

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**SINTONIA DE CONTROLADORES PID SOB O
ENFOQUE DA IDENTIFICAÇÃO PARA
CONTROLE**

Ronan Drummond de Figueiredo Rossi

TESE DE DOUTORADO

Belo Horizonte, MG, Brasil
Setembro de 2008

Universidade Federal de Minas Gerais
Escola de Engenharia

Ronan Drummond de Figueiredo Rossi

**SINTONIA DE CONTROLADORES PID SOB O
ENFOQUE DA IDENTIFICAÇÃO PARA
CONTROLE**

Trabalho apresentado ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais como requisito parcial para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica/Controle de Processos.

Orientador: Professor Doutor Fábio Gonçalves Jota
Co-orientador: Doutor Márcio Fantini Miranda

Belo Horizonte, MG, Brasil
Setembro de 2008

RESUMO

Essa tese baseia-se em dois tópicos relacionados ao campo de controle, com vistas à aplicação na área de controle de processos. Esses tópicos são o *Controle PID Avançado* e a *Identificação para Controle*. Em ambos os casos, o controle robusto é uma influência marcante, seja através da caracterização dos limites e potenciais de aplicação de controladores PID, seja através da demanda por modelos aproximados apropriados para o projeto de controladores. Motivados por questões de cunho prático, e pelas possibilidades abertas pelas pesquisas recentes em ambas as áreas, são aqui investigadas e propostas soluções específicas para ressintonia de controladores PID, a partir de dados obtidos em malha fechada.

Com relação ao projeto de controladores PID, é feita uma revisão do método MIGO, recentemente proposto na literatura, e proposta uma versão sub-ótima do mesmo, denominada SMIGO. O método SMIGO permite não apenas tratar da questão da ressintonia de controladores MIGO, mas também abordar, de forma sistemática, a transição entre controladores PI e PID, sem envolver procedimentos de aproximação ou redução de modelos, como é comum na literatura.

A partir do método SMIGO, propõe-se um método de ressintonia de controladores PID, baseado no método *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , que permite ajustar robustez, desempenho ou ambos, a partir de modelos identificados. Deve-se destacar a utilização de modelos identificados em malha fechada, pelo método indireto, no método de ressintonia proposto, a despeito do problema de singularidade, já descrito na literatura.

Em suma, a proposta que permeia esta tese é a investigação de um abordagem específica para ressintonia de controladores PID, envolvendo o método *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , o método SMIGO e a identificação indireta em malha fechada. O método de ressintonia proposto é aplicado a uma planta piloto de laboratório.

Palavras-chave: Controle PID Avançado, Identificação para Controle, Controle Robusto de Processos.

ABSTRACT

This thesis tackles two subjects related to control field, having in view process control applications. These subjects are *Advanced PID Control* and *Identification for Control*. In both topics, robust control has relevant influence, outlining the limits and potential for PID control application, by one side, or through the demand for appropriate models for controller design. Having in mind practical questions, and also open possibilities in both fields, solutions are proposed for some core problems, related to PID retuning using closed-loop data.

Regarding PID tuning, a review is made on MIGO method, recently proposed in literature, and a sub-optimal version of it is proposed, named SMIGO. This new method leads not only to PID retuning in a consistent way, but also to a systematic approach to the transition between PI and PID structures, without recurring to model approximation or model reduction techniques, as often occurs in PID literature.

A PID retuning method is proposed, based on SMIGO and \mathcal{H}_∞ Loop-shaping, allowing the adjustment of robustness, performance or both. One option investigated in this thesis is the use of models obtained by indirect closed loop identification within the proposed retuning method, despite of singularity issues previously described in literature.

In summary, this thesis proposes a specific approach for PID retuning, involving \mathcal{H}_∞ loop-shaping, SMIGO method and indirect closed-loop identification. The proposed method is applied to a laboratory pilot plant.

Keywords: Advanced PID, Identification for Control, Robust Process Control.

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS

SIMBOLOGIA

\mathcal{H}_∞	espaço das funções de transferência que são analíticas e limitadas no semiplano direito aberto (para funções em s) ou no complemento do disco unitário fechado com centro na origem (para funções em z).
$\ \cdot\ _\infty$	norma \mathcal{H}_∞ ; para uma função de transferência monovariável estável, equivale ao limitante superior (valor de pico) da resposta em frequência
G	função ou matriz de transferência do processo
G_{fis}	função de transferência do modelo físico do processo
\hat{G}	função de transferência identificada do processo
K	controlador
S	função sensibilidade
T	função sensibilidade complementar
\hat{S}	função sensibilidade estimada com o modelo identificado (\hat{G})
\hat{T}	função sensibilidade complementar estimada com o modelo identificado (\hat{G})
H	função sensibilidade generalizada
t_m	tempo morto
τ	constante de tempo
t_m^N	tempo morto normalizado (equação (2.32))
T_a	período de amostragem
λ	parâmetro de projeto (IMC ou de uma estratégia genérica da Seção 1.3)
w_{cg}	frequência de cruzamento de ganho
w_{cf}	frequência de cruzamento de fase
w_{tan}	frequência de tangência
\mathbf{w}_{tan}^{proj}	vetor de frequências de tangência para o Algoritmo 3.1
ϵ ou $\epsilon_{G,K}$	margem de estabilidade generalizada
ϵ_{max}	valor máximo da margem de estabilidade generalizada
ϵ_{proj}	valor de projeto da margem de estabilidade generalizada

b ou $b_{G,K}(w)$	margem de estabilidade generalizada frequencial
δ_ν	distância ν -gap entre duas funções de transferência
κ	distância cordal
W	filtro de ponderação do projeto <i>Loop-shaping</i> \mathcal{H}_∞
G_W	planta ponderada (GW)
K_W	controlador ponderado (KW^{-1})
K_0	controlador inicial
L_0	função de transferência em malha aberta inicial ($L_0 = GK_0$)
K^*	controlador <i>Loop-shaping</i> SMIGO, opção ROBUSTEZ
K^-	controlador <i>Loop-shaping</i> SMIGO, opção DESSINTONIA
K^+	controlador <i>Loop-shaping</i> SMIGO, opção DESEMPENHO
M_s	disco que representa, no diagrama de Nyquist, a restrição $\ S\ _\infty \leq m_s$; denomina também a referida restrição (disco M_s , restrição M_s)
M_t	disco que representa, no diagrama de Nyquist, a restrição $\ T\ _\infty \leq m_t$; denomina também a referida restrição (disco M_t , restrição M_t)
M	disco que circunscreve os discos M_s e M_t ; denomina também a restrição correspondente (disco M , restrição M)
m_s, m_t	limitantes superiores para as restrições M_s e M_t , respectivamente
m	limitante superior para restrição M , quando $m_s = m_t = m$
v	entrada especificada no projeto IMC
VM	variável manipulada
VC	variável controlada
VR	variável de referência
$\bar{\sigma}(X)$	valor singular máximo da matriz X
$\underline{\sigma}(X)$	valor singular mínimo da matriz X
$\gamma(F)$	conjunto dos pólos instáveis da realização mínima de F
$\gamma(F^{-1})$	conjunto dos zeros de fase não mínima da realização mínima de F
$n(A)$	número de elementos do conjunto A (cardinalidade do conjunto A)

ABREVIATURAS

AQ-01	Aquecedor
AMIGO	Approximate MIGO
BA-0X	Bomba hidráulica número 0X, $X = 1, 2$ ou 3
FCV	Flow Control Valve - Válvula de Controle de Vazão
FCV-0X	Válvula de controle número 0X, $X = 1, 2$ ou 3
IE	Integral do erro
ITAE	Integral do erro absoluto multiplicado pelo tempo
LR	Lugar das raízes
ZN-F	Ziegler-Nichols frequencial
LMI	Desigualdade Matricial Linear
<i>Loop-shaping</i> \mathcal{H}_∞	Metodologia de projeto <i>loop-shaping</i> robusto proposta por McFarlane e Glover [85]
LQG	Linear Quadratic Gaussian - Linear Quadrático Gaussiano
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MIGO	M-constrained Integral Gain Optimization
MPGO	M-constrained Proportional Gain Optimization
OE	estrutura de modelos do tipo erro na saída (<i>Output Error</i>)
SISO	Single Input Single Output
SMIGO	Sub-optimal MIGO
STI	Sistema de Tanques Interativos
TQ-0X	Tanque número 0X, $X = 1, 2$ ou 3

SUMÁRIO

Capítulo 1—Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Revisão da literatura	3
1.2.1 Controle PID Avançado	3
1.2.2 Identificação para Controle	4
1.3 Descrição do problema abordado	5
1.4 Organização da tese e contribuições	7
1.5 Modelos utilizados e considerações	8
Capítulo 2—Projeto de controladores PID com limitação das funções sensitividade	10
2.1 Introdução	10
2.2 Projeto pelo método MIGO	11
2.3 Versão sub-ótima do método MIGO	18
2.3.1 Algoritmo SMIGO básico	19
2.3.2 Seleção automática de k_d	23
2.4 Exemplos de simulação	25
2.4.1 Dessintonia do controlador PI-MIGO	26
2.4.2 Controladores PI e PID MIGO	26
2.4.3 Controladores SMIGO	29
2.4.4 Comparação baseada nos parâmetros dos controladores	34
2.4.5 Respostas ao degrau	37
2.5 Conclusões	39
Capítulo 3—Ressintonia loop-shaping de controladores PID	42
3.1 Introdução	42
3.2 A transição entre controladores PI e PID	43

3.2.1	Controladores PI/PID IMC	45
3.2.2	Controladores PI/PID SMIGO	50
3.2.3	Comparação entre os controladores PI/PID IMC e SMIGO	52
3.3	Loop-shaping com controladores SMIGO	53
3.3.1	Controlador SMIGO como filtro e solução do problema loop-shaping	54
3.3.2	Outras soluções sub-ótimas SMIGO	55
3.4	Ressintonia loop-shaping SMIGO	64
3.4.1	Questões relacionadas à discretização	66
3.4.2	Questões relacionadas à identificação indireta em malha fechada .	67
3.5	Exemplos de simulação	68
3.5.1	Caso 1: $K_0 = \text{PI MIGO}$	69
3.5.2	Caso 2 : $K_0 = \text{PID ZN-freq}$	77
3.5.3	Análise adicional - projeto com modelo contínuo	89
3.6	Conclusões	97
Capítulo 4—Aplicação no Sistema de Tanques Interativos		99
4.1	Descrição sucinta do STI	99
4.2	Caso 1: PID inicial AMIGO	101
4.3	Caso 2: PI inicial baseado em Ziegler-Nichols	106
4.4	Conclusão	110
Capítulo 5—Comentários finais, conclusões e perspectivas		111
5.1	Discussões finais e conclusões	111
5.2	Sugestões de continuidade	113
Apêndice A—Loop-shaping robusto e métrica ν-gap		115
A.1	Definições	115
A.2	Estabilidade robusta face a perturbação coprima	116
A.3	Procedimento básico loop-shaping robusto	117
A.4	A métrica ν -gap	119
A.5	Definição de malha de controle ponderada	122
A.6	A métrica ν -gap na Identificação para Controle	124
Apêndice B—Outros algoritmos baseados no método MIGO		125

B.1	Procedimentos de inicialização e outros ajustes para o método MIGO . . .	125
B.2	PID-MIGO com razão T_i/T_d arbitrária	126
B.3	Maximização do ganho proporcional, com controlador P	127
Apêndice C—Problemas relacionados à discretização		131
Apêndice D—Identificação indireta - PID com dois graus de liberdade		137

LISTA DE FIGURAS

2.1	Sistema em malha fechada	12
2.2	Diagrama de Nyquist, com discos M_s , M_t e M , e funções de transferência em malha aberta.	13
2.3	Ilustração geométrica das elipses geradas pela restrição M , e lugar geométrico dos vértices inferiores.	16
2.4	Resposta em frequência em malha aberta, com o controlador PI-MIGO, nos diagramas de Nyquist e de Bode	27
2.5	Resposta em frequência em malha aberta, com o controlador PID-MIGO, nos diagramas de Nyquist e de Bode.	28
2.6	Frequências de cruzamento de ganho e de cruzamento de fase versus t_m^N , para controladores PI e PID MIGO.	29
2.7	Valores de picos das funções T e S, versus t_m^N , para controladores SMIGO 1, 2 e 3.	32
2.8	Resposta em frequência em malha aberta, diagrama de Nyquist, com o controlador PID-SMIGO-2	33
2.9	Diagrama de Nyquist para malhas com controladores PID-SMIGO-3 e respectivos modelos com $t_m^N = 0,01$ e $t_m^N = 1$, e disco M para $m_s = m_t = 1,4$	33
2.10	Frequências de cruzamento de ganho, de fase e de tangência versus t_m^N , para controladores SMIGO 1, 2 e 3.	35
2.11	Formação das envoltórias, no espaço $k_i \times k_p$, para $t_m^N = 1$ e controladores SMIGO 1 e 2	37
2.12	Resposta temporal em malha fechada para os controladores PID-MIGO e PI-MIGO para $t_m^N = 0,01$ e $t_m^N = 1$	38
2.13	Resposta temporal em malha fechada para os controladores SMIGO para $t_m^N = 0,01$ e $t_m^N = 1$	40
3.1	Frequência de cruzamento de ganho para GK , com controladores PI-IMC estabilizantes, versus $1/\lambda$	46
3.2	Parâmetros k_p e T_i , de controladores PI-IMC estabilizantes, versus w_{cg}	47

3.3	Diferença entre funções sensibilidade complementar nominal e completo, para controladores PI-IMC estabilizantes, versus w_{cg}	47
3.4	Frequência de cruzamento de ganho para GK , com o modelo completo e controladores PID-IMC estabilizantes, versus $1/\lambda$	48
3.5	Parâmetros k_p , T_i e T_d , de controladores PID-IMC estabilizantes, versus w_{cg} . 48	48
3.6	Diferença entre funções sensibilidade complementar nominal e com modelo completo, para controladores PID-IMC estabilizantes, versus w_{cg}	49
3.7	Frequência de cruzamento de ganho para GK , com o modelo completo e controladores PI/PID-SMIGO estabilizantes, versus w_{tan}	50
3.8	Parâmetros k_p , T_i e T_d , de controladores PI/PID-SMIGO estabilizantes, versus w_{cg}	51
3.9	Valores de pico das funções S e T, para o modelo completo e controladores PI/PID-SMIGO, versus w_{cg}	51
3.10	Ganhos de integração ($k_i = k_p/T_i$) versus w_{cg} , para controladores PI/PID-SMIGO, PI-IMC e PID-IMC.	52
3.11	Resposta em frequência da planta ponderada $G_W = GW$ e de GWK_{opt} , com $W = K_1$	57
3.12	Resposta em frequência da planta ponderada $G_W = GW$ e de $GW(K_2/W) = GK_2$, com $W = K_1$	58
3.13	Resposta em frequência da planta ponderada $G_W = GW$ e de $GW(K_3/W) = GK_3$, com $W = K_1$	58
3.14	Ganho de integração versus w_{cg} , para $W = K_1$	59
3.15	Margem de estabilidade generalizada para a malha ponderada, com $W = K_1$, versus w_{tan}/w_{tan1} , com $N_d = 10$ e com N_d otimizado.	59
3.16	Resposta em frequência (amplitude), dos controladores K_2 , K_2^{pid} e $K_2^{pid} _{N_d=10}$. 60	60
3.17	Ganho de integração versus w_{cg} , para $W = K_2$	61
3.18	Margem de estabilidade generalizada para a malha ponderada, com $W = K_2$ versus frequência de tangência ou ganho de integração normalizados, com $N_d = 10$ e com N_d otimizado.	61
3.19	Ganho de integração versus frequência de tangência, para $W = K_3$	63
3.20	Margem de estabilidade generalizada para a malha ponderada, com $W = K_3$ versus w_{tan}/w_{tan3} , com $N_d = 10$ e com N_d otimizado.	63
3.21	Caso 1: Simulação do experimento de identificação, com o modelo G (equação (3.16)) e K_0	70
3.22	Caso 1: Simulação com G e com o controlador resintonizado K^+	70

3.23	Distúrbio somado à entrada do processo (casos 1 e 2).	71
3.24	Caso 1: Resposta em frequência de G e de \hat{G} .	72
3.25	Caso 1: Respostas em frequência em malha aberta GK estimadas, com controladores K_0 , K^- e K^+ .	73
3.26	Caso 1: Frequência de cruzamento de ganho versus frequência de tangência.	74
3.27	Caso 1: Margem de estabilidade generalizada versus frequência de cruzamento de ganho.	75
3.28	Caso 1: Picos de respostas em frequência em malha fechada versus w_{cg} : (a) $\ SK\ _\infty/\ SK_0\ _\infty$; (b) $\ GS\ _\infty/\ GS_0\ _\infty$.	76
3.29	Caso 1: Ganho de integração versus frequência de cruzamento de ganho.	78
3.30	Caso 1: Resposta temporal em malha fechada, com o modelo G (equação (3.16)), e controladores K_0 , K^- , K^* e K^+ .	78
3.31	Caso 1: Respostas com o controlador K_0 , para sistemas em tempo contínuo e discreto.	79
3.32	Caso 1: Respostas com o controlador K^* , para sistemas em tempo contínuo e discreto.	80
3.33	Caso 2: Simulação do experimento de identificação, com G (equação (3.16)) e K_0 .	82
3.34	Caso 2: Simulação com G e com o controlador resintonizado K^* .	82
3.35	Caso 2: Resposta em frequência do processo G , real e estimada, em malha fechada, com os dados da Figura 3.33.	83
3.36	Caso 2: Respostas em frequência em malha aberta GK estimadas, com controladores K_0 , K^- e K^+ .	84
3.37	Caso 2: Frequência de cruzamento de ganho versus frequência de tangência.	86
3.38	Caso 2: Margem de estabilidade generalizada versus frequência de cruzamento de ganho.	86
3.39	Caso 2: Picos de respostas em frequência em malha fechada estimadas versus frequência de cruzamento de ganho normalizada : (a) $\ SK\ /\ SK_0\ $; (b) $\ GS\ /\ GS_0\ $.	87
3.40	Caso 2: Ganho de integração versus frequência de cruzamento de ganho.	88
3.41	Caso 2: Resposta temporal em malha fechada, com o modelo G (equação (3.16)), e controladores K_0 , K^- , K^* e K^+ .	89
3.42	Caso 2: Respostas com o controlador K_0 , para sistemas em tempo contínuo e discreto.	90

3.43	Caso 2: Respostas com o controlador K^* , para sistemas em tempo contínuo e discreto.	91
3.44	Caso 2: Respostas com o controlador K^+ , para sistemas em tempo contínuo e discreto.	92
3.45	Caso 3: Resposta temporal em malha fechada, com controladores K^+ (caso 2) e K_{LR} , sistemas contínuos, para uma perturbação em degrau na entrada do processo.	94
3.46	Caso 3: Simulação com G (equação (3.16)) e com o controlador K_{LR} , com $N_d = 100$ e discretização bilinear.	95
3.47	Respostas com o controlador K_{LR} , para sistemas em tempo contínuo e discreto.	96
4.1	Diagrama esquemático do Sistema de Tanques Iterativo	100
4.2	Experimento em malha fechada de controle de nível, caso 1, com dados reais e simulados com o modelo identificado: (a) controlador inicial, K_0 ; (b) novo controlador, K^+	102
4.3	Simulações da resposta em malha fechada a perturbação em degrau, com os controladores K_0 e K^+ , com o modelo identificado.	104
4.4	Simulação do experimento @ <i>tq0107</i> , com modelos identificado e físicos.	105
4.5	Resposta em frequência GK_0 , com modelos identificado e físicos.	105
4.6	Simulação com o novo controlador, K^+ , com modelos identificado e físicos.	107
4.7	Resposta em frequência GK^+ , com modelos identificado e físico $G_{fis2}(z)$	107
4.8	Experimento em malha fechada de controle de nível, caso 2 : dados reais e simulados com o modelo identificado.	108
4.9	Simulações da resposta em malha fechada a perturbação em degrau, com os controladores K_0 e K^* , com o modelo identificado.	109
4.10	Margem de estabilidade generalizada, ponderada por K_0	110
A.1	Diagramas (equivalentes) que representam o problema Loop-shaping robusto, na formulação \mathcal{H}_∞	118
B.1	Picos das funções sensibilidade complementar e sensibilidade versus t_m^N , para controlador P-MPGO.	129
B.2	Picos das funções sensibilidade complementar e sensibilidade versus t_m^N , para controladores PI e PID MIGO.	129
B.3	Frequências de cruzamento de ganho e de fase versus t_m^N , para controlador P-MPGO.	130

C.1	Valores de pico de S e T, para projetos com modelos contínuo ou discreto	132
C.2	Resposta em frequência em malha aberta (GK) para os três tipos de sistemas, com controladores projetados com $w_{tan} = w_{tan}^{lim}$	134
C.3	Resposta em frequência em malha aberta (GK) para os três tipos de sistemas, com controladores projetados com $w_{tan} = w_{tan}^{lim}/2$	135
C.4	Resposta, em malha fechada, a degraus na referência e na entrada da planta, para os três tipos de controladores, projetados com $w_{tan} = w_{tan}^{lim}$. .	136
C.5	Resposta, em malha fechada, a degraus na referência e na entrada da planta, para os três tipos de controladores, projetados com $w_{tan} = w_{tan}^{lim}/2$.	136

LISTA DE TABELAS

2.1	Centro (-c) e raio (r) dos discos M_s , M_t e M	13
2.2	Parâmetros dos controladores da Figura 2.2, e valores de pico das funções S, T, GS e KS.	13
2.3	Parâmetros dos controladores sintetizados para os modelos com $t_m^N = 0,01$ e $t_m^N = 1$	34
3.1	Valores máximos de w_{cg} e de k_i , para controladores PI/PID IMC e SMIGO	53
3.2	Parâmetros dos controladores, frequência de tangência e picos das funções sensibilidade.	56
3.3	Margens de estabilidade generalizada $\epsilon(GW, 1)$ e margem de estabilidade generalizada máxima, para diferentes escolhas de W. Observação: $\epsilon(GW, 1) = \epsilon(GW, K_W)$, com $K_W = K/W$ e $K = W$	56
3.4	Parâmetros dos controladores projetados, na Seção 3.5, a partir de modelos dados a priori.	68
3.5	Caso 1 : Controlador K_0 e obtidos pelo método loop-shaping SMIGO . .	74
3.6	Caso 2 : Controlador K_0 e obtidos pelo método loop-shaping SMIGO: (a) parâmetros e (b) picos das funções sensibilidade estimadas discretas, discretas e contínuas.	85
3.7	Picos de S e T, para sistemas contínuos com PID LR, com diferentes valores de N_d	94
3.8	Picos de S e T versus N_d com o controlador PID LR, com diferentes tipos de discretização, e períodos de amostragem.	94
4.1	Valores de \bar{k}_1 em função da abertura de FV-04	100
4.2	Parâmetros dos controladores no caso 1.	103
4.3	Parâmetros dos controladores no caso 2.	108

Neste capítulo serão apresentadas as motivações fundamentais para o trabalho desenvolvido nesta tese, bem como uma revisão da literatura relativa às linhas de pesquisa Controle PID Avançado e Identificação para Controle. O problema proposto será então apresentado e, a seguir, será descrita a estrutura dessa tese, caracterizando as suas contribuições.

1.1 MOTIVAÇÃO

No controle de processos industriais, a possibilidade de aplicação de técnicas avançadas (como o Controle Adaptativo, Controle Robusto, Model Predictive Control, Redes Neurais, Lógica Fuzzy, etc.) é frequentemente considerada, tanto para se atender a requisitos de desempenho cada vez maiores, quanto pela necessidade de se operar em faixas e condições bastante variadas. Ainda assim, estima-se que grande parte dos controles industriais ainda se baseia em controladores PID [6, 9, 10].

A sintonia de controladores PID, em ambientes industriais, representa um desafio constante para engenheiros de controle de processos [61, 110]. Embora os controladores PID sejam conceitualmente simples, a sua sintonia pode ser bastante difícil na prática, quando requisitos conflitantes, como rejeição rápida de perturbações e grande robustez, são demandados [8]. Essa percepção é reforçada pelo ressurgimento do interesse teórico sobre controladores PID nos últimos anos. Com amadurecimento da pesquisa nesse campo, têm ganhado destaque, na literatura, questões como:

- a caracterização dos limites e potenciais de aplicação de controladores PID.
- a busca por tecnologias chave para a sintonia.
- o conceito de Controle PID Avançado.

Essas questões são levantadas, por exemplo, por Aström [10, 8], ao revisar e propor substitutos para os métodos de sintonia de Ziegler-Nichols.

Quando se comparam as diversas técnicas de controle, inclusive de controladores PID, a necessidade ou não de modelos dinâmicos é um aspecto muitas vezes abordado. Questões importantes, na prática industrial, são as dificuldades e os custos envolvidos na obtenção de modelos, seja através de modelamento físico ou através de técnicas de identificação de sistemas.

Segundo Ljung [80], o uso de modelos simples é predominante na indústria de processos, embora esse tipo de modelo tenha sido pouco abordado na literatura de Identificação de Sistemas. Ainda segundo ele, essa situação se assemelha ao projeto de controladores, cuja prática é dominada pela sintonia de reguladores PID, também pouco abordados na literatura geral de controle, até então.

Ainda com relação à prática industrial, frequentemente se utilizam experimentos simples, como resposta ao degrau em malha aberta e experimentos com relés em malha fechada, para se obter modelos de primeira ordem mais tempo morto, por exemplo [8, 80]. Modelos mais elaborados, necessários para se maximizar o desempenho obtido de controladores como o PID completo (com ação derivativa, inclusive), podem demandar técnicas ou experimentos também mais elaborados [10, 8].

Tendo em vista um panorama mais geral, observa-se que, nas últimas décadas, houve um grande interesse na interseção entre os campos de controle robusto e identificação. Um exemplo é o crescimento da linha de pesquisa denominada *Identificação para Controle*, que inclui, entre outros tópicos, a identificação em malha fechada [38, 54].

Diversas possibilidades são abertas com a identificação em malha fechada, que a tornam atraente para aplicações industriais, mas também existem dificuldades inerentes a esse tipo de identificação.

Muitos dos trabalhos de identificação para controle de cunho geral (ou seja, não voltados especificamente para o controle de processos industriais) enfocam aspectos teóricos, ilustrados, com algumas exceções, através de simulações. Alguns exemplos são as diversas estratégias iterativas de identificação e projeto e os trabalhos que utilizam a métrica ν -gap, originária do controle robusto, no contexto da identificação de sistemas.

Grande parte da motivação para o trabalho desenvolvido nessa tese veio da percepção de novas possibilidades de aplicação abertas pelas pesquisas recentes nas linhas *Controle PID Avançado* e *Identificação para Controle*, bem como na junção entre ambas. A revisão a seguir aborda o estado da arte nessas duas linhas de pesquisa.

1.2 REVISÃO DA LITERATURA

1.2.1 Controle PID Avançado

Tem-se enfatizado, na literatura, que o sucesso de estratégias de controle avançadas depende frequentemente de um bom controle no nível regulatório [106]. Estima-se que grande parte dos resultados creditados ao controle MPC nas indústrias pode ser atribuído à melhoria da sintonia em malhas de controle internas [9].

O controlador PID tem um papel importante no controle regulatório industrial, com perspectivas de que esse papel se mantenha ainda por muitos anos [9, 8]. Mesmo com novas tecnologias sendo apresentadas como suas potenciais substitutas, novos produtos e patentes relacionadas aos controladores PID têm surgido nos últimos anos [6, 74].

Na última década, observa-se uma consolidação do conceito de *controle PID avançado*, levando a uma maior clareza sobre o potencial, dificuldades e limites de aplicação de controladores PID [10, 8, 59, 75, 109], sobre o potencial e dificuldades associados à ação derivativa [60, 69, 68, 82] e sobre a utilização do controle robusto na análise e sintonia desse tipo de controlador [21, 30, 47, 57, 58, 64, 66, 67, 68, 69, 77, 78, 93, 103, 104]. A sintonia de controladores do tipo PI (sem ação derivativa) também tem sido abordada sob a perspectiva do controle robusto [22, 36, 50, 51, 84].

