

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

**ESTUDO, PROPOSTA E AVALIAÇÃO DE NOVAS METODOLOGIAS
DE SINTONIA AUTOMÁTICA DE CONTROLADORES PID
BASEADAS NO ENSAIO DO RELÉ REALIMENTADO**

Dissertação apresentada
à Universidade Federal de Uberlândia por:

PATRICK MAGALHÃES CARDOSO

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

Aprovada por:

Prof. Dr. José Francisco Ribeiro	(UFU) - Orientador
Prof. Dr. Edilberto Pereira Teixeira	(UNIUBE)
Prof. Dr. Francisco Paulo Lépore Neto	(UFU)
Prof. Dr. Valder Steffen Jr.	(UFU)

Uberlândia, 27 de agosto de 2002.

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborado pelo Sistema de Bibliotecas da UFU / Setor de Catalogação e Classificação

C268e Cardoso, Patrick Magalhães, 1977-
Estudo, proposta e avaliação de novas metodologias de sintonia automática de controladores PID baseadas no ensaio do relé realimentado. - Uberlândia, 2002.
141f. : il.
Orientador: José Francisco Ribeiro.
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica.
Inclui bibliografia.
1. Controladores PID - Teses. 2. Controle automático - Teses. 3. Engenharia Mecânica - Teses. I. Ribeiro, José Francisco. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica. III. Título.

CDU: 681.515.8 (043.3)

Aos meus pais, Jurandi e Maria Alice,
aos meus irmãos, Lourival e Nathaly,
à minha madrinha Cidoca,
aos meus tios, Márcio e Juracy,
à minha namorada, Cláudia.

AGRADECIMENTOS

A Deus.

Ao Professor Dr. José Francisco Ribeiro pelos ensinamentos e orientações acadêmicas que foram fundamentais para minha formação, e ao amigo Tito – que sem dúvida é exemplar – pela paciência, companheirismo, disposição e pelos inúmeros momentos de descontração.

Aos colegas Rafael Luís Teixeira, Gustavo L. C. Manhães de Abreu e Israel Jorge Cárdenas Nuñez, pelo companheirismo e auxílio no desenvolvimento deste e de outros trabalhos.

Aos colegas estudantes e professores da FEMEC que de alguma forma contribuíram para a elaboração desta dissertação, em especial ao Professor Dr. Francisco Paulo Léopore Neto.

À FEMEC e ao Laboratório de Sistemas Mecânicos que disponibilizaram a estrutura física necessária à realização deste trabalho.

Ao apoio financeiro do CNPq – Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico – que possibilitou o desenvolvimento desta dissertação.

"TENTE NÃO SER UM HOMEM DE SUCESSO,
E SIM UM HOMEM DE VALORES"

ALBERT EINSTEIN

ESTUDO, PROPOSTA E AVALIAÇÃO DE NOVAS METODOLOGIAS DE SINTONIA AUTOMÁTICA DE CONTROLADORES PID BASEADAS NO ENSAIO DO RELÉ

SUMÁRIO

1 - INTRODUÇÃO	1
2 - SINTONIA DE CONTROLADORES PID A PARTIR DO ENSAIO DO RELÉ REALIMENTADO	6
2.1 – Introdução	6
2.2 – Estrutura Básica de um Controlador PID	7
2.3 – Os Métodos de Ziegler e Nichols	8
2.3.1 – O Método da Resposta ao Degrau de Ziegler-Nichols	9
2.3.2 – O Método da Resposta em Frequência de Ziegler-Nichols	10
2.3.3 – O Método Modificado de Ziegler-Nichols	12
2.4 – Métodos do Relé Realimentado baseados em um Sistema de Primeira Ordem	15
2.4.1 – O Relé Realimentado Ideal	15
2.4.2 – O Relé com Histerese	18
2.4.3 – O Relé com "Bias"	20
2.4.4 – Método Indireto Baseado na Identificação do Ponto Crítico	22
2.4.5 – Outros Métodos Baseados em Sistemas de Primeira Ordem	25
2.5 - Métodos do Relé Realimentado baseados em um Sistema de Segunda Ordem	26
2.5.1 – Sintonia via Redução a um Modelo de Segunda Ordem	26
2.5.2 – Auto-Sintonia do PID Usando o Ensaio do Relé Seguido do Ensaio Degrau	28
2.5.3 – Outros Métodos Baseados em Sistemas de Segunda Ordem	30

2.6 – Métodos que Não Assumem Nenhuma Estrutura Inicial para o Sistema	31
2.6.1 – Sintonia Direta com o Relé Aplicado à Malha com o Controlador Utilizando-se Múltiplos Pontos	31
2.6.2 – O Método do Relé com Dois Canais	33
2.6.3 – O Método do Relé com Dois Canais Modificado	36
2.6.4 – O Método de Sintonia Avançado de Aström-Hagglund	38
2.6.5 – O Uso do Transiente do Relé	39
2.6.6 – Outros Métodos de Auto-Sintonia Baseados no Ensaio do Relé	44
 3 - A METODOLOGIA PROPOSTA	 47
3.1 – Introdução	47
3.2 – O Método de Identificação Completo	47
3.2.1 – A Configuração do Ensaio	47
3.2.2 – Cálculo da Função Resposta em Frequência do Sistema	49
3.2.3 – A Função de Coerência	51
3.2.4 – A Escolha da Amplitude do Relé	53
3.2.5 – Determinação do Tempo Final de Cada Ensaio	54
3.2.6 – Determinação do Decaimento Exponencial	55
3.2.7 – O Compensador $Q(s)$	55
3.2.8 – O Sinal de Referência $Ref(t)$	59
3.2.9 – O Detector de Pico e Vale	62
3.3 – O Método de Sintonia Completo	64
3.4 – O Método de Identificação Simplificado	67
3.4.1 – Identificação com Relé + Degrau	67
3.4.2 – Identificação do Relé + Onda Quadrada	69
3.5 – O Método de Sintonia Simplificado	70
3.6 – O Diferenciador Aproximado	74
3.7 – O Controlador PID Discreto	76

3.8 – As Metodologias Propostas Passo a Passo	77
3.8.1 – Método Completo: Identificação	77
3.8.2 – Método Completo: Sintonia	78
3.8.3 – Método Simplificado: Identificação	78
3.8.4 – Método Simplificado: Sintonia	79
 4 - AVALIAÇÃO NUMÉRICA DO MÉTODO PROPOSTO	 80
4.1 – Introdução	80
4.2 – Sistemas Não Oscilatórios de Baixa Ordem	82
4.3 – Sistemas Não Oscilatórios de Elevada Ordem	83
4.4 – Sistemas Oscilatórios de Elevada Ordem	84
4.5 – Sistemas de Fase Não Mínima	86
4.6 – Sistemas Pouco Amortecidos com Várias Frequências Naturais	87
4.7 – Análise das Simulações Numéricas	95
 5 - VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DA METODOLOGIA PROPOSTA	 97
5.1 – Sistema Oscilatório de 1 Grau de Liberdade	97
5.1.1 – Metodologia completa aplicada ao Sistema de 1 gdl	100
5.2 – Sistema Oscilatório de 3 Graus de Liberdade	103
5.2.1 – Metodologia Completa aplicada ao Sistema de 3 gdl	104
5.2.2 – Metodologia Simplificada aplicada ao Sistema de 3 gdl	110
5.3 – Viga Engastada-Livre com Atuadores Piezelétricos	112
5.3.1 – Metodologia Completa Aplicada à Viga Engastada-Livre	114
5.3.2 – Metodologia Simplificada Aplicada à Viga Engastada-Livre	121
5.3.3 – Resposta Livre do Sistema Viga Engastada-Livre	123

6 - CONCLUSÃO	125
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	130
ANEXO I - FOTOS DOS ENSAIOS EXPERIMENTAIS	134
ANEXO II - PROGRAMA COMPUTACIONAL DE CONTROLE EXPERIMENTAL	137

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Evolução das publicações sobre PID nos últimos 30 anos (Preface, 2001).	2
Figura 2.1	– Estrutura paralela do controlador PID.	7
Figura 2.2	– Estrutura serial do controlador PID.	7
Figura 2.3	– Caracterização da resposta ao degrau unitário usada por Ziegler e Nichols.	9
Figura 2.4	– Diagrama do Método da Resposta em Freqüência de Ziegler-Nichols.	10
Figura 2.5	– Diagrama de Nyquist de um sistema (ponto crítico, ponto identificado do sistema (P) e ponto desejado (Q), para onde P será movimentado).	13
Figura 2.6	– Diagrama esquemático do ensaio do relé realimentado.	15
Figura 2.7	– Sinal de saída do sistema e saída do relé realimentado.	16
Figura 2.8	– Entrada (e) e saída (u) características de um relé de amplitude d e histerese ε .	18
Figura 2.9	– Função descritiva para o relé com histerese.	19
Figura 2.10	– Entrada e saída características de um relé com "bias" e histerese.	20
Figura 2.11	– Sinais de saída do sistema (y) e do relé com "bias" e histerese (u).	21
Figura 2.12	– Diagrama esquemático do relé na malha processo+controlador.	23
Figura 2.13	– Sinais do ensaio do relé seguido do ensaio degrau	29
Figura 2.14	– Diagrama esquemático do ensaio do relé de dois canais.	34
Figura 3.1	– Diagrama do ensaio de identificação proposto.	48
Figura 3.2	– Ensaio do relé para um sistema com apenas uma freqüência natural inicialmente em regime permanente com condição inicial superior à amplitude de oscilação estacionária.	56
Figura 3.3	– Ensaio do relé para um sistema com apenas uma freqüência natural inicialmente em regime permanente na condição de equilíbrio.	57

Figura 3.4	– Fase de um sistema de segunda ordem com natural em 10 rad/seg e fase de um filtro passa-baixa de segunda ordem com frequência de corte em 10 rad/seg. _____	58
Figura 3.5	– Fase de um sistema de segunda ordem com natural em 10 rad/seg e fase de um filtro passa-baixa de segunda ordem com frequência de corte em 0.1 rad/seg. _____	59
Figura 3.6	– Ensaio do relé com sinal de referência igual a zero: Relé simétrico sem componente estática. _____	60
Figura 3.7	– Ensaio do relé com sinal de referência diferente da condição de equilíbrio ($Ref(t) = 0.7$): Relé assimétrico com componente estática. _____	61
Figura 3.8	– Exemplo de aplicação do detector de pico. _____	63
Figura 3.9	– Comparação entre controladores PIDs com diferenciador simples e com o diferenciador aproximado com pólo em 50 rad/seg. _____	75
Figura 4.1	– Diagrama esquemático do processo de identificação do sistema. _____	81
Figura 4.2	– Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.1) sob ação do controlador sintonizado automaticamente. Frequência de oscilação do relé: 0.007 Hz. ____	83
Figura 4.3	– Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.2) sob ação do controlador sintonizado automaticamente. Frequência de oscilação do relé: 0.014 Hz. ____	84
Figura 4.4	– Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.3) sob ação do controlador sintonizado automaticamente. Frequência de oscilação do relé: 0.167 Hz. ____	85
Figura 4.5	– Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.4) sob ação do controlador sintonizado automaticamente. Frequência de oscilação do relé: 0.015 Hz. ____	86
Figura 4.6	– Sinal de entrada do sistema (sinal de saída do relé + ruído). À esquerda: sinal completo durante o ensaio; À direita: visualização da parte inicial e final do sinal. Frequência de oscilação do relé: 6.0 Hz. _____	88
Figura 4.7	– Sinal de saída do sistema + ruído na saída. _____	89
Figura 4.8	– Sinal de saída do integrador e sinal de referência. _____	89
Figura 4.9	– Sinal de entrada do relé (sinal do erro). À esquerda: sinal completo durante o ensaio; À direita: visualização da parte inicial e final do sinal. _____	90
Figura 4.10	– FRF identificada do sistema e FRF real para o sistema da Equação (4.5). _____	91
Figura 4.11	– Comparação entre as funções resposta em frequência do sistema controlado e da resposta desejada em malha aberta. _____	92

Figura 4.12 – Comparação entre as funções resposta em frequência do sistema controlado e da resposta desejada em malha fechada. _____	92
Figura 4.13 – Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.5) sob ação do controlador PID sintonizado automaticamente, Equação (4.6). _____	93
Figura 4.14 – Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.7) sob ação do controlador sintonizado automaticamente. Frequência de oscilação do relé: 4.50 Hz. ____	95
Figura 5.1 – Sistema oscilatório de um grau de liberdade. _____	98
Figura 5.2 – Fluxograma do processo de controle. _____	99
Figura 5.3 – Função resposta em frequência do sistema oscilatório de 1 gdl – identificação com o analisador de sinais e identificação pelo método proposto. O triângulo invertido indica a frequência de oscilação do relé durante o ensaio. _____	101
Figura 5.4 – Resposta do sistema de 1 gdl controlado seguindo uma referência do tipo quadrada com frequência de 1.0 Hz e amplitude de 0.3 V. _____	103
Figura 5.5 – Sistema oscilatório de 3 gdl. _____	104
Figura 5.6 – Função resposta em frequência do sistema oscilatório de 3 gdl – identificação com o analisador de sinais e identificação pelo método proposto. O triângulo invertido indica a frequência de oscilação do relé durante o ensaio. _____	105
Figura 5.7 – Comparação entre as funções resposta em frequência em malha aberta do sistema de 3gdl controlado e da resposta desejada com $f_n = 4.0 \text{ Hz}$ e $\xi = 0.707$. _____	106
Figura 5.8 – Comparação entre as funções resposta em frequência em malha fechada do sistema de 3gdl controlado e da resposta desejada com $f_n = 4.0 \text{ Hz}$ e $\xi = 0.707$. ____	107
Figura 5.9 – Resposta do sistema de 3gdl controlado pelo PID sintonizado pelo método completo - referência do tipo quadrada com frequência de 0.5 Hz e amplitude de 0.3 V. _____	108
Figura 5.10 – Função resposta em frequência do controlador PID ($K_p = 0.0638$, $K_i = 58.2628$ e $K_d = 0.0190$) para o sistema com 3gdl e resposta desejada com $f_n = 4.0 \text{ Hz}$ e $\xi = 0.707$. ____	109
Figura 5.11 – Resposta do sistema de 3 gdl controlado com o PID sintonizado pelo método simplificado – referência do tipo quadrada, frequência de 0.5 Hz e amplitude de 0.3 V. _	111
Figura 5.12 – Viga engastada-livre com atuadores piezelétricos incorporados. _____	113
Figura 5.13 – Fluxograma do sistema de controle da viga engastada-livre. _____	113

Figura 5.14 – Função resposta em frequência do sistema viga engastada-livre – identificação com o analisador de sinais e identificação pelo método proposto. O triângulo invertido indica a frequência de oscilação do relé durante o ensaio. _____	115
Figura 5.15 – Comparação entre as funções resposta em frequência em malha aberta do sistema viga engastada-livre controlado e da resposta desejada com $f_n = 1.0 \text{ Hz}$ e $\xi = 0.707$. ____	116
Figura 5.16 – Comparação entre as funções resposta em frequência em malha fechada do sistema viga engastada-livre controlado e da resposta desejada com $f_n = 1.0 \text{ Hz}$ e $\xi = 0.707$. _____	118
Figura 5.17 – Resposta do sistema viga engastada-livre controlado com o PID sintonizado pelo método completo – referência do tipo quadrada, frequência de 0.1 Hz e amplitude de 0.2 V. _____	119
Figura 5.18 – Resposta do sistema viga engastada-livre controlado com o PID sintonizado pelo método simplificado – referência do tipo quadrada, frequência de 0.1 Hz e amplitude de 0.2 V. _____	122
Figura 5.19 – Resposta livre do sistema viga engastada-livre com atuadores piezelétricos incorporados. _____	124
Figura I.1 – Sensor eletromagnético de proximidade dos sistemas de 1 e 3 graus de liberdade. ____	134
Figura I.2 – Analisador e gerador de sinais durante o ensaio de identificação padrão do sistema de 3 gdl. _____	135
Figura I.3 – Sistema de aquisição e controle da viga engastada-livre. _____	135
Figura I.4 – Sensor de proximidade e atuador piezelétrico da face anterior da viga engastada-livre. _____	136
Figura I.5 – Atuador piezelétrico da face posterior da viga engastada-livre. _____	136
Figura II.1 – Janela de entrada de dados do processo de identificação completo. _____	138
Figura II.2 – Janela de entrada de dados para o processo de sintonia completo. _____	139
Figura II.3 – Janela de entrada de dados do processo de identificação simplificado. _____	140
Figura II.4 – Janela do controle de uma referência. _____	141

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Parâmetros recomendados para o PID de acordo com o Método da Resposta ao Degrau de Ziegler-Nichols (Hagglund and Aström, 1988 e Wittenmark and Aström, 1989).	10
Tabela 2.2 – Parâmetros recomendados para o PID de acordo com o Método da Resposta em Frequência de Ziegler-Nichols (Hagglund and Aström, 1988 e Wittenmark and Aström, 1989).	11

SIMBOLOGIA

a	- freqüência de corte do compensador do tipo filtro passa-baixa
a_p	- parte real de G_p^{wc}
a_r	- parte real de G_r^{wc}
b_p	- parte imaginária de G_p^{wc}
b_r	- parte imaginária de G_r^{wc}
c_p	- parte real de G_p^{wdc}
c_r	- parte real de G_r^{wdc}
d	- atraso de tempo em números de tempos de amostragem
d_p	- parte imaginária de G_p^{wdc}
d_r	- parte imaginária de G_r^{wdc}
$E(s+\alpha)$	- erro entre a resposta desejada e o sistema+controlador
$e(t)$	- sinal de erro
$E[\]$	- esperança ou valor médio
E_m^2	- erro médio quadrático
$G(jw_c)$	- resposta do sistema na primeira freqüência natural
$G(jw_i + \alpha)$	- função resposta em freqüência do sistema modificada pela exponencial
$\tilde{G}(jw_i)$	- função resposta em freqüência do sistema modificada pela exponencial
$G(s)$	- sistema a ser identificado e controlado

$G_c(jw_c)$	- resposta do controlador PID na primeira natural do sistema
$G_c(jw_{dc})$	- resposta estática do controlador PID
$G_c(s)$	- controlador PID no plano contínuo
$G_c(z)$	- controlador PID no plano discreto
$\tilde{G}_c(jw_i^f)$	- controlador PID modificado utilizado na sintonia
$G_{c,0}(s)$	- controlador PID inicial
$G_{cp}(s)$	- controlador PID sob estrutura paralela
$G_{cs}(s)$	- controlador PID sob estrutura serial
G_{DC}	- ganho estático do sistema
$G_p(jw_i)$	- FRF final modificada do sistema após realizada a média
$G_p(s)$	- sistema a ser identificado e controlado
G_p^{wc}	- ponto identificado na primeira natural do sistema
$G_p^{w_{dc}}$	- ponto estático identificado do sistema
$\tilde{G}_p^\beta(jw_i)$	- FRF média após realizados β ensaios
$G_r(s)$	- resposta desejada em malha aberta
G_r^{wc}	- ponto da resposta desejada em malha aberta na primeira natural
$G_r^{w_{dc}}$	- ponto estático da resposta desejada em malha aberta
$G_{yr}(s)$	- função de transferência da malha interna
hi	- amplitude de saída do relé com integrador
hp	- amplitude de saída do relé simples
$H_r(s)$	- resposta desejada em malha fechada

K_c	- ganho proporcional do controlador PID com parâmetros (K_c , T_i , T_d)
K_{c_0}	- ganho proporcional do controlador PID inicial
K_{cp}	- ganho proporcional do PID sob estrutura paralela
K_{cs}	- ganho proporcional do PID sob estrutura serial
K_d	- ganho derivativo do controlador PID
K_i	- ganho integral do controlador PID
K_p	- ganho proporcional do controlador PID
K_u	- ganho crítico
L	- atraso de tempo aparente
M	- número de pontos identificados na FRF do sistema até o ponto crítico
$\min \mathcal{J} \Big _{K_p, K_i, K_d}$	- funcional de minimização em função das variáveis K_p , K_i e K_d
N	- número de pontos adquiridos / amostras
$N(a)$	- função descritiva do relé
N_a	- número de ensaios realizados para a identificação
n_{ref}	- nível de referência
pc	- valor de pico do sinal de saída do compensador
$polo$	- pólo do diferenciador aproximado
$Q(s)$	- compensador do ensaio do relé
R	- número de pontos identificados até da primeira natural na FRF do sistema
$Ref(t)$	- sinal de referência do ensaio do relé
s	- plano contínuo

$S_{uu}(j\omega_i)$	- função densidade autoespectral da entrada do sistema
$S_{uy}(j\omega_i)$	- função densidade espectral cruzada
$S_{yy}(j\omega_i)$	- função densidade autoespectral da saída do sistema
$\tilde{S}_{uy}(j\omega_i)$	- função densidade espectral cruzada dos sinais modulados pela exponencial
t	- instante de tempo
T	- tempo de amostragem
T_c	- período de oscilação do relé na primeira natural do sistema
Td	- tempo derivativo do controlador PID com parâmetros (K_c, T_i, T_d)
Td_0	- tempo derivativo do controlador PID inicial
T_{dp}	- tempo derivativo do PID sob estrutura paralela
T_{ds}	- tempo derivativo do PID sob estrutura serial
Tf	- tempo final de cada ensaio do relé
Ti	- tempo integral do controlador PID com parâmetros (K_c, T_i, T_d)
Ti_0	- tempo integral do controlador PID inicial
T_{ip}	- tempo integral do PID sob estrutura paralela
T_{is}	- tempo integral do PID sob estrutura serial
Tu	- período crítico
$u(t)$	- sinal de saída do relé
$\tilde{u}(t)$	- sinal de entrada do sistema modulado pela exponencial decrescente
$U(j\omega_i + \alpha)$	- Transformada de Fourier de $\tilde{u}(t)$
$\tilde{U}(j\omega_i)$	- Transformada de Fourier de $\tilde{u}(t)$

$U^*(j\omega_i + \alpha)$	- complexo conjugado de $U(j\omega_i + \alpha)$
v_l	- valor de vale do sinal de saída do compensador
ω_c	- frequência da primeira natural do sistema / freq. de oscilação do relé
ω_{dc}	- frequência estática identificada do sistema
ω_i^f	- frequências onde ocorre a sintonia do PID
ω_i	- frequência
ω_n	- frequência natural desejada
ω_u	- frequência crítica
$y(t)$	- sinal de saída do sistema
$\tilde{y}(t)$	- sinal de saída do sistema modulado pela exponencial decrescente
$Y(j\omega_i + \alpha)$	- Transformada de Fourier de $\tilde{y}(t)$
$\tilde{Y}(j\omega_i)$	- Transformada de Fourier de $\tilde{y}(t)$
$Y^*(j\omega_i + \alpha)$	- complexo conjugado de $Y(j\omega_i + \alpha)$
$y_q(t)$	- sinal de saída do compensador
z	- plano discreto
α	- decaimento exponencial
β	- índice do ensaio do relé realizado
δ	- decaimento exponencial
$\Delta\omega$	- resolução em frequência da FRF
ε	- histerese do relé
$\gamma_{uy}^2(j\omega_i)$	- função de coerência entre a entrada e a saída do sistema adquiridas

- $\gamma_{uy}^2(jw_i + \alpha)$ - função de coerência entre $\tilde{u}(t)$ e $\tilde{y}(t)$
- $\tilde{\gamma}_{uy}^2(jw_i)$ - função de coerência entre $\tilde{u}(t)$ e $\tilde{y}(t)$
- η - número de períodos utilizados na sintonia simplificada
- ξ - fator de amortecimento desejado

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, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG

Resumo

A marcante presença dos controladores PID (Proporcional-Integral-Derivativo) na indústria e as dificuldades de ajuste eficiente destes controladores têm motivado o surgimento de inúmeras técnicas de sintonia, dentre as quais destacam-se as que utilizam ensaios com relés. Na área de dinâmica estrutural não é raro encontrar sistemas oscilatórios com baixo amortecimento e vários modos de vibrar. Sintonizar controladores PID, a partir da técnica do relé, para este tipo de sistemas é o escopo deste trabalho. Nele são apresentadas as principais técnicas de sintonia baseadas no ensaio do relé e propostas duas novas metodologias de sintonia automática dos controladores PID. Uma metodologia (completa) utiliza na identificação do sistema um compensador na malha de realimentação, um relé no ramo direto e um sinal de referência automático e variável. A função de resposta em frequência do sistema é estimada utilizando-se da Transformada Rápida de Fourier associada a uma técnica de janelamento exponencial dos sinais envolvidos. Os ganhos do controlador PID são encontrados ajustando-se a resposta do sistema+controlador a uma resposta desejada nas regiões onde a FRF é identificada com confiança. A segunda metodologia (simplificada) requer a identificação de apenas dois pontos da FRF do sistema. São propostos ensaios que identificam estes pontos e os ganhos do PID são obtidos a partir da solução de um sistema de três equações algébricas. Os métodos são avaliados numericamente para um número expressivo de processos e experimentalmente em três sistemas: um sistema de 1 grau de liberdade, um com 3 gdl e uma viga engastada-livre com atuadores piezelétricos incorporados.

O trabalho conclui que as metodologias propostas são eficientes para um espectro amplo de sistemas, dentre os quais os sistemas oscilatórios de baixo amortecimento e várias frequências naturais. Aponta-se para a necessidade de estudos futuros que investiguem a implementação tecnológica dos novos procedimentos, em Processadores Digitais de Sinais de baixo custo, e que avaliem a sintonia de controladores com estruturas mais complexas que o PID, empregados a sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas.

Palavras chave: controlador PID, auto-sintonia, relé realimentado, FRF

Cardoso, P. M., 2002, "Study, Propose and Evaluation of New Auto-Tuning Methodologies of PID Controllers Based on the Relay Feedback Test", M. Sc. Dissertation, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG.

Abstract

The strong presence of PID (Proportional-Integral-Derivative) controllers in the industry and the difficulties of tuning these controllers have motivated the development of several auto-tuning techniques. The relay feedback methodology is the most important of these techniques. In the present literature, although contemplating a great number of systems, it does not contemplate the auto-tuning of PIDs for oscillatory systems with low damping and several vibration modes. This constitutes the main motivation of this research work.

Firstly, this work presents the main auto-tuning methodologies based on the relay feedback test and proposes two new auto-tuning methods of the PID controllers. The first one (complete methodology) adds to the relay test a compensator and an automatic and variable reference signal. The frequency response function of the system is estimated by using the Fast Fourier Transform and the PID gains are obtained by fitting the frequency response of the dynamic system (mechanical system + controller) to a reference response. The second methodology (simplified methodology) just requests two points of the system FRF. Tests are proposed to identify these two points and the PID gains are obtained by solving a system of algebraic equations.

The methods are evaluated numerically for various dynamical systems and experimentally on three systems: (i) system with one degree of freedom, (ii) system with three degree of freedom and, (iii) a cantilever beam with piezoelectrics actuators.

The work concludes that the proposed methodologies are efficient for a wide spectrum of systems, especially for oscillatory systems with low damping and several vibration modes in the band of interest. Future work points out to the investigation of technological application of low cost Digital Signal Processors and to the investigation of the tuning methodology for complex controllers and applications devoted to multi-input multi-output systems.

Keywords: PID controller, auto-tuning, relay feedback, FRF

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Não se concebe, nos dias de hoje, uma sociedade tecnologicamente moderna sem a presença de sistemas de controle automáticos. Tais sistemas estão em toda a parte: na torradeira de pão, no vídeo cassete, nos telefones, no caixa automático das instituições financeiras, nos hospitais, na indústria, nos aviões, nos automóveis, etc. Os sistemas de controle automáticos agem, na verdade, como elementos catalisadores na promoção do progresso e do desenvolvimento social. São indispensáveis para a produção com qualidade dos bens e serviços requeridos por uma população mundial em expansão.

Dentre os sistemas de controle destacam-se aqueles cujas ações de controle (entradas) variam com as respostas (saídas) do sistema que se deseja controlar. Tais controladores são, por isso, denominados controladores realimentados. Os controladores realimentados mais difundidos na sociedade tecnológica são os do tipo Proporcional Integral e Derivativo (PID).

A arquitetura simples do controlador PID o torna uma ferramenta chave no controle de processos, sendo ele responsável atualmente por mais de 90% de todos os controladores em malha fechada presentes na indústria (Huang, 2000). Tamanha utilização e versatilidade tem despertado grande atenção de pesquisadores nos últimos anos, conforme pode-se ver na Figura 1.1 (Preface, 2001). A evolução da eletrônica digital tem permitido a implementação de controladores PID digitais, que diferem muito pouco das estruturas analógicas originais. A implementação digital permite o uso de mecanismos periféricos que têm melhorado a performance do controlador. Pode-se digitalmente monitorar e evitar a saturação do controlador, sintonizar automaticamente os ganhos, usar estratégias de adaptação e sintonia fina de parâmetros, etc.

Essencialmente, o projeto de um controlador PID requer a escolha de três parâmetros: os ganhos proporcional, integral e derivativo. Denomina-se sintonia de um PID a tarefa ou metodologia utilizada para se encontrar tais parâmetros. Tal sintonia pode ser feita “on-line” ou “off-line”, de forma automática ou manual.

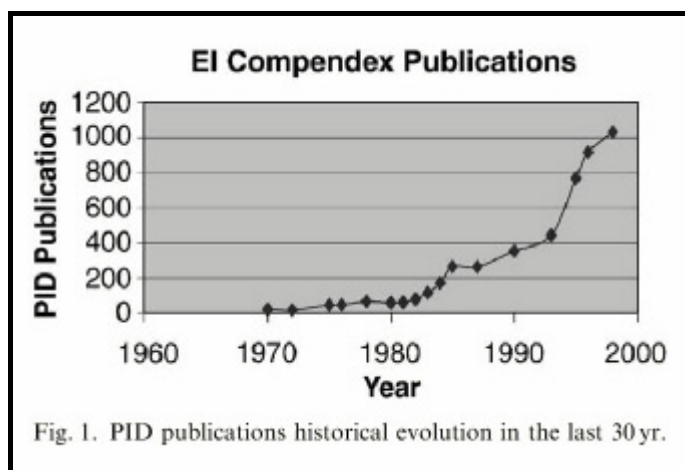


Figura 1.1 – Evolução das publicações sobre PID nos últimos 30 anos (Preface, 2001).

Na indústria, de uma maneira geral, a sintonia do PID é realizada individualmente para cada processo, buscando-se, com a sintonia, melhorar a performance e a robustez do conjunto de processos. Quando os ganhos do PID são encontrados de maneira manual, a tarefa de sintonia se torna monótona e demorada, e o desempenho do sistema sintonizado depende em grande parte da experiência e do conhecimento que os operadores têm sobre o processo. É reconhecido que na prática muitos controladores industriais são pobremente sintonizados. É por esta razão que técnicas de sintonia automática têm recebido cada vez mais atenção dos pesquisadores e engenheiros de controle. A auto-sintonia, é um método que, dado um requisito posto por um operador, permite encontrar os ganhos do controlador de maneira automática (Hagglund and Aström, 1988 e Aström et al, 1993). Experiências industriais indicam que controladores auto-sintonizados são mais vantajosos, seja no desempenho alcançado ou no tempo envolvido na procura dos parâmetros do controlador (Hang et al, 2002).

Aström and Hagglund (2001) discutem a utilização dos controladores PID nos tempos atuais, e concluem pela longevidade dos mesmos, observando que tais controladores farão parte dos parques industriais por muitos anos ainda, a despeito do aparecimento de novas técnicas de controle

O método mais conhecido de sintonia de controladores PID foi proposto por Ziegler e Nichols em 1942 (Ziegler and Nichols, 1942). Eles propuseram duas principais alternativas de sintonia: uma para sistemas que apresentam respostas monotônicas quando sujeitos a uma entrada do tipo degrau e outra para sistemas que apresentam comportamento instável para ganhos elevados numa malha de realimentação unitária. Esta metodologia, embora de concepção simples, revela-se, na prática, imprecisa para muitos sistemas (Huang, 2000).

As reconhecidas limitações do método de Ziegler e Nichols levaram Aström e Hagglund a proporem a utilização de um relé na realimentação do sistema a ser sintonizado, dando

origem ao “*método do relé para ajuste de PID*” (Hagglund and Aström, 1988; Huang, 2000; Hang et al, 2002 e Preface, 2001).

Na configuração com o relé aparecem oscilações na saída do sistema numa frequência muito próxima à frequência crítica, (frequência onde a fase da saída está defasada de -180° da entrada), e uma vez conhecido este ponto de oscilação (ganho e fase) derivam-se expressões para os ganhos do PID. Esta metodologia foi uma das primeiras a ser comercializada e seu sucesso deve-se à sua simplicidade e robustez (Hagglund and Aström, 1988 e 1991; Hang and Sin, 1991). Diversos pesquisadores desenvolveram metodologias que de alguma forma modificam o ensaio do relé realimentado, possibilitando o seu uso numa gama maior de processos.

Hang et al (2002) apresentam uma discussão bastante abrangente sobre os controladores PID sintonizados automaticamente por meio do ensaio do relé realimentado. Tais autores discutem várias metodologias de sintonia do PID, algumas que consideram a resposta transiente do relé, outras que propõem relés com “*bias*”, outras específicas para sistemas de primeira ordem e elevado atraso de transporte, outras para sistemas de fase não mínima, etc.

Tan et al (2000) aplicam a metodologia do relé realimentado em um sistema que opera com um controlador inicial na malha. Nesta metodologia, um controlador PID é sintonizado e substitui o controlador inicial. Segundo Tan et al (2000), esta abordagem permite operar com sistemas que não são relé estabilizáveis¹, ou com característica de dupla integração.

Friman and Waller (1996) propõem um relé de canal duplo, sendo um canal composto pelo relé simples e um ganho, e um segundo canal composto pelo relé simples, um ganho e um integrador. É mostrado no artigo que ao se variar o valor dos ganhos é possível identificar pontos da curva de Nyquist onde o sistema possui fase de -90° a -180° , e de posse destes pontos identificados é possível encontrar os ganhos do controlador PID.

Wang and Shao (2001) baseiam-se no relé de canal duplo proposto por Friman and Waller (1996) e o utilizam para derivar múltiplos pontos da resposta em frequência do sistema. No artigo é mostrado que, adicionando-se uma função de transferência genérica ao processo é possível identificar pontos em todos os quadrantes do diagrama de Nyquist. De posse dos pontos identificados é realizado um ajuste em frequência, via ajuste dos parâmetros do PID, entre a resposta desejada para o sistema controlado e a resposta observada.

¹ Entende-se por sistemas relé estabilizáveis aqueles sistemas capazes de permanecerem sobre oscilação estacionária, após certo tempo, quando submetidos ao ensaio do relé realimentado.

Atherton and Kaya (2001) e Sung and Lee (2000) utilizam o relé realimentado para realizar a identificação de sistemas sujeitos a perturbações estáticas e que apresentam oscilações assimétricas no ensaio do relé.

Bi et al (2000) aplicam o relé realimentado na auto-sintonia de controladores para sistemas de aquecimento, ventilação e ar-condicionado. Na sintonia do PID os autores usam o ensaio do relé, associado a um ensaio degrau e servem-se da Transformada Discreta de Fourier para sintonizar o PID.

Wang et al (1997c, 1999c) implementam um PID auto-sintonizável combinando o método de identificação da função de resposta em frequência (FRF) através do relé realimentado, com o método de projeto do controlador que ajusta a resposta em frequência do sistema+controlador a uma resposta desejada. A FRF do sistema é identificada em um único ensaio do relé realimentado utilizando-se uma janela exponencial aplicada aos sinais de saída do sistema e do relé no tempo.

Uma das características do método da auto-sintonia pelo relé realimentado, e grande responsável pelo seu sucesso industrial, é a possibilidade que o mesmo oferece de operar em malha fechada, ou seja é possível realizar o experimento do relé (sintonia de um PID) mantendo o processo sobre controle por meio, por exemplo, de um regulador "on-off" (Hagglund and Aström, 1988). Isto se as exigências sobre o controle do processo não forem muito críticas.

Embora exista um grande número de trabalhos sobre o ensaio do relé realimentado, algumas questões ainda continuam em aberto e sem respostas satisfatórias (Tan et al, 2000), como por exemplo:

- a) o ensaio do relé é sensível a perturbações, sejam elas no processo (variações paramétricas), sejam nos sinais dos sensores e atuadores, sejam elas perturbações decorrentes de não linearidades ou de agentes externos. Atherton and Kaya, 2001 e Sung and Lee, 2000 estudaram o caso de perturbações estáticas
- b) a frequência e o ganho crítico só podem ser determinados estando o sistema operando sobre oscilações estacionárias. Na prática, especialmente em malha aberta, esta situação pode ser de difícil determinação ,
- c) o ensaio do relé realimentado não é aplicado à sistemas que não são relé estabilizáveis, tais como processos instáveis e processos com mais de um integrador
- d) em determinadas áreas uma boa sintonia demandaria operações "off-line" e a realização de um ensaio, sem o controlador presente, poderia causar danos e prejuízos, como por exemplo em controle de vácuo e controles ambientais. Para tais

sistemas seria então necessário manter um controlador (que não o "on-off") na planta durante a sintonia (Tan et al, 2000).

- e) por fim, para sistemas com mais de uma frequência crítica e pouco amortecidos não se pode assegurar em qual frequência (se na primeira, segunda, terceira, ...) crítica a oscilação se dá, fato que inviabiliza o cálculo do PID.

À luz do acima relatado pretende-se neste trabalho:

"Estudar, propor e avaliar numérica e experimentalmente uma nova metodologia de sintonia de controladores PID baseada na técnica do relé. Desenvolver ainda um procedimento com elevado grau de automação, com características de generalidade no tocante a sua aplicação, e que possa ser empregado especialmente no problema de controle de sistemas mecânicos que apresentam múltiplas frequências naturais e são fracamente amortecidos."

Para atender estes objetivos, este trabalho apresenta no Capítulo II uma revisão bibliográfica sobre o assunto e discute os principais métodos de auto-sintonia de controladores PID baseados no ensaio do relé. No Capítulo III são apresentadas duas novas metodologias de sintonia de PID, já no Capítulo IV as metodologias propostas são avaliadas numericamente no controle de diversos sistemas com características distintas. No Capítulo V, os métodos propostos são avaliados experimentalmente no controle de três sistemas oscilatórios com baixo amortecimento: um sistema de 1 grau de liberdade (gdl), outro de 3 gdl e finalmente no controle de uma viga engastada livre com atuadores piezelétricos incorporados, constituindo um sistema com múltiplos graus de liberdade. No Capítulo VI têm-se as conclusões e os desdobramentos futuros deste estudo.

CAPÍTULO II

SINTONIA DE CONTROLADORES PID A PARTIR DO ENSAIO DO RELÉ REALIMENTADO

2.1 – INTRODUÇÃO

Conforme já mencionado os procedimentos de auto-sintonia de controladores têm recebido grande atenção de pesquisadores nos últimos anos.

O trabalho pioneiro de auto-sintonia de controladores PID se deve a Ziegler e Nichols em 1942. Aström e Hagglund identificaram as limitações desta metodologia pioneira, e a aperfeiçoaram propondo um ensaio de identificação do ponto crítico utilizando um relé realimentado (Hagglund and Aström, 1988). Dentre as principais vantagens da metodologia proposta destacam-se: a simplicidade de realização do ensaio; a rapidez na sintonia reduzindo custos de projeto, e principalmente o fato do método operar em malha fechada não interferindo de forma muito significativa na rotina do processo que se deseja controlar. Face a estas e outras vantagens do método do relé realimentado e percebendo a sua potencialidade, diversos pesquisadores têm desenvolvido pesquisas buscando melhorar tal metodologia.

Os procedimentos de auto-sintonia de controladores envolvem basicamente duas etapas: uma etapa de identificação e outra de sintonia do controlador. Na fase de identificação predominam duas abordagens: uma que procura ajustar um modelo paramétrico (normalmente de primeira ou segunda ordem) ao processo a ser controlado (método indireto), e outra, mais generalista, que simplesmente identifica o comportamento em frequência (ganho e fase) do processo em determinados pontos de operação. Estes pontos são posteriormente usados na sintonia do PID.

Neste capítulo são apresentadas as principais metodologias de auto-sintonia do controlador PID baseadas no ensaio do relé realimentado.

2.2 – ESTRUTURA BÁSICA DE UM CONTROLADOR PID

A estrutura do controlador PID pode assumir diversas configurações, destacando-se a estrutura paralela, Figura 2.1, e a estrutura serial, Figura 2.2, (Tan et al, 2001).

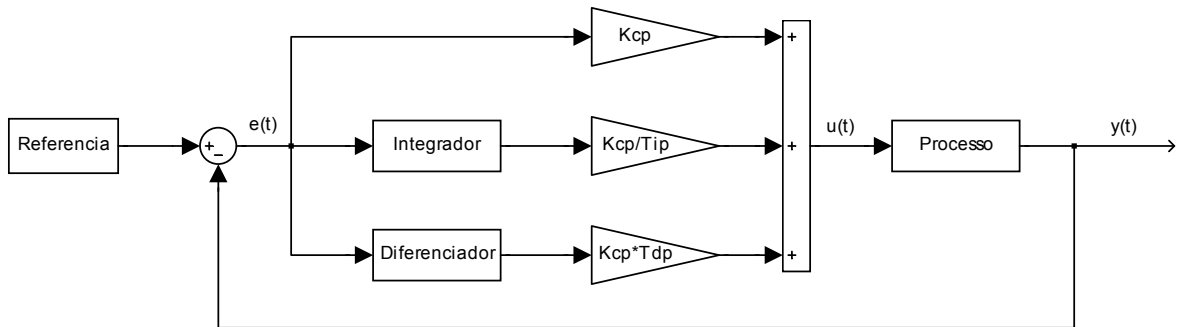


Figura 2.1 – Estrutura paralela do controlador PID.

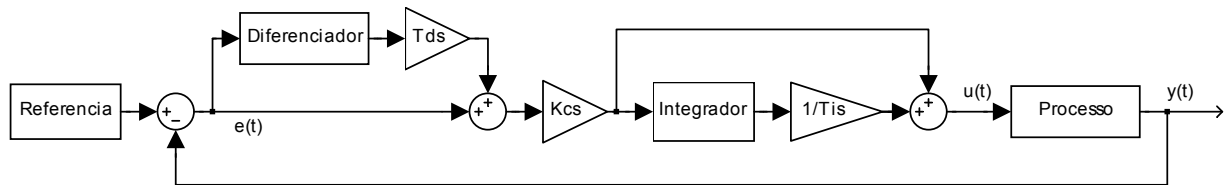


Figura 2.2 – Estrutura serial do controlador PID.

Conforme pode ser observado nas figuras, as equações que descrevem tais controladores PID são:

➤ Estrutura paralela:

$$G_{cp}(s) = K_{cp} \left(1 + \frac{1}{T_{ip} \cdot s} + T_{dp} \cdot s \right) \quad (2.1)$$

➤ Estrutura serial

$$G_{cs}(s) = K_{cs} \left(1 + \frac{1}{T_{is} \cdot s} \right) \cdot (1 + T_{ds} \cdot s) \quad (2.2)$$

onde K_{cp} , T_{ip} e T_{dp} são o ganho proporcional, o tempo integral e o tempo derivativo do controlador PID sob estrutura paralela, respectivamente; e K_{cs} , T_{is} e T_{ds} são o ganho proporcional, o tempo integral e o tempo derivativo do controlador PID sob estrutura serial.

Pode-se perceber que na estrutura paralela os termos proporcional, integral e derivativo são independentes, enquanto que na estrutura serial isto não acontece (Tan et al, 2001).

Neste trabalho vamos abordar apenas a estrutura paralela. Maiores informações sobre a estrutura serial podem ser obtidas em Tan et al (2001). A Equação (2.1) da estrutura paralela assume no domínio do tempo a formulação mostrada na Equação (2.3) abaixo:

$$u(t) = Kc \left(e(t) + \frac{1}{Ti} \int e(t) dt + Td \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.3)$$

onde Kc , Ti e Td são o ganho proporcional, o tempo integral e o tempo derivativo do controlador PID, respectivamente. Na estrutura acima é comum definir-se:

$$\begin{aligned} Kp &= Kc \\ Ki &= \frac{Kc}{Ti} \\ Kd &= Kc \cdot Td \end{aligned} \quad (2.4)$$

sendo Kp , Ki e Kd os ganhos proporcional, integral e derivativo do controlador PID, respectivamente.

2.3 – Os MÉTODOS DE ZIEGLER E NICHOLS

A sintonia de controladores PID remonta ao ano de 1942 quando Ziegler e Nichols propuseram uma metodologia capaz de, em função da identificação de características do sistema, encontrar os ganhos do controlador. São basicamente três os métodos propostos por Ziegler e Nichols: (i) – o Método da Resposta ao Degrau; (ii) – o Método da Resposta em Frequência e (iii) – o Método Modificado de Ziegler-Nichols.

2.3.1 – O Método da Resposta ao Degrau de Ziegler-Nichols

O método da Resposta ao Degrau de Ziegler-Nichols (Hagglund and Aström, 1988 e Wittenmark and Aström, 1989) pressupõe que se a resposta em malha aberta de um sistema a uma entrada degrau unitário é monotônica após um tempo inicial, conforme ilustrado na Figura 2.3, ele pode ser aproximado pela função de transferência de um sistema de primeira ordem com certo atraso, ou seja:

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

onde k é o ganho DC, L o atraso de transporte aparente e T a constante de tempo aparente do processo.

Uma vez satisfeita esta hipótese, os parâmetros do sistema de primeira ordem (k , L e T) podem ser determinados graficamente a partir da resposta do processo a uma entrada do tipo degrau unitário, conforme pode ser visto na Figura 2.3.

Da caracterização da resposta ao degrau unitário tem-se a identificação dos parâmetros do sistema. Nota-se que:

$$a = k \frac{L}{T} \quad (2.6)$$

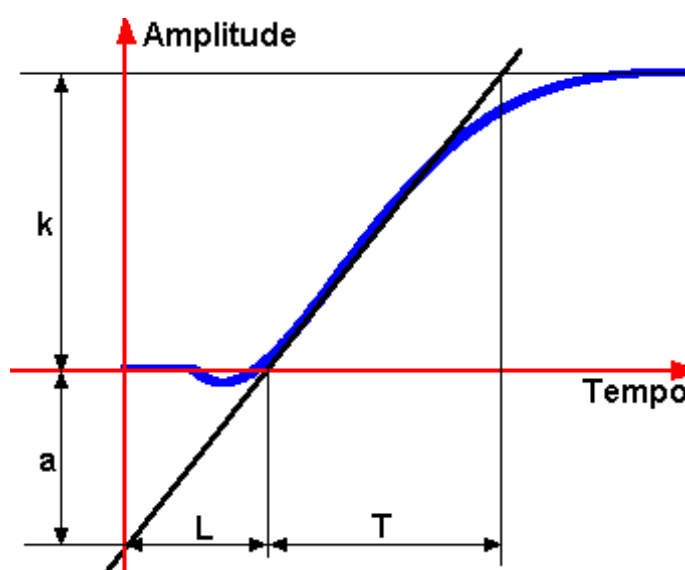


Figura 2.3 – Caracterização da resposta ao degrau unitário usada por Ziegler e Nichols.

