628s + 39.48} e^{-0.1s}$	$\frac{(1.94)^2}{s^2 + 2(0.707)(1.94)s + (1.94)^2}$	0.00937	1.31675	0.03469
3.	$\frac{1.08}{(s+1)^2(2s+1)^3} e^{-10s}$	$\frac{(0.0433)^2}{s^2 + 2(0.707)(0.0433)s + (0.0433)^2}$	0.11205	0.02813	1.84694

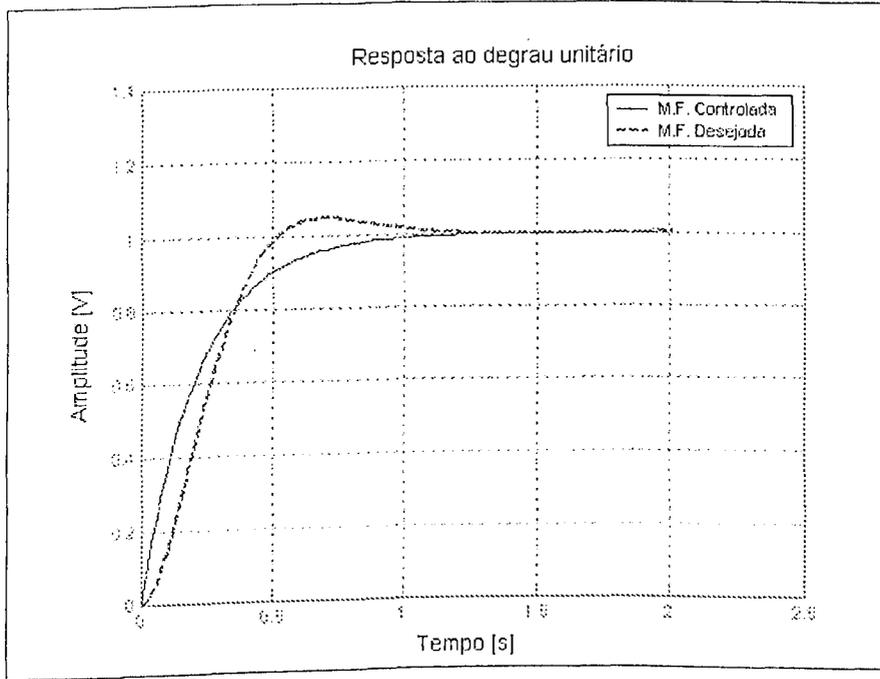


Figura 19- Planta #1. $G_p(s) = \frac{5685}{s^2 + 1.508s + 5685}$ Resposta ao degrau dos sistemas controlado e desejado em malha fechada

As características da resposta no tempo quando o sistema #1 controlado em malha fechada é submetido a uma entrada degrau aparecem na Tabela 7.

Para o primeiro sistema, segunda ordem e baixo amortecimento, o controlador projetado alcançou plenamente as condições impostas.

Tabela 7- Características no tempo do sistema controlado baseado na identificação de dois pontos.

No.	Características					
	Overshoot [%]		Tsubida [s]		Tacomodação [s]	
	Desejado	Controlado	Desejado	Controlado	Desejado	Controlado
1.	4.6	0.0	0.34	0.48	0.95	0.86
2.	4.3	0.1	1.11	1.49	3.07	2.76
3.	4.3	2.5	49.70	46.80	138.00	110.00

4.3 Resultados numéricos do Método de ajuste a sistemas variados - MASV

O diagrama da Figura 20 ilustra as fases do procedimento de identificação e sintonia da metodologia MASV. Ao ensaio do relé foram adicionados ruídos na entrada e na saída para

simular situações mais próximas da realidade, veja Figura 21. Neste ensaio o sinal de referência depende dos valores de pico e vale do sinal do integrador durante cada período. Para localizar estes valores foi implementado um algoritmo que não aparece neste diagrama, por simplicidade. Tal algoritmo compara permanentemente o valor atual do sinal do integrador no instante k com os dois anteriores (ou seja nos instantes $(k - 1)$ e $(k - 2)$). Quando o valor no instante anterior, $(k - 1)$, for menor que o valor nos instantes (k) e $(k - 2)$, ele é um vale ou ponto de valor mínimo. Uma lógica similar é implementada na busca do valor máximo ou pico de cada período. A variável N_{ref} da Equação (3.18), como já foi explicado, gera uma assimetria no sinal do relé.

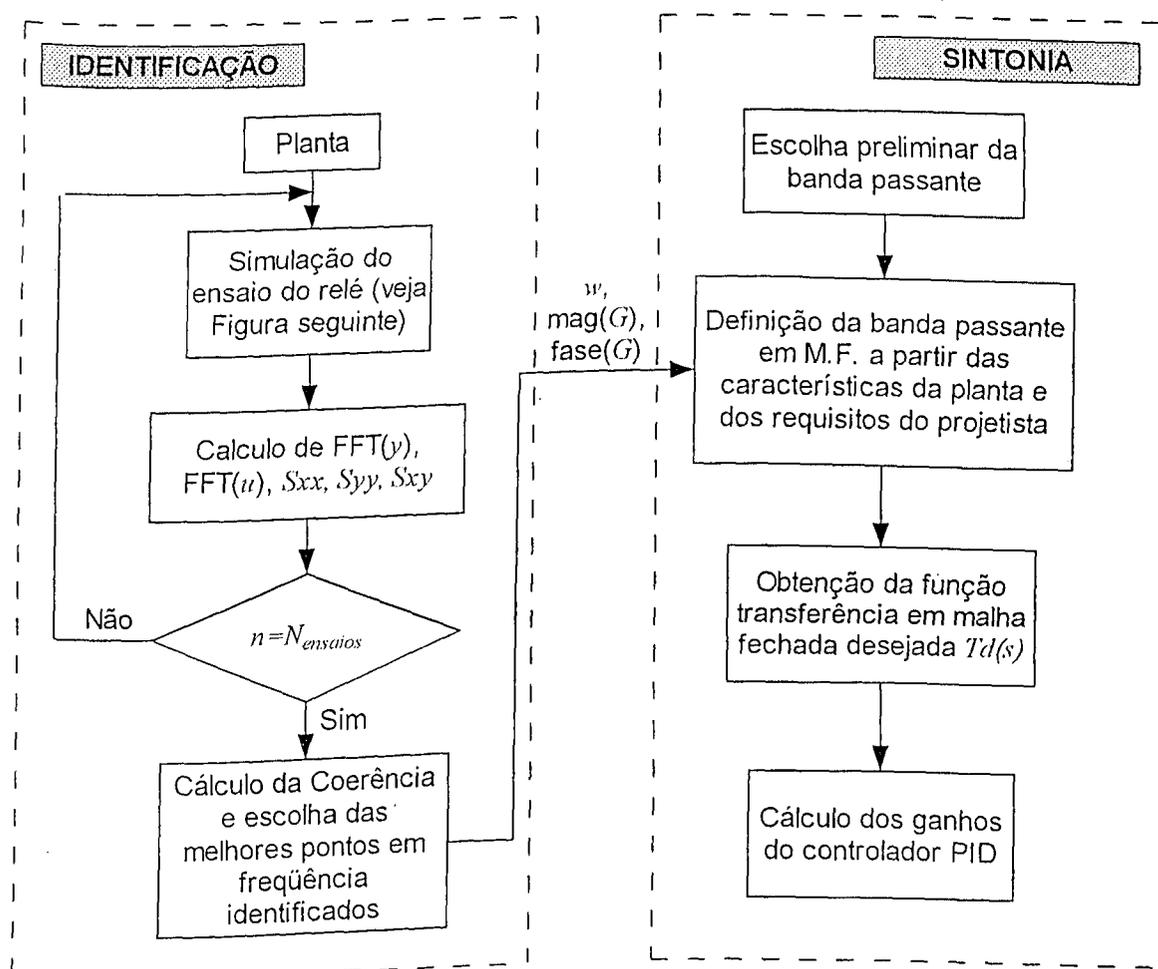


Figura 20- Fluxograma da simulação numérica do procedimento de identificação do sistema e sintonia do controlador PID.

Em todas as simulações os sistemas na fase de identificação, foram submetidos ao ruído "branco" com média zero e variância (σ^2) dada por:

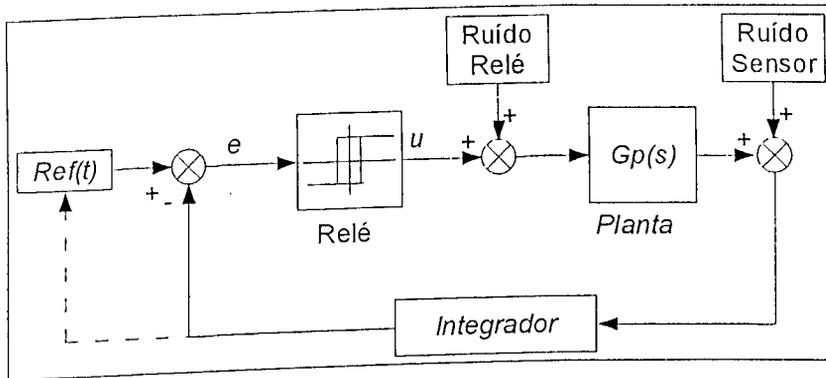


Figura 21- Ensaio do relé simulado para uma referência em função do sinal do integrador na forma: $Ref(t) = Nref(pc - vl) + vl$.

$$\sigma_{relé}^2 = \frac{1 \times 10^{-9}}{T_s} \quad (4.2)$$

$$\sigma_{sensor}^2 = \frac{1 \times 10^{-11}}{T_s} \quad (4.3)$$

onde $\sigma_{relé}^2$ é a variância do ruído do relé, σ_{sensor}^2 é a variância do ruído do sensor e T_s é o tempo de amostragem. para ter uma melhor idéia dos ruídos aplicados, tem-se que o ruído do relé é da ordem de 0.015% comparado com a amplitude do relé e o correspondente ao sinal do sensor é de $3e10^{-4}\%$ a amplitude de oscilação do sistema em regime permanente.

As condições iniciais na simulação da planta foram sempre deslocamento e velocidade nulos. A frequência de amostragem adotada foi de $\frac{1}{10}$ da máxima frequência observada na planta nominal⁵.

Nos ensaios realizados adotou-se como banda desejada de projeto a maior frequência identificada, desconsiderando os pontos com valores inferiores ao critério de coerência definido. Nas simulações numéricas, o critério de coerência definido foi de 0.995. Nesta metodologia, o valor da banda passante desejada em malha fechada é automaticamente obtida observando o comportamento de fase não mínima, o grau relativo, o tempo de amostragem, etc., como já descrito no capítulo anterior.

São aqui avaliadas plantas com estrutura e características diversificadas como descritas na Tabela 8.

⁵ Na prática, é necessário realizar um ensaio previo do relé para identificar a frequência natural, posteriormente define-se a frequência de amostragem do ensaio principal.

Tabela 8- Características mais relevantes de cada planta

No.	Planta ($Gp(s)$)	Características ⁶
1.	$\frac{39.48}{s^2 + 0.628s + 39.48}$	Segunda ordem com $f_n=1$ [Hz], baixo amortecimento ($\xi=0.1$), estável, sem atraso, sem comportamento de fase não mínima
2.	$\frac{1}{(s+1)^5}$	Quinta ordem com $f_n=0.16$ [Hz], amortecimento elevado ($\xi=1.0$), estável, sem atraso, sem comportamento de fase não mínima
3.	$\frac{-s+1}{(s+1)^3}$	Terceira ordem, $f_n=0.16$ [Hz], amortecimento elevado ($\xi=1.0$), estável, sem atraso, com comportamento de fase não mínima
4.	$\frac{-s+1}{s+1}$	Primeira ordem, $f_n=0.16$ [Hz], amortecimento elevado ($\xi=1.0$), estável, sem atraso, com comportamento de fase não mínima
5.	$\frac{1}{s+1} e^{-s}$	Primeira ordem, $f_n=0.16$ [Hz], amortecimento elevado ($\xi=1.0$), estável, atraso pequeno ($\tau=1$ [s]), com comportamento de fase não mínima
6.	$\left(\frac{1}{(s+1)^2} + \frac{0.5}{s+0.5} \right) e^{-0.5s}$	Terceira ordem, $f_n=0.13$ [Hz], amortecimento elevado ($\xi=1.0$), estável, atraso pequeno ($\tau=0.5$ [s]), com comportamento de fase não mínima
7.	$\frac{1}{(s+1)^3} e^{-0.5s}$	Terceira ordem, $f_n=0.16$ [Hz], amortecimento elevado ($\xi=1.0$), estável, atraso pequeno ($\tau=0.5$ [s]), com comportamento de fase não mínima
8.	$\frac{25}{(s+1)(s+3)(s^2+2s+25)} e^{-3s}$	Quarta ordem, $f_n=0.16$ [Hz], amortecimento elevado ($\xi=1.0$), estável, atraso pequeno ($\tau=3$ [s]), com comportamento de fase não mínima
9.	$\frac{144(1-s)}{(1+s)(s^2+4.8s+144)} e^{-0.3s}$	Terceira ordem, $f_n=0.16$ [Hz], amortecimento elevado ($\xi=1.0$), estável, atraso pequeno ($\tau=0.3$ [s]), com comportamento de fase não mínima
10.	$\frac{729}{(s+1)(s+3)(s+9)(s+27)}$	Quarta ordem, $f_n=0.16$ [Hz], amortecimento elevado ($\xi=1.0$), estável, sem atraso, sem comportamento de fase não mínima
11.	$\frac{0.57}{(8.6s+1)^2} e^{-s}$	Segunda ordem, $f_n=0.02$ [Hz], amortecimento elevado ($\xi=1.0$), estável, atraso pequeno ($\tau=1.0$ [s]), com comportamento de fase não mínima
12.	$\frac{1}{(s+0.01)(s+10)^3} e^{-10s}$	Quarta ordem, $f_n=0.002$ [Hz], amortecimento elevado ($\xi=1.0$), estável, atraso elevado ($\tau=10$ [s]), com comportamento de fase não mínima
13.	$\frac{1}{(s+2)}$	Primeira ordem, $f_n=0.28$ [Hz], pouco amortecimento ($\xi=0.06$), estável, sem atraso, sem comportamento de fase não mínima

A seguir são apresentados os diagramas de Bode para os treze sistemas avaliados. Nos diagramas mostram-se o sistema real, o sistema identificado, a função resposta em frequência em malha fechada e a banda passante adotada. Também são mostrados as respostas desejadas e as obtidas para uma entrada ao degrau. A identificação foi obtida a partir das médias de 10 ensaios realizados.

⁶ Neste trabalho adotou-se como critério de caracterização: $\xi \leq 0.1$ baixo amortecimento e $\tau \leq (10 \cdot T)$ pequeno atraso, onde T é a constante de tempo do sistema.

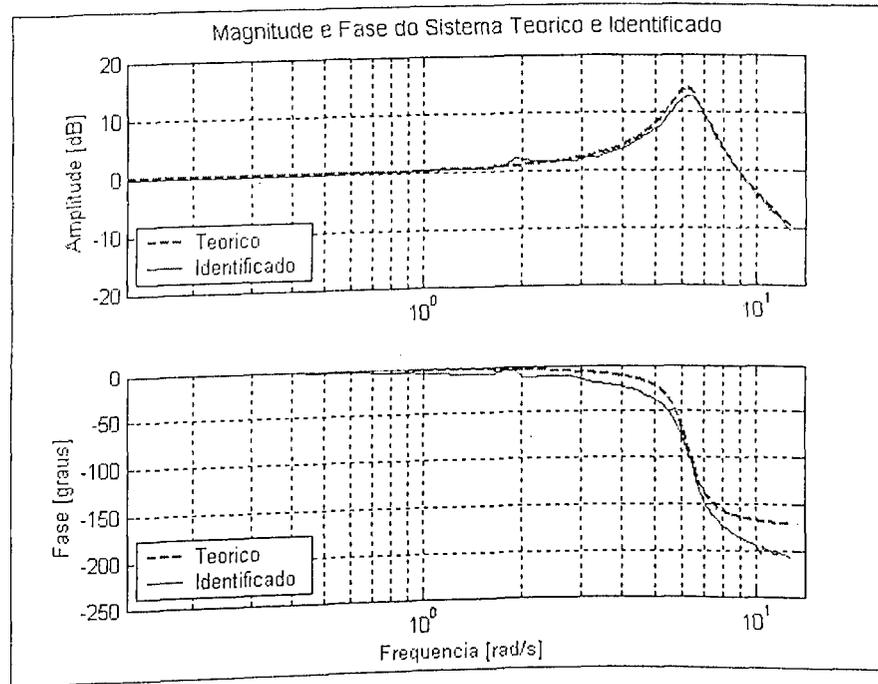


Figura 22- Planta #1: $\frac{39.48}{s^2+0.628s+39.48}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

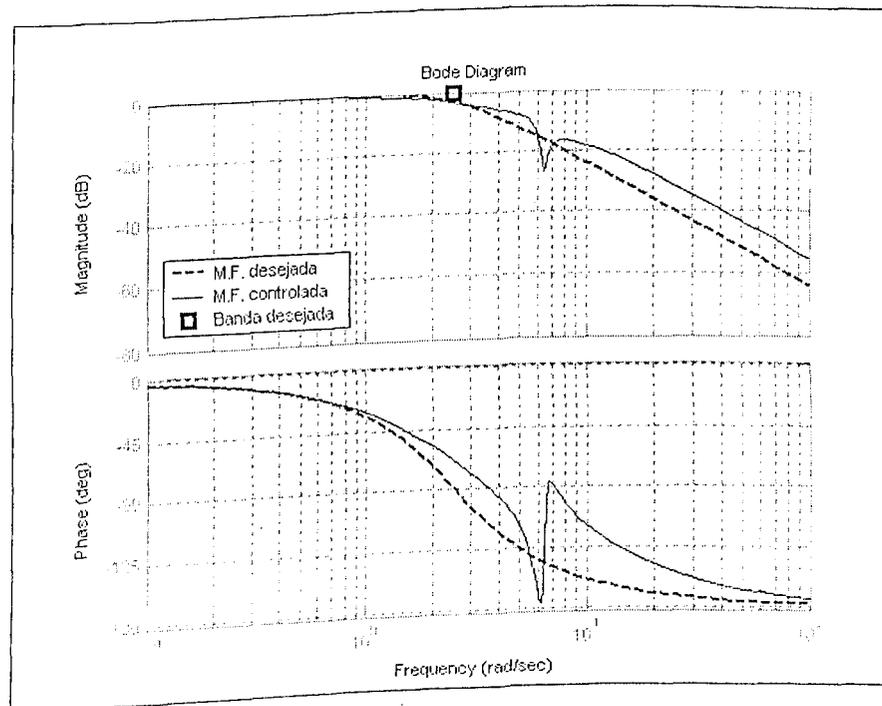


Figura 23- Planta #1: $\frac{39.48}{s^2+0.628s+39.48}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

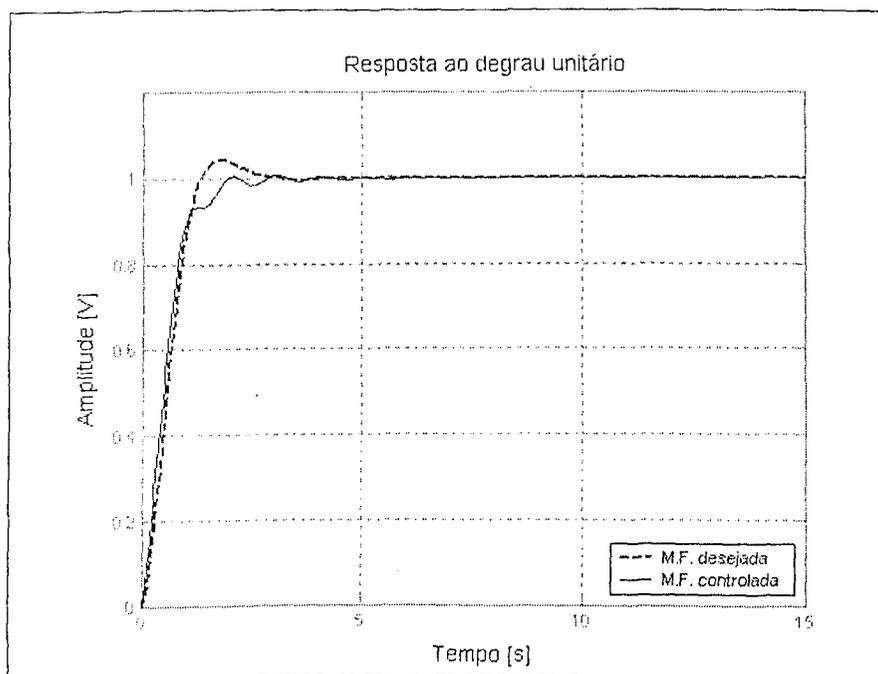


Figura 24- Planta #1: $\frac{39.48}{s^2+0.628s+39.48}$. Resposta ao degrau.

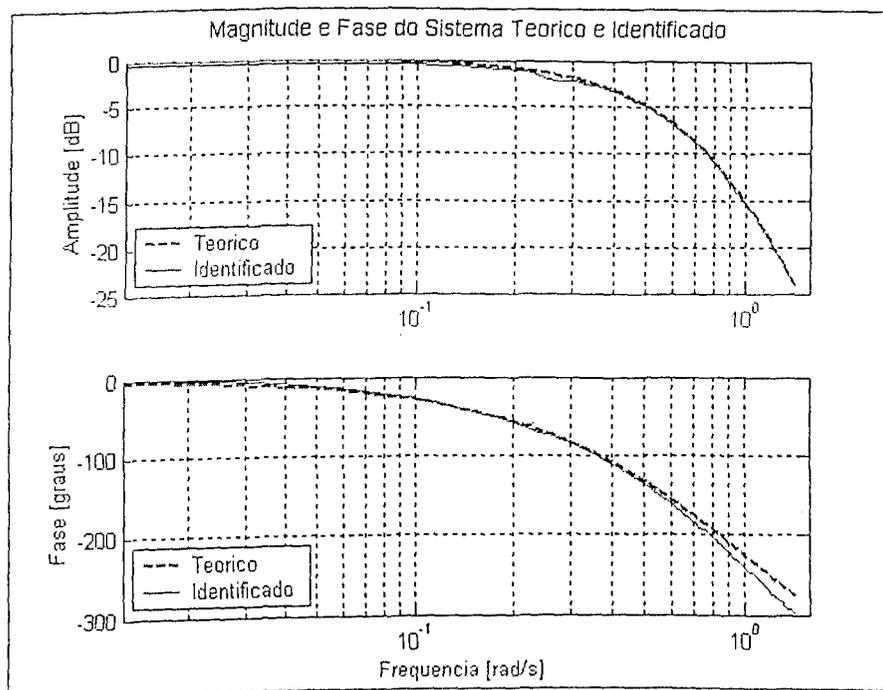


Figura 25- Planta #2: $\frac{1}{(s+1)^2}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

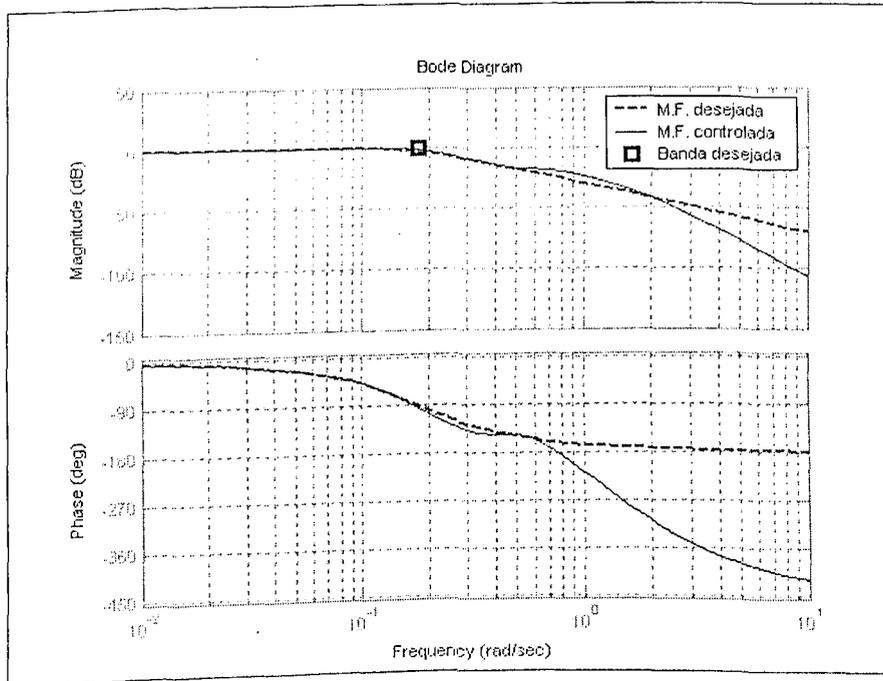


Figura 26- Planta #2: $\frac{1}{(s+1)^3}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

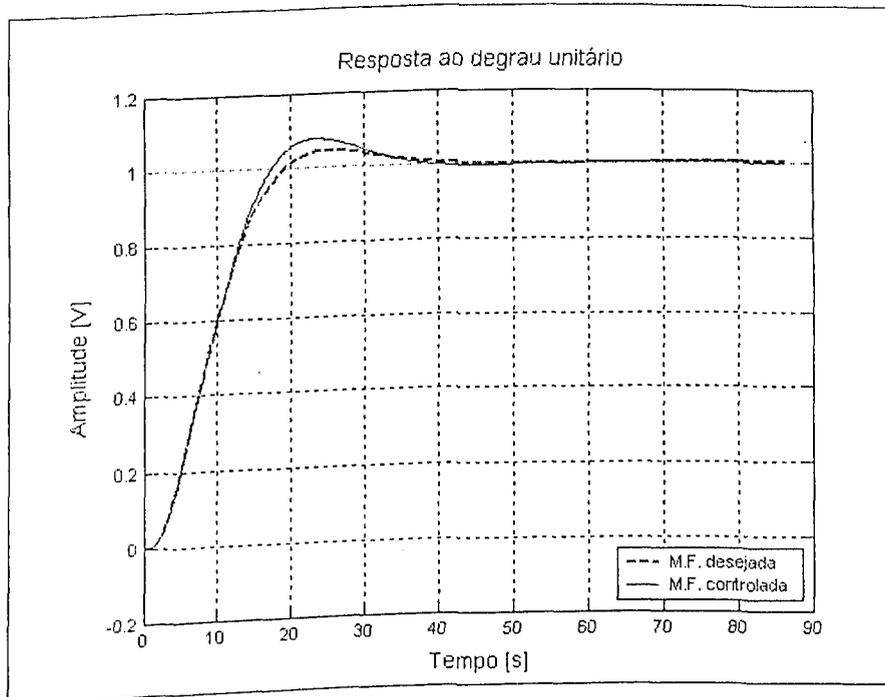


Figura 27- Planta #2: $\frac{1}{(s+1)^3}$. Resposta ao degrau.