Outros exemplos da aproximação entre o controle PI/PID e o controle robusto incluem abordagens baseadas nas desigualdades matriciais lineares (LMI: *linear matrix inequalities*) [14, 37, 52, 76], na teoria de realimentação quantitativa (QFT: *quantitative feedback theory*) [46, 126], no controle por modelo interno (IMC: *internal model control*) [102, 105, 107, 118], no projeto *loop-shaping* convencional [43, 44] e na otimização não convexa [40] ou não linear [11, 96, 112].

Dentro dessa última abordagem, otimização não linear, destaca-se, nessa tese, o método MIGO (*M-constrained Integral gain Optimization* [10, 8]), que se baseia em restrições das funções sensibilidade e sensibilidade complementar. O método MIGO foi analisado sob o enfoque *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ em [94, 95].

Análises recentes, baseadas no método MIGO, mostraram que, para um conjunto de modelos com característica *essencialmente monotonicamente crescente*, a aproximação de primeira ordem mais tempo morto é adequada para a sintonia de controladores PI em malhas reguladoras, nos aspectos de desempenho e robustez, mas pode produzir resultados conservadores se o objetivo for a sintonia de controladores PID [10, 8, 50]. Nesse último caso, a aproximação de segunda ordem mais tempo morto é mais apropriada. A partir dessas análises, Aström e Hagglund propuseram uma versão aproximada do método

MIGO (AMIGO: approximate MIGO), como substituta ao método de Ziegler-Nichols em malha aberta, baseando-se, como esse último, no teste de resposta ao degrau [10, 8].

1.2.2 Identificação para Controle

A partir da década 90 presenciou-se uma intensa atividade de pesquisa envolvendo a obtenção e validação experimental de modelos incertos ou aproximados, através da perspectiva do *controle robusto*, o que é descrito em diversos artigos de caráter tutorial [3, 15, 38, 54, 90, 115, 116]. Essa atividade de pesquisa, denominada genericamente através do termo *Identificação para Controle*, desenvolveu-se, principalmente, em duas linhas [116]: (a) Identificação/Validação de Modelos Incertos e (b) Identificação Aproximada de Modelos.

Dentre os métodos de *Identificação/Validação de Modelos Incertos*, alguns se baseiam em modelos com limites estritos da incerteza (dinâmica não modelada) e/ou do ruído, em contraponto aos métodos estocásticos, ainda hoje predominantes na literatura de Identificação de Sistemas [38, 54, 90]. Exemplos de denominações que especificam esse tipo de abordagem são identificação do tipo pior-caso (worst-case identification) [20, 27, 29, 49, 89, 90], *Set-Membership* [48, 54, 86, 98] e determinística [25].

No contexto da identificação estocástica, foram propostos o *Model Error Modeling* (MEM) [79, 81, 98] e, mais recentemente, a *Identificação para Controle pelo Método do Erro de Predição*, ou *Prediction Error Identification for Control* [16, 39].

Já o termo *Identificação Aproximada* está associado, no contexto da *Identificação para Controle*, à busca pela melhor aproximação possível, utilizando um modelo cuja parametrização é insuficiente para representar a dinâmica do processo real [15, 99, 101, 115]. Deve-se destacar que, mesmo na hipótese de que o modelo seja flexível o bastante para capturar a dinâmica do processo, podem ocorrer erros sistemáticos (polarização, ou *bias*) se o modelo do ruído/distúrbio for inadequado ou inexistente. Essa questão é de particular interesse no caso da identificação em malha fechada [33, 34, 79, 115, 116].

Recentemente, a identificação como aproximação tem sido estudada sob a perspectiva da redução de modelos, que é um tema usual na literatura de controle robusto [23, 56, 99, 111]. A interseção entre os campos de identificação, controle robusto e redução/aproximação de modelos também está presente em diversos trabalhos em que métrica ν -gap é utilizada para caracterizar a incerteza dos modelos identificados em relação ao sistema real [17, 31, 32, 39, 62, 108, 120].

Nas últimas décadas, foram propostas estratégias iterativas de identificação e projeto,

envolvendo diferentes métodos de projeto como *IMC* [5, 70, 71, 72], *LQG* [97, 124], *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ [28, 26, 100], *Loop-shaping* convencional [44, 113], alocação de pólos [12, 13], modelo de referência [92], *model-free* [53, 63, 65], entre outras. Esse tópico tem também aparecido em livros [1, 41, 117].

Surgiram também, na literatura, revisões críticas relativas a problemas relacionados à identificação em malha fechada, como a não garantia de convergência de estratégias iterativas [54, 55], diferenças e similaridades dos diferentes métodos de identificação [34, 35] e o problema de singularidade na identificação indireta [24, 42].

1.3 DESCRIÇÃO DO PROBLEMA ABORDADO

O problema abordado nesta tese relaciona-se aos tópicos revisados na Seção 1.2, e pode ser descrito como:

Dada uma malha de controle reguladora, com um controlador PI ou PID estabilizante, já em operação, quantificar a robustez e o desempenho atual da malha e, se necessário, propor novos valores para os parâmetros do controlador (ressintonia), de modo a obter maior robustez, ou maior desempenho/menor esforço de controle, com garantias de robustez, utilizando dados obtidos em malha fechada.

Nesta tese, é proposta e investigada uma abordagem específica para esse problema, envolvendo o método *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , o método SMIGO (proposto no Capítulo 2) e a identificação indireta em malha fechada. Essa abordagem é proposta no Capítulo 3, a partir da formulação geral apresentada a seguir.

Procedimento básico Loop-shaping \mathcal{H}_∞

O procedimento básico para projeto *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , de McFarlane e Glover [85], revisado no Apêndice A, parte de um dado modelo nominal do processo, $G(s)$, e envolve:

- seleção de um filtro de ponderação W e obtenção da função de transferência $G_W = GW$ (planta ponderada);

- cálculo da margem de estabilidade generalizada máxima ϵ_{max} ; se $\epsilon_{max} \ll 1$, o filtro de ponderação deve ser reajustado, até se obter um valor ϵ_{max} adequado;
- seleção de $\epsilon_{proj} \leq \epsilon_{max}$, e projeto de um controlador, com margem de estabilidade generalizada $\epsilon \geq \epsilon_{proj}$.
- absorção do filtro de ponderação ao controlador do item anterior.

Caso a opção, no projeto *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , seja pelo controlador ótimo (ou seja, tal que $\epsilon_{proj} = \epsilon_{max}$), esse pode ser obtido através de fórmulas geralmente encontradas na literatura de controle robusto [45, 125]. Nesta tese será proposta, no Capítulo 3, um método de resintonia para controladores PID como uma solução sub-ótima do projeto *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ . A estrutura geral desta proposta é apresentada a seguir.

Ressintonia PID *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞

Seja uma malha de controle (G, K_0) , em que K_0 é um controlador estabilizante, com estrutura dada pela equação (1.1)¹:

$$K_0(s) = k_p^0 \left(1 + \frac{1}{T_i^0 s} + \frac{T_d^0 s}{(T_d^0/N_d^0)s + 1} \right) \quad (1.1)$$

Se o controlador K_0 for adotado, como filtro de ponderação, em um projeto *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , e se o controlador final, após a resintonia, for restrito à mesma estrutura PID do controlador inicial, então a planta ponderada e o controlador ponderado são dados pelas equações (1.2) e (1.3), respectivamente.

$$G_W = GK_0 = L_0 \quad (1.2)$$

$$K_W(k_p, T_i, T_d, N_d, s) = \frac{K(s)}{K_0(s)} = \frac{k_p \left(\frac{T_i T_d s^2}{(T_d/N_d)s + 1} + T_i s + 1 \right)}{k_p^0 \left(\frac{T_i^0 T_d^0 s^2}{(T_d^0/N_d^0)s + 1} + T_i^0 s + 1 \right)} \quad (1.3)$$

Na equação (1.3), as variáveis k_p, T_i, T_d, N_d , representam os parâmetros do controlador final, a ser resintonizado, cuja função de transferência é dada pela equação (1.4).

$$K(k_p, T_i, T_d, N_d, s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{(T_d/N_d)s + 1} \right) \quad (1.4)$$

¹Adota-se aqui um filtro de primeira ordem da ação derivativa, mas a estrutura com filtro de segunda ordem também pode ser utilizada.

Para a malha formada pela planta e controlador definidos pelas equações (1.2) e (1.3), a margem de estabilidade generalizada é dada pela equação (1.5).

$$\epsilon(G_W, K_W) = \epsilon(L_0, K/K_0) \quad (1.5)$$

Seja $\mathcal{K}(G, \lambda)$ o conjunto dos controladores PID que podem ser obtidos, para um dado método de projeto, a partir do modelo G e de um parâmetro de projeto λ (específico do método de projeto a ser utilizado).

O projeto *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , com o espaço de busca dos controladores delimitado por $\mathcal{K}(G, \lambda)$, pode ser representado por:

$$K^* = \arg \max_{K \in \mathcal{K}(G, \lambda)} \epsilon(L_0, K/K_0) \quad (1.6)$$

O controlador K^* atende ao requisito de tornar mais robusta a malha, com relação a perturbações na forma coprima; outros objetivos podem ser enfocados, como aumento de desempenho ou redução do esforço de controle, com restrição de robustez, como será descrito no Capítulo 3. No Capítulo 2 será apresentado um método de projeto a ser utilizado no método de resintonia proposto no Capítulo 3.

O procedimento aqui proposto (e que será detalhado no Capítulo 3) possibilita utilizar a metodologia *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ no projeto de controladores de ordem reduzida (PID), enquanto que a metodologia original resulta, em geral, em controladores de ordem elevada. A solução obtida é, em geral, sub-ótima em relação ao problema *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ original. Destaca-se também a utilização de modelos identificados em malha fechada, pelo método indireto, a despeito do problema de singularidade, citado na literatura [24, 42].

1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE E CONTRIBUIÇÕES

Esta tese é organizada nos capítulos a seguir, além deste capítulo de Introdução.

O Capítulo 2 revisa o método MIGO, para sintonia de controladores PID robustos, e propõe uma versão sub-ótima do mesmo, denominada SMIGO. São feitas análises e comparações, em simulações, envolvendo os controladores propostos e o método MIGO original.

Para muitos dos modelos de processos encontrados no controle de processos², os controladores projetados pelo método SMIGO, assim como os controladores MIGO, resultam em limitação nos picos das funções sensibilidade e sensibilidade complementar a valores

²Que atendam à condição de monotonicidade decrescente, revisada no Capítulo 2.

de projeto especificados. O método SMIGO permite, adicionalmente, que o projeto do controlador PID seja baseado na resposta do processo em uma frequência pré-definida pelo projetista, denominada frequência de tangência.

No Capítulo 3 é proposto um método para ressintonia de controladores PID que utiliza o algoritmo SMIGO para a busca de uma solução sub-ótima em um projeto *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ . São mostrados exemplos, simulados, de aplicações desse método. Antes do método para ressintonia, realiza-se uma análise comparativa sobre a transição entre controladores PI versus PID, com os métodos IMC e SMIGO, destacando-se, para esse último, a possibilidade de utilizar o modelo completo no projeto, sem redução para modelos de primeira ou de segunda ordem.

No Capítulo 4, o método proposto no Capítulo 3 é aplicado em uma planta piloto de controle de nível. No Capítulo 5 são apresentadas conclusões e sugestões para continuidade do trabalho.

Pode-se destacar, portanto, as seguintes contribuições desta tese :

- i) formulação genérica do problema de ressintonia de controladores PID como um problema *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ sub-ótimo (Capítulo 1, Seção 1.3);
- ii) desenvolvimento de um método de projeto para controladores PID, SMIGO, como versão sub-ótima do método MIGO (Capítulo 2, Seção 2.3);
- iii) desenvolvimento de uma metodologia para ressintonia de controladores PID, baseada no projeto *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , utilizando o algoritmo SMIGO (Capítulo 3, Seção 3.4);
- iv) utilização de modelos identificados em malha fechada, pelo método indireto, para projeto de controladores PID, a despeito do problema de singularidade presente nesse tipo de identificação (Capítulo 3, Seção 3.4.2);
- v) aplicação da metodologia proposta a uma planta real, de laboratório (Capítulo 4).

1.5 MODELOS UTILIZADOS E CONSIDERAÇÕES

Ao longo desta tese, os modelos contínuos utilizados em simulações e projetos de controladores são baseados na equação (1.7).

$$G(s) = \frac{k e^{-t_m s}}{s(\tau s + 1)(\alpha \tau s + 1)} \quad (1.7)$$

Uma escolha particular dos parâmetros desse modelo, mostrada na equação (1.8), representa uma condição de operação específica do modelo físico do Sistema de Tanques Interativos [88, 19], revisada no Capítulo 4. Essa condição de operação está relacionada aos experimentos reais ali apresentados, utilizando o método de ressonância proposto nesta tese.

$$k = 0,003; \quad \tau = 156,25; \quad \alpha = 0; \quad t_m = 0 \quad (1.8)$$

Uma outra escolha desses parâmetros, dada pela equação (1.9), é adotada para se formar um conjunto de modelos, utilizado, no Capítulo 2, em simulações e projetos utilizando o método SMIGO, ali proposto. Nesse capítulo são projetados controladores para cada um dos elementos desse conjunto, sem relação direta entre eles, mas apenas se analisando a influência de t_m sobre algumas características das malhas de controle resultantes.

$$\begin{cases} k = 0,003; & \tau = 156,25; & \alpha = 1/10; & t_m = 156,25t_m^N \\ t_m^N \in \{0,01, 0,02, 0,05, 0,1, 0,2, 0,3, 0,4, 0,5, 0,7, 0,9, 1,0\} \end{cases} \quad (1.9)$$

Nos capítulos 3 e 4, o modelo do processo também será dado pela equação (1.9), mas para um valor de t_m^N fixo e igual a 0,01. No Capítulo 3, também se utiliza o modelo da equação (1.7) para projeto pelo método IMC, adotando-se $k = 0,003$ (e demais parâmetros nulos), no projeto de controladores PI e $k = 0,003$ e $\tau = 156,25$ (e demais parâmetros nulos), no projeto de controladores PID.

PROJETO DE CONTROLADORES PID COM LIMITAÇÃO DAS FUNÇÕES SENSITIVIDADE- MÉTODOS ÓTIMO E SUB-ÓTIMO

Neste capítulo, o método MIGO é revisado, e novos algoritmos são propostos a partir dele, que podem ser considerados como versões sub-ótimas do algoritmo MIGO original. Os algoritmos propostos introduzem um novo parâmetro de projeto, a frequência de tangência, proporcionando flexibilidade adicional em relação ao algoritmo original e abrindo possibilidades de aplicação na dessintonia do controlador MIGO e na resintonia de controladores. O algoritmo SMIGO, aqui proposto, é aplicado a um conjunto de modelos com integração e tempo morto, mostrando ser possível obter desempenho intermediário entre os controladores PI-MIGO e PID-MIGO.

2.1 INTRODUÇÃO

Recentemente, questões relacionadas à robustez dos controladores PID têm sido bastante enfatizadas na literatura [9], e novos métodos propostos, envolvendo incerteza na forma politópica [37], a propriedade *iso-damping* [21], *model-following control* [104], otimização não linear [67], robustez em alta frequência [69] e otimização com restrição das funções sensibilidade [8, 11, 96], entre outros.

Com relação à metodologia proposta em [8, 11, 96], denominada MIGO (*M constrained Integral Gain Optimization*), o problema de rejeição a perturbações de carga, típico de malhas de controle reguladoras, é reformulado como um problema de maximização do ganho de integração, com limitação dos picos das funções sensibilidade.

O método MIGO tem proporcionado desenvolvimentos em níveis de complexidade bastante distintos. Um exemplo são as regras de sintonia robusta propostas como substitutas para os métodos de Ziegler-Nichols, a partir de testes de resposta ao degrau [10] ou de resposta em frequência [8, 51]. Outro exemplo são as análises que relacionam o método MIGO ao controle *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ [95].

Nesse capítulo são propostos novos algoritmos, baseados no método MIGO, que ampliam o escopo do método original e abrem novas possibilidades de aplicação, como a dessintonia do controlador MIGO e na ressonância de controladores PID.

O método MIGO é revisto na Seção 2.2 e os novos algoritmos propostos na Seção 2.3, como versões sub-ótimas do algoritmo original. A Seção 2.4 faz uma comparação, através de simulações, entre os algoritmos propostos e o algoritmo original. Na Seção 2.5, são apresentadas as conclusões. A ressonância de controladores PID, utilizando um dos algoritmos propostos neste capítulo, será mostrada no Capítulo 3.

2.2 PROJETO PELO MÉTODO MIGO

Considere o sistema em malha fechada mostrado na Figura 2.1. As funções de transferência do processo e do controlador são dadas por $G(s)$ e $K(s)$, respectivamente.

Duas funções de transferência em malha fechada, relevantes para o método aqui revisado e também para os novos algoritmos propostos, são as funções sensibilidade (S), e sensibilidade complementar (T), definidas pelas equações (2.1) e (2.2).

$$S = \frac{1}{1 + G(s)K(s)} \quad (2.1)$$

$$T = \frac{G(s)K(s)}{1 + G(s)K(s)} \quad (2.2)$$

O problema abordado neste capítulo envolve a rejeição de perturbações de carga, que está associada à função de transferência de $D(s)$ para $Y(s)$ (Figura 2.1), dada por:

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = GS = \frac{G(s)}{1 + G(s)K(s)} \quad (2.3)$$

Outra função de transferência relevante, em malha fechada, é $KS = K(s)S(s)$, que está relacionada à resposta do sinal de controle ao ruído de medição.

Para malhas estáveis, os valores de pico, no domínio da frequência, das funções de transferência anteriores, podem ser representados, utilizando o operador norma [125], como: $\|S\|_\infty$, $\|T\|_\infty$, $\|GS\|_\infty$ e $\|KS\|_\infty$.

Assume-se que os controladores analisados nesse capítulo possuem a estrutura dada pela equação (2.4) ou, quando explicitamente mencionado, pela equação (2.5)¹. A inclusão da filtragem da ação derivativa será abordada no Capítulo 3.

¹A equação (2.5) equivale à equação (1.4) com $N_d = \infty$. É possível realizar a conversão entre as estruturas dadas pelas equações (2.4) e (2.5) através de manipulações algébricas.

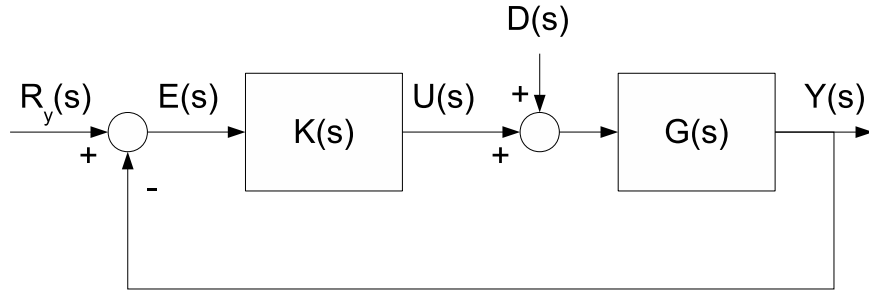


Figura 2.1. Sistema em malha fechada

$$K(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (2.4)$$

$$K(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.5)$$

Para uma malha estável, com controlador dado pela equação (2.4), pode-se mostrar que a integral do erro (IE) a um degrau unitário aplicado na entrada do processo é inversamente proporcional ao ganho de integração do controlador [8]:

$$IE = \int_0^{\infty} e(t) dt = \frac{1}{k_i} \quad (2.6)$$

Isoladamente, o critério IE pode ser deficiente para indicar a qualidade de uma malha de controle. Um baixo valor para IE é possível, por exemplo, para um sistema oscilatório fracamente amortecido. Por outro lado, se for associado a algumas garantias de robustez para o sistema resultante, o valor de IE pode ser relacionado à capacidade de rejeição a perturbações de baixa frequência na entrada do processo [8].

As funções S e T têm um papel importante em análises de robustez de sistemas de controle [125]. Para sistemas monovariáveis, restrições nos valores de pico dessas funções podem ser traduzidos através de discos, no diagrama de Nyquist, dentro dos quais a função de transferência de malha aberta, $G(j\omega)K(j\omega)$, não pode penetrar. Esses são aqui denominados discos M_t e M_s , referindo-se às restrições $\|T\|_{\infty} \leq m_t$ e $\|S\|_{\infty} \leq m_s$. É possível inscrever os dois discos, M_s e M_t , em um único disco $M = M(m_t, m_s)$, de modo a incluir, de forma conservadora, as restrições M_s e M_t [95, 8]. A Tabela 2.1 mostra os valores dos centros e dos raios para os discos M_s , M_t e M , para dados valores de m_s e m_t . A restrição M pode ser caracterizada por um único parâmetro, m , nos casos em que $m_s = m_t = m$.

Disco	Centro (-c,0)	Raio
M_s	$c_s = 1$	$r_s = 1/m_s$
M_t	$c_t = m_t^2/(m_t^2 - 1)$	$r_t = m_t/(m_t^2 - 1)$
M	$c_m = (p_1 + p_2)/2$	$r_m = (p_1 - p_2)/2$
Obs.:	$p_1 = \max(c_s + r_s, c_t + r_t)$	
	$p_2 = \min(c_s - r_s, c_t - r_t)$	

Tabela 2.1. Centro (-c) e raio (r) dos discos M_s , M_t e M .

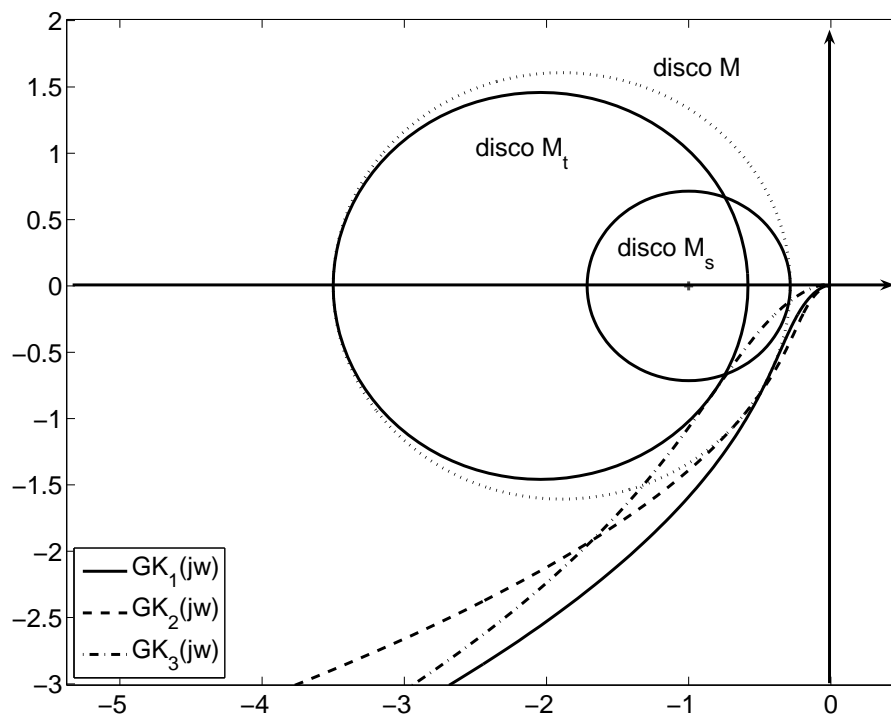


Figura 2.2. Diagrama de Nyquist, com discos M_s , M_t e M , e funções de transferência em malha aberta.

	k_p	k_i	$\ S\ _\infty$	$\ T\ _\infty$	$\ GS\ _\infty$	$\ KS\ _\infty$
K_1	0,6514	0,0002800	1,275	1,194	1,691	0,835
K_2	0,4595	0,0002086	1,218	1,256	2,391	0,566
K_3	1,5887	0,0012717	1,663	1,400	0,861	2,668

Tabela 2.2. Parâmetros dos controladores da Figura 2.2, e valores de pico das funções S, T, GS e KS.

Na Figura 2.2 esses discos são mostrados, para $m = 1, 4$. O disco M_s é aquele com centro $(-1,0)$. Nessa figura também são mostradas três respostas em frequência em malha aberta $G(jw)K(jw)$, para diferentes controladores PI. O modelo da planta utilizado nesse exemplo será apresentado na Seção 2.2.

A Tabela 2.2 mostra parâmetros dos controladores indicados na Figura 2.2, bem como valores de pico das respectivas funções S, T, GS e KS. Observa-se nessa tabela que, para todos os controladores, exceto o controlador K_3 , os valores de $\|S\|_\infty$ e $\|T\|_\infty$ são inferiores a 1,4.

Na Figura 2.2, pode-se observar que, para os controladores K_1 e K_2 , as funções de transferência em malha aberta tangenciam o disco M , com $m = 1, 4$, mas não os discos M_s e M_t correspondentes. Por essa razão, os valores de pico das respectivas funções S e T são inferiores a 1,4, como é mostrado na Tabela 2.2. Já para o controlador K_3 , a função de transferência em malha aberta tangencia o disco M_t , mas penetra o disco M_s , o que justifica o fato de que, para esse controlador, o valor de $\|T\|_\infty$ é limitado em 1,4, mas não o de $\|S\|_\infty$ (Tabela 2.2).

Os controladores K_1 e K_3 , desse exemplo, foram sintetizados através do método MIGO, que é descrito a seguir, e K_2 , pelo método SMIGO, proposto na Seção 2.3. O método MIGO consiste na maximização do ganho de integração com restrição M, enquanto que o método SMIGO permite obter valores de k_i menores ou iguais aos que são obtidos com o método MIGO, também satisfazendo a restrição M. Como visto anteriormente, a restrição M permite especificar limites para os picos das funções S, T ou ambas. Alguns aspectos do método MIGO serão revisados a seguir, para fundamentar a proposição da sua versão sub-ótima, na Seção 2.3.

Um controlador é denominado *M-robusto* se a função de transferência em malha aberta $G(jw)K(jw)$, além de satisfazer ao critério de Nyquist, satisfaz também a inequação (2.7) (com valores de r e c dados pela Tabela 2.1):

$$f(k_p, k_i, k_d, w) \geq r^2 \quad (2.7)$$

sendo f uma função dada por:

$$f(k_p, k_i, k_d, w) = |G(jw)K(jw) + c|^2$$

Seja $G(jw)$ dada, nas formas cartesiana e polar, por:

$$\begin{cases} G(jw) = \alpha(w) + j\beta(w) = \rho(w)e^{j\phi(w)} \\ \alpha(w) = \rho(w)\cos\phi(w) \\ \beta(w) = \rho(w)\sen\phi(w) \end{cases} \quad (2.8)$$

Substituindo-se $K(jw)$, dado pela equação (2.4), e $G(jw)$, dada pela equação (2.8), na inequação (2.7), a restrição M, pode ser reescrita como:

$$f_1(k_p, k_i, k_d, w) \geq 1 \quad (2.9)$$

sendo f_1 dada por:

$$f_1(k_p, k_i, k_d, w) = \left(\frac{\rho(w)}{r} \right)^2 \left(k_p + \frac{c\alpha(w)}{\rho(w)^2} \right)^2 + \left(\frac{\rho(w)}{wr} \right)^2 \left(k_i + \frac{cw\beta(w)}{\rho(w)^2} - w^2 k_d \right)^2$$

Para valores fixos de k_d e de w , a inequação (2.9) representa a região externa a uma elipse, no plano de parâmetros $k_i \times k_p$. Para w variando de 0 até ∞ , as (infinitas) elipses formam trajetórias definidas por:

$$\begin{cases} f_1(k_p, k_i, k_d, w) = 1 \\ f'_1 = \partial f_1 / \partial w = 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

Para k_d fixo, a equação (2.10) define, no espaço de parâmetros ($k_i \times k_p$), duas trajetórias, que representam os pontos de contato entre elipses sucessivas, para variações infinitesimais de w . Para modelos típicos de Controle de Processos, apenas uma dessas trajetórias corresponde a sistemas estáveis em malha fechada, por garantir que a função de transferência em malha aberta atenda ao critério de Nyquist.