As regras de Ziegler-Nichols utilizam apenas os parâmetros a e L para a determinação dos ganhos do controlador PID dado pela Equação (2.3). Tais regras são apresentadas na Tabela 2.1 a seguir:

Tabela 2.1 – Parâmetros recomendados para o PID de acordo com o Método da Resposta ao Degrau de Ziegler-Nichols (Hagglund and Aström, 1988 e Wittenmark and Aström, 1989).

Controlador	K_c	T_i	T_d
P	$1/a$	---	---
PI	$0,9a$	$3L$	---
PID	$1,2/a$	$2L$	$L/2$

2.3.2 – O Método da Resposta em Frequência de Ziegler-Nichols

O Método da Resposta em Frequência de Ziegler-Nichols baseia-se na caracterização da dinâmica do processo. O projeto do controlador PID demanda o conhecimento do ponto onde a curva de Nyquist da função de transferência do sistema intercepta o eixo real negativo, ou seja, onde a fase do sistema vale -180° (Hagglund and Aström, 1988 e Wittenmark and Aström, 1989). Por razões históricas este ponto é caracterizado pelos parâmetros K_u e T_u , os quais são chamados de ganho crítico e período crítico, respectivamente.

Observando que inúmeros sistemas são instáveis sobre um ganho proporcional na realimentação, os dois parâmetros que definem o ponto crítico podem ser encontrados realizando-se um simples experimento. Basta colocar na realimentação do sistema um ganho proporcional (K), e incrementá-lo até que a condição limite de estabilidade do processo seja encontrada (Hagglund and Aström, 1988 e Wittenmark and Aström, 1989). Na Figura 2.4 pode-se visualizar um diagrama esquemático deste experimento.

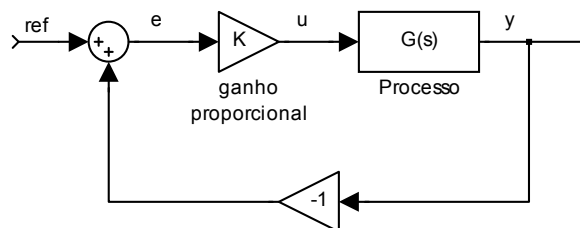


Figura 2.4 – Diagrama do Método da Resposta em Frequência de Ziegler-Nichols.

Ao encontrar a condição limite de estabilidade a saída do sistema (y) e a variável de saída do ganho proporcional (u) terão forma senoidal, porém defasadas de -180° . Considerando-se o sinal de referência (ref) como sendo nulo, tem-se então a seguinte relação:

$$u = -k \cdot y \quad (2.7)$$

Uma vez que o ganho sobre a malha deve ser unitário para manter a oscilação estacionária, tem-se que:

$$-k \cdot G(j \cdot w_u) = 1 \quad (2.8)$$

onde w_u é a frequência de oscilação.

Denominando o ganho proporcional que leva o sistema ao limite de estabilidade como ganho crítico (K_u), tem-se:

$$G(j \cdot w_u) = -\frac{1}{K_u} \quad (2.9)$$

E o período crítico (T_u) é o período de oscilação quando da condição limite de estabilidade. Uma vez determinados os parâmetros do ponto crítico (K_u e T_u), Ziegler e Nichols estabelecem as regras da Tabela 2.2 para determinar os ganhos do controlador PID.

Tabela 2.2 – Parâmetros recomendados para o PID de acordo com o Método da Resposta em Frequência de Ziegler-Nichols (Hagglund and Aström, 1988 e Wittenmark and Aström, 1989).

Controlador	K_c	T_i	T_d
P	$0,5K_u$	---	---
PI	$0,4K_u$	$0,8T_u$	---
PID	$0,6K_u$	$0,5T_u$	$0,12T_u$

Este método da Resposta em Frequência de Ziegler-Nichols tem a vantagem da simplicidade do experimento para a caracterização do sistema e a sintonia do controlador PID. Porém tal experimento é de difícil automação uma vez que a amplitude de oscilação deve ser mantida sobre controle, pois a operação de sistemas próximo à região de instabilidade é

perigosa, o que obriga a se tomar medidas que acabam por dificultar um ensaio industrial automatizado. Além desta limitação, a determinação precisa do ganho crítico é uma tarefa árdua de ser realizada em muitas condições práticas.

2.3.3 – O Método Modificado de Ziegler-Nichols

É possível modificar o Método da Resposta em Freqüência de Ziegler-Nichols de forma a permitir que outros pontos da curva de Nyquist, além do ponto crítico, possam ser utilizados na sintonia do controlador PID. Neste método admite-se como conhecido um ponto P da curva de Nyquist do processo sem controle e o que se busca é, por meio de um controlador PID, fazer com que a curva de Nyquist do processo+controle passe por um outro ponto Q especificado satisfazendo certo requisito de margem de ganho e margem de fase (Figura 2.5)

Seja o ponto P identificado definido por:

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

onde: r_p é o módulo de G_p e $(-\pi + \varphi_p)$ é a fase de G_p na freqüência w .

e o ponto Q objetivo do controle por:

$$Q(jw) = r_s e^{j(-\pi + \varphi_s)} \quad (2.11)$$

onde: r_s é o módulo de Q e $(-\pi + \varphi_s)$ é a fase de Q .

O desenvolvimento do projeto de um controlador sobre a margem de ganho (A_m) corresponde a se especificar $\varphi_s = 0$ e $r_s = 1/A_m$, enquanto a abordagem sobre a margem de fase (φ_m) implica em se estabelecer $\varphi_s = \varphi_m$ e $r_s = 1.0$. O Método Modificado de Ziegler-Nichols especifica $\varphi_s = 0.44$ e $r_s = 0.66$, que corresponde a aproximadamente uma margem de fase e de ganho de 25° e 1.5 (ou 3.5dB), respectivamente (Hagglund and Aström, 1988).

Seja o controlador dado por:

$$G_R(jw) = r_R e^{j\varphi_R} \quad (2.12)$$

onde: r_R e φ_R são o módulo e fase do controlador na freqüência w .

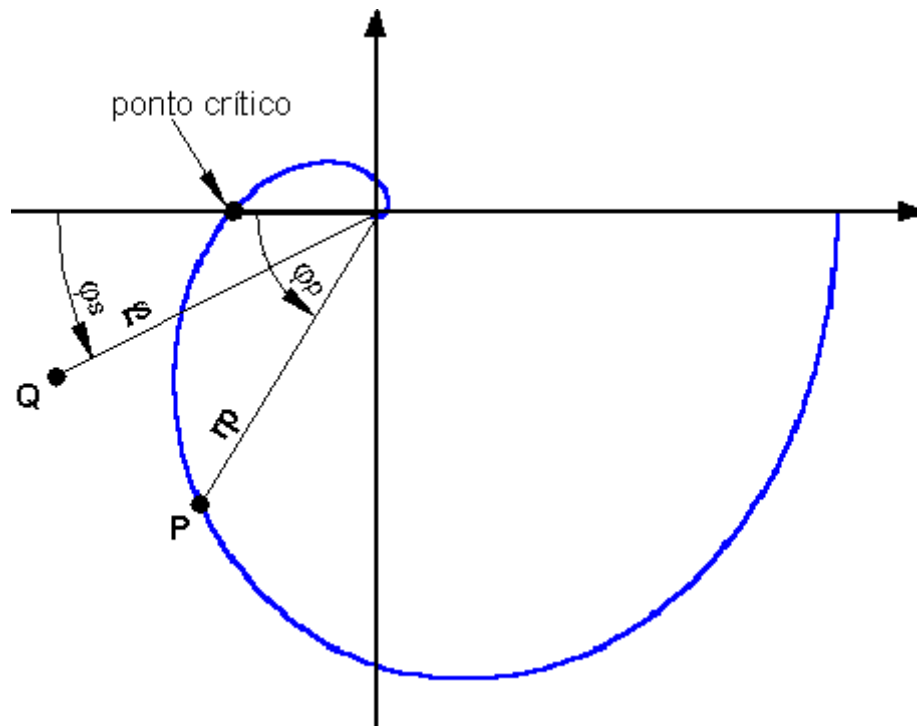


Figura 2.5 – Diagrama de Nyquist de um sistema (ponto crítico, ponto identificado do sistema (P) e ponto desejado (Q), para onde P será movimentado).

Como se deseja mover o ponto identificado (P) para o ponto desejado (Q) utilizando o controlador (G_R), tem-se que:

$$r_s e^{j(-\pi + \varphi_s)} = r_p r_R \cdot e^{j(-\pi + \varphi_p + \varphi_R)} \quad (2.13)$$

Assim o controlador será tal que:

$$\begin{cases} r_R = \frac{r_s}{r_p} \\ \varphi_R = \varphi_s - \varphi_p \end{cases} \quad (2.14)$$

Igualando a Equação (2.12) à Equação (2.1) na frequência w , sendo $s = jw$, e usando (2.14), obtém-se:

$$K_C = \frac{r_s \cos(\varphi_s - \varphi_p)}{r_p} \quad (2.15)$$

e

$$wT_d - \frac{1}{wT_i} = \tan(\varphi_s - \varphi_p) \quad (2.16)$$

Nota-se que o ganho proporcional do controlador, Equação (2.15), independe de T_i e T_d . Porém, através da Equação (2.16), tem-se uma dependência entre os tempos integral e derivativo, e como se dispõe de apenas uma equação para a determinação destes dois parâmetros, uma outra condição adicional deve ser estabelecida. É comum estabelecer-se uma relação constante entre T_i e T_d , como se segue:

$$T_d = \alpha T_i \quad (2.17)$$

onde α é geralmente igual a 0.25 (Hagglund and Aström, 1988).

Substituindo a Equação (2.17) em (2.16) tem-se (Friman and Waller, 1996 e Hagglund and Aström, 1988):

$$T_i = \frac{1}{2\alpha w} \left[\tan(\varphi_s - \varphi_p) + \sqrt{4\alpha + \tan^2(\varphi_s - \varphi_p)} \right] \quad (2.18)$$

Nota-se que este método não faz nenhuma menção sobre o tipo de sistema, como nos métodos anteriores propostos por Ziegler e Nichols. No entanto, uma vez que ele também se baseia na sintonia do PID a partir da identificação de apenas um único ponto da resposta em frequência do sistema, o método não é satisfatório para sistemas complexos, já que a identificação de um único ponto é insuficiente para caracterizar muitos processos.

2.4 – MÉTODOS DO RELÉ REALIMENTADO BASEADOS EM UM SISTEMA DE PRIMEIRA ORDEM

2.4.1 – O Relé Realimentado Ideal

Aström e seus co-autores reconhecendo as limitações do Método de Resposta em Frequência de Ziegler-Nichols modificaram o procedimento de determinação dos parâmetros do ponto crítico, adicionando um elemento do tipo relé na realimentação do processo (Hagglund and Aström, 1988). Este procedimento promove oscilações estacionárias muito próximas da frequência crítica para uma grande gama de processos (Huang, 2000).

A técnica da auto-sintonia através do relé realimentado (Figura 2.6) possui como principais atrativos (Hang et al, 2002):

- (i) o ensaio de auto-sintonia uma vez iniciado não necessita mais da intervenção do operador, já que o sistema naturalmente "procura" o ponto crítico de oscilação onde a fase vale -180° ;
- (ii) por operar em malha fechada o método apresenta excelentes resultados no tocante à estabilidade durante o ensaio; garantindo que o processo permaneça em regiões lineares, mesmo para sistemas com características não lineares (Hang et al, 2002);
- (iii) ao contrário de outros métodos de auto-sintonia, o método quando empregado digitalmente, não é crítico quanto à escolha do tempo de amostragem e
- (iv) a técnica do relé pode ser modificada e aplicada a processos com perturbações (Hang et al, 1993; Shen et al, 1996 e Park et al, 1997).

A Figura 2.6 mostra o diagrama de um ensaio com o relé realimentado. A chave comutadora pode alternar entre o ensaio do relé – quando é realizada a sintonia do PID – e o controle do sistema com o PID previamente sintonizado.

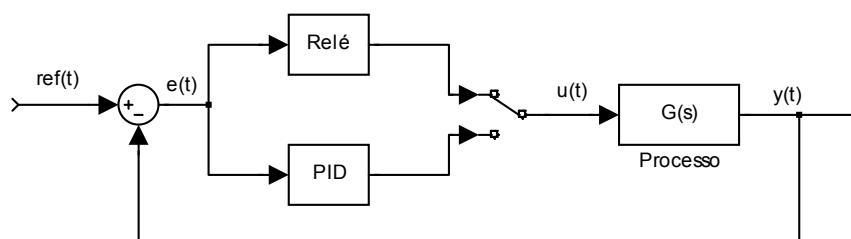


Figura 2.6 – Diagrama esquemático do ensaio do relé realimentado.

Para a maioria dos sistemas, o relé inserido na malha conforme a Figura 2.6, produz, em regime permanente, excitações do tipo onda quadrada numa das freqüências críticas do sistema, e o sistema responde a tais excitações de modo senoidal, como mostra a Figura 2.7. Ressalta-se aqui que estes dois sinais, saída do sistema e saída do relé, estão em oposição de fase e a amplitude da oscilação do sistema é proporcional à amplitude do relé.

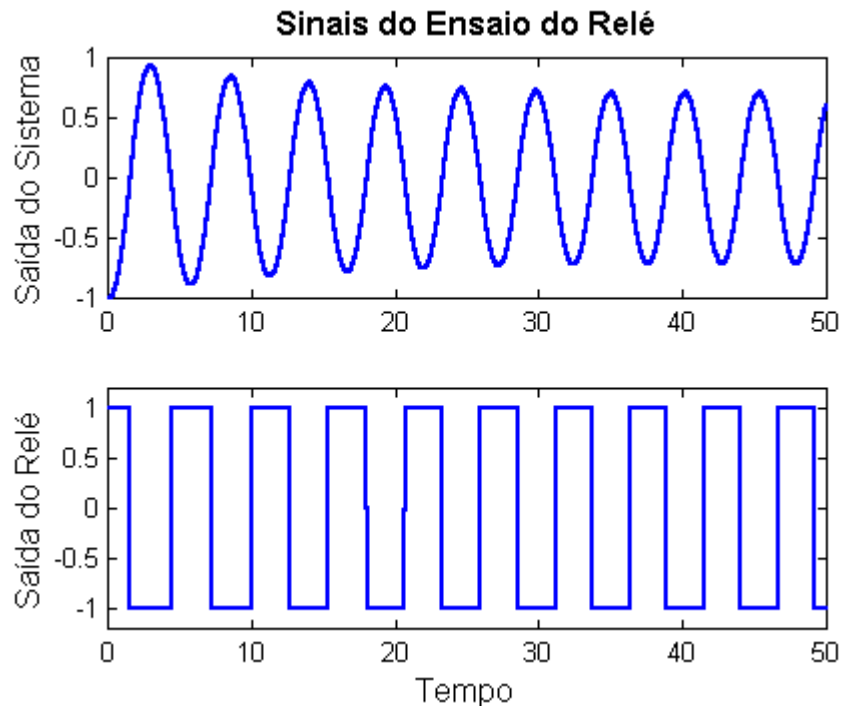


Figura 2.7 – Sinal de saída do sistema e saída do relé realimentado.

Da mesma forma que no método da Resposta em Freqüência de Ziegler-Nichols, deseja-se obter o valor do ganho crítico (K_u) e do período crítico (T_u), sendo que este último pode ser determinado observando a freqüência de oscilação do relé.

Expandindo-se o sinal de saída em regime do relé, que é uma onda quadrada com freqüência fixa, numa série de Fourier e, assumindo que o sistema atenua o efeito dos outros harmônicos de ordem superior, o primeiro harmônico de um relé com amplitude d é dado por:

$$u(t) = \frac{4d}{\pi} \sin(w_u \cdot t) \quad (2.19)$$

onde w_u é a freqüência crítica de oscilação em radianos/segundo.

Admitindo que a oscilação de saída do sistema, $y(t)$, tenha amplitude a e que este sinal está em oposição de fase em relação ao sinal de entrada, $u(t)$, tem-se que:

$$y(t) = a \cdot \sin(w_u t - \pi) = -a \cdot \sin(w_u t) \quad (2.20)$$

Assim, o ganho do sistema nesta frequência crítica (w_u) é:

$$G(j \cdot w_u) = -\frac{\pi a}{4d} \quad (2.21)$$

O que permite determinar o valor do ganho crítico dado por (Wittenmark and Aström, 1989):

$$K_u = \frac{1}{|G(j \cdot w_u)|} = \frac{4d}{\pi a} \quad (2.22)$$

A obtenção do ganho crítico também pode ser feita através de uma aproximação por função descritiva. Maiores detalhes sobre esta aproximação podem ser obtidos em (Hagglund and Aström, 1988).

Uma vez determinados os valores do ganho e do período críticos, podem-se utilizar as regras do Método da Resposta em Frequência de Ziegler-Nichols, dadas na Tabela 2.2, para encontrar os ganhos do controlador PID. Com o controlador sintonizado a chave do diagrama da Figura 2.6 pode ser comutada, colocando o sistema sobre a ação do PID.

Este método, também chamado de método do relé ideal, produz resultados satisfatórios para um grande número de processos porém, apresenta duas limitações importantes:

- (i) a representação do sinal de saída do relé (que é uma onda quadrada) pelo primeiro termo da série de Fourier (ou pela função descritiva) é uma aproximação que, para muitos processos (sistemas de ordem elevada, com atrasos significativos, etc.), compromete o desempenho do controlador sintonizado (Wang et al, 1997a).
- (ii) o método possibilita a identificação de apenas um ponto da função resposta em frequência do sistema, o que pode ser insuficiente para se descrever satisfatoriamente o processo, resultando em erros de sintonia do controlador.

2.4.2 – O Relé com Histerese

A metodologia do relé ideal quando utilizada em sistemas com elevado nível de ruído incorporado pode provocar chaveamentos indesejáveis, uma vez que o ponto de detecção do chaveamento do relé é corrompido pelos ruídos presentes nos sinais. Buscando solucionar este problema, Hagglund and Aström (1988) propõem o uso do relé com histerese.

Seja o relé com histerese mostrado na Figura 2.8. O nível de sinal necessário para chavear o relé deve ser superior à histerese (ε). Assim, ao se escolher o nível de histerese é possível eliminar, ou reduzir significativamente, a influência do ruído sobre o acionamento do relé, propiciando assim um ensaio mais realista.

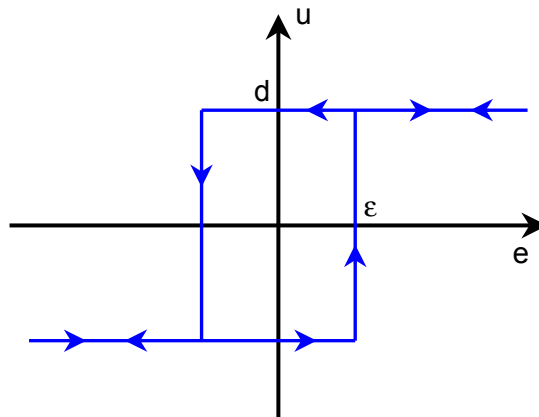


Figura 2.8 – Entrada (e) e saída (u) características de um relé de amplitude d e histerese ε .

Novamente interessa-se neste método pela determinação do ganho (Ku) e do período (Tu) críticos para uma posterior sintonia do controlador PID. Para a obtenção destes parâmetros aproxima-se a saída do relé por uma função descritiva, $N(a)$. Para um relé com histerese tal função é (Hagglund and Aström, 1988):

$$-\frac{1}{N(a)} = -\frac{\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \cdot \frac{\pi \varepsilon}{4d} \quad (2.23)$$

onde d é a amplitude de saída do relé, a é a amplitude de oscilação do sistema e ε é a largura da histerese.

Como o que se deseja é uma oscilação estacionária, o ganho sobre a malha do sistema deve ser unitário, ou seja:

$$-N(a) \cdot G(j \cdot w_u) = 1 \quad (2.24)$$

Substituindo-se a Equação (2.24) em (2.23) encontra-se o valor do ganho do sistema na frequência crítica:

$$G(j \cdot w_u) = -\frac{1}{N(a)} = -\frac{\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \cdot \frac{\pi \varepsilon}{4d} \quad (2.25)$$

De onde se deriva o valor do ganho crítico para o relé com histerese:

$$Ku = \frac{1}{|G(jw_u)|} = |N(a)| \quad (2.26)$$

sendo $N(a)$ derivado da Equação (2.23).

A função descritiva de um relé com histerese no plano complexo é uma reta paralela ao eixo real que intercepta o eixo imaginário no ponto $\frac{\pi \varepsilon}{4d}$, conforme mostrado na

Figura 2.9 abaixo.

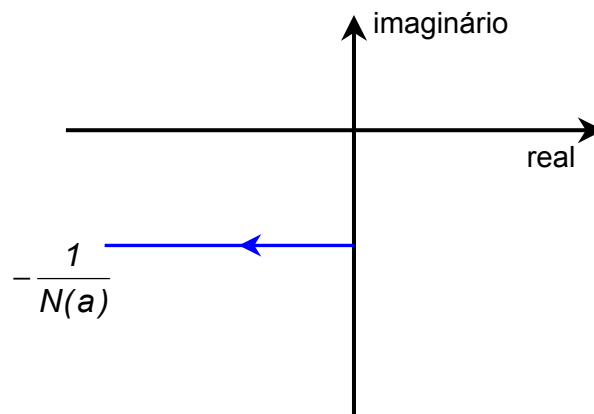


Figura 2.9 – Função descritiva para o relé com histerese.

Caso o valor da histerese seja nulo (relé ideal) a Equação (2.25) se reduz à Equação (2.21) e a função descritiva para o relé, Equação (2.23), se confunde com o eixo real negativo. Uma vez que o ponto de oscilação do sistema é definido pelo cruzamento entre a curva da função descritiva do relé e a curva de Nyquist do sistema, tem-se que a oscilação irá ocorrer com uma defasagem de -180° entre os sinais de saída do relé e sistema, para o relé ideal.

Ao se variar o valor da histerese modifica-se a curva da função descritiva (Figura 2.9), afastando ou aproximando-a do eixo real, alterando assim o ponto de oscilação do sistema, o que termina por viabilizar a identificação de múltiplos pontos da resposta em frequência do sistema. Com a identificação de múltiplos pontos – por meio de múltiplos ensaios – a sintonia do controlador PID torna-se mais eficientemente quando comparada com proposta de Ziegler-Nichols apresentada na Tabela 2.2.

2.4.3 – O Relé com "Bias"

Como já mencionado, a sintonia do controlador PID através de um único ponto pode não ser suficiente para a obtenção de um controlador com boa performance, uma vez que o sistema pode não estar caracterizado satisfatoriamente. Wang et al (1997b) têm usado um relé com "bias" para a determinação simultânea de dois pontos da resposta em frequência do sistema, quais sejam o ganho DC (ganho estático) e o ponto crítico. O relé com "bias" e histerese é mostrado na Figura 2.10.

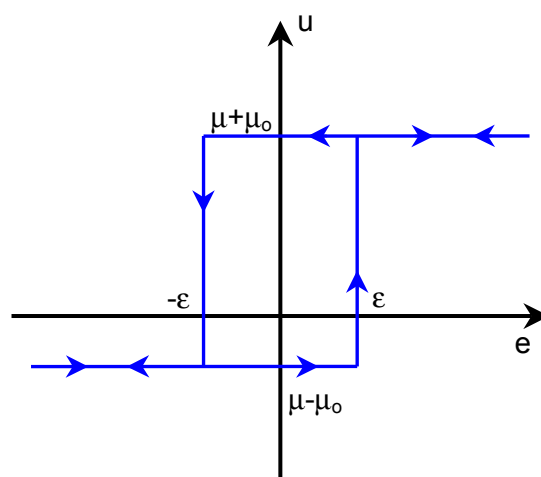


Figura 2.10 – Entrada e saída características de um relé com "bias" e histerese.

Na Figura 2.11 é mostrado o sinal de saída (y) de um sistema quando sujeito a uma ação de controle (u) do relé com "bias" e histerese. O sistema sobre a ação do relé converge para uma oscilação estacionária cujo período é dado pela soma $T_{u1}+T_{u2}$ e, as oscilações (Figura 2.11) são caracterizadas pelos parâmetros A_u , A_d , T_{u1} e T_{u2} (Hang et al, 2002).

Tendo como hipótese que o processo que se deseja controlar pode ser aproximado por um sistema de primeira ordem com certo atraso, conforme Equação (2.5). Os parâmetros deste sistema (K , L e T) podem ser encontrados a partir da caracterização das oscilações mostradas na Figura 2.11. Para simplificar o cálculo o parâmetro K é computado como a razão entre as componentes DC dos dois sinais, ou seja:

$$K = \frac{\int_0^{T_{u1}+T_{u2}} y(t)dt}{\int_0^{T_{u1}+T_{u2}} u(t)dt} \quad (2.27)$$

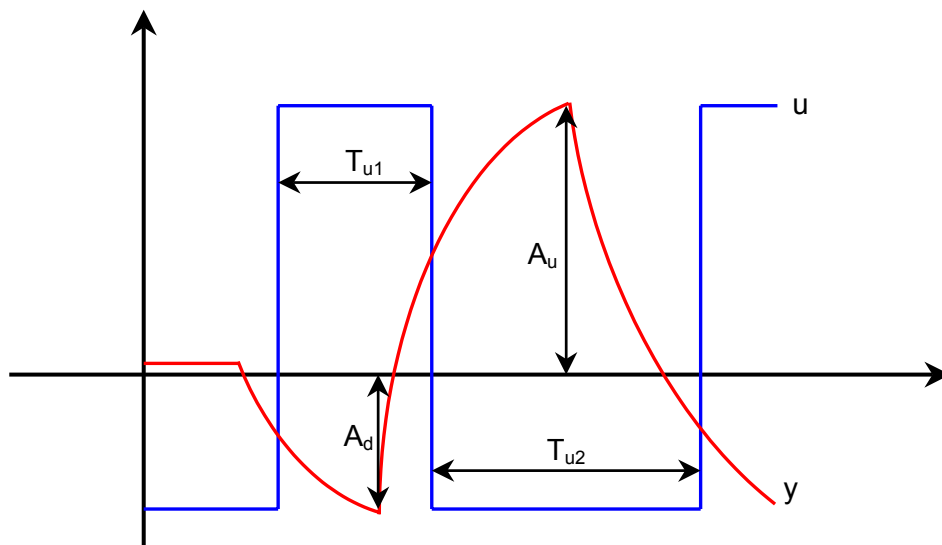


Figura 2.11 – Sinais de saída do sistema (y) e do relé com "bias" e histerese (u).

Definindo o tempo de atraso normalizado do processo como $\theta = \frac{L}{T}$ (Hang et al, 2002),

tem-se:

$$\theta = \ln \left[\frac{(\mu - \mu_o)K - \varepsilon}{(\mu - \mu_o)K + A_d} \right] = \ln \left[\frac{(\mu + \mu_o)K - \varepsilon}{(\mu + \mu_o)K - A_u} \right] \quad (2.28)$$

Então é possível mostrar (Hang et al, 2002) que a constante de tempo do sistema é:

$$T = T_{u1} \left[\ln \left(\frac{2\mu K e^\theta - \mu_o K - \mu K + \varepsilon}{\mu K - \mu_o K - \varepsilon} \right) \right]^{-1} \quad (2.29)$$

ou

$$T = T_{u1} \left[\ln \left(\frac{2\mu K e^\theta + \mu_o K - \mu K + \varepsilon}{\mu K + \mu_o K - \varepsilon} \right) \right]^{-1} \quad (2.30)$$

E o atraso de tempo aparente é:

$$L = T\theta \quad (2.31)$$

Maiores detalhes sobre este método de identificação podem ser encontrados em Wang et al (1997b). Uma vez caracterizado o sistema de primeira ordem com atraso no tempo, o próximo passo consiste da sintonia do PID, que pode ser realizada com o auxílio das regras de Ziegler-Nichols dadas na Tabela 2.1, ou utilizando-se o método Kappa-Tau apresentado em Åström and Hägglund (1995a) e Åström and Hägglund (1995b).

2.4.4 – Método Indireto Baseado na Identificação do Ponto Crítico

Considerando que o ponto crítico tenha sido identificado utilizando-se o ensaio do relé realimentado, Tan et al (2000) e Tan et al (2001) propõem um método de identificação paramétrica do sistema, considerando que seu comportamento pode ser aproximado por um sistema de primeira ordem com certo atraso, tal qual a Equação (2.5).

O método busca resolver algumas limitações dos ensaios padrão do relé mantendo a sua simplicidade. Para tal, Tan et al (2000) propõem uma configuração para o ensaio, onde o relé é aplicado a uma malha interna constituída por um controlador inicial e pelo processo, conforme Figura 2.12. O controlador inicial pode assumir características apenas estabilizadoras de tal modo a possibilitar, por exemplo, a aplicação do método a sistemas instáveis, ou ser um

controlador PID que já esteja operando e que necessite ser melhor sintonizado. Esta última abordagem representa o maior número de aplicações deste método. Tan et al (2001) também trabalham com esta mesma configuração aplicando-a a estruturas paralelas e seriais do controlador PID.

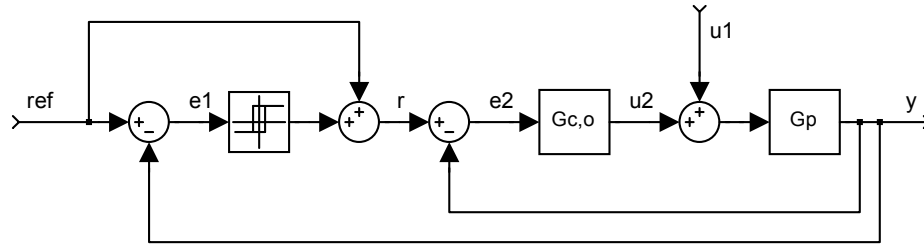


Figura 2.12 – Diagrama esquemático do relé na malha processo+controlador.

Seja a função de transferência da malha interna sobre a qual o relé está aplicado:

$$G_{yr}(s) = \frac{G_{c,o}(s)G_p(s)}{1 + G_{c,o}(s)G_p(s)} \quad (2.32)$$

onde $G_{c,o}(s)$ denota o controlador PID inicial cujos ganhos (K_{c0} , T_{i0} e T_{d0}) são supostamente conhecidos.

Conforme já mencionado, no ponto crítico o sistema possui um atraso de fase de 180° , e como o relé está aplicado ao sistema processo+controlador inicial, tem-se que:

$$\arg[G_{c,o}(j\omega_u)G_p(j\omega_u)] = -\pi \quad (2.33)$$

Reportando-se à Equação (2.22) referente ao ganho crítico para o ensaio do relé ideal e adequando-a para este método tem-se:

$$Ku = \frac{1}{|G_{yr}(j\omega_u)|} \quad (2.34)$$

Substituindo a equação acima em (2.32) e realizando-se algumas manipulações, tem-se:

$$|G_{c,0}(jw_u)G_p(jw_u)| = \frac{1}{Ku+1} \quad (2.35)$$

Considerando o controlador inicial formulado pela Equação (2.1) e que o sistema aproximado possui a formulação dada na Equação (2.5), é possível mostrar que:

$$G_{c,0}(s)G_p(s) = \frac{Kc_0K(1+sTi_0+s^2Ti_0Td_0)}{sTi_0(1+sT)}e^{-sL} \quad (2.36)$$

onde: Kc_0 , Ti_0 e Td_0 são os ganhos do controlador PID inicial e K , L e T são os parâmetros do sistema de primeira ordem com certo atraso.

Igualando o módulo e a fase da expressão da Equação (2.36) às Equações (2.35) e (2.33), na frequência crítica w_u , tem-se os parâmetros do sistema identificado dados por (Tan et al, 2000 e Tan et al, 2001):

$$T = \frac{Kc_0K(Ku+1)\sqrt{(w_u^2+\alpha_1^2)(w_u^2+\alpha_2^2)}}{w_u^2Ti_0} \quad (2.37)$$

e

$$L = \frac{\frac{\pi}{2} + a \tan\left(\frac{w_u}{\alpha_1}\right) + a \tan\left(\frac{w_u}{\alpha_2}\right) - a \tan(w_u T)}{w_u} \quad (2.38)$$

Sendo:

$$\alpha_{1,2} = \frac{Ti_0 \pm \sqrt{Ti_0^2 - 4Ti_0Td_0}}{2Ti_0Td_0} \quad (2.39)$$

Para o cálculo dos parâmetros acima, é previamente assumido que se dispõe do ganho DC do sistema (K), o qual pode ser obtido por meio da resposta do sistema a uma entrada degrau realizada à parte, ou ainda utilizando-se uma análise estática de Fourier sobre a entrada (r) e saída (y) do processo. Como os parâmetros do controlador inicial são conhecidos, é possível então se obter o ganho DC do controlador inicial (K_0). Assim, aplicando a análise estática de Fourier sobre o sistema, tem-se:

$$K = \frac{\int_t^{t+Tu} y(t)dt}{\int_t^{t+Tu} r(t)dt} \cdot \frac{1}{K_0} \quad (2.40)$$

Uma vez que se dispõe dos parâmetros do sistema de primeira ordem, pelo qual se aproximou o sistema real, o controlador PID pode ser sintonizado utilizando-se as regras de Ziegler-Nichols para o Método da Resposta ao Degrau, dadas na Tabela 2.1, ou o Método Kappa-Tau (Aström and Hagglund, 1995a).

2.4.5 – Outros Métodos Baseados em Sistemas de Primeira Ordem

Além dos métodos expostos anteriormente, existem outros que também assumem para o sistema um comportamento semelhante ao de um sistema de primeira ordem com certo atraso. Alguns destes métodos serão brevemente apresentados a seguir.

Tan et al (2000) realizam a identificação paramétrica de um sistema de primeira ordem de modo semelhante ao exposto no item 2.4.4, tendo como principal diferença o número de pontos no qual se baseia a metodologia de identificação. Tan et al (2000) fazem a identificação utilizando-se dos pontos da resposta em frequência do sistema cuja frequência é um múltiplo ímpar da frequência crítica. Esta abordagem produz resultados mais confiáveis para os parâmetros (K , L e T) do sistema. Tan et al (2001) também utilizam uma abordagem muito semelhante aplicada às estruturas paralelas e serial do controlador PID, sendo o controlador sintonizado de maneira direta e indireta.

Ho et al (1993) propõem sintonizar um controlador PI a partir de especificações sobre a margem de fase e de ganho, admitindo, preliminarmente, que os parâmetros do sistema de primeira ordem são conhecidos.

2.5 - MÉTODOS DO RELÉ REALIMENTADO BASEADOS EM UM SISTEMA DE SEGUNDA ORDEM

2.5.1 – Sintonia via Redução a um Modelo de Segunda Ordem

Muitos processos reais não podem ser satisfatoriamente aproximados por sistemas de primeira ordem dentro da região de interesse. Nesta direção, Hang et al (2002) e Wang et al (1999a) apresentam um método que envolve uma aproximação do processo por um sistema de segunda ordem com certo atraso, conforme a Equação (2.41).

$$G(s) = \frac{e^{-sL}}{as^2 + bs + c} \quad (2.41)$$

Os quatro parâmetros que caracterizam o sistema acima (a , b , c e L) podem ser obtidos ajustando a resposta do sistema de segunda ordem, Equação (2.41), à resposta do sistema real em dois pontos da curva de Nyquist do sistema real. Estes dois pontos correspondem ao ponto crítico (frequência w_u), onde a fase do sistema real é de -180° , e um outro ponto (frequência w_b) onde a fase do sistema real vale -90° . Para o desenvolvimento do método, assume-se conhecidos os valores de $G(jw_u)$ e $G(jw_b)$ para o sistema real, determinados a partir de algum método de identificação. Alguns métodos capazes de identificar estes pontos, em particular o de fase -90° , serão apresentados posteriormente.

O atraso aparente do sistema, L , pode ser calculado como a menor raiz positiva da equação (Hang et al, 2002):

$$p(w_u^2 - \theta w_b^2)L^2 + (qw_u - \theta rw_b)L - \theta = 0 \quad (2.42)$$

onde:

$$\begin{aligned} p &= \frac{8}{\pi^2}(1 - \sqrt{2}) \\ q &= \frac{2}{\pi}(2\sqrt{2} - 1) \\ r &= \frac{2}{\pi}(2\sqrt{2} - 3) \\ \theta &= \frac{w_u |G(jw_u)|}{w_b |G(jw_b)|} \end{aligned} \quad (2.43)$$

E os coeficientes a , b e c , são obtidos de (Hang et al, 2002):

$$a = \frac{1}{w_u^2 - w_b^2} \left[\frac{\sin(w_b L)}{|G(jw_b)|} + \frac{\cos(w_u L)}{|G(jw_u)|} \right] \quad (2.44)$$

$$b = \frac{\sin(w_u L)}{w_u |G(jw_u)|} \quad (2.45)$$

$$c = \frac{1}{w_u^2 - w_b^2} \left[\frac{w_c^2 \sin(w_b L)}{|G(jw_b)|} + \frac{w_b^2 \cos(w_u L)}{|G(jw_u)|} \right] \quad (2.46)$$

Após a identificação paramétrica do sistema de segunda ordem com certo atraso (parâmetros a , b , c e L) o PID é sintonizado a partir da constante de tempo (τ_o) e do coeficiente de amortecimento (ξ_o) do sistema identificado, assim definidos (Hang et al, 2002):

$$\frac{1}{\tau_o} = \begin{cases} \frac{c}{\sqrt{b^2 - 2ac}}, & b^2 - 4ac \geq 0 \\ \frac{b}{2a}, & b^2 - 4ac < 0 \end{cases} \quad (2.47)$$

e,

$$\xi_o = \begin{cases} 1.0, & b^2 - 4ac \geq 0 \\ \frac{b}{2\sqrt{ac}}, & b^2 - 4ac < 0 \end{cases} \quad (2.48)$$

Rescrevendo a estrutura do PID dado pela Equação (2.1) na forma:

$$G_c(s) = k \left(\frac{as^2 + bs + c}{s} \right) \quad (2.49)$$

O ganho (k) do controlador PID acima pode ser encontrado utilizando-se o método do cancelamento de pólos e zeros (Hang et al, 2002):

$$k = \begin{cases} \frac{0.5}{L}, & \text{Se } \xi_o > 0.7071 \text{ ou } 0.05 < \frac{L}{\tau_o} < 0.15, \\ & \text{ou } \frac{L}{\tau_o} > 1.0 \\ \min \left\{ \frac{1}{\tau_o} e^{-\frac{L}{\tau_o}}, \frac{1}{eL} \right\} & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.50)$$

2.5.2 – Auto-Sintonia do PID Usando o Ensaio do Relé Seguido do Ensaio Degrau

Neste método, Bi et al (2000) realizam inicialmente uma identificação paramétrica do sistema, aproximando-o por um sistema de segunda ordem com atraso, Equação (2.41), a partir da realização do ensaio padrão do relé (para se encontrar o ponto crítico) seguido de um ensaio degrau (para se determinar o ganho DC do sistema). Uma vez identificado o sistema, o controlador PID é então sintonizado.

Para a identificação dos parâmetros insere-se um relé realimentado na malha do sistema e inicia-se o ensaio. Após o sistema permanecer sobre oscilações estacionárias é possível determinar a resposta do sistema na frequência de oscilação, que é a frequência crítica (w_u), utilizando-se a Transformada de Fourier da seguinte forma:

$$G(jw_u) = \frac{\int_0^{Tu} y(t) e^{-jw_u t} dt}{\int_0^{Tu} u(t) e^{-jw_u t} dt} \quad (2.51)$$

onde: $y(t)$ é a saída do sistema, $u(t)$ é o sinal de saída do relé e Tu o período crítico de oscilação.

Como os sinais de $y(t)$ e $u(t)$ são computados digitalmente, a Equação (2.51) pode ser escrita em termos da Transformada Discreta de Fourier, ou seja:

$$G(jw_u) = \frac{\sum_{k=0}^{Nu} \{y(kT) [\cos(w_u kT) - j \sin(w_u kT)]\}}{\sum_{k=0}^{Nu} \{u(kT) [\cos(w_u kT) - j \sin(w_u kT)]\}} \quad (2.52)$$

onde: T é o tempo de amostragem e Nu é a razão entre Tu e T .

O número de períodos de oscilação necessários para uma determinação precisa de $G(j\omega_u)$ na equação acima depende da quantidade de ruído presente nos sinais, sendo que para uma melhor rejeição dos ruídos deve-se utilizar um maior número de períodos.

Nesta metodologia, o tempo de atraso aparente do sistema é identificado a partir do ensaio do relé. Para um sistema com ganho DC positivo, o atraso é estimado como a diferença de tempo entre a descida da onda do relé e o próximo pico da saída do sistema, conforme mostrado na Figura 2.13 abaixo.

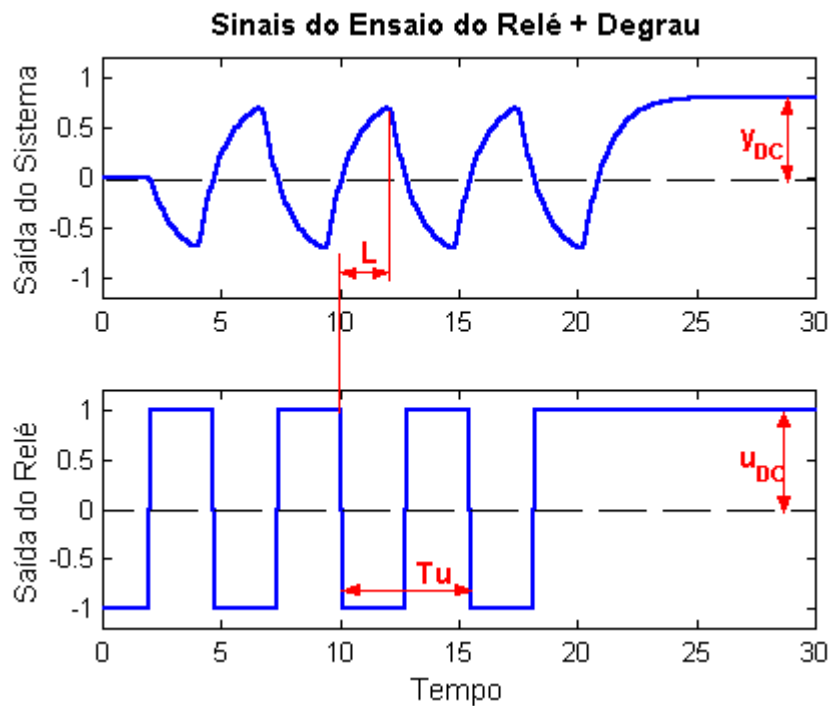


Figura 2.13 – Sinais do ensaio do relé seguido do ensaio degrau

Ao final do ensaio do relé, é realizado um ensaio degrau de onde é extraído o valor do ganho DC do sistema que é dado por:

$$K = \frac{y_{DC}}{u_{DC}} \quad (2.53)$$

onde: y_{DC} e u_{DC} são os valores DC da saída do sistema e do relé, após o sistema entrar em regime permanente. Ver Figura 2.13.

De posse de $G(j\omega_u)$, L e K é possível (Bi et al, 2000) obter os parâmetros restantes a , b e c do sistema de segunda ordem com atraso:

$$\begin{aligned}
 a &= \frac{\left[c - \text{real} \left(\frac{e^{-jw_u L}}{G(jw_u)} \right) \right]}{w_u^2} \\
 b &= \frac{\text{imag} \left(\frac{e^{-jw_u L}}{G(jw_u)} \right)}{w_u} \\
 c &= \frac{1}{K}
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

Segundo Bi et al (2000), quando os sistemas são super-amortecidos, pode-se utilizar a formulação abaixo para a determinação dos ganhos do controlador PID, Equação (2.4):

$$\begin{aligned}
 K_p &= \beta b \\
 K_i &= \beta c \\
 K_d &= \beta a
 \end{aligned} \tag{2.55}$$

onde:

$$\beta = \frac{0.5064}{L} \tag{2.56}$$

Esta metodologia apresenta melhores resultados quando aplicada a sistemas lentos e com atraso significativo, como é o caso de sistemas de aquecimento, ventilação e ar condicionado (sistemas HVAC). Ao ser aplicada a sistemas rápidos, oscilatórios e de atraso muito pequeno, a determinação com qualidade do parâmetro L não é trivial e a formulação de sintonia dos ganhos do controlador PID, expressas para sistemas super-amortecidos é diferente quando os sistemas são sub-amortecidos.

2.5.3 – Outros Métodos Baseados em Sistemas de Segunda Ordem

Wang et al (1997c) realizam a modelagem paramétrica de um sistema de segunda ordem com atraso, Equação (2.41), identificando em múltiplos pontos a resposta em frequência do sistema e, a partir desta identificação, os parâmetros (a , b , c e L) são encontrados. O grande atrativo deste método está na identificação da resposta em frequência do sistema, que utiliza a resposta transiente do relé, e não os sinais após a oscilação estacionária como na maioria dos casos. Os sinais no tempo são adquiridos e "janelados" por uma função

exponencial com a finalidade de tornar estes sinais finitos possibilitando a aplicação da Transformada de Fourier para a obtenção da resposta em frequência do sistema. Este método de identificação da função resposta em frequência será detalhado posteriormente.

2.6 – MÉTODOS QUE NÃO ASSUMEM NENHUMA ESTRUTURA INICIAL PARA O SISTEMA

Os métodos de identificação e/ou sintonia que serão apresentados a seguir não fazem nenhuma hipótese sobre a estrutura do sistema. Baseiam-se na identificação do comportamento do sistema no domínio da frequência e, embora de caráter mais generalista, estas metodologias também possuem limitações quando aplicadas a determinados sistemas.