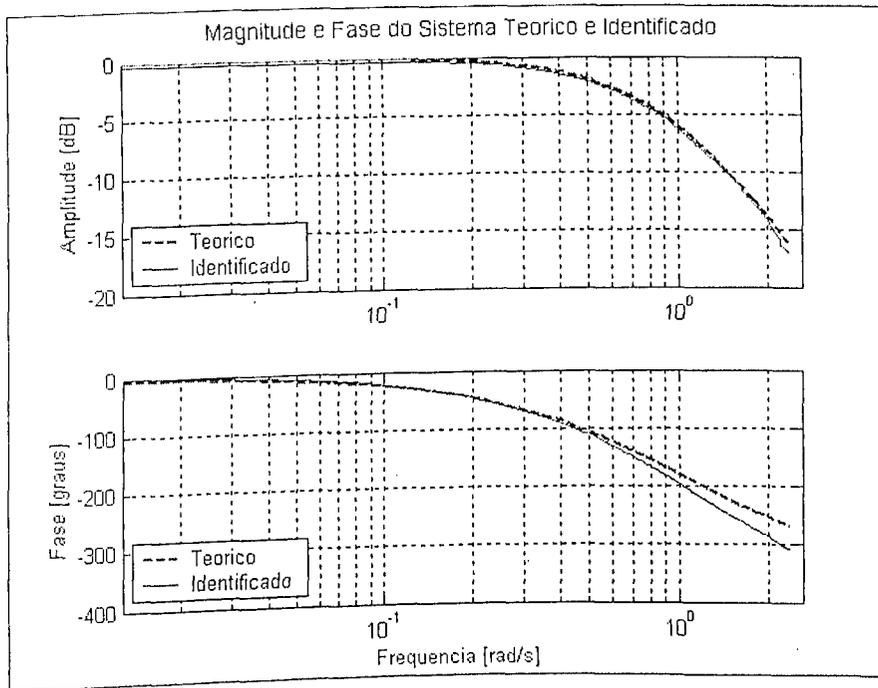


Figura 28- Planta #3: $\frac{-s+1}{(s+1)^3}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

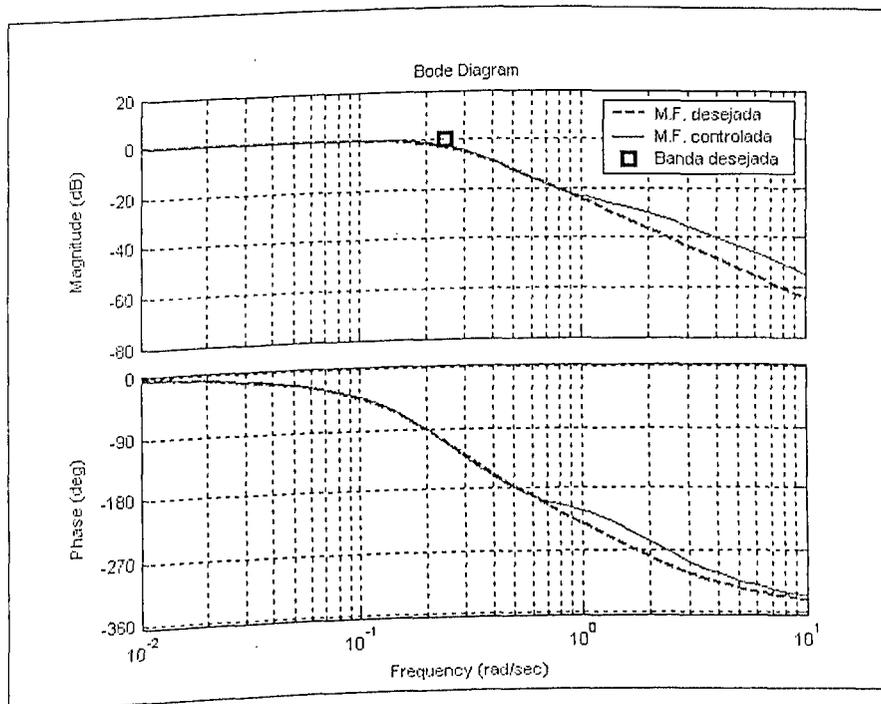


Figura 29- Planta #3: $\frac{-s+1}{(s+1)^3}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

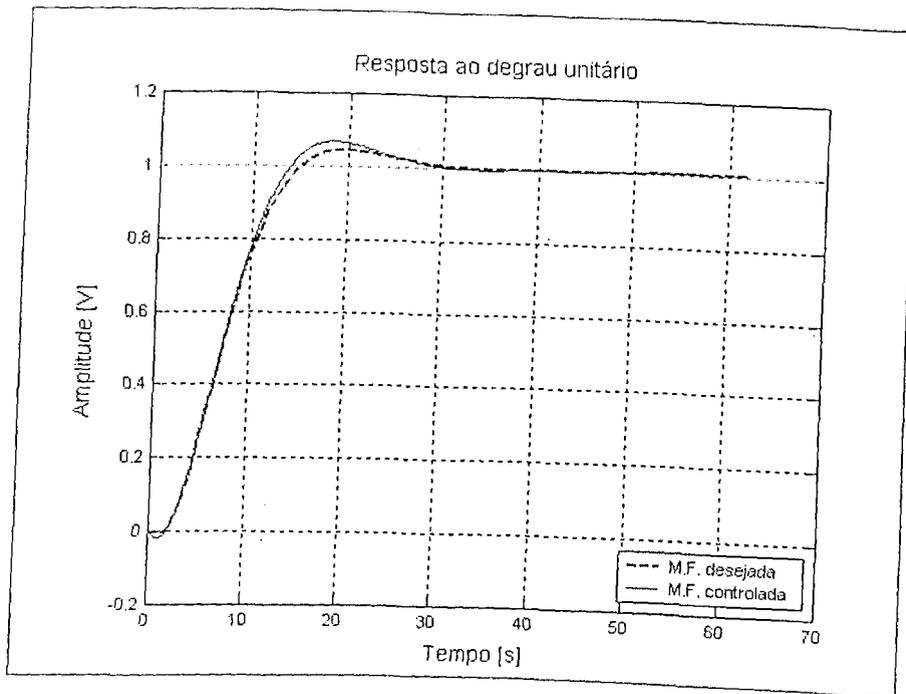


Figura 30- Planta #3: $\frac{-s+1}{(s+1)^2}$. Resposta ao degrau.

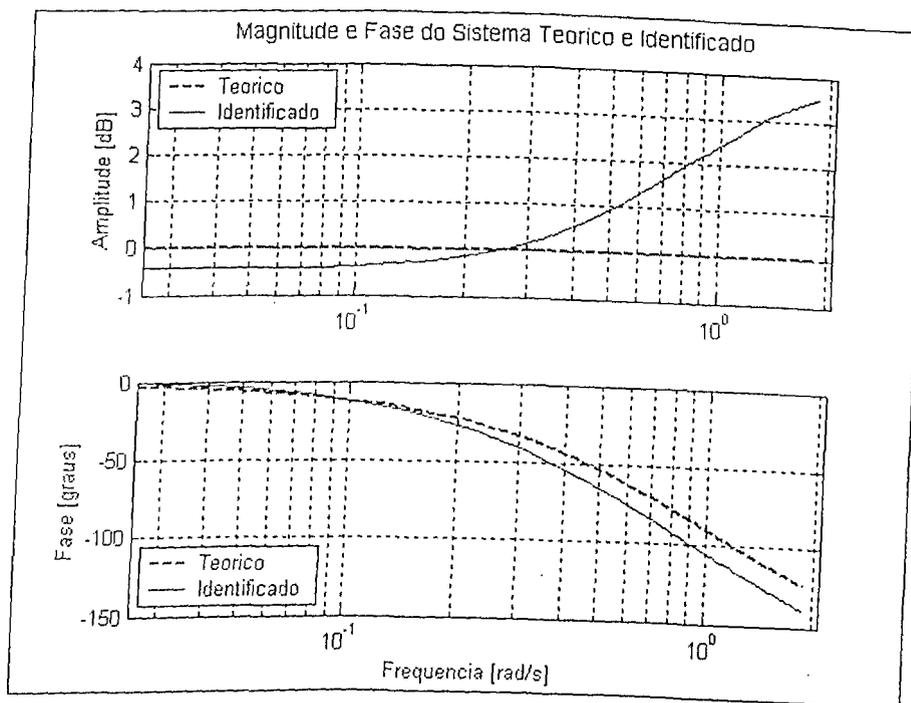


Figura 31- Planta #4: $\frac{-s+1}{s+1}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

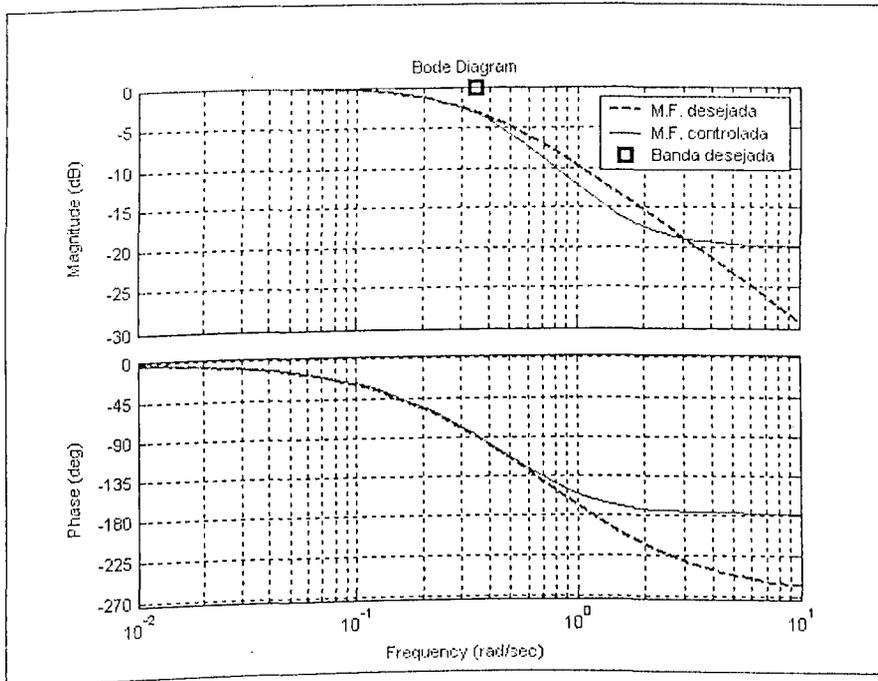


Figura 32- Planta #4: $\frac{-s+1}{s+1}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

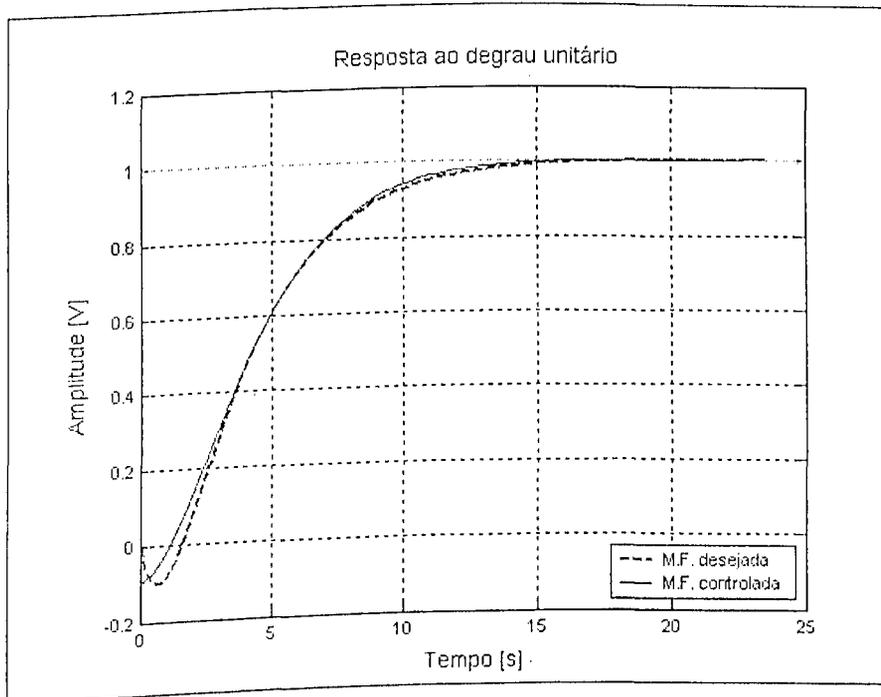


Figura 33- Planta #4: $\frac{-s+1}{s+1}$. Resposta ao degrau.

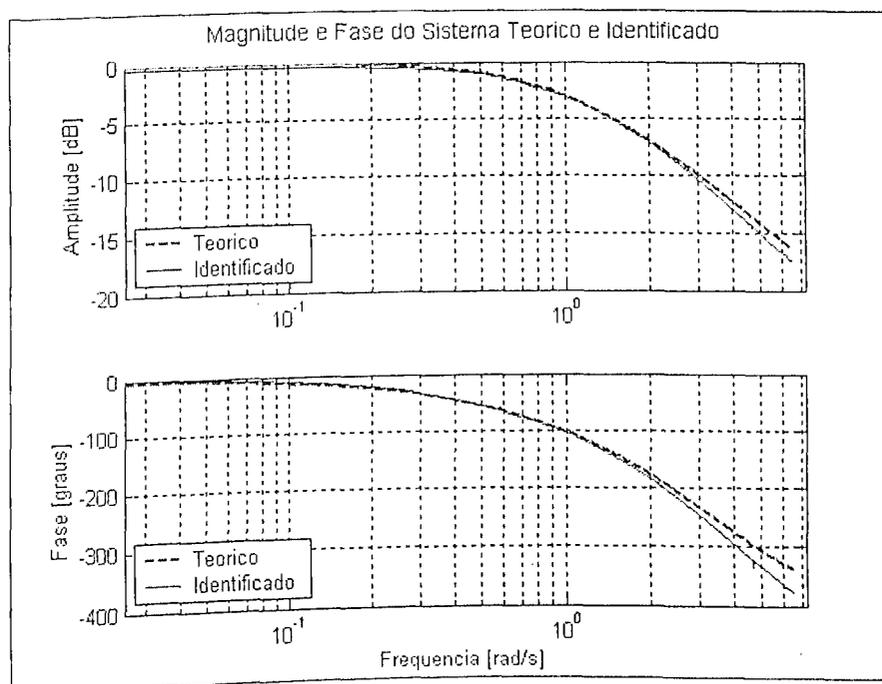


Figura 34- Planta #5: $\frac{1}{s+1}e^{-s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

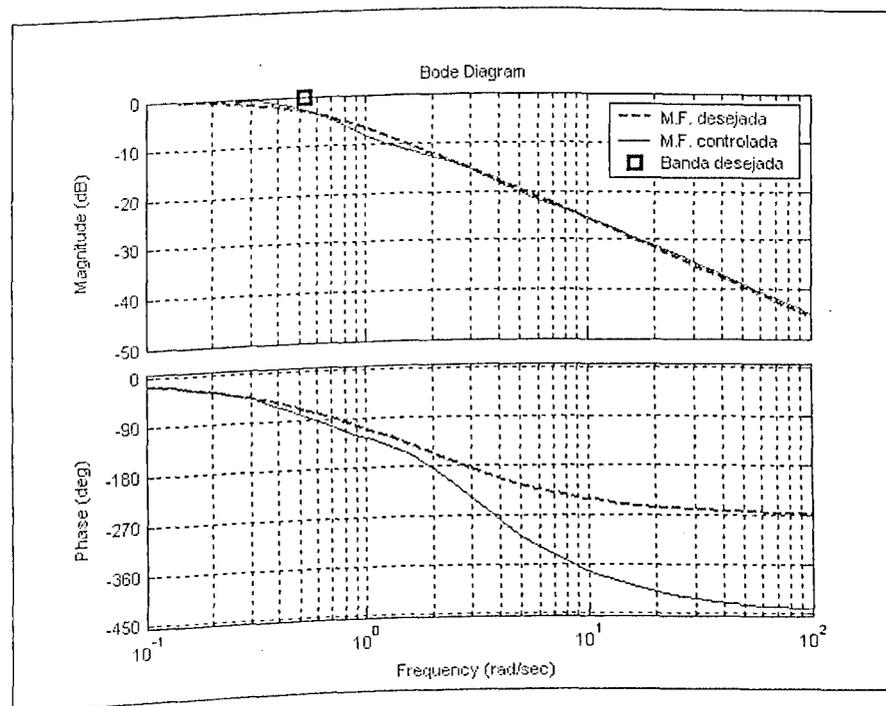


Figura 35- Planta #5: $\frac{1}{s+1}e^{-s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

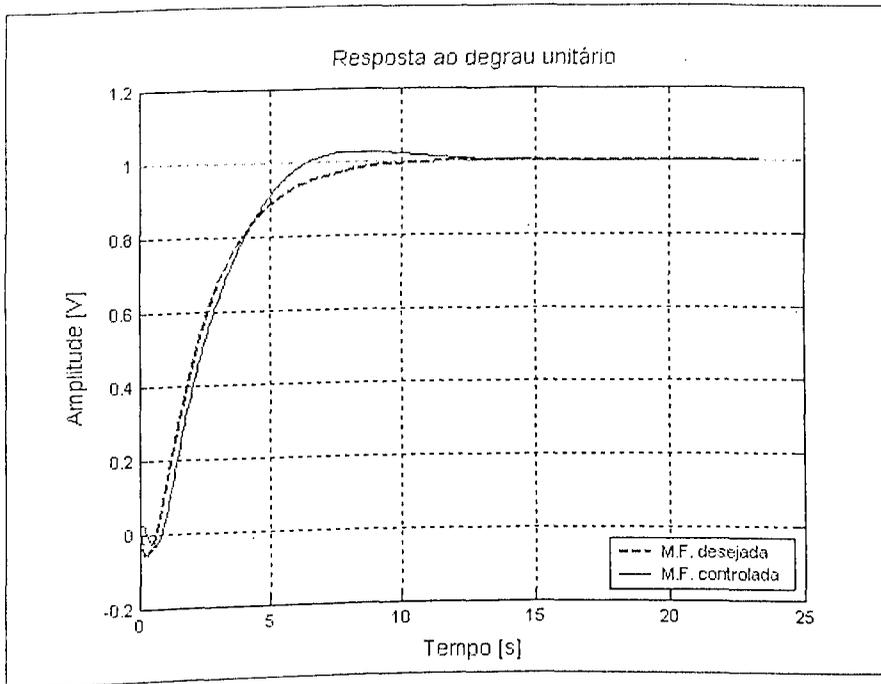


Figura 36- Planta #5: $\frac{1}{s+1}e^{-s}$. Resposta ao degrau.