A referida trajetória, para sistemas estáveis, define uma envoltória (ou fronteira) para a restrição M adotada, tal que, dado um valor de k_p , tem-se um valor de k_i que garante a igualdade na inequação (2.7).

A Figura 2.3 apresenta uma ilustração geométrica das elipses geradas pela equação (2.9), relativa ao exemplo anterior, para diversos valores de frequência. Nessa figura pode-se observar a envoltória formada pelas elipses, que corresponde, para cada frequência, a uma das soluções da equação (2.10). O máximo valor de k_i , nessa envoltória, corresponde ao controlador K_1 do exemplo anterior. Observa-se que o controlador K_2 também pertence à envoltória, mas possui valor de k_i inferior ao do controlador K_1 . A curva em linha tracejada que aparece na Figura 2.3 tem um papel importante no método MIGO, e será explicada a seguir.

A partir de uma análise geométrica, e sob condições razoavelmente gerais para modelos usuais de controle de processos, deduziu-se em [96], que o máximo valor de k_i , na envoltória da região de robustez, coincide com o máximo, em função da frequência, do vértice inferior das elipses descritas pela equação (2.9). O lugar geométrico dos vértices inferiores em função da frequência (mostrado em linha tracejada na Figura 2.3), é dado

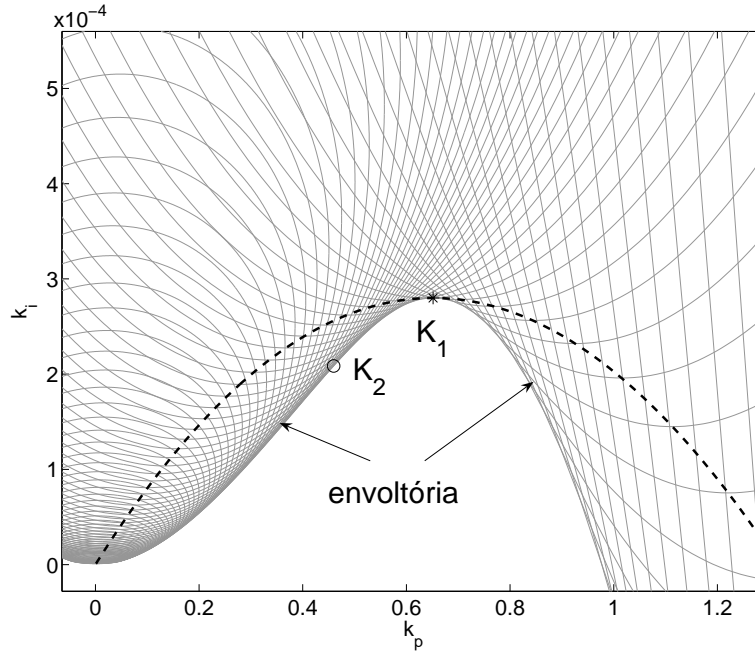


Figura 2.3. Ilustração geométrica das elipses geradas pela restrição M , com $m = 1, 4$ (linhas contínuas claras), e dos vértices inferiores, equação (2.11) (linha tracejada). São mostrados também os parâmetros de K_1 (*) e de K_2 (o).

pela equação (2.11).

$$\begin{cases} k_p(w) = \cos \phi(w) c / \rho(w) \\ k_i(w, k_d) = -w (r + c \sin \phi(w)) / \rho(w) + w^2 k_d \end{cases} \quad (2.11)$$

No método MIGO, utiliza-se a equação (2.11), com o objetivo de maximizar o valor de k_i , o que, conforme mencionado na Seção 2.1, equivale à minimização da integral do erro, para uma entrada em degrau na entrada do processo. Deve-se ressaltar que apenas o ponto de máximo da função k_i é de interesse na equação (2.11), já que essa equação não define toda a envoltória da região de robustez, não podendo ser utilizada, por exemplo, para dessintonia do controlador².

Após a determinação do valor máximo de k_i na equação (2.11), e do correspondente valor de k_p , pode-se utilizar a equação (2.7) para verificar se a restrição M foi ou não violada. Essa verificação é necessária quando k_d assume valores elevados, o que pode gerar uma envoltória não suave, para a qual o máximo da equação (2.11) não coincide com o máximo da envoltória³ [8].

²Os demais pontos do lugar geométrico, que não o ponto máximo, violam a restrição M .

³A Figura 2.11 mostra exemplos de envoltória suave e não suave, que serão discutidas na Seção 2.4

O máximo de k_i , na equação (2.11), pode ser obtido procurando-se pela solução da equação (2.12):

$$h_{PID}(w) = (\rho/w) \frac{dk_i}{dw} = (r + c \sin \phi) \left(\frac{\rho'}{\rho} - \frac{1}{w} \right) - c\phi' \cos \phi + 2\rho k_d = 0 \quad (2.12)$$

Para a síntese de controlador PI ($k_d = 0$), a equação (2.12) possui, garantidamente, um zero no intervalo $w \in (w_{90}, w_{180-\arcsin(r/c)})$, para modelos que atendam à condição dada pela equação (2.13), de amplitude e fase monotonicamente decrescentes [8]. As frequências w_{90} e w_{180} se referem às defasagens de -90° e -180° graus para a função de transferência $G(jw)$.

$$\begin{aligned} \rho' &= \frac{d}{dw} |G(jw)| < 0 \\ \phi' &= \frac{d}{dw} \arg G(jw) < 0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

Utilizando um raciocínio semelhante, a síntese de um controlador PD pode ser formulada como um problema de maximização do ganho proporcional com restrições de robustez. Em [8] deduziu-se o seguinte lugar geométrico de $k_p \times k_d$, em função de w :

$$\begin{aligned} k_p(w) &= -(r + c \cos \phi(w)) / \rho(w) \\ k_d(w) &= c \sin \phi(w) / (w\rho(w)) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Se a equação (2.13) for satisfeita, a equação (2.14) possui um único máximo para k_p no intervalo $w \in (w_{180}, w_{270-\arcsin(r/c)})$. O zero da derivada de $k_p(w)$, da equação (2.14) pode ser obtido pela resolução da equação (2.15):

$$h_{PD}(w) = (r + c \cos \phi) \frac{\rho'}{\rho} + c\phi' \sin \phi = 0 \quad (2.15)$$

O algoritmo de projeto MIGO, proposto em [8], é sumarizado a seguir.

Algoritmo 2.1 Método MIGO básico

- (1) Resolva a equação (2.15) por bisseção, começando com os valores de frequência w_{180} e $w_{180+\arcsin(r/c)}$. A solução resulta na frequência w_{PD}^* .
- (2) Resolva a equação (2.12) por bisseção, com $k_d = 0$, começando com os valores de frequência w_{90} e $w_{180-\arcsin(r/c)}$. A solução dá a frequência w_{PI}^* .
- (3) Para um dado valor de k_d , resolva a equação (2.12) por bisseção, começando com os valores de frequência w_{PI}^* e w_{PD}^* . A solução dá a frequência w^* . Com esse valor de

w^* , calcule os valores de k_i e k_p na equação (2.11). O controlador resultante, dado pela equação (2.4) é PI, se $k_d = 0$ e PID, se $k_d > 0$.

Comentários sobre o Algoritmo 2.1

No Algoritmo 2.1, os dois primeiros passos são utilizados para definir um intervalo de frequências, $[w_{PI}^*, w_{PD}^*]$, no qual o valor máximo de k_i deve ser procurado, pelo método da bissecção, utilizando a equação (2.12). Por sua vez, as frequências w_{PI}^* e w_{PD}^* são também obtidas, pelo método da bissecção, a partir dos intervalos $[w_{90}, w_{180-\arcsin(r/c)}]$ e $[w_{180}, w_{180+\arcsin(r/c)}]$. Para alguns tipos de modelos, esse método de inicialização apresenta limitações, como, por exemplo, modelos de segunda ordem de fase mínima, cuja frequência w_{180} só pode ser definida, no limite, como infinito. Para casos como esse, o Apêndice B, Seção B.1, propõe outros procedimentos de inicialização, bem como outros ajustes para o método MIGO.

Conforme proposto em [8], o Algoritmo 2.1 pode ser utilizado como parte de um algoritmo principal, para maximização de k_d , condicionado ao atendimento da restrição M. As opções para verificação dessa restrição, apresentadas em [8], envolvem o cálculo da derivada segunda de f_1 (equação (2.9)) ou a inspeção do diagrama de Nyquist da função $G(jw)K(jw)$. Na nossa implementação do algoritmo MIGO, essa última opção foi adotada, e a maximização de k_d realizada através de um algoritmo de bissecção.

Os controladores PID projetados com o Algoritmo 2.1, correspondendo à função de transferência da equação (2.4), não possuem filtragem da ação derivativa. Em [8, cap. 7] propõe-se uma alternativa para a inclusão da filtragem da ação derivativa através de um procedimento iterativo: após uma síntese inicial controladores MIGO, inclui-se a função de transferência do filtro (com constante de tempo relacionada, por exemplo, ao tempo derivativo) como parte da função de transferência da planta, seguido de nova síntese MIGO e, se necessário, mais algumas iterações. O controlador final é o produto entre o controlador sintetizado para a planta equivalente e a função de transferência do filtro. No Capítulo 3 desta tese será proposta uma nova opção para a inclusão e ajuste da ação derivativa.

2.3 VERSÃO SUB-ÓTIMA DO MÉTODO MIGO

O método MIGO permite obter o controlador M-robusto ótimo, ou seja, aquele que maximiza o valor de k_i , para um dado valor de k_d , ao mesmo tempo em que atende às restrições de M-robustez descritas na Seção 2.2.

Nesta seção, o conceito de controlador MIGO sub-ótimo será proposto, levando à definição de um outro parâmetro de projeto, a frequência de tangência. O controlador sub-ótimo, aqui denominado SMIGO, apresenta, como vantagens, a possibilidade de se realizar a dessintonia do controlador PI/PID e também de se especificar uma frequência para a qual a resposta em frequência (e sua derivada primeira) do processo deve ser conhecida (ou estimada) com maior exatidão. No método MIGO, não é possível especificar, a priori, uma única frequência como relevante para o projeto do controlador. Como desvantagem, o método apresenta uma maior complexidade na sua implementação, se comparado ao método MIGO.

O parâmetro de projeto do método SMIGO é a frequência de tangência, w_{tan} , que pode ser definida como aquela em que a função de transferência de malha aberta $G(jw)K(jw)$ toca o disco M. O ponto em que isso ocorre (ponto de tangência) é o mais próximo de violar a restrição M.

No espaço de parâmetros $k_i \times k_p$, todas as elipses geradas pela equação (2.9), para w variável, tangenciam a envoltória descrita pela equação (2.10), mas, para o controlador ótimo do Algoritmo 2.1, o ponto de tangência entre a elipse e a envoltória corresponde ao máximo da função $k_i(w, k_d)$, na equação (2.11), e ocorre para $w = w^*$ ⁴. Isso foi ilustrado na Figura 2.3, que mostra os parâmetros do controlador ótimo K_1 , do exemplo discutido na Seção 2.2. Na Figura 2.3, os parâmetros de K_1 representam a interseção entre a envoltória formada pelas elipses e o lugar geométrico dos vértices inferiores, para $k_d = 0$. O valor de k_i para o controlador K_1 é o maior entre todos controladores com parâmetros localizados na envoltória. Já os parâmetros de K_2 , que é um controlador sub-ótimo, estão localizados na envoltória, mas não pertencem ao referido lugar geométrico. Esse exemplo será retomado adiante, após a proposição dos algoritmos SMIGO.

2.3.1 Algoritmo SMIGO básico

Assumindo que k_d e w_{tan} sejam dados, pode-se utilizar a equação (2.10) para se calcular o ponto correspondente, no espaço $(k_i \times k_p)$, que pertença à envoltória da região de robustez, no espaço de parâmetros. A resolução da equação (2.10), que é evitada no método MIGO, pode ser realizada de duas formas diferentes, propostas a seguir. A primeira delas requer a derivada primeira da função de transferência do processo, na frequência de tangência, enquanto a segunda, mais simples, dispensa essa derivada, e será adotada no algoritmo SMIGO básico.

Seja uma função f_2 definida pela equação (2.16), sendo f e f_1 definidas pelas equações

⁴Desde que, conforme mencionado anteriormente, a envoltória seja suave.

(2.7) e (2.10), respectivamente.

$$f_2(k_p, k_i, k_d, w) = \frac{1}{2} \frac{\partial f}{\partial w} = \frac{r^2}{2} \frac{\partial f_1}{\partial w} \quad (2.16)$$

Pode-se mostrar que:

$$\begin{aligned} f_2(k_p, k_i, k_d, w) = & A_1 (k_p + A_2)^2 + B_1 (k_p + B_2) \\ & + C_1 (k_i + C_2)^2 + D_1 (k_i + D_2) \end{aligned} \quad (2.17)$$

sendo:

$$\begin{aligned} A_1 &= \rho \rho'; & A_2 &= c \left(\frac{\cos \phi}{\rho} \right) \\ B_1 &= c \rho^2 \left(\frac{\cos \phi}{\rho} \right)'; & B_2 &= A_2 \\ C_1 &= \frac{\rho}{w} \left(\frac{\rho}{w} \right)'; & C_2 &= c \left(\frac{w \sin \phi}{\rho} \right) - k_d w^2 \\ D_1 &= \left(\frac{\rho}{w} \right)^2 \left[c \left(\frac{w \sin \phi}{\rho} \right)' - 2k_d w \right]; & D_2 &= C_2 \end{aligned}$$

Assumindo-se que, para uma determinada frequência w , estejam disponíveis $\rho(w)$ e $\phi(w)$, bem como suas derivadas $\rho'(w)$ e $\phi'(w)$, as outras derivadas necessárias para se calcular os termos anteriores (A_1, A_2, B_1, \dots , etc.) podem ser obtidas como :

$$\begin{aligned} \left(\frac{\cos \phi}{\rho} \right)' &= - \frac{\rho \phi' \sin \phi + \rho' \cos \phi}{\rho^2} \\ \left(\frac{\rho}{w} \right)' &= \frac{\rho'}{w} - \frac{\rho}{w^2} \\ \left(\frac{w \sin \phi}{\rho} \right)' &= \frac{\sin \phi + w \phi' \cos \phi}{\rho} - \frac{w \rho' \sin \phi}{\rho^2} \end{aligned}$$

O problema de se localizar o ponto de tangência no espaço de parâmetros $k_p \times k_i$, (k_p^*, k_i^*) , corresponde à resolução da equação (2.10), acrescida das especificações de projeto $k_d = k_d^*$ e $w = w_{tan}$. A partir da equação (2.17), esse problema equivale à resolução das equações (2.18) e (2.19).

$$k_p^* = \arg \min_{k_p \in [c_p - r_p, c_p + r_p]} |f_2|_{k_i = f_3(k_p, k_d^*, w_{tan})} \quad (2.18)$$

$$k_i^* = f_3(k_p^*, k_d^*, w_{tan}) \quad (2.19)$$

sendo que:

$$f_3(k_p, k_d, w) = k_i \Big|_{f_1(k_p, k_i, k_d, w)=1, k_i \in [c_i - r_i, c_i]} \quad (2.20)$$

$$c_p = -\frac{c\alpha(w)}{\rho^2(w)}; \quad r_p = \frac{r}{\rho(w)} \quad (2.21)$$

$$c_i = w^2 k_d - \frac{cw\beta(w)}{\rho^2(w)}; \quad r_i = \frac{wr}{\rho(w)} \quad (2.22)$$

A função f_1 , utilizada na equação (2.20), é aquela definida, anteriormente, pela equação (2.9). Na equação (2.18), o intervalo $[c_p - r_p, c_p + r_p]$, com c_p e r_p dados pela equação (2.21), corresponde à projeção da elipse definida pela equação (2.9), sobre o eixo k_p , no espaço de parâmetros $k_i \times k_p$. Esse intervalo, juntamente com a equação (2.18) definem o espaço de busca para os parâmetros k_p e k_i , respectivamente.

Na equação (2.20), o cálculo de k_i consiste na resolução de uma equação de segundo grau, representada pela equação $f_1(k_p, k_i, k_d, w) = 1$, com k_p , k_d e w dados, e na seleção da raiz de menor valor, que deve estar contida no intervalo $[c_i - r_i, c_i]$. Os valores de c_p , r_p , c_i e r_i , utilizados no cálculo de f_3 (equação (2.20)) dependem dos valores de r e c (que por sua vez dependem da restrição M adotada) e da resposta do processo na frequência de tangência. Já o cálculo de f_2 depende da derivada primeira da função de transferência do processo (ρ' e ϕ'), também na frequência de tangência.

Uma alternativa mais simples do que a equação (2.18), que não requer as derivadas ρ' e ϕ' , pode ser deduzida a partir da equação (2.23), com f dado pela equação (2.7).

$$\frac{\partial f}{\partial w} = \frac{\partial f}{\partial k_i} \frac{\partial k_i}{\partial w} \quad (2.23)$$

Desde que o fator $\partial f / \partial k_i$ da equação (2.23) não seja nulo⁵, é possível substituir a equação (2.18) pela equação (2.24):

$$k_p = \arg \min_{k_p \in [c_p - r_p, c_p + r_p]} \left| \frac{\partial k_i}{\partial w} \right|_{k_i = f_3(k_p, k_d^*, w_{tan})} \quad (2.24)$$

⁵O que, pode-se mostrar, é verdadeiro exceto para os vértices laterais da elipse.

A derivada parcial, na equação (2.24), pode ser calculada, aproximadamente, através da equação (2.25):

$$\left. \frac{\partial k_i}{\partial w} \right|_{k_i=f_3(k_p, k_d^*, w_{tan})} \cong \left. \frac{\Delta k_i}{\Delta w} \right|_{k_i=f_3(k_p, k_d^*, w), w \in \{w_{tan} - \Delta w/2, w_{tan} + \Delta w/2\}} \quad (2.25)$$

Tendo como base a equação (2.24), o procedimento básico para projeto SMIGO é descrito a seguir.

Algoritmo 2.2 SMIGO básico

- (1) Dados valores $w = w_{tan}$ e $k_d = k_d^*$ (critérios para a seleção desses valores são discutidos ao final deste algoritmo), forme um vetor com valores de $\mathbf{k}_p = [k_p(1) \cdots k_p(n)]$ no intervalo $k_p \in [c_p - r_p, c_p + r_p]$, com c_p e r_p dados pela equação (2.21).
- (2) Calcule os vetores $\mathbf{k}_{i,0}$ e $\mathbf{k}_{i,1}$, com os menores valores de k_i que satisfazem a restrição de igualdade na inequação (2.9), $f_1(k_p(j), k_i, k_d^*, w) = 1$, para as frequências $w_0 = w_{tan} - \Delta w/2$ e $w_1 = w_{tan} + \Delta w/2$, para cada valor de $\mathbf{k}_p(j)$ do grid anterior.
- (3) Para os pares de valores $(k_{i,0}(j), k_{i,1}(j))$, formados no item anterior, selecione aquele que minimiza $abs(k_{i,0}(j) - k_{i,1}(j))$. Seja $j = j_{min}$ o índice em que o mínimo ocorre.
- (4) Selecione $k_p^* = k_p(j_{min})$ e $k_i^* = (k_{i,0}(j_{min}) + k_{i,1}(j_{min}))/2$. Os parâmetros do controlador são $k_p = k_p^*$, $T_i = k_p^*/k_i^*$ e $T_d = k_d^*/k_p^*$.
- (5) Teste se o controlador obtido é estabilizante e se atende à restrição M , para um conjunto de frequências em torno de w_{tan} .

Comentários sobre o Algoritmo 2.2

O Algoritmo 2.2 apresenta, em relação ao método MIGO, uma maior complexidade, uma vez que o cálculo dos parâmetros não se baseia mais no cálculo do lugar geométrico dos vértices inferiores (equação (2.11)), mas sim na resolução do problema de otimização representado pela equação (2.24).

O Algoritmo 2.2 acrescenta, em relação ao método MIGO, a frequência de tangência, w_{tan} como parâmetro de projeto. Uma dificuldade inicial, considerando-se a utilização de k_d e w_{tan} como parâmetros de projeto, é associar esses dois parâmetros a especificações de desempenho, e também às condições que garantam a suavidade da envoltória, para se garantir a M-robustez com controlador projetado.

O Algoritmo 2.3, a ser proposto na Seção 2.3.2, retirará, de k_d , o papel de parâmetro de projeto, sendo este selecionado automaticamente, uma vez especificado o valor de w_{tan} . No novo algoritmo, evita-se resolver o problema de otimização representado pela equação (2.24), exceto no projeto de controladores PI (quando for selecionado $k_d = 0$). Essa escolha particular, $k_d = 0$, estará relacionada, indiretamente, à especificação de uma frequência de tangência inferior à frequência w_{PI}^* (vide Algoritmo 2.1), e representa a possibilidade de se sintetizar um controlador PI M-robusto com ganhos k_i e k_p inferiores aos do controlador PI-MIGO.

2.3.2 Seleção automática de k_d

A existência de soluções factíveis para o método SMIGO, no Algoritmo 2.2, depende dos valores escolhidos para k_d e w_{tan} , ao contrário do método MIGO, em que apenas k_d tem esse papel.

Nesta seção será proposto um método que permite utilizar a frequência de tangência w_{tan} como parâmetro de projeto, juntamente com m_s e m_t , sendo o valor de k_d calculado em função dos demais parâmetros. Esse mapeamento entre os parâmetros de projeto/modelo do processo e o controlador sintetizado (PI ou PID) pode ser representado pela equação (2.26), na qual $SMIGO(.)$ representa uma chamada ao algoritmo a ser proposto (Algoritmo 2.3).

$$K = SMIGO(G, m_s, m_t, w_{tan}) \quad (2.26)$$

Uma possibilidade de inicialização de k_d é calcular o valor de k_d para o qual a frequência de tangência w_{tan} corresponde ao máximo da equação (2.11). Esse valor, aqui denominado k_d^{tan} , é aquele para o qual a equação (2.27) é satisfeita.

$$\frac{\partial k_i(w_{tan}, k_d^{tan})}{\partial w} = 0 \quad (2.27)$$

A solução da equação (2.27) equivale, aproximadamente, a:

$$\Delta k_i = k_i(w_1, 0) + w_1^2 k_d^{tan} - [k_i(w_0, 0) + w_0^2 k_d^{tan}] = 0 \quad (2.28)$$

$$\Rightarrow k_d^{tan} = \frac{k_i(w_0, 0) - k_i(w_1, 0)}{w_1^2 - w_0^2} \quad (2.29)$$

sendo $k_i(w_0, 0)$ e $k_i(w_1, 0)$ calculados pela equação (2.11), com $k_d = 0$, e w_0 e w_1 iguais a $w_{tan} - \Delta w/2$ e $w_{tan} + \Delta w/2$, respectivamente.

Caso o valor selecionado para k_d seja exatamente igual a k_d^{tan} , a solução obtida pelo método SMIGO é igual à que seria obtida pelo método MIGO do Algoritmo 2.1, com $k_d = k_d^{tan}$. Nesse caso, os valores de k_p e k_i podem ser calculados diretamente através da equação (2.11), sem executar o Algoritmo 2.2, propriamente:

$$\begin{cases} k_p = k_p(w_{tan}) \\ k_i = k_i(w_{tan}, k_d^{tan}) \end{cases} \quad (2.30)$$

Quando se seleciona $k_d = k_d^{tan}$ não se requer, como no método MIGO, a busca pelo máximo de k_i na equação (2.11), e nem o conhecimento de $G(jw)$ para valores de frequência diferentes daquela para a qual o máximo de k_i ocorre; ao contrário, determina-se a frequência de tangência e, a seguir, calcula-se o valor de k_d que garante o máximo de k_i nessa frequência. Além disso, apenas o valor de k_i depende de k_d^{tan} calculado pela equação (2.29); o valor de k_p , na equação (2.30), depende apenas do valor da frequência de tangência. A solução pelo método SMIGO é, nesse caso, mais simples do que pelo método MIGO, uma vez que não requer a inicialização do intervalo de frequências, como nos passos (1) e (2) do Algoritmo 2.1.

Já a solução pelo Algoritmo 2.2 (necessária quando $k_d = 0$, por exemplo) é mais complexa do que utilizando o método MIGO, uma vez que envolve otimização (equação (2.24)) com k_p e k_i restritos ao perímetro das elipses ($k_p \in [c_p - r_p, c_p + r_p]$ e k_i dado pela equação (2.20)), e não nos vértices inferiores das elipses, como no método MIGO (Algoritmo 2.1).

A solução correspondente às equações (2.27) a (2.30) não é válida se a envoltória de região de robustez não for suave, conforme definição apresentada em [96, 8]. No método SMIGO, isto requer uma escolha adequada de w_{tan} , assim como, no método MIGO, a escolha de k_d tem um papel semelhante. Uma avaliação a posteriori se faz necessária para se verificar se a restrição M especificada foi ou não atendida e, eventualmente, determinar a necessidade de se reduzir w_{tan} .

Se k_d^{tan} calculado pela equação (2.29) for negativo, uma alternativa é selecionar $k_d = 0$, o que corresponde a um controlador PI. Nesse caso, o Algoritmo 2.2 deve ser executado, especificando-se, no primeiro passo, $k_d = 0$.

A partir da discussão anterior, o seguinte algoritmo é proposto:

Algoritmo 2.3 SMIGO com seleção automática de k_d

- (1) Dada a frequência de tangência desejada, w_{tan} , calcule k_d^{tan} , através da equação (2.29).
- (2) Se $k_d^{tan} > 0$ siga para o item (4), caso contrário, siga para o item (3).

- (3) Faça $k_d = 0$, e calcule o controlador PI através do Algoritmo 2.2. Fim.
- (4) Faça $k_d = k_d^{tan}$, e calcule os parâmetros k_p e k_i através das equações (2.30) e (2.11).
- (5) Teste se o controlador sintetizado é estabilizante e se atende à restrição M , para um conjunto de frequências em torno de w_{tan} .

Comentário sobre o Algoritmo 2.3

O Algoritmo 2.3 acrescenta, em relação ao Algoritmo 2.2, o cálculo automático do ganho k_d . Caso $k_d^{tan} > 0$, o cálculo dos demais parâmetros (k_p e k_i) pode ser feito a um custo computacional equivalente ao do método MIGO, uma vez que se baseia nas equações (2.29) a (2.30), derivadas da equação (2.11) (lugar geométrico dos vértices inferiores). Caso $k_d^{tan} = 0$, o Algoritmo 2.2 é utilizado.

2.4 EXEMPLOS DE SIMULAÇÃO

Os métodos de projeto MIGO e SMIGO serão aqui comparados, utilizando-se um conjunto de modelos descrito pelas equações (2.31) e (2.32).

$$G(s) = \frac{0,003e^{-t_m s}}{s(156,25s + 1)(15,625s + 1)} \quad (2.31)$$

Sendo:

$$t_m = 156,25t_m^N; \quad t_m^N \in \{0,01, 0,02, 0,05, 0,1, 0,2, \\ 0,3, 0,4, 0,5, 0,7, 0,9, 1,0\} \quad (2.32)$$

Esse conjunto de modelos é baseado na dinâmica de nível do Sistema de Tanques Interativos, descrito na Seção 4.1, equação (4.2), acrescido de uma segunda constante de tempo, com 10% do valor da constante de tempo principal, e de um tempo morto variável de 1% a 100% dessa mesma constante de tempo.

Nos exemplos a seguir, são projetados controladores para cada elemento desse conjunto, sem levar em conta os demais modelos do conjunto, ou seja, o problema aqui apresentado é de projeto de 11 controladores para 11 processos diferentes, e não do controle de um conjunto de modelos por um único controlador. Deve-se salientar que a característica de M-robustez dos controladores MIGO e SMIGO, mesmo quando atendida, não garante que os controladores projetados sejam estabilizantes para todos os elementos do

conjunto, embora seja possível que um determinado controlador seja estabilizante para outros elementos do conjunto, além do modelo utilizado no projeto desse controlador.