2.6.1 – *Sintonia Direta com o Relé Aplicado à Malha com o Controlador Utilizando-se Múltiplos Pontos*

A metodologia proposta por Tan et al (2000) é muito semelhante à retratada no item 2.4.4, sendo que as duas principais diferenças estão no número de pontos identificados, que antes era um único ponto e agora são múltiplos e quanto ao tipo de sistema, antes sistemas de primeira ordem e agora sistemas com qualquer estrutura. A configuração do ensaio permanece a mesma, ou seja o relé é aplicado a uma malha composta pelo processo+controlador inicial (Figura 2.12). As vantagens agora são ampliadas possibilitando uma melhor sintonia por se utilizar múltiplos pontos.

A função de transferência, Equação (2.32), da malha interna sobre a qual o relé está aplicado, pode ser rescrita como:

$$G_{yr}(s) = \frac{G_{c,0}(s)G_p(s)}{1 + G_{c,0}(s)G_p(s)} \quad (2.57)$$

onde $G_{c,0}(s)$ denota o controlador PID inicial durante o processo de sintonia, cujos ganhos (Kc_0 , Ti_0 e Td_0) são supostamente conhecidos.

Uma vez que os sinais são periódicos e que o sinal de saída é uma onda do tipo quadrada, a utilização da Transformada de Fourier associada a técnicas de janelamento pode

fornecer uma boa estimativa para os valores de amplitude e fase de $G_{yr}(jkw_u)$, onde $k=1,3,5,\dots$ ou seja:

$$G_{yr}(jkw_u) = \frac{\int_0^{Tu} y(t)e^{-jkw_u t} dt}{\int_0^{Tu} r(t)e^{-jkw_u t} dt} \quad (2.58)$$

onde Tu é o período crítico de oscilação associado a w_u e $k=1,3,5,\dots$

Isolando G_p na Equação (2.57), e fazendo $s=jkw_u$, $k=1,3,5,\dots$ tem-se:

$$G_p(jkw_u) = \frac{G_{yr}(jkw_u)}{G_{c,0}(jkw_u)(1 - G_{yr}(jkw_u))} \quad (2.59)$$

Partindo-se da equação acima e do pressuposto que se tenha uma especificação para a resposta em frequência do sistema controlador+processo, $\tilde{G}_{yr}(jkw_u)$, é possível escrever a seguinte expressão para a resposta desejada para o controlador, $\tilde{G}_c(jkw_u)$:

$$\tilde{G}_c(jkw_u) = \frac{\tilde{G}_{yr}(jkw_u)}{G_p(jkw_u)(1 - \tilde{G}_{yr}(jkw_u))} \quad (2.60)$$

Substituindo a Equação (2.59) em (2.60) temos a expressão para o controlador desejado:

$$\tilde{G}_c(jkw_u) = \frac{\tilde{G}_{yr}(jkw_u)(1 - G_{yr}(jkw_u))G_{c,0}(jkw_u)}{G_{yr}(jkw_u)(1 - \tilde{G}_{yr}(jkw_u))} \quad (2.61)$$

para $k=1,3,5,\dots$

Assumindo uma relação constante (Hagglund and Aström, 1988) entre os ganhos Ti e Td do controlador, tal que:

$$Td = 0.25Ti \quad (2.62)$$

A função de transferência do controlador, Equação (2.1), reduz-se a:

$$G_c(jw) = \frac{K_c(1 + j0.5Ti w)^2}{jTi w} \quad (2.63)$$

com w denotando a frequência.

Minimizando-se o erro médio quadrático entre a expressão dada para o controlador, Equação (2.63), e o comportamento desejado deste controlador, Equação (2.61), em todas as frequências de interesse, é possível determinar os ganhos do controlador PID (Tan et al, 2000).

$$Ti = \frac{\sum_k kw_u \tan\left(\frac{\pi}{4} + \frac{\arg(\tilde{G}_c(jkw_u))}{2}\right)}{\sum_k (jkw_u)^2} \quad (2.64)$$

e

$$K_c = \frac{\sum_k \left[0.25(Tikw_u)^2 + 1\right] \cdot kw_u Ti^2}{\sum_k \left[0.25(Tikw_u)^2 + 1\right]^2} \quad (2.65)$$

para $k=1,3,5,\dots$

Na prática a maioria dos sistemas operam como filtros passa-baixa, sendo então razoável estabelecer um valor limite para k , empiricamente sugere-se $k=5$ (Tan et al, 2000).

Tan et al (2001) também utilizam a mesma estrutura para o ensaio de sintonia aplicando o relé à malha processo+controlador inicial, diferindo-se do método acima apenas na formulação dos ganhos do controlador com estrutura serial.

2.6.2 – O Método do Relé com Dois Canais

Segundo Friman and Waller (1996), para muitos processos o ponto crítico pode não ser o melhor ponto para a sintonia do PID. Neste sentido é proposto um método de identificação de outros pontos da curva de Nyquist do processo e a sintonia do PID é realizada utilizando-se o

ponto identificado e especificações sobre a margem de fase e margem de ganho para o sistema controlado.

Para a identificação de um ponto genérico da curva de Nyquist do sistema que tenha fase entre -90° e -180° , Friman and Waller (1996) propõem a utilização de um relé de dois canais. A estrutura do ensaio é apresentada na Figura 2.14, e consiste na soma dos efeitos ponderados de um relé simples e um relé com integrador.

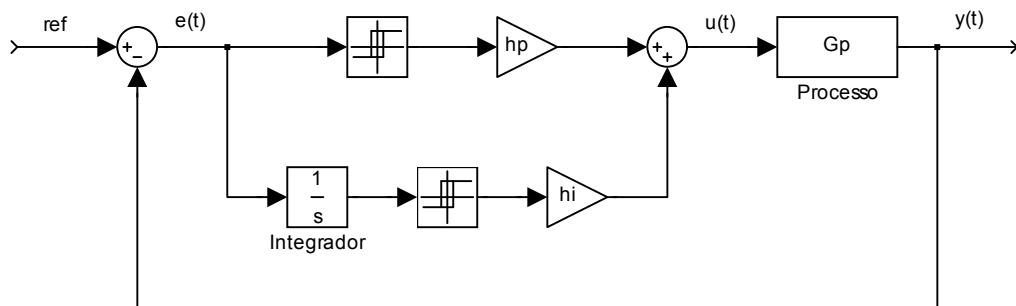


Figura 2.14 – Diagrama esquemático do ensaio do relé de dois canais.

Considerando que o integrador promove um atraso de fase de 90° no sinal do erro, $e(t)$, e realizando uma análise por função descritiva, de modo semelhante à realizada no item 2.4.2 quando o relé com histerese foi tratado, a função descritiva para os dois relés é dada por (Friman and Waller, 1996):

$$N(a) = \frac{4hp}{\pi a} - j \frac{4hi}{\pi a} \quad (2.66)$$

onde: a é a amplitude do sinal de saída do sistema, hp é a amplitude de saída do relé simples e hi é a amplitude de saída do relé com integrador.

Da equação acima, a fase (φ_p) entre o sinal de entrada dos relés e o sinal de saída, e o ganho (K) do relé de dois canais valem respectivamente:

$$\varphi_p = -a \tan\left(\frac{hi}{hp}\right) \quad (2.67)$$

$$K = \frac{4\sqrt{hp^2 + hi^2}}{\pi a} \quad (2.68)$$

A Equação (2.67) revela que ao se variarem os parâmetros h_p e h_i modifica-se a fase do relé de dois canais. Uma vez que a realimentação do sistema é negativa, ou seja a resposta do sistema é entregue ao relé com atraso de fase de 180° , e somando-se as duas fases, da realimentação negativa e do relé duplo, é possível identificar o sistema em pontos cuja fase esteja entre -90° e -180° modificando-se os ganhos h_p e h_i .

Tomando h como a soma das duas amplitudes dos relés h_i e h_p e manipulando a Equação (2.67) é possível derivar-se as seguintes expressões para as amplitudes dos relés:

$$h_p = \frac{h}{1 + \tan(\varphi_p)} \quad (2.69)$$

e

$$h_i = \frac{h \tan(\varphi_p)}{1 + \tan(\varphi_p)} \quad (2.70)$$

Assim, uma vez que o operador especifica o valor total da amplitude (h) de excitação do sistema e a fase na qual deseja identificar o sistema (φ_p) é possível encontrar os valores das amplitude de cada relé (h_i e h_p) e realizar o experimento.

Para a sintonia do controlador PID, uma abordagem derivada do Método Modificado de Ziegler-Nichols (ver item 2.3.3) é desenvolvida. Do mesmo modo que no método de Ziegler-Nichols é necessária a especificação da margem de fase (φ_m) e margem de ganho (A_m) para o sistema sobre a ação do controlador. Estas especificações são realizadas sobre os parâmetros $r_s = 1/A_m$ e $\varphi_s = \varphi_m$ do ponto Q (Figura 2.5).

Considerando que o ganho sobre a malha deve ser unitário para que a oscilação estacionária ocorra, tem-se:

$$-N(a)G_p(jw) = 1 \quad (2.71)$$

sendo $G_p(jw)$ o ponto identificado na frequência w .

Admitindo que o ponto identificado do sistema, $G_p(jw)$, é caracterizado pelo módulo r_p e pela fase φ_p (Figura 2.5) e substituindo-se a expressão para o ganho do relé duplo, Equação (2.68), em (2.71), tem-se que:

$$r_p = |G_p(jw)| = \frac{\pi a}{4\sqrt{h_p^2 + h_i^2}} \quad (2.72)$$

Reportando-se às Equações (2.15), (2.17) e (2.18), e substituindo o valor de r_p em (2.15), tem-se os ganhos do controlador dados por (Friman and Waller, 1996):

$$K_C = \frac{r_s \cos(\varphi_s - \varphi_p)}{r_p} = \frac{4r_s \sqrt{hp^2 + hi^2} \cos(\varphi_s - \varphi_p)}{\pi a} \quad (2.73)$$

e

$$T_i = \frac{1}{2\alpha w} \left(\tan(\varphi_s - \varphi_p) + \sqrt{4\alpha + \tan^2(\varphi_s - \varphi_p)} \right) \quad (2.74)$$

com

$$T_d = \alpha T_i \quad (2.75)$$

sendo $\alpha = 0.25$.

Friman and Waller (1996) aplicam esta metodologia a vários sistemas, analisando a influência dos parâmetros φ_p , φ_s e r_s sobre a performance do controlador, chegando a algumas regras para determinados tipos de sistemas.

2.6.3 – O Método do Relé com Dois Canais Modificado

Conforme visto no item anterior, utilizando-se o ensaio do relé com dois canais é possível identificar pontos da curva de Nyquist do sistema que estejam no terceiro quadrante, ou seja, cuja fase esteja entre -90° e -180° . Notando que para muitos sistemas a identificação de um único ponto é insuficiente para caracterizá-los e que às vezes é necessário a obtenção de pontos em outros quadrantes, Wang and Shao (2001) propõem uma modificação no ensaio do relé duplo, ou relé com dois canais.

Para se promover a identificação em outros quadrantes, Wang and Shao (2001) propõem que seja adicionado ao processo original $G_p(s)$, um compensador $Q(s)$ (sendo $Q(jw) = A(jw)\angle\alpha(jw)$), de tal modo que se tenha um novo sistema, $G'(s)$. Definindo como β a fase do sistema original, de acordo com a Figura 2.5, tem-se:

$$\beta = -\pi + \varphi_p \quad (2.76)$$

Com a adição do compensador, a fase do relé duplo não é alterada, porém a fase de oscilação do sistema original modifica-se para:

$$\beta = -\pi + \varphi_p - \alpha \quad (2.77)$$

sendo α a fase do compensador.

Assim, com a escolha adequada do compensador é possível alterar o ponto identificado, inclusive movendo-o para o segundo ou quarto quadrantes. Se o compensador for definido como um integrador puro, $Q(s)=1/s$, cuja fase vale -90° , o sistema original irá oscilar com fase entre 0 e -90° , conforme a Equação (2.77), ou seja, o ponto identificado está no quarto quadrante do diagrama de Nyquist. Caso o compensador seja um diferenciador puro, $Q(s)=s$, cuja fase vale $+90^\circ$, então o sistema original irá oscilar com fase entre -180° e -270° , ou seja o ponto identificado está agora no segundo quadrante. Considerando-se as relações de ganho de sinais periódicos para o sistema com integrador e para o sistema com o diferenciador, é possível escrever as seguintes expressões:

- Compensador = diferenciador puro ➔ Segundo quadrante do Diagrama de Nyquist

$$\begin{cases} |G_p^{(2)}(j\omega)| = \frac{\pi a}{4\omega \sqrt{hp^2 + hi^2}} \\ \angle G_p^{(2)}(j\omega) = -\frac{3\pi}{2} + \varphi_p \end{cases} \quad (2.78)$$

- Sem compensador ➔ Terceiro quadrante do Diagrama de Nyquist – Método do Relé com Dois Canais (ver item anterior).

$$\begin{cases} |G_p^{(3)}(j\omega)| = \frac{\pi a}{4\sqrt{hp^2 + hi^2}} \\ \angle G_p^{(3)}(j\omega) = -\pi + \varphi_p \end{cases} \quad (2.79)$$

- Compensador = integrador puro ➔ Quarto quadrante do Diagrama de Nyquist

$$\begin{cases} |G_p^{(4)}(j\omega)| = \frac{\pi a \omega}{4\sqrt{hp^2 + hi^2}} \\ \angle G_p^{(4)}(j\omega) = -\frac{\pi}{2} + \varphi_p \end{cases} \quad (2.80)$$

Analisando-se as Equações (2.78) a (2.80) é possível notar que todos os pontos presentes no segundo, terceiro e quarto quadrantes da curva de Nyquist do processo podem

ser identificados, possibilitando uma sintonia do PID com múltiplos pontos, melhorando a performance do controlador sintonizado.

Após realizar a identificação de diversos pontos da curva de Nyquist do sistema, Wang and Shao (2001) promovem a identificação paramétrica de um sistema de segunda ordem com atraso utilizando o método de otimização BFGS (Broydon-Fletcher-Goldfarb-Shanno). Maiores detalhes sobre este método de identificação paramétrica podem ser encontrados em Wang and Shao (2001). Uma vez identificado o sistema o controlador PID pode ser sintonizado por quaisquer dos métodos de sintonia previamente apresentados.

Note que o compensador $Q(s)$ pode ter outras funções além de mudar o quadrante de identificação dos pontos da curva de Nyquist. Pode, por exemplo, assumir características que estabilizem o sistema original, possibilitando a aplicação do método a sistemas instáveis, ou a sistemas com mais de um integrador. O compensador pode ainda ser um controlador inicial já inserido na malha, como no caso dos itens 2.4.4 e 2.6.1.

2.6.4 – O Método de Sintonia Avançado de Aström-Hagglund

Para melhorar a performance do Método Modificado de Ziegler-Nichols, Aström e Hagglund (Hang et al, 2002) propuseram um novo método de sintonia de controladores PID, o Método de Sintonia Avançado de Aström-Hagglund. Este método sintoniza o controlador a partir da identificação de dois pontos da curva de Nyquist do processo e de especificações sobre a margem de fase e margem de ganho do sistema controlado.

Além de especificar a margem de fase (φ_m) e a margem de ganho (A_m) para o sistema controlado é preciso identificar o ponto crítico de oscilação de $G_p(jw_u)$, definido pelos parâmetros K_u (ganho crítico) e w_u (frequência crítica) e um segundo ponto, $G_p(jw_\phi)$, onde a fase do processo vale $-\pi + \varphi_m$ e $K_\phi = 1/G_p(jw_\phi)$.

De posse destes parâmetros o controlador é sintonizado deslocando-se o segundo ponto identificado para um ponto desejado, que está especificado em termos de margem de fase e margem de ganho, e atenuando-se a resposta do sistema de um fator r na frequência crítica w_u . Seguindo esta metodologia os ganhos do controlador PID, Equação (2.3), são (Hang et al, 2002):

$$K_c = \frac{K_\phi}{A_m} \quad (2.81)$$

$$Ti = \frac{rK_\phi}{w_u \sqrt{Ku^2 - r^2 K_\phi^2}} \left(\frac{w_u^2}{w_\phi^2} \right) \quad (2.82)$$

$$Td = \frac{1}{w_\phi^2 Ti} \quad (2.83)$$

Sendo que r é recomendado como (Hang et al, 2002):

$$r = 1 + 0.9 \left(\frac{Ku}{K_\phi} - 1 \right) \quad (2.84)$$

2.6.5 – O Uso do Transiente do Relé

Os ensaios do relé, realizados de modo padrão, permitem a sintonia automática de controladores PID para vários tipos de sistemas, no entanto tais ensaios de um modo geral encerram dois problemas relevantes:

- (i) os métodos que aproximam o sinal de saída do relé por função descritiva não permitem determinar com precisão suficiente o ponto crítico de oscilação. Isto é especialmente grave, o que inviabiliza em muitas circunstâncias a aplicação do método, quando os sistemas são de ordem elevada ou apresentam um elevado tempo de atraso;
- (ii) quando o processo é do tipo oscilatório com baixo amortecimento ou com longo tempo de atraso, a identificação de apenas um único ponto da resposta em frequência do sistema é insuficiente para uma boa sintonia do controlador PID, e neste caso a identificação de mais de um ponto da curva de Nyquist é necessária. E, em algumas metodologias, a identificação de múltiplos pontos só é possível mediante a realização de múltiplos ensaios, o que evidentemente onera a sintonia do controlador.

Buscando solucionar estes problemas, Wang et al (1997c) propõem um método capaz de identificar de forma mais precisa múltiplos pontos da resposta em frequência do sistema com um único ensaio do relé (Figura 2.6). A função resposta em frequência do sistema é obtida utilizando-se da Transformada Rápida de Fourier (FFT) aplicada aos sinais de saída do sistema

e do relé, após a modulação destes sinais no tempo por um sinal com característica exponencial decrescente.

Sejam $y(t)$ e $u(t)$ os sinais de saída e entrada respectivamente do sistema que se deseja identificar. Definindo-se os sinais modulados exponencialmente:

$$\begin{aligned}\tilde{y}(t) &= y(t)e^{-\alpha t} \\ \tilde{u}(t) &= u(t)e^{-\alpha t}\end{aligned}\tag{2.85}$$

onde $\alpha > 0$.

e aplicando a Transformada de Fourier sobre os mesmos, tem-se:

$$\begin{aligned}\tilde{Y}(j\omega) &= \int_0^\infty \tilde{y}(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^\infty y(t)e^{-\alpha t}e^{-j\omega t} dt = \int_0^\infty y(t)e^{-(j\omega+\alpha)t} dt = Y(j\omega + \alpha) \\ \tilde{U}(j\omega) &= \int_0^\infty \tilde{u}(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^\infty u(t)e^{-\alpha t}e^{-j\omega t} dt = \int_0^\infty u(t)e^{-(j\omega+\alpha)t} dt = U(j\omega + \alpha)\end{aligned}\tag{2.86}$$

Nota-se que o intervalo de integração das equações acima é infinito e que o integrando tende a zero à medida que o tempo evolui. O valor do decaimento (α) é escolhido de tal modo que as magnitudes dos sinais modulados são muito pequenas (da ordem de 10^{-5}) ao final do teste quando comparados com os valores observados no início do ensaio. Desta forma as Equações (2.86) podem ser calculadas utilizando-se a Transformada Rápida de Fourier (FFT).

$$\begin{aligned}\tilde{Y}(j\omega_i) &= T \sum_{k=0}^{\infty} \tilde{y}(kT)e^{-j\omega_i kT} \approx T \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{y}(kT)e^{-j\omega_i kT} \\ \tilde{U}(j\omega_i) &= T \sum_{k=0}^{\infty} \tilde{u}(kT)e^{-j\omega_i kT} \approx T \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{u}(kT)e^{-j\omega_i kT}\end{aligned}\tag{2.87}$$

onde: $i = 1, 2, \dots, m$, T é o tempo de amostragem, N é tomado de tal forma que no tempo $(N-1)T$ o sistema tenha atingido a condição de oscilação estacionária. O valor de m é tal que (Wang et

al, 1997c): $m = \frac{N}{2}$; e $\omega_i = \frac{2\pi i}{NT}$

Utilizando-se das expressões anteriores define-se a resposta em frequência modificada do processo como:

$$G(jw_i + \alpha) = \frac{Y(jw_i + \alpha)}{U(jw_i + \alpha)} = \frac{\tilde{Y}(jw_i)}{\tilde{U}(jw_i)} \quad (2.88)$$

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

Esta resposta em freqüência modificada do processo é suficiente para a sintonia do controlador PID. No entanto, Wang et al (1997c e 1999c) e Hang et al (2002) detalham como a resposta em freqüência do processo, $G(jw_i)$, pode ser obtida a partir da resposta em freqüência modificada, Equação (2.88).

Supondo que se deseje identificar um determinado número M de pontos até a freqüência cuja fase do sistema vale -180° (w_u), tem-se (Wang et al, 1997c):

$$w_u = (M - 1)\Delta w = (M - 1)\frac{2\pi}{NT} \quad (2.89)$$

onde: N é o número de pontos amostrados e T o tempo de amostragem.

Como $w_u = \frac{2\pi}{Tu}$ tem-se da equação acima:

$$N = (M - 1)\frac{Tu}{T} \quad (2.90)$$

Com a equação anterior é possível determinar o número de pontos a serem adquiridos (N) em função do número de pontos da resposta em freqüência a serem identificados até w_u (M). Porém, uma vez encontrado o valor de N é necessário observar se, com este valor, o sistema já atingiu a condição de oscilação estacionária. E, em caso afirmativo, tem-se que o tempo final do ensaio é $Tf = (N-1)T$.

O decaimento α que faz com que os sinais de saída do sistema, $y(t)$, e saída do relé, $u(t)$, quando modulados tendam a zero ao final do ensaio é dado por:

$$e^{-\alpha Tf} \leq \delta \quad (2.91)$$

ou

$$\alpha \geq \frac{\ln(\delta)}{Tf} \quad (2.92)$$

onde δ é o valor final da exponencial, e Wang et al (1997c) recomendam $10^{-6} \leq \delta \leq 10^{-4}$.

Com a identificação da resposta em frequência realizada, o passo seguinte é realizar a sintonia do controlador. Wang et al (1997c e 1999c) e Hang et al (2002) utilizam metodologias semelhantes para esta sintonia. Basicamente busca-se, nestas metodologias, ajustar os ganhos de um controlador PID de sorte que a resposta em frequência do conjunto controlador+sistema se aproxime de um comportamento especificado. Formalmente pretende-se, ajustando os parâmetros do controlador, minimizar o erro:

$$E(s + \alpha) = G_c(s + \alpha)G_p(s + \alpha) - G_r(s + \alpha) \quad (2.93)$$

onde: $G_c(s + \alpha)G_p(s + \alpha)$ é a resposta em frequência em malha aberta para o controlador em série com o sistema e $G_r(s + \alpha)$, é a resposta em frequência em malha aberta desejada.

Assim, para a sintonia do controlador PID, é necessário que se especifique o comportamento em malha aberta desejado para o sistema controlado. Isto pode ser feito a partir da resposta em frequência em malha fechada H_r requerida, uma vez que formular requisitos para a função de transferência de malha fechada é, em alguns casos, mais interessante. Pode-se, por exemplo, admitir a seguinte estrutura para a função de transferência em malha fechada desejada:

$$H_r(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} e^{-sL} \quad (2.94)$$

Os parâmetros ξ (coeficiente de amortecimento), w_n (frequência natural desejada) e L (tempo de atraso aparente) são familiares aos projetistas e oferecem uma boa percepção do comportamento desejado para o sistema. Caso se adote, por exemplo, $\xi = 0.707$ e $w_n L = 2$ tem-se um "overshoot" de 5%, uma margem de fase de 60° e margem de ganho de 6.8 dB.

Uma vez especificado H_r , é possível encontrar a função de transferência em malha aberta desejada G_r . No entanto, como se está trabalhando com funções de transferência modificadas, é conveniente especificar como requisito a função de malha aberta modificada, assim:

$$G_r(s + \alpha) = \frac{H_r(s + \alpha)}{1 - H_r(s + \alpha)} \quad (2.95)$$

Admitindo para o controlador uma estrutura na forma de um PID modificado pelo parâmetro α do decaimento exponencial, ou seja:

$$G_c(s+\alpha) = Kp + \frac{Ki}{(s+\alpha)} + Kd(s+\alpha) \quad (2.96)$$

Tem-se para o erro na resposta em frequência, definido pela expressão (2.93), o seguinte:

$$E(s+\alpha) = \left(Kp + \frac{Ki}{(s+\alpha)} + Kd(s+\alpha) \right) Gp(s+\alpha) - G_r(s+\alpha) \quad (2.97)$$

A equação acima pode ser rescrita na forma:

$$E(s+\alpha) = [Kp \quad Ki \quad Kd] \begin{bmatrix} Gp(s+\alpha) \\ \frac{Gp(s+\alpha)}{(s+\alpha)} \\ Gp(s+\alpha)(s+\alpha) \end{bmatrix} - G_r(s+\alpha) \quad (2.98)$$

Deseja-se, na expressão acima, determinar o valor dos ganhos do controlador de sorte que o erro seja o menor possível. Uma vez que a expressão (2.95) pode ser avaliada para vários valores de frequência, pode-se definir um erro médio quadrático:

$$E_m^2 = \sum_{i=1}^m \left| [Kp \quad Ki \quad Kd] \begin{bmatrix} G_p(jw_i + \alpha) \\ \frac{G_p(jw_i + \alpha)}{(jw_i + \alpha)} \\ G_p(jw_i + \alpha)(jw_i + \alpha) \end{bmatrix} - G_r(jw_i + \alpha) \right|^2 \quad (2.99)$$

onde m é tal que w_m é ligeiramente superior à frequência crítica de G_r .

Usando o método dos mínimos quadrados na minimização do erro acima e tendo os ganhos do PID como variáveis de projeto, tem-se para os mesmos:

$$X = (A^T A)^{-1} A^T B \quad (2.100)$$

onde:

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} \text{real}(\Psi) \\ \text{imag}(\Psi) \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} \text{real}(\Omega) \\ \text{imag}(\Omega) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.101)$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} G_p(jw_1 + \alpha) & \frac{G_p(jw_1 + \alpha)}{jw_1 + \alpha} & (jw_1 + \alpha) \cdot G_p(jw_1 + \alpha) \\ G_p(jw_2 + \alpha) & \frac{G_p(jw_2 + \alpha)}{jw_2 + \alpha} & (jw_2 + \alpha) \cdot G_p(jw_2 + \alpha) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ G_p(jw_m + \alpha) & \frac{G_p(jw_m + \alpha)}{jw_m + \alpha} & (jw_m + \alpha) \cdot G_p(jw_m + \alpha) \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

$$\Omega = \begin{bmatrix} G_r(jw_1 + \alpha) \\ G_r(jw_2 + \alpha) \\ \vdots \\ G_r(jw_m + \alpha) \end{bmatrix} \quad (2.103)$$

e

$$X = [Kp \quad Ki \quad Kd]^T \quad (2.104)$$

Este método, por envolver vários pontos da resposta em frequência, permite uma sintonia mais precisa do controlador PID para diversos tipos de sistemas.

2.6.6 – Outros Métodos de Auto-Sintonia Baseados no Ensaio do Relé

Os métodos de sintonia mencionados anteriormente são, com algumas variações, os que aparecem em maior frequência na literatura. No entanto, existem outras, como o método sugerido por Hang et al (2002) que usa para excitar o sistema, além do sinal do relé padrão, o sinal de um relé “parasita”, cuja entrada é a saída do relé simples. Esta configuração produz frequências de excitações em $0.5w_u$, w_u , $1.5w_u$, $2.5w_u$, $3.0w_u$..., o que possibilita identificar um maior número de pontos da resposta em frequência do sistema.

Para sistemas com longo tempo de atraso, destacam-se o método do Preditor de Smith (Hang et al, 1995) e o Método FSA (Wang et al, 1995), que são utilizados em conjunto com o método do relé. No Preditor de Smith o ensaio do relé é usado na identificação do sistema de primeira ou segunda ordem com grande atraso de tempo. Teoricamente o Preditor de Smith elimina o atraso de transporte e permite que o controlador PI seja sintonizado com base apenas no modelo sem atraso de tempo. Para determinados tipos de sistemas instáveis com longo atraso de tempo, o Preditor de Smith produz sistemas instáveis, o que já não acontece com o Método FSA. O FSA também elimina o atraso de transporte, porém de modo diferente do Preditor de Smith, de tal modo que o sistema é caracterizado por um polinômio que descreve a resposta desejada sem atraso.

Hang et al (2002) apresentam dois métodos de auto-sintonia de PIDs para sistemas MIMO (múltiplas entradas – múltiplas saídas). O primeiro realiza uma sintonia sequencial usando o método do relé para cada malha do processo combinando cada entrada com cada saída, produzindo um controlador para cada combinação. À medida que os controladores são sintonizados eles são incorporados ao sistema para a sintonia da próxima malha de controle. O outro método é mais direto e rápido onde todas os controladores da malha são sintonizados simultaneamente em um único ensaio.

Marchetti et al (2001) propõem um método de identificação e sintonia de controladores PIDs para sistemas de baixa ordem instáveis em malha aberta, porém estabilizáveis por um ganho proporcional. A identificação do sistema é realizada com a técnica ATV^+ , que basicamente consiste de adicionar um atraso no tempo entre o relé e o sistema. Algumas regras de sintonia do PID são apresentadas em função do tipo de sistema identificado.

Kaya and Atherton (2001) apresentam um método de identificação de parâmetros para sistemas de primeira e segunda ordem, estáveis ou instáveis. O processo de identificação se baseia na medida exata dos sinais no tempo da saída e entrada (saída do relé) do sistema, quando este oscila com amplitude estacionária na frequência onde sua fase vale -180° , porém sobre a ação de um relé assimétrico (método A-locus). O método proposto fornece resultados precisos quando nenhum erro de medida é cometido. O controlador PID pode então ser sintonizado, por outras técnicas, a partir dos parâmetros do sistema identificados.

A metodologia proposta por Loh et al (2001) identifica vários pontos da resposta em frequência do sistema a partir de especificações sobre o ganho ou a fase a ser identificada. Para realizar a identificação quando a especificação sobre o ganho é fornecida, altera-se a amplitude do relé durante o ensaio. Quando é feita a especificação sobre a fase a ser identificada, é o valor da histerese do relé que se modifica no decorrer do ensaio.

Wang et al (1999b) apresentam uma metodologia de sintonia controladores PID baseada nos parâmetros do ponto crítico, que podem ser identificados pelo ensaio do relé simples, e nas especificações de margem de ganho e de fase desejadas. Os parâmetros do ponto crítico e da especificação sobre a margem de ganho são utilizados para o cálculo do ganho proporcional, e os ganhos integral e derivativo são calculados usando a especificação sobre a margem de fase.

CAPÍTULO III

A METODOLOGIA PROPOSTA

3.1 – INTRODUÇÃO

São inúmeras as metodologias derivadas do ensaio do relé realimentado, originalmente propostas por Aström e Hagglund, que podem ser encontradas na literatura. Porém, mesmo com a grande atenção que este tipo de ensaio tem recebido de pesquisadores, não se encontram publicações que estudem a auto-sintonia de controladores PID's aplicados a sistemas oscilatórios com baixo amortecimento, rápidos, com atraso de tempo não significativo, de ordem elevada e múltiplas frequências naturais.

Neste capítulo é apresentada uma metodologia baseada no ensaio do relé realimentado, que possibilita a sintonia automática de controladores PID's quando o sistema a ser controlado possui as características acima citadas. Inicialmente é apresentada a formulação geral do método e, posteriormente, discutem-se os detalhes práticos da sua implementação.

3.2 – O MÉTODO DE IDENTIFICAÇÃO COMPLETO

3.2.1 – A Configuração do Ensaio

A metodologia proposta possui uma configuração diferente das anteriores para o ensaio do relé (Figura 3.1). Neste ensaio destacam-se o relé simples, o compensador, $Q(s)$, o sinal de referência, $Ref(t)$ e o sistema a ser controlado, $G_p(s)$.

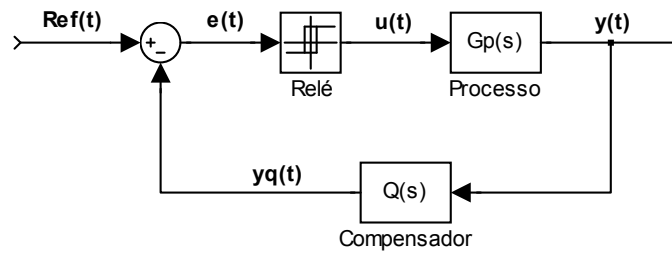


Figura 3.1 – Diagrama do ensaio de identificação proposto.

O compensador $Q(s)$ é um integrador inserido na realimentação do sistema que atrasa o sinal de entrada do relé, defasando o sinal de saída do sistema de -90° . Uma vez que a defasagem entre a entrada e a saída do relé é sempre próxima de -180° , com a defasagem do compensador o sistema a ser controlado irá oscilar com fase de -90° em relação a sua entrada. Além desta função o compensador ainda tem a propriedade de rejeitar altas freqüências, protegendo, de certo modo, o ensaio contra interferências ruidosas em freqüências elevadas. Para atender a estas especificações propõe-se que o compensador seja um integrador puro ou um filtro passa-baixa de primeira ordem com freqüência de corte muito inferior à primeira natural do sistema, ou seja:

$$Q(s) = \frac{1}{s} \rightarrow \text{integrador puro} \quad (3.1)$$

ou

$$Q(s) = \frac{a}{s + a} \rightarrow \text{filtro passa-baixa de primeira ordem} \quad (3.2)$$

onde: a é a freqüência de corte em rad/seg , acentuadamente inferior à primeira freqüência natural do sistema (w_c), ou seja, $a \ll w_c$.

O sinal de referência, $Ref(t)$, deve ser diferente de zero para promover uma assimetria na onda do relé de modo que o sinal de saída tenha um nível DC. Este sinal de referência é variável com o tempo e depende, na magnitude e na freqüência, do sinal de saída do compensador. Maiores considerações sobre o compensador $Q(s)$ e o sinal de referência $Ref(t)$ serão apresentadas posteriormente.

Com a configuração proposta acima para o ensaio do relé, garante-se uma freqüência de oscilação muito próxima à primeira freqüência natural do sistema e, devido à introdução do sinal de referência diferente de zero, tem-se duas regiões bem definidas na função resposta

em frequência do sistema: a região da primeira natural e a região de nível estático (baixas frequências).

3.2.2 – Cálculo da Função Resposta em Frequência do Sistema

Conforme mencionado, quanto mais complexo o sistema a ser controlado, mais importante torna-se a necessidade de identificação de múltiplos pontos da resposta em frequência. O método proposto procura identificar vários pontos da resposta em frequência do sistema utilizando-se a Transformada Rápida de Fourier em conjunto com o janelamento exponencial dos sinais adquiridos no tempo, de modo semelhante ao apresentado no item 2.6.5.

Assumindo que o sistema encontra-se inicialmente em regime permanente, inicia-se o ensaio e adquirem-se, durante um certo intervalo conhecido de tempo, os sinais da saída do relé ($u(t)$) e da saída do sistema ($y(t)$), (ver Figura 3.1). Os sinais $y(t)$ e $u(t)$ são multiplicados por uma exponencial decrescente, conforme a Equação (3.3), de sorte que para o tempo t igual ao tempo de duração do ensaio, $\tilde{y}(t)$ e $\tilde{u}(t)$ são próximos de zero.

$$\begin{aligned}\tilde{y}(t) &= y(t)e^{-\alpha t} \\ \tilde{u}(t) &= u(t)e^{-\alpha t}\end{aligned}\tag{3.3}$$

onde $\alpha > 0$.

Aplicando-se a Transformada de Fourier sobre os sinais modulados:

$$\begin{aligned}\tilde{Y}(j\omega) &= \int_0^\infty \tilde{y}(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^\infty y(t)e^{-\alpha t}e^{-j\omega t} dt = Y(j\omega + \alpha) \\ \tilde{U}(j\omega) &= \int_0^\infty \tilde{u}(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^\infty u(t)e^{-\alpha t}e^{-j\omega t} dt = U(j\omega + \alpha)\end{aligned}\tag{3.4}$$

O decaimento exponencial introduzido nos sinais adquiridos possibilita aproximar o limite superior das integrais acima (∞) pelo tempo de duração do ensaio, fato que possibilita a aplicação da Transformada Rápida de Fourier (FFT):

$$\begin{aligned}
\tilde{Y}(jw_i) &\approx T \sum_{k=0}^{\infty} \tilde{y}(kT) e^{-jw_i kT} \approx T \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{y}(kT) e^{-jw_i kT} = Y(jw_i + \alpha) \\
\tilde{U}(jw_i) &\approx T \sum_{k=0}^{\infty} \tilde{u}(kT) e^{-jw_i kT} \approx T \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{u}(kT) e^{-jw_i kT} = U(jw_i + \alpha)
\end{aligned} \tag{3.5}$$

onde: $w_i = \frac{2\pi i}{NT}$; $i = 1, 2, \dots, m$; $m = \frac{N}{2}$; N é o número de amostras de cada sinal e T é o tempo de amostragem.

É possível, portanto, estimar a função resposta em frequência (FRF) modificada do sistema pela razão entre a FFT do sinal de saída do relé (sinal de entrada do sistema) e a FFT do sinal de saída do sistema, ou seja:

$$G(jw_i + \alpha) = \frac{Y(jw_i + \alpha)}{U(jw_i + \alpha)} = \frac{\tilde{Y}(jw_i)}{\tilde{U}(jw_i)} = \tilde{G}(jw_i) \tag{3.6}$$

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

Note que o sinal de saída do compensador $Q(s)$ (Figura 3.1) não é utilizado na formulação acima, desta forma a função resposta em frequência obtida na Equação (3.6) refere-se apenas ao sistema a ser controlado.

A resposta em frequência modificada do sistema, Equação (3.6), é suficiente para o projeto do controlador PID, não necessitando maiores esforços computacionais para o cálculo da resposta em frequência $G(jw_i)$. Porém, caso seja necessário, é possível encontrá-la (Wang et al, 1997c e 1999c, e Hang et al, 2002).

Embora com um único ensaio já se obtenha uma boa aproximação para a resposta em frequência do sistema, é prudente realizar vários ensaios para se diminuir os erros aleatórios causados por ruídos presentes nos sinais adquiridos ou provocados por perturbações externas. Assim, o procedimento experimental descrito acima é realizado N_a vezes, e a função de transferência final modificada, $\tilde{G}_p(jw_i)$, no domínio da frequência é dada pela média entre todos os valores da função de transferência do sistema, $\tilde{G}(jw_i)$, em cada frequência:

$$\tilde{G}_p(jw_i) = \frac{1}{N_a} \sum_{\beta=1}^{N_a} \tilde{G}^{\beta}(jw_i) \tag{3.7}$$

onde: β indica o ensaio, N_a é o número de ensaios realizados e $i = 1, 2, \dots, m$.

Pode-se utilizar uma forma de recorrência (média exponencial) para o cálculo da média acima, sem que seja necessário armazenar todos os Na ensaios e apenas ao fim da aquisição calcular a média (Braun, 1986). Adequando esta fórmula para o caso em questão, tem-se:

$$\tilde{G}_p^\beta(jw_i) = \tilde{G}_p^{\beta-1}(jw_i) + \frac{\tilde{G}^\beta(jw_i) - \tilde{G}_p^{\beta-1}(jw_i)}{\beta} \quad (3.8)$$

com $\beta = 1, 2, 3, \dots, Na$ e $i = 1, 2, \dots, m$

Na equação acima, $\tilde{G}_p^\beta$ denota a resposta em freqüência média após realizados β ensaios e, ao se realizar todos os Na ensaios, tem-se que $\tilde{G}_p^\beta = \tilde{G}_p$. A Equação acima permite o cálculo da média toda vez que um novo ensaio é realizado, bastando apenas atualizar o valor de β . Além disto, utilizando-se a forma recorrente para o cálculo da média é necessário armazenar apenas os valores do último ensaio e os valores da média dos ensaios anteriores o que implica em economia de memória de processamento.

Uma vez que várias médias são realizadas para a determinação da função resposta em freqüência do sistema, é possível encontrar o valor da função de coerência em cada freqüência de interesse. Isto será visto a seguir.

3.2.3 – A Função de Coerência

A função de coerência, $\gamma_{uy}^2(jw_i)$, permite avaliar a qualidade ou confiabilidade da relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída numa dada freqüência. Esta relação revela a contribuição que o sinal da entrada tem na saída. Quando $\gamma_{uy}^2 = 1$ o sinal de saída deve-se exclusivamente ao sinal de entrada e, à medida que a participação da entrada na saída diminui o valor de γ_{uy}^2 decresce. Considera-se normalmente como boa a coerência entre dois sinais quando o valor de $\gamma_{uy}^2(jw)$ é superior a 0.95, assim, para aquelas freqüências onde o valor da função de coerência é superior a este patamar pode-se confiar nos resultados obtidos. A função de coerência é calculada pela expressão (Bendat and Piersol, 1986):

$$\gamma_{uy}^2(jw_i) = \frac{|S_{uy}(jw_i)|^2}{S_{uu}(jw_i)S_{yy}(jw_i)} \quad (3.9)$$

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

$$S_{uy}(j\omega_i) = \frac{1}{Tf} E \left[U^*(j\omega_i) Y(j\omega_i) \right] \quad (3.10)$$

onde: $U(j\omega_i)$ e $Y(j\omega_i)$ são as Transformadas de Fourier de $u(t)$ e $y(t)$, respectivamente; $U^*(j\omega_i)$ é o complexo conjugado de $U(j\omega_i)$; Tf é o tempo final de cada ensaio (amostra) e E denota a esperança ou valor médio.

De outra maneira o estimador de S_{uy} :

$$S_{uy}(j\omega_i) = \frac{1}{Tf} \frac{1}{Na} \sum_{\beta=1}^{Na} U_{\beta}^*(j\omega_i) Y_{\beta}(j\omega_i) \quad (3.11)$$

onde: β indica o número da amostra e Na o número total de amostras.

Note que as funções $\gamma_{uy}^2(j\omega_i)$, $S_{uu}(j\omega_i)$ e $S_{yy}(j\omega_i)$ são funções reais e a denotação $(j\omega_i)$ é utilizada apenas para facilitar a associação destas funções com as outras apresentadas anteriormente, como por exemplo a FRF modificada identificada do sistema.

Aplicando-se a equação acima sobre os sinais modulados no tempo pelo decaimento exponencial, é possível substituir as Transformadas de Fourier da Equação (3.11), pelas Transformadas Rápidas de Fourier dos sinais modulados. Assim:

$$\tilde{S}_{uy}(j\omega_i) = \frac{1}{Tf} \frac{1}{Na} \sum_{\beta=1}^{Na} \tilde{U}_{\beta}^*(j\omega_i) \tilde{Y}_{\beta}(j\omega_i) \quad (3.12)$$

ou

$$S_{uy}(j\omega_i + \alpha) = \frac{1}{Tf} \frac{1}{Na} \sum_{\beta=1}^{Na} U_{\beta}^*(j\omega_i + \alpha) Y_{\beta}(j\omega_i + \alpha)$$

Note que as funções densidade autoespectral podem ser calculadas a partir da expressão acima, substituindo-se u por y , ou y por u .

Assim, pode-se escrever a função de coerência para o problema em questão como:

$$\tilde{\gamma}_{uy}^2(jw_i) = \frac{\left| \frac{1}{Tf} \frac{1}{Na} \sum_{\beta=1}^{Na} \tilde{U}_{\beta}^*(jw_i) \tilde{Y}_{\beta}(jw_i) \right|^2}{\left[\frac{1}{Tf} \frac{1}{Na} \sum_{\beta=1}^{Na} \tilde{U}_{\beta}^*(jw_i) \tilde{U}_{\beta}(jw_i) \right] \cdot \left[\frac{1}{Tf} \frac{1}{Na} \sum_{\beta=1}^{Na} \tilde{Y}_{\beta}^*(jw_i) \tilde{Y}_{\beta}(jw_i) \right]} \quad (3.13)$$

Simplificando:

$$\gamma_{uy}^2(jw_i + \alpha) = \frac{\left| \sum_{\beta=1}^{Na} U_{\beta}^*(jw_i + \alpha) Y_{\beta}(jw_i + \alpha) \right|^2}{\left[\sum_{\beta=1}^{Na} U_{\beta}^*(jw_i + \alpha) U_{\beta}(jw_i + \alpha) \right] \cdot \left[\sum_{\beta=1}^{Na} Y_{\beta}^*(jw_i + \alpha) Y_{\beta}(jw_i + \alpha) \right]} \quad (3.14)$$

onde: β indica a amostra; Na o número total de amostras realizadas; $U(jw_i + \alpha)$ e $Y(jw_i + \alpha)$ são as FFTs dos sinais $u(t)$ e $y(t)$ modulados pelo decaimento exponencial (α); $i = 1, 2, \dots, m$ sendo m metade do número de pontos de cada amostra e o símbolo $*$ denota o complexo conjugado.

A Equação (3.14) permite determinar em quais frequências a FRF modificada do sistema, calculada pela Equação (3.7) ou Equação (3.8), é confiável, ou seja, em quais frequências a identificação apresenta melhor coerência. Esta informação é utilizada na escolha das regiões de sintonia do controlador PID, como será visto posteriormente.

3.2.4 – A Escolha da Amplitude do Relé

O método de identificação proposto permite ao sistema oscilar numa frequência muito próxima à sua primeira natural. Um cuidado que se deve ter é que excitações próximas à frequência da primeira natural provocam elevadas amplitudes na saída em sistemas com baixo amortecimento. No entanto, esta amplitude não cresce indefinidamente, uma vez que há sempre um certo amortecimento presente e, além disto, os sistemas de um modo geral possuem limitações físicas que impedem o crescimento indefinido dos sinais.

Assim, a escolha da amplitude inicial do relé deve assegurar que as amplitudes de oscilações do sistema estejam dentro da região de medição dos sensores empregados e que

não coloquem em risco a integridade física do processo. Sugere-se que para o primeiro ensaio a amplitude do relé seja pequena, suficiente apenas para permitir uma boa discretização dos sinais. À luz deste ensaio preliminar e admitindo que para uma dada frequência o ganho do sistema é fixo, é possível durante o ensaio e sem nenhum prejuízo para este, modificar a amplitude do relé de tal modo que o sistema oscile dentro da região desejada, atendendo às restrições de sensoriamento e de integridade do teste.