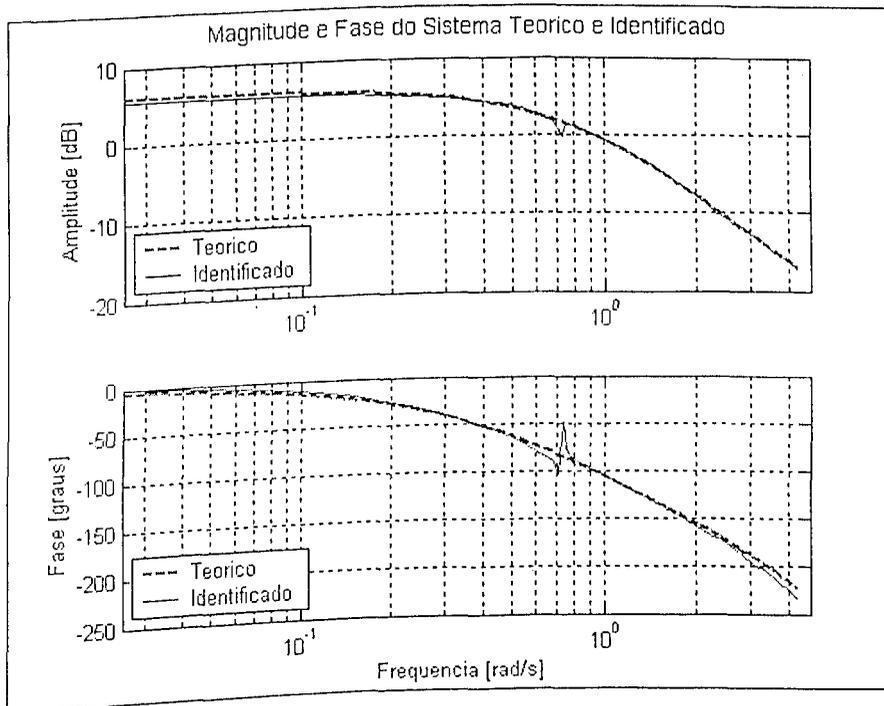


Figura 37- Planta #6: $\left(\frac{1}{(s+1)^2} + \frac{0.5}{s+0.5}\right)e^{-0.5s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

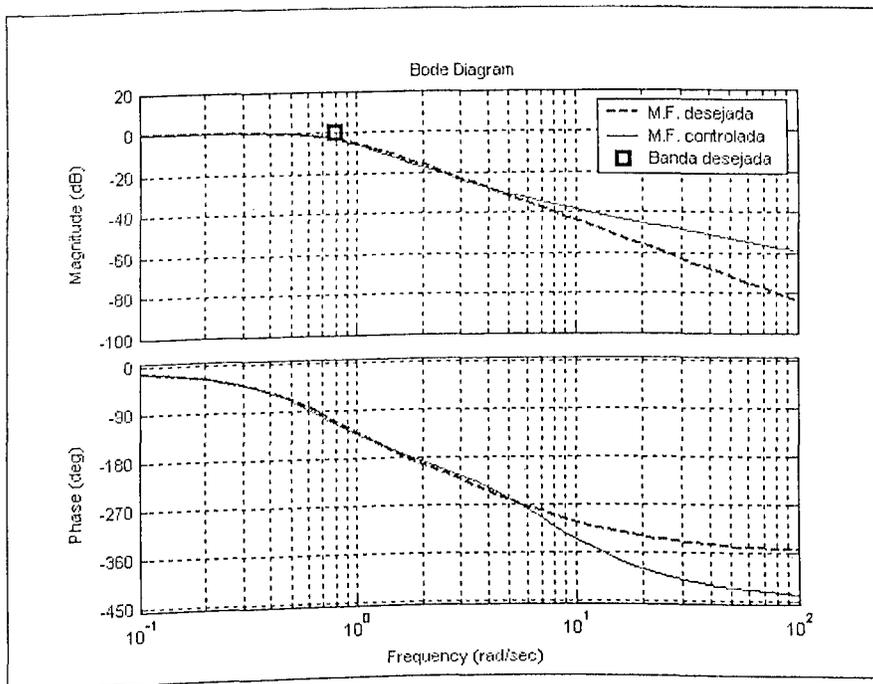


Figura 38- Planta #6: Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

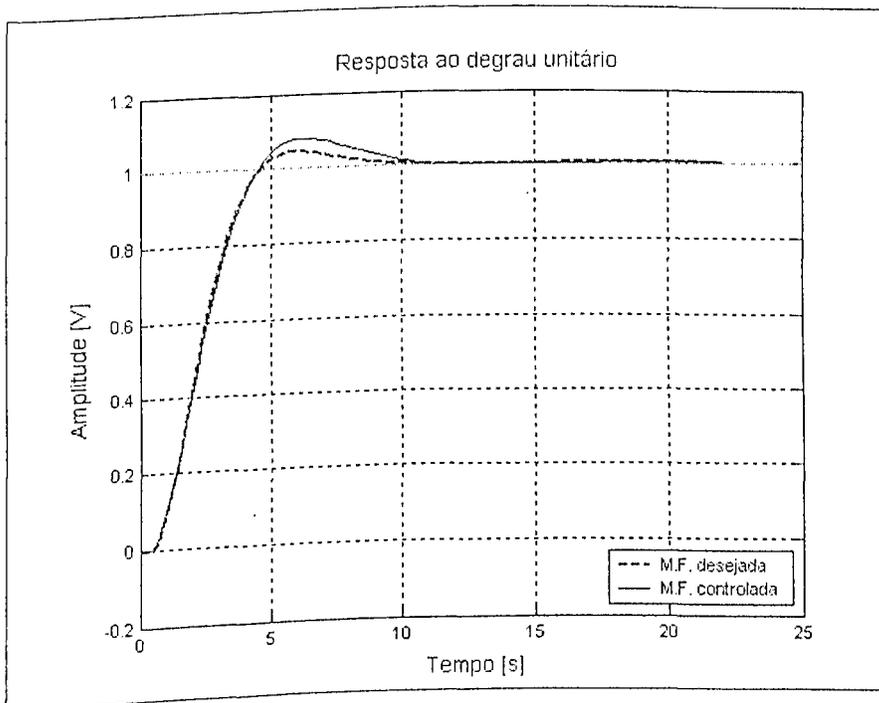


Figura 39- Planta #6: $\left(\frac{1}{(s+1)^2} + \frac{0.5}{s+0.5}\right) e^{-0.5s}$. Resposta ao degrau.

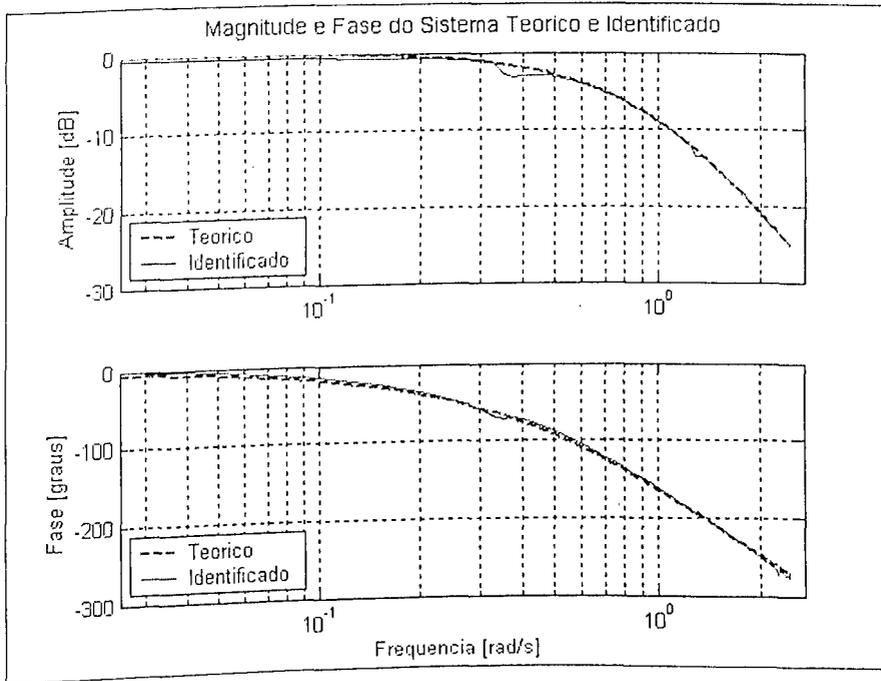


Figura 40- Planta #7: $\frac{1}{(s+1)^3}e^{-0.5s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

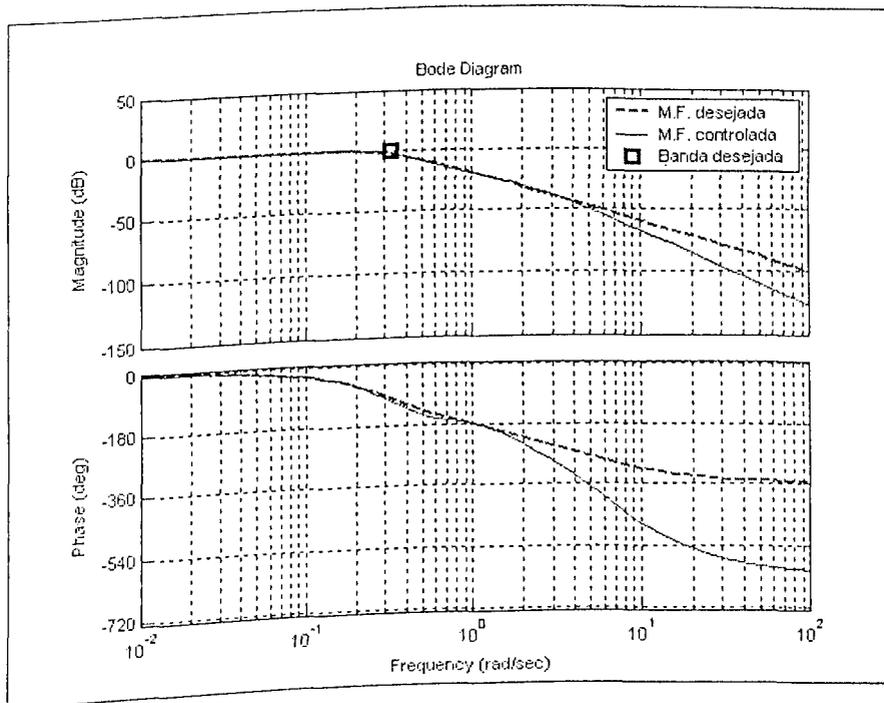


Figura 41- Planta #7: $\frac{1}{(s+1)^3}e^{-0.5s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

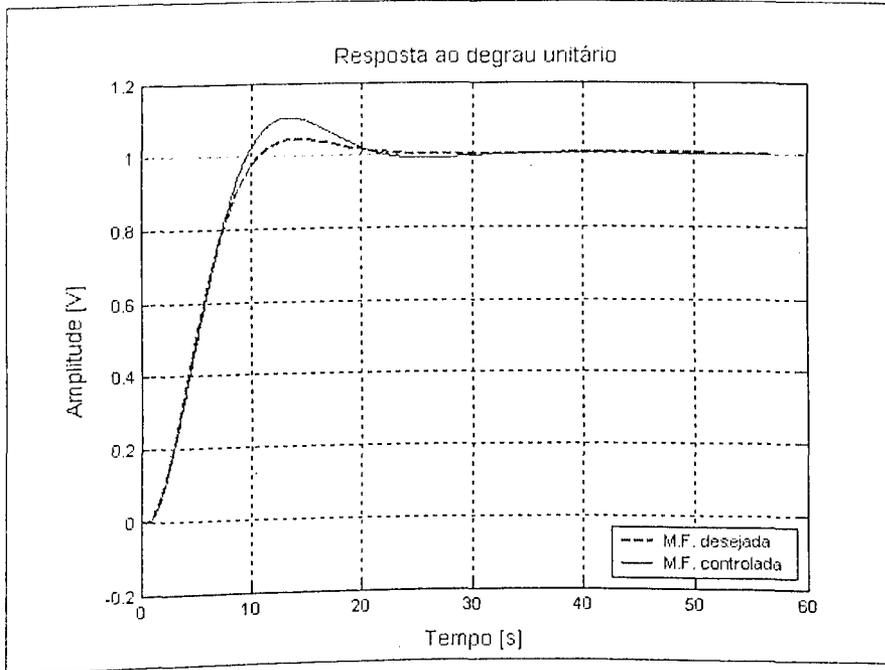


Figura 42- Planta #7: $\frac{1}{(s+1)^3}e^{-0.5s}$. Resposta ao degrau.

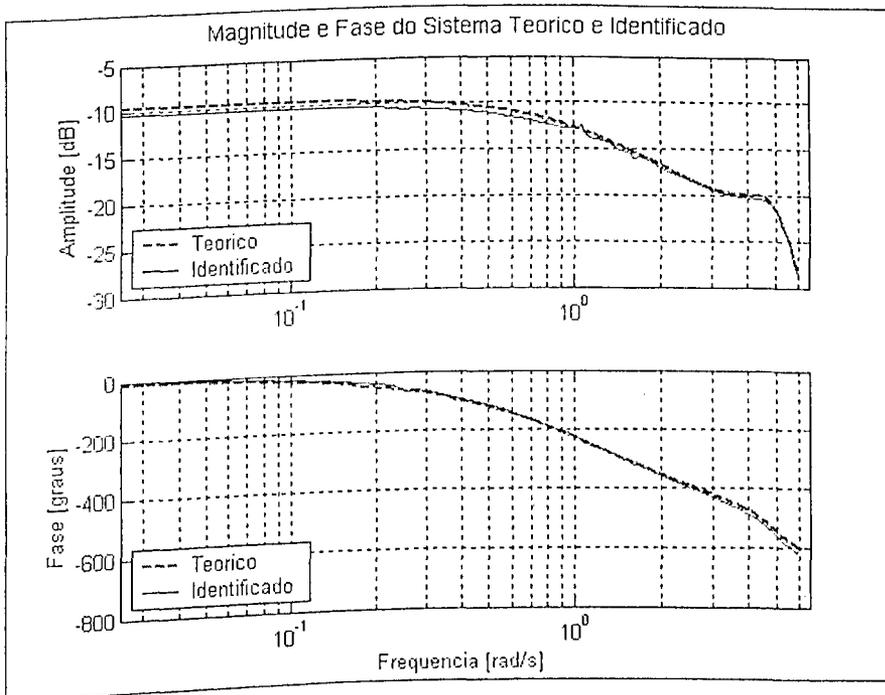


Figura 43- Planta #8: $\frac{25}{(s+1)(s+3)(s^2+2s+25)}e^{-3s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

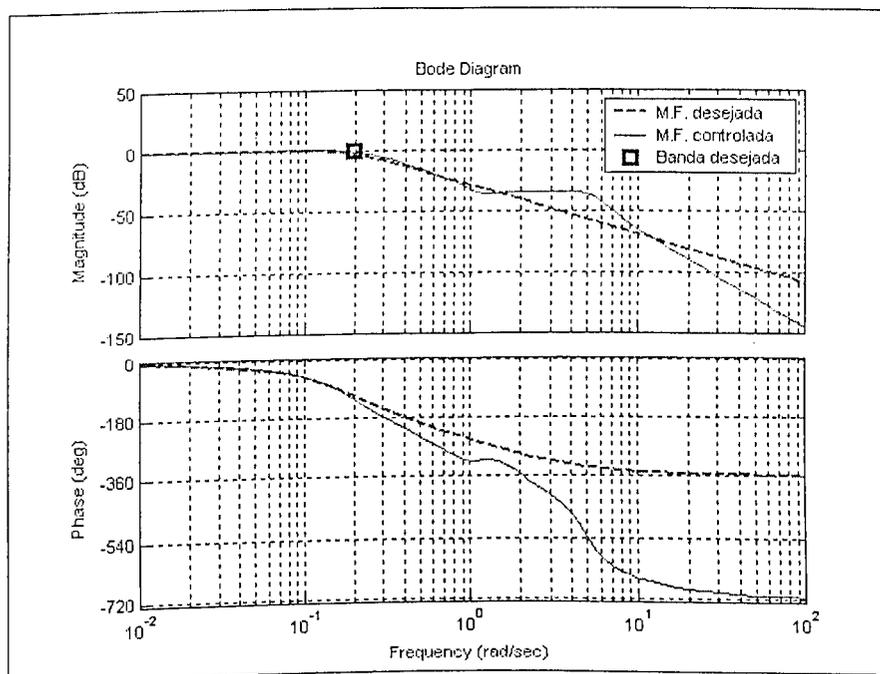


Figura 44- Planta #8: $\frac{25}{(s+1)(s+3)(s^2+2s+25)}e^{-3s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

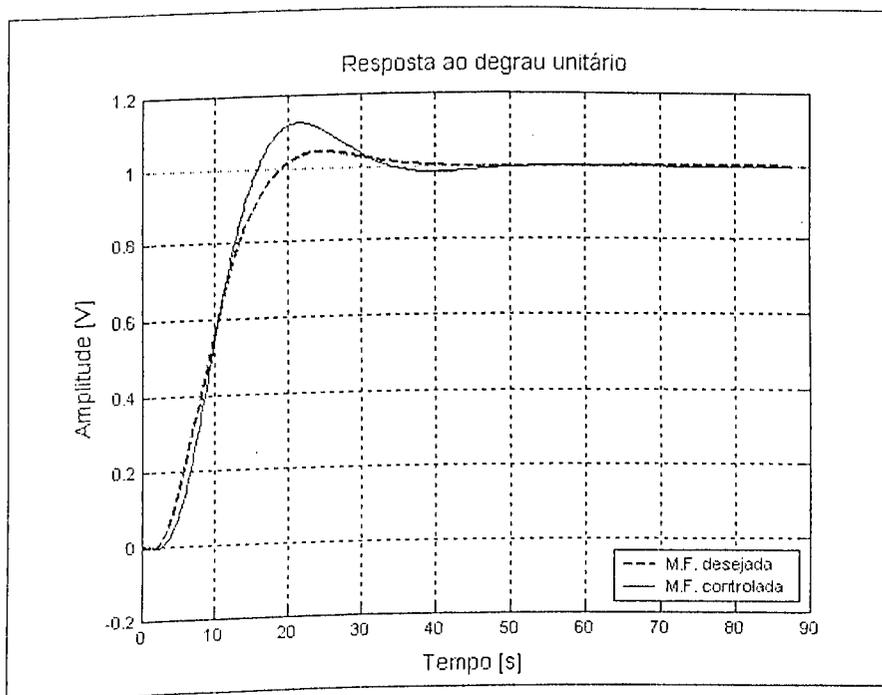


Figura 45- Planta #8: $\frac{25}{(s+1)(s+3)(s^2+2s+25)}e^{-3s}$. Resposta ao degrau.

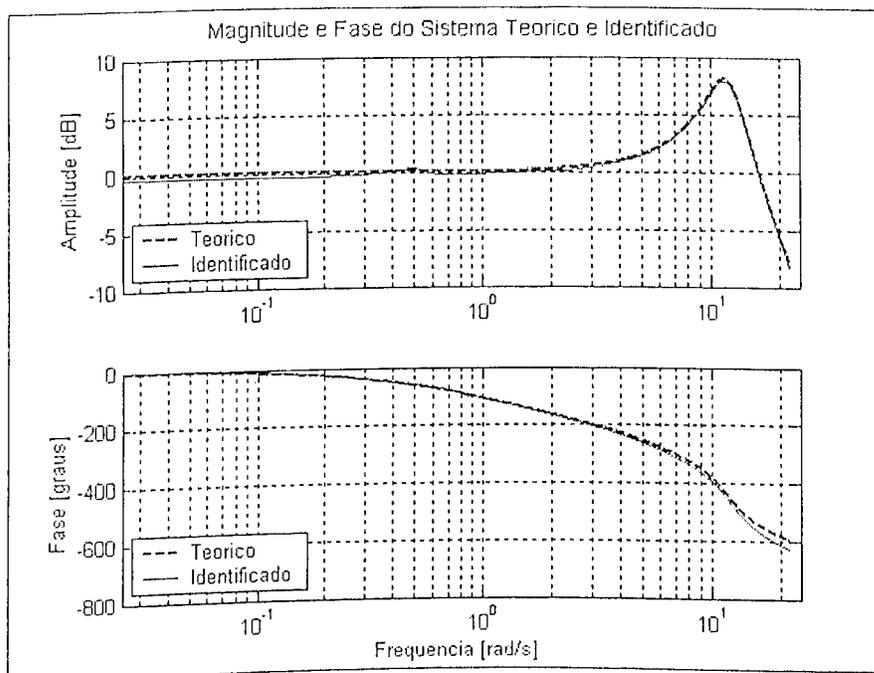


Figura 46- Planta #9: $\frac{144(1-s)}{(1+s)(s^2+4.8s+144)} e^{-0.3s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

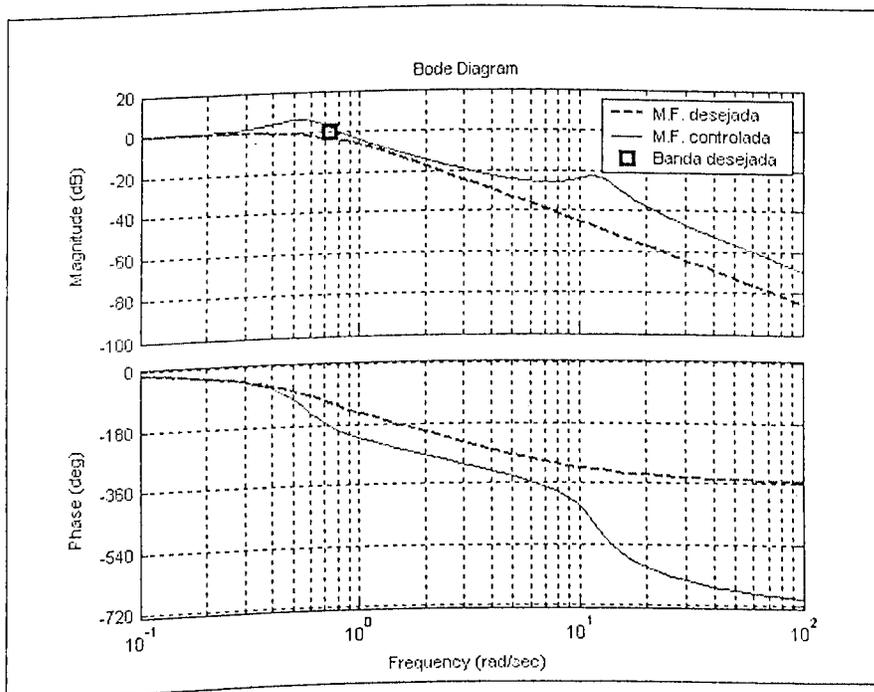


Figura 47- Planta #9: $\frac{144(1-s)}{(1+s)(s^2+4.8s+144)} e^{-0.3s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

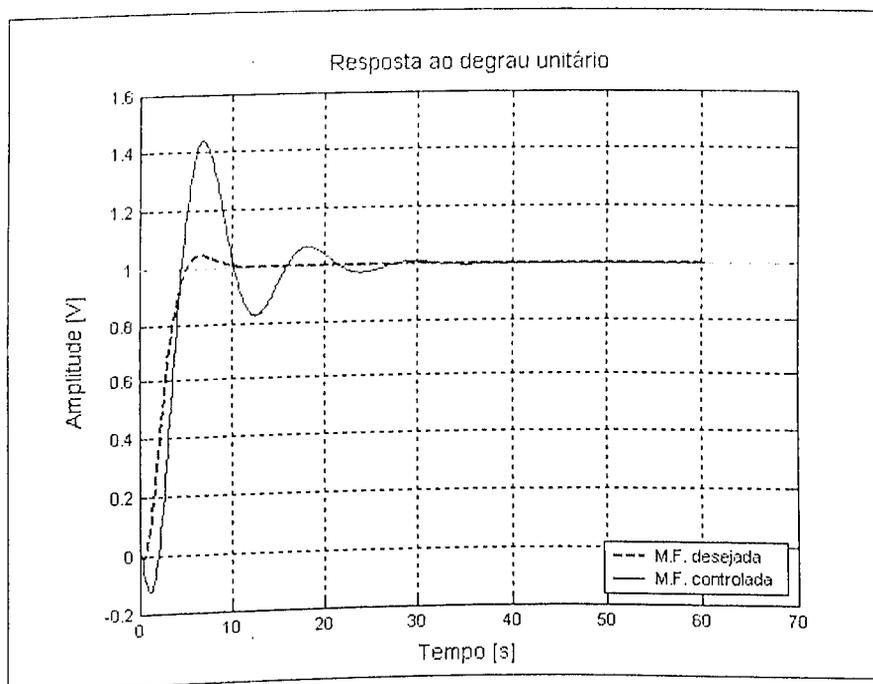


Figura 48- Planta #9: $\frac{144(1-s)}{(1+s)(s^2+4.8s+144)}e^{-0.3s}$. Resposta ao degrau.