2.4.1 Dessintonia do controlador PI-MIGO (exemplo da Seção 2.2)

Esse é o único exemplo de simulação em que foram projetados controladores apenas para um, e não todos os modelos da equação (2.31) (com $t_m^N = 0,01$). Esse exemplo já foi apresentado na Seção 2.2, para ilustrar controladores ótimo e sub-ótimos MIGO, e corresponde às figuras 2.2 e 2.3 e Tabela 2.2.

Os controladores K_1 e K_3 foram obtidos através do Algoritmo 2.1 (método MIGO), adotando-se restrições $M = M(m_s = 1,4, m_t = 1,4)$ e $M_s(m_s = 1,4)$, respectivamente, e o controlador K_2 através do Algoritmo 2.2 (método SMIGO básico), com restrição M igual à de K_1 .

2.4.2 Controladores PI e PID MIGO

As figuras 2.4 e 2.5 mostram as respostas em frequência em malha aberta com os controladores PI-MIGO e PID-MIGO, respectivamente, para todos os valores de t_m^N da equação (2.32)⁶. As respostas para o modelo com $t_m^N = 1$ aparecem em linha pontilhada e, para os demais valores de t_m^N , em linha contínua. Observa-se, nos diagramas de Nyquist, que as curvas de resposta em frequência apenas tangenciam, mas não penetram claramente no disco M . O controlador PI-MIGO, para $t_m^N = 0,01$, corresponde ao controlador K_1 , mostrado anteriormente na Figura 2.2 e na Tabela 2.2.

Nas figuras 2.4 e 2.5, alguns aspectos podem ser destacados. Observa-se uma maior variação das respostas em frequência (amplitude e fase), para controladores PID-MIGO do que para controladores PI-MIGO. Também se observa que, quando se muda de PI-MIGO para PID-MIGO, o aumento da frequência de cruzamento do ganho é menor para o modelo com $t_m^N = 1$ (cuja resposta em frequência aparece em linha tracejada), do que para o modelo com $t_m^N = 0,01$. Para $t_m^N = 1$, a frequência de cruzamento de ganho varia de $9,21 \times 10^{-4}$ rad/s para $1,98 \times 10^{-3}$ rad/s (um aumento de 2,15, aproximadamente) e para $t_m^N = 0,01$, de $1,92 \times 10^{-3}$ rad/s para $1,94 \times 10^{-2}$ rad/s (um aumento de 10,1, aproximadamente).

A Figura 2.6 mostra, para os controladores PI e PID MIGO, as frequências de cruzamento de ganho e de fase, em função do parâmetro t_m^N dos modelos. Com relação às frequências de cruzamento de ganho, por exemplo, mostradas em linha contínua,

⁶A Tabela 3.6 mostra os parâmetros desses dois tipos de controladores, para $t_m^N = 0,01$ e $t_m^N = 1$.

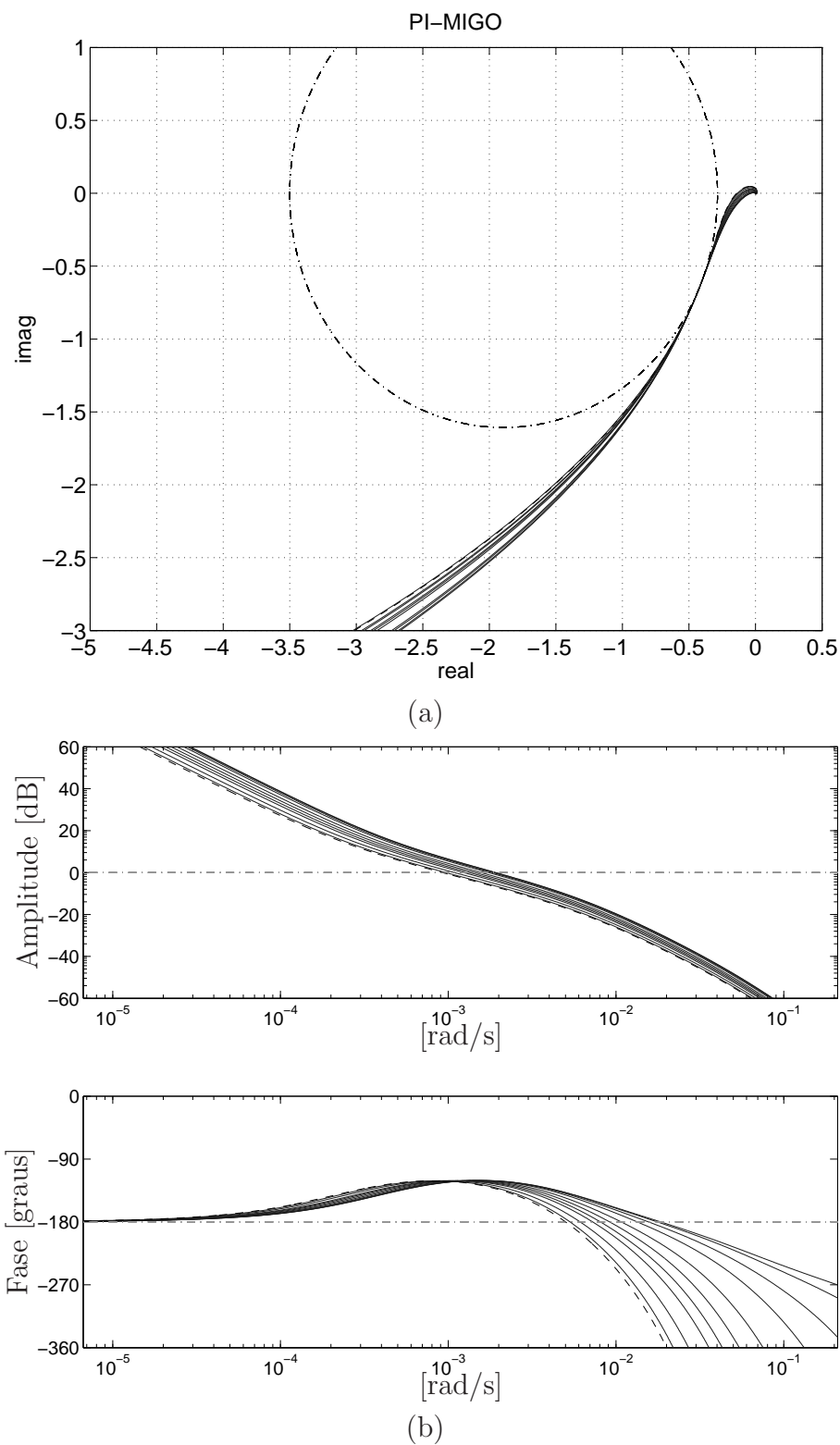
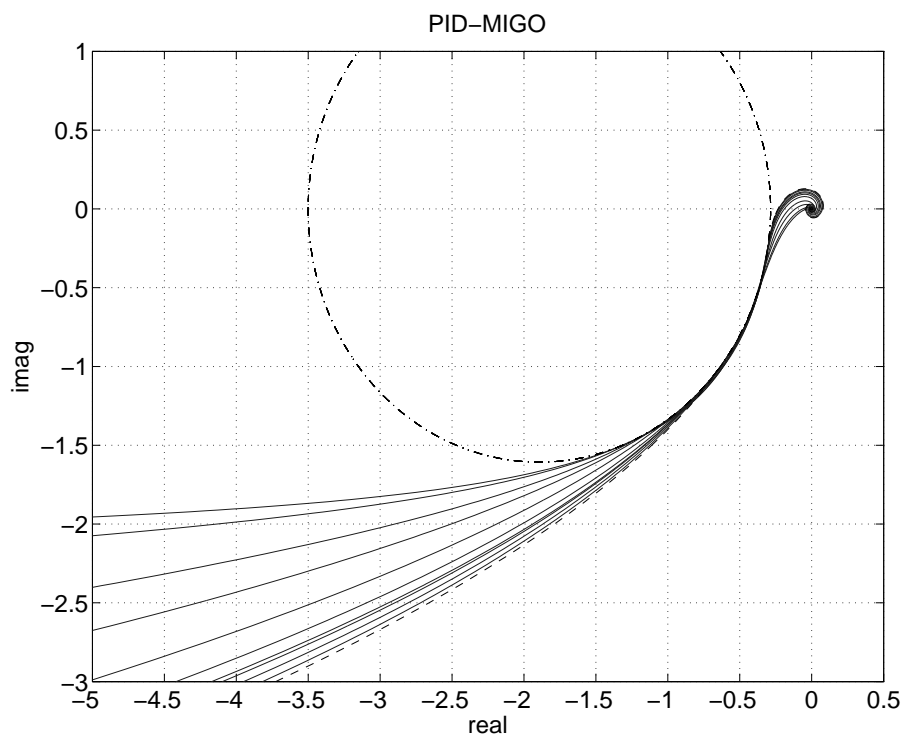
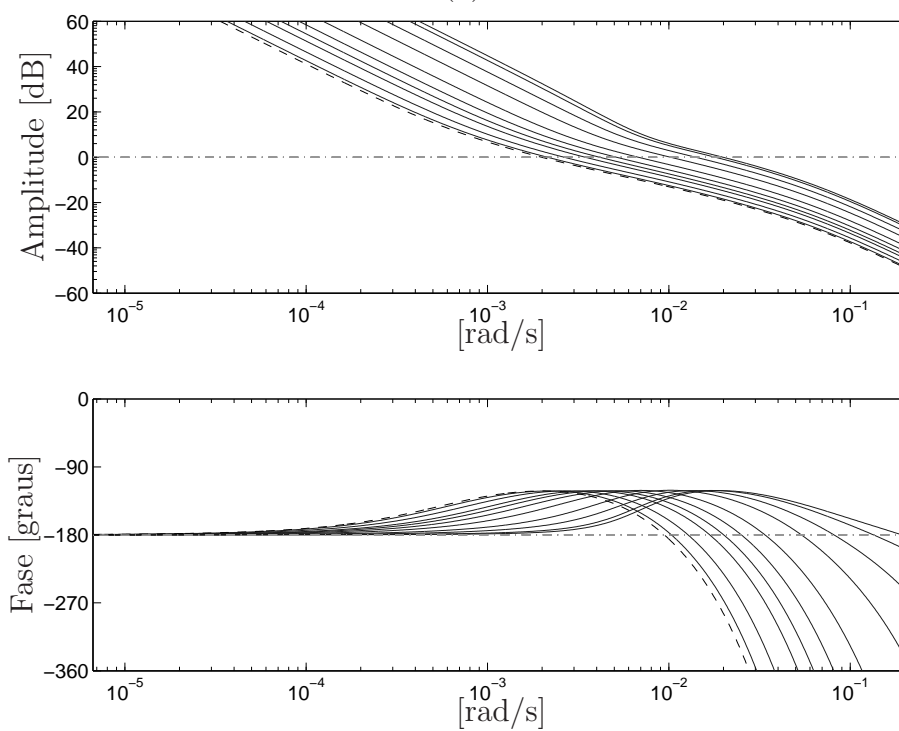


Figura 2.4. Resposta em frequência em malha aberta, com o controlador PI-MIGO, nos diagramas de : (a) Nyquist (e disco M com $m_s = m_t = 1,4$) e (b) Bode.



(a)



(b)

Figura 2.5. Resposta em frequência em malha aberta, com o controlador PID-MIGO, nos diagramas de : (a) Nyquist (e disco M, com $m_s = m_t = 1,4$) e (b) Bode.

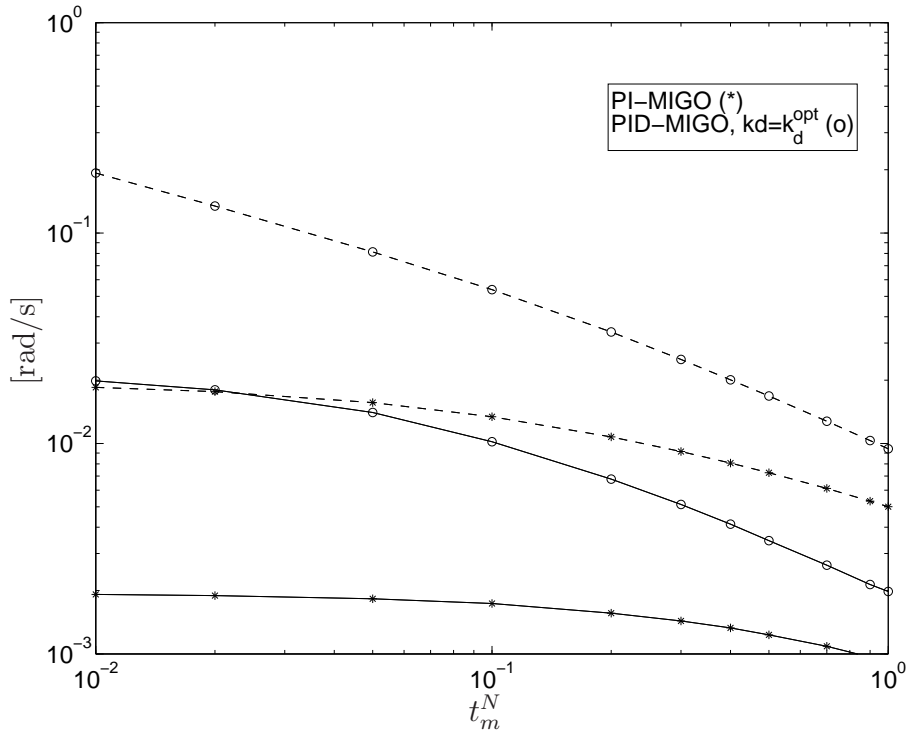


Figura 2.6. Frequências de cruzamento de ganho (linhas contínuas) e de cruzamento de fase (linhas pontilhadas) versus t_m^N , para controladores PI e PID MIGO.

confirma-se a observação anterior de que a faixa de variação de valores, considerando-se todos os modelos do conjunto, é maior para controladores PID-MIGO do que para controladores PI-MIGO. A mesma observação é válida para as frequências de cruzamento de fase. As diferenças entre as frequências de cruzamento de ganho, quando se adotam controladores PI ou PID são evidentes nesses gráficos, e indicam um melhor desempenho dos controladores PID em relação aos controladores PI, para todos os valores de t_m^N . As diferenças mais acentuadas (quando se passa de PI para PID) são observadas para os menores valores de t_m^N .

2.4.3 Controladores SMIGO

Na Seção 2.4.2, mostrou-se que, para o conjunto de modelo adotado, as frequências de cruzamento de ganho da função de transferência em malha aberta, com controladores MIGO, variam em função do parâmetro t_m^N e também do tipo de controlador adotado, PI ou PID. Investiga-se, a seguir, a possibilidade de se obter, através do método SMIGO, um desempenho intermediário entre os controladores PI e PID MIGO.

O método SMIGO permite especificar, como frequência de tangência w_{tan} , um valor

diferente daquele que resulta no controlador ótimo. Essa escolha afeta, ainda que aproximadamente⁷, a frequência de cruzamento de ganho do sistema resultante e, portanto, também o seu desempenho.

Para ilustrar essa afirmação, foram sintetizados três grupos de controladores SMIGO, com as especificações a seguir para as frequências de tangência, além da especificação anterior, $m_s = m_t = 1, 4$.

- SMIGO-1 :

$$w_{tan}(t_m^N) = \sqrt{w_{PI}^*(t_m^N)w_{PID}^*(t_m^N)} \quad \text{e} \quad k_d = k_d^{tan}(w_{tan})$$

- SMIGO-2 :

$$w_{tan}(t_m^N) = \sqrt{w_{PI}^*(t_m^N)w_{PID}^*(t_m^N)} \quad \text{e} \quad T_i/T_d = 4$$

- SMIGO-3 :

$$w_{tan} = \sqrt{w_{PI}^*(0,01)w_{PID}^*(0,01)} \quad \text{e} \quad k_d = k_d^{tan}(w_{tan})$$

Nesses projetos, as frequências de tangência são especificadas em função das frequências de tangência obtidas com os controladores PI-MIGO e PID-MIGO (esse último com maximização do ganho k_d). As frequências de tangência para os controladores SMIGO 1 e 2 são as médias geométricas entre essas duas frequências, para cada valor de t_m^N , e, para os controladores SMIGO 3, um valor fixo, utilizado para todos os modelos, correspondente à especificação de w_{tan} para $t_m^N = 0,01$, dos outros dois controladores.

A escolha aqui adotada para as frequências de tangência dos controladores SMIGO-1 tem o objetivo de ilustrar a obtenção de desempenho intermediário aos dos controladores PI-MIGO e PID-MIGO, para cada modelo do conjunto caracterizado pelo parâmetro t_m^N . Em relação ao controlador PID-MIGO, essa escolha representa uma possibilidade de dessintonia, visando, por exemplo, a redução da atividade do sinal de controle.

Deve-se destacar que, em aplicações gerais, não se requer, para aplicação do método SMIGO, que controladores PI-MIGO e PID-MIGO sejam sintetizados previamente, a fim de se definir o valor do parâmetro w_{tan} . Alternativas para a escolha da frequência de tangência são apresentadas no Capítulo 3 (seções 3.3 e 3.4).

Os controladores SMIGO 1 e 3 foram sintetizados utilizando-se o Algoritmo 2.3. A escolha de w_{tan} , para os controladores SMIGO 3, visa ilustrar a possibilidade de violação

⁷A relação entre w_{tan} e w_{cg} será discutida novamente, no Capítulo 3 (vide Figura 3.7, por exemplo).

da restrição M, caso a escolha da frequência de tangência⁸ seja inadequada.

Nos controladores SMIGO-2, o ganho k_d foi ajustado, recursivamente, utilizando-se um algoritmo baseado no Algoritmo 2.2, partindo-se do valor $k_d = k_d^{tan}$, e depois reajustando k_d até se obter uma razão T_i/T_d aproximadamente igual a 4, dentro de uma determinada tolerância⁹; esse algoritmo é descrito, mais detalhadamente, no Apêndice B. A escolha de uma relação fixa $T_i/T_d = 4$, frequentemente utilizada em controladores industriais, visa ilustrar as consequências dessa restrição sobre o desempenho e robustez de controladores SMIGO.

A Figura 2.7 mostra os valores de pico das funções sensibilidade e sensibilidade complementar, versus t_m^N , para os controladores SMIGO. São apresentados valores apenas para controladores estabilizantes. Foi adotada aproximação de Pade de quarta ordem para o tempo morto dos modelos, no cálculo das funções S e T e suas normas $\|S\|_\infty$ e $\|T\|_\infty$. Observa-se que todos os controladores SMIGO-1 são estabilizantes e que os picos dessas funções estão abaixo do valor de M-robustez especificado ($m_s = m_t = 1,4$). Para os controladores SMIGO-2, todos os controladores são também estabilizantes, mas os picos das funções sensibilidade ultrapassaram o valor especificado, 1,4, para $t_m^N > 0,4$. Para os controladores SMIGO-3, são estabilizantes apenas os controladores obtidos para $t_m^N \leq 0,5$, sendo que desses, a restrição M é claramente violada para $t_m^N > 0,2$. Observa-se, na Figura 2.7 (c) valores de pico de S e/ou T superiores a 2.

A Figura 2.8 mostra a resposta em frequência em malha aberta, $G(jw)K(jw)$, para os controladores PID SMIGO-2 e respectivos modelos. Além do ponto de tangência, associado à frequência w_{tan} , algumas das respostas tocam o disco M em outros pontos, não adjacentes, na região que corresponde ao disco M_s . Isso é compatível com a Figura 2.7 (b), que mostra a violação da restrição M relativa à função sensibilidade para alguns valores de t_m^N .

Para os controladores PID-SMIGO-3, a violação da restrição M para $t_m^N > 0,2$, conforme mostrado na Figura 2.7 (c), se deve à especificação de uma frequência de tangência elevada para os modelos correspondentes. Esse aspecto é também ilustrado pela Figura 2.9, que mostra o diagrama de Nyquist da função de transferência em malha aberta com os modelos $t_m^N = 0,01$ e $t_m^N = 1$, e respectivos controladores PID-SMIGO-3. A resposta para $t_m = 1,5625$ s ($t_m^N = 0,01$) toca o disco M em apenas um ponto, que é o ponto de tangência, mas a resposta para $t_m = 156,25$ s ($t_m^N = 1$) o toca em pontos não adjacentes. Essa última é uma das características de envoltórias não suaves, para as quais a equação

⁸Cuja escolha, conforme mencionado, pode ser aproximadamente relacionada à frequência de cruzamento de ganho desejada.

⁹Com T_i e T_d relativos à estrutura PID da equação (2.5).

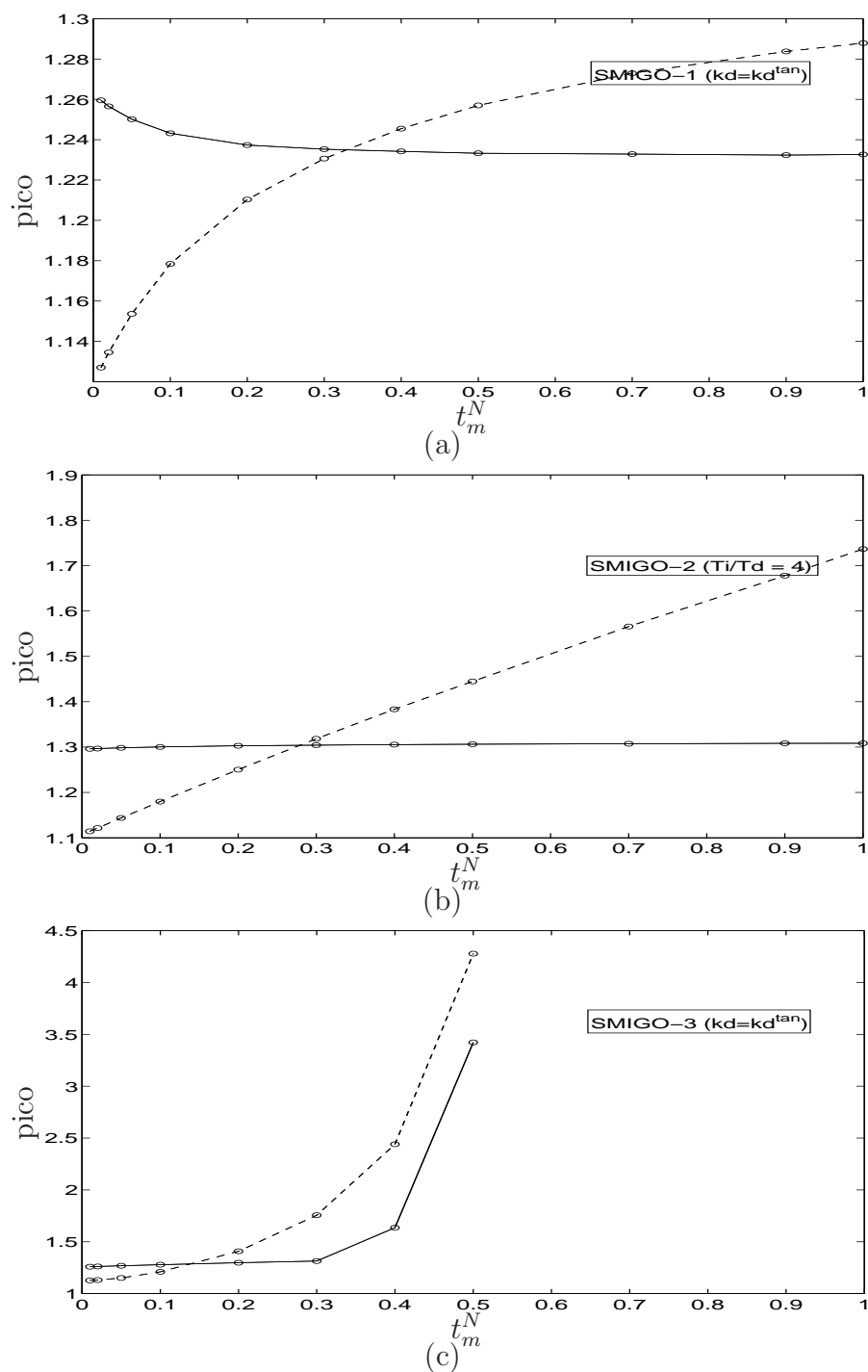


Figura 2.7. Valores de picos das funções T (linha contínua) e S (linha tracejada), versus t_m^N , para controladores SMIGO: (a) 1, (b) 2, (c) 3. Nesses gráficos, adotou-se aproximação de Pade de quarta ordem no cálculo das funções de transferência S e T.

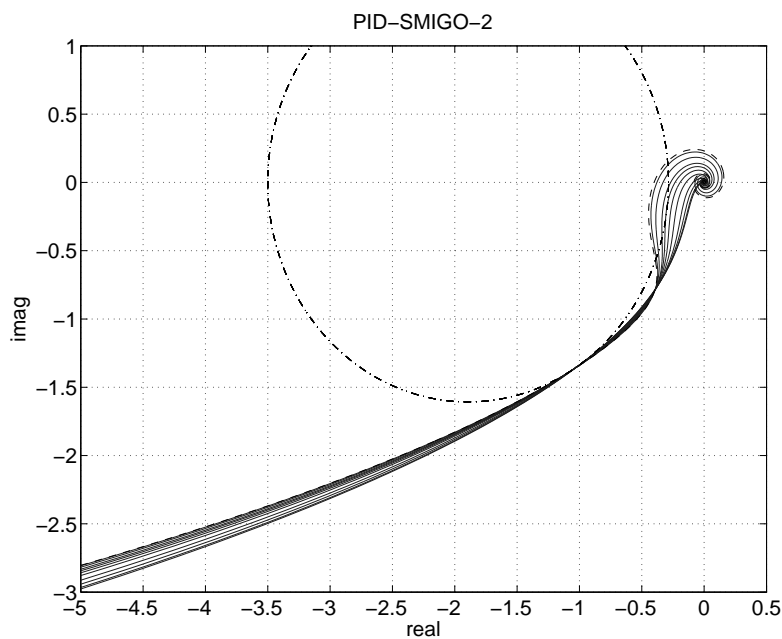


Figura 2.8. Resposta em frequência em malha aberta, com o controlador PID-SMIGO-2 no diagrama de Nyquist (e disco M, com $m_s = m_t = 1, 4$).

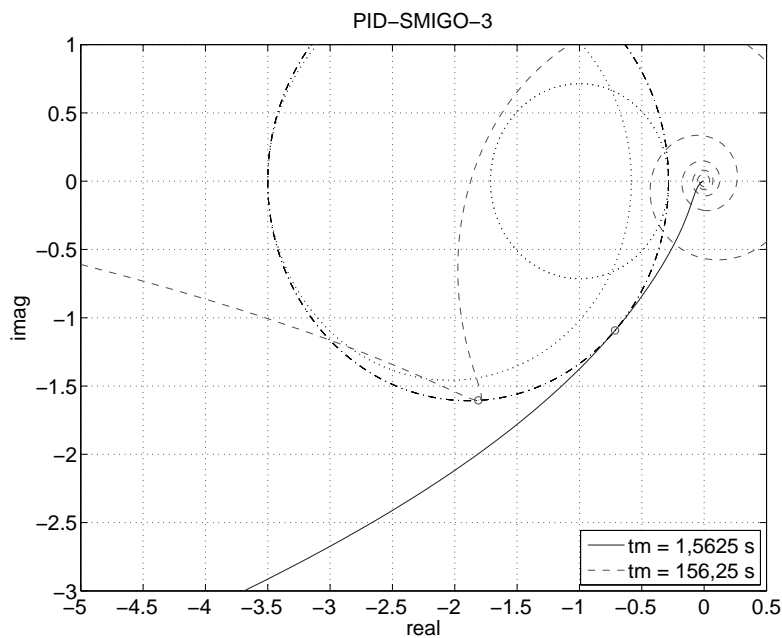


Figura 2.9. Diagrama de Nyquist para malhas com controladores PID-SMIGO-3 e respectivos modelos com $t_m^N = 0,01$ (linha contínua) e $t_m^N = 1$ (linha tracejada), e disco M (com $m_s = m_t = 1, 4$). Os discos, em linha tracejada, inscritos no disco M, são M_t (à esquerda) e M_s (à direita).