3.2.5 – Determinação do Tempo Final de Cada Ensaio

O tempo final do ensaio é escolhido em função da resolução em frequência desejada para a FRF identificada do sistema (Bendat and Piersol, 1986). Esta resolução deve ser tão mais fina quanto menor for o amortecimento do sistema, buscando caracterizar bem a região do pico da primeira frequência natural.

Depois de iniciado o ensaio, e assim que o sistema atingir a condição de oscilação estacionária, o período de oscilação da primeira natural (T_c) é identificado, e consequentemente o valor da primeira frequência natural (w_c) é conhecido pelo projetista. O valor da resolução em frequência (Δw) é especificado por um fator R que estabelece o número de pontos identificados na FRF do sistema abaixo da primeira natural, ou seja :

$$\Delta w = \frac{w_c}{R} = \frac{2\pi}{NT} \quad (3.15)$$

onde: Δw é a resolução em frequência; w_c é a frequência da primeira natural; N é o número de pontos adquiridos em cada ensaio e T é o tempo de amostragem.

Uma vez estabelecido o tempo de amostragem (T), o número de pontos a serem adquiridos para que a resolução em frequência desejada seja alcançada é dado por:

$$N = \frac{2\pi \cdot R}{T \cdot w_c} \quad (3.16)$$

Uma escolha de R entre 100 e 300 tem mostrado bons resultados experimentais para sistemas com baixo amortecimento.

O tempo final do ensaio (Tf) fica assim definido:

$$Tf = NT \quad (3.17)$$

O valor de Tf , calculado a partir da resolução em frequência, deve ser maior que o tempo necessário para que o sistema atinja a condição de oscilação estacionária. Como a realização do ensaio do relé não necessita de uma escolha refinada do tempo de amostragem é conveniente escolher um intervalo de amostragem pequeno, a fim de dar maior liberdade em frequência para a oscilação do relé. No entanto, limitações de memória e de velocidade de processamento restringem a utilização de um tempo de amostragem muito pequeno. A escolha de um tempo de amostragem maior torna o processo de identificação mais rápido, uma vez que menos pontos são adquiridos e manipulados numericamente. Tal escolha pode ser realizada após uma análise da primeira frequência natural do sistema extraída de um ensaio preliminar. Teoricamente deve-se escolher uma frequência de amostragem pelo menos duas vezes superior à frequência que se quer identificar. Porém, na prática, recomenda-se adotar uma frequência de amostragem de ordem 10 vezes superior à frequência a ser identificada.

3.2.6 – Determinação do Decaimento Exponencial

A escolha do decaimento exponencial (α) é realizada de tal modo que os sinais de saída do relé, $u(t)$, e saída do sistema, $y(t)$, quando modulados pela exponencial, Equação (3.3), assumam valores próximos de zero ao final do ensaio. Assim:

$$e^{-\alpha \cdot Tf} = \delta$$

$$\text{ou} \tag{3.18}$$

$$\alpha = \frac{-\ln(\delta)}{Tf}$$

onde: Tf é o tempo final de cada ensaio; α é o decaimento exponencial e δ o valor final da função exponencial que deve estar no intervalo $10^{-6} \leq \delta \leq 10^{-4}$, conforme Wang et al (1997c).

3.2.7 – O Compensador $Q(s)$

Quando aplicado a sistemas com apenas uma frequência natural, o relé oscila naturalmente na frequência cuja fase do sistema seja de -180° , conforme dito anteriormente. No entanto, tratando-se de sistemas de elevada ordem com várias frequências naturais, ou

seja, vários pontos onde a fase vale -180° , não há garantia sobre qual frequência o sistema oscila no teste do relé.

Quando submetido ao experimento do relé, um sistema com apenas uma frequência natural e operando em regime permanente, atinge a frequência crítica pela esquerda ou pela direita, dependendo do estado da saída do sistema no começo do experimento. Se o estado inicial comporta amplitudes elevadas (superiores à amplitude de oscilação na frequência crítica) a oscilação inicia-se em baixas frequências e sobe até a crítica (Figura 3.2). Se, por sua vez as amplitudes iniciais são baixas, têm-se inicialmente oscilações em alta frequência que evoluem rapidamente para a frequência crítica (Figura 3.3).

Já para sistemas com múltiplas frequências naturais este comportamento é incerto. Estando o sistema em regime permanente e numa condição inicial superior à amplitude de oscilação de um ponto crítico qualquer, é difícil prever em qual frequência o sistema vai operar, uma vez que o sistema apresenta múltiplos pontos críticos (fase de -180°). Ao se variar a condição inicial do sistema, modifica-se o ponto encontrado pelo relé sendo experimentalmente difícil estabelecer uma relação entre a condição inicial e o ponto crítico identificado.

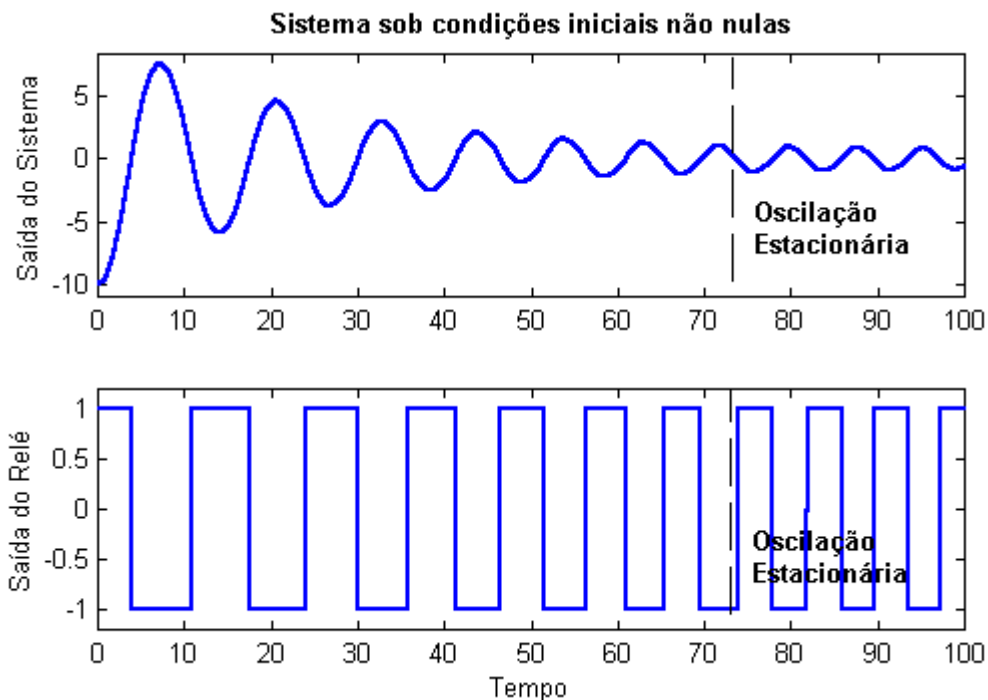


Figura 3.2 – Ensaio do relé para um sistema com apenas uma frequência natural inicialmente em regime permanente com condição inicial superior à amplitude de oscilação estacionária.

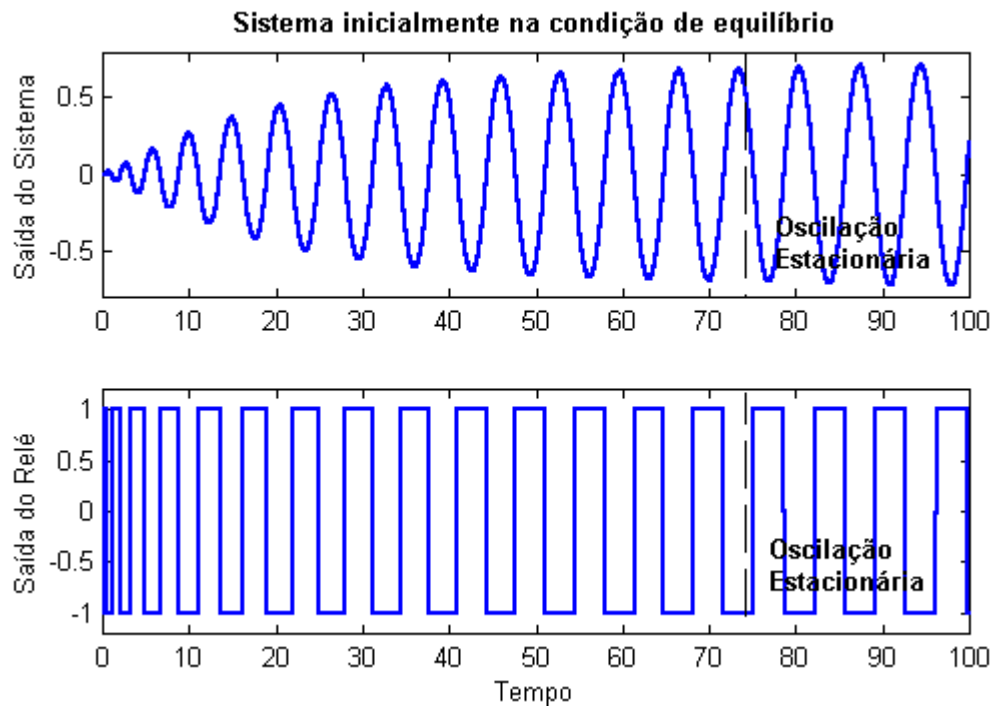


Figura 3.3 – Ensaio do relé para um sistema com apenas uma frequência natural inicialmente em regime permanente na condição de equilíbrio.

Considerando-se ainda este mesmo sistema com múltiplas frequências naturais, porém operando inicialmente em regime permanente e na posição de equilíbrio, quando submetido ao experimento do relé oscila na maior frequência em que a fase esteja próxima de -180° .

Como em uma onda do tipo quadrada (saída do relé e entrada do sistema) predominam as excitações nas frequências ímpares e múltiplas da frequência de oscilação (w_u , onde a fase do sistema vale -180°), o sistema é excitado nas frequências $w_u, 3w_u, 5w_u, \dots$ o que não permite identificar, com qualidade, a FRF do sistema nas frequências inferiores a w_u .

No entanto, normalmente em sistemas com múltiplas frequências naturais, a frequência mais importante é a primeira, precisando portanto ser bem identificada para propiciar uma boa sintonia do controlador PID.

Assim, um sistema com múltiplas frequências naturais, sob a ação do relé, oscila na frequência crítica mais elevada quando o experimento parte da condição de equilíbrio. Como no sistema existem excitações apenas acima da frequência crítica, a identificação da primeira natural não é realizada fielmente. No método proposto, um compensador $Q(s)$ (Figura 3.1) é introduzido para que o sistema estando em regime permanente e na posição de equilíbrio oscile próximo à primeira frequência natural.

Para cumprir este objetivo o compensador deve possuir características de um filtro passa baixa, atenuando as frequências elevadas e não permitindo que o relé seja sensível a

elas. Com apenas o relé na malha o sistema oscila com fase de -180° . Agora com o compensador também inserido na malha, o relé passa a atuar sobre o sistema+compensador e a fase de -180° será dada pela soma da fase do sistema e da fase do compensador.

O método proposto utiliza como compensador um integrador puro ($1/s$) ou um filtro passa-baixa de primeira ordem com frequência de corte muito inferior à primeira natural do sistema ($a/(s+a)$), Equações (3.1) e (3.2). Como tanto o integrador puro quanto o filtro de primeira ordem com frequência de corte muito baixa, possuem fase de -90° em praticamente todas as frequências de interesse (considerando que a frequência de corte do filtro seja muito inferior à primeira natural), o sistema oscila com fase de -90° , já que somando -90° do compensador com -90° do sistema tem-se a fase de -180° do mesmo modo que no caso do relé simples.

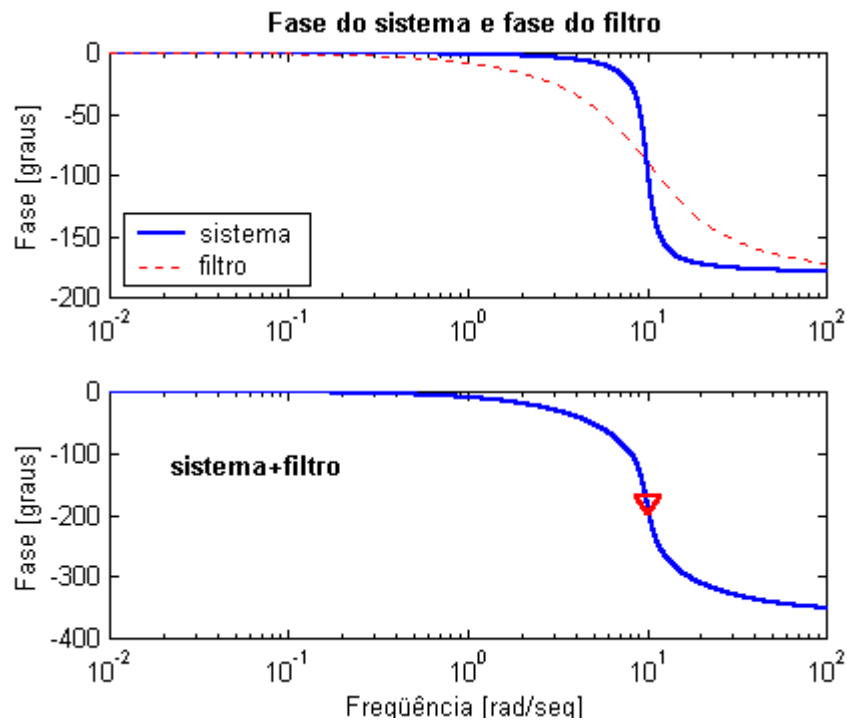


Figura 3.4 – Fase de um sistema de segunda ordem com natural em 10 rad/seg e fase de um filtro passa-baixa de segunda ordem com frequência de corte em 10 rad/seg.

A implementação de filtros de ordem superior também é possível, no entanto não se tem nenhuma garantia sobre a frequência em que o sistema irá oscilar quando sujeito ao experimento, uma vez que a frequência de oscilação é função da frequência de corte do filtro, pois a oscilação sempre ocorre no ponto onde a fase do sistema+compensador vale -180° . Seja, por exemplo, um filtro de segunda ordem monotônico, com frequência de corte de 10 rad/seg e um sistema do tipo zero (com número de pólos na origem igual a zero) com a

primeira natural em 10 rad/seg. Como o filtro de segunda ordem possui na frequência de corte uma fase de -90° e, neste caso, a fase do sistema também vale -90° em 10 rad/seg, tem-se, com o experimento do relé, uma oscilação próxima a 10 rad/seg, o que permite identificar com segurança a primeira natural (Figura 3.4, onde o triângulo indica o ponto de oscilação do relé, que corresponde à fase de -180°). Considere agora um filtro de segunda ordem com uma frequência de corte muito pequena (por exemplo 0.1 rad/seg) e o mesmo sistema anterior. Nestas circunstâncias a fase do filtro vale -180° em regiões onde a fase do sistema é próxima de zero, muito abaixo da primeira natural (Figura 3.5, onde o triângulo indica o ponto de oscilação do relé, que corresponde à fase de -180°). Com isto têm-se oscilações em frequências muito baixas prejudicando a identificação da primeira natural do sistema.

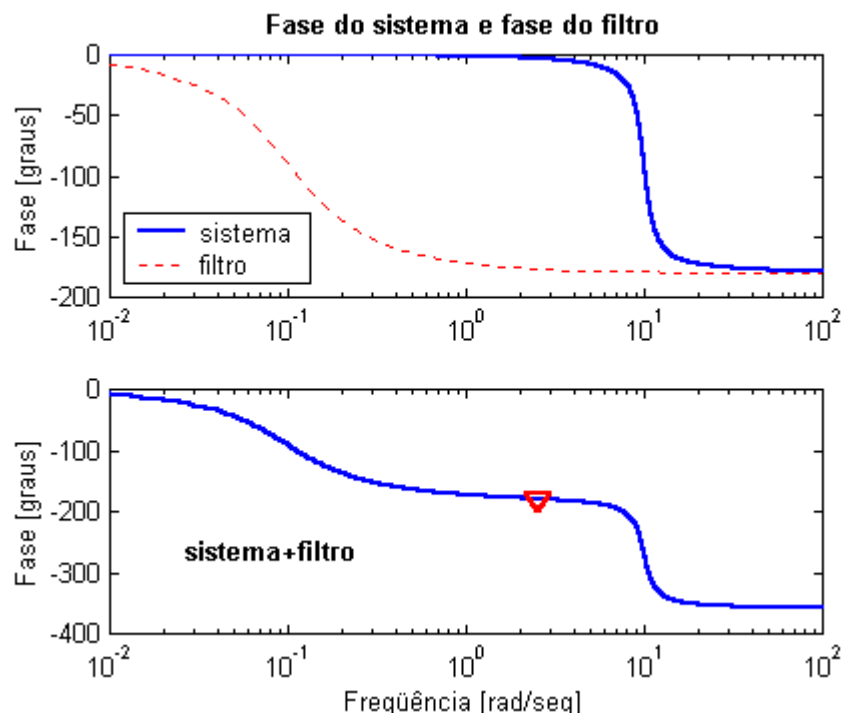


Figura 3.5 – Fase de um sistema de segunda ordem com natural em 10 rad/seg e fase de um filtro passa-baixa de segunda ordem com frequência de corte em 0.1 rad/seg.

3.2.8 – O Sinal de Referência $Ref(t)$

Conforme já mencionado, estando o sistema em regime permanente na posição de equilíbrio e considerando o compensador inserido na malha, o relé quando acionado começa a oscilar em frequências elevadas e diminui até encontrar a primeira frequência natural. Atentando-se para o fato de que uma excitação do tipo onda quadrada introduz no sistema

excitações na frequência da onda e em seus múltiplos ímpares, o ensaio de identificação realizado desta maneira não permite a identificação de pontos da FRF do sistema em frequências abaixo da primeira natural, quando o compensador é utilizado, ou ainda abaixo da frequência crítica quando não se tem o compensador (ensaio padrão do relé).

Objetivando identificar a FRF do sistema em baixas frequências (próximas à região estática) é introduzido no ensaio um sinal de referência, $Ref(t)$, diferente de zero o que obriga o relé a oscilar assimetricamente e introduz um sinal em baixa frequência (quase estático) no sistema. A Figura 3.6 e a Figura 3.7 comprovam este fato.

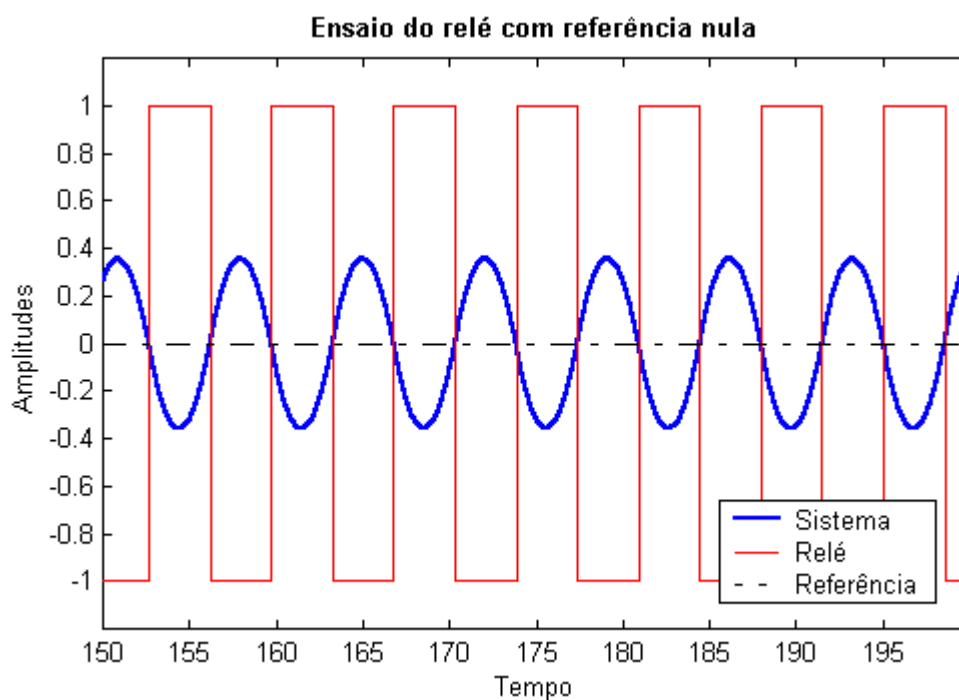


Figura 3.6 – Ensaio do relé com sinal de referência igual a zero: Relé simétrico sem componente estática.

Assim propõe-se como metodologia para identificar o comportamento do sistema em baixas frequências utilizar um sinal de referência $Ref(t)$. No entanto, ao se trabalhar com sistemas com baixo amortecimento, conforme objetivo deste trabalho, a tarefa de escolher um valor para o sinal de referência pode ser complicada, como se vê a seguir.

Uma vez que o relé deve oscilar assimetricamente, é necessário que o sinal de referência assuma valores significativos em relação à amplitude de oscilação estacionária. Ora em sistemas com baixo amortecimento o ganho na primeira natural é muito superior ao ganho estático, assim um valor pequeno para $Ref(t)$ pode não levar à oscilação assimétrica desejada e por outro lado, com um valor elevado o sistema pode até mesmo não oscilar.

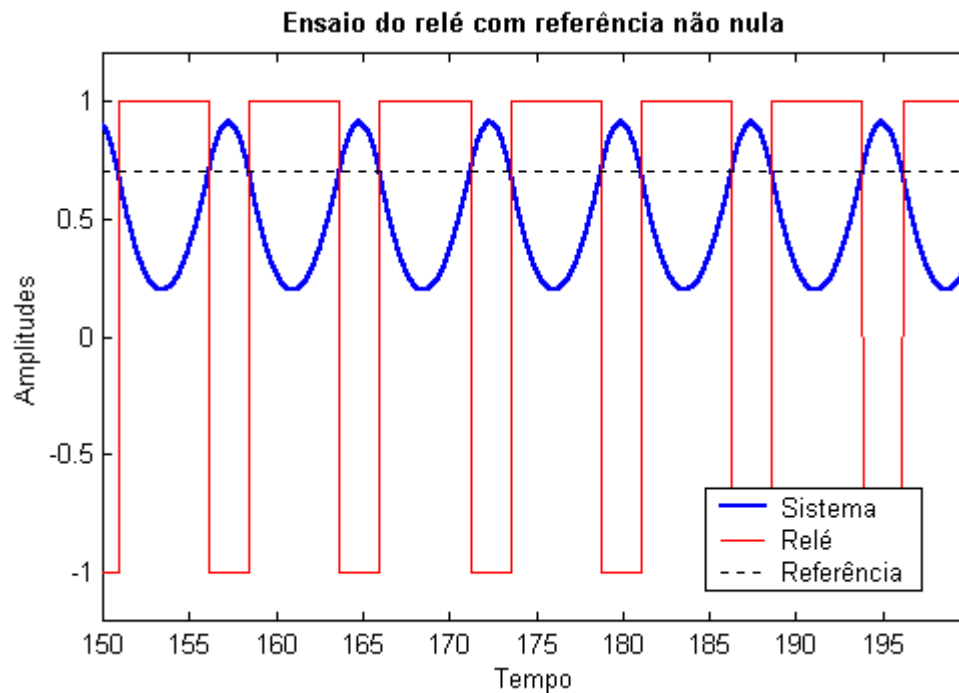


Figura 3.7 – Ensaio do relé com sinal de referência diferente da condição de equilíbrio ($Ref(t) = 0.7$): Relé assimétrico com componente estática.

Para melhor compreensão deste fenômeno, seja um sistema com baixo amortecimento que apresente ganho estático da ordem de 0.5 e ganho na primeira natural de 10.0 . Suponha que um relé com amplitude igual a 1.0 seja inserido no sistema. Ao ser acionado o relé, o sistema, que se encontra em regime permanente na condição de equilíbrio igual a zero, passa a ter neste primeiro período de oscilação uma amplitude da ordem de $0.5 \cdot 1.0 = 0.5$. Após o sistema encontrar a oscilação estacionária (para facilitar a apresentação do exemplo é desconsiderado a aproximação por função descritiva para o sinal do relé, e supõe-se que o compensador possui ganho unitário) o mesmo irá oscilar com uma amplitude de aproximadamente $10.0 \cdot 1.0 = 10.0$. Um sinal de referência significativo que mantenha a oscilação assimétrica do relé durante a condição estacionária está em torno de 5.0 , por exemplo. Admitindo que seja este o sinal de referência escolhido, note que ao se iniciar o ensaio com a referência de 5.0 e amplitude do relé de 1.0 , o relé não irá oscilar pois inicialmente a saída do sistema, que irá compor o sinal de entrada do relé, atinge uma amplitude da ordem de 0.5 , muito aquém da referência 5.0 . Como o sinal de referência é muito superior ao valor da amplitude inicial o chaveamento do relé não ocorre impossibilitando a realização do ensaio, que se torna um ensaio do tipo degrau com o sistema convergindo para 0.5 .

Em sistemas muito amortecidos, onde o ganho estático é próximo ao ganho na primeira natural, esta dificuldade de se estabelecer uma referência fixa não acontece, pois a escolha de um sinal significativo em relação à amplitude da oscilação estacionária é capaz de promover o chaveamento inicial do relé.

Buscando superar este obstáculo é proposto um detector de pico e vale que atue sobre o sinal de saída do compensador sendo que, a cada período de oscilação, o sinal de referência é alterado em função do pico e vale identificados no período anterior. Inicialmente o sinal de referência é nulo, ou igual à condição de equilíbrio, e posteriormente o mesmo é atualizado à medida que a amplitude de oscilação do sinal do compensador se modifica.

O sinal de referência variável é então calculado pela expressão:

$$Ref(t) = nref(pc - vl) + vl \quad (3.19)$$

Sendo que $nref$ (nível da referência) assume valores entre 0.6 e 0.9. Os valores pc e vl são o pico e vale do sinal de saída do compensador $yq(t)$ identificados no período anterior. Quando $nref$ vale 0.5 o valor do sinal de referência é igual ao valor médio da oscilação do sinal do compensador, com o relé oscilando de modo simétrico.

Esta metodologia garante que o relé sempre está sobre oscilação assimétrica com a vantagem do sinal de referência ser determinado automaticamente. A metodologia de detecção do pico e vale do sinal do compensador é descrita no próximo item.

3.2.9 – O Detector de Pico e Vale

O detector de pico, e de vale, é implementado para possibilitar o emprego de um sinal de referência não nulo, ou diferente da condição de equilíbrio, habilitando assim a identificação de pontos em baixa frequência da FRF do sistema a ser controlado. O método é aplicado sobre o sinal de saída, $yq(t)$, do compensador.

Considere um sinal adquirido $yq(t)$ e admita que se conheça três pontos deste sinal $yq(t-2dT)$, $yq(t-dT)$, $yq(t)$, onde d é o atraso entre os pontos analisados que deve ser igual ou superior à unidade e inferior à metade do número de pontos adquiridos em um período de oscilação e, T é o tempo de amostragem. O algoritmo proposto para a identificação do pico de um sinal é verificar a cada intervalo de amostragem:

$$\text{Se} \quad yq(t - 2dT) \leq yq(t - dT) \geq yq(t) \quad (3.20)$$

$$\text{Então} \quad pc = yq(t - dT)$$

onde: t denota o instante de tempo; d o atraso dado no sinal; T o tempo de amostragem e pc o valor de pico no período de análise.

Note que o algoritmo acima realiza a identificação de picos positivos, no entanto a identificação de picos negativos (vales), ou mesmo ambos (picos e vales), pode ser feita apenas alterando-se os sinais de desigualdade do algoritmo.

Para melhor compreensão considere o seguinte exemplo de um sinal qualquer no tempo, dado na Figura 3.8 abaixo, juntamente com os pontos a serem analisados ($A1$, $A2$, $A3$, $B1$, $B2$, $B3$, $C1$, $C2$, $C3$, $D1$, $D2$, $D3$).

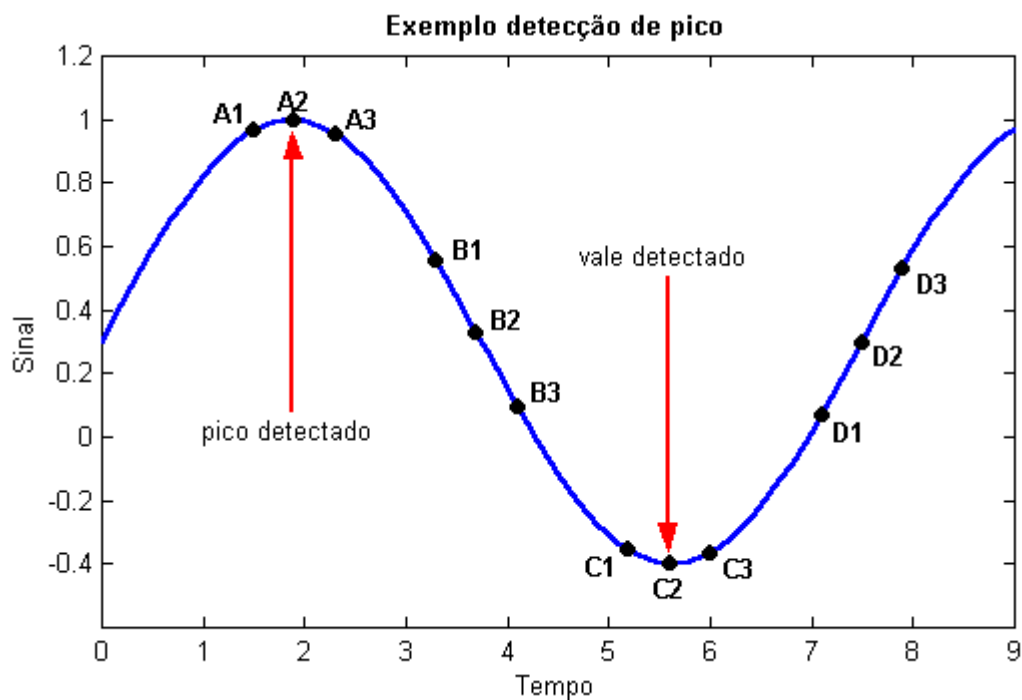


Figura 3.8 – Exemplo de aplicação do detector de pico.

Considerando que os índices 1, 2 e 3 referem-se aos pontos $yq(t-2d)$, $yq(t-d)$ e $yq(t)$ respectivamente, e que o valor de d é fixo, tem-se que o único ponto da figura que satisfaz o algoritmo da Equação (3.20) é o ponto A2, que é ponto de pico do sinal. Da mesma forma, invertendo-se os sinais de desigualdade da Equação (3.20) tem-se a identificação do ponto C2 como ponto de vale.

3.3 – O MÉTODO DE SINTONIA COMPLETO

De posse da função resposta em frequência do sistema, ou da FRF modificada, o próximo passo é realizar a sintonia propriamente dita do controlador. Basicamente este método de sintonia consiste em se ajustar os ganhos (K_p , K_i , K_d) do controlador PID minimizando o erro entre a FRF do sistema+controlador em malha aberta e a FRF desejada em malha aberta, que atende aos requisitos postos pelo operador.

Assim, inicialmente é especificada uma resposta em frequência desejada em malha fechada para o sistema+controlador, que, por facilidade de interpretação e conhecimento, pode ser o clássico sistema de segunda ordem:

$$H_r(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (3.21)$$

onde: w_n é a frequência natural desejada e ξ o fator de amortecimento desejado.

Os parâmetros (ξ e w_n) da resposta em malha fechada desejada (H_r) devem ser especificados pelo operador. A escolha destes parâmetros pode ser efetuada sobre especificações de margem de fase e margem de ganho, tempos de subida, tempo de acomodação ou constante de tempo, banda passante, etc. O método proposto utiliza a configuração da equação acima para especificar a resposta em frequência desejada, no entanto, nada impede que se utilize outra configuração. A especificação da resposta desejada deve estar de acordo com as limitações físicas da estrutura do controlador e do sistema a ser controlado, tais como saturação do esforço de controle, tempo de aquisição e controle, nível de ruído presente no sinal, etc.

Da resposta desejada em malha fechada é possível derivar a resposta em malha aberta desejada para o sistema controlado:

$$G_r(s) = \frac{H_r(s)}{1 - H_r(s)} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s} \quad (3.22)$$

O que permite encontrar a resposta em frequência modificada em malha aberta desejada:

$$\tilde{G}_r(jw_i^f) = G_r(jw_i^f + \alpha) = \frac{H_r(jw_i^f + \alpha)}{1 - H_r(jw_i^f + \alpha)} = \frac{w_n^2}{(jw_i^f + \alpha)^2 + 2\xi w_n(jw_i^f + \alpha)} \quad (3.23)$$

onde: w_i^f denota as freqüências onde o controlador será sintonizado e α é o coeficiente do decaimento exponencial, Equação (3.18).

Considerando o controlador PID dado pela seguinte estrutura:

$$G_c(s) = Kp + \frac{Ki}{s} + Kds \quad (3.24)$$

ou ainda:

$$\tilde{G}_c(jw_i^f) = Kp + \frac{Ki}{(jw_i^f + \alpha)} + Kd \cdot (jw_i^f + \alpha) \quad (3.25)$$

onde: w_i^f são as freqüências em que o ajuste (sintonia) é realizado.

Os ganhos (Kp , Ki , Kd) do controlador PID são encontrados a partir da minimização do erro médio quadrático definido entre a curva da resposta em freqüência do sistema+controlador em malha aberta e a curva da resposta em freqüência desejada em malha aberta, ou seja minimizando:

$$\min_{Kp, Ki, Kd} \mathcal{V} = \left[\sum_{i=1}^{N_f} \left| \tilde{G}_p(jw_i^f) \tilde{G}_c(jw_i^f) - \tilde{G}_r(jw_i^f) \right|^2 \right] \quad (3.26)$$

onde: N_f é o número de freqüências em que o ajuste é realizado.

A solução por mínimos quadrados da equação acima fornece os ganhos (Kp , Ki , Kd) do controlador PID:

$$X = (A^T A)^{-1} A^T B \quad (3.27)$$

onde:

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{bmatrix} \text{real}(\Psi) \\ \text{imag}(\Psi) \end{bmatrix} \\
 B &= \begin{bmatrix} \text{real}(\Omega) \\ \text{imag}(\Omega) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} G_p(jw_1^f + \alpha) & \frac{G_p(jw_1^f + \alpha)}{jw_1^f + \alpha} & (jw_1^f + \alpha) \cdot G_p(jw_1^f + \alpha) \\ \hline G_p(jw_2^f + \alpha) & \frac{G_p(jw_2^f + \alpha)}{jw_2^f + \alpha} & (jw_2^f + \alpha) \cdot G_p(jw_2^f + \alpha) \\ \hline \vdots & \vdots & \vdots \\ \hline G_p(jw_{N_f}^f + \alpha) & \frac{G_p(jw_{N_f}^f + \alpha)}{jw_{N_f}^f + \alpha} & (jw_{N_f}^f + \alpha) \cdot G_p(jw_{N_f}^f + \alpha) \end{bmatrix} \tag{3.29}$$

$$\Omega = \begin{bmatrix} G_r(jw_1^f + \alpha) \\ G_r(jw_2^f + \alpha) \\ \vdots \\ G_r(jw_{N_f}^f + \alpha) \end{bmatrix} \tag{3.30}$$

e

$$X = [Kp \quad Ki \quad Kd]^T \tag{3.31}$$

As frequências de ajuste w_i^f ($i=1,2,\dots,N_f$) são as frequências onde a curva de reposta em frequência do sistema+controlador é ajustada à curva de resposta em frequência desejada. Estas frequências são encontradas observando-se a função de coerência, $\gamma_{uy}^2(jw_i)$, de modo que as frequências de ajuste são aquelas em que a função de coerência assume valores acima de 0.95, ou seja onde a identificação do sistema foi realizada com sucesso. Ao se utilizar o

ensaio de identificação proposto duas regiões da FRF do sistema se destacam: a região de nível estático (baixas frequências) e a região próxima à primeira frequência natural.

3.4 – O MÉTODO DE IDENTIFICAÇÃO SIMPLIFICADO

A maioria dos sistemas físicos pode ser representada satisfatoriamente por apenas dois pontos da função resposta em frequência, quais sejam o ponto estático (ganho DC) e o ponto na primeira frequência natural. Assim é possível simplificar o ensaio de identificação e sintonia trabalhando-se com apenas dois pontos da FRF identificada do sistema. São propostas a seguir duas metodologias para a identificação destes dois pontos da FRF do sistema: relé + degrau e relé + onda quadrada, sendo que em ambos os casos a metodologia de sintonia é a mesma.

3.4.1 – Identificação com Relé + Degrau

Este ensaio, conforme dito anteriormente, pretende identificar dois pontos da resposta em frequência do sistema: o ganho estático e o ponto da primeira natural. Para tal, o ensaio de identificação é dividido em duas etapas: (i) – identifica-se o ponto na primeira natural do sistema utilizando o ensaio do relé realimentado; (ii) – identifica-se o ganho estático (ganho DC) do sistema com o auxílio de um ensaio do tipo degrau. Em Bi et al (2000) o ensaio do relé padrão seguido por um ensaio do tipo degrau é realizado para identificar os parâmetros de um sistema de segunda ordem (ver item 2.5.2 do Capítulo II).

O ensaio do relé realimentado para a identificação do ponto na primeira natural é realizado conforme a Figura 3.1. No entanto, o sinal de referência, $Ref(t)$, não é mais variável e diferente de zero, é nulo, ou igual ao estado de equilíbrio do sistema. O ensaio realizado deste modo, faz com que o sistema, sob a ação do relé, entre em condição de oscilação estacionária em uma frequência muito próxima da primeira natural.

Uma vez estando o sistema em regime de oscilação estacionária, o período de oscilação (T_c) - e conseqüentemente a frequência de oscilação (w_c) - é identificado. Posteriormente um determinado número de períodos (η) do sinal de saída do relé, $u(t)$, e da saída do sistema, $y(t)$, são adquiridos. O valor de η deverá ser tão maior quanto mais elevados forem os ruídos presente nos sinais. Considerando que:

$$N = \eta \frac{T_c}{T} \quad (3.32)$$

onde: N é o número de pontos adquiridos e T o tempo de amostragem.

O valor da resposta em freqüência do sistema na primeira freqüência natural é identificado utilizando-se a Transformada Rápida de Fourier para um sinal periódico:

$$G(jw_c) = \frac{\sum_{k=0}^N \{y(kT) [\cos(w_c kT) - j \cdot \sin(w_c kT)]\}}{\sum_{k=0}^N \{u(kT) [\cos(w_c kT) - j \cdot \sin(w_c kT)]\}} \quad (3.33)$$

onde: T é o tempo de amostragem

Para que a equação acima possa ser aplicada é necessário que o sistema se encontre sobre oscilação estacionária e os sinais do relé e do sistema sejam praticamente simétricos. Caso o relé oscile assimetricamente é necessário aplicar o método de identificação apresentado no item seguinte.

Com a identificação da resposta do sistema na freqüência da primeira natural, Equação (3.33), procede-se com a determinação do ganho estático do sistema utilizando-se um ensaio do tipo degrau. Uma entrada constante é aplicada ao sistema e, uma vez atingido o regime permanente os valores dos estados finais do sistema, $y(\infty)$, e da entrada degrau, $u(\infty)$, são registrados. O ganho estático ($G(0) = G_{DC}$) é computado como:

$$G_{DC} = \frac{y(\infty)}{u(\infty)} \quad (3.34)$$

Assim os dois pontos de interesse da resposta em freqüência do sistema, ganho estático e resposta na primeira natural, são identificados. O próximo passo é a sintonia propriamente dita do controlador que será apresentada mais adiante (item 3.5).

3.4.2 – Identificação do Relé + Onda Quadrada

O método de identificação simplificado apresentado no item anterior não pode ser utilizado em sistemas que apresentam oscilações assimétricas quando sujeitos ao ensaio do relé com compensador. Propõe-se como alternativa realizar um ensaio em dois estágios: (i) – realização do ensaio do relé para identificação do valor da frequência da primeira natural; (ii) – geração de uma onda quadrada na primeira natural somada a um sinal estático.

Primeiramente é realizado o ensaio com relé conforme a configuração mostrada na Figura 3.1, diferindo-se apenas no fato de a referência, $Ref(t)$, agora ser nula, ou igual à condição de equilíbrio do sistema. Depois de iniciado o ensaio, identifica-se o período de oscilação da primeira natural (T_c) e consequentemente o valor da primeira frequência natural (w_c).

A próxima etapa consiste em introduzir no sistema, em malha aberta, uma onda quadrada simétrica com frequência igual a w_c somada a um sinal estático (u_{DC}). Uma vez encontrado o regime estacionário de oscilação adquire-se um certo número de períodos (η) dos sinais de entrada e de saída do sistema. O valor de η deve ser tão mais elevado quanto maior o nível de ruído presente nos sinais adquiridos. Assim, o número de pontos adquiridos (N) é dado por:

$$N = \eta \frac{T_c}{T} \quad (3.35)$$

onde: T é o tempo de amostragem.

A resposta do sistema na primeira natural, $G(jw_c)$, é computada utilizando-se a Transformada Rápida de Fourier para um sinal periódico:

$$G(jw_c) = \frac{\sum_{k=0}^N \{y(kT) [\cos(w_c kT) - j \cdot \sin(w_c kT)]\}}{\sum_{k=0}^N \{u(kT) [\cos(w_c kT) - j \cdot \sin(w_c kT)]\}} \quad (3.36)$$

onde: T é o tempo de amostragem.

O ganho estático (G_{DC}) é encontrado pela razão entre os valores médios dos sinais de saída do relé e do sistema:

$$G_{DC} = \frac{\frac{\sum_{k=0}^N y(kT)}{N}}{\frac{\sum_{k=0}^N u(kT)}{N}} = \frac{\sum_{k=0}^N y(kT)}{\sum_{k=0}^N u(kT)} \quad (3.37)$$

Das Equações (3.36) e (3.37) tem-se a determinação da resposta do sistema na primeira natural e do ganho estático, respectivamente. Nota-se que este método é mais generalista que o primeiro uma vez que pode ser aplicado para sistemas que se comportam de maneira simétrica ou assimétrica quando sujeitos ao ensaio do relé.

Uma onda harmônica (como uma senóide) pode ser utilizada para a identificação simplificada. No entanto, a geração "on-line" da onda quadrada é mais simples, facilitando a implementação do método em microprocessadores de baixa capacidade, uma vez que os dados adquiridos podem ser armazenados em memórias externas e processados logo após o ensaio, já que a identificação – Equações (3.36) e (3.37) – necessita de maior tempo de processamento.

3.5 – O MÉTODO DE SINTONIA SIMPLIFICADO

Uma vez obtidos os dois pontos da resposta em frequência do sistema o método de ajuste dos ganhos (K_p , K_i , K_d) do controlador PID proposto no item 3.3 pode ser simplificado, mantendo, no entanto o princípio da minimização do erro médio quadrático entre a resposta em frequência do sistema+controlador em malha aberta e a resposta em frequência em malha aberta desejada.

A resposta desejada em malha aberta para o sistema controlado deve ser especificada do mesmo modo que no item 3.3 (Equações (3.21) e (3.22)).

Considerando os seguintes pontos identificados do sistema:

- ponto estático

$$G_p^{W_{dc}} = c_p + jd_p \quad (3.38)$$

- ponto na primeira natural

$$G_p^{W_c} = a_p + jb_p \quad (3.39)$$

Considerando ainda os seguintes pontos da resposta em frequência desejada em malha aberta:

- ponto estático

$$G_r^{W_{dc}} = c_r + jd_r \quad (3.40)$$

- ponto na primeira natural do sistema

$$G_r^{W_c} = a_r + jb_r \quad (3.41)$$

Seja o controlador PID dado pela Equação (3.24) rescrito como:

$$G_c(jw) = Kp - \frac{jKi}{w} + jwKd \quad (3.42)$$

onde: $w = [w_{dc}, w_c]$ representam a frequência estática e a primeira natural respectivamente.

Ajustando a resposta em frequência do sistema+controlador à resposta desejada em malha aberta tem-se:

$$\begin{cases} G_p^{W_{dc}} \cdot G_c(jw_{dc}) = G_r^{W_{dc}} \\ G_p^{W_c} \cdot G_c(jw_c) = G_r^{W_c} \end{cases} \quad (3.43)$$

Substituindo cada termo da equação acima:

$$\begin{cases} (c_p + jd_p) \left(Kp - \frac{jki}{w_{dc}} + jw_{dc}Kd \right) = c_r + jd_r \\ (a_p + jb_p) \left(Kp - \frac{jki}{w_c} + jw_cKd \right) = a_r + jb_r \end{cases} \quad (3.44)$$

Da mesma forma que no item 3.3, separando-se as variáveis em partes reais e imaginárias, tem-se o sistema de equações:

$$\begin{bmatrix} c_p & \frac{d_p}{w_{dc}} & -w_{dc}d_p \\ a_p & \frac{b_p}{w_c} & -w_cb_p \\ d_p & -\frac{c_p}{w_{dc}} & w_{dc}c_p \\ b_p & -\frac{a_p}{w_c} & w_ca_p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Kp \\ Ki \\ Kd \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_r \\ a_r \\ d_r \\ b_r \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

O sistema de equações acima apresenta quatro equações para apenas três incógnitas. A solução deste sistema é facilmente encontrada por mínimos quadrados. Porém é possível transformar o sistema acima em um outro sistema de 3 equações e 3 incógnitas, que pode ser solucionado de modo mais simples e rápido.

Lembrando que o ponto estático, Equação (3.38), do sistema (que não significa frequência nula, mas sim uma frequência muito baixa comparada à natural do sistema) possui fase igual a zero para grande maioria dos sistemas, é razoável dizer que o ponto estático trata-se de um ponto real possuindo parte imaginária nula, ou seja:

$$d_p = 0 \Rightarrow G_p^{w_{dc}} = c_p \quad (3.46)$$

Lembrando ainda que o ponto estático da resposta em frequência em malha aberta desejada, Equação (3.22), possui uma defasagem de -90° , o valor da resposta estática desejada pode ser considerado um número imaginário puro deixando o sinal negativo por conta do parâmetro d_r , ou seja:

$$c_r = 0 \Rightarrow G_r^{w_{dc}} = jd_r \quad (3.47)$$

Assim o sistema da Equação (3.45) pode ser rescrito como:

$$\begin{bmatrix} c_p & 0 & 0 \\ a_p & \frac{b_p}{w_c} & -w_c b_p \\ 0 & -\frac{c_p}{w_{dc}} & w_{dc} c_p \\ b_p & -\frac{a_p}{w_c} & w_c a_p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Kp \\ Ki \\ Kd \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ a_r \\ d_r \\ b_r \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

A solução da primeira equação do sistema acima fornece $Kp = 0$, o que não é uma solução desejada, por ser muito particular. Assim esta primeira equação do sistema é eliminada e os ganhos do controlador podem ser encontrados pela solução do sistema de equações:

$$\begin{bmatrix} a_p & \frac{b_p}{w_c} & -w_c b_p \\ 0 & -\frac{c_p}{w_{dc}} & w_{dc} c_p \\ b_p & -\frac{a_p}{w_c} & w_c a_p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Kp \\ Ki \\ Kd \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_r \\ d_r \\ b_r \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

cuja solução é trivial.