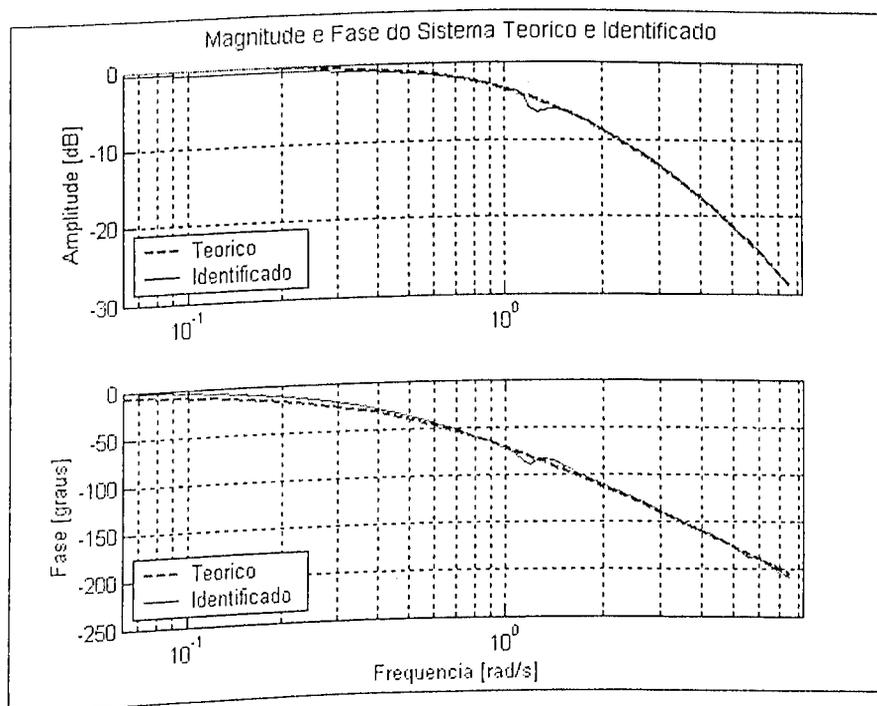


Figura 49- Planta #10: $\frac{729}{(s+1)(s+3)(s+9)(s+27)}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

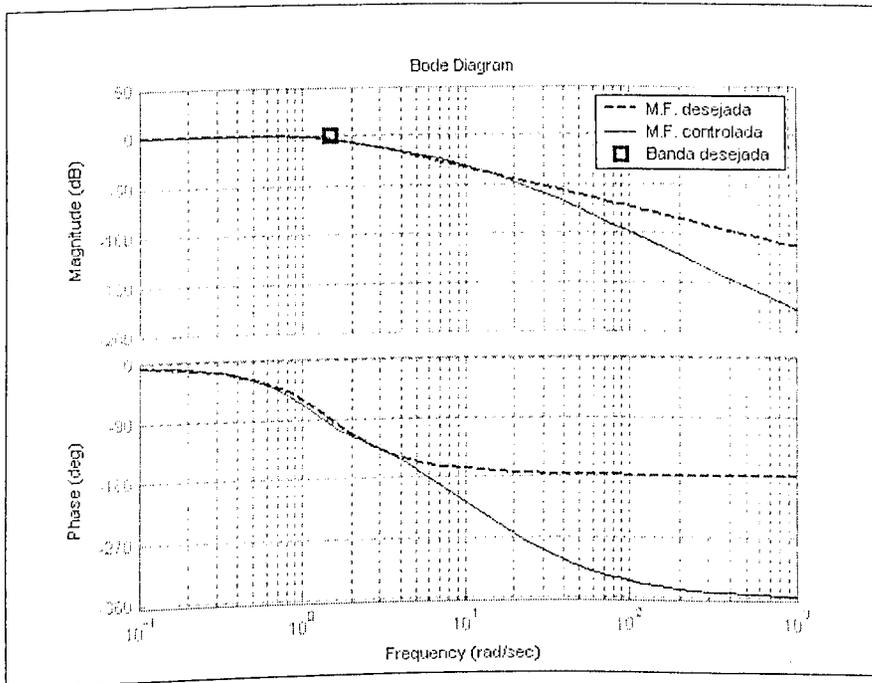


Figura 50- Planta #10: $\frac{729}{(s+1)(s+3)(s+9)(s+27)}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

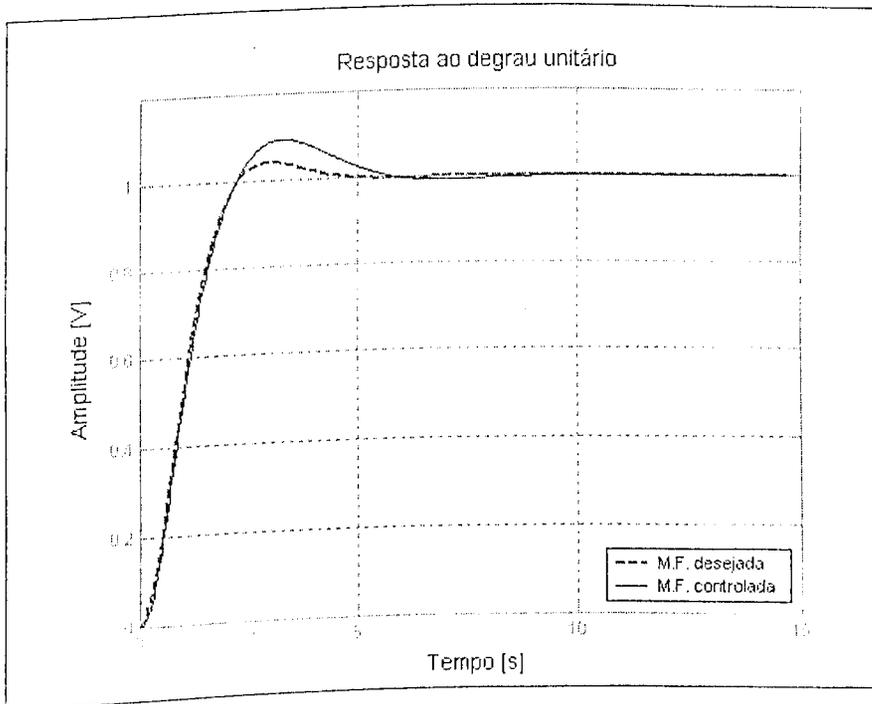


Figura 51- Planta #10: $\frac{729}{(s+1)(s+3)(s+9)(s+27)}$. Resposta ao degrau.

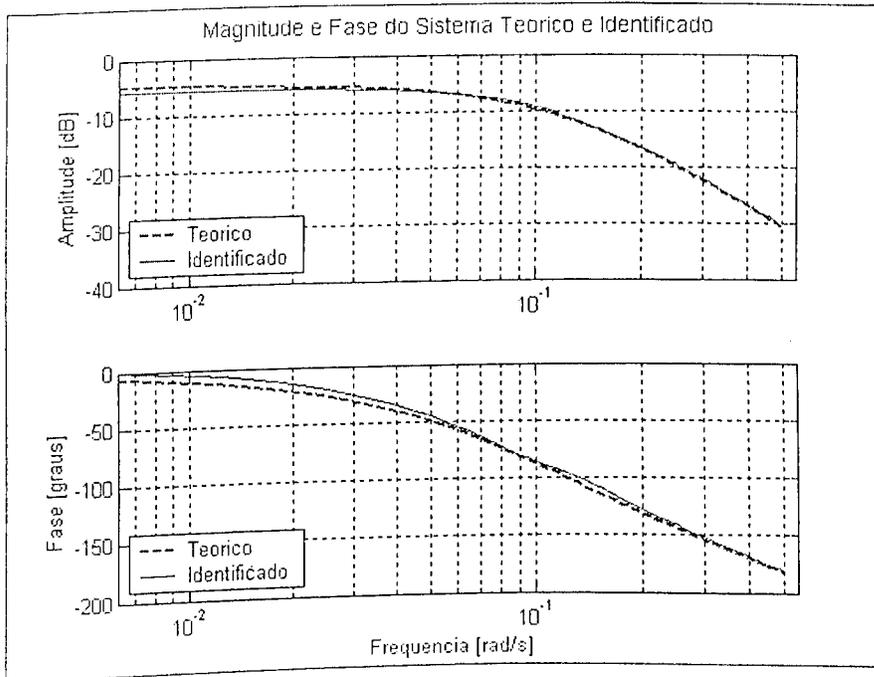


Figura 52- Planta #11: $\frac{0.57}{(8.6s+1)^2} e^{-s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

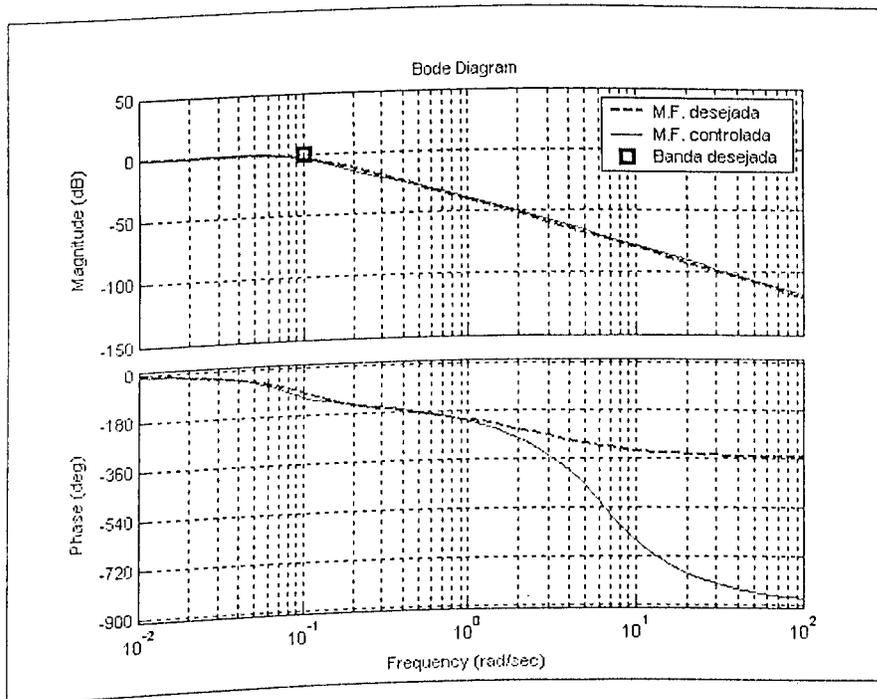


Figura 53- Planta #11: $\frac{0.57}{(8.6s+1)^2} e^{-s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

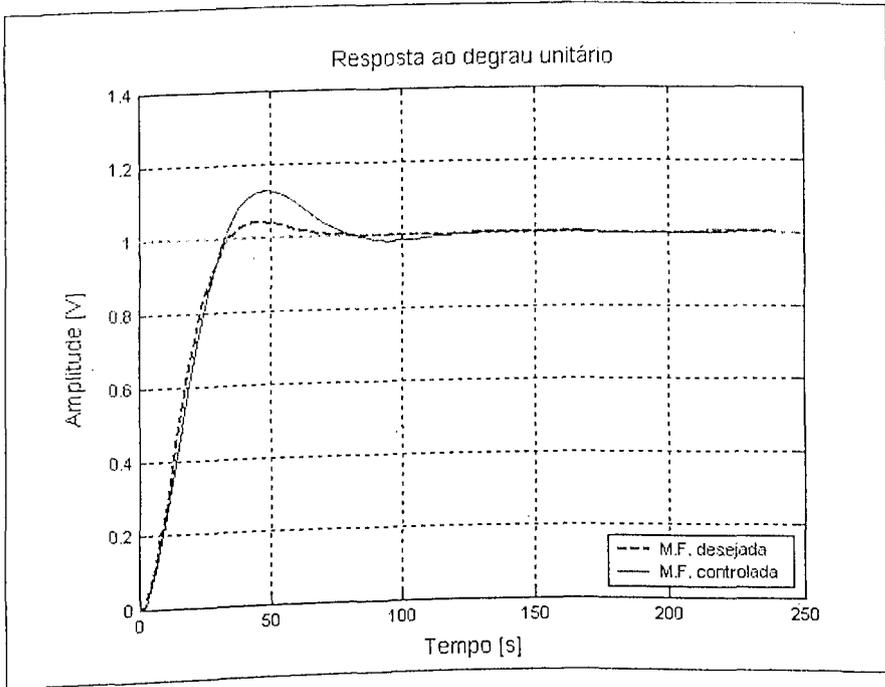


Figura 54- Planta #11: $\frac{0.57}{(8.6s+1)^2} e^{-s}$. Resposta ao degrau.

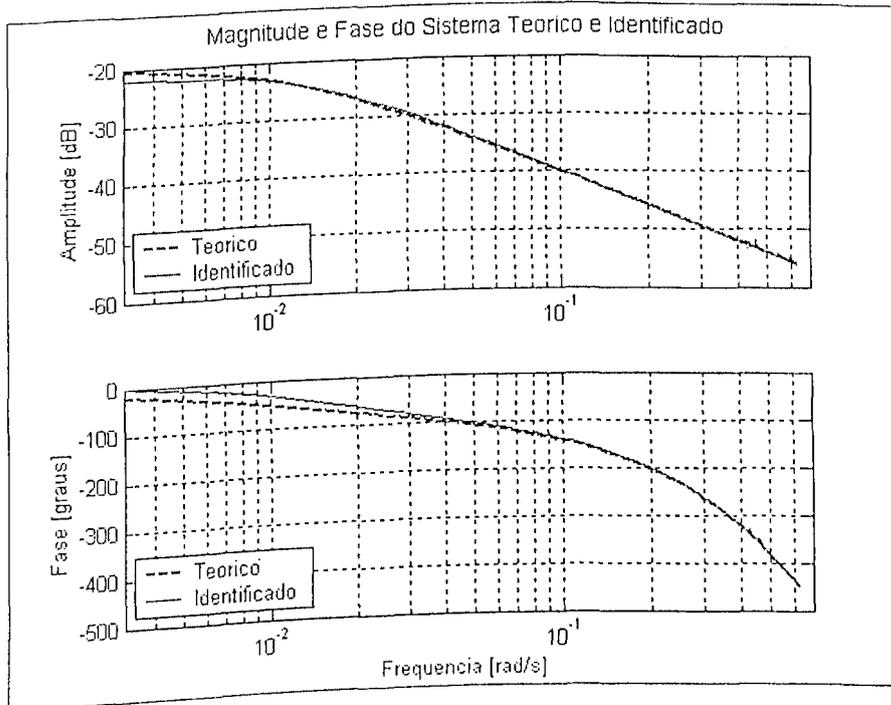


Figura 55- Planta #12: $\frac{1}{(s+0.01)(s+10)^2} e^{-10s}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

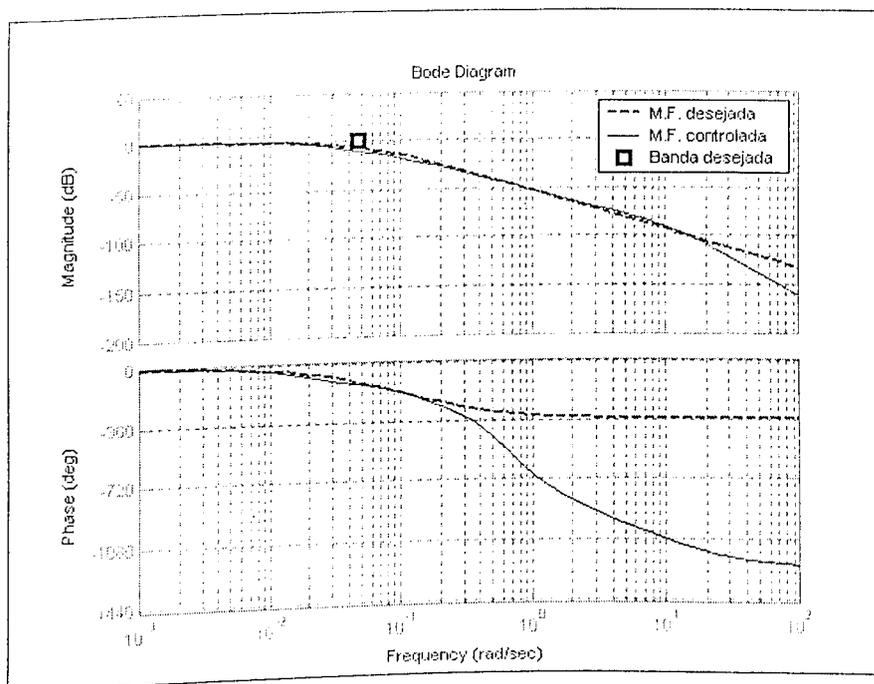


Figura 56- Planta #12: $\frac{1}{(s+0.01)(s+10)^3} e^{-10s}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

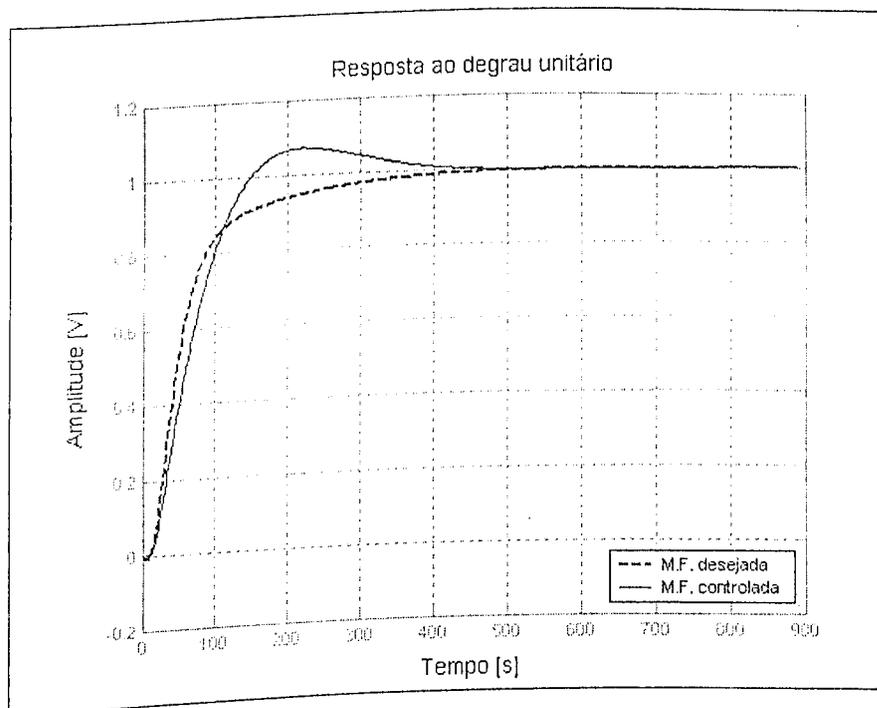


Figura 57- Planta #12: $\frac{1}{(s+0.01)(s+10)^3} e^{-10s}$. Resposta ao degrau.

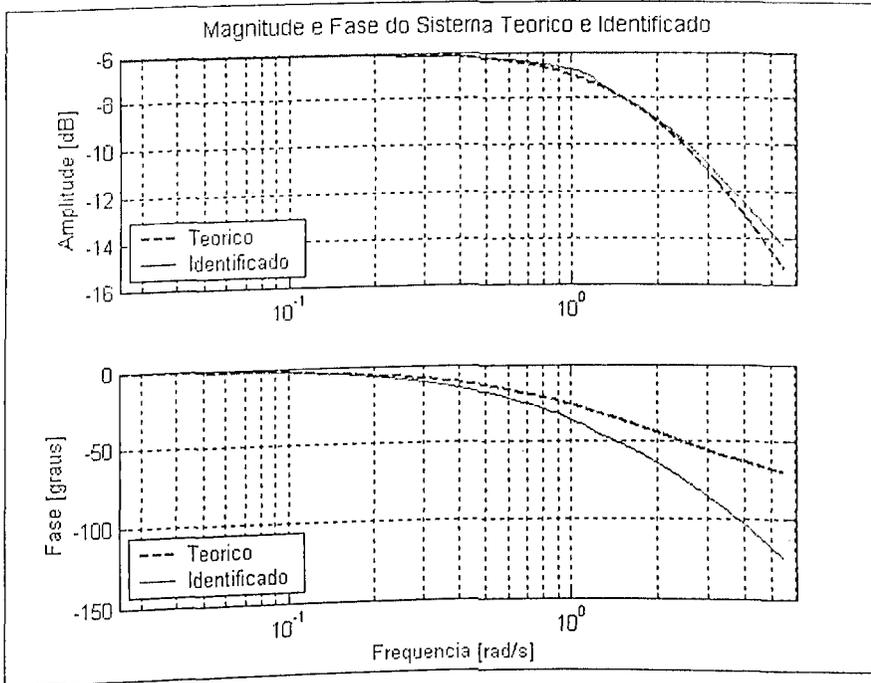


Figura 58- Planta #13: $\frac{1}{(s+2)}$. Diagrama de Bode do sistema teórico e identificado.

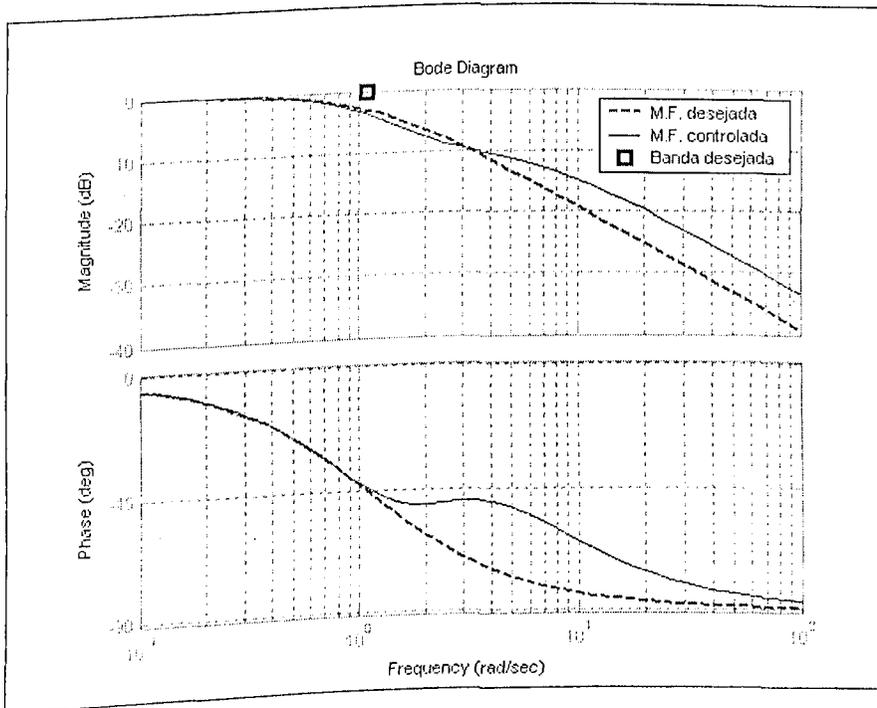


Figura 59- Planta #13: $\frac{1}{(s+2)}$. Diagrama de Bode do sistema desejado e controlado em malha fechada.

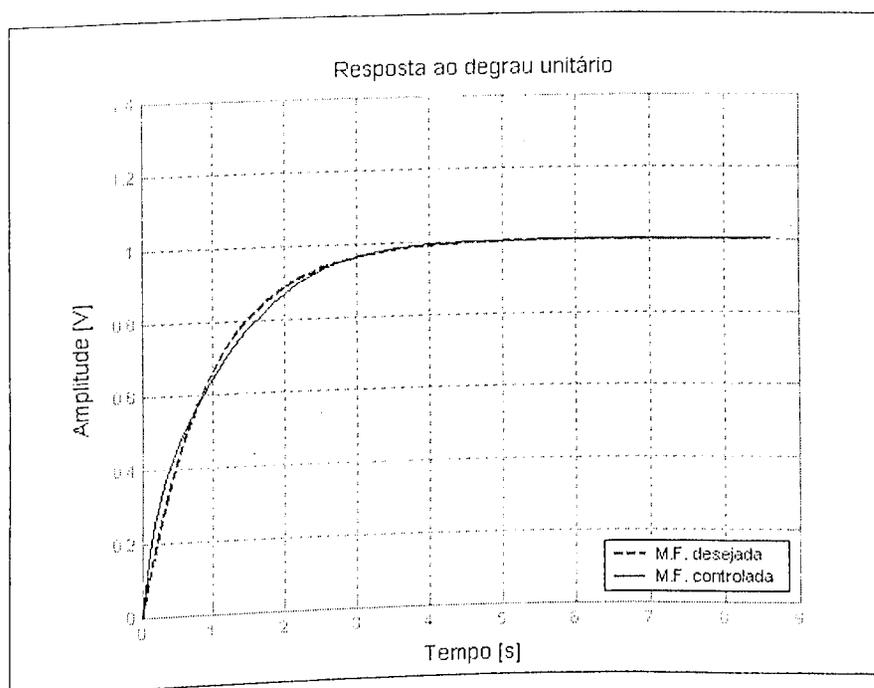


Figura 60- Planta #13: $\frac{1}{(s+2)}$. Resposta ao degrau.

A Tabela 9 mostra, para cada ensaio, a planta, como ela foi classificada, a banda passante em malha fechada selecionada (w_b), o atraso identificado ($\hat{\tau}$) e os parâmetros do controlador.