Controlador	t_m^N	M-rob.	est.	k_p	$k_i/10^{-3}$	k_d	T_i	T_d	T_i/T_d
PI-ZN-F	0,01	-	-	8,460	32,33	-	261,7	-	-
	1	-	✓	0,8916	0,9189	-	970,3	-	-
PI-MIGO	0,01	✓	✓	0,6514	0,2800	-	2327	-	-
	1	✓	✓	0,3007	0,06959	-	4320	-	-
PID-ZN-F	0,01	-	✓	12,69	77,59	518,8	163,5	40,89	4,000
	1	-	✓	1,337	2,205	202,8	606,4	151,6	4,000
PID-MIGO	0,01	✓	✓	11,38	58,54	1130	194,4	99,34	1,956
	1	✓	✓	0,6891	0,3736	124,5	1845	180,7	10,21
PID-SMIGO-1	0,01	✓	✓	2,724	4,322	266,6	630,3	97,86	6,441
	1	✓	✓	0,4561	0,1629	50,24	2799	110,2	25,41
PID-SMIGO-2	0,01	✓	✓	3,428	7,635	384,8	449	112,3	4,000
	1	-	✓	0,9003	0,8085	250,6	1114	278,4	4,000
PID-SMIGO-3	0,01	✓	✓	2,724	4,322	266,6	630,3	97,86	6,441
	1	-	-	4,000	16,47	1302	242,9	325,4	0,7466

Tabela 2.3. Parâmetros dos controladores sintetizados para os modelos com $t_m^N = 0,01$ e $t_m^N = 1$. O símbolo ✓ indica a satisfação da restrição M (conforme definido na Seção 2.2), para $m = 1, 4$ ou a estabilidade em malha fechada.

(2.11) não garante a M-robustez especificada.

A Figura 2.10 mostra as frequências de cruzamento de ganho e de fase, com os controladores SMIGO, em função de t_m^N . Observa-se que, para os controladores SMIGO-1 e SMIGO-2, as frequências de cruzamento de ganho e de tangência ficaram a uma distância menor do que uma oitava, para todos os valores de t_m^N (figuras 2.10(a) e 2.10(b)), sendo que essa distância é menor para os controladores SMIGO-1 do que para os controladores SMIGO-2. Para ambos os controladores, as frequências de cruzamento de ganho e de fase distam de pelo menos 2 oitavas, no mínimo. Para controladores SMIGO-3, cuja frequência de tangência especificada é a mesma para todos os modelos, a frequência de cruzamento de ganho se aproxima da frequência de cruzamento de fase à medida em que aumenta o valor de t_m^N . A igualdade entre ambas equivale a um sistema na fronteira entre estabilidade/instabilidade, com margem de ganho igual a 0 dB, pelo critério de Bode. Observa-se também, para os controladores SMIGO-3, que a distância entre a frequência de cruzamento de ganho e a frequência de tangência aumenta à medida em que aumenta o parâmetro t_m^N .

2.4.4 Comparação baseada nos parâmetros dos controladores

A Tabela 2.3 mostra os parâmetros dos controladores descritos nas seções 2.4.2 e 2.4.3, para os modelos com $t_m^N = 0,01$ e $t_m^N = 1$. Os parâmetros T_i e T_d correspondem à

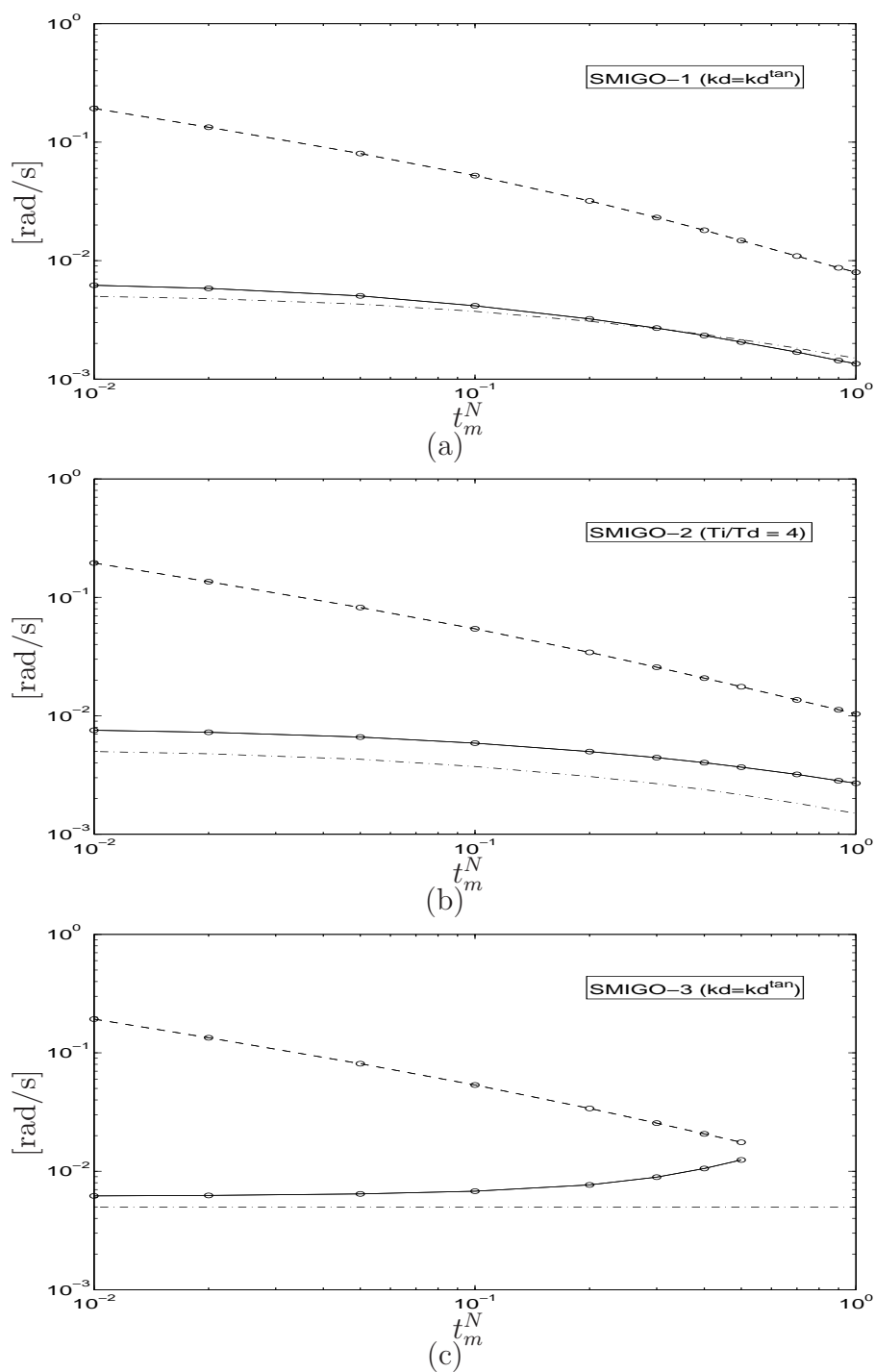


Figura 2.10. Frequências de cruzamento de ganho (linha contínua), de fase (linha pontilhada) e de tangência (linha traço-ponto) versus t_m^N , para controladores SMIGO: (a) 1, (b) 2 e (c) 3.

estrutura dada pela equação (2.5). Com o objetivo de comparação, também são mostrados parâmetros de controladores PI e PID obtidos pelo método de Ziegler-Nichols frequencial, aqui abreviados como PI-ZN-F e PID-ZN-F.

Os ganhos de integração k_i dos controladores PID-SMIGO-1 assumem, para cada valor de t_m^N , valores intermediários entre aqueles obtidos pelos controladores PI-MIGO e PID-MIGO, o que indica um desempenho também intermediário em relação a esses dois controladores, no que se refere ao critério IE.

Observa-se, na Tabela 2.3, que não são M-robustos os controladores PI-ZN-F e PID-ZN-F, para ambos os valores de t_m^N , e PID-SMIGO-2 e SMIGO-3 para $t_m^N = 1$. Os controladores PI-ZN-F, para $t_m^N = 0,01$, e PID SMIGO-3, para $t_m^N = 1$, são, além disso, não estabilizantes. Esses resultados de robustez, relativos aos controladores PID-SMIGO 2 e 3, são compatíveis com os picos das funções sensibilidade observados na Figura 2.7.

Para os controladores PID SMIGO-2 e PID SMIGO-3, a violação da restrição de robustez, para $t_m^N = 1$, se deve ao valor elevado para o ganho k_d , de 250,6 e 1302, respectivamente. Conforme discutido anteriormente, o valor elevado de k_d faz com que a envoltória da região de robustez, no espaço de parâmetros $k_i \times k_p$, não seja suave; o limite superior de k_d , para o qual a M-robustez é garantida, é aquele obtido para o controlador PID-MIGO, 124,5, também mostrado na Tabela 2.3. A Figura 2.11 mostra a formação das envoltórias, no espaço de parâmetros $k_i \times k_p$, para os controladores SMIGO 1 e SMIGO 2, para $t_m^N = 1$: para o controlador SMIGO 1, observa-se uma envoltória suave, ao contrário do que ocorre para o controlador SMIGO 2. Conforme mencionado anteriormente, para ambos os controladores foi especificada, para cada valor de t_m^N , a mesma frequência de tangência de projeto, constituindo-se, como diferença principal entre eles, a forma como é calculado o ganho derivativo k_d .

No caso dos controladores PID SMIGO-2, o alto valor de k_d (relativamente aos controladores PID SMIGO-1) se deve à imposição de uma razão T_i/T_d fixa; para o controlador PID SMIGO-1, $t_m^N = 1$, por exemplo, a razão T_i/T_d obtida foi de 25,41, superior ao valor 4 imposto aos controladores PID SMIGO-2. Já para o controlador PID SMIGO-3, o valor elevado de k_d , para $t_m^N = 1$, se deve a uma especificação de frequência de tangência elevada para esse caso.

Dentre os controladores M-robustos da Tabela 2.3, os controladores PID-MIGO apresentam os maiores valores de k_i para os respectivos valores de t_m^N . Esse é um resultado esperado, visto que esses controladores foram sintetizados com $k_d = k_d^{opt}$, em que o ganho derivativo é maximizado, resultando também na maximização do ganho de integração. Os controladores PID-SMIGO-2 e SMIGO-3 apresentaram, para $t_m^N = 1$, valores de k_i

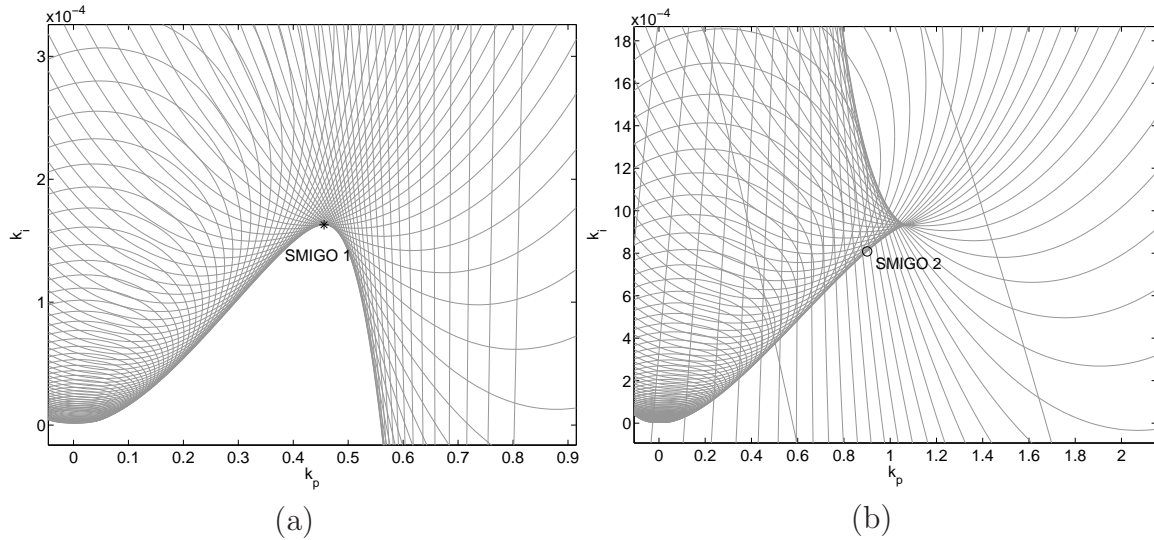


Figura 2.11. Formação das envoltórias, no espaço de parâmetros $k_i \times k_p$, para $t_m^N = 1$ e controladores: (a) SMIGO 1 (envoltória suave) e (b) SMIGO 2 (envoltória não suave).

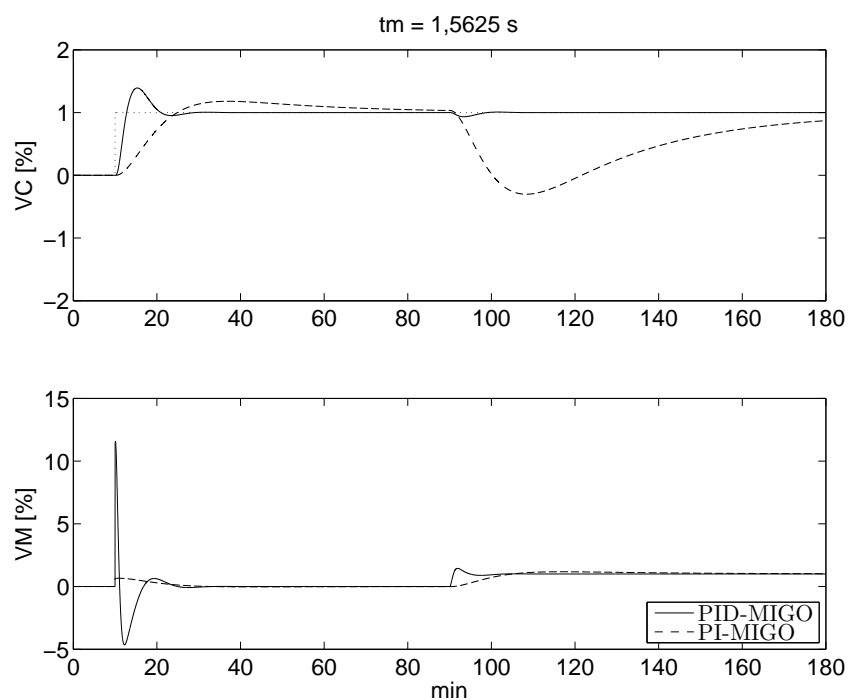
maiores do que os do controlador PID-MIGO, mas são não M-robustos (o PID SMIGO-3 é, adicionalmente, não estabilizante).

Após essas análises, pode-se concluir que é possível obter, com o método SMIGO, controladores com desempenho intermediário entre os controladores PI-MIGO e PID-MIGO, para diferentes valores de t_m^N , e ainda satisfazendo às condições de robustez e estabilidade. Nessas análises, observa-se que a imposição de $T_i/T_d = 4$, ou de uma frequência de tangência elevada, relativamente ao modelo a ser controlado, pode comprometer essas mesmas condições (robustez ou estabilidade), no projeto de controladores SMIGO.

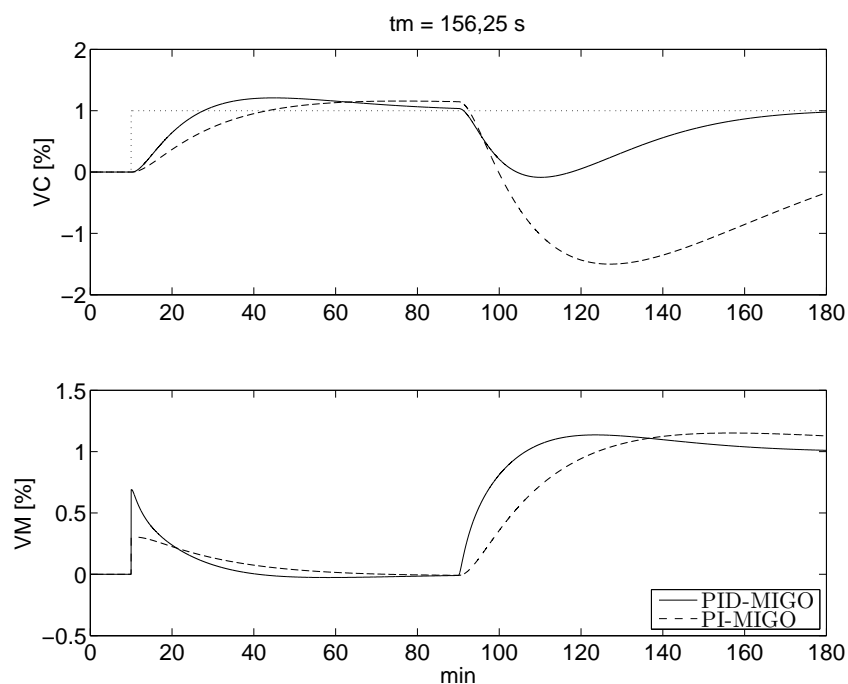
2.4.5 Respostas ao degrau

As figuras 2.12 e 2.13 mostram a resposta temporal em malha fechada, com a aplicação de degraus no set-point e na entrada do processo (distúrbio de entrada), esse último aplicado no instante equivalente a 50% do tempo total da simulação, para os controladores MIGO e SMIGO, e valores diferentes de t_m^N (0,01 e 1). Os parâmetros desses controladores são aqueles mostrados na Tabela 2.3. Para os controladores PID, a ação derivativa é gerada apenas com base no sinal de saída, e não com base no sinal de erro.

A principal comparação a ser feita é entre as respostas ao degrau na entrada do processo (representando perturbações em degrau), que permitem comparar os desempenhos dos diversos controladores, na função de regulador. Os gráficos da Figura 2.12 mostram que a diferença de desempenho associada à mudança de estrutura, de PI para PID,



(a)



(b)

Figura 2.12. Resposta temporal em malha fechada (variáveis controlada e manipulada) para os controladores PID-MIGO e PI-MIGO (Tabela 2.3) com: (a) $t_m^N = 0,01$ ($t_m = 1,5625 \text{ s}$) e (b) $t_m^N = 1$ ($t_m = 156,25 \text{ s}$). Obs.: Nessas simulações, a ação derivativa atua apenas sobre a variável controlada.

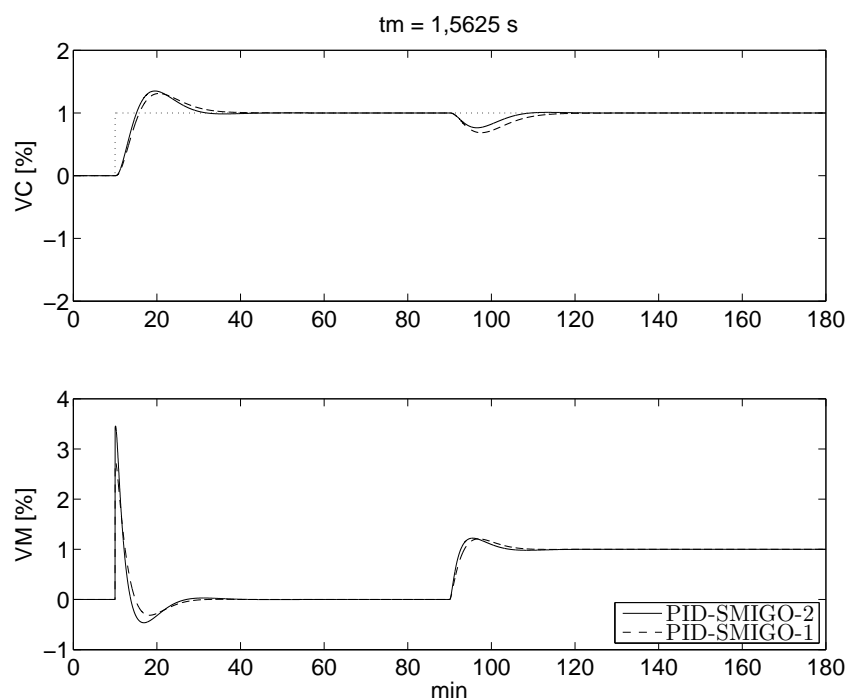
depende da característica dinâmica do processo. As diferenças entre as respostas com controladores PI e PID foram maiores no caso $t_m^N = 0,01$ (Figura 2.12 (a)) do que no caso $t_m^N = 1$ (Figura 2.12 (b)). Na Figura 2.12 (a) é quase imperceptível, para o PID-MIGO, o desvio provocado pelo degrau na entrada do processo sobre a variável controlada.

Na Figura 2.13 são mostradas as respostas para os controladores SMIGO 1 e 2. Para $t_m^N = 0,01$ (Figura 2.13 (a)), o desvio da variável controlada após a aplicação, de um distúrbio na entrada do processo é menor do que para o controlador PI-MIGO, e maior do que aquele obtido para o controlador PID-MIGO, mostrados na Figura 2.12 (a). As respostas dos controladores SMIGO 1 e 2 são praticamente coincidentes nesse caso. Para $t_m^N = 1$ (Figura 2.13 (b)), a rejeição ao distúrbio, pelo controlador SMIGO 1 também pode ser considerada como intermediária, se comparada à que é obtida com aos controladores PI-MIGO e PID-MIGO (Figura 2.12 (b)), mas o mesmo não ocorre com o controlador SMIGO 2 (Figura 2.13 (b)). Esse resultado é compatível com os valores de k_i mostrados na Tabela 2.3, em que o valor do controlador SMIGO 2, $0,80851 \times 10^{-3}$, é maior do que o que é obtido pelo controlador PID-MIGO, $0,37357 \times 10^{-3}$; deve-se lembrar que esse melhor desempenho do controlador SMIGO 2 tem como contrapartida uma redução da robustez, conforme indicado na Tabela 2.3 (falha no teste de M-robustez) e também na Figura 2.7 (pico da função sensibilidade superior a 1,4).

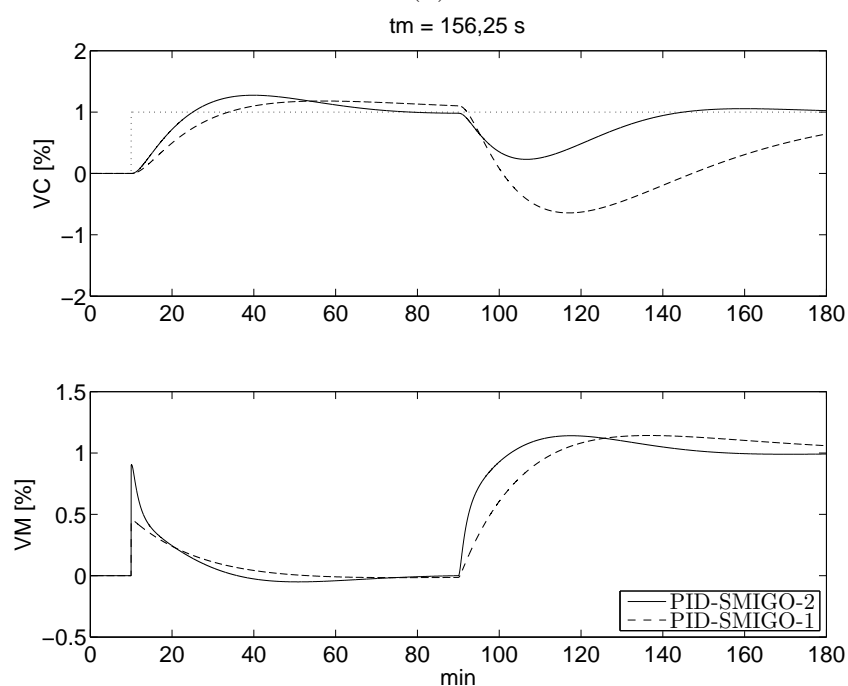
2.5 CONCLUSÕES

Nesse capítulo foi proposto um novo algoritmo para projeto de controladores PID, SMIGO, baseado no método MIGO. O algoritmo SMIGO foi comparado, em simulações, com controladores PI e PID projetados com o algoritmo original, MIGO, para um conjunto de modelos de terceira ordem (com integração) mais tempo morto variável. Para cada modelo desse conjunto observou-se ser possível, através do método SMIGO, obter desempenho intermediário em relação aos que são obtidos pelos controladores PI e PID projetados pelo método MIGO, no critério IE, mas ainda atendendo as restrições de robustez em termos de limitações nos picos das funções sensibilidade e sensibilidade complementar.

Uma vantagem do método SMIGO, aqui proposto, é a possibilidade de se especificar diretamente a frequência de tangência, o que reduz a informação necessária para a execução do método. Essa informação refere-se basicamente à resposta do modelo na frequência de tangência (bem como a derivada primeira dessa resposta), além da assunção de que a resposta do processo é essencialmente monotônica. Esse último requisito, que também é assumido no método MIGO, é comum em modelos utilizados no controle de processos



(a)



(b)

Figura 2.13. Resposta temporal em malha fechada (variáveis controlada e manipulada) para os controladores SMIGO (Tabela 2.3) com: (a) $t_m^N = 0,01$ ($t_m = 1,5625 \text{ s}$) e (b) $t_m^N = 1$ ($t_m = 156,25 \text{ s}$). Obs.: idem.

[8], e não constitui uma restrição severa à aplicabilidade dos métodos MIGO e SMIGO.

Uma alternativa para inicialização de k_d , a partir da frequência de tangência, foi também proposta, e mostrou-se como uma opção viável para o caso estudado, além de constituir um elo entre os métodos MIGO e SMIGO. Outras formas de inicialização ou de ajuste de k_d merecem ser investigadas.

No projeto dos controladores SMIGO, a vinculação da frequência de tangência às frequências de tangência obtidas com controladores PI e PID MIGO teve, nesse capítulo, apenas objetivo ilustrativo e, como mencionado, visa apenas mostrar a possibilidade de se obter desempenho intermediário em relação aos que são obtidos pelos controladores PI e PID MIGO. No capítulo a seguir, que trata da ressonância, o intervalo para seleção da frequência de tangência será baseado na frequência de cruzamento de ganho obtida com o controlador atual, sem a necessidade de se projetar, inicialmente, controladores PI e PID MIGO.

Alguns aspectos dos métodos MIGO e SMIGO também merecem uma investigação mais detalhada. Um deles é a seleção dos valores de m_t e m_s , e a caracterização dos casos em que uma única restrição M gera soluções aceitáveis ou não, pelo conservadorismo inerente a esse tipo de representação [58].

Outro aspecto que merece investigação é a validação dos controladores levando-se em conta uma margem de retardo puro de tempo como critério de projeto. Conforme assinalado anteriormente em [59], uma especificação de projeto baseada nos picos das funções sensibilidade, como nos métodos MIGO e SMIGO, não permite garantir um valor especificado para essa margem, que pode, no entanto, ser conferida posteriormente ao procedimento de síntese. Essa questão tende a se tornar mais crítica para valores elevados de k_d .

CAPÍTULO 3

RESSINTONIA LOOP-SHAPING DE CONTROLADORES PID

Neste capítulo, o método SMIGO será utilizado em dois problemas relacionados à sintonia de controladores PID: a transição entre controladores PI e PID, e a ressintonia a partir de um controlador já em operação, estabilizante. Essa última utiliza o método SMIGO, juntamente com a metodologia Loop-shaping \mathcal{H}_∞ e a identificação em malha fechada.

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, o método SMIGO será utilizado em dois problemas relacionados à sintonia de controladores PID:

- (a) a transição entre controladores PI e PID;
- (b) a ressintonia a partir de um controlador já em operação, estabilizante, utilizando a metodologia *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ e a identificação em malha fechada.

Quanto ao item (a), será apresentada uma alternativa para realizar a transição entre controladores PI e PID, sem recorrer a técnicas de redução de modelos, comumente utilizadas na literatura.

Com relação ao item (b), que representa o principal resultado deste capítulo, será proposto um método de ressintonia baseado no método *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , no qual o método SMIGO é utilizado para restringir o espaço de busca por controladores sub-ótimos. Mostra-se também que é possível utilizar, nesse método, modelos identificados, em malha fechada, pelo método indireto, a despeito do problema de singularidade descrito na literatura.