Embora pequena, existem diferenças entre os controladores encontrados nas Equações (3.27) e (3.49). Estas diferenças decorrem de dois fatores principais: (i) – da simplificação adotada do segundo método que anulou os parâmetros d_p e c_r , quando na realidade eles são próximos de zero e não nulos; (ii) – e do fato do controlador obtido pelo método completo, Equação (3.27), utilizar muitos pontos da FRF do sistema para fazer o ajuste enquanto que o método simplificado, Equação (3.49), utiliza apenas dois pontos para calcular o PID.

Vale lembrar que estes métodos simplificados realizam apenas um ensaio, coletando os dados para a identificação em apenas um certo número de oscilações do sistema. Quando o nível de ruído e/ou perturbações externas é elevado não é aconselhável a utilização do método simplificado, mas sim do método completo apresentado nos itens 3.2 e 3.3.

3.6 – O DIFERENCIADOR APROXIMADO

Em sistemas com elevado nível de ruído presentes nos sinais, a utilização de controladores com parcelas diferenciadoras pode levar o sistema à instabilidade. Isto ocorre, uma vez que a grande maioria dos ruídos encontram-se em elevadas frequências e, no caso do controlador PID simples, a parcela derivada fornece um ganho que tende ao infinito com o aumento da frequência.

Assim, ao se trabalhar com sistemas ruidosos é aconselhável substituir o diferenciador simples do PID pelo diferenciador aproximado (Kwakernaak and Sivan, 1972):

$$\frac{s}{\left(\frac{s}{\text{polo}} + 1\right)} = \frac{s \cdot \text{polo}}{(s + \text{polo})} \quad (3.50)$$

onde: *polo* assume valores elevados, de forma a aproximar a expressão acima ao diferenciador ideal em baixas frequências.

O diferenciador aproximado torna o controlador PID um sistema próprio, portanto fisicamente realizável.

É razoável escolher o valor do pólo como sendo da ordem de 10 vezes acima da frequência mais relevante no processo. Tem-se duas principais frequências na grande maioria dos processos: a frequência natural da resposta desejada para o sistema controlado (w_n) e a primeira frequência natural do sistema (w_c).

Enquanto o diferenciador simples apresenta um ganho infinito em elevadas frequências, o diferenciador aproximado apresenta um ganho que converge para o valor de $K_d \cdot \text{polo}$. Na Figura 3.9 é mostrada uma comparação entre um PID com o diferenciador simples e um controlador PID com o diferenciador aproximado com pólo em 50 rad/seg.

O controlador PID com diferenciador simples, dado pela Equação (3.24), com a utilização do diferenciador aproximado é rescrito como:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \frac{\text{polo} \cdot s}{s + \text{polo}} \quad (3.51)$$

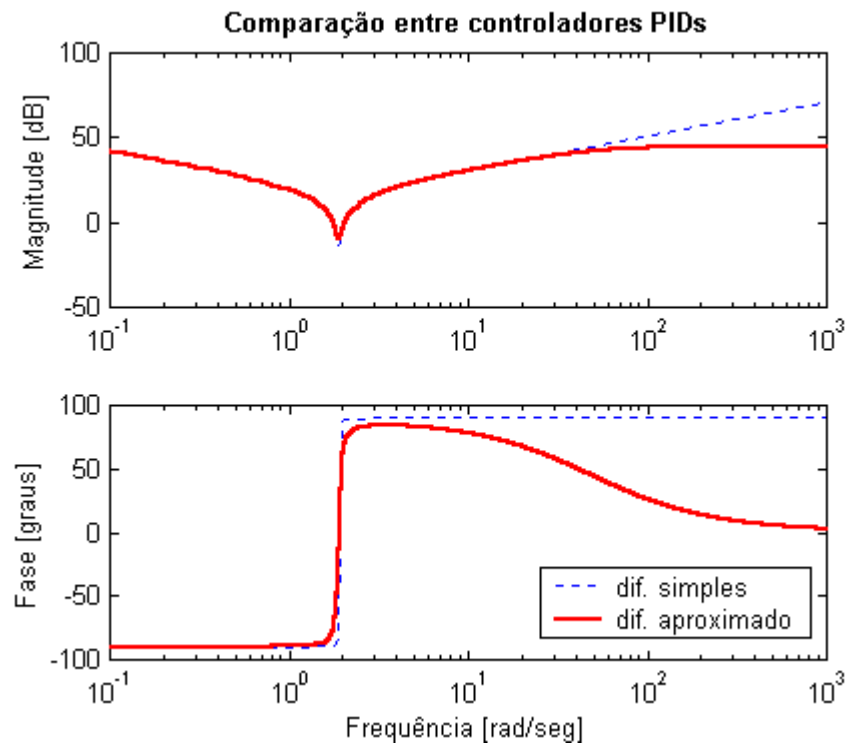


Figura 3.9 – Comparação entre controladores PID's com diferenciador simples e com o diferenciador aproximado com pólo em 50 rad/seg.

Escolhendo-se corretamente o valor de *polo* não é necessário utilizar a expressão acima na sintonia do controlador PID. O controlador pode ser sintonizado com o diferenciador simples e no momento de controle o diferenciador aproximado é utilizado.

Como para sistemas complexos com múltiplas frequências naturais a sintonia do PID é realizada apenas sobre uma banda de frequência, já que este tipo de controlador não possui liberdade suficiente para atender a todas as regiões, a utilização do diferenciador aproximado pode diminuir fortemente a influência de ruídos em frequências elevadas. Estes ruídos, presentes em frequências para as quais o controlador PID não está ajustado, podem instabilizar o sistema, principalmente se estiverem próximos de alguma frequência natural do sistema.

3.7 – O CONTROLADOR PID DISCRETO

Com o custo cada vez mais baixo da eletrônica digital e dos microprocessadores, a tendência é que os controladores sejam cada vez mais implementados na forma discreta. Os controladores implementados nas simulações numéricas apresentadas no Capítulo IV e nos experimentos do Capítulo V são todos discretos.

Ao se rescrever o controlador PID contínuo em sua estrutura paralela, dado pela Equação (3.24), tem-se:

$$G_c(s) = Kp + \frac{Ki}{s} + Kd \cdot s \quad (3.52)$$

Utilizando-se o Método da Transformação de Tustin (Ogata, 1987) tem-se a seguinte relação entre o plano contínuo (s) e o plano discreto (z):

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (3.53)$$

onde T é o tempo de amostragem.

Aplicando-se esta transformação na Equação (3.52) tem-se para o controlador PID discreto:

$$G_c(z) = Kp + Ki \cdot \frac{T(z+1)}{2(z-1)} + Kd \cdot \frac{2(z-1)}{T(z+1)} \quad (3.54)$$

De modo análogo aplicando-se o Método da Transformação de Tustin ao PID contínuo com diferenciador aproximado, Equação (3.51), tem-se:

$$G_c(z) = Kp + Ki \cdot \frac{T(z+1)}{2(z-1)} + Kd \cdot \frac{2 \cdot polo(z-1)}{2(z-1) + T \cdot polo(z+1)} \quad (3.55)$$

3.8 – AS METODOLOGIAS PROPOSTAS PASSO A PASSO

Nesta seção, as metodologias propostas são apresentadas de forma resumida, passo a passo, buscando oferecer uma idéia clara e geral de cada metodologia. Em primeiro lugar é apresentada a metodologia completa (identificação e sintonia) e posteriormente a metodologia simplificada.

No Anexo II encontram-se figuras ilustrativas referentes ao programa de identificação, sintonia e controle experimental, desenvolvido para se trabalhar com os sistemas relatados no Capítulo V. Nas figuras do programa é possível visualizar todas as etapas das metodologias completa e simplificada.

3.8.1 – Método Completo: Identificação

Inicia-se o processo de identificação com a escolha do compensador $Q(s)$ (seção 3.2.7) e do valor final do decaimento exponencial (seção 3.2.6). Sugere-se inicialmente que $Q(s)$ seja um integrador e que o valor final do decaimento exponencial valha 10^{-6} .

Uma vez definidos os parâmetros acima, deve-se proceder com as seguintes etapas:

1. Escolha do tempo de aquisição (T): o valor de T pode ser escolhido após um ensaio preliminar, tendo-se utilizado o menor tempo de aquisição disponível (seção 3.2.5). Do valor do tempo de aquisição deriva-se a frequência máxima identificada.
2. Escolha da amplitude de oscilação do relé: o valor da amplitude do relé pode ser derivado de um ensaio preliminar, onde, para este ensaio preliminar, deve-se utilizar valores pequenos para a amplitude, caso não se conheça o sistema (seção 3.2.4).
3. Escolha do tempo de duração de cada ensaio (Tf): este valor deve ser escolhido em função da resolução em frequência ($\Delta\omega$) e do tempo necessário para que o sistema atinja a condição de oscilação estacionária (seção 3.2.5).
4. Escolha do nível de referência ($nref$): o nível de referência deve estar entre 0.6 e 0.9, sendo que quanto maior o valor de $nref$ mais facilmente se identifica o sistema em baixas frequências (seção 3.2.8).
5. Escolha do número de ensaios a serem realizados (Na): o número de ensaios deve ser escolhido em função do nível de ruído e perturbações presentes no sistema. Quanto maior o nível de interferência, maior deve ser o valor de Na (seção 3.2.2).
6. Realização do ensaio de identificação completo (seção 3.2).

3.8.2 – Método Completo: Sintonia

Após a realização do ensaio de identificação, e naturalmente de posse da FRF do sistema a ser controlado, o próximo passo é a sintonia do controlador PID, que é executada conforme as seguintes etapas:

1. Fornecer os pontos onde ocorrerá a sintonia em frequência do controlador: estes pontos podem ser fornecidos pelo operador, após análise da FRF identificada e da função de coerência, ou ainda automatizando-se o processo de sintonia, que busca automaticamente as regiões onde a coerência assume valores satisfatórios (seções 3.2.3 e 3.3)., ou seja, nas regiões estática e próximo à primeira natural.
2. Especificação dos parâmetros ξ e w_n da resposta desejada em malha fechada: a especificação deste parâmetros deve ser feita pelo operador em função de requisitos a serem atingidos pelo sistema controlado (seção 3.3).
3. Realização do processo de sintonia e determinação dos ganhos (K_p , K_i e K_d) do controlador PID (seção 3.3).

3.8.3 – Método Simplificado: Identificação

Tem-se também a possibilidade de sintonizar o controlador PID de um modo mais simples sem a utilização da FRF, identificando-se apenas dois pontos da resposta em frequência do sistema: ponto em baixas frequências (ganho estático) e ponto na primeira natural. A seguir tem-se as etapas do método de identificação simplificado:

1. Escolha do tempo de aquisição (T): este valor deve ser escolhido em função de limitações de "hardware", sendo que é desejável que ele assuma o menor valor possível para que o relé oscile com frequência bem próxima à primeira natural do sistema.
2. Escolha da amplitude de oscilação do relé: o valor da amplitude do relé pode ser derivado a partir de um ensaio preliminar. Inicialmente deve-se utilizar valores pequenos para a amplitude, caso não se conheça o sistema.
3. Escolha do tempo final do ensaio de identificação (T_f): o tempo final deve ser escolhido tal que o sistema tenha atingido a condição de oscilação estacionária.
4. Determinação da primeira frequência natural do sistema utilizando-se o ensaio do relé com o compensador e o sinal de referência nulo (seção 3.4.2).

5. Especificação do valor estático a ser introduzido no sistema (u_{DC}): este valor estático será somado à onda quadrada que será gerada para a identificação do sistema. Assim, o valor estático deve ser da mesma ordem de grandeza que a amplitude do relé, que agora é a amplitude da onda quadrada (seção 3.4.2).
6. Especificação do número de períodos utilizados para a identificação (η): o número de períodos é função da quantidade de ruídos e perturbações no sistema. Quanto maior o nível de interferência, maior deve ser o número de períodos utilizados na identificação (seção 3.4.2).
7. Geração da onda quadrada e identificação do ganho estático e do ganho e fase do sistema próximo à primeira natural (seção 3.4.2).

3.8.4 – Método Simplificado: Sintonia

Com a identificação dos dois pontos da FRF do sistema (ponto estático e próximo à primeira natural do sistema) procede-se com a realização da sintonia propriamente dita do controlador PID, conforme as seguintes etapas:

1. Especificação dos parâmetros ξ e w_n da resposta desejada em malha fechada: estes parâmetros devem ser especificados conforme os requisitos a serem atendidos pelo sistema controlado.
2. Realização do processo de sintonia e determinação dos ganhos (K_p , K_i e K_d) do controlador PID (seção 3.5).

Isto posto, apresentou-se neste capítulo uma metodologia de sintonia de PID baseado no método do relé, que pode ser utilizado numa ampla gama de sistemas, especialmente em sistemas com baixo amortecimento e múltiplas frequências naturais. No próximo capítulo apresentam-se alguns ensaios numéricos com o propósito de avaliar o método aqui proposto.

CAPÍTULO IV

AVALIAÇÃO NUMÉRICA DO MÉTODO PROPOSTO

4.1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo a metodologia proposta é avaliada numericamente sobre diversos sistemas com características particulares distintas, tais como:

- (i) monotônicos;
- (ii) de fase não mínima;
- (iii) oscilatórios com elevado amortecimento;
- (iv) oscilatórios com baixo amortecimento;
- (v) não oscilatórios;
- (vi) com longo atraso de tempo;
- (vii) de baixa ordem;
- (viii) de elevada ordem e
- (ix) com várias frequências naturais.

Alguns sistemas avaliados numericamente neste capítulo possuem mais de uma das características particulares citadas acima. A maioria deles são encontrados na literatura especializada, onde são utilizados na validação de metodologias de auto-sintonia de controladores PID baseadas no ensaio do relé realimentado.

Os sistemas com vários modos oscilatórios e baixo amortecimento não foram retirados da literatura, já que até o momento não se encontram relatos de trabalhos sobre estes sistemas utilizando-se o método do relé realimentado.

A metodologia empregada para a avaliação do método proposto é a metodologia completa apresentada nos itens 3.2 e 3.3 do Capítulo III, onde o sistema é colocado sobre a oscilação do relé, em conjunto com o compensador (integrador), o detector de pico para fornecer o sinal de referência variável, o janelamento exponencial dos sinais no tempo, a aplicação da FFT sobre os sinais modulados, a média de vários ensaios para identificação do

sistema e a sintonia do controlador nos pontos onde a função de coerência assume valores próximos da unidade. A metodologia simplificada (ver itens 3.4 e 3.5 do capítulo anterior) também foi avaliada numericamente obtendo-se sempre resultados semelhantes aos obtidos com a metodologia completa, no entanto os resultados do método simplificado não são apresentados neste capítulo.

Em todas as simulações assumiu-se:

- um relé operando com amplitude unitária;
- um compensador do tipo integrador, tendo o relé oscilado próximo à frequência mais baixa do sistema onde a fase vale -90° ;
- um nível de referência ($nref$) de 0.9, Equação (3.19);
- um ruído branco, na entrada e na saída do sistema, com média nula e desvio padrão da ordem de 10% da amplitude máxima do sinal de entrada ou saída;
- uma resolução de 12 bits nos sinais adquiridos e enviados para simular as restrições de um conversor analógico/digital e um digital/analógico;
- um tempo de discretização variável de problema a problema;
- um fator de amortecimento (ξ) igual a 0.707, Equação (3.21), para a resposta desejada, o que garante uma margem de fase superior a 60° e
- uma frequência natural, Equação (3.21), desejada igual à metade da frequência de oscilação observada no ensaio do relé.

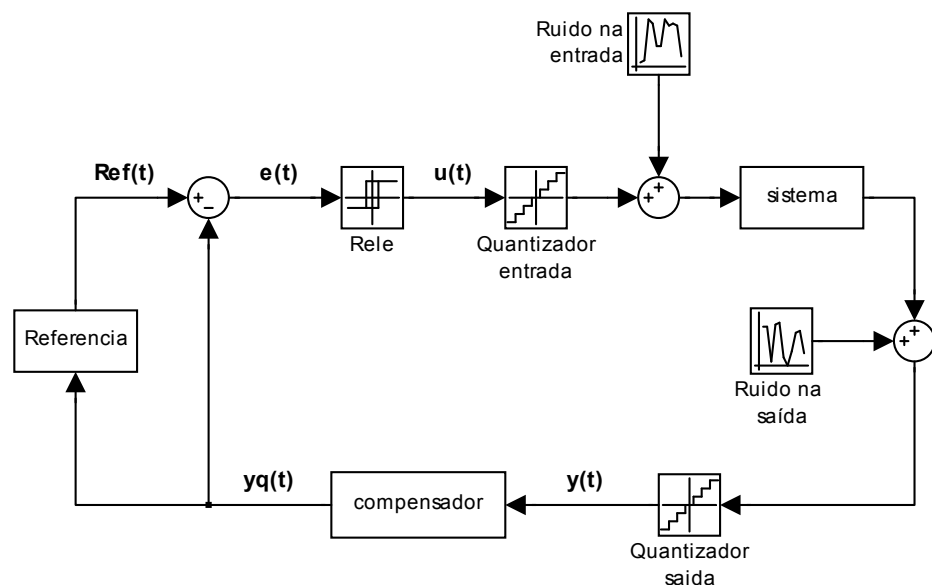


Figura 4.1 – Diagrama esquemático do processo de identificação do sistema.

Na Figura 4.1 é mostrado um diagrama esquemático com os principais elementos do processo de identificação. O bloco denominado *Referencia* representa o detector de pico, o detector de vale e a Equação (3.19). O processo de controle trata apenas do sistema em malha fechada constituído pelo controlador PID sintonizado e pelo sistema.

Os resultados numéricos que se apresentam a seguir mostram o comportamento no tempo desejado e comportamento obtido quando a referência submetida ao PID+processo é um sinal degrau unitário. No item 4.6 são mostrados, a título de ilustração, os sinais intermediários quando da aplicação da metodologia proposta.

4.2 – SISTEMAS NÃO OSCILATÓRIOS DE BAIXA ORDEM

Hang et al (2002) ao apresentarem o método do Preditor de Smith (Hang et al, 1995) – veja seção 2.6.6 – utilizam o modelo da Equação (4.1) para avaliá-lo numericamente.

$$G(s) = \frac{0.57}{(8.60s + 1)^2} e^{-18.70s} \quad (4.1)$$

As principais características deste sistema são:

- (i) monotônico;
- (ii) não oscilatório;
- (iii) longo atraso de tempo;
- (iv) baixa ordem.

Ao sistema acima aplicou-se a metodologia proposta, obtendo para a resposta ao degrau unitário os sinais mostrados na Figura 4.2.

Da figura nota-se que o controlador PID não é capaz de compensar o elevado atraso de tempo do sistema original, mesmo especificando uma resposta desejada sem atraso de tempo. Tal fato não prejudica, no entanto, a performance do controlador que procura manter o processo controlado tão próximo quanto possível da resposta desejada.

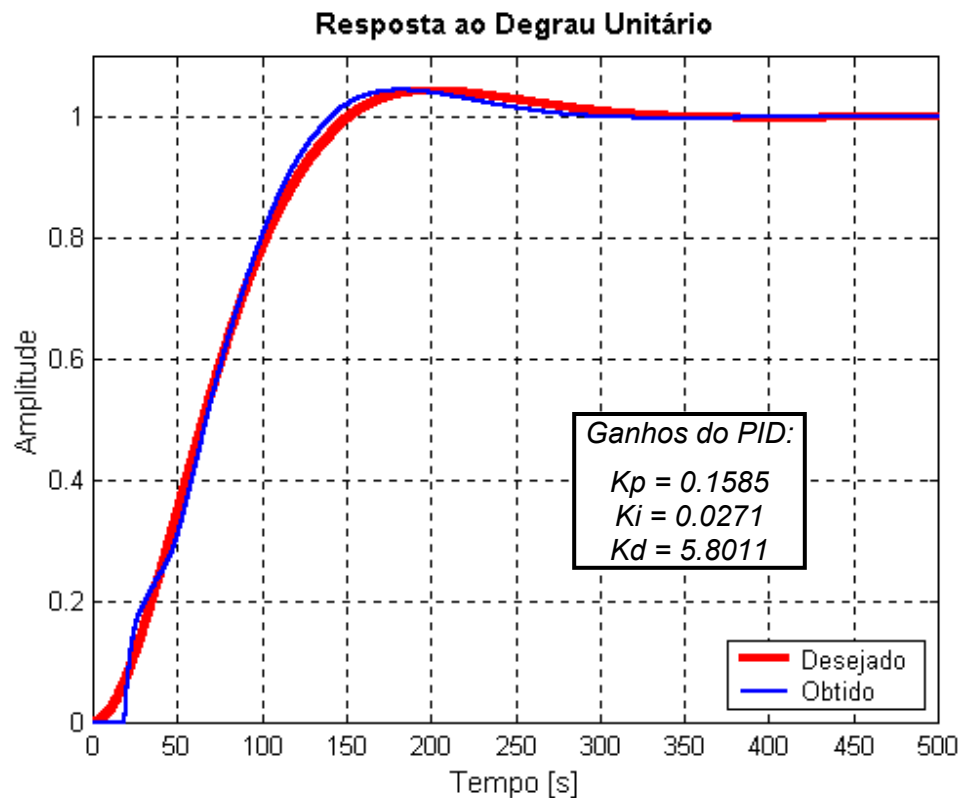


Figura 4.2 – Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.1) sob ação do controlador sintonizado automaticamente. Frequência de oscilação do relé: 0.007 Hz.

4.3 – SISTEMAS NÃO OSCILATÓRIOS DE ELEVADA ORDEM

Wang et al (2001) propõem uma metodologia de identificação de sistemas e auto-sintonia do controlador PID. Para avaliar sua metodologia Wang et al (2001) utilizam, entre outros sistemas, o sistema abaixo:

$$G(s) = \frac{1.08}{(s+1)^2 (2s+1)^3} e^{-10s} \quad (4.2)$$

Este sistema caracteriza-se principalmente por ser:

- (i) monotônico;
- (ii) não oscilatório;
- (iii) de longo atraso de tempo; e
- (v) de elevada ordem.

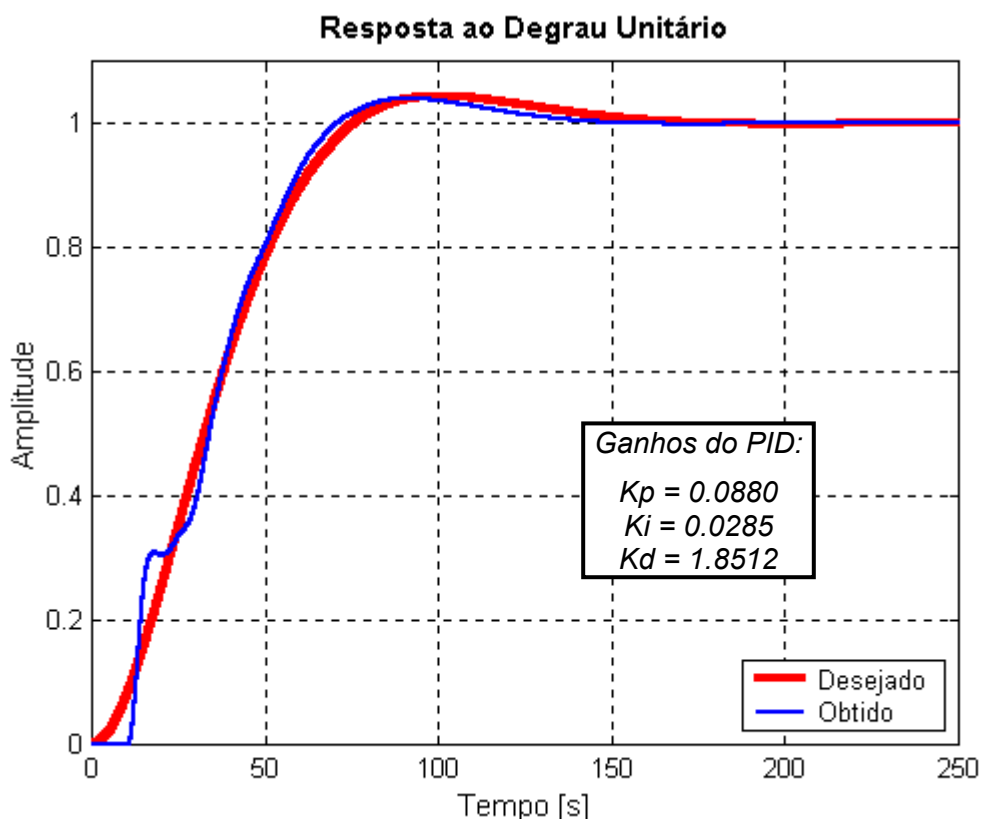


Figura 4.3 – Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.2) sob ação do controlador sintonizado automaticamente. Frequência de oscilação do relé: 0.014 Hz.

Da Figura 4.3 nota-se novamente que o controlador PID não é capaz de compensar o elevado atraso de tempo do sistema original, mas rapidamente o sistema controlado retoma a resposta especificada, mantendo-se tão próximo quanto possível do comportamento desejado.

4.4 – SISTEMAS OSCILATÓRIOS DE ELEVADA ORDEM

Em Hang et al (2002) são apresentados vários métodos de auto-sintonia de controladores PID baseados no ensaio do relé. Dois destes métodos tratam de sistemas oscilatórios, sendo que um deles (Wang et al, 1999a) aproxima o sistema real a um de segunda ordem e os ganhos do controlador PID são encontrados por cancelamento de pólos e zeros (ver item 2.5.1 do Capítulo II). Para avaliar este método de auto-sintonia, Hang et al (2002) utilizam o seguinte sistema:

$$G(s) = \frac{1}{(s^2 + 2s + 3)(s + 3)} e^{-0.3s} \quad (4.3)$$

Suas principais características são:

- (i) monotônico;
- (ii) oscilatório;
- (iii) elevado amortecimento;
- (iv) elevada ordem.

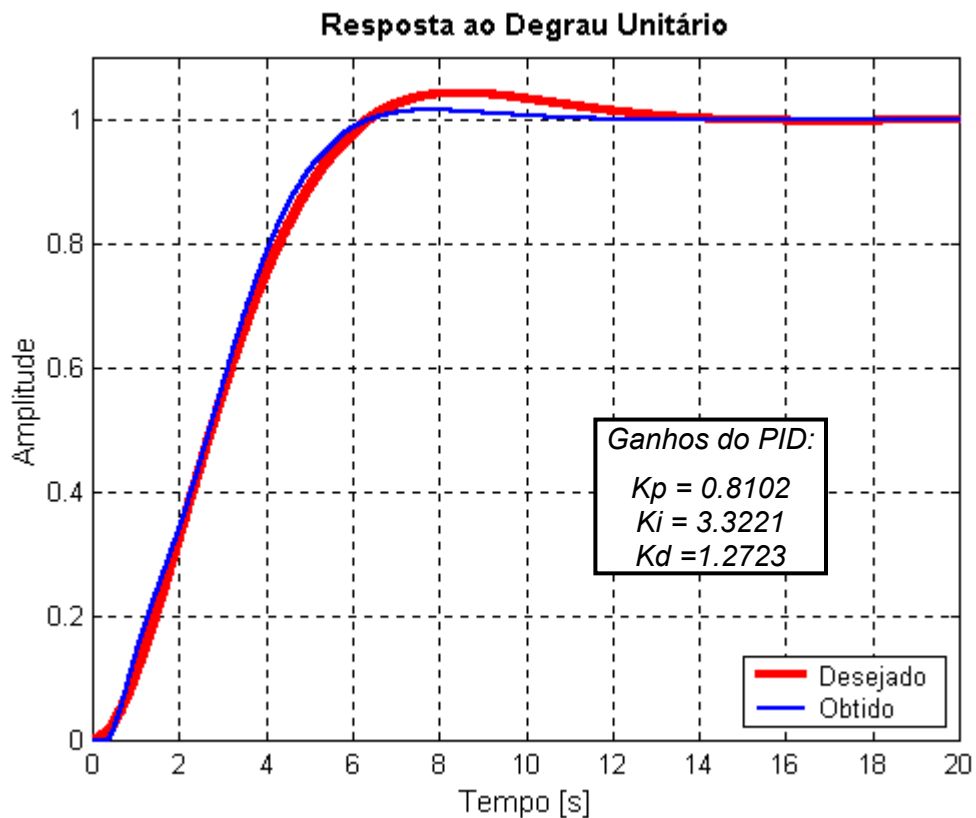


Figura 4.4 – Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.3) sob ação do controlador sintonizado automaticamente. Frequência de oscilação do relé: 0.167 Hz.

Da Figura 4.4 nota-se que o controlador PID fornece uma resposta ao degrau com performance superior ao desejado, apresentando um tempo de subida semelhante, menor "overshoot" e menor tempo de acomodação.

4.5 – SISTEMAS DE FASE NÃO MÍNIMA

Wang et al (1999c) propõem uma metodologia de identificação e sintonia do controlador PID, baseada em Wang et al (1997c), que utiliza do transiente do relé modulando exponencialmente os sinais no tempo, possibilitando a aplicação da FFT para se determinar a resposta em frequência do sistema a ser controlado. Através do método dos mínimos quadrados os ganhos do controlador PID são então encontrados, minimizando-se o erro entre o sistema controlado e o sistema desejado (especificado). Este método é detalhado no item 2.6.5 do Capítulo II.

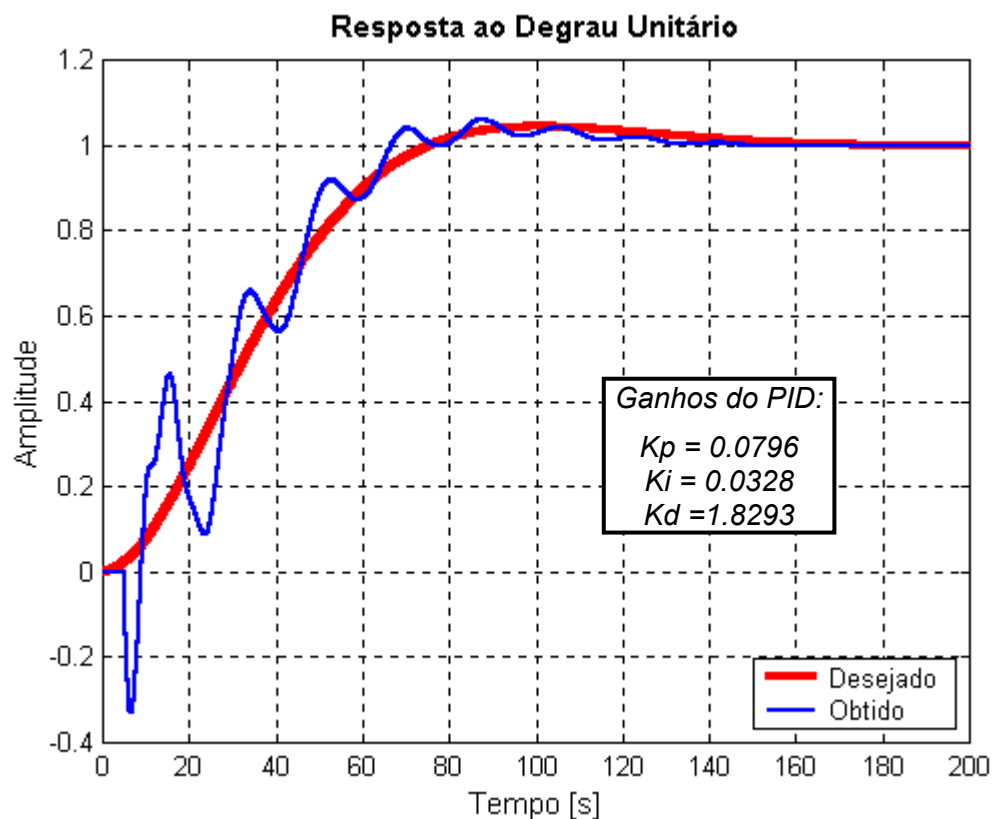


Figura 4.5 – Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.4) sob ação do controlador sintonizado automaticamente. Frequência de oscilação do relé: 0.015 Hz.

Um dos sistemas utilizados em Wang et al (1997c) para a validação de sua metodologia é:

$$G(s) = \frac{(1-5s)}{(5s+1)(4s^2+2s+1)} e^{-5s} \quad (4.4)$$

Cujas principais características são:

- (i) fase não mínima;
- (ii) oscilatório;
- (iii) elevado amortecimento;

Da Figura 4.5 é possível notar a predominante característica de fase não mínima do sistema, mesmo estando este sob a ação do controlador PID sintonizado, já que a estrutura do controlador PID não permite eliminar tal característica. Embora se tenha um elevado "undershoot", o controlador PID procura manter a resposta ao degrau do sistema controlado próxima à resposta desejada.

4.6 – SISTEMAS POUCO AMORTECIDOS COM VÁRIAS FREQUÊNCIAS NATURAIS

Embora inúmeros pesquisadores propõem métodos de auto-sintonia de controladores PID baseados no ensaio do relé, na literatura atual pesquisada não se dispõe, como já mencionado, de trabalhos que abordem sistemas pouco amortecidos, ou sistemas pouco amortecidos com várias frequências naturais. Para validar numericamente a metodologia proposta são utilizados dois sistemas oscilatórios com baixo amortecimento e várias frequências naturais.

Estes sistemas apresentam em particular três modos de vibrar (três frequências naturais). Seja o sistema:

$$G(s) = \left[\frac{1421.2}{s^2 + 0.3770s + 1421.2} + \frac{4776.9}{s^2 + 1.3823s + 4776.9} + \frac{7737.8}{s^2 + 5.2779s + 7737.8} \right] 0.1489e^{-0.002s} \quad (4.5)$$

O sistema acima possui como principais características:

- (i) monotônico;
- (ii) oscilatório;
- (iii) baixo amortecimento;

- (iv) elevada ordem;
- (v) várias frequências naturais.

O sistema da Equação (4.5) possui as seguintes frequências naturais e seus respectivos coeficientes de amortecimento:

$$\begin{array}{lll} f_1 = 6.0\text{Hz} & f_2 = 11.0\text{Hz} & f_3 = 14.0\text{Hz} \\ \zeta_1 = 0.005 & \zeta_2 = 0.01 & \zeta_3 = 0.03 \end{array}$$

A título de ilustração e somente neste exemplo apresentam-se os resultados intermediários obtidos na aplicação da metodologia proposta. O sistema dado pela Equação (4.5), quando submetido ao experimento do relé conforme o item 3.2 do Capítulo III, apresenta os sinais no tempo mostrados nas figuras abaixo.

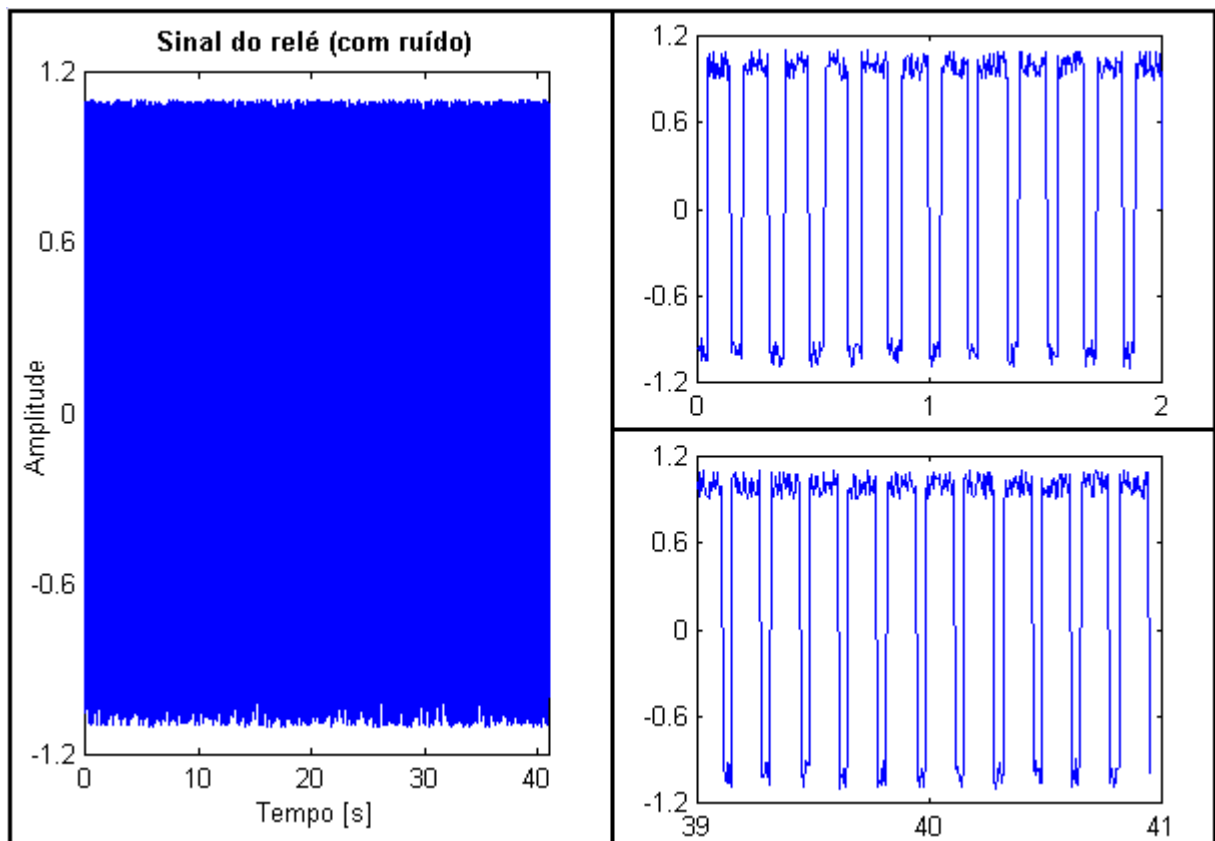


Figura 4.6 – Sinal de entrada do sistema (sinal de saída do relé + ruído). À esquerda: sinal completo durante o ensaio; À direita: visualização da parte inicial e final do sinal. Frequência de oscilação do relé: 6.0 Hz.

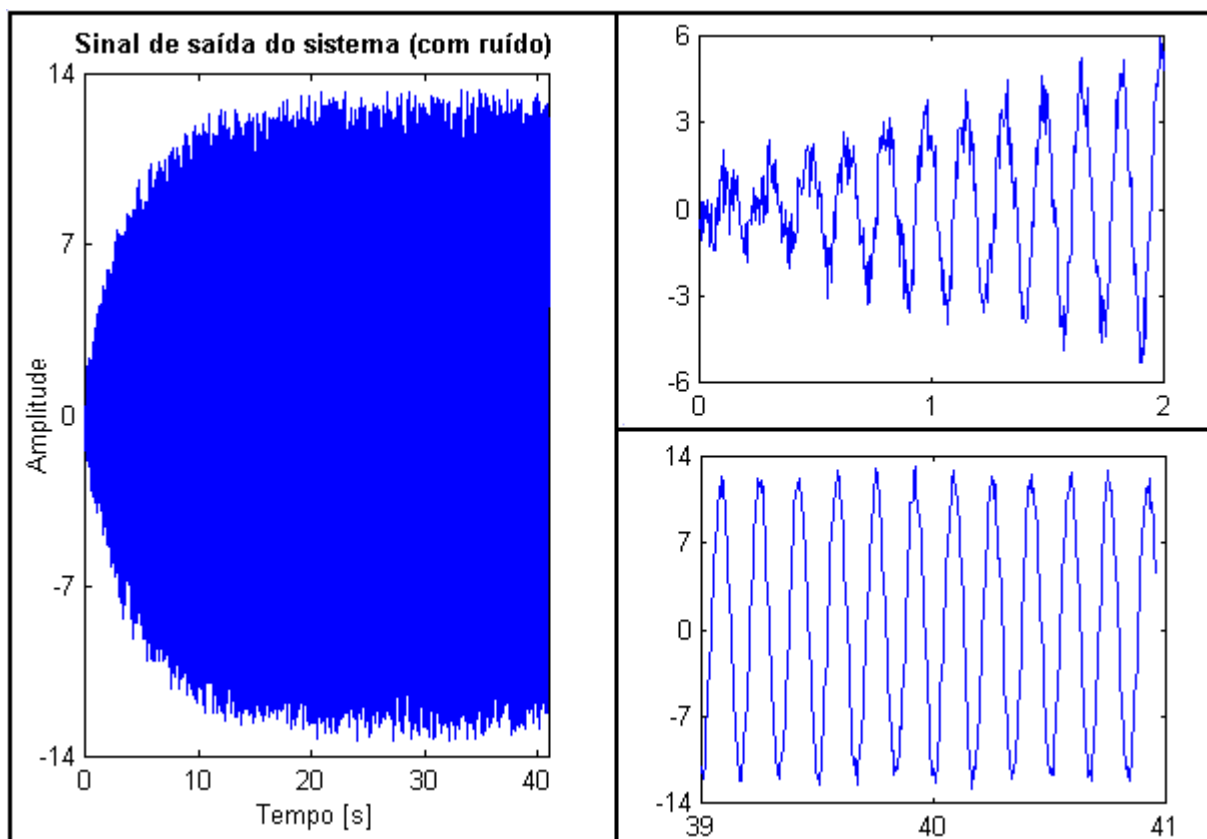


Figura 4.7 – Sinal de saída do sistema + ruído na saída.

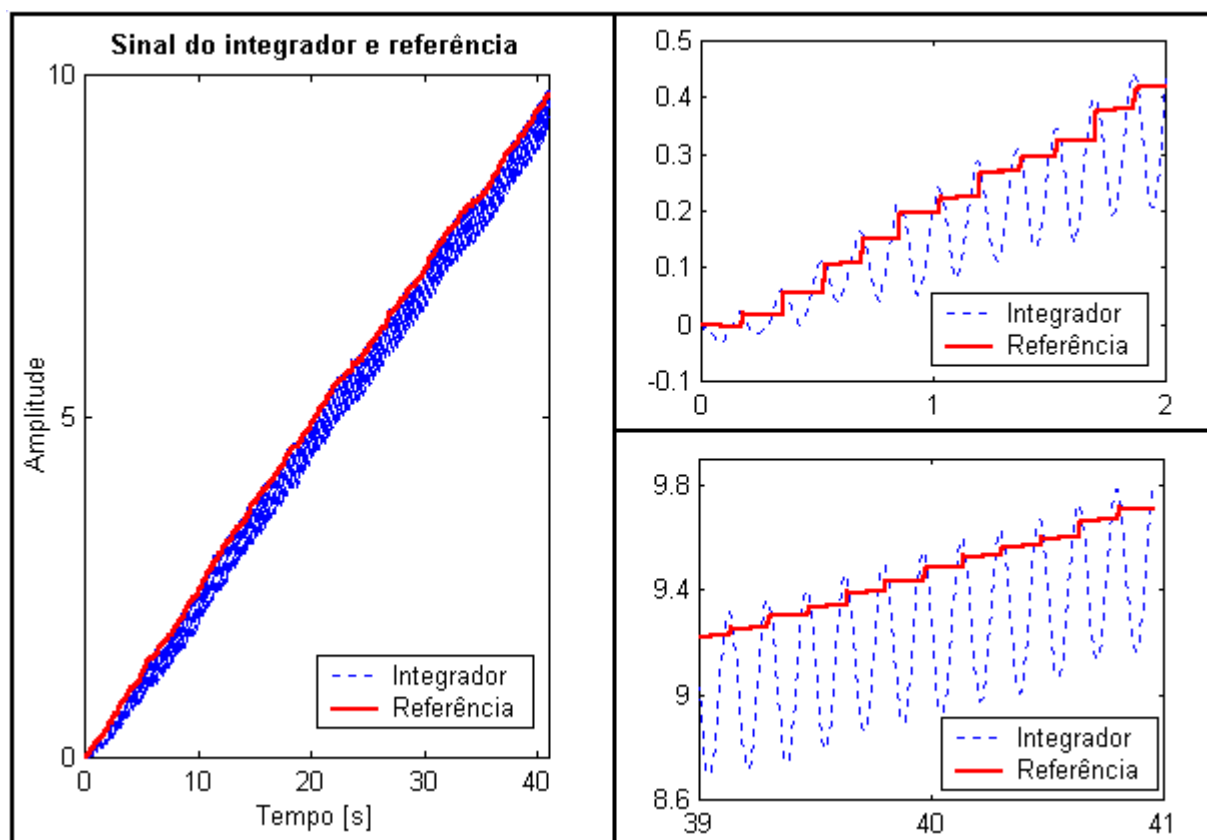


Figura 4.8 – Sinal de saída do integrador e sinal de referência.

Da Figura 4.8 nota-se que o sinal de saída do integrador é uma reta inclinada ascendente, conforme era de se esperar. A inclinação desta reta nos fornece o ganho estático da saída do sistema, que é devido à saída assimétrica do relé. Buscando manter o mesmo nível de ganho estático introduzido no sistema, o sinal de referência acompanha a reta inclinada.