4.4 Análise dos resultados

Os resultados observados nos gráficos revelam que a metodologia consegue derivar controladores eficientes para sistemas com características variadas. Os sistemas foram identificados com relativa precisão (diminuindo para sistemas de ordem elevada) o que demonstra a potencialidade do método de identificação via relé proposto. Quanto à síntese do controlador cabe, no entanto, algumas observações:

(a) Em alguns sistemas, particularmente na planta #9, o método gerou um controlador com um amortecimento muito baixo, o que se refletiu num Kd pequeno e um overshoot bem acima do especificado. Tal fato sugere que o projetista deve escolher uma banda passante inferior à banda escolhida para o sistema. Testes revelaram que um valor de $w_b = 0.36$ [rad/s], metade do selecionado automaticamente, já traria melhores resultados. De qualquer forma, fica evidente que se por um lado o método não dispensa o olhar crítico e o julgamento criterioso do projetista ele o ajuda, apontando o caminho que conduz à obtenção de um controlador com melhor desempenho.

Tabela 9- Funções transferência do sistema desejado em malha fechada $Td(s)$ e do controlador PID

N.	Planta $Gp(s)$	Tipo	$Td = f(\omega_b, \tau)$		Controlador $Gc(s) = f(Kp, Ki, Kd, T)$			
			ω_b [rad/s]	τ [s]	Kp	Ki	Kd	T [s]
1.	$\frac{39.48}{s^2 + 0.628s + 39.48}$	A	2.51327	0.000	0.01058	1.77063	0.04281	0.099
2.	$\frac{1}{(s+1)^5}$	A	0.18108	0.000	0.25950	0.13414	0.68079	1.381
3.	$\frac{-s+1}{(s+1)^3}$	B	0.24623	1.462	0.17774	0.14423	0.18965	1.015
4.	$\frac{-s+1}{s+1}$	E	0.34498	2.277	0.20395	0.20209	0.06567	0.725
5.	$\frac{1}{s+1} e^{-s}$	E	0.52791	0.866	0.47294	0.37622	0.26966	0.474
6.	$\left(\frac{1}{(s+1)^2} + \frac{0.5}{s+0.5}\right) e^{-0.5s}$	B	0.79941	0.424	0.35000	0.23926	0.06870	0.313
7.	$\frac{1}{(s+1)^3} e^{-0.5s}$	B	0.32680	0.520	0.29709	0.22037	0.33545	0.765
8.	$\frac{25}{(s+1)(s+3)(s^2+2s+25)} e^{-3s}$	B	0.19598	1.888	0.14188	0.35372	0.25967	1.276
9.	$\frac{144(1-s)}{(1+s)(s^2+4.8s+1.44)} e^{-0.3s}$	B	0.73397	0.532	0.09729	0.42254	0.00760	0.341
10.	$\frac{729}{(s+1)(s+3)(s+9)(s+27)}$	A	1.49511	0.000	1.00322	1.13493	0.26922	0.167
11.	$\frac{0.57}{(8.6s+1)^2} e^{-s}$	B	0.09928	0.742	1.17865	0.12743	3.98357	2.518
12.	$\frac{1}{(s+0.01)(s+10)^3} e^{-10s}$	C	0.04712	10.042	11.36056	0.18089	-4.10900	5.305
13.	$\frac{1}{(s+2)}$	D	1.09045	0.000	1.63022	2.20794	0.48684	0.229

Tabela 10- Características observadas no tempo. Overshoot, Tempo de subida e Tempo de acomodação para dez ensaios

No.	Características					
	Overshoot [%]		Tempo subida [s]		Tempo acomodação [s]	
	Desejado	Controlado	Desejado	Controlado	Desejado	Controlado
			0.9	0.9	2.4	1.8
1.	4.3	0.8	0.9	0.9	2.4	1.8
2.	4.3	8.5	11.9	10.7	32.9	32.6
3.	4.3	6.6	8.8	8.3	25.6	25.8
4.	0.0	0.0	6.9	7.3	13.5	12.3
5.	0.0	2.6	4.3	3.7	8.2	9.8
6.	4.3	7.8	2.7	2.8	7.9	9.4
7.	4.3	10.4	6.6	6.2	18.8	19.9
8.	4.3	12.3	11.0	8.7	32.3	31.5
9.	4.3	43.9	2.9	1.9	8.6	24.9
10.	4.3	9.5	1.4	1.5	4.0	5.2
11.	4.3	12.7	21.7	22.3	60.8	74.1
12.	0.0	7.0	119.0	94.4	348.0	358.0
13.	0.0	0.0	2.0	2.2	3.6	3.4

(b) A determinação do grau relativo, que requer a determinação da inclinação da reta da magnitude em altas frequências, depende muito dos pontos de frequência escolhidos para determinar a inclinação. No caso de sistema com infinitos modos de vibrar, por exemplo, podem-

se tomar dois pontos consecutivos que gerem uma inclinação positiva, nula ou negativa. Ainda que o sistema seja de dimensão finita, se a metodologia de identificação é pobre nos pontos de alta frequência pode-se ter problemas na definição do grau relativo. Nos exemplos aqui tratados, além da boa coerência na identificação, teve-se o cuidado de escolher a máxima frequência de sorte a não mascarar a definição do grau relativo. Como se vê também neste caso a sensibilidade do projetista é indispensável.

(c) Os comentários feitos acerca do grau relativo servem também para definir se o sistema apresenta ou não pólos estáveis lentos, que são definidos a partir da inclinação da curva em baixas frequências. As desigualdades propostas por Woodyatt e Middleton, Equação (3.56), para definição de pólos estáveis lentos foram modificadas neste trabalho, tendo em vista a obtenção de melhores resultados nas avaliações numéricas e experimentais. Assim,

Se $m_{lf} \leq -20 \rightarrow$ a planta tem um pólo estável lento ou integrador

Se $m_{lf} \geq -5 \rightarrow$ a planta NÃO tem um pólo estável lento ou integrador (4.4)

Se $-20 < m_{lf} < -5 \rightarrow$ NÃO há certeza da existência de pólo estável lento

onde m_{lf} é dado por (3.55).

(d) Talvez, um dos pontos de maior sensibilidade na metodologia, é o que trata da separação, no diagrama de fase, da parcela de fase mínima da parcela de fase não mínima. Verificou-se que para sistemas com elevado atraso ou com zeros à direita significativos, esta distinção é eficiente. Em sistema com atraso pequeno isto se torna mais difícil. Esta separação também depende da eficiência na identificação da FRF, nos casos de uma identificação perfeita a metodologia proposta é bastante eficaz.

(e) Em decorrência da dificuldade mencionada no item anterior surge naturalmente a dificuldade em se encontrar o atraso da planta, o que é um parâmetro importante, pois está presente em várias das funções de transferência de malha fechada desejada (veja Tabela 5). Neste trabalho, verificou-se que, ao se usar a expressão (3.50) para definição do atraso, este resultavam valores com erros expressivos nas frequências nos extremos do espectro de frequência. Assim, adotou-se como o valor identificado aquele localizado na frequência central.

(f) Uma comparação entre o método de ajuste de sistemas variados e o método de ajuste a sistemas de segunda ordem foi feita usando um sistema similar à Planta #12, mas com um tempo de atraso de 20 [s]. Impôs-se como banda passante desejada em malha fechada 0.1 [rad/s], assumiu-se uma identificação perfeita da FRF. Os resultados a uma entrada degrau podem

ser vistos na Figura 61 (a). Observa-se que a sintonia do controlador PID apresenta melhores resultados usando o método MASV. No entanto, quando não se impõe a condição de largura de banda, deixando à metologia a definição da banda, os resultados entre o MASV e o MASO são semelhantes. Testes realizados mostraram que quanto maior o produto entre a banda passante e o atraso identificado mais distantes estão estas duas metologias, esta conclusão é imediata a partir da análise da Tabela 5.

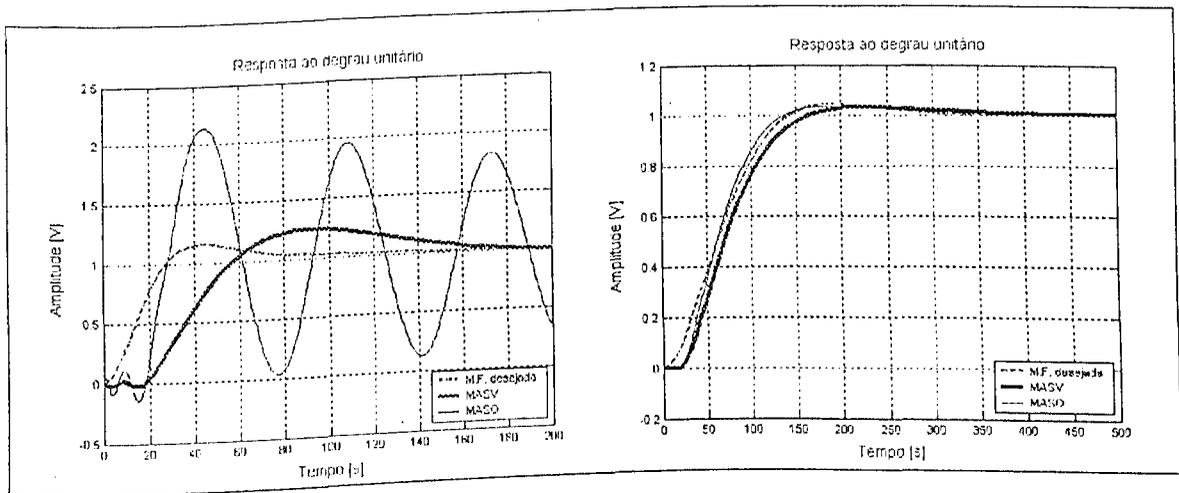


Figura 61- (a) Banda passante imposta: 0.1 [rad/s] . (b) Banda passante calculada automaticamente: 0.02325 [rad/s]

De maneira geral, portanto, os resultados numéricos propiciam bons controladores mas não dispensam a figura do projetista monitorando as "escolhas" automáticas do método. No Capítulo que segue, serão avaliados experimentalmente os procedimentos de sintonia aqui estudados.

Capítulo 5

Avaliação experimental das abordagens MASO e MASV

5.1 Introdução

Este capítulo apresenta dois ensaios experimentais que procuram avaliar em condições de laboratório as metodologias de sintonia de PID descritas no capítulo 3.

Inicialmente apresenta-se um experimento com um sistema de um grau de liberdade pouco amortecido, representado por uma mesa oscilatória. O segundo experimento envolve uma viga metálica engastada-livre, instrumentada com um atuador piezoelétrico e um sensor indutivo de deslocamento. Na primeira bancada implementou-se o método de ajuste a sistemas de segunda ordem (MASO) a partir de dois pontos da FRF e na segunda foi utilizado o método de ajuste a sistemas variados (MASV).

5.2 O controle de uma mesa vibratória

O sistema a ser testado consiste de uma pequena mesa oscilatória, veja Figura 62. A mesa consiste de uma plataforma de alumínio apoiada em quatro lâminas flexíveis que permitem o deslocamento em apenas uma direção.

Tal sistema é instrumentado com um sensor indutivo de deslocamento e tem um atuador magnético capaz de gerar forças na mesa em função da corrente aplicada. Associado ao sensor existe uma eletrônica dedicada que capta e amplifica os sinais do elemento indutivo. O driver do sensor tem comportamento linear nas frequências de interesse com um ganho puro de 2000 [V/m].

O driver do atuador é basicamente uma fonte de corrente com ganho unitário. Uma descrição detalhada desta bancada pode ser encontrada em Abreu (1998).

A lógica de controle foi implementada num processador digital de sinais da *Texas Instruments*, modelo TMS320LF2407A, que constitui o elemento central da placa eZdsp 2407, cujos detalhes podem ser encontrados no Anexo I.

Os sinais de controle/excitação da planta foram gerados pelo DSP na forma de um sinal de

largura modulada (PWM - *Pulse Width Modulated*). Foi projetada uma unidade eletrônica para funcionar como uma interface entre o DSP e o driver de corrente do excitador da mesa. Tal unidade é constituída de um filtro passa baixa e estágios condicionadores de sinais. A entrada desta unidade é o sinal PWM, modulado em 4 [kHz] com nível entre 0 e 3.3 [V] e a saída é um sinal de controle entre +/- 5 [V].

A saída do sensor de proximidade, que depois de ser condicionada oscila na faixa de 0 a 5 [V], é adquirida pelo conversor analógico digital de 10 bits do DSP. Foi desenvolvida também uma eletrônica dedicada para condicionar o sinal do sensor e adequá-lo aos níveis aceitos pelo DSP, de 0 a 3.3 [V]. As Figuras 63, 64 e 65 mostram os circuitos da interface desenvolvidos e a FRF do filtro, cuja frequência de corte foi de 120 [Hz], assim como o diagrama da função de coerência para 20 ensaios.

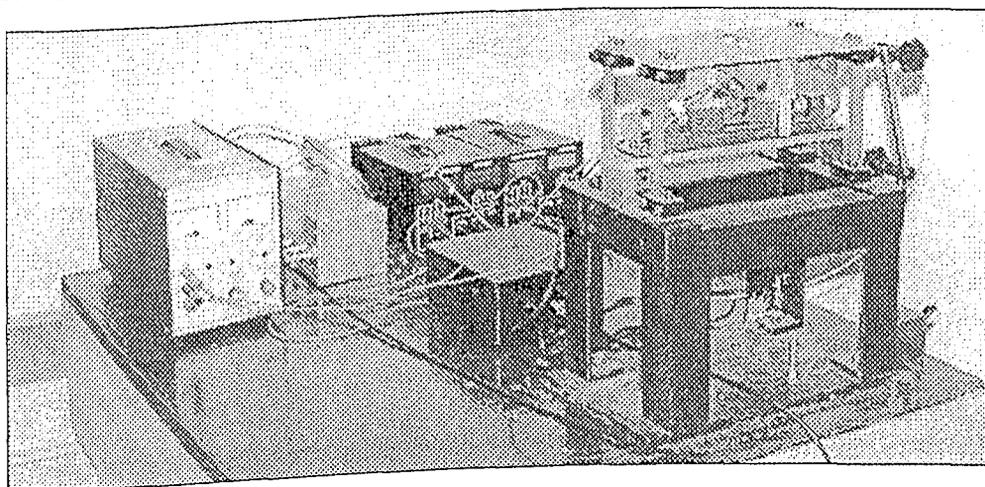


Figura 62- Bancada experimental usando uma mesa vibratória de um grau de liberdade.

Constituíram a bancada os elementos da Tabela 11.

)

O diagrama da Figura 66 mostra o fluxo de sinais envolvidos neste experimento.

Utilizando o ensaio do relé no sistema especificado obteve-se a resposta em regime mostrada na Figura 67. A análise do gráfico mostra que a frequência de oscilação é de 11.5 Hz. Para conhecer o valor da função de transferência na frequência natural o sistema foi excitado com um sinal senoidal na frequência identificada pelo relé. Em seguida, uma entrada constante foi aplicada para encontrar a resposta no ponto estático.

Uma vez realizados estes ensaios definiu-se uma resposta desejada, o comportamento de um sistema de segunda ordem com frequência natural de 0.45 Hz, fator de amortecimento 0.7 e

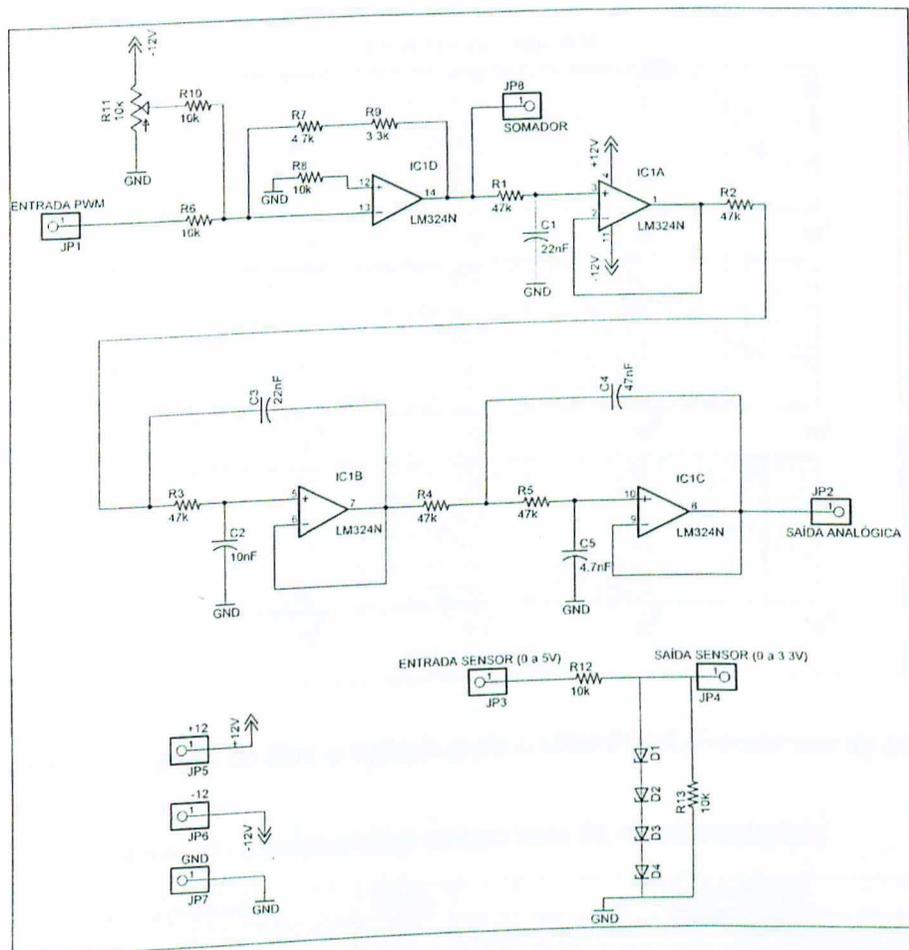


Figura 63- Diagrama esquemático da eletrônica de interface projetada.

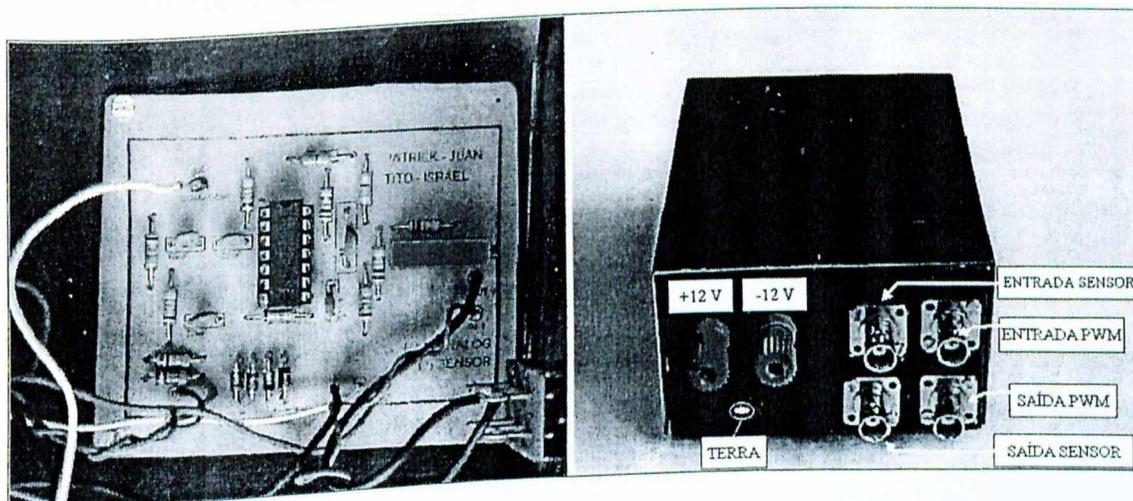


Figura 64- Circuito eletrônico do filtro que converte o sinal de saída PWM num sinal analógico e condiciona o sinal do sensor

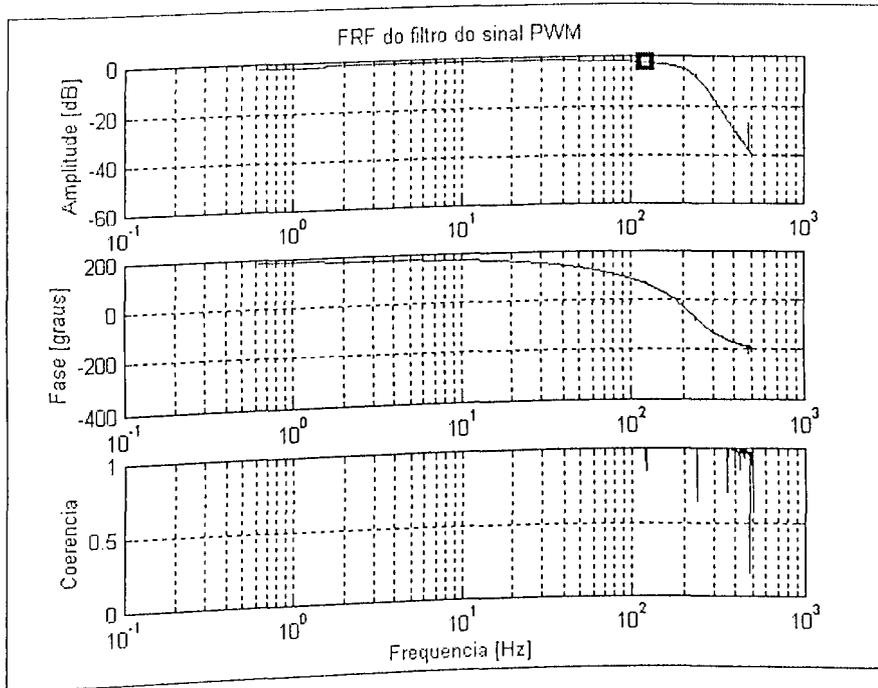


Figura 65- FRF e coerência do filtro projetado para o sinal PWM. Frequência de corte 120 [Hz]

Tabela 11- Componentes da bancada da mesa oscilatória

No.	Componente	Qtde.	Observações
1.	Atuador	01	Tipo: Excitador eletrodinâmico
2.	Condicionador do sensor	01	Faixa de trabalho do sinal emitido: 0 a 5 [V]
3.	Driver do atuador	01	Veja Abreu (1998)
4.	Filtro passa-baixa	01	Frequência de corte 120 [Hz], veja Figura 65 04 amp. op. usando o chip LM324 da N.I.
5.	Fonte de tensão estabilizada	02	Tensão +/- 12 [V]
6.	Mesa oscilatória	01	Plataforma em alumínio e 4 lâminas de aço Posição do atuador: embaixo da plataforma Posição do sensor: próximo à plataforma
7.	Micro computador	01	Code Composer Studio [®] , v. 1.0
8.	Osciloscópio	01	Modelo: 54603B - Hewlett Packard
9.	Placa eZdsp 2407	01	Baseada no DSP TMS320LF2407A da TI
10.	Sensor de proximidade	01	Tipo variação de indução (Dymac)

ganho DC unitário. Usando as expressões desde (3.3) até (3.17), os valores do controlador PID foram calculados e são mostrados na Tabela 12. O comportamento em frequência se observa na Figura 68.

Para avaliar o comportamento do controlador projetado, uma onda quadrada com frequência de 0.2 [Hz] e amplitude de 0.2 Volts pico-pico foi imposta como referência a ser seguida pelo sistema. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 69.