Exemplos de simulação ilustram os métodos propostos. Nesses exemplos, a função de transferência do processo a ser controlado é dada pela equação (3.1), escolhida dentre os

elementos do conjunto de modelos do Capítulo 2 (equação (2.31)).

$$G(s) = \frac{0,0030e^{-1,5625s}}{s(156,25s+1)(15,625s+1)} \quad (3.1)$$

Na Seção 3.2, versões reduzidas da equação (3.1), de primeira e de segunda ordem, serão utilizadas para o projeto de controladores PI e PID, pelo método IMC. Nessa mesma seção, o próprio modelo da equação (3.1) será utilizado para o projeto de controladores pelo método SMIGO, com a seleção da estrutura, PI ou PID, sendo realizada automaticamente, através do Algoritmo 2.3. Nas simulações para teste e avaliação dos controladores projetados (IMC ou SMIGO), o modelo da equação (3.1) também será utilizado.

O modelo completo da equação (3.1) também será usado na Seção 3.3, para ilustrar um problema *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , com o método SMIGO utilizado tanto como filtro de ponderação como na busca de soluções sub-ótimas. O problema apresentado na Seção 3.3 pode ser considerado um arquétipo do método proposto na Seção 3.4, no qual o modelo utilizado para projeto não será mais dado a priori, mas obtido por meio de técnicas de identificação, e o controlador inicial não é mais, necessariamente, um controlador SMIGO.

3.2 A TRANSIÇÃO ENTRE CONTROLADORES PI E PID

Diversos métodos utilizam modelos de primeira ou de segunda ordem, mais tempo morto, para projeto de controladores PI ou PID [10, 37, 50, 83, 102, 114, 118, 123]. Quando se dispõe de modelos de ordem elevada, técnicas simples de redução de modelos também podem ser utilizadas [105]. Em alguns casos, a escolha da estrutura do controlador PI ou PID está associada ao tipo de modelo utilizado, de primeira ou de segunda ordem [8, 37, 91, 105].

Nesta seção, será investigada a possibilidade de se realizar, através do método SMIGO, a transição do controlador PI para PID de uma forma sistemática, e sem a necessidade de recorrer a técnicas de redução de modelos. Será feita uma comparação entre a estratégia proposta e uma estratégia de projeto de controladores PI/PID baseada no método IMC.

Um caso para o qual muitas das regras de sintonia, para controladores PID, requerem ajustes ou modificações para a sua aplicação, é o de processos com característica integradora [7, 122, 121, 105]. O exemplo a seguir se baseia em um modelo desse tipo, dado pela equação (3.2). Para esse tipo de modelo, é possível obter os parâmetros de controladores PID algebricamente, pelo método IMC [91]. O método IMC é aqui adotado, para comparação com o método SMIGO, porque permite o projeto de controladores

PI/PID para modelos comumente usados no controle de processos (ou, nesse exemplo, após a redução do modelo do processo) e o ajuste da banda de passagem, pela especificação do parâmetro λ , que tem um papel semelhante, no método IMC, ao da frequência de tangência, no método SMIGO.

$$G_{mod}(s) = \frac{k}{s(\tau s + 1)} \quad (3.2)$$

Comparado à equação (3.1), a equação (3.2) representa uma aproximação, por redução de modelo, uma vez que não inclui nem o tempo morto, nem a segunda constante de tempo, presentes na equação (3.1).

No método IMC, deve-se especificar um sinal v , aplicado na saída do processo ou na entrada de referência [91]. A aplicação de um degraú ($1/s$) na entrada do processo da equação (3.2) é representado, no projeto IMC, por um sinal $v = k/s^2/(\tau s + 1)$. Para esse sinal, e adotando-se um filtro de ponderação $f(s) = (2\lambda s + 1)/(\lambda s + 1)^2$, que garante rastreamento assintótico de v , obtém-se um controlador que pode ser convertido para estrutura PID da equação (2.5), com os parâmetros dados pelas equações (3.3) a (3.5)¹.

$$k_p = \frac{2\lambda + \tau}{k\lambda^2} \quad (3.3)$$

$$T_i = 2\lambda + \tau \quad (3.4)$$

$$T_d = \frac{2\tau\lambda}{2\lambda + \tau} \quad (3.5)$$

Nas equações (3.3) a (3.5), a estrutura obtida depende do parâmetro τ do modelo (PI, se $\tau = 0$ zero, e PID, se $\tau > 0$). Nas equações (3.3) a (3.5) pode-se observar que, na sintonia pelo método IMC, todos os parâmetros do controlador dependem do parâmetro λ , a ser escolhido pelo projetista. Para esse tipo de processo, a sintonia de controladores PID, por tentativa e erro, é considerada difícil [91, Cap. 6].

Segundo a equação (3.3), não há limite teórico máximo para valores de ganho proporcional para plantas com função de transferência dada pela equação (3.2), uma vez que k_p tende a infinito quando λ tende a zero. Na metodologia IMC, a seleção do valor mínimo de

¹Os parâmetros mostrados nas equações (3.3) a (3.5) são os mesmos obtidos para o modelo J, na Tabela 6.1-1, de [91, pág 116], com $v = 1/s^2$. Para modelos de fase mínima, como o da equação (3.2), o primeiro passo do projeto IMC ([91, pág. 103]), que é o projeto de um controlador ótimo H_2 , é independente da entrada v especificada ([91, págs. 57 e 93]) e, no segundo passo, a seleção do filtro de ponderação deve garantir capacidade de rastreamento assintótico de v ([91, pag. 96]), o que implica, para o caso em questão, que o sistema em malha fechada deve ser, pelo menos, do tipo dois.

λ deve levar em conta erros de modelamento, que ocorrem, predominantemente, em altas frequências². Na prática, outras restrições, além dos erros de modelamento, podem estar presentes, tais como a amplificação máxima aceitável de ruídos de medição e a atividade do sinal de controle. Em vários casos, a filtragem da ação derivativa é acrescentada, por razões práticas, após a obtenção dos parâmetros, mas deve-se verificar a sua influência sobre a resposta obtida em malha fechada.

A sintonia de controladores PID pelo método IMC requer a disponibilidade de funções de transferência de ordem reduzida para o processo. Quando se dispõe de modelos de ordem elevada, uma alternativa é a redução de modelo [8, 105]. Conforme já mencionado, a influência da dinâmica não modelada de alta-frequência pode ser minimizada através da limitação do valor mínimo do parâmetro λ , evitando-se deteriorização de desempenho excessiva ou mesmo instabilidade [91]. Essas questões são ilustradas a seguir, mostrando-se que o método SMIGO permite abordar a transição entre controladores PI e PID de forma sistemática, sem recorrer à redução de modelos.

3.2.1 Controladores PI/PID IMC

Para síntese de controladores PI, pelo método IMC, adotou-se a equação (3.2) como modelo reduzido do processo, com k e τ dados pela equação (3.6). Em relação à equação (3.1), foram suprimidos, nesse modelo reduzido, o tempo morto e duas constantes de tempo.

$$k = 0,0030; \quad \tau = 0 \quad (3.6)$$

A Figura 3.1 mostra a relação entre o parâmetro λ e a frequência de cruzamento de ganho, com o modelo completo (equação (3.1)), e os controladores PI-IMC projetados. Observa-se que controladores PI-IMC estabilizantes só são obtidos com frequências de cruzamento de ganho menores do que 10^{-2} rad/s, aproximadamente.

Na Figura 3.2 são mostrados os parâmetros dos controladores PI-IMC em função da frequência de cruzamento de ganho w_{cg} . A grandeza w_{cg} é adotada no eixo das abscissas devido à sua estreita relação com os parâmetros de projeto de ambos os métodos aqui analisados: λ para o método IMC e w_{tan} para o método SMIGO. São mostrados os parâmetros k_p e T_i apenas de controladores que estabilizam o modelo da equação (3.1). Observa-se que k_p e T_i são ajustados simultaneamente, e em sentidos opostos.

A Figura 3.3 mostra a diferença, na norma \mathcal{H}_∞ , entre as funções sensibilidade complementar com o modelo nominal (equações (3.2) e (3.6)), adotado para o projeto IMC, e

²A utilização de erros de modelamento, no método IMC, é apresentada em [91].

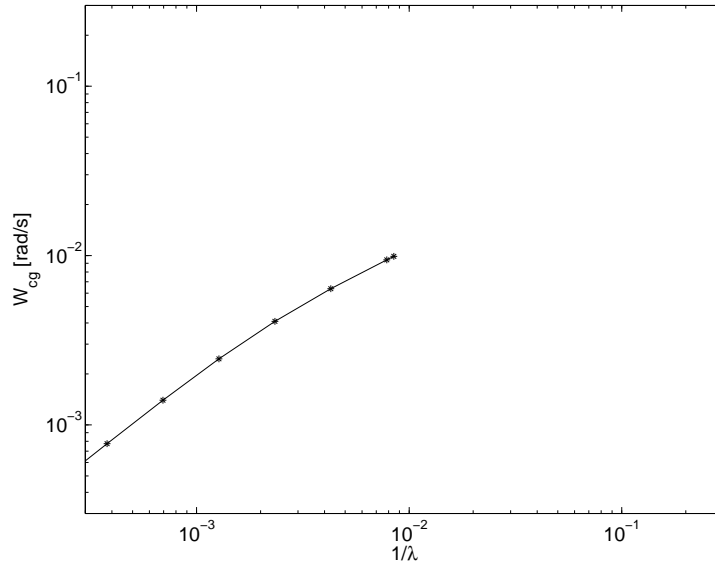


Figura 3.1. Frequência de cruzamento de ganho para a malha aberta GK , com o modelo completo (equação (3.1)) e controladores PI-IMC estabilizantes, versus $1/\lambda$.

com o modelo da equação (3.1), em função da frequência de cruzamento de ganho. Para valores de w_{cg} maiores do que 4×10^{-3} rad/s, a diferença torna-se maior do que 1, e tende a infinito para valores de w_{cg} maiores do que 1×10^{-2} rad/s, aproximadamente, o que pode ser justificado pela existência de dinâmica não-modelada, em alta frequência.

A adoção de um modelo de segunda ordem para o processo permite realizar o projeto de controladores PID, pelo método IMC, utilizando as equações (3.3) a (3.5). O modelo de ordem reduzida, que será utilizado a seguir, corresponde às equações (3.2) e (3.7). Nesse modelo, o tempo morto e constante de tempo secundária da equação (3.1) foram suprimidos.

$$k = 0,0030; \quad \tau = 156,25 \quad (3.7)$$

Observa-se na Figura 3.4, que, para o controlador PID-IMC, é possível aumentar a frequência de cruzamento de ganho até aproximadamente 1×10^{-1} rad/s, um aumento de uma década em relação ao que foi obtido com o controlador PI (w_{cg} máximo em torno de 1×10^{-2} rad/s, Figura 3.1). Isso possibilita uma maior rejeição à perturbação na entrada do processo, embora com um aumento na susceptibilidade da ação de controle ao ruído de medição de alta frequência.

Na Figura 3.5 são mostrados os parâmetros k_p , T_i e T_d dos controladores projetados, em função da frequência de cruzamento de ganho. Para frequências na metade esquerda do gráfico, que cobrem a faixa de frequências em que os controladores PI-IMC são aplicáveis, o valor de T_d permanece praticamente constante, e os valores de T_i e de k_p são

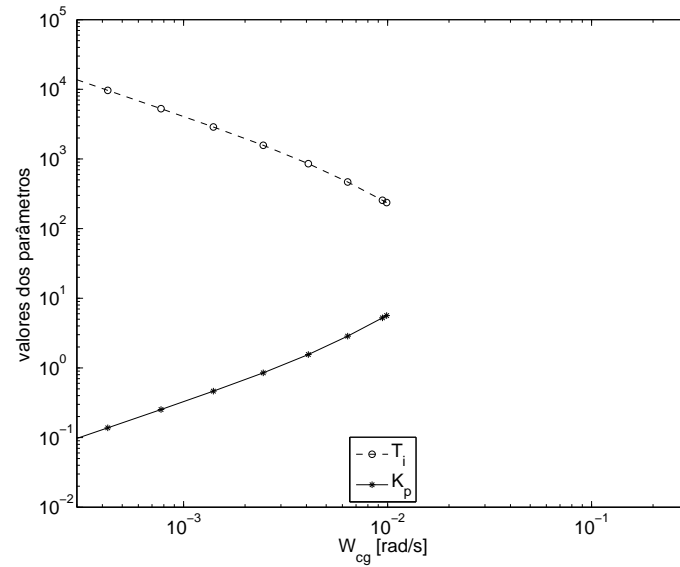


Figura 3.2. Parâmetros k_p e T_i , de controladores PI-IMC estabilizantes, versus a frequência de cruzamento de ganho.

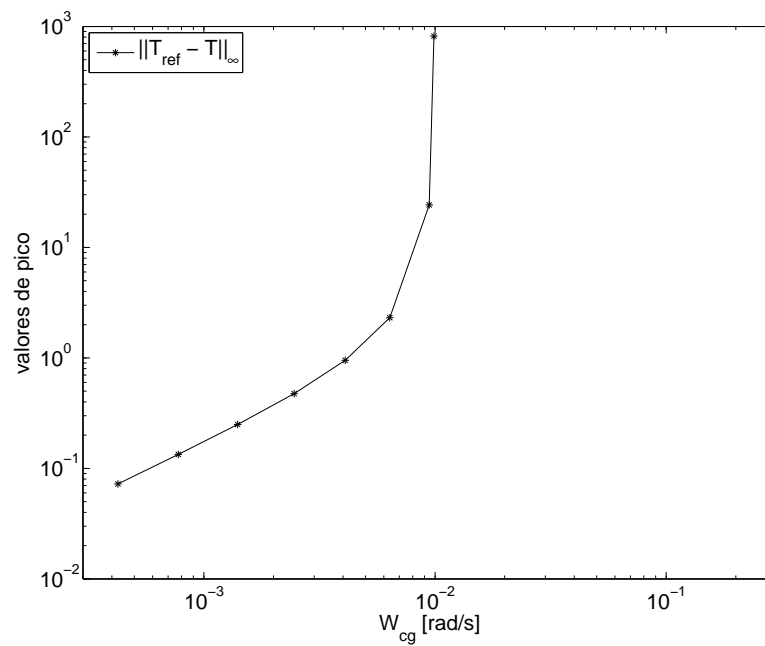


Figura 3.3. Diferença entre funções sensibilidade complementar nominal (com modelo dado pelas equações (3.2) e (3.6)) e com o modelo completo (equação (3.1)), para controladores PI-IMC estabilizantes, versus a frequência de cruzamento de ganho.

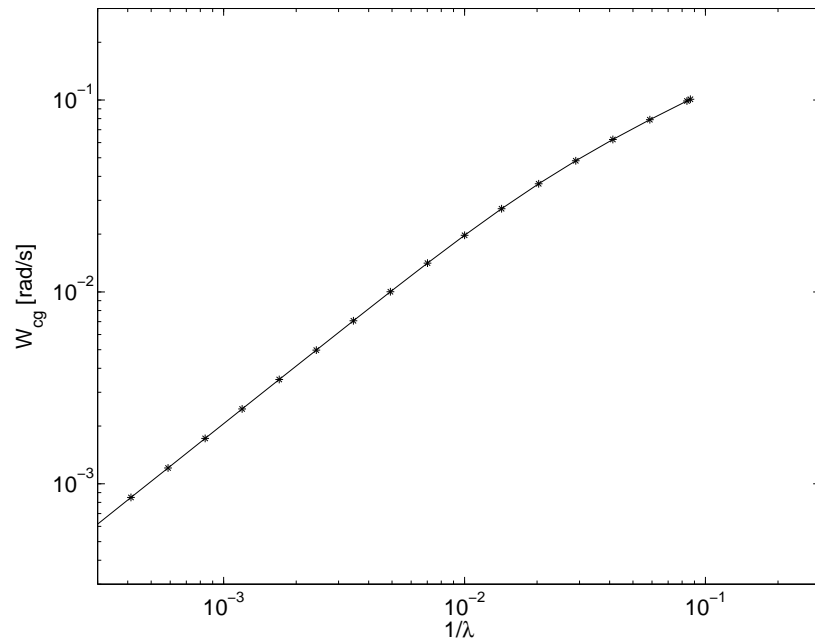


Figura 3.4. Frequência de cruzamento de ganho para a malha aberta GK , com o modelo completo (equação (3.1)) e controladores PID-IMC estabilizantes, versus $1/\lambda$.

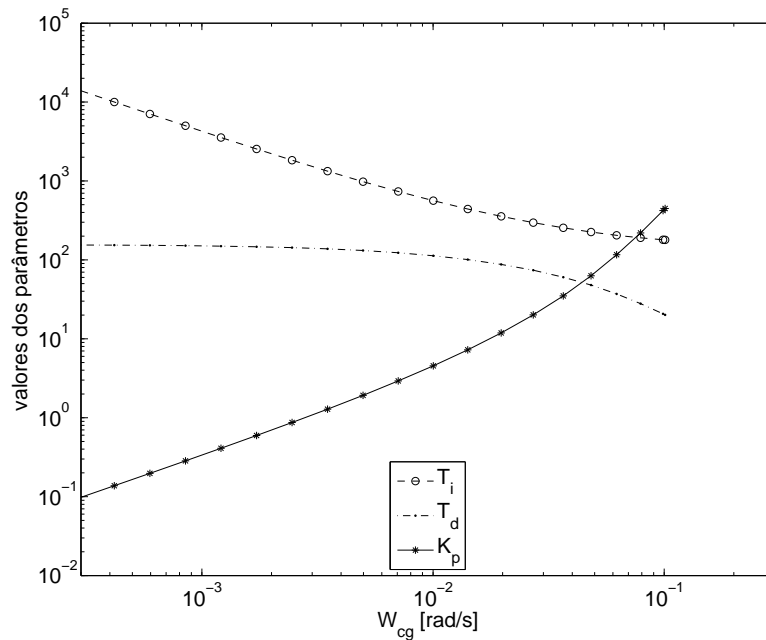


Figura 3.5. Parâmetros k_p , T_i e T_d , de controladores PID-IMC estabilizantes, versus a frequência de cruzamento de ganho.

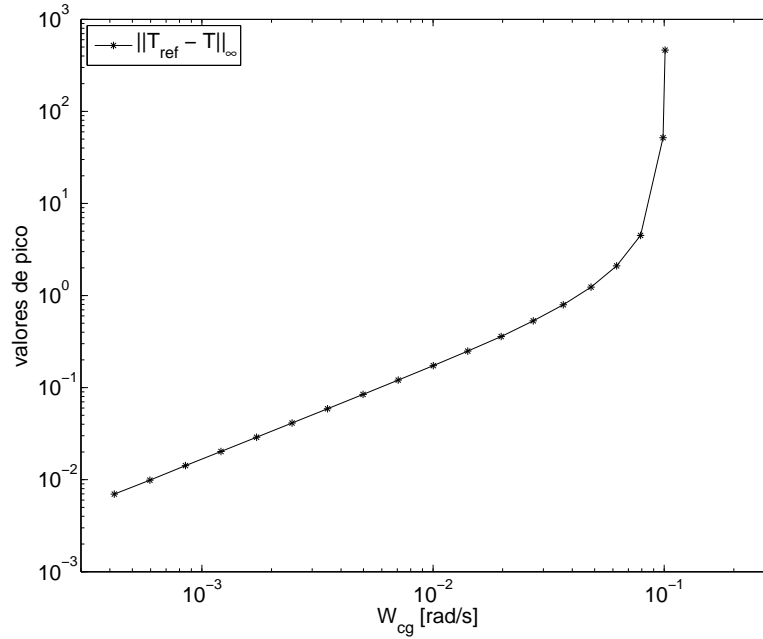


Figura 3.6. Diferença entre funções sensibilidade complementar nominal (com modelo dado pelas equações (3.2) e (3.7)) e com o modelo completo (equação (3.1)), para controladores PID-IMC estabilizantes, versus a frequência de cruzamento de ganho.

próximos dos valores correspondentes dos controladores PI-IMC, mostrados na Figura 3.2.

Na Figura 3.6 observa-se a diferença entre as funções sensibilidade complementar com os modelos nominal (equações (3.2) e (3.7)) e da equação (3.1), na norma \mathcal{H}_∞ , para controladores PID-IMC. Observa-se que essa diferença só ultrapassa o valor 1 para frequências de cruzamento de ganho acima de 4×10^{-2} rad/s. Ainda na Figura 3.6, pode-se notar que os controladores projetados são estabilizantes até frequências em torno 1×10^{-1} rad/s, aproximadamente, embora com acentuada diferença entre as funções sensibilidade complementar, com os dois modelos, para frequências acima de 4×10^{-2} rad/s. Essa figura, comparada à Figura 3.1, mostra que a adoção do modelo reduzido de segunda ordem, equações (3.2) e (3.7), nesse exemplo, permite projetar controladores com banda de passagem superior à que é possível obter com o modelo reduzido de primeira ordem, correspondente às equações (3.2) e (3.6).

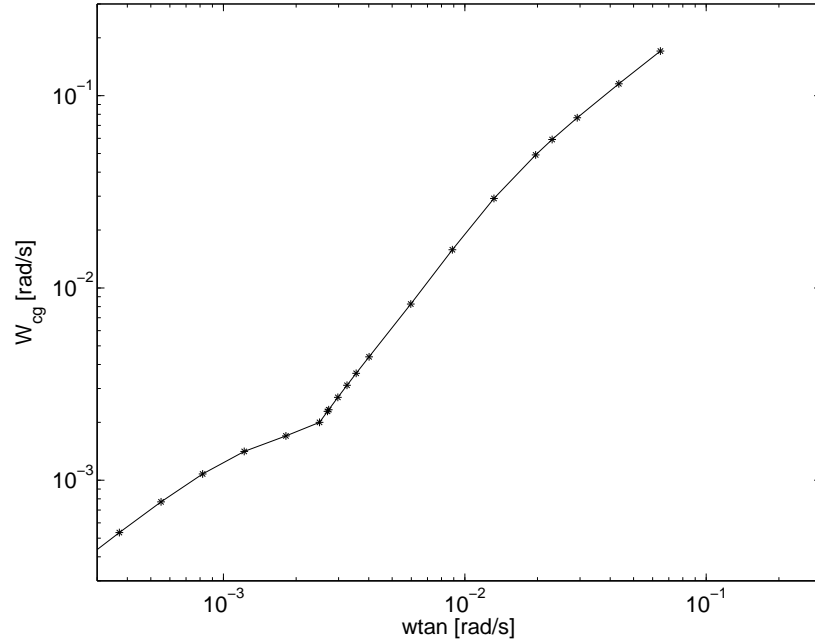


Figura 3.7. Frequência de cruzamento de ganho para a malha aberta GK , com o modelo completo (equação (3.1)) e controladores PI/PID-SMIGO estabilizantes, versus frequência de tangência.

3.2.2 Controladores PI/PID SMIGO

As figuras 3.7 a 3.9 mostram resultados obtidos com o método SMIGO (Algoritmo 2.3), utilizando, para projeto do controlador, a função de transferência da equação (3.1). Especificou-se, para esse projeto, $m = 1, 4$.

Na Figura 3.7 é mostrada a relação entre o parâmetro w_{tan} e a frequência de cruzamento de ganho, w_{cg} . Pode-se observar uma relação próxima, mas não linear, entre w_{tan} e w_{cg} , sendo que essas grandezas apresentam, no intervalo considerado, ordens de grandeza semelhantes.

A Figura 3.8 mostra os parâmetros do controlador PI/PID-SMIGO versus w_{cg} . Observa-se na Figura 3.8 que a estrutura PI é selecionada até $w_{cg} \approx 2 \times 10^{-3}$ rad/s. e, a partir daí, a estrutura PID é que é selecionada, automaticamente, pelo algoritmo SMIGO.

Na Figura 3.9 são mostrados os valores de pico das funções S e T, em função da frequência de cruzamento de ganho, com os controladores PI/PID SMIGO projetados. Observa-se que os valores ficam abaixo do valor de M-robustez especificado, 1,4, para frequências abaixo de 3×10^{-2} rad/s, aproximadamente. Acima dessa frequência, os valores apresentam um crescimento acentuado, o que equivale a uma grande redução na robustez do sistema.

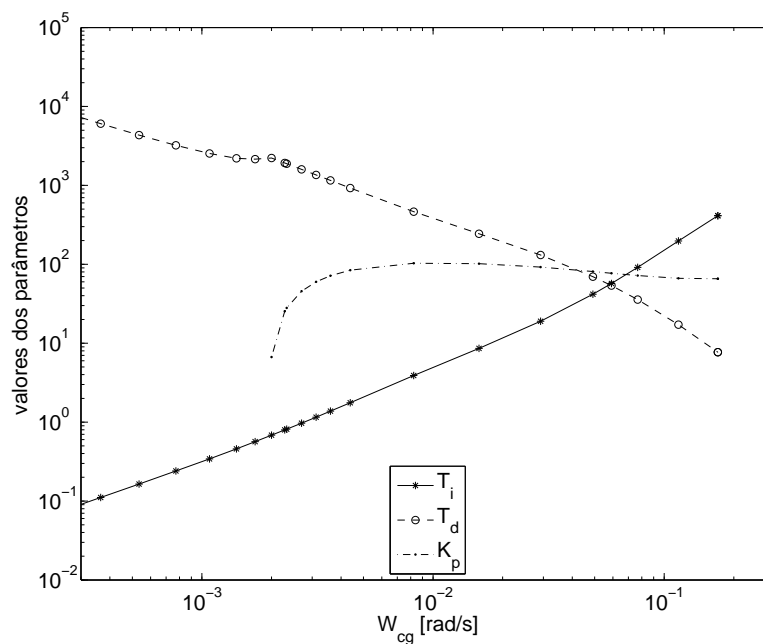


Figura 3.8. Parâmetros k_p , T_i e T_d , de controladores PI/PID-SMIGO estabilizantes, versus a frequência de cruzamento de ganho.

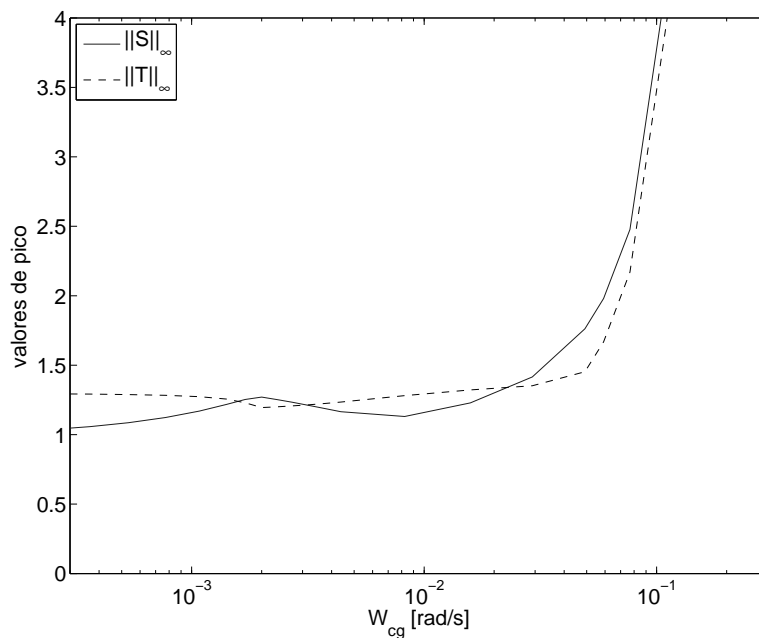


Figura 3.9. Valores de pico das funções S e T , para o modelo completo (equação (3.1)) e controladores PI/PID-SMIGO, versus frequência de cruzamento de ganho.