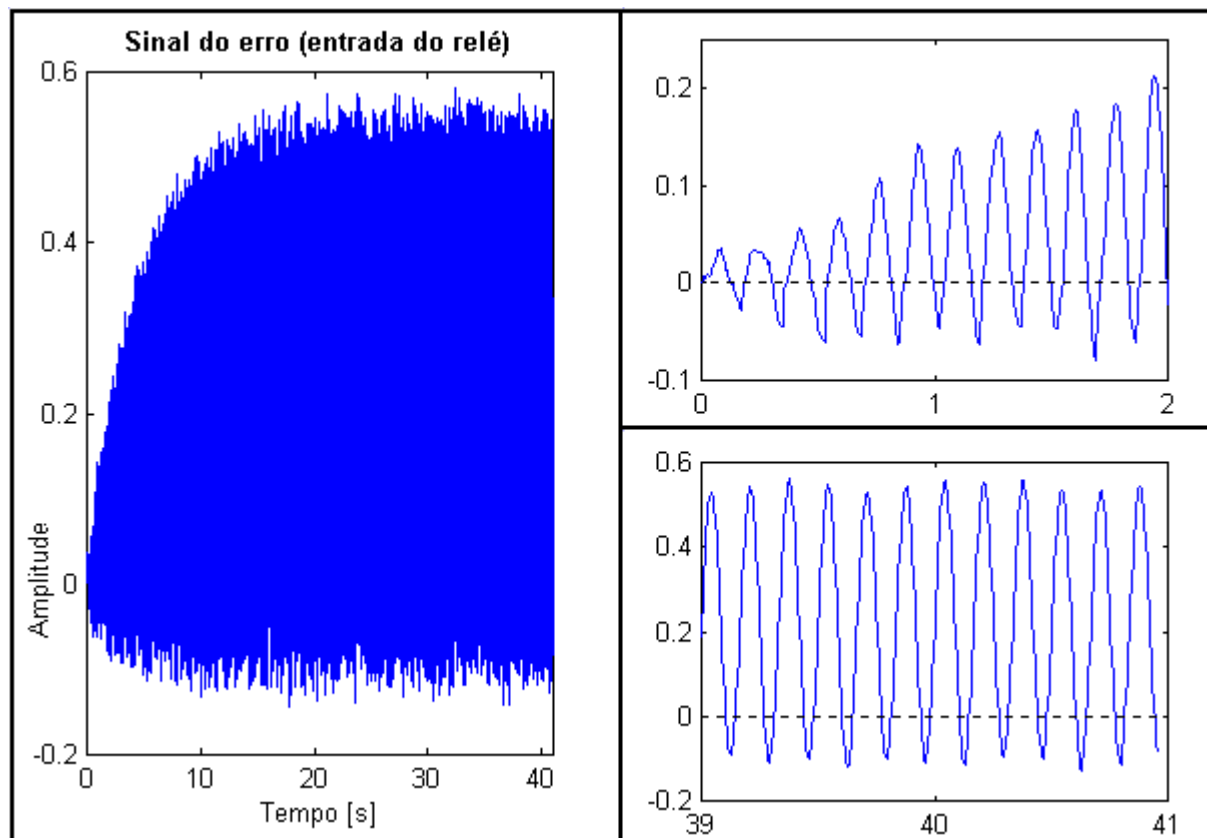


Figura 4.9 – Sinal de entrada do relé (sinal do erro). À esquerda: sinal completo durante o ensaio; À direita: visualização da parte inicial e final do sinal.

Na Figura 4.9 tem-se o sinal de entrada do relé. Uma vez que o relé é chaveado quando o seu sinal de entrada cruza o zero, e uma vez que o mesmo é assimétrico com a parte positiva predominante, o relé chaveia assimetricamente ficando mais tempo em alta que em baixa, conforme Figura 4.6. O sinal do erro e o sinal de saída do relé estão em fase, no entanto a saída do compensador é realimentada com sinal negativo, conforme Figura 4.1. Assim o sinal de saída do relé está defasado de -180° em relação ao sinal de saída do compensador, e como este é um integrador o sinal de saída do relé está defasado de -90° em relação à saída do sistema.

A partir dos sinais de saída do relé e saída do sistema, $u(t)$ e $y(t)$ da Figura 4.1 respectivamente, a função resposta em frequência modificada do sistema foi calculada, conforme discutido no item 3.2 do Capítulo III. Na figura seguinte tem-se a FRF obtida do sistema representado pela Equação (4.5).

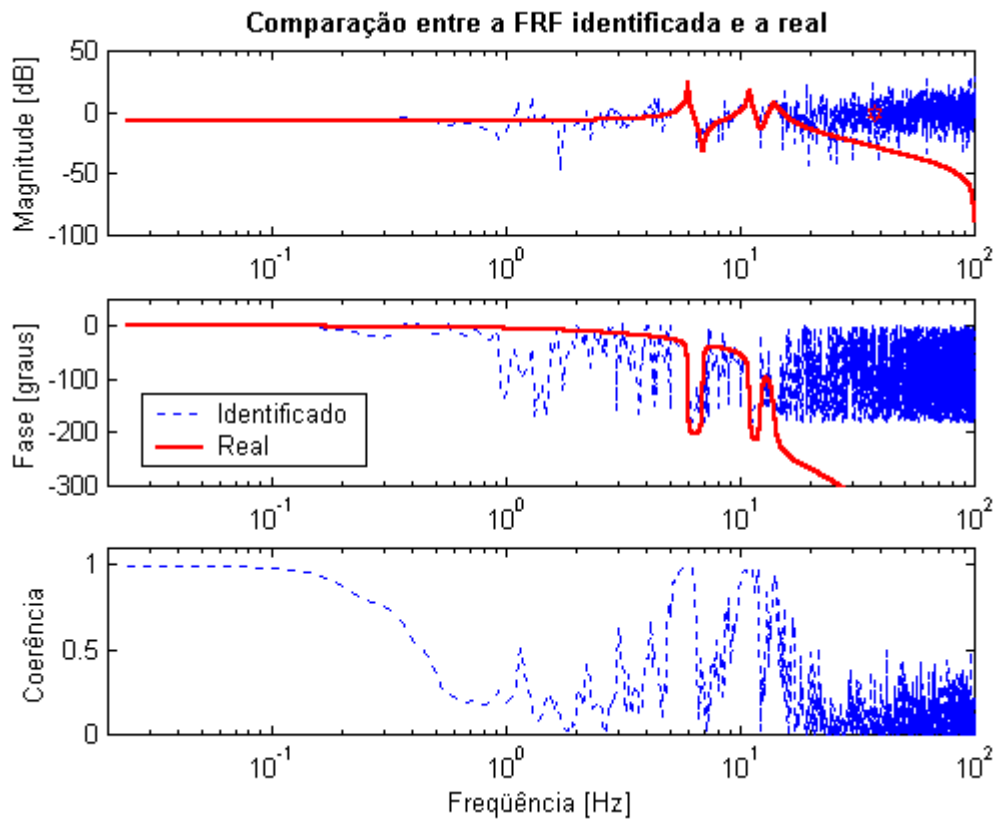


Figura 4.10 – FRF identificada do sistema e FRF real para o sistema da Equação (4.5).

As duas regiões onde a função de coerência se aproxima mais da unidade, região de baixas frequências e região da primeira natural, foram utilizadas na sintonia do controlador (Figura 4.10). Adotando-se os mesmos procedimentos dos ensaios anteriores, ou seja, escolhendo-se um fator de amortecimento para a resposta desejada de 0.707 e uma frequência natural desejada de 3.0Hz, metade da frequência de oscilação do relé, obteve-se o seguinte controlador PID:

$$G_c(s) = 0.0072 + \frac{28.8146}{s} + 0.0195 \cdot s \quad (4.6)$$

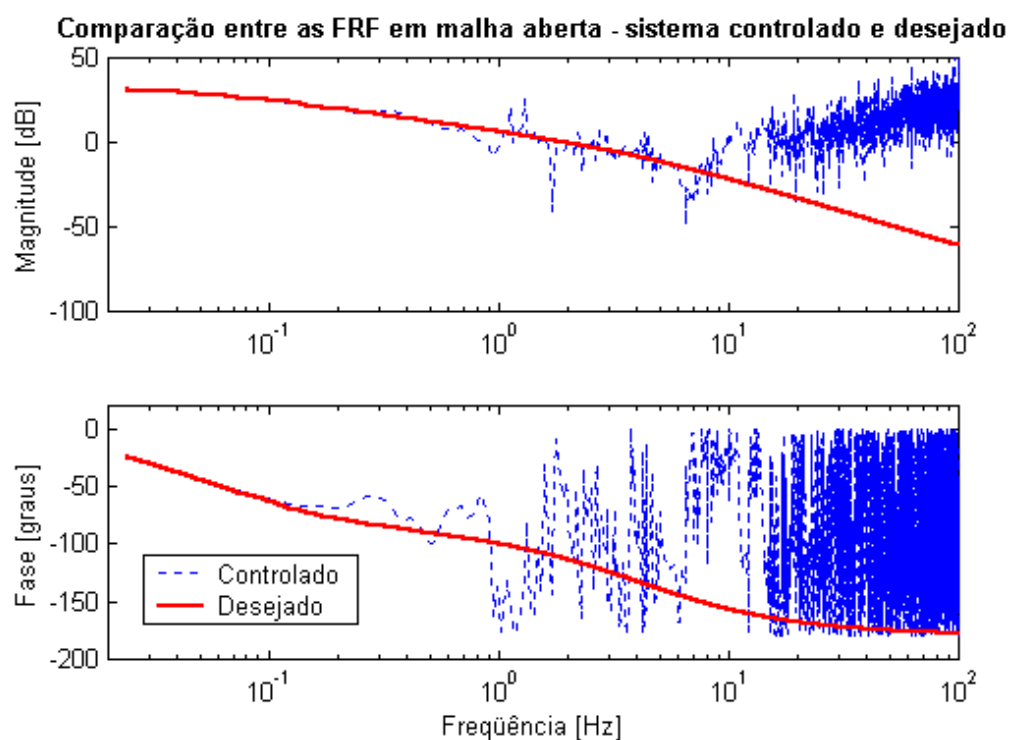


Figura 4.11 – Comparação entre as funções resposta em frequência do sistema controlado e da resposta desejada em malha aberta.

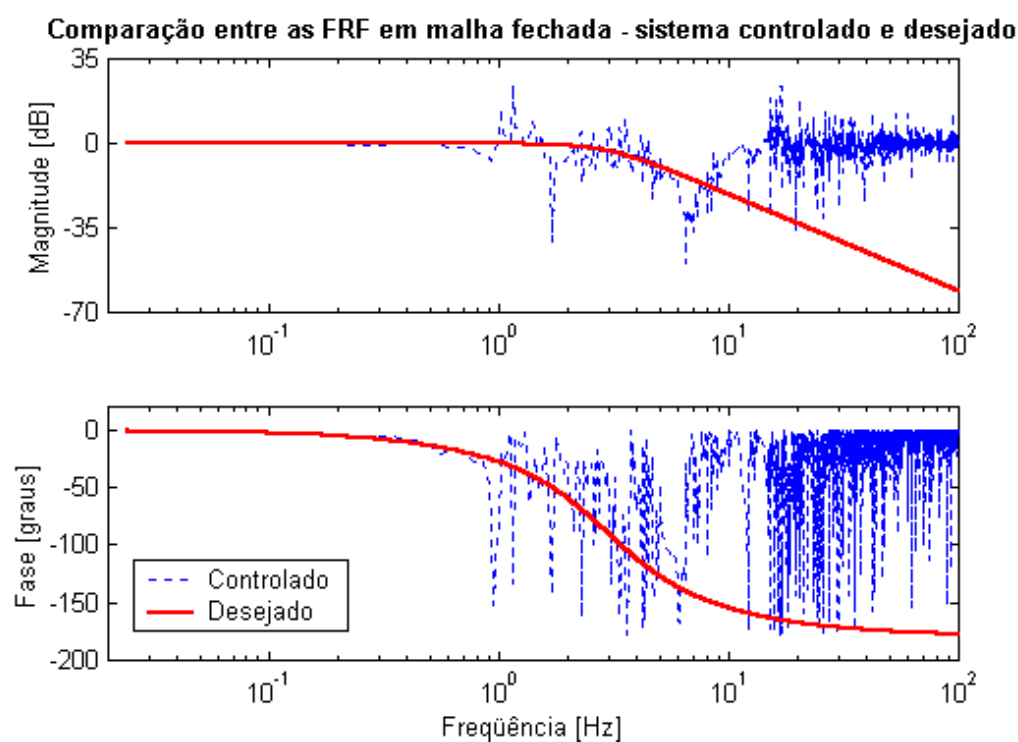


Figura 4.12 – Comparação entre as funções resposta em frequência do sistema controlado e da resposta desejada em malha fechada.

Na Figura 4.11 tem-se a FRF em malha aberta do sistema controlado com o PID sintonizado, em conjunto com a FRF desejada para o sistema controlado em malha aberta. Na Figura 4.12, tem-se a mesma comparação entre o sistema+controlador e a resposta desejada, porém envolvendo a FRF em malha fechada. A Figura 4.13 mostra a resposta a uma entrada degrau do sistema controlado pelo PID da Equação (4.6).

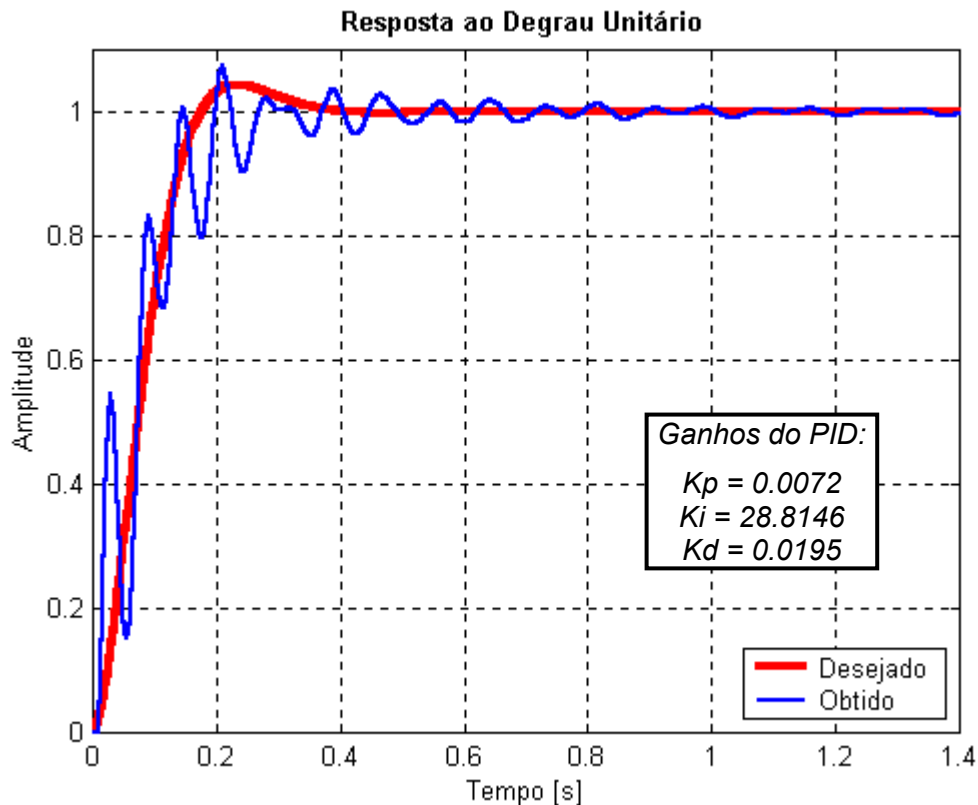


Figura 4.13 – Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.5) sob ação do controlador PID sintonizado automaticamente, Equação (4.6).

Ao ser aplicada uma entrada degrau no sistema controlado todos os modos são excitados, e eles contribuem na resposta do sistema. Por isso, o controlador PID encontra maior dificuldade de produzir a resposta desejada, ainda assim apresenta uma performance muito próxima da desejada.

O controle de sistemas com frequências naturais muito próximas é algo complicado tanto no processo de identificação onde, dependendo da proximidade e do amortecimento, uma frequência "oculta" a outra, quanto no processo de sintonia e controle, onde um controlador mal sintonizado pode se confundir com a mudança de fase em torno das duas

freqüências próximas. A seguir é apresentado um sistema com as duas primeiras freqüências naturais muito próximas:

$$G(s) = \left[\frac{799.4}{s^2 + 0.2827s + 799.4} + \frac{846.3}{s^2 + 2.909s + 846.3} + \frac{13511.5}{s^2 + 2.325s + 13511.5} \right] 0.1489e^{-0.002s} \quad (4.7)$$

O sistema anterior possui como principais características:

- (vi) monotônico;
- (vii) oscilatório;
- (viii) baixo amortecimento;
- (ix) elevada ordem;
- (x) várias freqüências naturais;
- (xi) duas freqüências naturais muito próximas.

O sistema da Equação (4.7) possui as seguintes freqüências naturais e seus respectivos coeficientes de amortecimento:

$$\begin{array}{lll} f_1 = 4.50Hz & f_2 = 4.63Hz & f_3 = 18.50Hz \\ \zeta_1 = 0.005 & \zeta_2 = 0.05 & \zeta_3 = 0.01 \end{array}$$

O sistema da Equação (4.7) apresenta as duas primeiras freqüências naturais muito próximas, no entanto o método de identificação proposto (ver item 3.2 do Capítulo III) foi capaz de identificar esta freqüência (já que o relé oscila na primeira natural), e o método de sintonia consegue fornecer um controlador PID que atende satisfatoriamente os requisitos impostos sobre a resposta desejada para o sistema controlado.

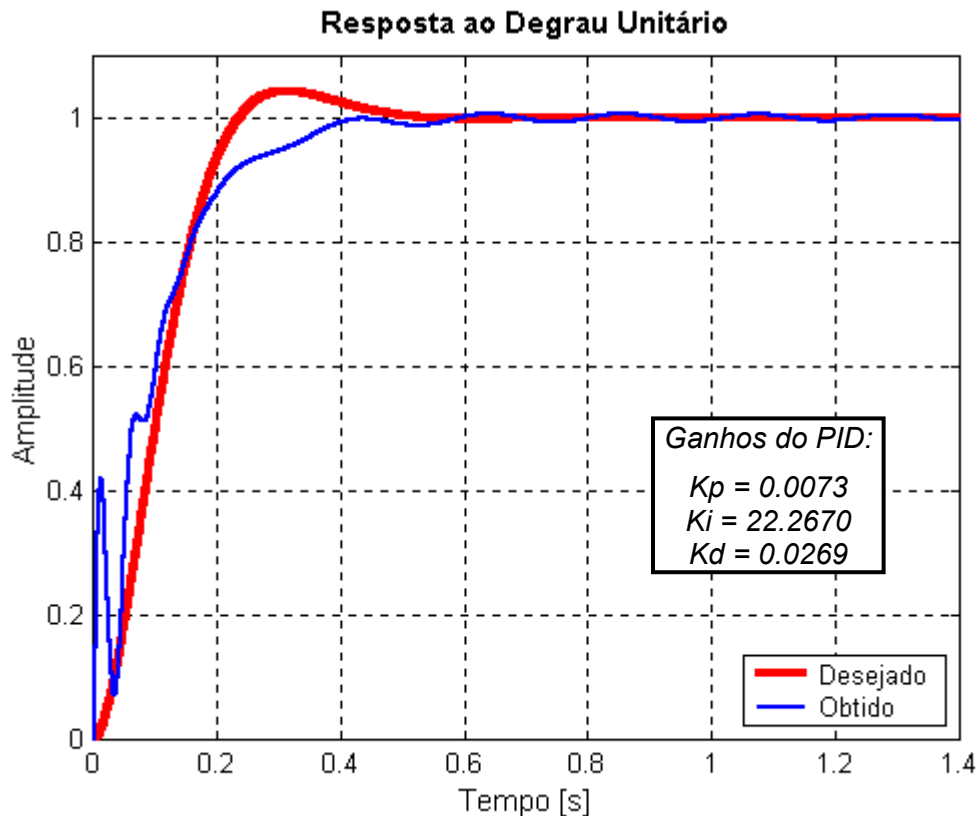


Figura 4.14 – Resposta ao degrau unitário para o sistema da Equação (4.7) sob ação do controlador sintonizado automaticamente. Frequência de oscilação do relé: 4.50 Hz.

4.7 – ANÁLISE DAS SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

Além das simulações aqui mostradas, durante o estágio de desenvolvimento do método proposto foram realizados inúmeros ensaios, tendo-se avaliado os sistemas mais relevantes encontrados na literatura, sendo que todos os controladores obtidos apresentaram uma performance próxima da desejada.

A metodologia simplificada, apresentada nos itens 3.4 e 3.5 do Capítulo III, também foi avaliada numericamente fornecendo controladores com performance muito semelhante à performance da metodologia completa, viabilizando a aplicação do método simplificado, que é computacionalmente mais simples, em sistemas com baixa relação ruído/sinal.

Destaca-se, a partir dos resultados obtidos, como característica importante da metodologia proposta a sua abrangência e amplitude. A metodologia mostrou-se eficiente para

uma variedade expressiva de sistemas, ao contrário da maioria dos métodos presentes na literatura, que são propostos para sistemas com esta ou aquela característica.

Observa-se nos testes a capacidade do método quando aplicado à sistemas pouco amortecidos e com várias frequências naturais, o que é um diferencial a seu favor quando comparado com os outros métodos.

Os resultados obtidos podem ser melhorados refinando-se a escolha dos valores do fator de amortecimento e da frequência natural desejada para o sistema controlado. Isto não foi feito aqui, preferindo-se, em todos os ensaios numéricos, adotar $\xi=0.707$ e w_n igual à metade da primeira frequência natural identificada (ou frequência de oscilação estacionária do relé), uma vez que, o que se busca comprovar é a generalidade e eficácia do método de sintonia do PID, e não um dado comportamento específico, seja em regime permanente seja no transitório.

No capítulo seguinte apresentam-se alguns resultados experimentais obtidos com a aplicação da metodologia proposta.

CAPÍTULO V

VERIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DA METODOLOGIA PROPOSTA

As metodologias propostas apresentadas no Capítulo III, método completo com o uso de múltiplos pontos identificados da FRF e método simplificado com a identificação de apenas 2 pontos da FRF, são aplicados no controle de três sistemas físicos, quais sejam:

- um sistema oscilatório de 1 grau de liberdade (gdl);
- um sistema oscilatório de 3 graus de liberdade e
- um sistema de múltiplos graus de liberdade constituído por uma viga engastada-livre com atuadores piezelétricos incorporados.

Este capítulo apresenta a descrição física dos três sistemas utilizados para a validação experimental, os parâmetros utilizados e os resultados obtidos no controle de tais sistemas.

5.1 – SISTEMA OSCILATÓRIO DE 1 GRAU DE LIBERDADE

Primeiramente os métodos propostos foram aplicados a um sistema oscilatório pouco amortecido de apenas 1 grau de liberdade (Figura 5.1), ou seja, com apenas um modo de vibrar e uma frequência natural. Este sistema é constituído por uma plataforma (mesa) suportada por 4 lâminas de aço, permitindo o movimento da mesa "apenas" (preferencialmente) na direção longitudinal, já que na direção transversal a rigidez das lâminas, que atuam como molas, é muito superior à rigidez na direção longitudinal. Incorporados à mesa, na direção longitudinal, tem-se um excitador eletrodinâmico, responsável por excitar e controlar o sistema, e um sensor de proximidade eletromagnético (em Anexo I tem-se o posicionamento do sensor em detalhe) cuja saída é um sinal de tensão elétrica proporcional ao deslocamento longitudinal da mesa. Acoplada ao computador, onde os algoritmos de auto-sintonia e controle estão implementados, existe uma placa de aquisição, que é usada na

aquisição dos sinais do sensor de proximidade, via conversor analógico/digital (A/D), e no envio do sinal de controle, via conversor digital/analógico (D/A). Antes de ser enviado à placa de aquisição o sinal do sensor de proximidade é tratado por um condicionador de sinais.

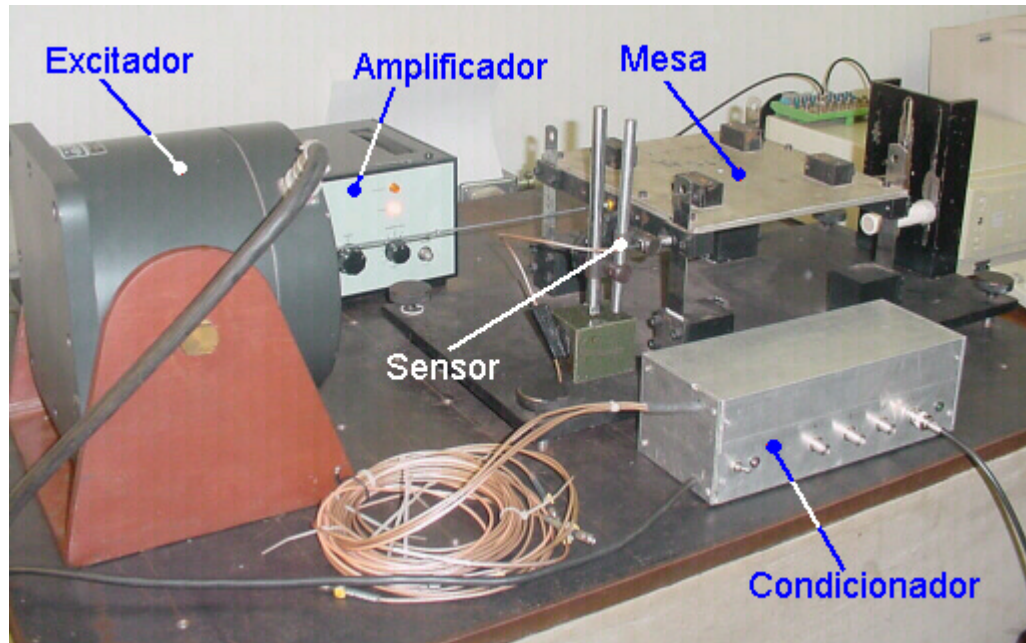


Figura 5.1 – Sistema oscilatório de um grau de liberdade.

Na Figura 5.2 é mostrado um fluxograma do processo de auto-sintonia e controle. Os sinais de deslocamentos da mesa são transformados em sinais de tensão elétrica pelo sensor de proximidade. Estes sinais são tratados pelo condicionador do sensor e enviados à placa de aquisição incorporada ao computador. O sinal adquirido é tratado matematicamente conforme o algoritmo implementado, gerando-se assim o sinal de controle para a mesa. O sinal de controle é convertido pelo D/A da placa de aquisição e enviado ao amplificador de potência do excitador eletrodinâmico. O amplificador trata o sinal e o envia ao excitador eletrodinâmico acoplado à mesa. Recebendo o sinal do amplificador, o excitador o transforma em força, que aplicada à mesa promove o seu deslocamento.

Em momento algum admite-se conhecer as funções de transferências dos elementos envolvidos no processo de controle. Assim, a identificação e controle são realizados sobre os sinais de tensão de saída do condicionador do sensor e tensão de controle, e não sobre o deslocamento da mesa e sobre a força aplicada pelo excitador eletrodinâmico, embora isto fosse possível caso as funções de transferência destes elementos fossem tidas como conhecidas.

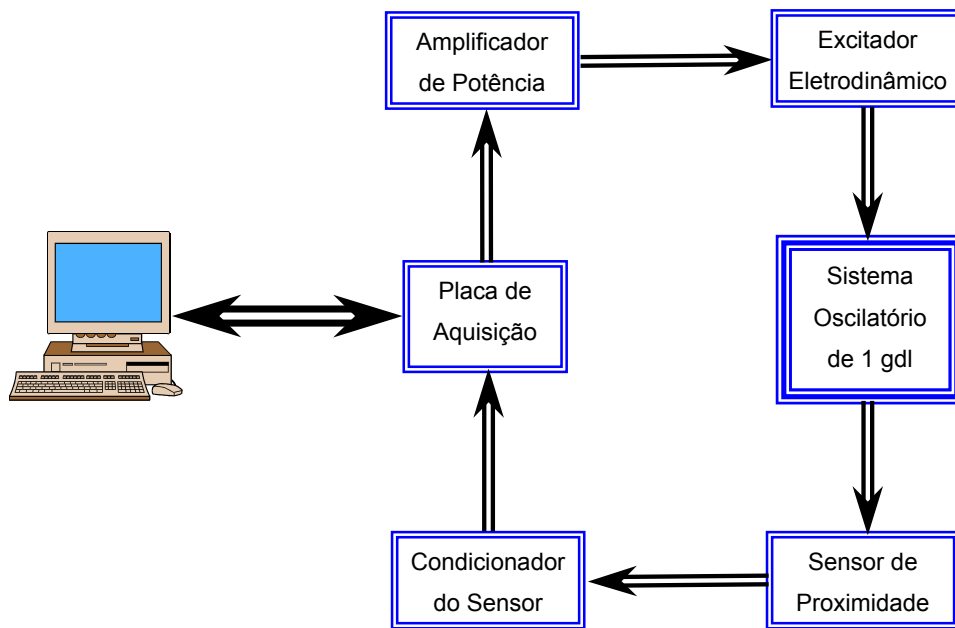


Figura 5.2 – Fluxograma do processo de controle.

No processo de controle são utilizados os seguintes equipamentos com suas configurações:

- Amplificador de potência do excitador eletrodinâmico:
 - Power Amplifier Type 2712 – Brüel & Kjaer
 - Ganho do amplificador: 5 (valor aproximado)
 - Impedância de saída: baixa
 - Corrente limite de saída: 3 A (RMS)
 - Entrada utilizada: entrada DC
- Excitador eletrodinâmico:
 - Vibration Exciter Type 4808 – Brüel & Kjaer
- Sensor de proximidade:
 - Sensor de proximidade eletromagnético
 - Condicionador de sinais
- Placa de aquisição:
 - Placa UEI-DAQ – WIN-30DS/4
 - Nível máximo e mínimo de tensão de entrada: 0 a +5 V – unipolar

- Nível máximo e mínimo de tensão de saída: -5 a +5 V
- Resolução máxima: 12 bits - unipolar

5.1.1 – Metodologia completa aplicada ao Sistema de 1 gdl

O primeiro passo da metodologia completa proposta envolve a identificação da FRF do sistema a ser controlado. Para o ensaio de identificação adotou-se os seguintes parâmetros:

- Tempo de amostragem: 5 ms
- Tempo de cada ensaio: 15 s
- Número de ensaios realizados: 10 ensaios
- Amplitude do relé: 0.7 V
- $n_{ref} = 0.9$ (Equação (3.19))
- Compensador do tipo: integrador

Para avaliar a eficiência do método de identificação proposto realizou-se a identificação da FRF do sistema utilizando-se um método padrão, onde um sinal com múltiplas frequências, produzido por um gerador de sinais, é introduzido no sistema e os sinais de saída e entrada do sistema são adquiridos por um analisador de sinais, que calcula a FRF do sistema.

Para a realização deste ensaio de identificação padrão, que será considerado como uma referência do sistema, utilizou-se os seguintes equipamentos e parâmetros de configuração (em Anexo I tem-se o analisador e o gerador de sinais, em detalhe, durante o ensaio de identificação padrão do sistema de 3gdl, que é semelhante ao do sistema de 1 gdl):

- Analisador de sinais:
 - Spectral Dynamics SD380 Signal Analyser – Scientific Atlanta
 - Frequência máxima identificada: 100 Hz
 - Intervalo de frequência: 0.125 Hz
 - Intervalo de tempo de amostragem: 3.9 ms
 - Número de médias realizadas: 10 médias
 - Janela utilizada: Hanning

- Gerador de sinais:
 - Sine/Noise Generator Type 1049 – Brüel & Kjaer
 - Ruído de banda estreita de 0 a 100 Hz
 - Amplitude: 750 mV

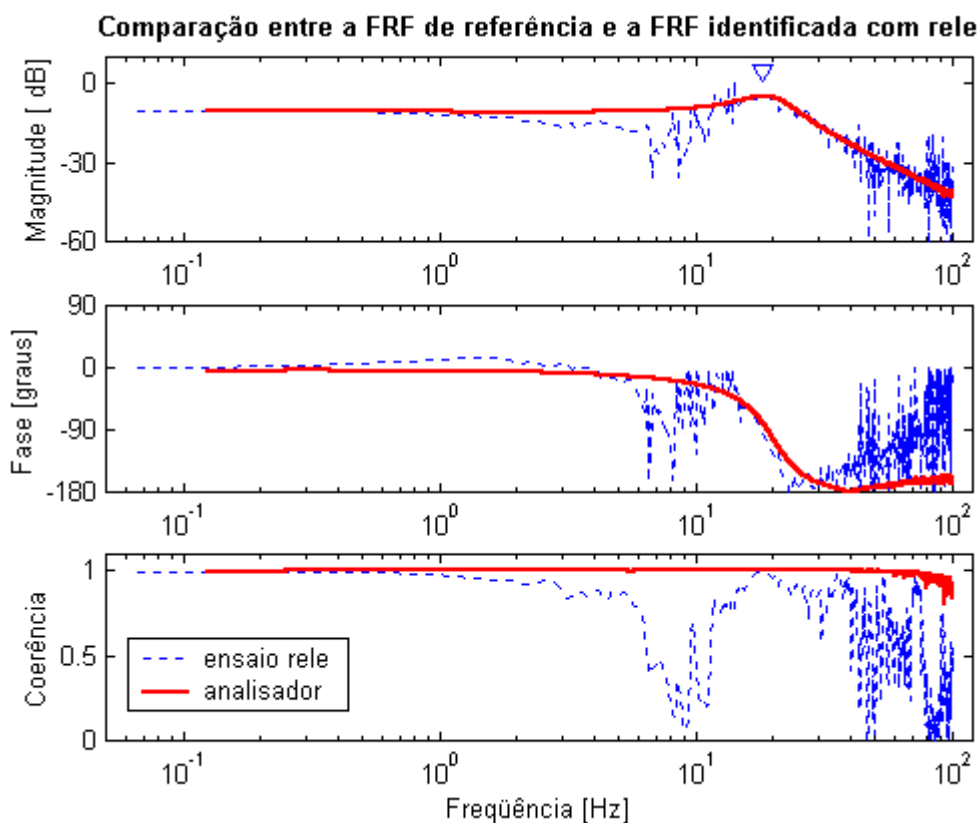


Figura 5.3 – Função resposta em frequência do sistema oscilatório de 1 gdl – identificação com o analisador de sinais e identificação pelo método proposto.

Na Figura 5.3, onde o triângulo invertido indica a frequência de oscilação do relé durante o ensaio, pode-se visualizar a FRF identificada através do método proposto e a FRF identificada com o analisador de sinais. A resposta identificada com o analisador corresponde à resposta clássica do sistema, enquanto a FRF identificada com o relé refere-se à resposta do sistema modificada pelo janelamento exponencial. A pequena diferença entre estas duas FRFs pode ser atribuída ao decaimento exponencial introduzido nos sinais no tempo. Caso se deseje a resposta clássica é possível obtê-la com o ensaio do relé, bastando apenas corrigir o resultado final (Wang et al, 1997c e 1999c, e Hang et al, 2002). Observando a FRF identificada com o ensaio do relé nota-se que existem duas regiões em que o método proposto é capaz de identificar com boa coerência a FRF do sistema: região estática e região da primeira natural.

Uma vez identificadas estas regiões, estabelece-se uma resposta desejada para o sistema controlado em malha fechada, e as curvas de malha aberta da resposta desejada e do sistema+controlador são ajustadas nas regiões mencionadas anteriormente.

Para este sistema de apenas 1 gdl especificou-se os seguintes parâmetros da resposta desejada em malha fechada para o sistema controlado (Equação (3.21)):

- $\xi = 0.707$
- $f_n = 9.0 \text{ Hz} \rightarrow w_n = 56.55 \text{ rad/seg}$

Fornecidos estes parâmetros os seguintes ganhos do controlador foram encontrados:

- $K_p = -0.0443$
- $K_i = 131.5480$
- $K_d = 0.0076$

Utilizando-se um tempo de amostragem de 1 milissegundo, obteve-se a seguinte resposta ao se usar uma onda quadrada com frequência de 1.0 Hz e amplitude de 0.3 V como sinal de referência (Figura 5.4).

Analizando a Figura 5.4 nota-se a excelente resposta obtida com o sistema controlado, onde tem-se um pequeno tempo de acomodação, inferior a 100 milissegundos, e "overshoot" de apenas 2%.

O ganho proporcional encontrado com o processo de auto-sintonia possui valor negativo, enquanto os outros dois ganhos possuem valor positivo. Em tese os três ganhos devem ter o mesmo sinal, positivo ou negativo conforme o sistema. Considerando-se o controlador encontrado, a influência do ganho proporcional é muito pequena frente aos outros dois ganhos que contribuem mais significativamente no sinal de controle, de modo que o sinal negativo não instabiliza o sistema controlado. Se o ganho proporcional fosse mais influente neste sistema, o processo de auto-sintonia seria capaz de fornecer um ganho adequado com sinal coerente.

Foram realizados outros testes variando-se os parâmetros desejados para o sistema controlado em malha fechada, sendo que todos eles resultaram em controladores estáveis, com resposta próxima à desejada.

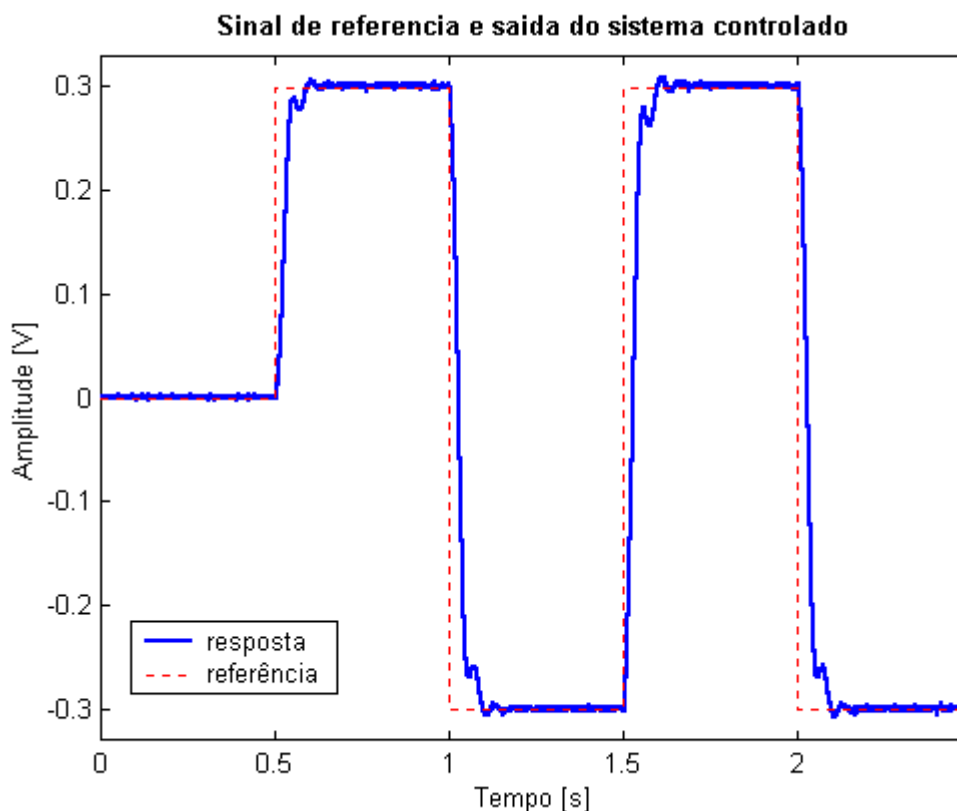


Figura 5.4 – Resposta do sistema de 1 gdl controlado seguindo uma referência do tipo quadrada com frequência de 1.0 Hz e amplitude de 0.3 V.

5.2 – SISTEMA OSCILATÓRIO DE 3 GRAUS DE LIBERDADE

As metodologias propostas, método completo e método simplificado, são aplicados agora a um sistema oscilatório de 3 gdl. O sistema é semelhante ao apresentado no item anterior, utilizando os mesmos equipamentos. O sistema é constituído pela associação de 3 mesas suportadas por lâminas de aço, conforme a Figura 5.5. Este sistema tem como principais características possuir três frequências naturais e baixo coeficiente de amortecimento, da ordem de 0.005 na primeira natural.

O atuador e o sensor estão posicionados na direção longitudinal sobre a mesa inferior (em Anexo I tem-se o posicionamento do sensor em detalhe), que permanece na mesma configuração mostrada no item anterior.

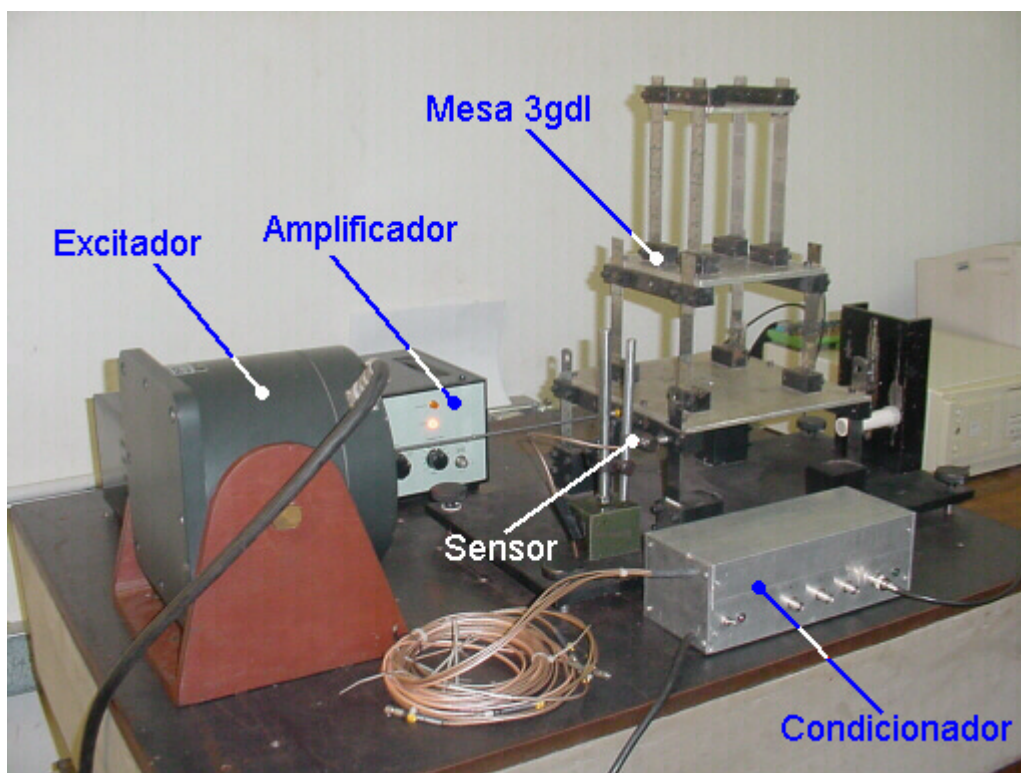


Figura 5.5 – Sistema oscilatório de 3 gdl.

5.2.1 – Metodologia Completa aplicada ao Sistema de 3 gdl

O primeiro passo da metodologia completa consiste na realização do ensaio de identificação, com os seguintes parâmetros:

- Tempo de amostragem: 10 ms
- Tempo de cada ensaio: 30 s
- Número de ensaios realizados: 10 ensaios
- Amplitude do relé: 0.5 V
- $n_{ref} = 0.9$ (Equação (3.19))
- Compensador do tipo: integrador

Como admite-se não conhecer nenhuma função de transferência do sistema a ser controlado, uma identificação padrão é realizada aplicando-se um ruído de banda estreita, produzido por um gerador de sinais e, utilizando-se um analisador de sinais para calcular a FRF do sistema (em Anexo I tem-se o analisador e o gerador de sinais, em detalhe, durante o

ensaio de identificação padrão). Os equipamentos utilizados nesta identificação padrão, bem como as suas configurações são as mesmas expostas no item anterior para a identificação do sistema de 1 gdl.

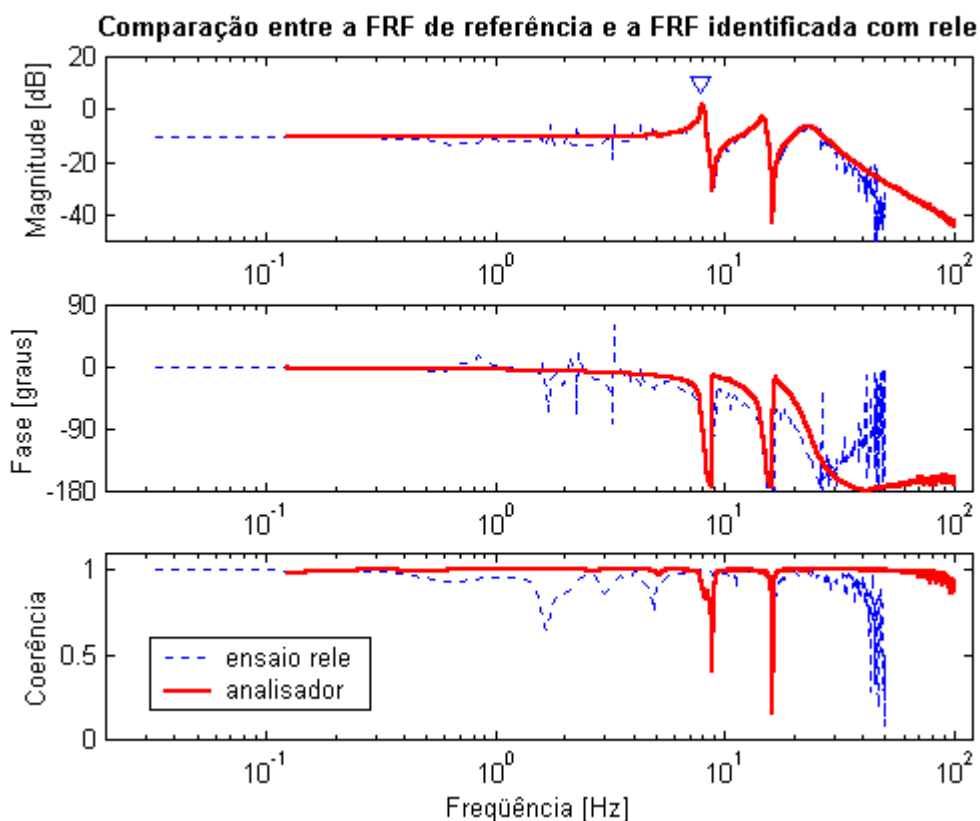


Figura 5.6 – Função resposta em freqüência do sistema oscilatório de 3 gdl (entrada e saída na mesa inferior) – identificação com o analisador de sinais e identificação pelo método proposto.

Na Figura 5.6, onde o triângulo invertido indica a freqüência de oscilação do relé durante o ensaio, são mostradas as FRFs identificada pelo método padrão e a identificada pelo ensaio do relé. Lembrando que a resposta obtida pelo ensaio do relé é a FRF modificada pelo janelamento exponencial, nota-se que existe uma pequena diferença entre elas nas regiões de boa coerência. Existem duas regiões onde a função de coerência assume valores próximos da unidade: a região estática e a região próxima à primeira freqüência natural. A identificação com boa coerência da região da primeira natural é possível uma vez que o compensador do tipo integrador obriga o sistema a oscilar próximo à primeira freqüência natural. A outra região de boa coerência é fruto da oscilação assimétrica do relé que acaba por introduzir um sinal estático no sistema, possibilitando a identificação da região estática da FRF (região de baixas freqüências).