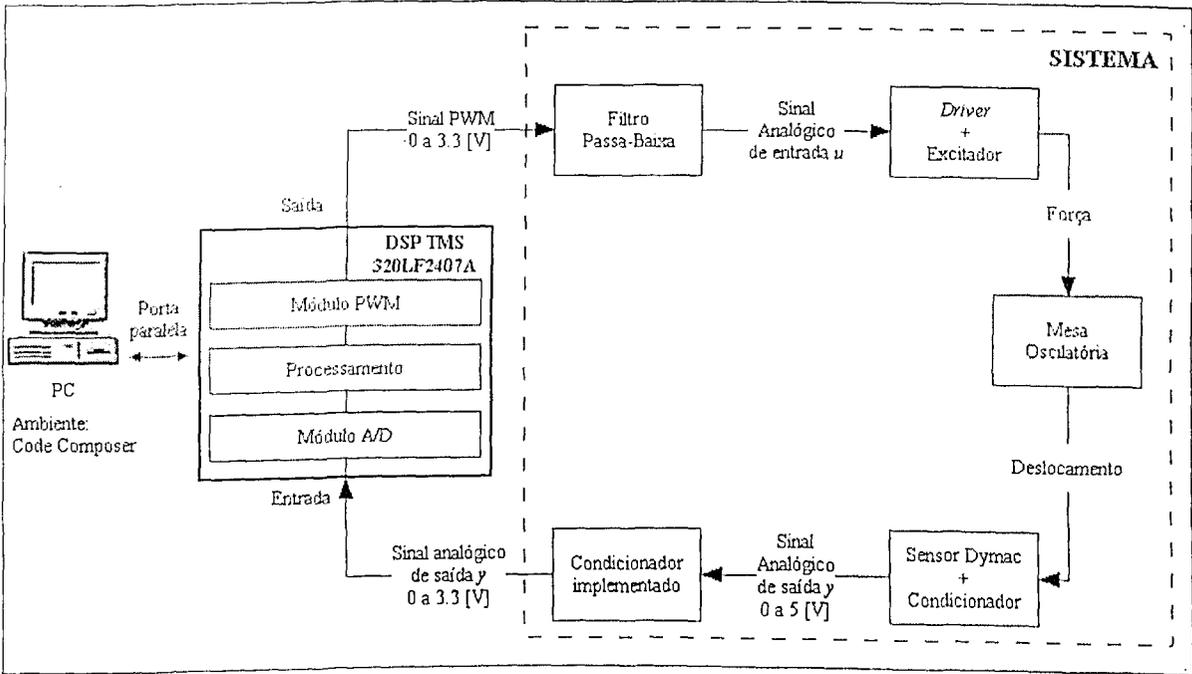


Figura 66- Diagrama da manipulação de sinais na bancada da mesa oscilatória.

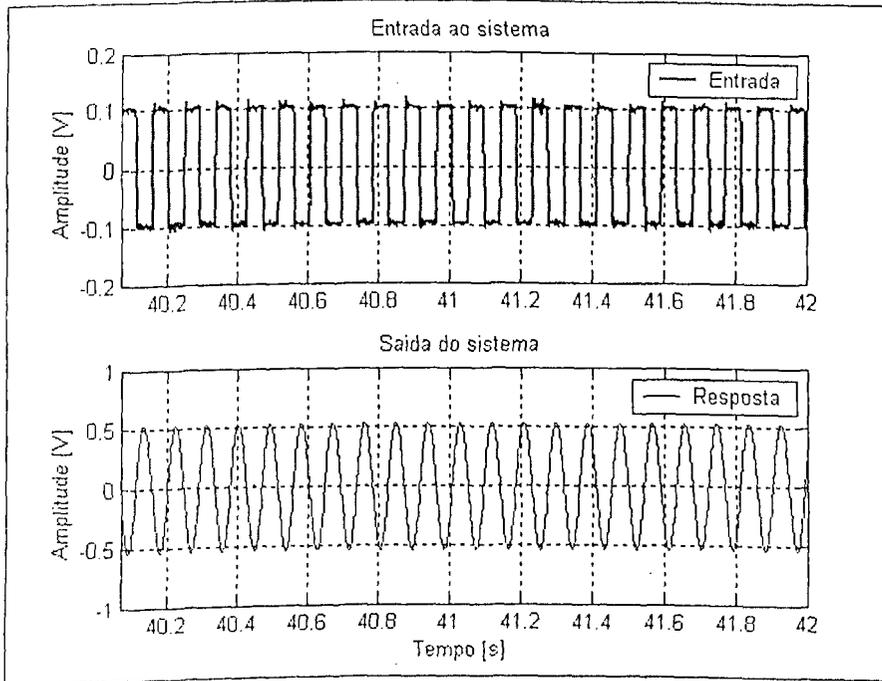


Figura 67- Sinais de excitação e resposta da mesa vibratória de 1 GDL durante o ensaio do relé

Tabela 12- Parâmetros do controlador PID para a mesa vibratória de 1 GDL

Sistema	Controlador PID		
	K_p	K_i	K_d
Mesa oscilatória	-0.0212	14.3487	0.0040

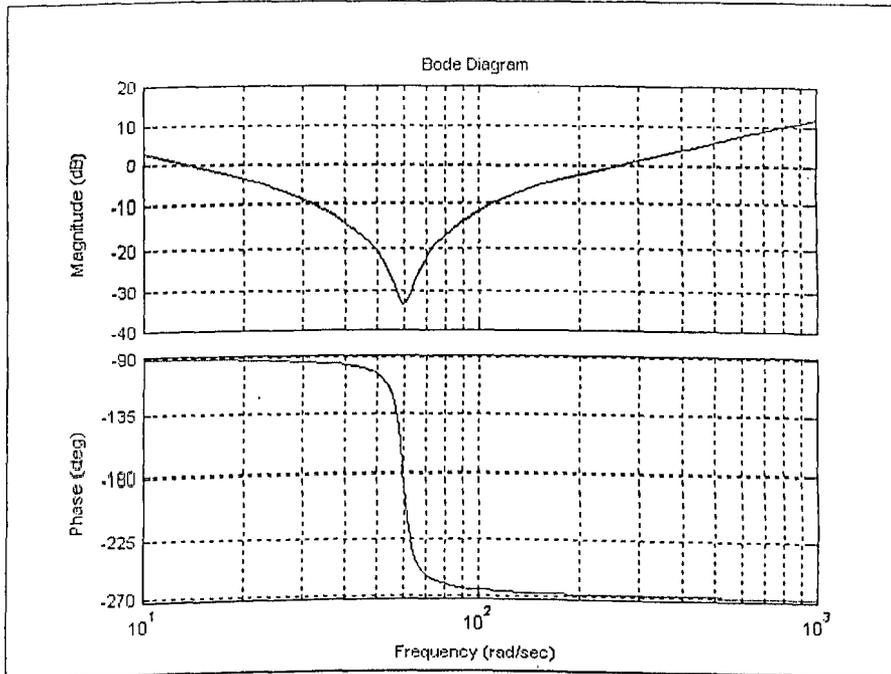


Figura 68- Função resposta em freqüência do controlador PID da mesa oscilatória

Um segundo teste foi efetuado, agora tendo como referência uma onda senoidal com freqüência 0.2 [Hz] e amplitude de 0.2 Volts pico-pico. Os resultados deste segundo teste são apresentados na Figura 70. Nos dois casos o tempo de amostragem foi de 1ms.

Como pode ser observado o desempenho do controlador mostrou-se satisfatório, com característica fortemente integradora. O diagrama de bode do controlador, Figura 68, mostra uma alta atenuação em torno da freqüência natural da mesa e um elevado ganho em baixas freqüências. Observa-se no sinal de controle uma oscilação significativa em tornos dos valores em regime, fato decorrente do baixo valor de K_d .

5.3 O controle de uma viga flexível

Neste experimento utilizou-se uma viga metálica engastada-livre instalada sobre a mesa

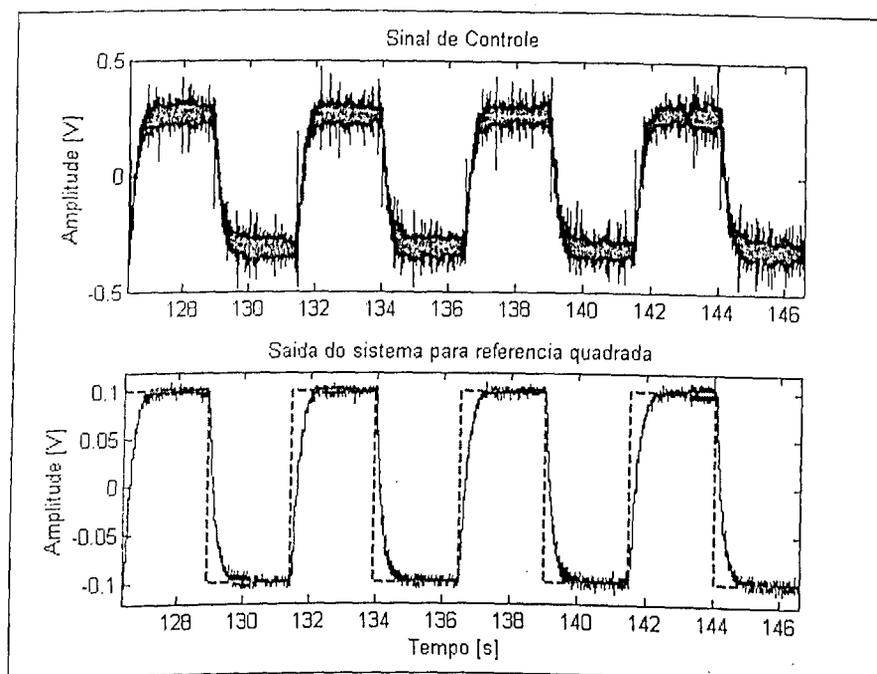


Figura 69- Sinal de controle e resposta do sistema para uma referência quadrada 0.1 [V] de amplitude e $f = 0.2$ [Hz]

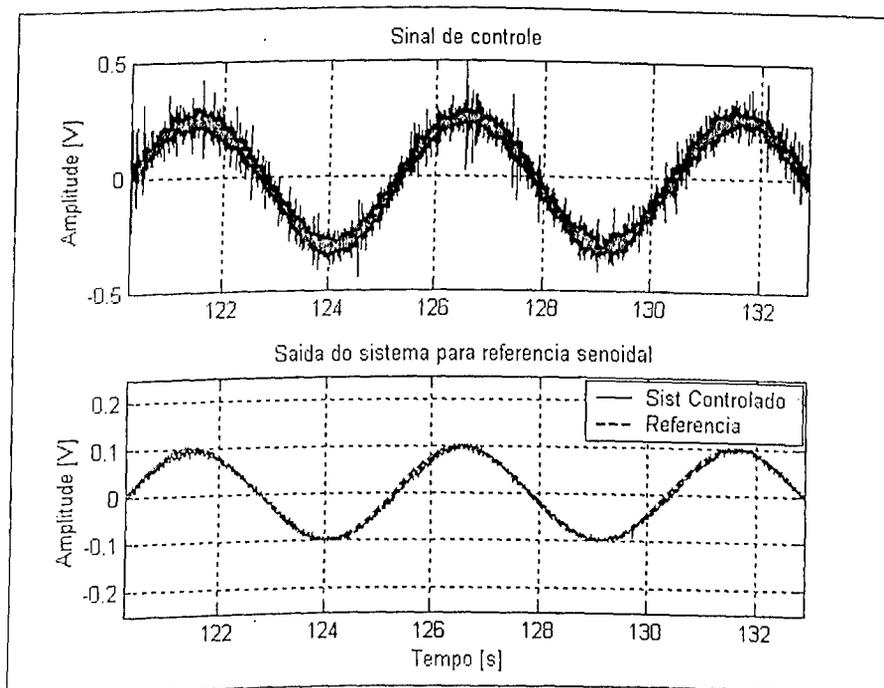


Figura 70- Sinal de controle e resposta do sistema para uma referência senoidal 0.1 [V] de amplitude e $f = 0.2$ [Hz]

inercial. O sistema foi instrumentado com dois atuadores piezoelétricos, um sensor de proximidade Dymac, um condicionador de sinal do sensor e uma placa de aquisição de dados baseada num processador digital de sinais acoplada ao ambiente de trabalho dSPACE. A instrumentação e a disposição dos principais componentes desta bancada aparecem na Figura 71.

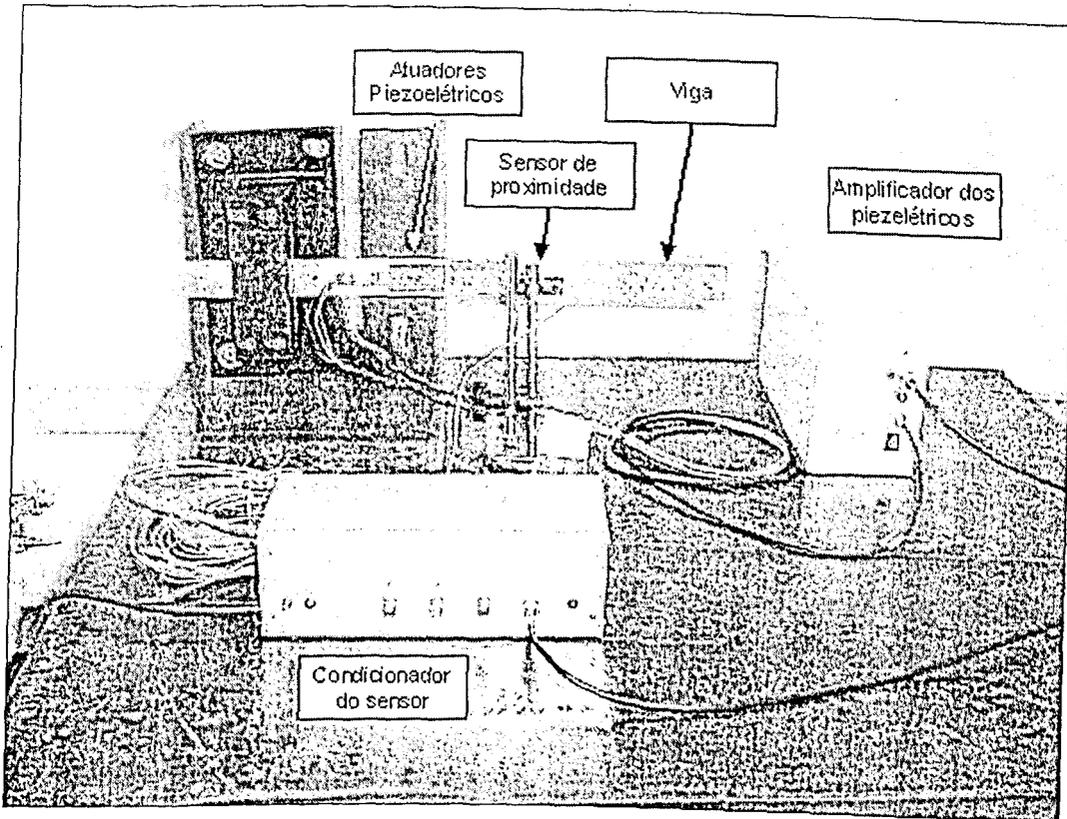


Figura 71- Bancada experimental da viga engastada-livre

Constituíram a bancada os elementos da Tabela 13:

Neste experimento deseja-se sintonizar um controlador PID usando o método de sintonia a sistemas de ordem variada (MASV). Um sensor de proximidade mede o deslocamento num ponto da viga e um atuador cerâmico piezoelétrico é responsável pela excitação. Todo o sistema é gerenciado por um micro-computador, utilizando o ambiente Simulink[®]/dSPACE[®], veja Figura 72. Os diagramas implementados durante a identificação e controle usados no Simulink[®] são ilustrados nas Figuras 73, 74.

Inicialmente o sistema é submetido ao teste modificado do relé, sendo coletado em 10 ensaios os valores dos sinais de entrada e saída da planta. Para uma melhor identificação em baixa frequência o sistema também foi excitado com uma entrada degrau durante 10 ensaios. A partir

Tabela 13- Componentes da bancada da viga engastada-livre

No.	Componente	Qtde.	Observações
1.	Amplificador de potência dos atuadores	01	Tipo: Quickpack Power Amplifier Active Control Experts. Modelo EL 1224
2.	Atuadores Piezelétricos	02	Tipo: ACX QP10N
3.	Condicionador do sensor	01	Faixa de trabalho do sinal emitido: 0 a 5 [V]
4.	Micro-computador	01	Matlab [®] , Simulink [®] , dSPACE [®]
5.	Osciloscópio	01	Modelo: 54603B - Hewlett Packard
6.	Sensor de proximidade	01	Tipo variação de indução (Dymac)
7.	Viga engastada-livre	01	Aço, 385 mm × 34.5 mm × 1.2 mm Posição atuadores: 100 mm do engastamento Posição sensor: 230 mm do engastamento

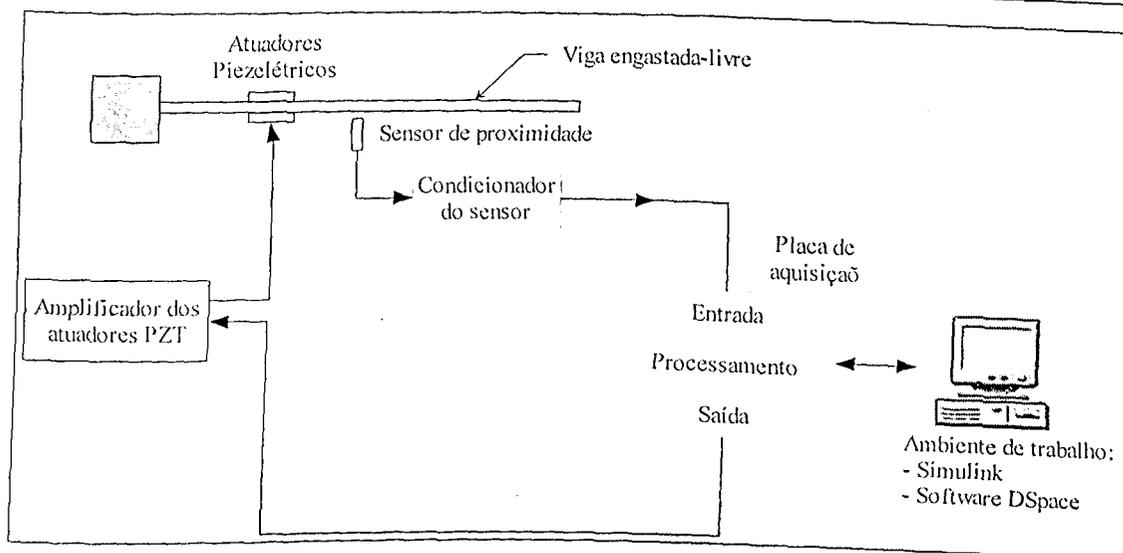


Figura 72- Representação esquemática da bancada para o sistema contínuo viga engastada-livre.

das entradas geradas e das respostas obtidas nos 20 experimentos, calculou-se o valor médio da FRF e também o valor da função de coerência.

Nos ensaios adotou-se um tempo de amostragem de 0.01 [s]. O valor do parâmetro α , que define o decaimento da janela exponencial, foi de 0.57 (veja Equação (3.19)). Os níveis de oscilação do relé foram *adequadamente* escolhidos para não saturar o sinal de controle e permitir uma excursão linear do sinal do sensor. A variável N_{ref} - Equação(3.18), que garante a assimetria na oscilação do relé, foi adotada como 0.9.

Resultados típicos destes ensaios onde se observam os sinais de excitação e resposta do sistema são mostrados nas Figuras 75, 76 e 77.

Os valores encontrados para a FRF da viga e a função de coerência nos pontos acima de

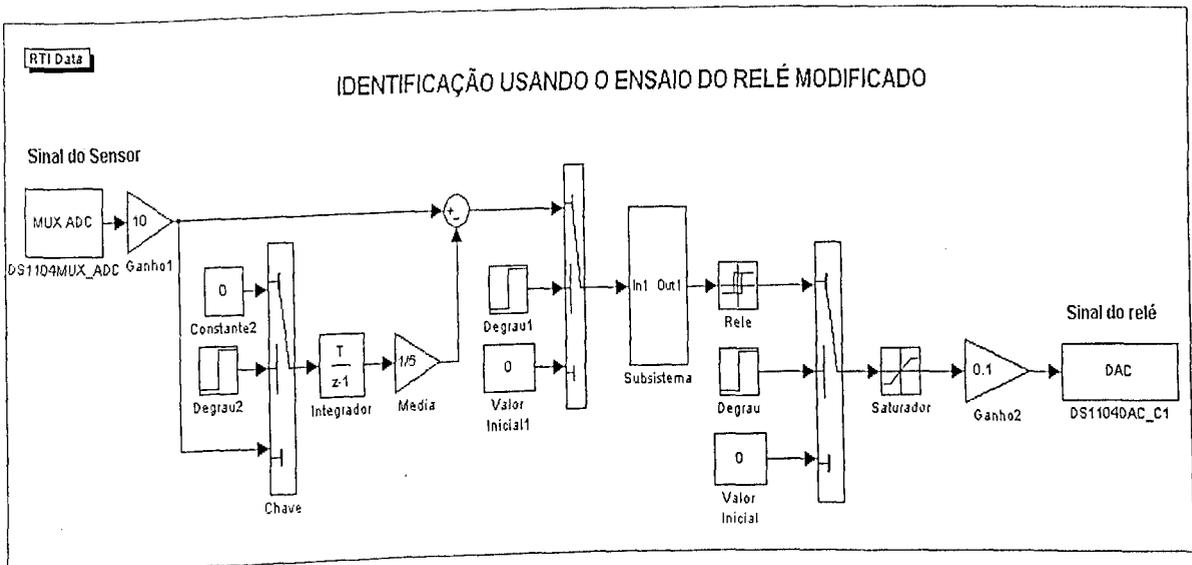


Figura 73- Fluxograma para identificação implementado no dSPACE, usando o ensaio do relé modificado

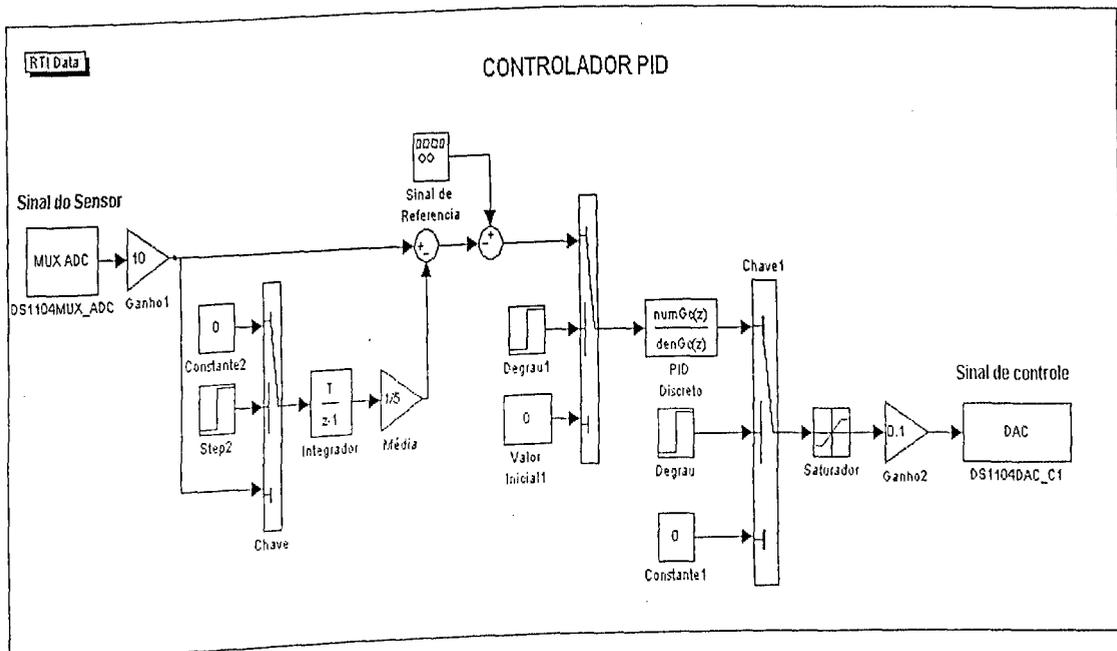


Figura 74- Fluxograma implementado no dSPACE para o sinal de controle.

0.95 podem ser vistos na Figura 78.