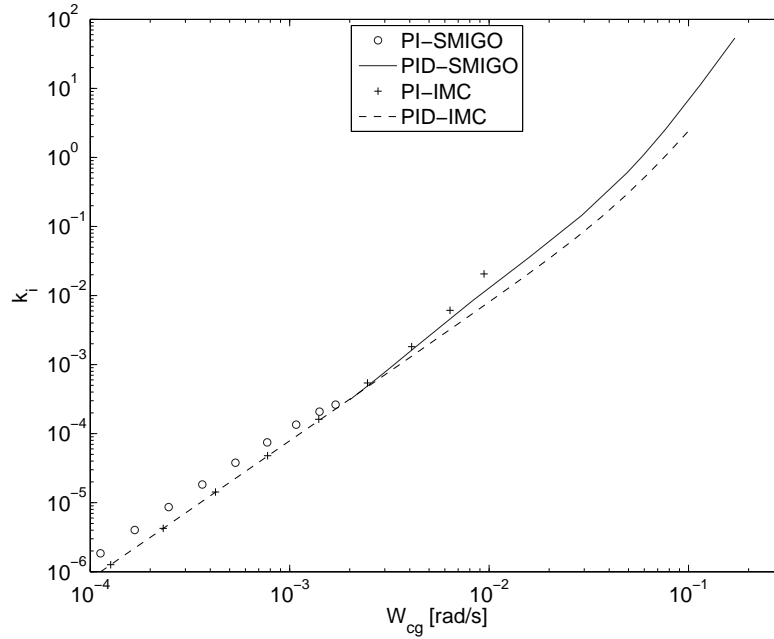


Figura 3.10. Ganhos de integração ($k_i = k_p/T_i$) versus a frequência de cruzamento de ganho, para controladores PI/PID-SMIGO, PI-IMC e PID-IMC estabilizantes.

3.2.3 Comparação entre os controladores PI/PID IMC e SMIGO

A Figura 3.10 permite uma comparação entre os ganhos de integração dos controladores PI-IMC e PID-IMC e PI/PID-SMIGO, em função da frequência de cruzamento de ganho. Apenas controladores estabilizantes são apresentados nessa figura.

Observa-se na Figura 3.10, que os controladores PI-IMC e PID-IMC apresentam valores de k_i próximos, para valores idênticos de frequências de cruzamento de ganho, até $w_{cg} = 4 \times 10^{-3}$ rad/s, aproximadamente. Observa-se que a diferença entre os máximos valores de k_i que podem ser obtidos com controladores PI-IMC e PID-IMC estabilizantes é de aproximadamente duas décadas.

Comparação semelhante, a respeito do máximo valor de k_i , pode ser feita, a partir da Figura 3.10, para controladores PI/PID-SMIGO, observa-se que o máximo desempenho, com controlador PID-SMIGO, é bastante superior ao que pode ser obtido com controlador PI-SMIGO com k_i máximo, para controladores PID SMIGO, 5 décadas superior aos controladores PI SMIGO. Ao contrário do caso anterior, não há uma superposição entre as frequências de cruzamento de ganho de controladores PI-SMIGO e PID-SMIGO, uma vez que cada frequência w_{tan} de projeto, a estrutura do controlador (PI ou PID) é univocamente determinada (vide Algoritmo 2.3).

A Tabela 3.1 apresenta os valores máximos de w_{cg} e de k_i , para cada um dos controla-

máximo de	PI-IMC	PID-IMC	PI-SMIGO	PID-SMIGO
w_{cg} [rad/s]	0,0099	0,1012	0,0019	0,1819
k_i	0,0240	2,5209	0,00028	69,249

(a)

máximo de	PI-IMC	PID-IMC	PI-SMIGO	PID-SMIGO
w_{cg} [rad/s]	0,0047	0,0475	0,0019	0,0599
k_i	0,0026	0,2680	0,00028	1,111

(b)

Tabela 3.1. Valores máximos de frequência de cruzamento de ganho e de ganho de integração, para controladores PI/PID IMC e SMIGO (a) estabilizantes e (b) garantindo $\|S\|_\infty$ e $\|T\|_\infty$ menores do que 2.

dores aqui analisados, para controladores estabilizantes (Tabela 3.1 (a)) ou com limitação dos picos de S e de T em 2 (Tabela 3.1 (b)). Os valores apresentados resumem as diferenças analisadas anteriormente, sobre a transição entre controladores PI e PID, e possibilitam novas análises. Pode-se constatar que, para controladores estabilizantes, o máximo valor de k_i para o controlador PID-SMIGO é aproximadamente 27 vezes ($69,249/2,5209$) superior ao que pode ser obtido com o controlador PID-IMC. Já para controladores PID com restrição $\|S\|_\infty < 2$ e $\|T\|_\infty < 2$, a razão entre os ganhos k_i é de $1,111/0,2680$ (≈ 4), o que, ainda assim, indica uma maior rejeição a perturbação na entrada do processo, com controlador PID-SMIGO do que com controlador PID-IMC. Entre controladores PI, essa relação se inverte, com valores maiores de k_i obtidos para controladores IMC, na razão de $0,0240/0,00028$ (≈ 85), para controladores estabilizantes, e de $0,0026/0,00028$ (≈ 9), para controladores com restrição nos picos de S e de T. Deve-se destacar que, ao contrário dos demais controladores, o PI-SMIGO não atinge nem o limiar de estabilidade (na Tabela 3.1 (a)) nem a restrição $\|S\|_\infty < 2$ e $\|T\|_\infty < 2$, uma vez que o Algoritmo 2.3 realiza a transição para a estrutura PID antes que esses limiares sejam atingidos.

3.3 LOOP-SHAPING SUB-ÓTIMO COM CONTROLADORES SMIGO

No método *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , a escolha do filtro de ponderação W relaciona-se ao desempenho nominal desejado para sistema, através de especificações da resposta frequência em malha aberta (GW), em baixa e de alta frequências [85, 125]. Ao contrário do *loop-shaping* convencional, no entanto, o *loop-shape* inicial é seguido de um procedimento de otimização \mathcal{H}_∞ , que mantém as respostas em baixa e alta frequência em níveis próximos aos da planta ponderada original, mas ajusta o controlador final a fim de atender a requisitos de estabilidade e robustez (para incerteza na forma de perturbação coprima em

relação à planta ponderada).

Esta seção apresenta um problema *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , conforme o procedimento proposto na Seção 1.3, que utiliza, como filtro de ponderação, um controlador SMIGO, e busca por controladores sub-ótimos dentre os controladores SMIGO com frequência de tangência próximas à frequência de tangência do controlador inicial. Em suma, no problema Loop-shaping apresentado nesta seção, a escolha do filtro de ponderação e também a busca por soluções sub-ótimas são realizadas com o método SMIGO.

O problema aqui apresentado possui algumas limitações práticas, que são a suposição de se dispor, a priori, de um modelo do processo e de um controlador inicial SMIGO. Na seção seguinte (Seção 3.4), será adotada uma assunção mais geral, de que o filtro de ponderação é um controlador PID estabilizante (não necessariamente projetado pelo método SMIGO), e a função de transferência em malha aberta ($L = GK_0 = GW$) é identificada através de experimentos em malha fechada, mantendo-se a busca por soluções sub-ótimas no universo dos controladores SMIGO.

3.3.1 Adoção de controlador SMIGO como filtro e solução do problema loop-shaping

Seja $G(s)$ um dado modelo, a ser utilizado em um projeto *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ . Suponha-se que um controlador SMIGO, obtido com $w_{tan} = w_{tan0}$, seja escolhido como filtro de ponderação W desse projeto, e seja $K_0 = K(w_{tan0})$ esse controlador. Então, a malha de controle ponderada resultante³ possui, garantidamente, limitantes superiores para os picos das funções sensibilidade e sensibilidade complementar (equações (3.8) e (3.9)), desde que a suavidade da envoltória não seja violada, por exemplo, para valores elevados de frequência de tangência (Capítulo 2, vide Figura 2.11).

$$\|S\|_\infty \leq m_s \quad (3.8)$$

$$\|T\|_\infty \leq m_t \quad (3.9)$$

Uma vez que, para essa malha, a função sensibilidade generalizada original é $\mathbf{H}(GW, K_0W^{-1}) = \mathbf{H}(L_0, 1)$, pode-se calcular um limitante inferior para a margem de estabilidade generalizada:

$$\epsilon_0 = \epsilon(L_0, 1) = \|\mathbf{H}(L_0, 1)\|_\infty^{-1} = [\max_w (|S(w)| + |T(w)|)]^{-1} \geq 1/(m_s + m_t) \quad (3.10)$$

³A Figura A.1 mostra diagramas que representam o problema *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ .

Para $m_s = m_t = 1, 4$, a equação (3.10) garante que $\epsilon_0 \geq 0,3571$, embora valores maiores que esse possam ser obtidos, desde que os picos das funções $|S(w)|$ e $|T(w)|$ não ocorram na mesma frequência.

Ainda que não seja ótima, a margem de estabilidade garantida para ϵ_0 pode ser considerada como satisfatória, o que qualifica o próprio filtro/controlador K_0 como possível solução para o problema *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , se for adotado $\epsilon_{proj} = \epsilon_0$ como opção de projeto. Deve-se ressaltar que, na metodologia *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ (revista no Apêndice A), nem sempre o filtro de ponderação pode ser escolhido como solução sub-ótima para o problema, uma vez que não se requer esse filtro seja estabilizante e que possua, ele mesmo, uma margem de estabilidade generalizada elevada.

3.3.2 Outras soluções sub-ótimas SMIGO

Outra opção, além da adoção do próprio filtro de ponderação SMIGO como solução do problema *loop-shaping* anterior, é buscar possíveis soluções dentre os controladores SMIGO com frequências de tangência próximas à frequência de tangência do controlador inicial, w_{tan0} . Essa opção permite atender a outros requisitos de desempenho, como redução do esforço de controle ou maior rejeição a perturbações de baixa frequência, por exemplo.

O procedimento mencionado é ilustrado através do exemplo a seguir, utilizando, nas simulações, o mesmo modelo utilizado na Seção 3.2 (equação (3.1)). Um outro aspecto aqui abordado é a otimização do parâmetro N_d , da equação (1.4), visando não apenas atenuar o efeito de ruídos de alta frequência, mas também realizar uma transição mais gradual entre controladores PI e PID. Serão realizadas três análises, a partir de controladores iniciais diferentes. Um desses controladores, K_2 , é o PI SMIGO com máxima frequência de tangência (e que equivale ao controlador PI-MIGO), e os outros, K_1 e K_3 , são controladores SMIGO com frequência de tangência igual a 1/4 e 4 vezes a frequência de tangência de K_2 . Os valores de w_{tan} , bem como outros parâmetros desses, e de outros controladores a serem analisados, são mostrados na Tabela 3.2.

Filtro de ponderação: $W = K_1$

A primeira análise, relativa às figuras 3.11 e 3.15, tem como ponto de partida o controlador K_1 , um controlador PI SMIGO, conforme mencionado, que será utilizado como filtro de ponderação de um projeto *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ . A planta e o controlador ponderados são dados, nesse caso, pelas equações (3.11) e (3.12), sendo que, nessa última

	k_p	T_i	T_d	N_d	w_{tan}	$\ S\ _\infty$	$\ T\ _\infty$	$\ GS\ _\infty$	$\ KS\ _\infty$
K_1	0,2602	3040	-	-	0,0006	1,13	1,28	4,09	0,30
K_2	0,6488	2318	-	-	0,00242	1,27	1,20	1,70	0,83
K_2^{pid}	0,6559	2312	0,941	0,5038	0,00245	1,27	1,194	1,68	0,99
<i>idem</i> , $N_d = 10$	0,6559	2312	0,941	10	0,00245	1,27	1,194	1,68	7,22
K_3	10,06	215,6	100,3	8,488	0,0096	1,61	1,32	0,12	95,5
<i>idem</i> , $N_d = 10$	10,06	215,6	100,3	10	0,0096	1,55	1,32	0,12	111

Tabela 3.2. Parâmetros dos controladores, frequência de tangência e picos das funções sensibilidade. Nota: (a) valor otimizado de N_d .

W	$\epsilon(GW, 1)$	ϵ_{max}
K_1	0,4857	0,5712
K_2	0,4858	0,5601
K_3	0,3773	0,5053

Tabela 3.3. Margens de estabilidade generalizada $\epsilon(GW, 1)$ e margem de estabilidade generalizada máxima, para diferentes escolhas de W. **Observação:** $\epsilon(GW, 1) = \epsilon(GW, K_W)$, com $K_W = K/W$ e $K = W$.

equação, K é um controlador PI ou PID a ser avaliado.

$$G_W = GW = GK_1 = L_1 \quad (3.11)$$

$$K_W = K/W = K/K_1 \quad (3.12)$$

A Tabela 3.3 mostra a margem de estabilidade generalizada obtida com $K_W = 1$ ($\Rightarrow K = W$), e também a margem de estabilidade generalizada máxima, ϵ_{max} (também são mostrados esses mesmos valores para $W = K_2$ e $W = K_3$, que serão analisados posteriormente). No cálculo dessas margens de estabilidade, adotou-se aproximação de Padé de quarta ordem para o tempo morto de G. Observa-se que a margem de estabilidade generalizada para o controlador original, 0,4857, é superior ao valor garantido, de 0,3571 (equação (3.10)), e inferior a ϵ_{max} , 0,5712, sendo esse último valor calculado conforme o método *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ original [85, 125], ou seja, sem restrição do controlador à estrutura dada pela equação (1.3).

A Figura 3.11 mostra as respostas em frequência de GW (planta ponderada) e de GWK_{opt} , para $W = K_1$, sendo K_{opt} o controlador ótimo *loop-shaping* para o qual a máxima margem de estabilidade, 0,5712, é obtida. Essa figura mostra também limitantes inferior(superior) para as respostas em baixa(alta) frequência de GWK_{opt} , com Δ_ϵ calculado segundo a equação (A.12), do Apêndice A. Observa-se que a resposta em frequência de GWK_{opt} apresenta uma pequena diferença em relação à resposta de GW , e dentro dos

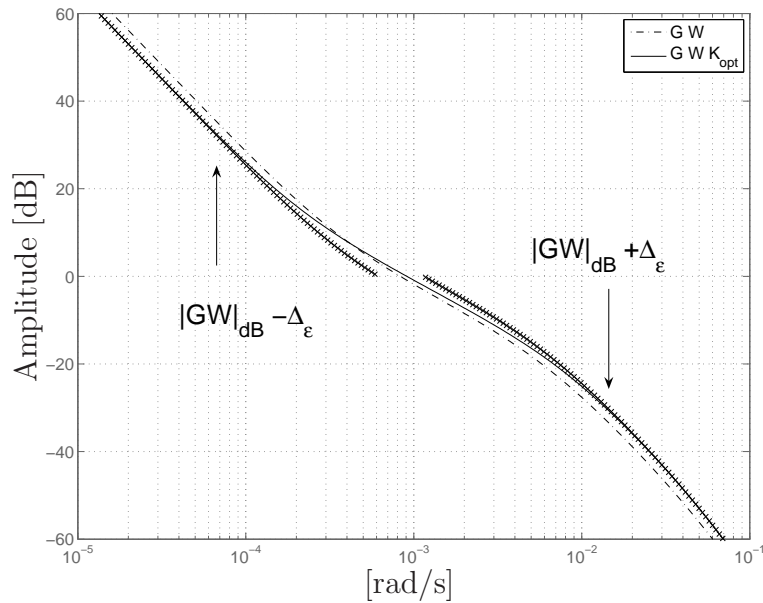


Figura 3.11. Resposta em frequência da planta ponderada $G_W = GW$ e de GWK_{opt} , com $W = K_1$. **Observação:** $\epsilon = \epsilon_{max} = 0,5712$, $\Delta_\epsilon = 3,2$ dB.

limites previstos ($\Delta_\epsilon = 3,2$ dB).

Já as figuras 3.12 e 3.13 mostram as respostas em frequência da planta ponderada e desta multiplicada pelos controladores ponderados $K_W = K_2/K_1$ e $K_W = K_3/K_1$, que correspondem às funções de transferência $L_2 = GK_2$ e $L_3 = GK_3$, respectivamente⁴. Os desvios da planta ponderada, multiplicada por esses controladores, são compatíveis com os valores de Δ_ϵ , 11,5 dB e 54,7 dB, calculados em função dos respectivos valores de margem de estabilidade generalizada, 0,2580 e 0,0018.

As análises a seguir levam em conta outros controladores SMIGO, além de K_2 e K_3 , com frequências de tangência próximas à frequência de tangência do controlador K_1 . É também proposto um procedimento de otimização do parâmetro N_d , para a filtragem derivativa.

Otimização de N_d

Na Tabela 3.2 são também mostrados os parâmetros de outros controladores SMIGO, entre eles dois controladores PID com frequência de tangência imediatamente superior à de K_2 , denominados como K_2^{pid} e $K_2^{pid}|_{N_d=10}$, diferentes apenas no parâmetro N_d . No primeiro caso, N_d foi minimizado, com limitação das funções sensibilidade a um valor

⁴Os controladores K_2 e K_3 são os controladores PI e PID já mencionados, e que também serão utilizados, posteriormente, como filtros de ponderação. Os parâmetros desses controladores também são apresentados na Tabela 3.2.

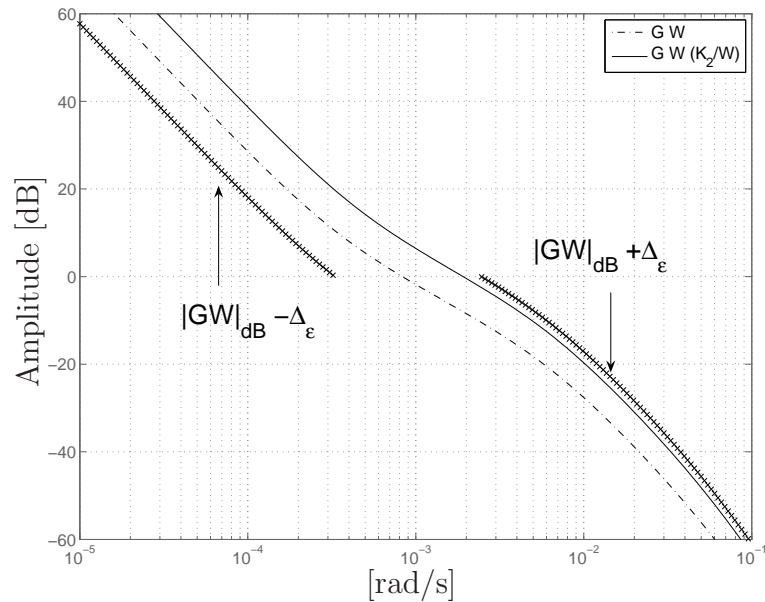


Figura 3.12. Resposta em frequência da planta ponderada $G_W = GW$ e de $GW(K_2/W) = GK_2$, com $W = K_1$. **Observação:** $\epsilon(GW, K_2/W) = 0,2580$, $\Delta_{e_2} = 11,5$ dB.

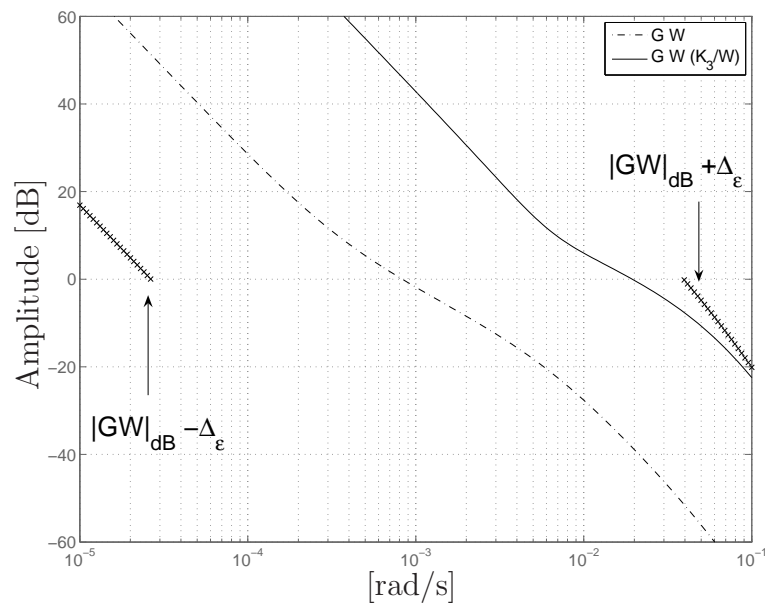


Figura 3.13. Resposta em frequência da planta ponderada $G_W = GW$ e de $GW(K_3/W) = GK_3$, com $W = K_1$. **Observação:** $\epsilon(GW, K_3/W) = 0,0018$, $\Delta_{e_3} = 54,7$ dB.

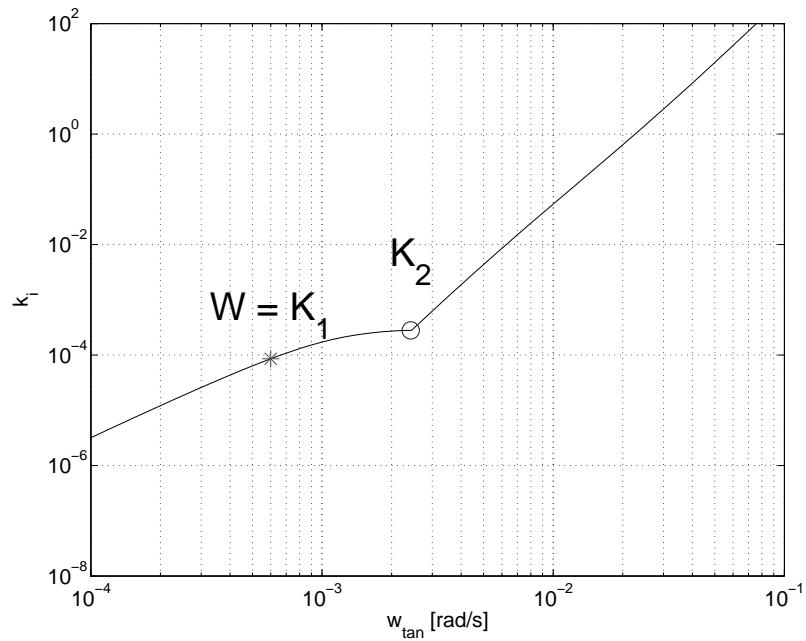


Figura 3.14. Ganho de integração versus frequência de tangência. Marcadores.: (*) K_1 (filtro de ponderação) e (o) K_2 (PI-SMIGO com máximo w_{tan}).

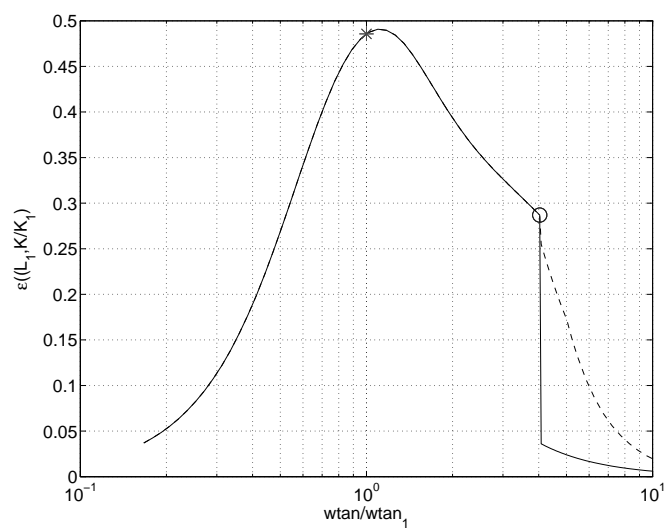


Figura 3.15. Margem de estabilidade generalizada para a malha ponderada, com $W = K_1$, $\epsilon(L_1, K(w_{tan})/K_1)$, versus w_{tan}/w_{tan1} . Convenção: $N_d = 10$ (linha contínua) e N_d otimizado (linha tracejada)

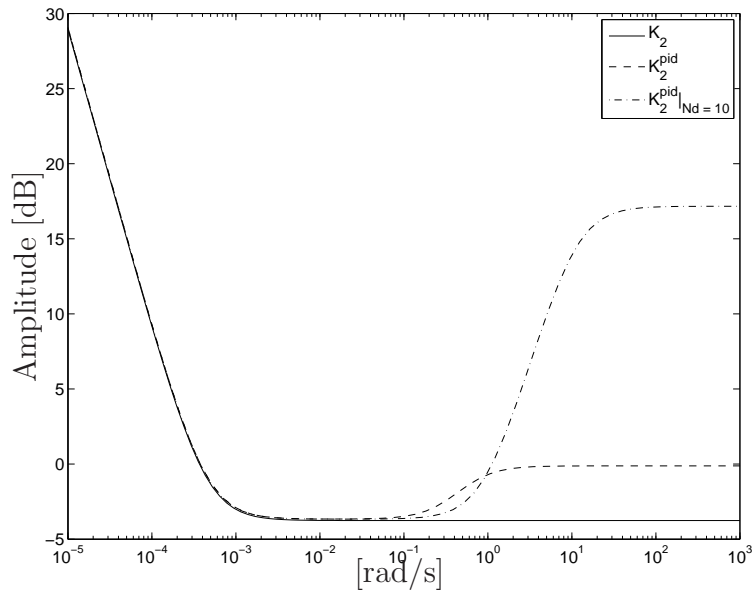


Figura 3.16. Resposta em frequência (amplitude), dos controladores K_2 , K_2^{pid} e $K_2^{pid}|_{N_d=10}$.

20% superior ao que foi adotado para m ($=1,4$) no algoritmo SMIGO. No segundo caso, adotou-se o valor $N_d = 10$, que é comumente utilizado em controladores industriais.

A Figura 3.14 mostra o ganho de integração para controladores SMIGO calculados para um vetor de frequências de tangência no intervalo $[10^{-4}\text{rad/s}, 10^{-1}\text{rad/s}]$. Nessa figura, são assinalados os controladores K_1 e também K_2 .

Pode-se observar, na Figura 3.15, as margens de estabilidade generalizada de malhas ponderadas pelo controlador K_1 , para controladores SMIGO projetados com frequências de tangência contidas no intervalo entre uma década acima e uma década abaixo da frequência de tangência de K_1 , w_{tan1} . No eixo das abscissas é mostrada a frequência de tangência normalizada, que é a frequência de tangência dividida pela frequência de tangência do controlador K_1 .

Na Figura 3.15, a margem de estabilidade generalizada para o próprio controlador K_1 (0,4857, conforme já mencionado), é assinalada com o marcador (*). Observa-se que a margem de estabilidade generalizada, para outros controladores SMIGO, diminui para valores de w_{tan} distantes de w_{tan1} , o que indica o distanciamento da função de transferência em malha aberta (GK), em relação à função de transferência da malha ponderada (GK_1). Ainda na Figura 3.15, observa-se que o máximo na margem de estabilidade ocorre para uma frequência de tangência ligeiramente superior a w_{tan1} , e também que uma redução brusca ocorre na fronteira que corresponde ao controlador K_2 (assinalado com o marcador

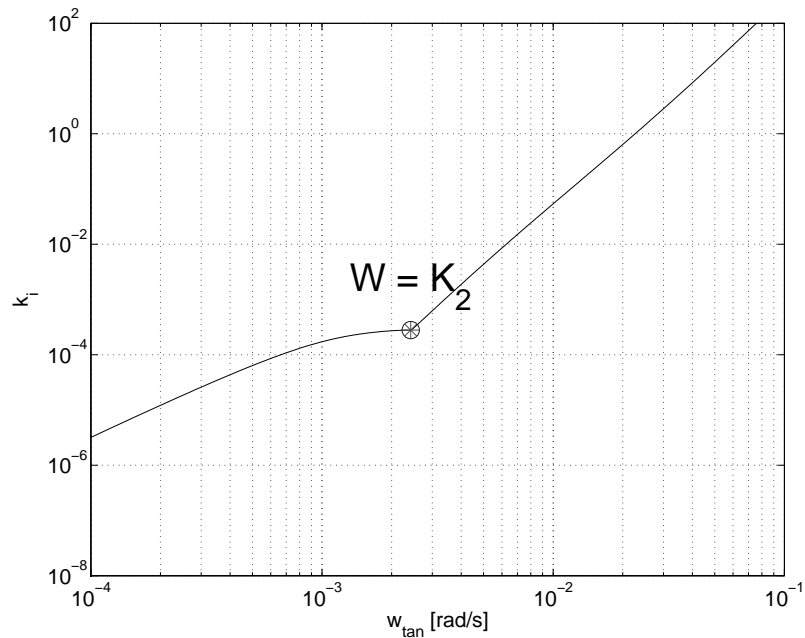


Figura 3.17. Ganho de integração versus frequência de tangência. O marcador (*) representa o filtro de ponderação, K_2 , que também é o PI-SMIGO com máximo w_{tan} (o).