Ainda é possível notar que a coerência da FRF identificada pelo método proposto na região da segunda e terceira natural é boa. Isto se deve ao fato de inicialmente, por alguns instantes, o relé oscilar na terceira e depois na segunda natural caindo finalmente em uma oscilação estacionária na primeira natural. Esta passagem acontece em um curto intervalo de tempo, sendo que para alguns sistemas esta passagem é imperceptível como, por exemplo, no próximo sistema de validação experimental. Contribui também para a boa coerência nestas regiões, a característica do tipo degrau do relé que acaba por introduzir sinais em frequências elevadas no sistema a ser identificado.

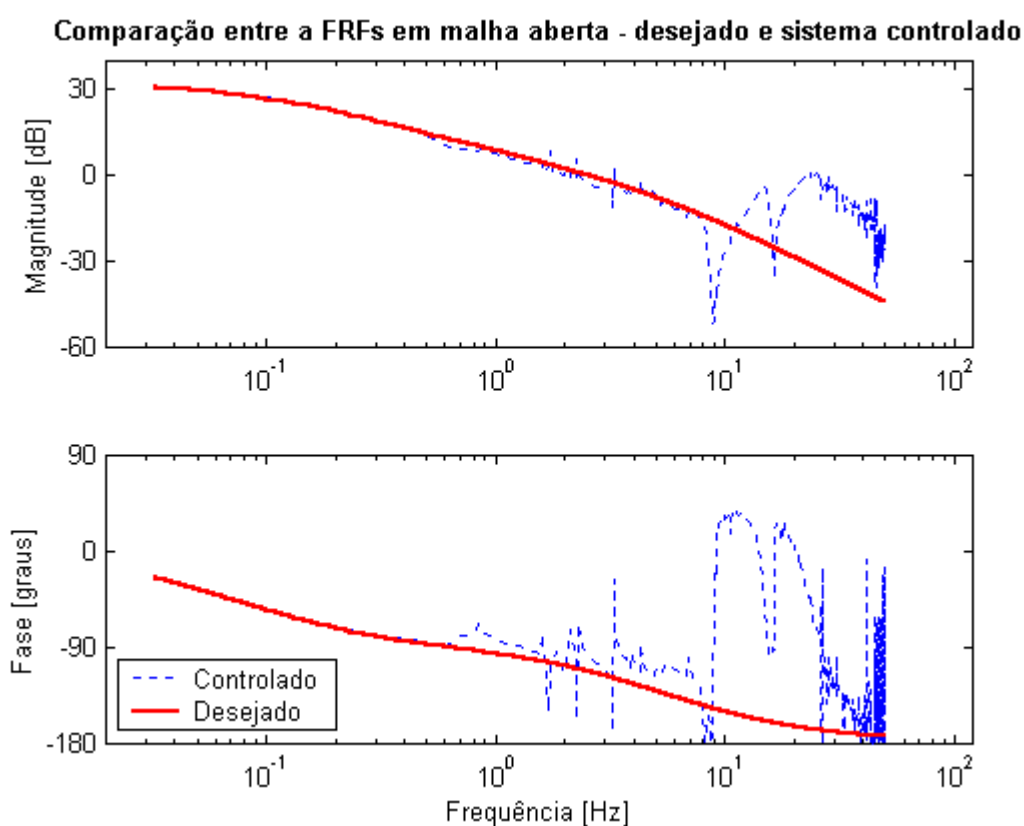


Figura 5.7 – Comparação entre as funções resposta em frequência em malha aberta do sistema de 3gdl controlado e da resposta desejada com $f_n = 4.0 \text{ Hz}$ e $\xi = 0.707$.

Após a identificação, as regiões onde se tem boa coerência, ou seja a região estática e região da primeira natural, são utilizadas na sintonia do controlador PID. Definindo-se os seguintes parâmetros para a resposta desejada do sistema controlado em malha fechada:

- $\xi = 0.707$
- $f_n = 4.0 \text{ Hz} \rightarrow w_n = 25.13 \text{ rad/seg}$

Tem-se os seguintes ganhos do controlador PID sintonizado:

- $K_p = 0.0638$
- $K_i = 58.2628$
- $K_d = 0.0190$

Na Figura 5.7 e na Figura 5.8 tem-se uma comparação entre a função resposta em freqüência desejada e a resposta em freqüência do sistema controlado pelo PID acima. As comparações são realizadas sobre as FRFs em malha aberta, Figura 5.7, e as FRFs em malha fechada, Figura 5.8. Nota-se que dentro das freqüências de interesse, o método de ajuste foi capaz de encontrar um controlador que, ao ser incorporado ao sistema, faz com que ele responda na forma ao desejada.

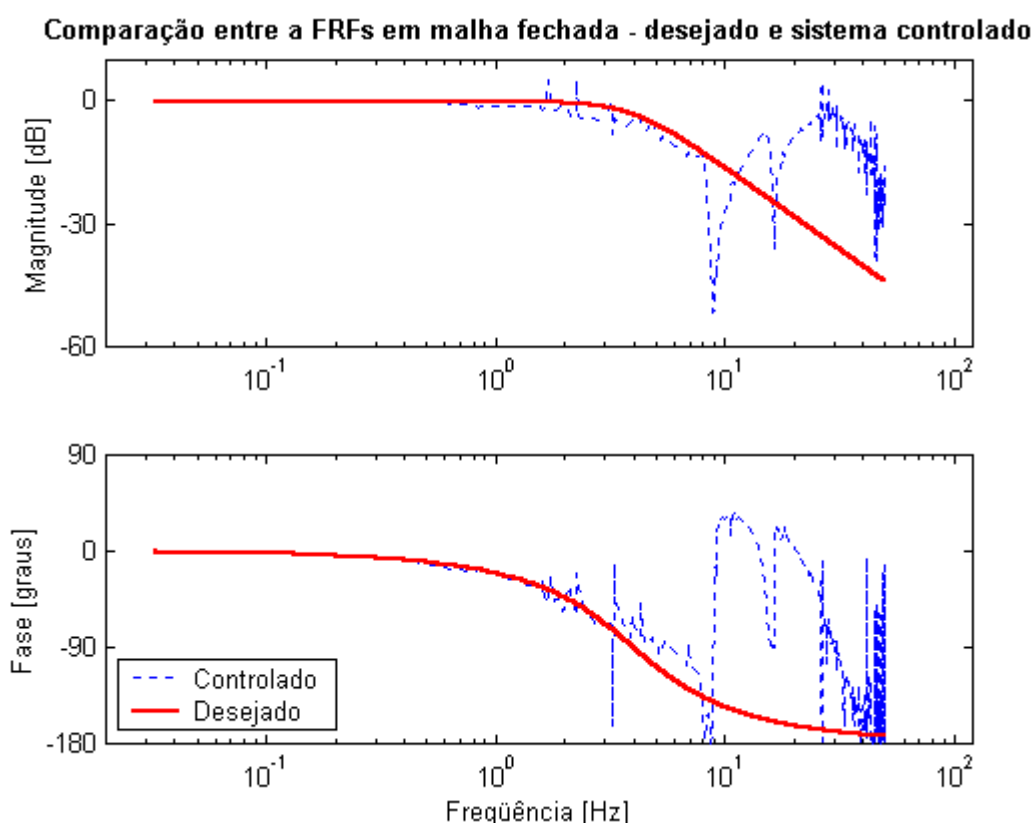


Figura 5.8 – Comparação entre as funções resposta em freqüência em malha fechada do sistema de 3gdl controlado e da resposta desejada com $f_n = 4.0$ Hz e $\xi = 0.707$.

Ainda é possível notar que as regiões da segunda e terceira freqüência natural do sistema não estão ajustadas à curva desejada. Isto acontece, uma vez que as regiões utilizadas para o ajuste foram as regiões estática e região próximo da primeira natural. Ainda

que se utilize todas as frequências para o ajuste das curvas, não é possível encontrar um PID que leve o sistema a se comportar como o desejado, uma vez que o controlador PID não possui liberdade suficiente para modificar o sistema em todas as frequências. Vale lembrar que o controlador PID é uma associação de um termo integrador em baixas frequências, com fase de -90° , e um termo derivativo em altas frequências, com fase de 90° . Uma possibilidade de resolver este impasse, seria se estabelecer uma rede com vários compensadores em atraso e vários compensadores em avanço de fase, ao invés do PID simples. A adoção desta rede em avanço/atraso aumentaria a liberdade do controlador permitindo que ele modificasse satisfatoriamente o sistema original em todas as frequências. No entanto, a determinação dos parâmetros desta rede é um problema a ser estudado em trabalhos futuros.

Utilizando-se um tempo de amostragem de 1 milissegundo, obteve-se a seguinte resposta ao controlar uma referência do tipo quadrada com frequência de 0.5 Hz e amplitude de 0.3 V (Figura 5.9).

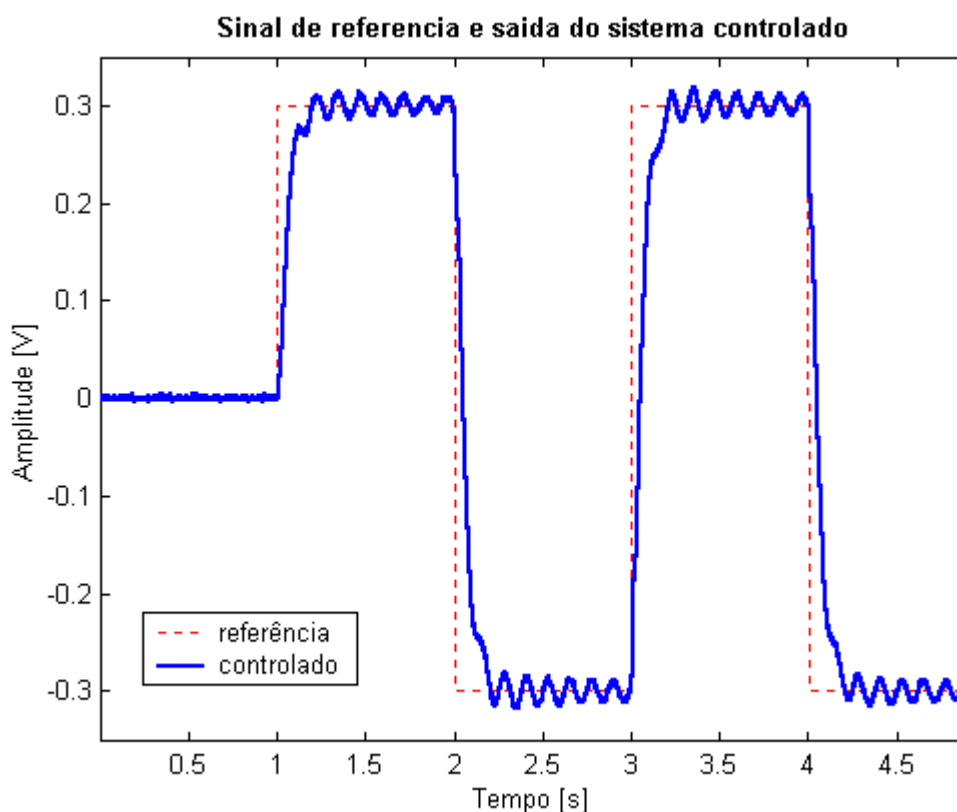


Figura 5.9 – Resposta do sistema de 3gdl controlado pelo PID sintonizado pelo método completo - referência do tipo quadrada com frequência de 0.5 Hz e amplitude de 0.3 V.

Da Figura 5.9 é possível notar que o sistema controlado possui uma boa resposta, sendo que o tempo de acomodação é próximo de 200 milissegundos (considerando o critério de 5%) e o "overshoot" é de 5%. Realizou-se também outros ensaios, especificando-se diferentes comportamentos desejados com freqüências naturais (f_n) maiores e menores que 4.0 Hz. Conforme era de se esperar, para freqüências maiores, tem-se uma elevação do "overshoot" e redução do tempo de acomodação e, para as menores tem-se o inverso.

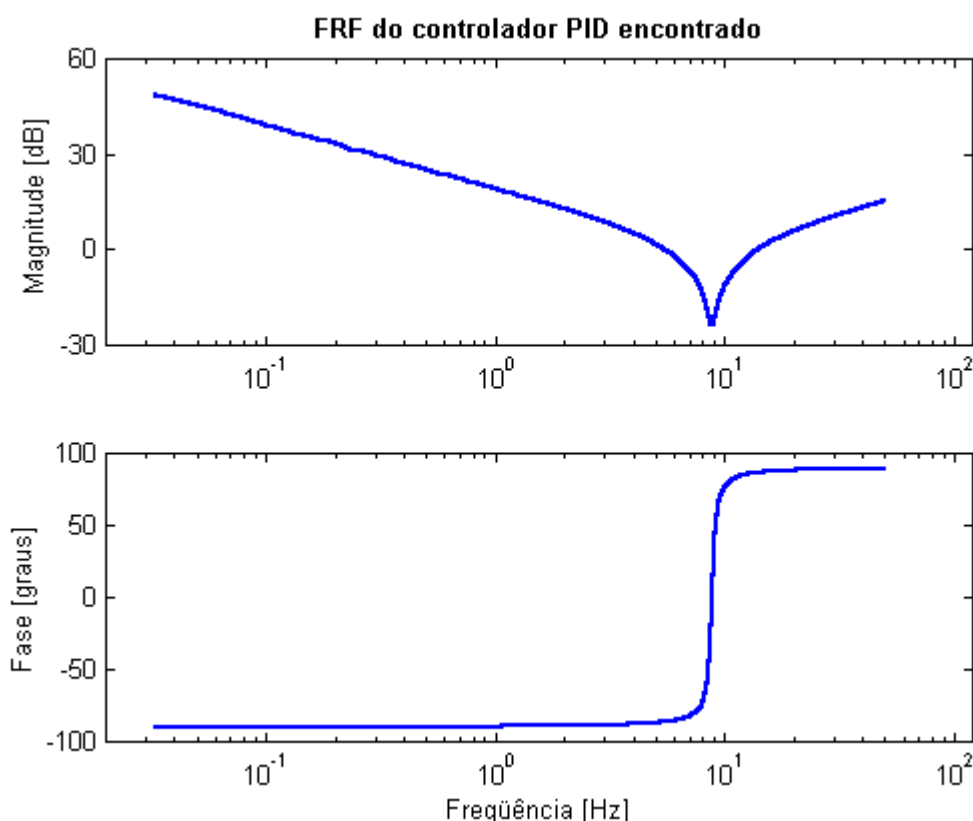


Figura 5.10 – Função resposta em freqüência do controlador PID ($K_p = 0.0638$, $K_i = 58.2628$ e $K_d = 0.0190$) para o sistema com 3gdl e resposta desejada com $f_n = 4.0$ Hz e $\xi = 0.707$.

Da Figura 5.10, FRF do controlador PID obtido, nota-se que o vale do PID está localizado próximo à freqüência da primeira natural para neutralizar o pico da FRF original do sistema, já que após o ajuste este pico deve possuir valor próximo ao especificado pela resposta desejada do sistema controlado. Como o vale do PID está próximo à primeira natural, o ganho do controlador nesta freqüência é baixo. Assim, quando o sistema atinge uma oscilação nesta freqüência ela é pouco amortecida, uma vez que o ganho do controlador é pequeno. Este fato explica a oscilação residual em regime na resposta do sistema apresentada na Figura 5.9. Esta oscilação residual, que está exatamente na primeira natural do sistema,

mesmo pouco amortecida é uma oscilação estável. Além disto, tal oscilação não prejudica a resposta do sistema, uma vez que a amplitude desta oscilação é pequena, inferior a 5% da referência logo no primeiro ciclo de oscilação. Caso se deseje, um controlador PID pode ser projetado para atenuar esta oscilação.

5.2.2 – Metodologia Simplificada aplicada ao Sistema de 3 gdl

Aplicou-se também ao sistema oscilatório de 3 gdl apresentado no item anterior, a metodologia simplificada detalhada no Capítulo III. Nesta metodologia identifica-se apenas dois pontos da FRF do sistema, ponto estático e ponto na primeira natural, sem a utilização da Transformada de Fourier. Os dois pontos identificados são utilizados na sintonia do controlador.

Foi utilizado o método de identificação do relé em conjunto com a onda quadrada (item 3.4.2). Primeiramente colocou-se o sistema sob a ação do relé com o integrador na realimentação e um sinal de referência nulo. Neste ensaio o relé oscilou com frequência próxima à primeira natural. Uma vez identificada esta frequência, gerou-se uma onda quadrada de mesma frequência que a primeira natural adicionando-se a ela um sinal estático, o que possibilita a identificação dos pontos estáticos e na primeira natural da FRF do sistema.

Novamente, neste ensaio também utilizou-se os mesmos equipamentos (excitador eletrodinâmico, amplificador de potência, sensor de proximidade, condicionador do sensor e placa de aquisição) e configurações dos ensaios completos mostrados nos itens anteriores.

Para a realização do ensaio de identificação dos dois pontos da FRF do sistema, utilizou-se os seguintes parâmetros:

- Tempo de amostragem: 1 ms
- Tempo total do ensaio: 40 s
- Número de períodos utilizados para a identificação: 40 períodos
- Amplitude do relé e onda quadrada: 0.5 V
- Sinal estático adicionado à onda quadrada: 0.2 V

Efetivamente apenas os 40 últimos períodos estão sendo utilizados para a identificação do sistema neste caso. Tem-se então os seguintes parâmetros identificados do sistema:

- Frequência de oscilação do relé: 8.0 Hz
- Ganho estático do sistema: 0.31 V/V (-10 dB)

- Ganho do sistema na frequência de oscilação do relé: 1.34 V/V (2.5 dB)
- Fase do sistema na frequência de oscilação do relé: -99°

Da Figura 5.6 pode-se verificar que os parâmetros identificados estão muito próximos dos parâmetros identificados com a utilização da Transformada de Fourier.

Para efeito de comparação entre os métodos completo e simplificado, manteve-se a mesma especificação desejada para o sistema controlado $f_n = 4.0 \text{ Hz}$ e $\xi = 0.707$. Utilizando-se a metodologia de ajuste simplificado a partir de apenas dois pontos identificados do sistema (item 3.5) obteve-se o controlador PID com os seguintes ganhos:

- $K_p = 0.0640$
- $K_i = 52.3777$
- $K_d = 0.0181$

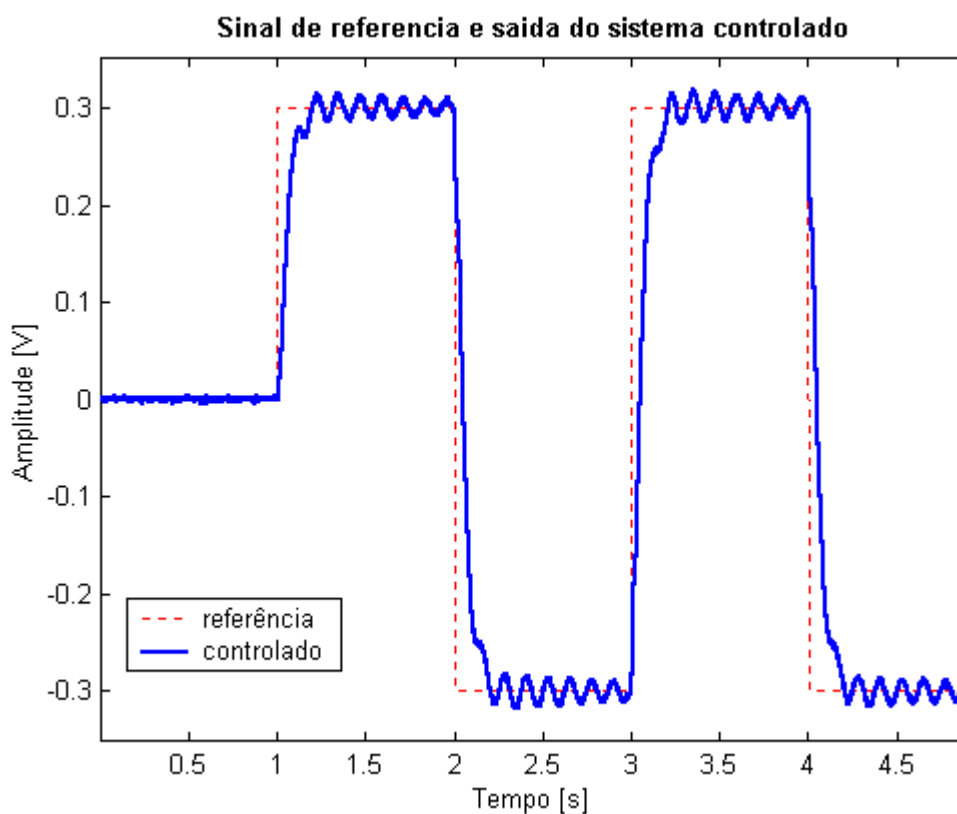


Figura 5.11 – Resposta do sistema de 3 gdl controlado com o PID sintonizado pelo método simplificado – referência do tipo quadrada, frequência de 0.5 Hz e amplitude de 0.3 V.

Comparando os ganhos do controlador com os ganhos obtidos com a metodologia de auto-sintonia completa no item anterior ($K_p = 0.0638$, $K_i = 58.2628$ e $K_d = 0.0190$), nota-se que os controladores são muito semelhantes, comprovando que o método simplificado pode também ser aplicado a sistemas de múltiplos graus de liberdade sem prejuízo para a performance do controlador, com a vantagem de ser mais econômico.

A Figura 5.11 apresenta a resposta do sistema controlado quando a referência é uma onda quadrada com frequência de 0.5 Hz e amplitude de 0.3 V. Nota-se, na figura, a presença da oscilação do sistema controlado quando este atinge a referência. Tal oscilação é explicada do mesmo modo que no item anterior. Neste Processo de controle também foi utilizado o mesmo tempo de amostragem do caso anterior, ou seja, 1 milissegundo.

5.3 – VIGA ENGASTADA-LIVRE COM ATUADORES PIEZELÉTRICOS

As metodologias propostas também são aplicadas a um sistema contínuo, com infinitos graus de liberdade. Este sistema é constituído de uma viga engastada-livre com atuadores piezelétricos incorporados (Figura 5.12). Um sensor de proximidade é utilizado para detectar os deslocamentos transversais da viga em um determinado ponto (em Anexo I tem-se em detalhe o atuador piezelétrico e o sensor de proximidade). O sinal de tensão proveniente deste sensor é tratado por um condicionador (o sensor e seu condicionador são os mesmos utilizados nos sistemas de 1 gdl e 3 gdl), e posteriormente enviado à placa de aquisição (a placa também possui as mesmas características que nos itens anteriores e é mostrada em Anexo I). Com a leitura do sinal de tensão elétrica do sensor de proximidade, o computador realiza os cálculos necessários e, através da placa de aquisição, envia um sinal de tensão para o amplificador de potência do atuador piezelétrico (PZT), que condiciona este sinal enviando-o ao PZT (um em cada face da viga) que se deforma. Uma vez que o PZT está solidário à viga, ele obriga a viga a se deformar provocando sua movimentação. Um fluxograma do sistema de controle pode ser visto na Figura 5.13.

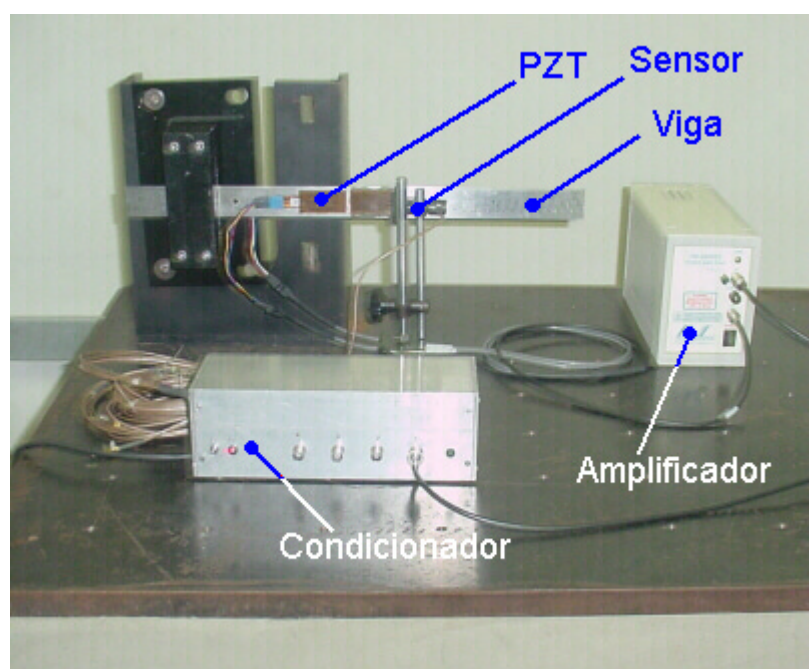


Figura 5.12 – Viga engastada-livre com atuadores piezelétricos incorporados.

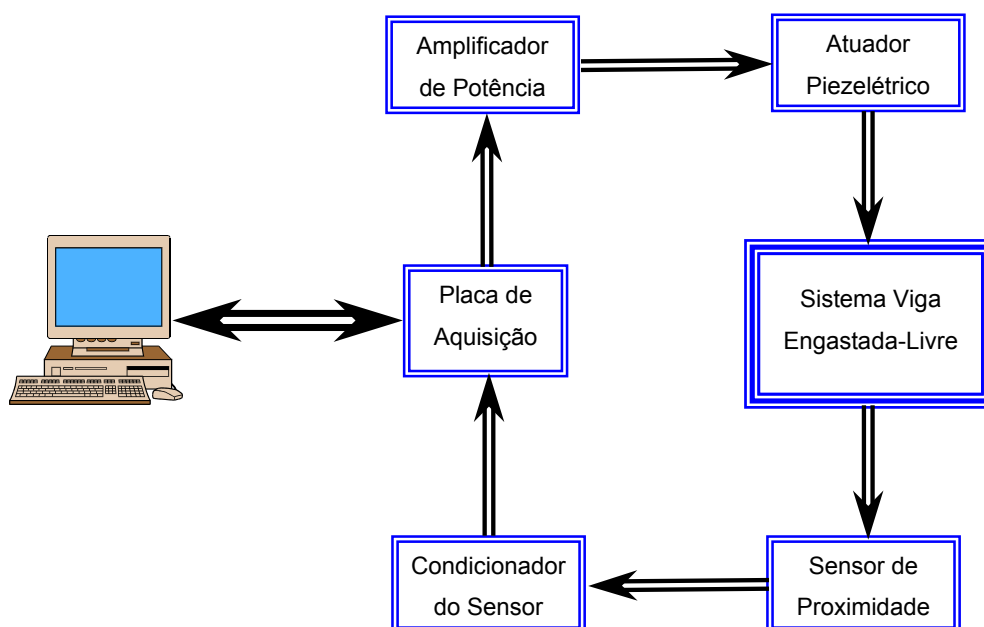


Figura 5.13 – Fluxograma do sistema de controle da viga engastada-livre.

O sistema viga engastada-livre tem as seguintes características e equipamentos:

- Amplificador de potência do atuador piezelétrico:
 - Power Amplifier 790 Series – AVC Instrumentation
 - Ganho do amplificador: 30 vezes
- Atuador piezelétrico:
 - Atuador ACX QP10N
- Dimensões:
 - Comprimento da viga: 400 mm
 - Largura da viga: 34.5 mm
 - Espessura da viga: 1.2 mm
 - Posição do centro do PZT em relação ao engastamento: 115 mm
 - Posição do sensor em relação ao engastamento: 240 mm

5.3.1 – Metodologia Completa Aplicada à Viga Engastada-Livre

A metodologia completa quando aplicada ao sistema da viga engastada-livre requer a sua identificação em frequência. Para tal foram realizados ensaios com os seguintes parâmetros:

- Tempo de amostragem: 3 ms
- Tempo de cada ensaio: 20 s
- Número de ensaios realizados: 10 ensaios
- Amplitude do relé: 0.12 V
- $n_{ref} = 0.9$ (Equação (3.19))
- Compensador do tipo: integrador

Como admite-se não conhecer nenhuma função de transferência do sistema a ser controlado, um ensaio de identificação padrão foi realizado aplicando-se ao sistema um ruído de banda estreita, produzido por um gerador de sinais. Os sinais de entrada (ruído de banda estreita) e de saída (sinal de tensão do sensor de proximidade) foram adquiridos por um analisador de sinais para o cálculo da FRF do sistema a ser controlado (em Anexo I tem-se em detalhe o analisador e o gerador de sinais, durante o ensaio de identificação padrão para a

mesa de 3 gdl, porém os aparelhos utilizados na viga são os mesmos). Para o gerador e analisador de sinais tem-se as seguintes características:

- Analisador de sinais:
 - Spectral Dynamics SD380 Signal Analyser – Scientific Atlanta
 - Frequência máxima identificada: 200 Hz
 - Intervalo de frequência: 0.25 Hz
 - Intervalo de tempo de amostragem: 1.95 ms
 - Número de médias realizadas: 20 médias
 - Janela utilizada: Hanning
- Gerador de sinais:
 - Sine/Noise Generator Type 1049 – Brüel & Kjaer
 - Ruído de banda estreita de 0 a 200 Hz
 - Amplitude: 1.0 V

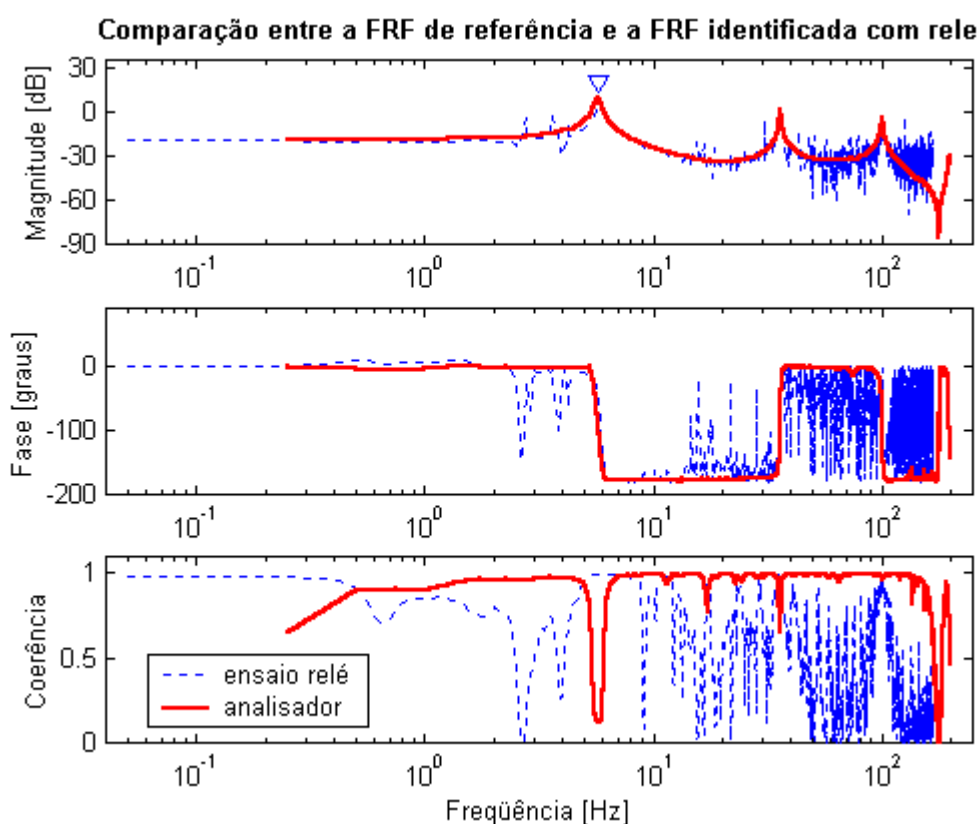


Figura 5.14 – Função resposta em frequência do sistema viga engastada-livre – identificação com o analisador de sinais e identificação pelo método proposto.

A identificação com o uso do analisador de sinais será tida como a FRF de referência do sistema para efeito de comparação. Na Figura 5.14, onde o triângulo invertido indica a frequência de oscilação do relé durante o ensaio, tem-se uma comparação entre a FRF de referência (FRF calculada pelo analisador de sinais) e a FRF modificada identificada pelo ensaio do relé proposto.

Analisando a Figura 5.14 percebe-se que existem duas regiões onde o método proposto identificou com boa coerência a FRF do sistema, a região estática (de baixas frequências) e a região próxima à primeira natural. A primeira região pode ser identificada devido à assimetria introduzida ao relé pelo sinal de referência variável e, a segunda pelo fato do relé ter oscilado com frequência próxima à primeira natural devido à ação do compensador do tipo integrador. Nota-se ainda que o método proposto tende a identificar a segunda e terceira frequências naturais, mas a coerência varia muito na região da segunda e terceira natural, não permitindo ter segurança na identificação nestas regiões.

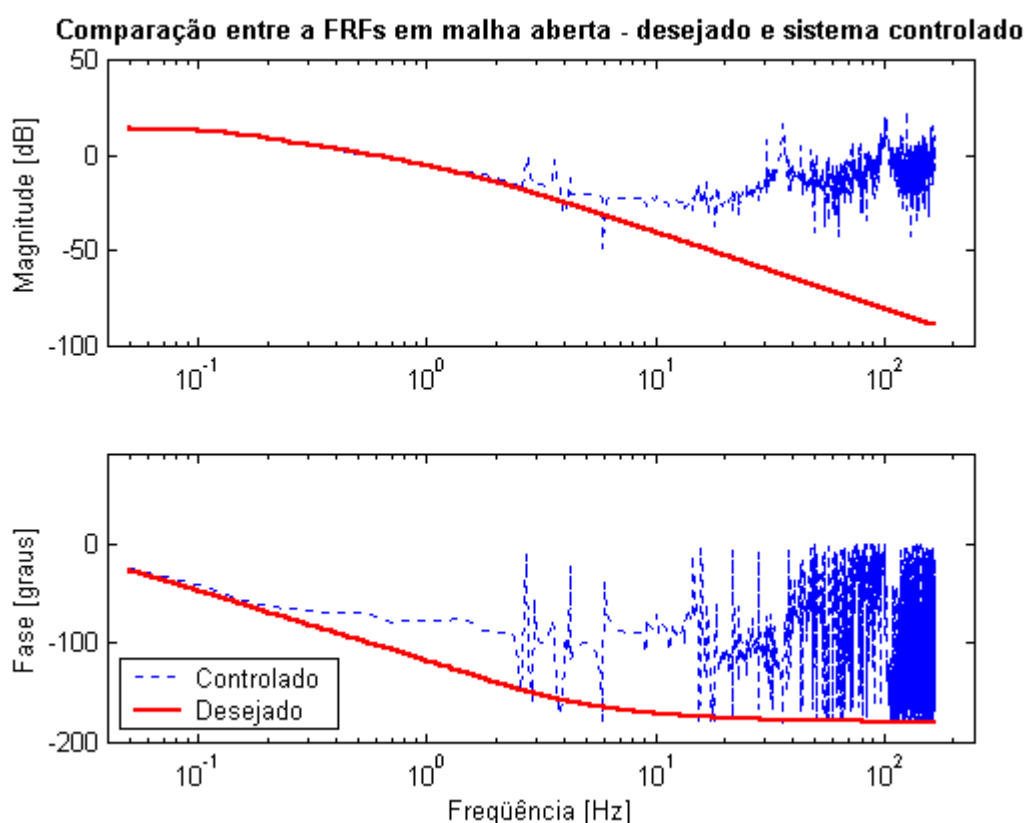


Figura 5.15 – Comparação entre as funções resposta em frequência em malha aberta do sistema viga engastada-livre controlado e da resposta desejada com $f_n = 1.0 \text{ Hz}$ e $\xi = 0.707$.

Identificada a função resposta em frequência pelo método proposto, o próximo passo é sintonizar o controlador PID. Para tal, utiliza-se no ajuste em frequência as duas regiões de boa coerência: região estática e região próxima à primeira natural. Admitindo uma resposta em malha fechada do sistema controlado com os seguintes parâmetros:

- $\xi = 0.707$
- $f_n = 1.0 \text{ Hz} \rightarrow w_n = 6.28 \text{ rad/seg}$

Encontra-se o controlador PID com os seguintes ganhos:

- $K_p = -0.0383$
- $K_i = 37.9575$
- $K_d = 0.0276$

De modo análogo ao apresentado no item 5.1.1, quando do sistema de 1 gdl, aqui também encontrou-se um valor negativo para o ganho proporcional do controlador, enquanto que os outros dois ganhos, integral e derivativo, apresentam valores positivos. No entanto, a influência deste ganho proporcional no valor final do sinal de controle é muito pequena quando comparada com a influência dos outros ganhos, não prejudicando, ou instabilizando, o sistema controlado.

Na Figura 5.15 é apresentada a FRF em malha aberta do sistema controlado juntamente com a resposta desejada em malha aberta. Já na Figura 5.16 tem-se a FRF do sistema em malha fechada em conjunto com a resposta desejada em malha fechada. Nota-se que, o controlador PID encontrado faz com que o sistema controlado se comporte próximo ao desejado nas frequências de interesse (frequências baixas até a primeira natural). Quanto às demais frequências, o controlador PID não possui liberdade suficiente para modificar o sistema a ponto de controlá-lo satisfatoriamente.

Da Figura 5.15 e Figura 5.16 é possível notar que o método de ajuste foi capaz de especificar um controlador PID que atenda satisfatoriamente os requisitos sobre a resposta desejada. Porém, nota-se que em alguns pontos de frequência abaixo da primeira natural o ajuste não é satisfatório quanto à fase, mas na maioria destes pontos a coerência (ver Figura 5.14) é baixa não permitindo grande confiabilidade na fase identificada.

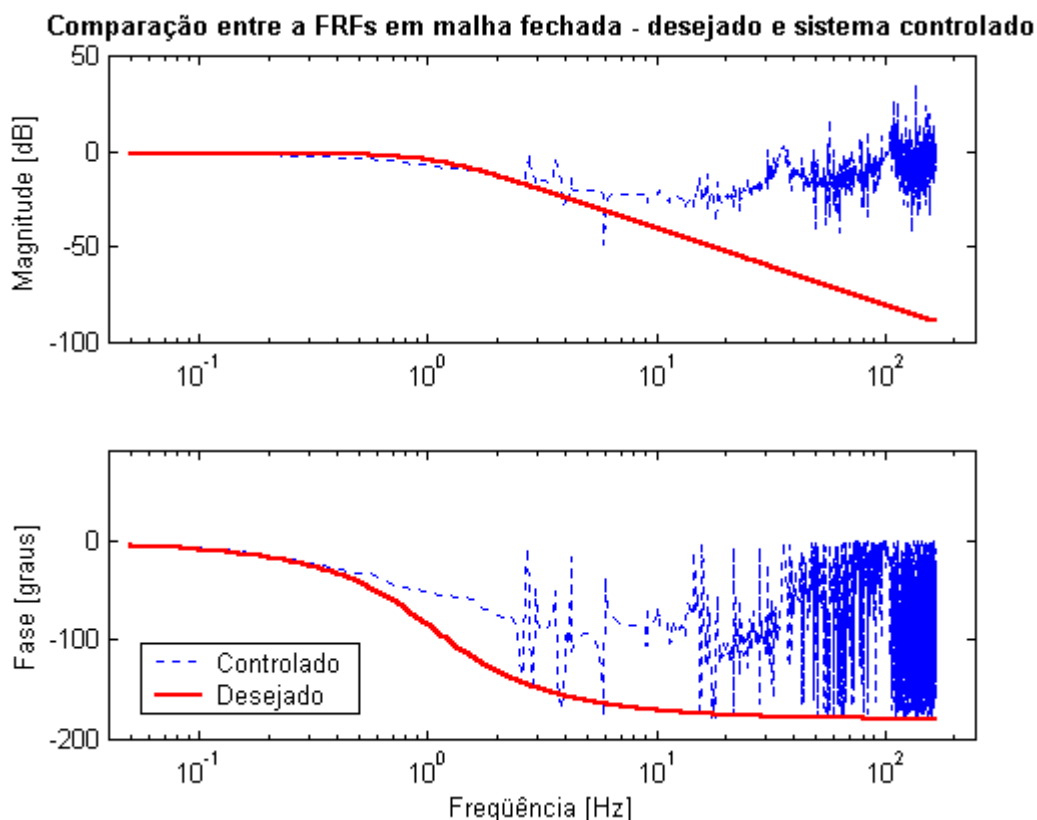


Figura 5.16 – Comparação entre as funções resposta em frequência em malha fechada do sistema viga engastada-livre controlado e da resposta desejada com $f_n = 1.0 \text{ Hz}$ e $\xi = 0.707$.

Na Figura 5.17 tem-se a resposta do sistema controlado seguindo uma referência do tipo quadrada com frequência de 0.1 Hz e amplitude de 0.2 V, utilizando-se um tempo de amostragem de 10 ms. Para este sistema utilizou-se o diferenciador aproximado (item 3.6 do Capítulo III) com o pólo (*polo*) em 360 rad/seg, aproximadamente 10 vezes a primeira natural do sistema, tendo em vista atenuar os efeitos dos ruídos presentes nos sinais do sistema. Nota-se que o sistema controlado possui uma boa resposta no tempo, sendo que o tempo de acomodação é próximo de 1.0 segundo (considerando o critério de 2%) e o "overshoot" é inferior a 2%.

Novamente, do mesmo modo que para o sistema com 3 gdl, tem-se uma oscilação residual na primeira frequência natural do sistema quando em regime permanente. A amplitude desta oscilação residual é inferior a 2% da referência logo no primeiro ciclo após cruzar a referência. Este fenômeno ocorre também pelo mesmo motivo que o anterior, ou seja, se deve ao fato do controlador PID apresentar um vale exatamente na primeira frequência natural. Consequentemente, o ganho do controlador nesta frequência é muito pequeno, não permitindo que as oscilações na primeira natural sejam satisfatoriamente atenuadas. É possível aumentar

o ganho do controlador nesta frequência aumentando-se a banda passante do sistema controlado ao sintonizar o PID. No entanto, em particular para este sistema, ao aumentar-se a banda passante o sinal de controle satura.

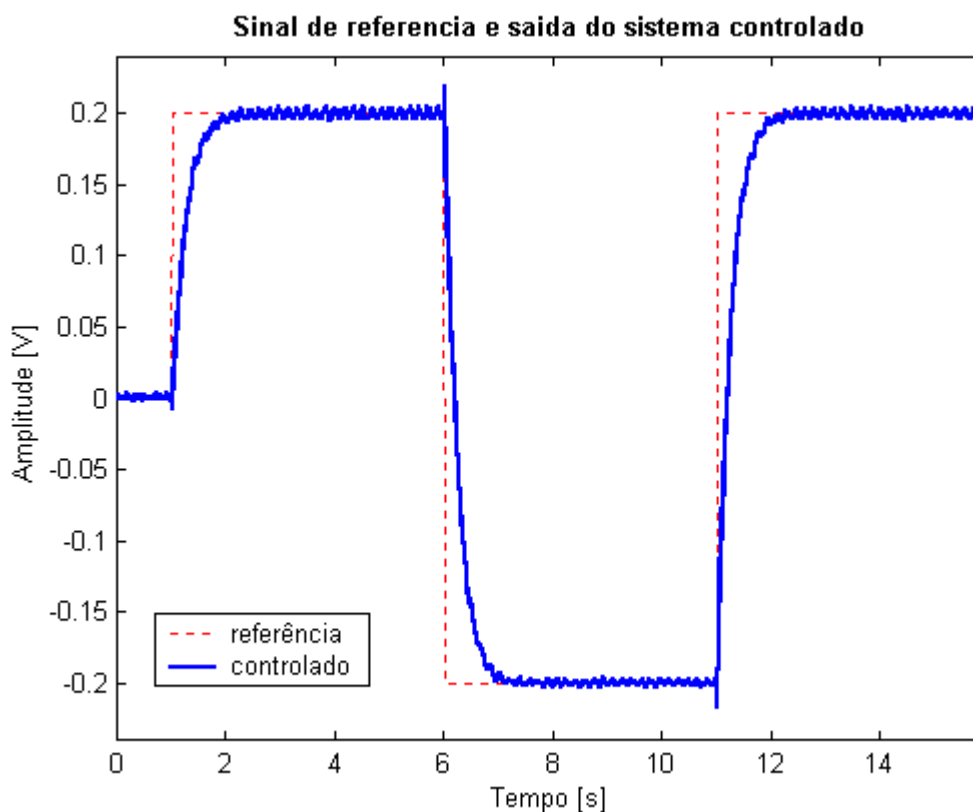


Figura 5.17 – Resposta do sistema viga engastada-livre controlado com o PID sintonizado pelo método completo – referência do tipo quadrada, frequência de 0.1 Hz e amplitude de 0.2 V.

O tempo de amostragem usado no controle (10 ms) é relativamente elevado quando comparado com o tempo necessário para uma representação mais realista do sistema (1 ms para se representar o sistema em frequências pouco superiores à terceira natural). Adotou-se este elevado tempo, em conjunto com o diferenciador aproximado, para se reduzir os efeitos de ruídos em frequências elevadas. Para este sistema os efeitos de ruídos são mais acentuados, uma vez que ele responde com ganhos relativamente elevados em altas frequências, ao contrário dos sistemas anteriores (1 gdl e 3 gdl) que atenuavam fortemente os sinais em frequências elevadas (acima de 50 Hz). Na FRF em malha fechada do sistema controlado (Figura 5.16) é possível notar que o sistema controlado não pode atuar em frequências elevadas. Este comportamento em altas frequências do controlador não pode ser modificado, uma vez que ele não está sintonizado para trabalhar em frequências elevadas, mesmo porque

o PID não fornece liberdade suficiente para se trabalhar com sistemas complexos em bandas de frequência largas que englobem vários picos e várias mudanças de fase.

O mais apropriado é utilizar filtros no sinal de entrada que atenuem as componentes de ruídos em frequências elevadas. Porém, a utilização de filtros passa baixa em sistemas pouco amortecidos e controladores PID pode trazer dificuldades. Os sistemas pouco amortecidos apresentam pólos dominantes próximo ao eixo imaginário (no gráfico do lugar das raízes: "*root locus*") e ao se adicionar um filtro em baixa frequência, são acrescentados mais dois pólos próximo ao eixo imaginário, e o controlador PID adiciona dois zeros ao sistema, além do pólo na origem. Assim, a combinação de sistemas pouco amortecidos, filtros em baixa frequência e controlador PID, apresenta uma concentração de pólos perto da origem, o que limita a margem de estabilidade, já que mesmo para pequenos valores de ganho do controlador (ou variações paramétricas) as raízes podem assumir valores no semi-plano direito.