Após a identificação da planta fez-se a sintonia do controlador. Nesta fase selecionaram-se os pontos identificados cuja coerência foi maior que 0.95 e a banda passante escolhida como entrada pelo usuário foi de 250 [rad/s] ou 39.78 [Hz]. Implementada a metodologia, obtiveram-

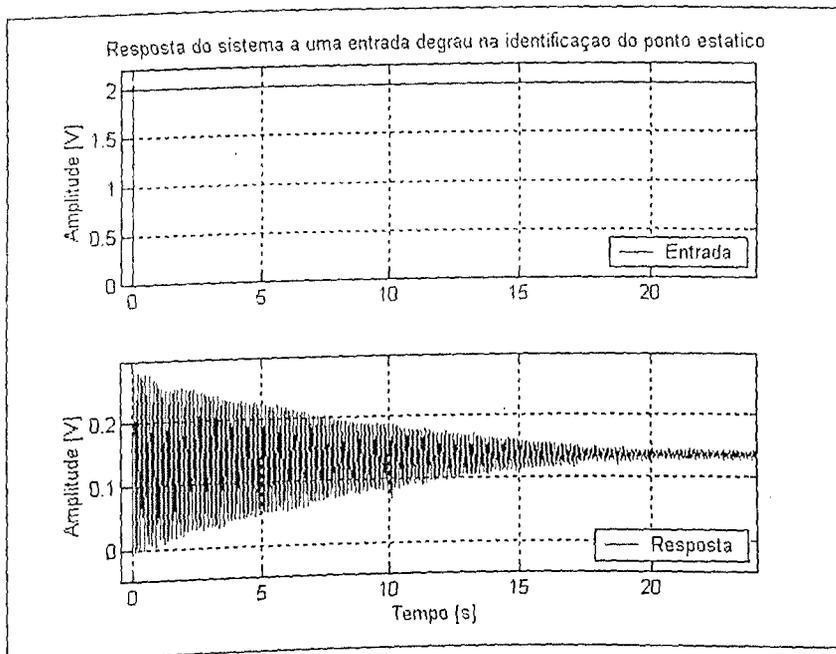


Figura 75- Resposta observada no sistema a entrada degrau para identificar o nível DC.

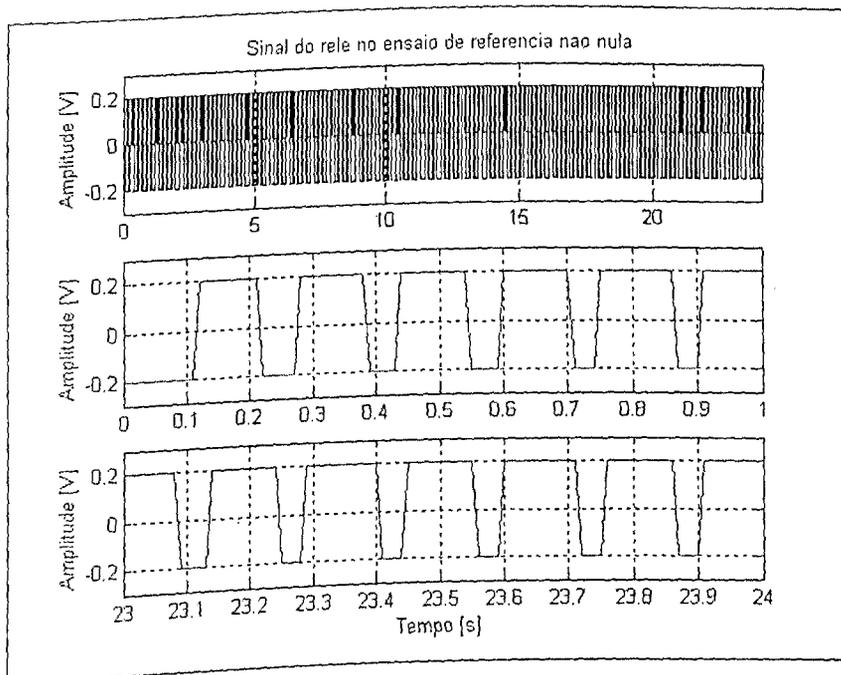


Figura 76- Sinal assimétrico do relé durante o ensaio de identificação. Estados transitório e permanente.

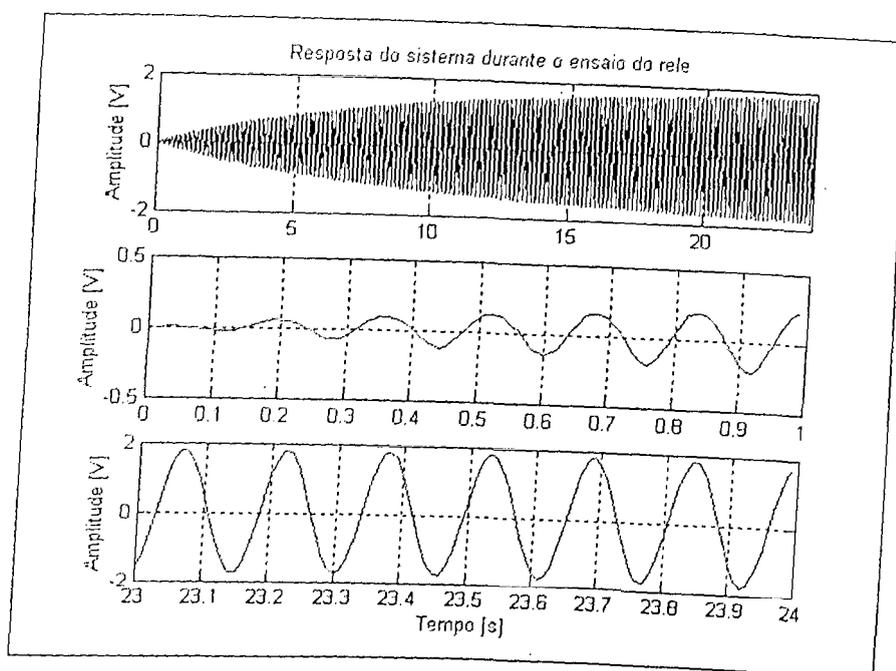


Figura 77- Resposta do sistema durante o ensaio do relé. Estado transitório e estabilização na frequência natural.

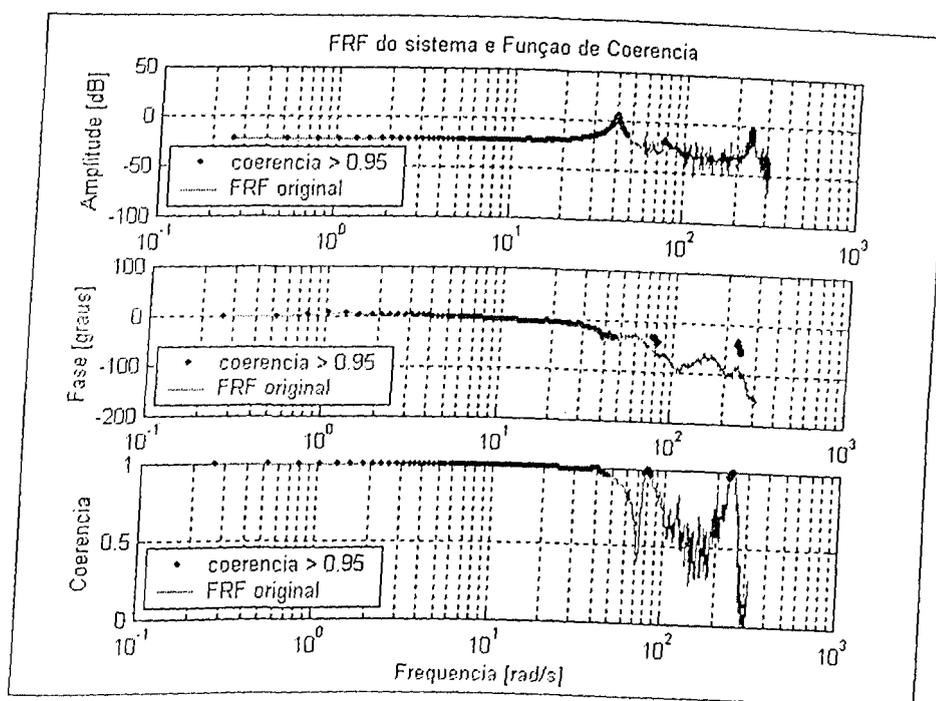


Figura 78- Função resposta em frequência da viga engastada-livre e função de coerência para 20 ensaios. Frequências naturais: $fn_1 = 40.84 \text{ [rad/s]} = 6.5 \text{ [Hz]}$, $fn_2 = 246.34 \text{ [rad/s]} = 39.2 \text{ [Hz]}$

se os resultados mostrados na Tabela 14. A localização dos dois pólos e zeros do controlador apresenta-se na Tabela 15.

Tabela 14- Parâmetros do controlador PID calculado do ensaio experimental para uma viga engastada-livre

Sistema	Tipo	$T'd = f(w_b, \tau)$		Controlador $Gc(s) = f(Kp, Ki, Kd, T)$			
		w_b [Hz]	τ	Kp	Ki	Kd	T [s]
Viga engastada-livre	B	1.46	0.086	-0.18487	63.87618	0.03258	0.027

Tabela 15- Pólos e zeros do controlador PID da viga

	Controlador	
	Pólos	Zeros
1.	0	2.84 +44.19j
2.	-36.73	2.84 -44.19j

A viga foi classificada como um sistema de grau relativo superior a um, com comportamento de fase não mínima e sem pólos estáveis lentos. A banda passante foi determinada, neste caso, usando o critério onde a componente de fase não mínima do sistema é inferior a 45 graus. O comportamento do sistema e o sinal de controle para diferentes sinais de referência podem ser observados nas Figuras 79, 80, 81 e 82.

O exame das figuras revela um excelente comportamento do controlador. O sistema controlado acompanha com eficiência a referência quadrada e senoidal em 0.1 [Hz], 0.3 [Hz] e 0.5 [Hz] que pertencem à banda passante w_b . No caso do sinal senoidal com frequência de 1.4 [Hz] o acompanhamento não foi satisfatório pois, esta frequência está próxima do limite da banda passante w_b . A metodologia de identificação estimou um atraso relativamente elevado, cerca de 9 vezes o tempo de amostragem ($T_s = 0.01[s]$). Este fato gerou a classificação do sistema como sendo um sistema de fase não mínima. Como o sistema real é estável e muito pouco amortecido, as raízes da sua equação característica estão no semiplano esquerdo próximas do eixo imaginário. A metodologia de identificação alocou estas raízes também próximas ao eixo imaginário, mas no semiplano direito por conta do atraso identificado. O compensador procurou anular os pólos identificados introduzindo zeros positivos na função de transferência. Observou-se que a frequência associada a esses zeros foi de 44.3 [rad/s] ou 7 [Hz], próxima da frequência natural identificada, veja Figura 78 e os valores dos pólos e zeros na Tabela 15. Em decorrência desses fatos o valor do ganho proporcional Kp foi negativo. Esta característica, Kp negativo, para um sistema semelhante também foi observada no trabalho de Cardoso (2002).

Para verificar a robustez da metodologia na classificação do sistema e caracterização do

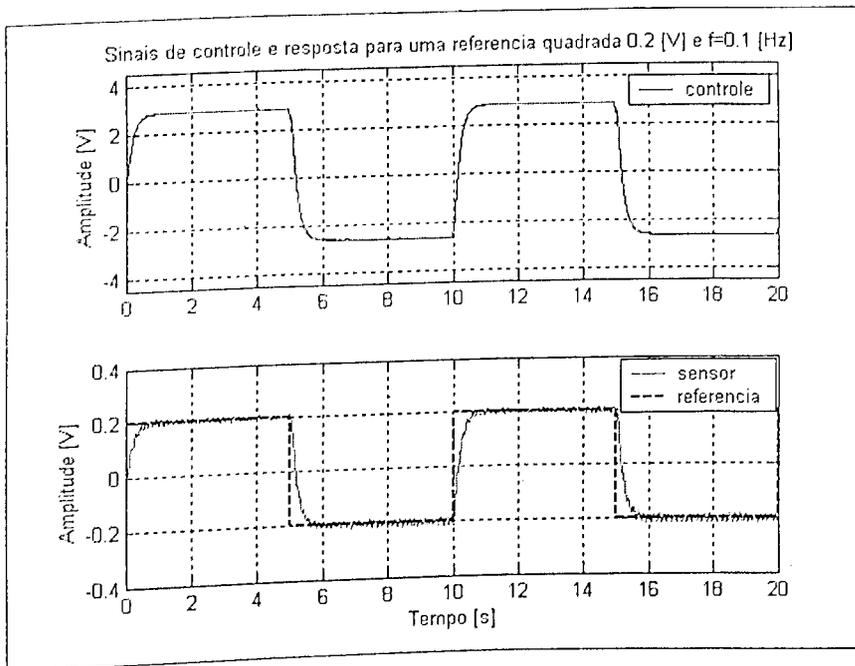


Figura 79- Comportamento do sistema controlado com referência quadrada, amplitude de 0.2 [V] e frequência 0.1 [Hz]

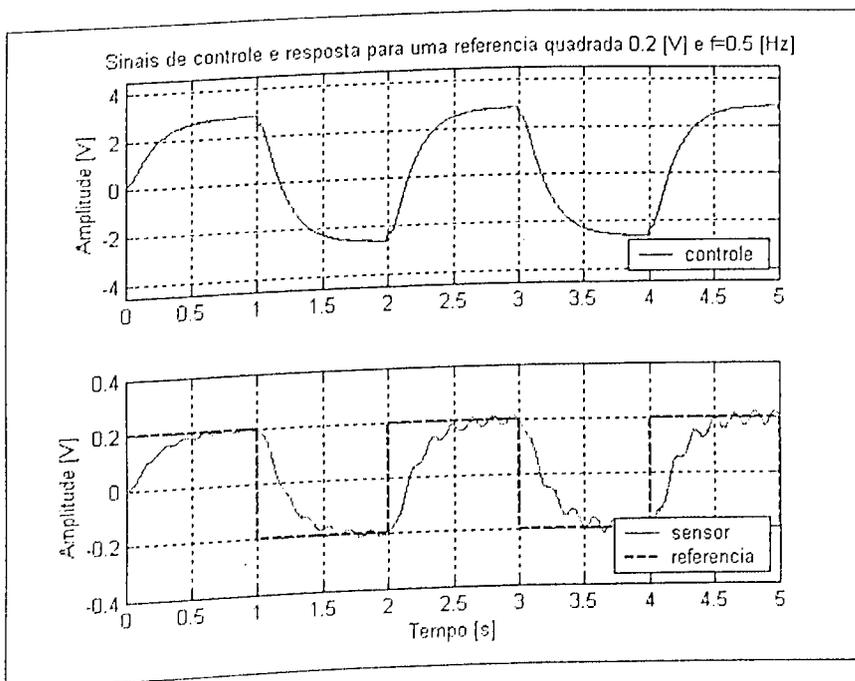


Figura 80- Comportamento do sistema controlado com referência quadrada, amplitude de 0.2 [V] e frequência 0.5 [Hz]

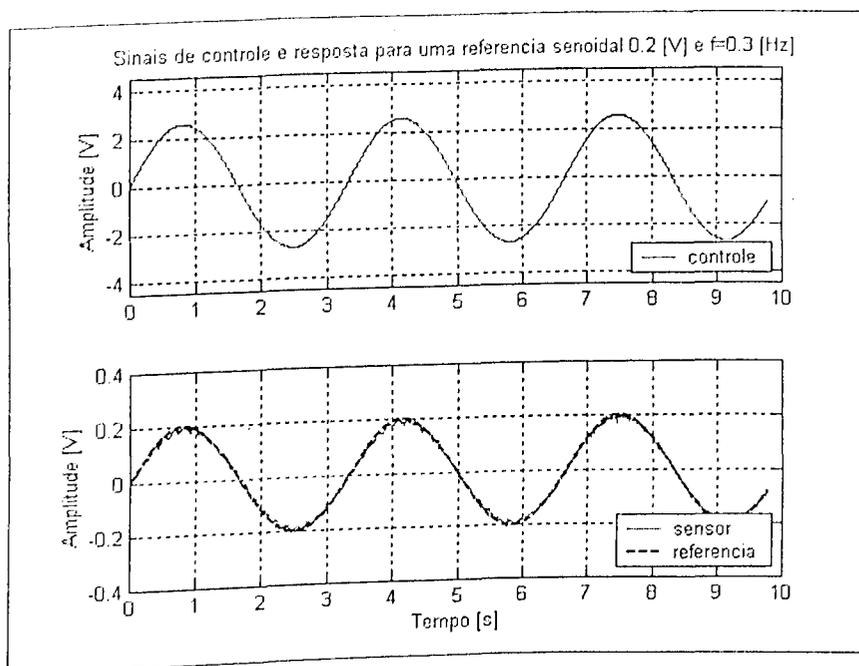


Figura 81- Comportamento do sistema controlado com referência senoidal, amplitude de 0.2 [V] e frequência 0.3 [Hz]

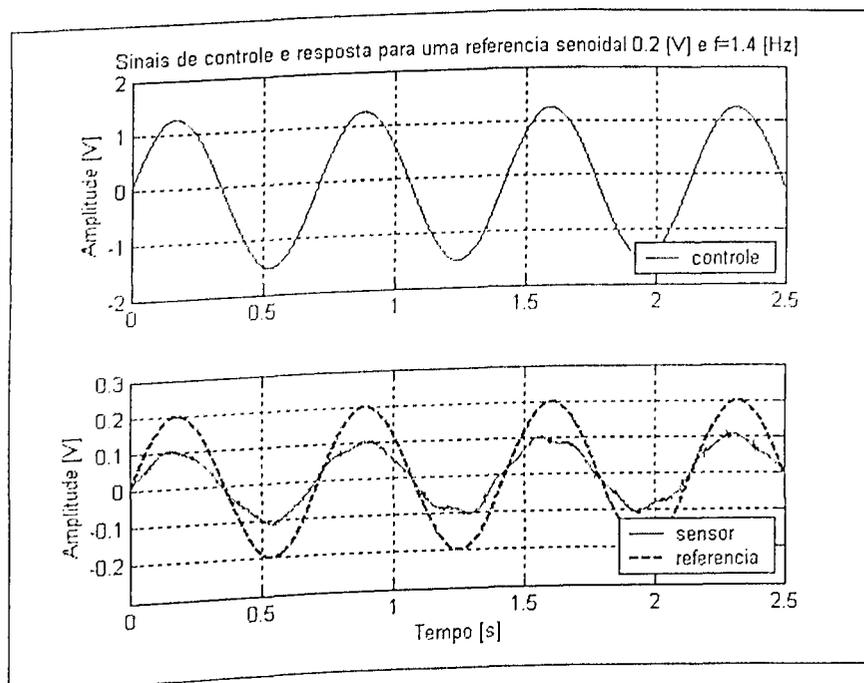


Figura 82- Comportamento do sistema controlado com referência senoidal, amplitude de 0.2 [V] e frequência 1.4 [Hz]

atraso aplicou-se ao sistema uma entrada degrau e mediu-se a resposta da saída. A Figura 83 mostra os resultados obtidos. Verifica-se que o atraso identificado é cerca de 1ms, ou seja inferior ao encontrado pela metodologia proposta. Ocorre que a importância desta diferença não é significativa para o sistema em questão, dado que a banda passante escolhida é muito baixa. Foram feitas simulações, utilizando o valor do atraso da Figura 83 no cálculo do controlador e os resultados permaneceram praticamente invariantes.

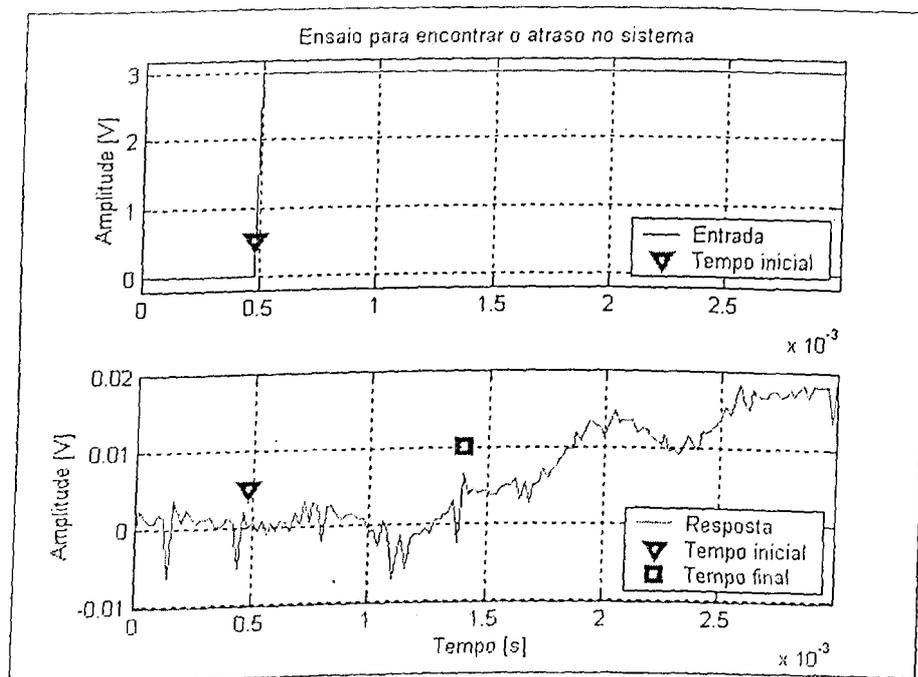


Figura 83- Ensaio para identificar o tempo de atraso do sistema

Ao se observar a Tabela 5, quando o sistema é do tipo B, com um atraso muito pequeno e operando em baixas frequências, os zeros de fase não mínima estão muito próximos do imaginário e tem o seu efeito cancelado pelo pólo que o espelha no semiplano esquerdo. Nesta circunstância o sistema se aproxima do sistema tipo A.

Em linhas gerais, pode-se concluir que a metodologia proposta foi capaz de gerar controladores com características de desempenho bastante satisfatórias, confirmando os resultados teóricos esperados.

Capítulo 6

Conclusão

Neste trabalho procurou-se analisar algumas técnicas de sintonia de PID, utilizando estratégias de identificação da FRF da planta baseada no ensaio do relé. Inicialmente estudaram-se as alternativas de sintonia mais frequentemente encontradas na literatura. Concentrou-se em dois procedimentos de sintonia, que foram avaliados numérica e experimentalmente. A partir da análise efetuada algumas observações merecem destaque:

- Quanto à identificação da função de resposta em frequência.
Foram duas as abordagens utilizadas na obtenção da FRF. A primeira que, empregando o teste simples do relé, identifica dois pontos apenas da FRF: na frequência crítica e em DC. Estes dois pontos representam toda a informação disponível para a síntese do controlador, o qual é definido solucionando-se três equações algébricas. Indiscutivelmente esta metodologia é a mais simples e nas avaliações numéricas e no teste experimental da mesa vibratória demonstrou, como já verificado por Cardoso(2002), um desempenho bastante satisfatório. É, das estratégias de identificação, a que menos exige recursos computacionais.
A segunda estratégia estudada, foi o método de ajuste para sistemas variados - MASV, que é baseada, na identificação da planta por meio do ensaio modificado do relé, proposto por Cardoso (2002), onde a FRF é obtida aplicando a transformada rápida de Fourier aos sinais de entrada e saída da planta, e analisando a função de coerência. Esta abordagem revelou-se, nas simulações numéricas, muito eficaz possibilitando o conhecimento da FRF com bastante confiança num número expressivo de pontos em frequência, mais de 200 nas avaliações efetuadas. O preço desta performance é uma maior demanda de recursos computacionais, pois envolve a média de um conjunto de ensaios onde, em cada um deles se faz a FFT dos sinais de entrada e saída envolvidos. Nas avaliações experimentais da viga engastada-livre, esta metodologia de identificação não permitiu uma boa definição da FRF em DC, o que foi contornado submetendo a planta a um segundo conjunto de ensaios, onde excitações ao degrau foram utilizadas na entrada. Uma característica importante desta metodologia é o nível de automação conseguido na geração dos sinais de entrada e saída necessários ao cálculo da FFT. O ensaio do relé, quando o sistema é relé estabilizável, é muito simples, pouco invasivo e muito seguro. A intervenção do operador é mínima, restringe-se a escolher

dois parâmetros: o nível da saída do relé e uma constante - entre 0.5 e 0.9 - que garante a assimetria da oscilação em regime permanente, permitindo identificar o nível DC.

Assim, em se tratando da identificação da FRF, este trabalho permite concluir que, em não havendo restrições computacionais, deve-se usar o método do relé modificado associado às excitações ao degrau, caso contrário o método do relé simples, que possibilita a determinação da FRF em dois pontos apenas, deve ser empregado.