O efeito da utilização de um "elevado" tempo de amostragem para controlar o sistema funciona como se um "filtro passa-baixa" fosse colocado no sistema, atenuando o efeito do ruídos no sistema.

Outros parâmetros para a resposta desejada também foram testados. Conforme o esperado, aumentando-se o valor de f_n aumenta-se o valor do "*overshoot*" e reduz-se o tempo de acomodação. Diminuindo-se o valor de f_n tem-se o inverso. Ao aumentar f_n aumenta-se a banda passante do sistema controlado, e como este apresenta elevado nível de ruído, o aumento de f_n o torna ainda mais sensível a ruídos, dificultando a obtenção de respostas mais rápidas. Outro importante fator que não permite que respostas mais rápidas sejam encontradas, é a saturação do sinal de controle. Para o atuador e amplificador utilizados, a máxima tensão de controle é de 5V na entrada do amplificador, o que dá uma tensão de aproximadamente 150V no atuador. Ao se desejar respostas mais rápidas este sinal de tensão facilmente satura indicando que é necessário realizar mais força com o atuador. No entanto, a força do atuador é limitada ao máximo valor de 5V de tensão de controle na entrada do amplificador.

Algumas considerações também devem ser feitas a respeito do sistema de aquisição. Embora trabalhe-se com uma placa de aquisição de 12 bits (User Manual for WIN-30, 1995), a resolução efetiva de trabalho está bem abaixo destes 12 bits. Os 12bits (4096) são atingidos quando se trabalha com sinais próximos a 5V (sinal de referência da placa), o que dá uma resolução de $5V/4096 = 1.2mV$. As discussões aqui apresentadas relativas à placa de aquisição também são válidas para os outros dois sistemas controlados experimentalmente, o sistema de 1 gdl e o sistema de 3 gdl.

Todos estes fatores representam limitações físicas no processo de controle da viga engastada livre, mas, a despeito dos mesmos, obteve-se bons controladores com a metodologia proposta.

5.3.2 – Metodologia Simplificada Aplicada à Viga Engastada-Livre

A metodologia simplificada que utiliza o ensaio do relé em conjunto com uma onda quadrada (item 3.4.2 do Capítulo III) também foi aplicada ao sistema viga engastada-livre com atuadores piezelétricos incorporados.

Realizou-se o ensaio de identificação com os seguintes parâmetros:

- Tempo de amostragem: 1 ms
- Tempo total do ensaio: 40 s
- Número de períodos utilizados para a identificação: 40 períodos
- Amplitude do relé e onda quadrada: 0.12 V
- Sinal estático adicionado à onda quadrada: 0.1 V

Do mesmo modo que no ensaio para o sistema de 3 gdl apenas os 40 últimos períodos foram utilizados na identificação do sistema. Identificou-se os seguintes parâmetros do sistema:

- Freqüência de oscilação do relé: 5.8 Hz
- Ganho estático do sistema: 0.11 V/V (-19.2 dB)
- Ganho do sistema na freqüência de oscilação do relé: 4.54 V/V (13.2 dB)
- Fase do sistema na freqüência de oscilação do relé: -164°

Da Figura 5.14 pode-se perceber que os parâmetros identificados acima estão muito próximos dos parâmetros identificados com a utilização da Transformada de Fourier. Nota-se ainda que a fase identificada não é a de -90° como era de se esperar. O sistema em questão, possuindo um amortecimento muito baixo, tem uma mudança de fase muito brusca na região da primeira natural, como notado na Figura 5.14. Como o relé e a onda quadrada estão discretizados pelo tempo de amostragem, uma pequena variação no número de tempos de amostragem contidos em um período do relé (o período do relé pode facilmente passar de 100 tempos de amostragem para 101 tempos de amostragem, por exemplo), varia apenas um pouco a freqüência, mas promove uma grande mudança na fase do sistema. A identificação

deste ponto do sistema não deixa de estar perto da primeira natural, sendo portanto perfeitamente possível utilizá-lo na sintonia do controlador PID.

Buscando realizar uma comparação entre as metodologias completa e simplificada, a mesma especificação sobre a resposta desejada é mantida: $f_n = 1.0 \text{ Hz}$ e $\xi = 0.707$. Utilizando-se a metodologia de ajuste simplificado a partir de apenas dois pontos identificados do sistema (item 3.5 do Capítulo III) obteve-se o controlador PID com os seguintes ganhos:

- $K_p = 0.0062$
- $K_i = 39.9197$
- $K_d = 0.0296$

Comparando-se os ganhos obtidos com os ganhos encontrados na metodologia completa ($K_p = -0.0383$, $K_i = 37.9575$ e $K_d = 0.0276$), nota-se que eles estão muito próximos. Isto indica que o método simplificado pode também ser aplicado a sistemas pouco amortecidos com infinitos graus de liberdade sem prejudicar a performance do controlador. Vale lembrar que a grande vantagem do método simplificado é o seu baixo custo computacional.

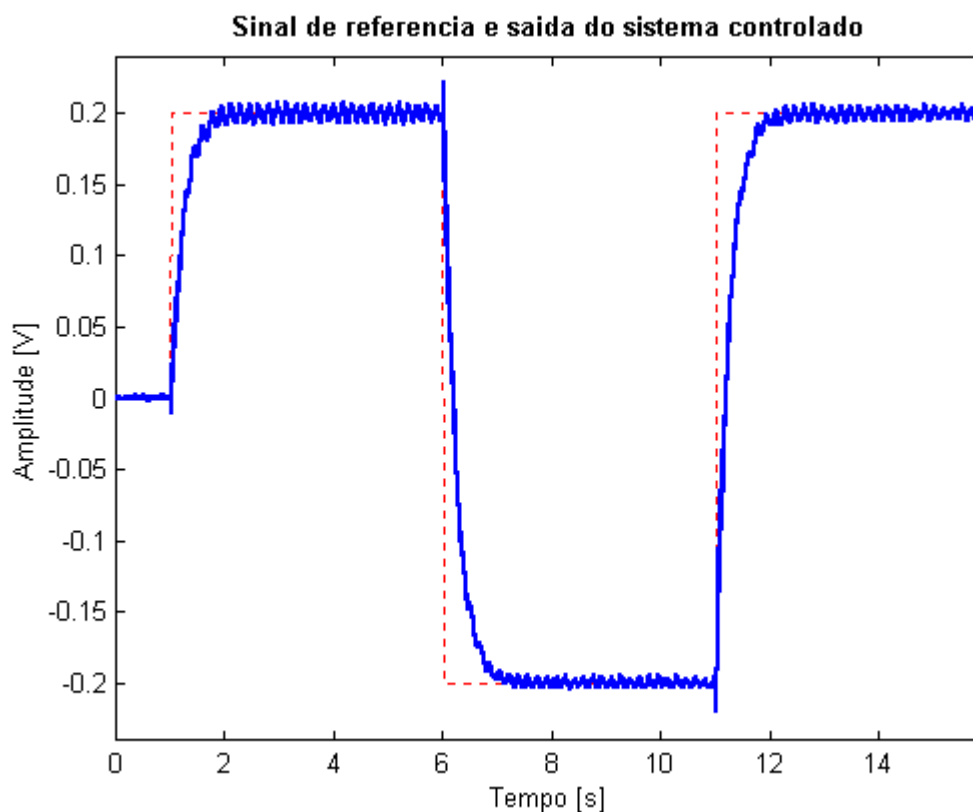


Figura 5.18 – Resposta do sistema viga engastada-livre controlado com o PID sintonizado pelo método simplificado – referência do tipo quadrada, frequência de 0.1 Hz e amplitude de 0.2 V.

Na Figura 5.18 é mostrada a resposta do sistema viga engastada-livre controlado pelo PID sintonizado utilizando-se o método simplificado. A referência a ser seguida é do tipo quadrada com frequência de 0.1 Hz e amplitude de 0.2 V e, o tempo de amostragem também é de 10 milissegundos. Novamente utilizou-se o diferenciador aproximado com o pólo (*polo*) em 360 rad/seg.

Analisando a Figura 5.18 pode-se notar que esta resposta é muito semelhante à encontrada com o controlador sintonizado pelo método completo (Figura 5.17). Valem aqui também todos os comentários a respeito de ruídos e resolução da placa apresentados no item anterior.

5.3.3 – Resposta Livre do Sistema Viga Engastada-Livre

Neste item é apresentada a resposta livre do sistema viga engastada-livre com atuadores piezelétricos incorporados (Figura 5.19). Impondo-se uma tensão elétrica constante no atuador piezelétrico, o sistema foi levado a uma condição inicial estacionária. Ao atingir esta condição o sinal de tensão no atuador é anulado e a resposta livre é adquirida até que o sistema atinja patamares de oscilação próximos aos obtidos durante o processo de controle. Visando simular a mudança de estado dos sinais de referência mostrados nos processos de controle, que atingem valores de -0.2V a 0.2V, tem-se que a condição inicial da viga é de 0.4V.

Da Figura 5.19 é possível notar o elevado tempo de acomodação do sistema livre, mostrando o quanto o sistema é pouco amortecido. Para este ensaio obteve-se um tempo de acomodação da ordem de 60 segundos.

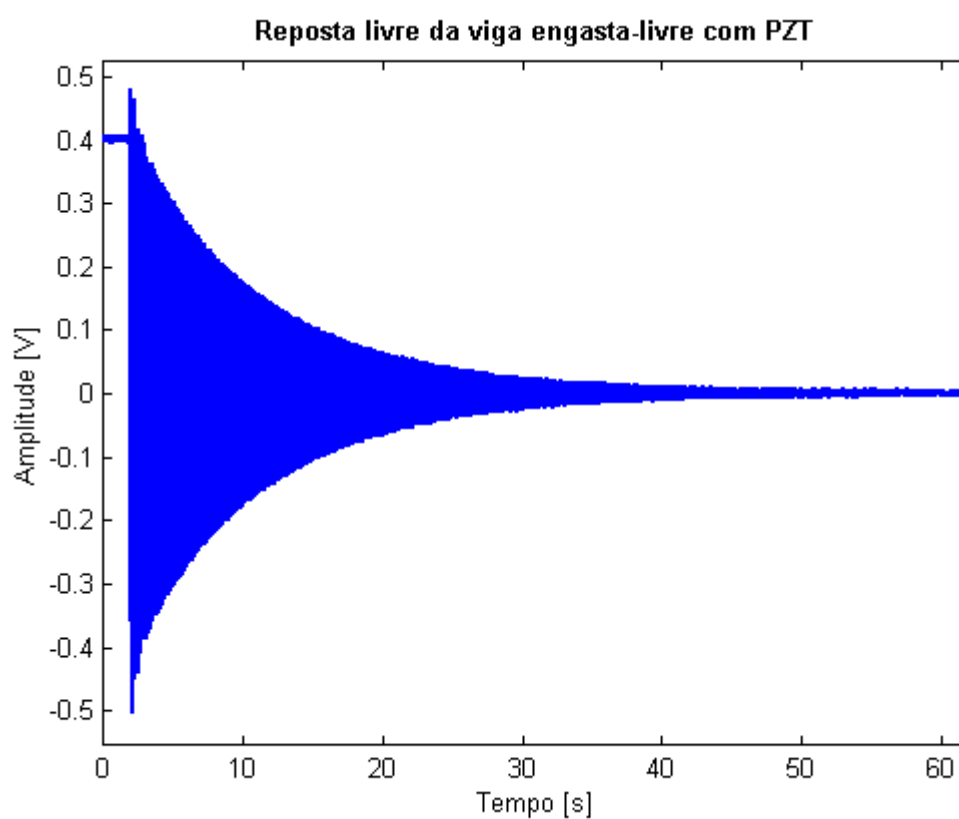


Figura 5.19 – Resposta livre do sistema viga engastada-livre com atuadores piezelétricos incorporados.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÃO

A elevada inserção dos controladores PID no parque industrial mundial associada à ascendente evolução das técnicas de sintonia dos ganhos destes controladores e, tendo em vista o problema de controle de sistemas mecânicos, constituem os principais eixos de motivação deste trabalho.

Das técnicas de sintonia de PID elegeram-se aquelas baseadas no ensaio do relé realimentado dado a sua presença dominante na literatura, decorrente da sua simplicidade de execução e aceitação industrial. Esta técnica, inicialmente proposta por Aström e Hagglund em 1988, dispensa o conhecimento do modelo matemático da planta, é de rápida execução e permite manter, durante a sintonia, o processo em operação (usando um controlador *on-off* ou apenas um controle proporcional). Apesar destas vantagens, que muitas vezes não se observam de forma concomitante, a sintonia de PID, na forma proposta inicialmente por Aström e Hagglund, apresenta algumas limitações, destacando-se o seu viés pouco generalista, pois se destinam a sistemas com características bem restritivas como, por exemplo, sistemas de 1ª ou de 2ª ordem com algum atraso e fortemente amortecidos.

No capítulo II deste estudo é feita uma ampla revisão bibliográfica do assunto com a apresentação de várias metodologias que procuram superar esta ou aquela limitação do ensaio do relé realimentado. À luz da revisão bibliográfica realizada, não se identificou uma metodologia de sintonia automática de PID capaz de ser aplicada em sistemas mecânicos oscilatórios, pouco amortecidos e com vários modos de vibrar. Tais sistemas são frequentemente encontrados na indústria. Está no capítulo III a principal contribuição deste trabalho. Nele é apresentado um procedimento automático de ajuste dos ganhos do controlador PID, que é capaz de, além de tratar dos sistemas mecânicos previamente mencionados, ser aplicado a uma gama bastante ampla de sistemas: monotônicos, de fase não mínima, oscilatórios com baixo amortecimento, sistemas com atraso, de elevada ordem, etc.

Como as demais técnicas de sintonia via relé realimentado, o procedimento proposto se divide em suas fases: a fase de identificação do processo e a fase de ajuste dos ganhos do controlador.

A FASE DE IDENTIFICAÇÃO DO PROCESSO

Na fase de identificação a configuração do ensaio apresenta algumas particularidades: o relé é colocado no caminho direto, na realimentação tem-se um compensador e faz-se uso de um sinal de referência. O sinal de referência é variável e gerado automaticamente a partir de informações do processo. A adoção deste sinal possibilita a identificação com confiança de pontos em baixa frequência da FRF do sistema. O compensador na realimentação - que pode ser encontrado em outros trabalhos, mas com finalidade diferente - é um integrador ou um filtro passa-baixa de primeira ordem com frequência de corte muito inferior à primeira natural do sistema. Tal compensador permite que o sistema, sob a ação do relé, oscile numa frequência próxima à primeira natural do sistema. Sem este compensador não há garantia de que a oscilação aconteça no primeiro modo, que é o modo mais importante sob o ponto de vista do controle. A utilização do compensador na realimentação do sistema possibilita ainda uma boa rejeição aos ruídos, evitando que o relé apresente variações bruscas de frequência na saída.

Para a construção da FRF faz-se - como em alguns outros trabalhos - um “*janelamento*” exponencial no tempo dos sinais de entrada e saída seguido da Transformada Rápida de Fourier. Tendo em vista uma maior solidez dos resultados, a metodologia propõe a utilização de uma função de coerência como instrumento auxiliar para a detecção das regiões de maior confiança no valor da FRF identificada. Estas regiões são as selecionadas para a sintonia do controlador.

Tendo em vista que para o ajuste dos ganhos do PID basta conhecer dois pontos da FRF, uma metodologia de identificação mais simples e computacionalmente mais econômica é derivada no capítulo III. Nesta metodologia não se usa o sinal de referência mas mantém-se o compensador $Q(s)$ e o relé. Num primeiro momento é identificada a frequência próxima à primeira natural e, em seguida, em malha aberta submete-se o sistema a uma onda quadrada na frequência identificada e, opera-se sobre os sinais em regime estacionário para calcular o ganho e a fase na frequência crítica e o ganho DC. Estas informações são usadas na sintonia do PID.

As metodologias de identificação - completa e simplificada - foram avaliadas numericamente para sistemas com características bastante variadas, revelando uma generalidade expressiva de aplicação, fato não observado na maioria dos outros métodos estudados. Três sistemas mecânicos, com características de pouco amortecimento e com múltiplos modos de vibrar foram ensaiados experimentalmente e, mais uma vez, pode-se comprovar a eficiência da metodologia de identificação proposta.

A FASE DE AJUSTE DOS GANHOS DO PID

Uma vez identificado o sistema, o procedimento de ajuste dos ganhos do PID pressupõe a definição preliminar pelo projetista do comportamento em frequência desejado para o conjunto sistema+controlador. Uma vez definindo tal comportamento, elege-se os pontos de frequência em que se tem mais confiança na identificação para fazer o ajuste do PID via a minimização de um funcional quadrático (caso completo), ou a solução de um sistema de três equações algébricas (caso simplificado). Os procedimentos de ajuste desenvolvidos no trabalho e apresentados no capítulo III não incorporam contribuições inovadoras no caso completo, por outro lado não se encontrou na literatura pesquisada um procedimento equivalente ao proposto no caso do método simplificado.

Assim como no caso da identificação, os controladores PID ajustados foram amplamente averiguados. Simulações numéricas comprovaram a eficiência do método, destacando-se que em todos os ensaios elegeu-se o mesmo comportamento desejado para o conjunto sistema+controlador, qual seja responderem em malha fechada como um sistema de 2ª ordem sem atraso, com amortecimento 0.7 e banda passante igual à metade da frequência identificada no ensaio do relé.

Ensaio experimentais confirmaram a robustez e eficiência da metodologia proposta inclusive quando aplicada a uma viga flexível com atuadores PZT incorporados, viga esta bem representativa de sistemas com múltiplos (infinitos) modos de vibrar e pouco amortecidos.

O NÍVEL DE AUTOMACÃO DO PROCEDIMENTO

Uma questão importante considerada no processo de sintonia do PID é o nível de automação envolvido, entendendo-se com isso o quanto a metodologia per si, prescinde de informações e/ou conhecimentos do processo pelo projetista. Do operador do sistema demanda-se, obviamente, o conhecimento da performance desejada e a compreensão das implicações que decorrem ao estabelecê-la. Uma larga banda passante significa resposta rápida, maior “overshoot” e possível saturação nos sinais, uma banda estreita, por sua vez, pode levar a respostas mais lentas. De qualquer forma este não é um problema da metodologia proposta e sim requisito presente em todo e qualquer projeto de controle.

O operador deve estar atento ao nível do sinal de saída do relé, um valor elevado pode provocar saturações e um valor muito baixo pode não ser capaz de provocar as oscilações. Na dúvida deve-se sempre começar o ensaio com valores pequenos que não introduzem

modificações significativas na saída. A escolha entre um filtro passa-baixa na realimentação ou um integrador puro pode fazer diferença em um ou outro sistema, particularmente naqueles onde o integrador afetar a estabilidade do sistema em malha fechada. Nos casos estudados neste trabalho usou-se o integrador na realimentação e deve ser esta a primeira tentativa do projetista.

A escolha do parâmetro de ponderação na geração do sinal de referência (n_{ref} , Equação (3.19)) não é crítica, valores no intervalo de 0.6 a 0.9 mostraram-se eficientes nos testes efetuados. Por sua vez, os parâmetros associados à determinação da FRF, guardam estreita relação com o tempo de amostragem, que, supostamente, o projetista pode inferir a partir do conhecimento – mesmo que rudimentar – do comportamento dinâmico do processo. Na dúvida escolha a taxa mais elevada que o hardware permitir e uma vez conhecida a primeira natural pode-se diminuir a taxa para um patamar mais adequado. O tempo de duração de cada ensaio também deve ser estabelecido preliminarmente, tal escolha afeta a resolução em frequência conforme Equação (3.15). Como orientação deve-se escolher um tempo elevado em princípio, fazer um ensaio inicial e, modificar tal parâmetro em função da frequência de oscilação observada e da resolução em frequência desejada.

LIMITAÇÕES DA METODOLOGIA PROPOSTA

A metodologia tal qual apresentada neste trabalho não é aplicável a sistemas instáveis ou a sistemas com integradores presentes na malha. No entanto, a alteração do compensador da realimentação pode tornar a metodologia aplicável a estes tipos de sistemas, uma vez que o compensador pode estabilizar o sistema, ou anular a influência dos integradores presentes na planta.

No caso de sistemas oscilatórios pouco amortecidos e com várias frequências naturais, o controlador PID, devido à sua natureza, não oferece liberdade de projeto suficiente para atender requisitos (fase e ganho) em todo o espectro de frequência. De maneira geral, com um PID é possível modificar de forma satisfatória o sistema na banda que contenha apenas uma natural, usualmente a frequência fundamental. Redes de atraso-avanço em série poderiam oferecer melhores possibilidades.

O controlador PID clássico, como já visto, apresenta um vale na curva do ganho com a frequência. A metodologia proposta, quando aplicada a sistemas pouco amortecidos, posiciona a máxima depressão do vale na frequência da primeira natural buscando anular (minimizar) o elevado ganho do sistema nesta natural. Em decorrência disso o controlador apresenta um

ganho muito baixo na primeira natural, fato que dificulta a sua ação quando perturbações (externas ou geradas internamente) ocorrem nesta frequência. Caso este problema se torne crítico torna-se necessário lançar mão de outros recursos, implementando outros controladores, um PD, por exemplo, com a função específica de atenuar as perturbações na natural. Destaque-se que a metodologia proposta com pequenas alterações pode gerar, além dos controladores PID, controladores PI ou PD.

IMPLEMENTAÇÃO EM DSPs E DESDOBRAMENTOS FUTUROS

A possibilidade de integração da metodologia proposta num equipamento, tendo em vista a sua implementação e difusão industrial merece ser criteriosamente investigada. O método proposto em sua forma completa pode ser implementado em processadores digitais de sinais (DSPs), que trabalham muito bem com Transformadas de Fourier e com filtros digitais. O método simplificado, por sua vez, pode ser implementado até mesmo em microprocessadores de menor capacidade de processamento como os da série 16 e 18 da *Microchip*. A implementação física em microprocessadores das metodologias completa e simplificada se coloca, portanto, como um desdobramento futuro deste estudo.

No campo da investigação teórica cabe averiguar a possibilidade de sintonia de controladores com estruturas mais complexas e que ofereçam um grau de liberdade maior ao projetista que o controlador PID, e além disto investigar a sintonia de controladores para sistemas multivariáveis.

De maneira geral, e resgatando da introdução os objetivos deste trabalho, quais sejam:

“estudar, propor e avaliar numérica e experimentalmente uma nova metodologia de sintonia de controladores PID baseada na técnica do relé. Desenvolver ainda um procedimento com elevado grau de automação, com características de generalidade no tocante a sua aplicação, e que possa ser empregado especialmente no problema de controle de sistemas mecânicos que apresentam múltiplas frequências naturais e são fracamente amortecidos”

conclui-se que tais metas foram plenamente alcançadas cabendo ao futuro enfrentar os desafios previamente mencionados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Aström, K. J. and Hagglund, T., 2001, "The Future of PID Control", Control Engineering Practice, Vol. 9, pp 1163-1175.

Aström, K. J. and Hagglund, T., 1995a, "New Tuning Methods for PID Controllers", Proceedings of European Control Conference, pp 2456-2462.

Aström, K. J. and Hagglund, T., 1995b, "PID Controllers: Theory, Design and Tuning", 2nd edition, Instrument Society of America, Research Triangle Park.

Aström, K. J., Hagglund, T., Hang, C. C. and Ho, W. K., 1993, "Automatic Tuning and Adaptation for PID Controllers – A Survey", Control Engineering Practice, Vol. 1, pp 699-714.

Atherton, D. P. and Kaya, I., 2001, "Exact Parameter Estimation from Relay Feedback Autotuning Under Static Load Disturbances", Proceedings of the American Control Conference, pp 3274-3279.

Bendat, J. S. and Piersol, A. G., 1986, "Random Data: Analysis and measurements Procedures", 2nd edition, Wiley – NY.

Bi, Q., Cai, W.-J., Wang, Q.-G., Hang, C.-C., Lee, E.-L., Sun, Y., Liu, K.-D., Zhang, Y. and Zou, B., 2000, "Advanced Controller Auto-Tuning and its Application in HVAC Systems", Control Engineering Practice, Vol. 8, pp 633-644.

Braun, S., 1986, "Mechanical Signature Analysis – Theory and Applications", Academic Press Inc.

Friman, M. and Waller, K. V., 1996, "A Two-Channel Relay for Autotuning", Report 96-6 - Abo Akademi, Department of Chemical Engineering - Finland

Hagglund, T. and Aström, K. J., 1991, "Industrial Adaptive Controllers Based on Frequency Response Techniques", *Automatica*, Vol. 27, pp 599-609.

Hagglund, T. and Aström, K. J., 1988, "Automatic Tuning of PID Controllers", *Instrument Society of America*.

Hang, C. C., Aström, K. J. and Wang, Q.-G., 2002, "Relay Feedback Auto-Tuning of Process Controllers – A Tutorial Review", *Journal of Process Control*, Vol. 12, pp 143-162.

Hang, C. C., Wang, Q. G. and Cao, L. S., 1995, "Self-tuning Smith Predictors for Process with Long Dead Time", *Int. J. Adaptive Control and Signal Processing*, Vol. 9, pp 255-270.

Hang, C. C., Aström, K. J. and Ho, W. K., 1993, "Relay Auto-tuning in the Presence of Static Load Disturbance", *Automatica*, Vol. 29, pp 563-564.

Hang, C. C. and Sin, K. K., 1991, "A Comparative Performance Study of PID Auto-tuners", *IEEE Control Systems*, Vol. 11, pp 41-47.

Ho, W. K., Hang, C. C. and Cao, L. S., 1993, "Tuning of PID Controllers Based on Gain and Phase Margin Specifications, *Proceedings of the 12th IFAC World Congress*, Vol. 5, pp 267-270.

Huang, J.-J., 2000, "Automatic Tuning of the PID Controller for Servo Based on Relay Feedback", *Industrial Electronics Society*, Vol. 2, pp 1445-1450.

Kaya, I. and Atherton, D. P., 2001, "Parameter Estimation from Relay Autotuning with Asymmetric Limit Cycle Data", *Journal of Process Control*, Vol. 11, pp 429-439.

Kwakernaak, H. and Sivan, R., 1972, "Linear Optimal Control Systems", *John Wiley & Sons Inc.*

Loh, A. P., Cai, X. and Tan, W. W., 2001, "Novel Use of Relays in Identifying Frequency Response Points", *Proceedings of the American Control Conference*, pp 3288-3293.

Marchetti, G., Scali, C. and Lewin, D. R., 2001, "Identification and Control of Open-Loop Unstable Process by Relay Methods", *Automatica*, Vol. 37, pp 2049-2055.

Ogata, K., 1987, "Discrete-Time Control Systems", Prentice-Hall, USA.

Park, J. H., Sung, S. W. and Lee, I., 1997, "Improved Relay Auto-tuning with Static Load Disturbance", *Automatica*, Vol. 33, pp 711-715.

Preface, 2001, "PID Control", *Control Engineering Practice*, Vol. 9, pp 1159-1161.

Shen, S., Wu, J. and Yu, C., 1996, "Autotune Identification Under Load Disturbance", *Industrial and Engineering Chemistry Research*, Vol. 35, pp 1642-1651.

Sung, S. W. and Lee, I.-B., 2000, "An Improved Algorithm for Automatic Tuning of PID Controllers", *Chemical Engineering Science*, Vol. 55, pp 1883-1891.

Tan, K. K., Lee, T. H. and Jiang, X., 2001, "On-line Relay Identification, Assessment and Tuning of PID Controller", *Journal of Process Control*, Vol. 11, pp 483-496.

Tan, K. K., Lee, T. H. and Jiang, X., 2000, "Robust On-Line Relay Automatic Tuning of PID Control Systems", *ISA Transactions*, Vol. 39, pp 219-232.

"User Manual for WIN-30", United Electronics Industries Inc., 4th edition, 1995, Appendix B.

Wang, X. and Shao, H., 2001, "A Novel Method of Frequency Domain Identification for SISO System Based on Improved Two-channel Relay Feedback", *Proceedings of the American Control Conference*, pp 3286-3287.

Wang, Q.-G., Zhang, Y. and Guo, X., 2001, "Robust Closed-Loop Identification with Application to Auto-Tuning", *Journal of Process Control*, Vol. 11, pp 519-530.

Wang, Q. G., Fung, H. W. and Lee, T. H., 1999a, "PID Tuning for Improved Performance", accepted by *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1999.

Wang, Q.-G., Fung, H.-W. and Zhang, Y., 1999b, "PID Tuning with Exact Gain and Phase Margins", *ISA Transactions*, Vol. 38, pp 243-249.

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

Wang, Q. G., Hang, C. C. and Zou, B., 1997a, "A Frequency Response Approach to Auto-tuning of Multivariable Controllers", *Chemical Engineering Research and Design*, Vol. 75, pp 795-806.

Wang, Q. G., Hang, C. C. and Zou, B., 1997b, "Low-order Modeling from Relay Feedback", *Industrial and Engineering Chemistry Research*, Vol. 36, pp 375-381.

Wang, Q.-G., Hang, C.-C. and Bi, Q., 1997c, "Process Frequency Response Estimation from Relay Feedback", *Control Engineering Practice*, Vol. 5, N^o 9, pp 1293-1302.

Wang, Q. G., Lee, T. H. and Tan, K. K., 1995, "Automatic Tuning of Finite Spectrum Assignment Controllers for Delay Systems", *Automatica*, Vol. 31, pp 477-482.

Wittenmark, B. and Aström, K. J., 1989, "Adaptive Control", Addison-Wesley Publishing Company.

Ziegler, J. G. and Nichols, N. B., 1942, "Optimum Setting for Automatic Controllers", *Trans. ASME*, Vol. 64, pp. 759-768.

ANEXO I

FOTOS DOS ENSAIOS EXPERIMENTAIS

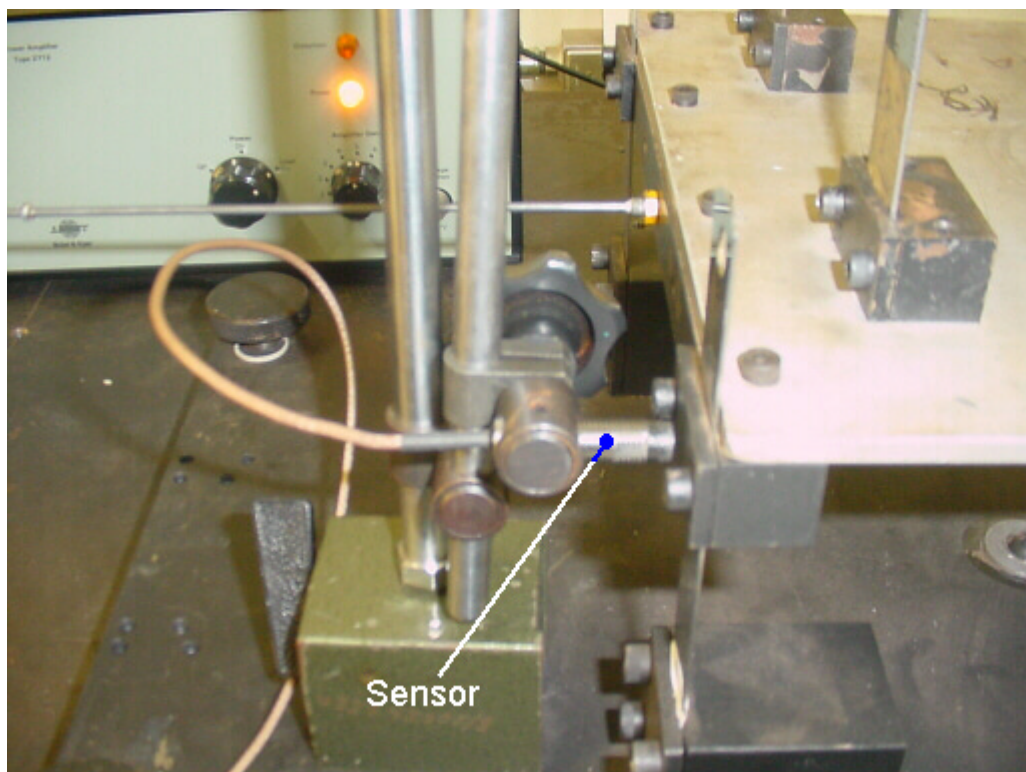


Figura I.1 – Sensor eletromagnético de proximidade dos sistemas de 1 e 3 graus de liberdade.



Figura I.2 – Analisador e gerador de sinais durante o ensaio de identificação padrão do sistema de 3 gdl.



Figura I.3 – Sistema de aquisição e controle da viga engastada-livre.



Figura I.4 – Sensor de proximidade e atuador piezelétrico da face anterior da viga engastada-livre.

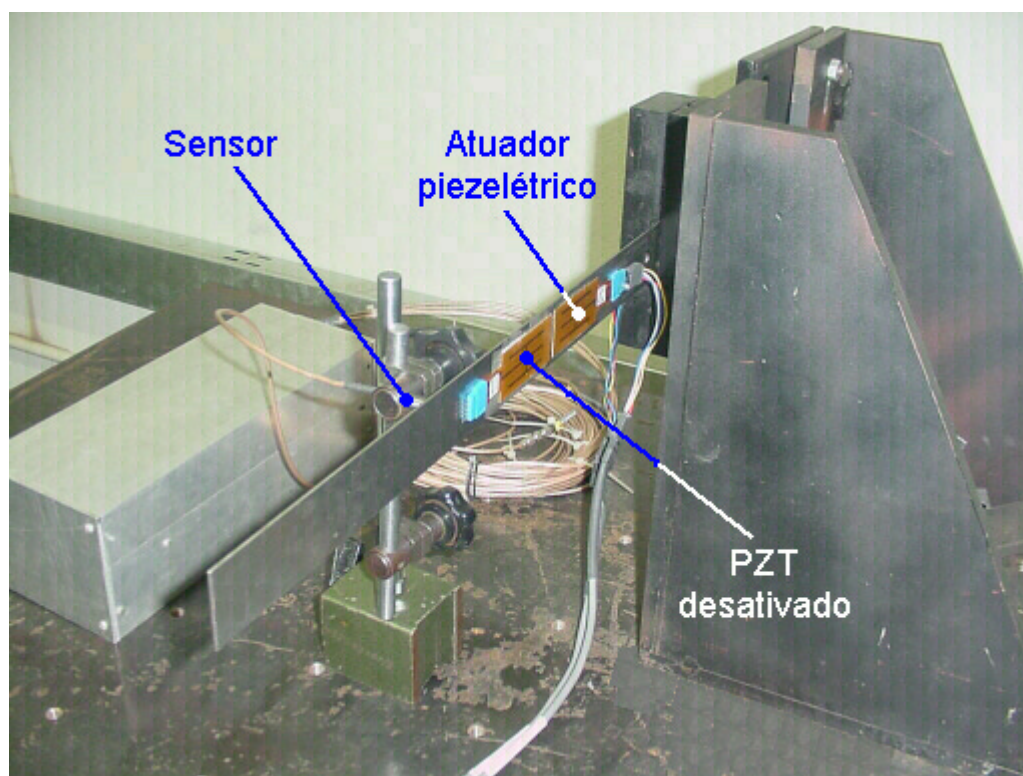


Figura I.5 – Atuador piezelétrico da face posterior da viga engastada-livre.

ANEXO II

PROGRAMA COMPUTACIONAL DE CONTROLE EXPERIMENTAL

Para a realização dos ensaios experimentais de validação das metodologias propostas e, com o objetivo de tornar os processos de identificação, sintonia e controle automatizados com uma boa interface com o operador, desenvolveu-se um programa computacional. As principais janelas de entradas de dados deste programa são apresentadas a seguir. As demais janelas, por terem menor importância, não são apresentadas e, não influem no objetivo principal deste anexo que é mostrar a facilidade de operação das metodologias propostas. Primeiramente trata-se do método de identificação e sintonia completo e posteriormente do método simplificado. Finalmente mostra-se a entrada de dados para uma dada referência a ser seguida pelo processo.

MÉTODO COMPLETO DE IDENTIFICAÇÃO E SINTONIA

Na Figura II.1 tem-se a janela de entrada de dados para o processo de identificação completa do sistema de 3 graus de liberdade. Nota-se que todos os parâmetros que devem ser fornecidos pelo operador (veja seções 3.2 e 3.8.1 do Capítulo III) estão presentes nesta janela de entrada. Entre estes parâmetros tem-se:

- o tempo de aquisição (T).
- o tempo total do ensaio (Tf).
- o número de ensaios a serem realizados (Na).
- a amplitude do relé.
- o nível de referência ($nref$).

Além destes parâmetros tem-se:

- o tempo entre cada ensaio: é o tempo necessário para o sistema se acomodar e atingir o regime permanente na condição de equilíbrio, para então se iniciar o outro ensaio de identificação. Pode-se omitir este tempo, uma vez que o instante de início de cada ensaio pode ser fornecido pelo operador, ou ainda, pode-se estabelecer um detector de regime permanente na condição de equilíbrio e, toda vez que esta condição for atingida o próximo ensaio de identificação é iniciado.
- o nome do arquivo em que os dados de entrada e saída do processo de identificação são gravados.

Variaveis de entrada - ensaio de identificacao completo

Tempo de aquisicao em MILISEGUNDOS (T):
10

Tempo total do ensaio do rele em MILISEGUNDOS (Tf):
30000

Tempo entre cada ensaio do rele em MILISEGUNDOS:
10000

Numero de ensaios a serem realizados (Na):
10

Amplitude do rele:
0.5

Nivel de referencia (nref):
0.9

Nome de identificacao dos arquivos do ensaio:
mesa_3gdl

Cancel OK

Figura II.1 – Janela de entrada de dados do processo de identificação completo.

Na Figura II.2 tem-se a janela de entrada de dados para o processo de sintonia completo (seções 3.3 e 3.8.2 do Capítulo III), que consistem dos parâmetros da resposta desejada em malha fechada para o sistema controlado:

- fator de amortecimento (ξ ou $qs\hat{i}$).
- frequência natural desejada ($f_n = w_n/2\pi$).

A frequência de oscilação do relé mostrada na janela tem a função apenas de orientar a escolha da frequência natural desejada e, o operador não pode alterar o seu valor.

Figura II.2 – Janela de entrada de dados para o processo de sintonia completo.

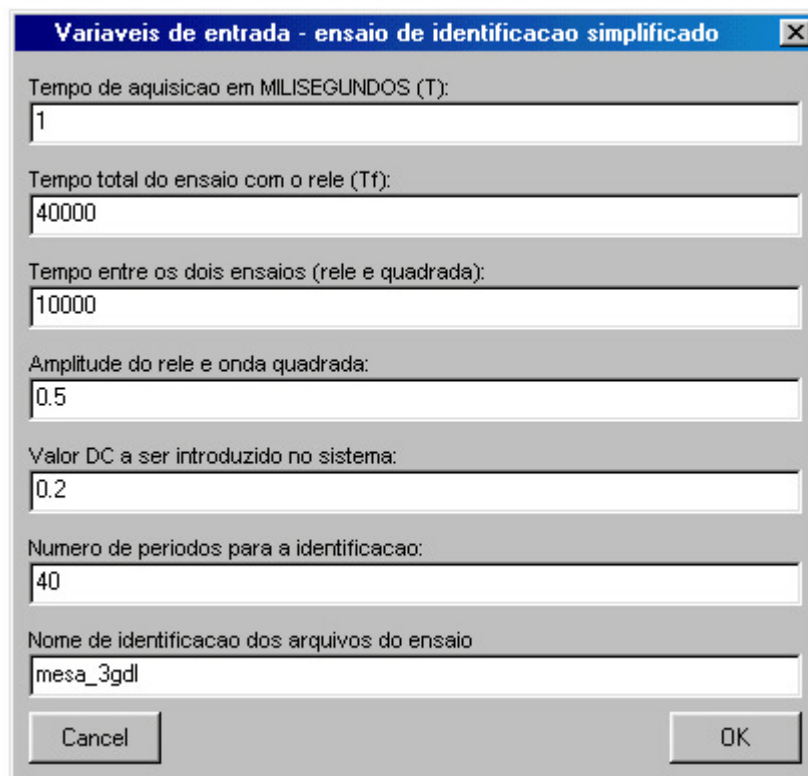
MÉTODO SIMPLIFICADO DE IDENTIFICAÇÃO E SINTONIA

Na Figura II.3 é mostrada a janela dos parâmetros de entrada para o processo de identificação simplificado (seções 3.4.2 e 3.8.3 do Capítulo III). Estes parâmetros são:

- o tempo de aquisição (T).
- o tempo de duração do ensaio com o relé e com a onda quadrada (Tf).
- a amplitude do relé e da onda quadrada.
- o sinal estático a ser introduzido no sistema (u_{DC}).
- o número de períodos a serem utilizados na identificação do sistema (η).

Além dos parâmetros acima, é necessário fornecer:

- o tempo entre cada ensaio: neste caso é o tempo entre o ensaio do relé e o ensaio da onda quadrada. As mesmas considerações feitas para o tempo entre cada ensaio no processo de identificação completo, também são válidas aqui.
- o nome do arquivo onde os dados de entrada e saída serão gravados.



A janela de entrada de dados, intitulada "Variáveis de entrada - ensaio de identificação simplificado", contém os seguintes campos de texto:

- Tempo de aquisição em MILISEGUNDOS (T): 1
- Tempo total do ensaio com o rele (Tf): 40000
- Tempo entre os dois ensaios (rele e quadrada): 10000
- Amplitude do rele e onda quadrada: 0.5
- Valor DC a ser introduzido no sistema: 0.2
- Numero de periodos para a identificação: 40
- Nome de identificação dos arquivos do ensaio: mesa_3gdl

Na base da janela, há dois botões: "Cancel" e "OK".

Figura II.3 – Janela de entrada de dados do processo de identificação simplificado.

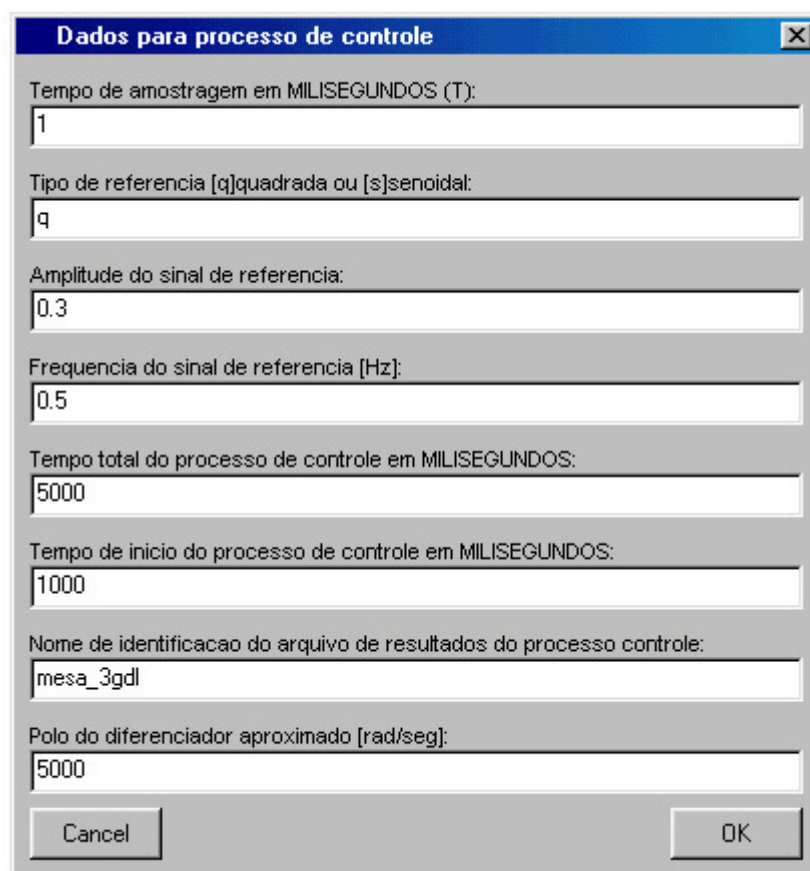
A janela do processo de sintonia é a mesma utilizada no processo de identificação completo (Figura II.2), no entanto o processo de sintonia é o simplificado (seções 3.5 e 3.8.4 do Capítulo III).

CONTROLE DE UMA REFERÊNCIA

Na Figura II.4 mostra-se a janela de entrada de dados para o processo de controle, seja para o caso completo, seja para o simplificado. Estes dados se referem ao controlador e à referência a ser seguida. Entre eles estão:

- o tempo de amostragem (T): este tempo é definido pelo operador após análise do nível de ruído presente no sistema, da frequência do sinal de referência e da frequência mais relevante do sistema a ser controlado.

- o pólo do diferenciador aproximado (*polo*): o valor do pólo do diferenciador aproximado também é definido em função dos ruídos presentes no sistema (seção 3.6 do Capítulo III). Caso não se deseje utilizar o diferenciador aproximado, deve-se especificar um valor elevado para o pólo.
- o tipo de referência a ser seguida: para os ensaios experimentais trabalhou-se com dois tipos de referência: quadrada e senoidal.
- a amplitude do sinal de referência.
- a frequência do sinal de referência.
- o tempo total do processo de controle.
- o tempo de início do processo de controle: durante este tempo o sinal de controle é nulo e os sinais de entrada e saída do sistema são adquiridos para que se possa saber o estado do sistema antes do início do processo de controle.
- o nome do arquivo de dados: é o nome do arquivo onde os dados de entrada e saída são gravados.



A janela de configuração para o processo de controle, intitulada "Dados para processo de controle", contém os seguintes campos de entrada:

- Tempo de amostragem em MILISEGUNDOS (T): 1
- Tipo de referencia [q]quadrada ou [s]senoidal: q
- Amplitude do sinal de referencia: 0.3
- Frequencia do sinal de referencia [Hz]: 0.5
- Tempo total do processo de controle em MILISEGUNDOS: 5000
- Tempo de inicio do processo de controle em MILISEGUNDOS: 1000
- Nome de identificacao do arquivo de resultados do processo controle: mesa_3gdl
- Polo do diferenciador aproximado [rad/seg]: 5000

Na base da janela, há dois botões: "Cancel" e "OK".

Figura II.4 – Janela do controle de uma referência.