- Quanto à identificação das características da planta a partir da FRF

No método de ajuste a sistemas variados (MASV) é necessária a identificação de alguns parâmetros da planta, quais sejam: o grau relativo, o tempo de atraso, a existência de componente de fase não-mínima significativa e de pólos estáveis lentos. Para encontrar estes parâmetros, empregou-se neste trabalho a metodologia proposta por Woodyat e Middleton (1997). Verificou-se, para os ensaios numéricos efetuados, onde as simulações do procedimento de identificações foram realizados, que a participação do operador é necessária, já que, os valores máximos e mínimos, no domínio da frequência, são críticos na definição do grau relativo e na identificação dos pólos lentos estáveis. O operador deve definir estas extremidades a partir de cuidadosas observações. Propôs-se neste trabalho pequenas alterações na metodologia destes autores, o que garantiu melhores resultados na determinação destes parâmetros. Estas alterações se deram na definição em algumas fronteiras de desigualdades, veja Equações (3.56) e (4.4).

Um parâmetro importante de projeto, seguramente o parâmetro fundamental, é a banda passante desejada. Tal banda é derivada a partir da análise da FRF identificada. Esta banda, estará limitada a um quinto da frequência onde a fase da planta cruza -225° , o que não é crítico, e também a frequência onde a contribuição da componente não mínima na fase é inferior a 45° , esta uma tarefa mais sensível.

Outro parâmetro importante, derivado a partir da análise da FRF é o atraso de transporte. Como estratégia, para se encontrar o atraso neste trabalho, escolheu-se o valor do atraso determinado no centro do intervalo de frequência, ou seja se há 500 pontos bem identificados da FRF, tomou-se o ponto 250 para nele se calcular o atraso de transporte. Como o atraso depende da separação da componente de fase não mínima da fase planta, quando tal procedimento não funciona adequadamente, isto se reflete diretamente no atraso. Uma alternativa para a identificação do atraso é fazê-lo de maneira direta, aproveitando as entradas ao degrau utilizadas nos ensaios de identificação. De qualquer forma no entanto

a identificação da componente de fase não mínima é necessária para a definição da banda passante.

De maneira geral, as estratégias propostas para a obtenção dos parâmetros relevantes da planta quando à síntese do controlador pelo MASV funcionaram adequadamente, sem dispensar, no entanto, a sensibilidade do projetista.

- Quanto à síntese do controlador

Para a síntese do controlador, dois elementos merecem discussão. Um associado ao número de pontos necessários da FRF e outro no tocante à escolha da planta de referência.

A experiência com este trabalho, assim como já comprovado por Cardoso (2002), é que, a partir de dois pontos bem escolhidos da FRF, podem-se derivar controladores muito eficientes. Isto se deve ao fato de que com dois pontos, um em DC e outro na frequência natural, é possível definir, com razoável precisão, o comportamento de um sistema de segunda ordem. O uso maior de pontos permite, obviamente, encontrar um controlador médio mais satisfatório. Dependendo dos requisitos do processo e do benefício agregado isto pode não ser significativo.

O número de pontos implica naturalmente num maior custo computacional. No caso de dois pontos precisa-se solucionar três equações algébricas e no caso multipontos resolver uma pseudo-inversa, cuja dimensão é o dobro do número de pontos utilizados.

Outro aspecto da síntese do controlador é a escolha da planta de referência em malha fechada. O método MASV é seguramente mais eficiente neste requisito, pois permite, a partir da análise da FRF, definir cinco modelos diferentes para a planta de referência, levando em conta as características observadas no sistema avaliado. Uma destas cinco estruturas (Tipo A), é um caso particular da proposta na metodologia MASO. A análise das simulações numéricas revelou que a eficiência do MASV se acentua quando a banda passante escolhida é elevada e os atrasos são significativos.

De qualquer forma a escolha da banda passante é necessária nas duas metodologias, numa delas automática e na outra por parte do projetista. Na metodologia MASO esta escolha é feita por tentativa e erro pelo usuário, enquanto que no caso da MASV é facultado ao projetista um limite superior para esta escolha, limite derivado a partir da análise da FRF da planta.

A experiência, neste trabalho, permite apontar como estratégia de síntese do controlador a metodologia MASV, a menos que haja restrições computacionais importantes.

- Quanto à estabilidade do controlador

As metodologias propostas, por envolverem exclusivamente ajustes de curvas, podem conduzir a controladores instáveis, fato que ocorreu nos casos experimentais. Embora não desejáveis, tais controladores podem cumprir plenamente os seus objetivos. Representam problemas potenciais no caso de interrupção na comunicação controlador-planta, por quebra de componentes por exemplo, de interligações, de laços de realimentação, etc. Quando os sistemas são pouco amortecidos, as possibilidades de controladores instáveis são maiores, dado a proximidade dos pólos da planta do semi-plano direito. Uma análise mais cuidadosa resta ainda por fazer sobre este aspecto para as metodologias propostas.

- Quanto ao desempenho do controlador
O desempenho dos sistemas controlados numérica e experimentalmente foram muito eficazes, cumprindo plenamente os requisitos postos. Ainda quando foram aplicadas em sistemas de comportamentos variados, observou-se uma boa resposta, particularmente no caso da metodologia MASV.
- Quanto aos aspectos práticos e operacionais
Foi observada uma grande diferença na implementação prática dos dois métodos. No método MASV é preciso efetuar FFTs e resolver uma pseudo inversa de dimensão eventualmente expressiva. Neste trabalho, embora se dispusesse de uma placa versátil na manipulação de sinais, baseada num processador DSP, com arquitetura e software capaz de realizar operações complexas e ainda simultâneas, não foi implementado experimentalmente este procedimento. O método MASO foi implementado neste DSP, que programado no Code Composer Studio[®], permitiu aproveitar o módulo de conversão analógica-digital e o módulo gerador de sinais PWM, na manipulação dos sinais do sensor e atuador. Por razões de tempo, implementou-se o método MASV num PC, equipado com uma placa de aquisição sinais gerenciada pelo *software* dSPACE[®] em comunicação direta com o Simulink[®].
- Quanto a produção de outros trabalhos
Os resultados experimentais da primeira metodologia, onde foi projetado um controlador PID para uma mesa oscilatória e utilizado um processador digital de sinais, foram usados na produção de um trabalho científico para o Congresso Nacional de Engenharia Mecânica CONEM 2004, código 51087.
- Quanto aos objetivos do trabalho
Diante da proposta inicial deste trabalho, qual seja:

”Estudar, projetar, avaliar numérica e experimentalmente uma metodologia de sintonia de PID, que empregue o método do relé na identificação das características da planta no domínio da frequência. Deseja-se que o método gere um controlador, com um bom índice de automação. Além destas características, o método deve apresentar potencial de implementação em DSPs comerciais de baixo custo”.

verifica-se que os objetivos foram satisfeitos, restando no entanto, algumas tarefas a serem implementadas no futuro.

- Quanto aos desdobramentos futuros
Alguns elementos, inclusive já mencionados, apontam como desafios a serem investigados no futuro, tais como
 - a) analisar em maior profundidade, as metodologias propostas, na perspectiva das demandas computacionais requeridas. Determinar as necessidades de recursos matemáticos, de velocidade e de memória envolvida, tendo em vista sua aplicação em processadores digitais de sinais;
 - b) analisar e propor mecanismos a serem incorporados às metodologias estudadas que considerem a questão da estabilidade do controlador e do processo em malha fechada;
 - c) avaliar estratégias mais eficientes que permitam principalmente separar a parcela de fase não mínima da resposta de fase da planta. Como consequência os atrasos de transporte serão melhores identificados e
 - d) discutir e propor estratégias para implementação "on line" das metodologias, de sorte a introduzir perturbações mínimas do processo e ainda assim garantir re-sintonias automáticas do controlador.

Referências Bibliográficas

- Abreu, G. L. C. M., 1998, "Controle ativo de vibrações laterais em rotores flexíveis usando atuadores magnéticos", Dissertação de Mestrado FEMEC-UFU.
- Andersson M., 2000, "A Matlab tool for rapid process identification and PID design", Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, ISSN 02805316.
- Åström K., Hägglund T., 1988, "Automatic Tuning of PID Controllers", Instrument Society of America, ISBN 1-55617-081-5.
- Åström K., Wittenmark J. B., 1989, "Adaptive control", 2nd Ed. Lund Institute of Technology, Addison-Wesley Publishing Company, ISBN 0-201-09720-6.
- Bendat J. S., Piersol A. G., 1986, "Random Data", Second edition, John Wiley & Sons Inc., ISBN 0-471-04000-2.
- Berkeley Design Technology, 2000, "Choosing a DSP processor", <http://www.BDTI.com>
- Bi Q., Cai W., Wang Q., Hang C. Lee E., Sun Y., Liu K., Zhang Y., Zou B., 2000. "Advanced controller auto-tuning and its applications in HVAC systems", Control Engineering Practice, Vol. 8, pp 633-644.
- Bormann, F., 1999, "TMS320LF2407, The DSP MicroController - Module: Examples EVMLF2407-Kit", University of Applied Sciences Zwickau, Germany.
- Cardoso, P. M., 2002, "Estudo, proposta e avaliação de novas metodologias de sintonia automática de controladores PID baseadas no ensaio do relé realimentado", Dissertação de Mestrado FEMEC-UFU.
- Chidambaran M., Padma S.R., 2003, "A simple method of tuning PID controllers for integrator/dead-time processes", Computer and Chemical Engineering Vol. 27, pp. 211-215.
- DSP Market Bulletin, Junho 2004, <http://www.fwdconcepts.com/dsp6204.htm>

- EnTech Engineering Inc., 1993, "Automatic Controller Dynamic Specification".
- Frimam M., Waller K. V., 1996. "A two-channel relay for autotuning", Åbo Akademi, FIN-20500 Åbo, Finland.
- Hang C. C., Åstrom K. J., Ho W. K., 1993, "Relay auto-tuning in the presence of static load disturbance", *Automatica*, Vol. 29. No. 2, pp. 563-564.
- Hang C. C., Åstrom K. J., Wang Q. C., 2002. "Relay feedback auto-tuning of process controllers - a tutorial review", *Journal of Process Control*, Vol. 12, pp. 143-162.
- Ho W. K., Hong Y, Hansson A., Hjalmarsson H., Deng J.W, 2003, "Relay auto-tuning of PID controllers using iterative feedback tuning", *Automatica*, Vol. 39, pp. 149-157.
- Lequin O., Gevers M., Mossberg M., Bosmans E., Triest L., 2002, "Iterative feedback tuning of PID parameters: comparison with classical tuning rules", *Control Engineering Practice*, Article in Press.
- Masten, M. K., Panabi, I., 1997, "Digital signal processors for modern control systems", *Control Eng. Practice* Vol. 5, No.4, pp 449-458.
- O'Dyer A., 2000, "PI and PID controller tuning rules for time delay processes: a summary - Technical Report AOD-00-01", Edition 1, School of Control Systems and Electrical Engineering, Dublin Institute of Technology, Ireland.
- Phillips L., Charles, Royce D. Harbor, 1997, "Sistemas de controle e realimentação", Makron Books, Brasil.
- Skogestad, S., 2003, "Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning", *Journal of Process Control* Vol. 13, pp 291-309.
- Smith, S. W., 1999, "The Scientist and Engineers Guide to Digital Signal Processing, 2nd Edition", www.DSPguide.com
- Söylemez M. T., Munro N., Baki H., 2003, "Fast calculation of stabilizing PID controllers", *Automatica*, Vol. 39, pp. 121-126.
- Spectrum Digital Inc., 2000, "eZdsp[®] LF2407 Technical Reference", 505565-0001 Rev. B.

Texas Instruments, 1999, "Code Composer User's Guide", spru296.pdf.

Texas Instruments, 2001a, "TMS320LF240xA DSP Controllers Reference Guide, System and Peripherals", spru357b.pdf.

Texas Instruments, 2001b, "Code Composer Studio Getting Started Guide", spru509c.pdf.

Texas Instruments, 2002, "TMS320LF2407A, TMS320LF2406A, TMS320LF2403A, TMS320LF2402A, TMS320LC2406A, TMS320LC2404A, TMS320LC2402A, DSP Controllers", sprs145g.pdf.

VanDoren V. J., 2003. "PID: Still the One", site: <http://www.controleng.com>.

Vranić D., Strmnik S. 1999, "Practical Guidelines for Tuning PID Controllers by Using MOMI Method", J. Stefan Institute, Ljubljana, Slovenia.

Wang, Q. G., Hang, C. C. e Bi, Q., 1997, "Process Frequency Response Estimation from Relay Feedback", Control Engineering Practice, Vol. 5, No. 9, pp 1293-1302.

Wang, Q. G., Hang, C. C. Zhu, S. A. e Bi, Q., 1999, "Implementation and testing of an Advanced Relay Auto-Tuner", Journal of Process Control, Vol. 9, pp 291-300.

Woodyatt A. R., Middleton R. H., 1997, "Auto-tuning PID controller design using frequency domain approximation", Department of Electrical and Computer Engineering, University of Newcastle, Australia, European Control Conference ECC.

ANEXO I

Processadores Digitais de Sinais - DSPs

A família dos DSP TMS320™ tem uma arquitetura projetada especificamente para processamento em tempo real formada por: (i) processadores digitais de ponto fixo, (ii) processadores digitais de ponto flutuante, (iii) multi-processadores digitais e (iv) controladores digitais de ponto fixo. O primeiro elemento desse grupo, o TMS32010 foi lançado no ano 1982. Hoje, é possível reuni-los conforme a Tabela 16.

Tabela 16- Gerações das famílias dos DSPs

Família	Gerações									
	C1X	C2X	C20X	C24X	C3X	C4X	C5X	C54X	C6X	C8X
DSPs de ponto fixo										
DSPs de ponto flutuante										
DSPs microprocessadores										

Os microcontroladores 240x são considerados como parte da geração C24x dos DSP de ponto fixo, e membros da plataforma C2000.

No interior de cada plataforma os processadores têm a mesma estrutura com memórias e configurações de entrada e saída diferentes..

A plataforma TMS320C2000 proporciona à indústria do controle digital o mais alto nível de compactação e poderosas habilidades computacionais com grande eficiência energética. A geração TMS320C24x foi a base inicial desta plataforma, sendo atualmente a TMS320C28x a família de melhor desempenho nas soluções do controle digital.

A plataforma TMS320C5000 está dirigida ao mercado digital, e para a internet portátil. Com um consumo de potência de 0.33mA/MHz, os DSPs TMS320C55x e TMS320C54x estão otimizados para serem usados em produtos portáteis como aparelhos de música digital, receptores GPS, equipamento médico portátil, celulares de terceira geração e câmaras digitais.

A plataforma TMS320C6000 usa uma linguagem de programação de alto nível para ser usada de uma forma simples, com o maior desempenho. Os DSPs C6000 de ponto fixo e ponto flutuante são usados nos aparelhos sem fio de terceira geração e aplicações na digitalização avançada de imagens. O ultimo DSP, chamado TMS320C64x, melhora até 10 vezes o desempenho da primeira geração, o TMS320C62x.

I.1 Descrição da placa eZdsp 2407

A placa eZdsp 2407 da *Texas Instruments* permite uma rápida avaliação no desempenho do processador digital TMS320LF2407 contido nela mediante uma fácil e eficiente comunicação através da porta paralela de um PC convencional, sendo ela programada em linguagem C a través do ambiente Code Composer Studio[®]. A operação desta placa, Figura 84, está baseada em grande parte nos sinais de entrada e de saída através dos seus oito conectores, descritos na Tabela 17.

Tabela 17- Principais funções dos conectores da placa eZdsp 2407

Porta	Função	Descrição
P1 P7	Interface Analógica	8 canais analógicos do módulo A/D 8 canais analógicos do módulo A/D
P2 P8	Interface digital (I/O) <i>Input/Output</i>	12 canais PWM e 32 canais digitais I/O 14 canais digitais I/O
P3	Conector de potência	Tensão: 5V. Corrente: 1A
P6	Expansão de entrada e saída (I/O)	Interface para expansão de memória
P9	Porta paralela e interface JTAG	Permite comunicações bidirecionais ECP, EPP e SPP8 com um PC
P10	Interface JTAG	Interface de 14 pinos usada entre emuladores JTAG e DSPs da TI

I.2 Especificações técnicas do DSP TMS320LF2407A

O DSP instalado na placa eZdsp2407 é o TMS320LF2407A PGEA, onde: TMS320, é o nome da família; LF2407 significa memória tipo Flash, PGE significa que tem 144 pinos no total, A é a faixa da temperatura de trabalho de -40 [°C] até 85 [°C].

O TMS320LF2407A faz parte da família TMS320TM sendo específico para trabalhar numa faixa ampla de controle digital. Esta série basea-se no DSP C2xLP com processador de 16 bits, ponto fixo e baixo consumo energético.

As especificações técnicas do DSP utilizado são as seguintes:

- Estrutura da família dos DSP TMS 320C2XX.
- Tempo do ciclo de instrução de 25ns devido a que pode processar até 40 MIPS (Milhões de Instruções por segundo).
- Memória flash de até 32K palavras de 16 bits dividida em 4 setores de 4K, 12K, 12K, 4K.

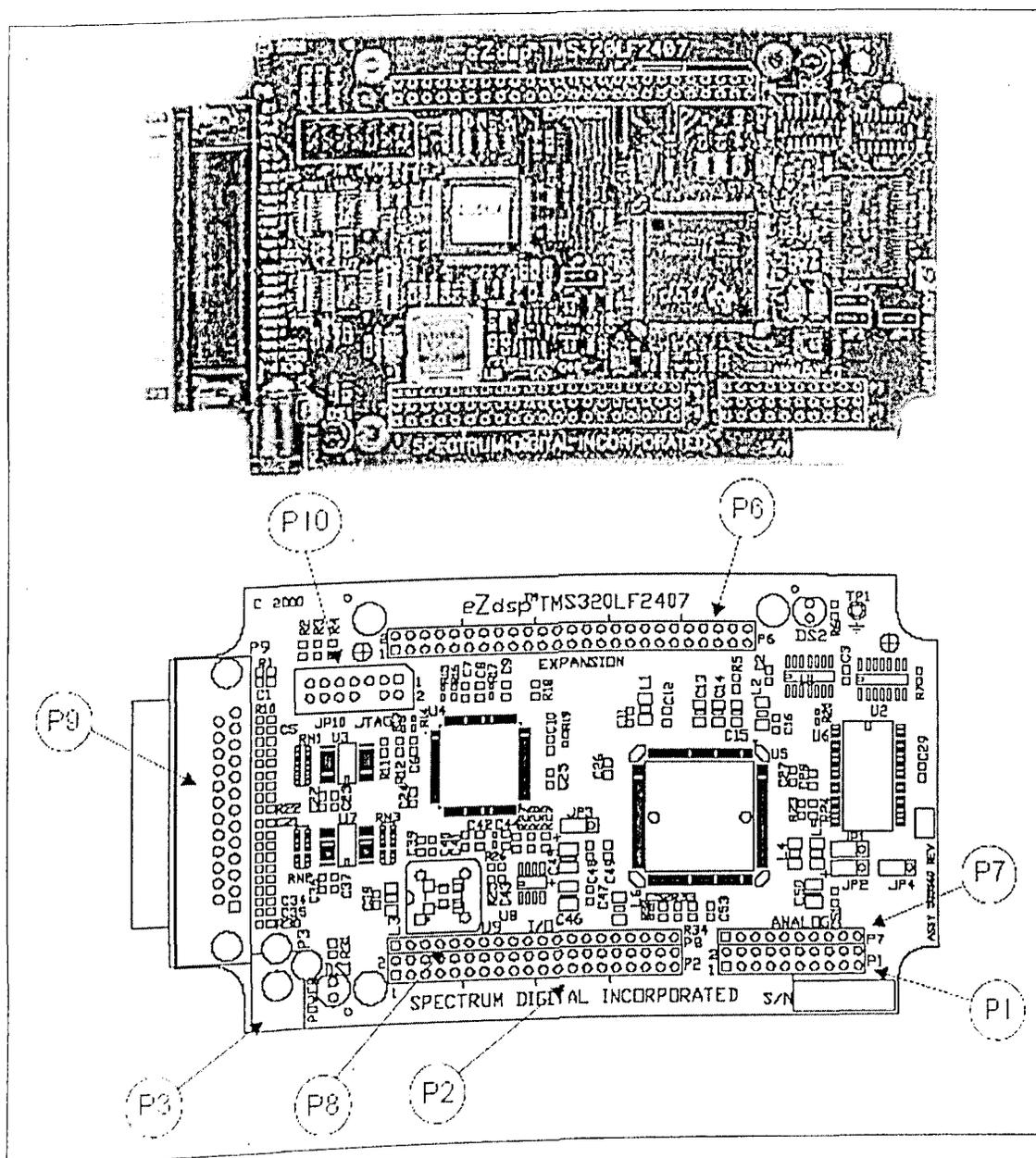


Figura 84- Identificação de portas na placa eZdsp 2407. fonte: Spectrum Digital Inc., (2000).

- Memória RAM de até 2.5K palavras de 16 bits divididas em 544 palavras de dados e até 2K palavras de programa (de acesso simples).
- Não tem memória ROM.
- Interface de memória externa de 192K palavras de 16 bits divididas em 64K de programa, 64K de dados e 64K de entrada e saída (I/O).

- Tem 2 módulos gerenciadores de eventos EVA e EVB onde cada um deles inclui:
 - ▷ 2 contadores de 16 bits.
 - ▷ 6 canais de saída PWM (Modulação de largura de pulso).
 - ▷ 3 unidades de captura de eventos externos.
- Modulo Watchdog.
- Conversor Analogo-Digital (ADC) de 10 bits que compreende:
 - ▷ 16 canais de entrada analógica.
 - ▷ Tempo mínimo de conversão de 375ns (15 ciclos de maquina), incluindo a amostragem e a conversão.
- Modulo CAN (Controller Area Network) 2.0B.
- Interface de comunicação serial (SCI).
- Interface periférica serial de 16 bits.
- 40 pinos compartilhados de entrada/saída, que podem ser programados para cada função independentemente.
- 5 interrupções externas (Power drive protection, reset, duas interrupções cobertas).
- Tensão de alimentação de 3.3V.

1.3 Módulos do DSP TMS320LF2407A

Durante os ensaios onde foi empregado o processador digital de sinais utilizaram-se basicamente duas das suas principais características disponíveis: o gerador de sinais PWM para produzir o sinal de excitação ou controle e o conversor analógico digital para captar o sinal condicionado do sensor. Um sinal com largura de pulso modulada (PWM) é uma seqüência de pulsos com variações na sua largura. Os pulsos são emitidos com um número de períodos fixos, logo existirá um pulso em cada período. O período que se mantém fixo é denominado de transportador e a sua inversa é a freqüência transportadora. As larguras de pulsos são moduladas sucessivamente entre pulsos de acordo com a seqüência desejada, chamado de sinal modulante.

O processador digital de sinais utilizado conta com um conversor analógico digital de 10 bits que disponibiliza 16 canais de entrada analógica, com nível de tensão permitida na faixa de 0 a 3.3 [V], das quais somente foi utilizado um canal para o sinal condicionado do sensor de proximidade. No caso em que sejam utilizadas vários canais de entradas para serem convertidos, o módulo de conversão analógica digital possui um sequenciador que ordena a aquisição das diferentes portas dependendo das necessidades do usuário. Uma vez convertidos os sinais adquiridos, dispensando um tempo mínimo de até 375 [ns], o valor é posto num dos 16 registradores de 10 bits. Informação mais detalhada se encontra no capítulo 7 de Texas Instruments (2001a).

I.4 Ambiente de trabalho

Para estabelecer uma comunicação com o processador digital de sinais foi utilizado o Code Composer Studio[®]. O Code Composer[®] mantém o programa integrado dentro de um projeto e permite carregar o código programado assim como obter informação em tempo real das operações realizadas pela placa eZdsp. Informação mais detalhada sobre o funcionamento do Code Composer Studio[®] se encontra em Texas Instruments (1999) e (2001b)