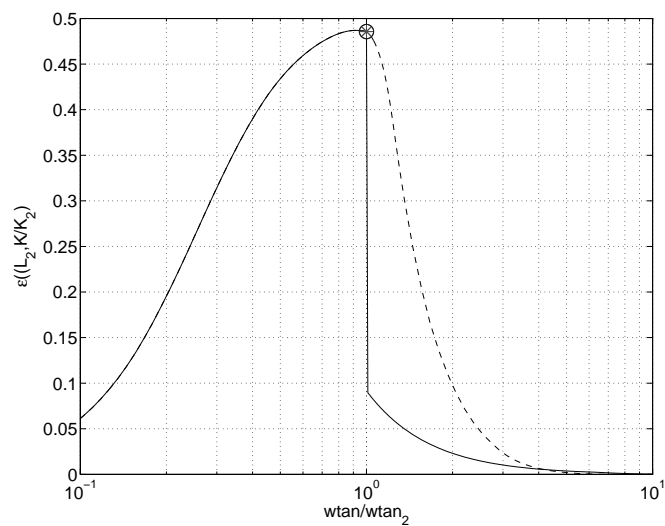


Figura 3.18. Margem de estabilidade generalizada para a malha ponderada, com $W = K_2$, $\epsilon(L_2, K(w_{tan})/K_2)$, versus w_{tan}/w_{tan_2} . Convenção: $N_d = 10$ (linha contínua) e N_d otimizado (linha tracejada).

(o)). Essa redução é mais acentuada para controladores com $N_d = 10$ do que para aqueles N_d otimizado, o que se justifica pelo fato de que o controlador PID com $N_d = 10$ resulta em uma maior amplificação de ruído de medição do que a que ocorre com o controlador com N_d otimizado. Essa diferença entre controladores PID com $N_d = 10$, com N_d otimizado, e entre o controlador PI, na fronteira da transição entre PI e PID otimizado se reflete nos valores de resposta em frequência observados na Figura 3.16, na qual pode-se destacar as diferenças na resposta em alta frequência, e também na Tabela 3.2, para a função $\|SK\|_\infty$.

Filtro de ponderação: $W = K_2$

Nas figuras 3.17 e 3.18, o controlador K_2 é que foi escolhido como filtro de ponderação. A Figura 3.17 é semelhante à Figura 3.14, mas destacando o controlador K_2 como filtro de ponderação. A planta ponderada é dada, nesse caso, pela equação (3.13).

$$G_W = GK_2 = L_2 \quad (3.13)$$

Observa-se, na Figura 3.18, que a minimização do parâmetro N_d torna menos brusca a transição entre controladores PI e PID, como no caso anterior (Figura 3.15), com a diferença que, neste caso, a transição ocorre em torno do próprio controlador utilizado como filtro de ponderação, no centro do gráfico. Para controladores com N_d fixo, igual a 10, há uma queda brusca da margem de estabilidade generalizada para controladores projetados com frequências de tangência imediatamente superiores à que foi adotada para o projeto do controlador K_2 .

Filtro de ponderação: $W = K_3$

Nas figuras 3.19 e 3.20, o controlador K_3 , obtido com $w_{tan} = 9,6 \times 10^{-3}$ rad/s (4 vezes a frequência de tangência para o controlador K_2), foi escolhido como filtro de ponderação. A Figura 3.19 é semelhante às figuras 3.14 e 3.17 ($k_i \times w_{tan}$), mas agora destacando K_3 como filtro de ponderação.

Na Figura 3.20 observa-se, para um intervalo de frequências entre uma década abaixo e uma década acima da frequência de tangência do controlador K_3 , uma redução mais acentuada das margens de estabilidade, para variações da frequência de tangência em torno do valor que corresponde ao máximo de ϵ , se comparado aos outros dois casos (figuras 3.15 e 3.18(a)). Observa-se ainda, ao contrário dos outros dois casos, uma redução

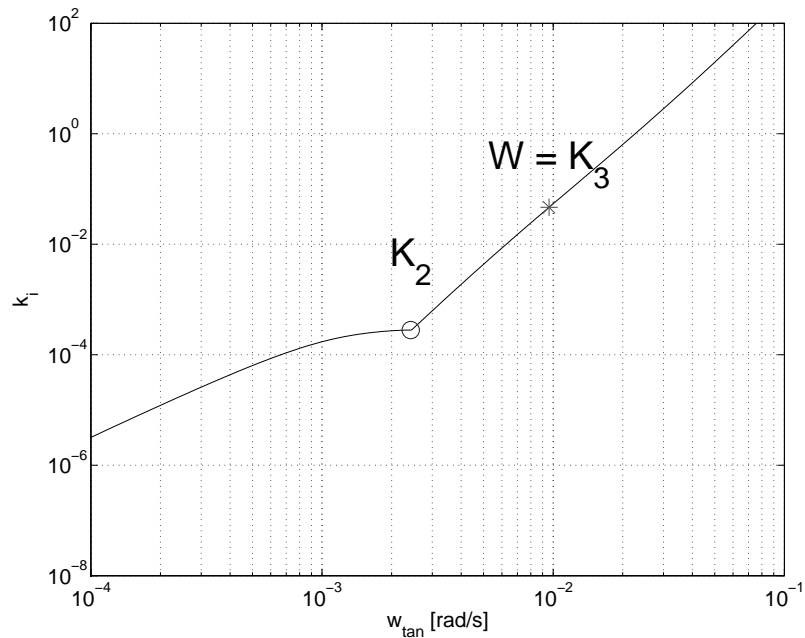


Figura 3.19. Ganho de integração versus frequência de tangência. Marcadores: (*) K_3 (filtro de ponderação) e (o) K_2 (PI-SMIGO com máximo w_{tan}).

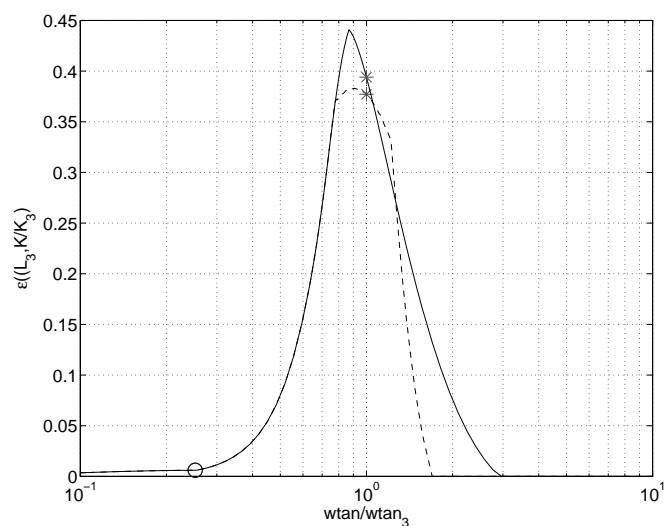


Figura 3.20. Margem de estabilidade generalizada para a malha ponderada, com $W = K_3$, $\epsilon(L_3, K(w_{tan})/K_3)$, versus w_{tan}/w_{tan3} . Convenção: $N_d = 10$ (linha contínua) e N_d otimizado (linha tracejada).

nos valores de margem de estabilidade para controladores com N_d otimizado, em relação aos controladores com $N_d = 10$, para diversos valores de frequência de tangência.

No exemplo apresentado nesta seção, observou-se que, adotando-se controladores SMIGO como filtros de ponderação, em uma projeto *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , garante-se uma margem de estabilidade generalizada superior a 0,3571, conforme previsto na Seção 3.3.1. Os controladores investigados, como filtro de ponderação, correspondem ao PI-SMIGO com máxima frequência de tangência (K_2) e controladores SMIGO (K_1 e K_3 , respectivamente) com 1/4 e 4 vezes a frequência de tangência daquele. Observou-se também que a minimização do parâmetro N_d permitiu reduzir a descontinuidade da função margem de estabilidade versus w_{tan} na transição entre PI e PID.

3.4 RESSINTONIA LOOP-SHAPING SMIGO

Esta seção aborda o principal resultado deste capítulo, que é a resintonia de controladores PID, via método *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , utilizando o método SMIGO e a identificação em malha fechada.

A heurística, aqui adotada, consiste em selecionar, como filtro de ponderação, um controlador já existente, estabilizante, e buscar soluções para o problema *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , no universo dos controladores SMIGO. Ao contrário da Seção 3.3, o controlador inicial não é, necessariamente, um controlador sintonizado pelo método SMIGO.

A demanda por um controlador inicialmente estabilizante, não é, como já foi mencionado, inerente ao projeto *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ ; esse requisito foi incluído para que se possa realizar a identificação em malha fechada do modelo e resintonizar o controlador a partir desse modelo (e não de um modelo dado a priori, como na Seção 3.3).

Na análise realizada na Seção 3.3.1, o controlador inicial SMIGO, adotado como filtro de ponderação, apresenta um valor garantido de margem de estabilidade ponderada $\epsilon_0 \geq 0,3571$. Para controladores iniciais estabilizantes, mas não necessariamente projetados pelo método SMIGO, não há, em princípio, um limitante inferior para ϵ_0 e, portanto, não há a garantia de que se poderá obter uma solução com margem de estabilidade adequada, ainda que realizando a busca no universo dos controladores SMIGO.

Uma outra heurística adotada neste trabalho foi restringir a frequência de tangência a uma faixa de valores entre uma década abaixo e uma década acima da frequência de cruzamento de ganho estimada para a malha aberta original.

O método proposto para a resintonia de controladores PID, é formalizado no algoritmo a seguir, assumindo um controlador inicial estabilizante, e visando atingir um

controlador final com algumas características selecionáveis pelo projetista. Esse algoritmo possibilita, ao final, três escolhas de controladores, privilegiando aspectos diferentes, como robustez, desempenho ou redução do esforço de controle.

Algoritmo 3.1 *Ressintonia Loop-shaping SMIGO*

- i) Partindo de uma malha de controle, já em operação, com um controlador PI ou PID estabilizante, $K_0(z)$, realize um experimento para identificação em malha fechada;
- ii) Identifique, com os dados do experimento realizado, a função de transferência do processo $\hat{G}(z)$, e a função de transferência em malha aberta correspondente $\hat{L}_0(z) = \hat{G}(z)K_0(z)$.
- iii) Calcule a frequência de cruzamento de ganho de \hat{L}_0 , w_{cg0} , e crie um vetor de frequências, $\mathbf{w}_{tan}^{proj} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_N]$, com N elementos entre $w_{cg0}/10$ e $10w_{cg0}$ (com espaçamento logarítmico, por exemplo).
- iv) Dado um valor m de projeto (por exemplo $m = 1, 4$), e a função de transferência $\hat{G}(z)$ identificada anteriormente, calcule os parâmetros k_p , T_i e T_d de N controladores SMIGO, utilizando os elementos do vetor \mathbf{w}_{tan}^{proj} como valores de frequência de tangência no projeto SMIGO (Algoritmo 2.3). Para cada um dos controladores correspondentes, discretizados por um método de escolha, obtenha o valor mínimo, por bisseção, de N_d do filtro derivativo, para o qual a restrição M seja atendida, com um valor 20% superior à restrição M de projeto (ou seja, $1, 2m$). Caso a restrição M exceda o valor $1, 2m$, para $N_d = \infty$, adote, para N_d , um valor pré-fixado (por exemplo, $N_d = 100$).

Seja \mathcal{K} o conjunto que contém os N controladores projetados, ordenados em ordem crescente das suas frequências de tangência:

$$\mathcal{K} = \{K_i \ / \ i \in [1, 2, \dots, N], \ w_{tan}^{i+1} > w_{tan}^i \ \forall i < N\}$$

- v) Considerando o controlador K_0 como filtro de ponderação, tem-se que $G_W = \hat{L}_0$, e $\mathcal{K}_W = \{K_{Wi} = K_i/K_0, \ \forall K_i \in \mathcal{K}\}$. Calcule, para G_W e para os N controladores de \mathcal{K}_W , os valores de margem de estabilidade generalizada, $\epsilon_i = \epsilon(G_W, K_{Wi})$;
- vi) Encontre i^* tal que

$$i^* = \arg \max_i \epsilon_i$$

e, então, para $\epsilon(w_{tan}) = \epsilon(G_W, K(w_{tan})/K_0)$, calcule, por bisseção:

$$w_{tan}^* = \arg \max_{w_{tan} \in [w_{tan}^{i*-1}, w_{tan}^{i*+1}]} \epsilon(w_{tan})$$

vii) Escolha valores para α e β , e calcule⁵:

$$\epsilon_{proj} = \max(\alpha \epsilon(w_{tan}^*), \beta)$$

$$w_{tan}^+ = \arg \max_{\substack{w_{tan} \in \mathcal{W}_{tan}^+ \\ \epsilon(w_{tan}) \geq \epsilon_{proj}}} w_{tan}$$

$$w_{tan}^- = \arg \min_{\substack{w_{tan} \in \mathcal{W}_{tan}^- \\ \epsilon(w_{tan}) \geq \epsilon_{proj}}} w_{tan}$$

onde \mathcal{W}_{tan}^+ e \mathcal{W}_{tan}^- são intervalos adequados, escolhidos entre os elementos do vetor \mathbf{w}_{tan}^{proj} (item iii).

viii) O resultado desse procedimento são três controladores, $K^- = K(w_{tan}^-)$, $K^* = K(w_{tan}^*)$ e $K^+ = K(w_{tan}^+)$, que privilegiam, respectivamente, os aspectos DES-SINTONIA, ROBUSTEZ e DESEMPENHO.

No Algoritmo 3.1, algumas questões, relativas à identificação do modelo e à discretização do modelo e do controlador, são discutidas a seguir.

3.4.1 Questões relacionadas à discretização do modelo e do controlador

No Algoritmo 3.1, o modelo utilizado para projeto do controlador SMIGO é discreto, ao contrário do Capítulo 2, Algoritmo 2.3, em que foram utilizados modelos contínuos. A utilização de um modelo discreto, no Algoritmo 3.1, é realizada calculando-se a resposta em frequência do modelo, que pode ser interpretada como uma aproximação da

⁵No exemplo a seguir, foram adotados $\alpha = 2/3$ e $\beta = 0,25$

resposta em frequência do modelo no tempo contínuo, uma vez que o controlador projetado, caracterizado pelos parâmetros k_p , T_i e T_d , é contínuo. Esse controlador contínuo é posteriormente discretizado.

No caso específico do Algoritmo 3.1, a avaliação da margem de estabilidade generalizada (passos vi) e vii)), para seleção do controlador, é realizada com a versão discreta do sistema, incluindo controlador e planta. Isso implica que os efeitos da discretização, tanto do modelo quanto do controlador, são levadas em consideração no Algoritmo 3.1, e podem influenciar a escolha final do controlador.

Uma análise adicional sobre os efeitos da discretização do modelo e do controlador é realizada nos exemplos de simulação da Seção 3.5, e também no Apêndice C.

3.4.2 Questões relacionadas à identificação indireta em malha fechada

No Algoritmo 3.1, uma das opções para o passo ii) é a identificação do modelo \hat{G} pelo método indireto, que envolve a identificação inicial da função sensibilidade complementar, \hat{T} e, assumindo-se conhecido o controlador inicial K_0 , o cálculo de $\hat{G}(z)$ através da equação (3.14).

$$\hat{T} = \frac{\hat{G}K_0}{1 + \hat{G}K_0} \Rightarrow \hat{G} = \frac{\hat{L}}{K_0} \quad \text{sendo:} \quad \hat{L} = \frac{1}{(1/\hat{T} - 1)} \quad (3.14)$$

Modelos obtidos pelo método indireto podem apresentar problemas de singularidade quando os controladores utilizados na identificação possuem pólos instáveis ou zeros de fase não mínima [24, 42]. É o que ocorre, por exemplo, quando o controlador possui ação integral, que leva à introdução de um zero, no modelo $\hat{G}(z)$, de valor igual ao do pólo integrador:

$$\hat{G}(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{(z-1)\bar{B}(z)}{A(z)} \quad (3.15)$$

Além de apresentar problemas de instabilidade interna, um outro problema associado ao modelo da equação (3.15) é a sua resposta em baixa frequência, que apresenta distorções em relação à resposta em frequência real do processo; isso se reflete, por exemplo, no valor de $\hat{G}(1)$, que representa o ganho em regime permanente do modelo (se esse for estável).

No Algoritmo 3.1, a fixação do limite inferior da frequência de tangência uma década abaixo da frequência de cruzamento de ganho original de $\hat{L}_0 = \hat{G}K_0$, permite evitar um efeito acentuado da singularidade presente no modelo $\hat{G}(z)$, no que diz respeito à resposta em baixa frequência.

	k_p	T_i	T_d	k_i
PI MIGO	0,6147	2428	-	0,000253
PID ZN-freq	8,681	198,9	49,73	0,04364
PID LR	21	1167	142,9	0,01800

Tabela 3.4. Parâmetros dos controladores projetados, na Seção 3.5, a partir de modelos dados a priori.

3.5 EXEMPLOS DE SIMULAÇÃO

Nos exemplos a seguir, o processo a ser controlado é representado pela função de transferência da equação (3.16), obtida pela discretização da equação (3.1), com um tempo de amostragem de 15 s e amostrador de ordem zero. O tempo de amostragem foi escolhido como sendo aproximadamente 10% do valor da constante de tempo principal do modelo contínuo.

$$G(z) = \frac{0,000397192915z^{-1} + 0,001703677038z^{-2} + 0,000440788476z^{-3} + 0,000000279380z^{-4}}{1 - 2,291356902044z^{-1} + 1,639201310961z^{-2} - 0,347844408917z^{-3}} \quad (3.16)$$

Como ponto de partida para a resintonia, pelo método proposto na Seção 3.4, foram projetados dois controladores convencionais, pelos métodos MIGO e Ziegler-Nichols frequencial (ZN-freq). Ambos os controladores foram projetados utilizando o modelo discreto da equação (3.16), do qual se obtiveram dados da resposta em frequência e do ponto crítico, respectivamente. Os parâmetros k_p , T_i e T_d desses controladores, na estrutura mostrada na equação (2.5), são mostrados na Tabela 3.4.

Na Tabela 3.4, mostra-se também o parâmetro k_i que, conforme discutido no capítulo 3, corresponde, em sistemas de tempo contínuo, ao inverso da integral do erro (IE) a uma perturbação em degrau na entrada do processo. Pode-se observar que o valor de k_i do controlador PID ZN-freq é maior do que o do PI MIGO, o que corresponde a um menor valor de IE. Entretanto, conforme discutido na Seção 2.2, o valor de IE não deve ser utilizado, isoladamente, na comparação de desempenho regulador obtido com controladores diferentes, mas deve ser acompanhado de informação a respeito da robustez do sistema (como, por exemplo, os valores de pico de S e T). Nos exemplos a seguir, essa questão será abordada, discutindo-se também os efeitos da filtragem da ação derivativa e da discretização do controlador.

Nas simulações que se seguem, a ação de controle é implementada imediatamente após o cálculo da variável manipulada, com atraso praticamente nulo em relação ao

período de amostragem atual, e não no período de amostragem seguinte; essa forma de implementação é utilizada no Sistema de Tanques Interativos (vide Capítulo 4), com base no qual o modelo da equação (3.1) foi obtido, e é mais adequada do que a atualização da ação de controle no próximo período de amostragem, por não gerar atrasos desnecessários na atualização da variável manipulada [8, cap. 13].

Nos exemplos a seguir, os controladores PI MIGO e PID ZN-freq são utilizados como ponto de partida para ilustrar a aplicação do método de resintonia proposto na Seção 3.4. O controlador PID LR, também mostrado na Tabela 3.4 será apresentado e utilizado, posteriormente (Seção 3.5.3), em análises adicionais e comparações com controladores obtidos pelo método de resintonia proposto.

3.5.1 Caso 1: $K_0 = \text{PI MIGO}$

No primeiro caso, partiu-se do controlador PI MIGO (Tabela 3.4), denominado, nesta seção, como K_0 . Esse controlador foi discretizado pelo método de diferença *backward*, resultando na função de transferência mostrada na equação (3.17). Conforme discutido em [8, cap.13] a discretização pelo método de diferenças *backward* pode ser útil quando se requer um algoritmo bem comportado para pequenos valores de T_d .

$$K_0(z) = K_{PI\ MIGO}(z) = \frac{0,618450208 - 0,6146527229z^{-1}}{1 - 1z^{-1}} \quad (3.17)$$

Com o controlador da equação (3.17) e o modelo da equação (3.16), realizou-se uma simulação da resposta em malha fechada do sistema. Nessa simulação, mostrada na Figura 3.21, foi adicionado ruído branco à saída do processo, antes da realimentação, com variância igual a 10^{-4} , e distúrbio PRBS (Figura 3.23) à entrada do processo.

A partir dos dados mostrados na Figura 3.21 foi identificada a função sensibilidade complementar e, pelo método indireto, foi calculado um modelo para o processo. Como a identificação foi feita pelo método indireto, apenas os dados relativos às variáveis de referência (VR) e controlada (VC) foram utilizados. A partir do modelo identificado, e utilizando o Algoritmo 3.1, foi projetado um novo controlador, com ênfase no aumento do desempenho, cuja resposta temporal, nas mesmas condições da Figura 3.21, é mostrada na Figura 3.22. Maiores detalhes sobre o projeto desse controlador são apresentados a seguir.

A função sensibilidade complementar, identificada com uma estrutura do tipo erro na saída, é mostrada na equação (3.18).

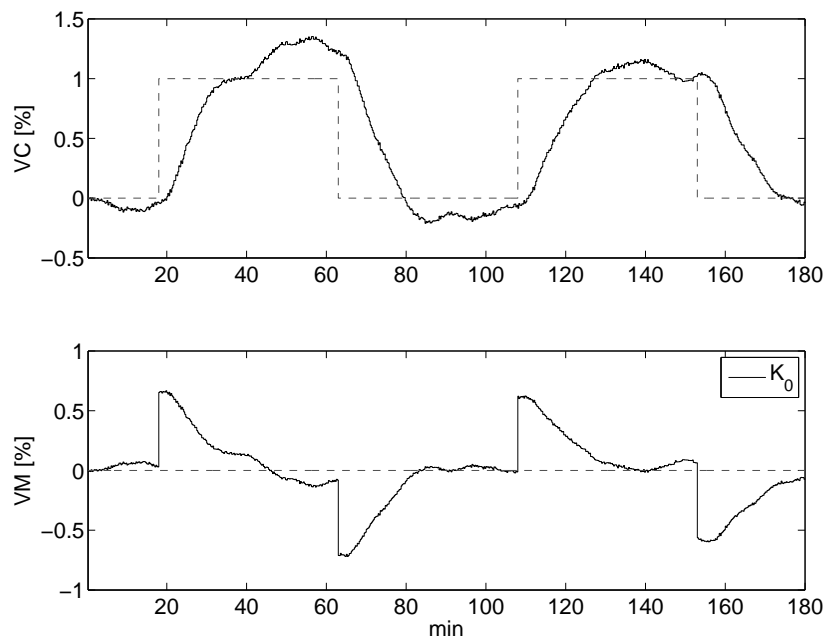


Figura 3.21. Caso 1: Simulação do experimento de identificação, com o modelo G (equação (3.16)) e K_0 .

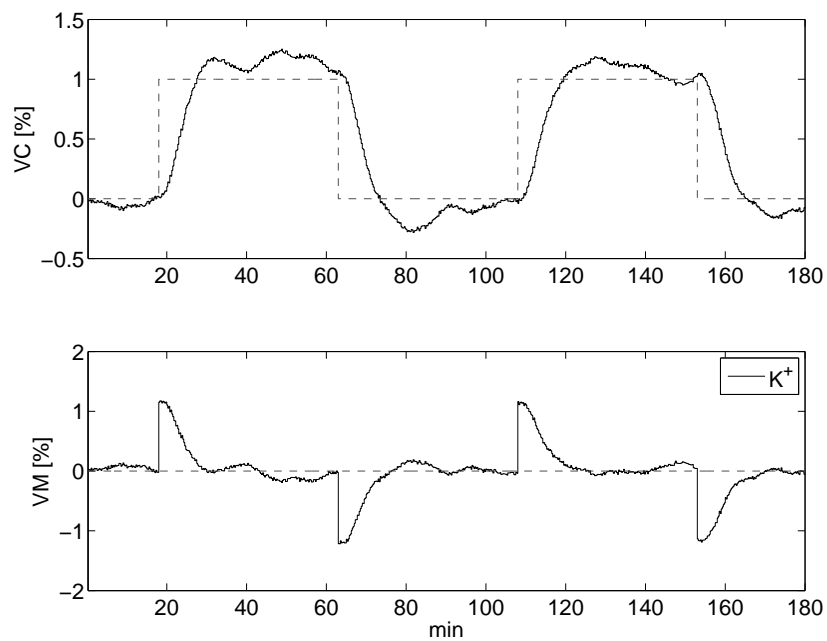


Figura 3.22. Caso 1: Simulação com G e com o controlador resintonizado K^+ .

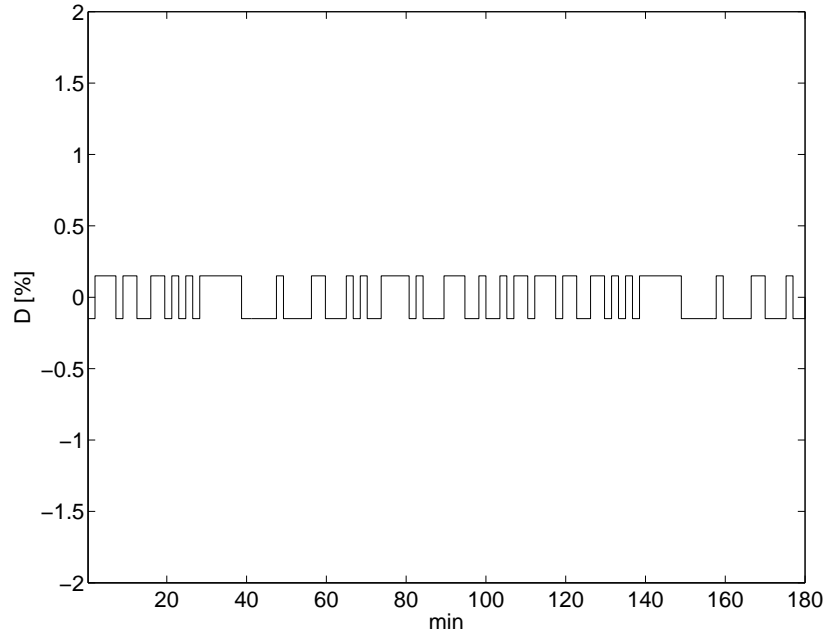


Figura 3.23. Distúrbio somado à entrada do processo (casos 1 e 2).

$$\hat{T}(z) = \frac{B(z)}{F(z)} = \frac{0,00097542839z^{-1} + 0,000095051693z^{-2} - 0,0010577338z^{-3}}{1 - 2,916072z^{-1} + 2,8341863z^{-2} - 0,91810153z^{-3}} \quad (3.18)$$

As funções de transferência $\hat{L}(z)$ e $\hat{G}(z)$, calculadas conforme a equação (3.14), são mostradas nas equações (3.19) e (3.20). A função $\hat{G}(z)$ foi utilizada no projeto loop-shaping SMIGO, como é descrito a seguir.

$$\hat{L}(z) = \frac{0,00097542839z^{-1} + 0,00009505169301z^{-2} - 0,0010577338z^{-3}}{1 - 2,917047428z^{-1} + 2,834091248z^{-2} - 0,9170437962z^{-3}} \quad (3.19)$$

$$\hat{G}(z) = \frac{\hat{L}(z)}{K_0(z)} = \frac{0,001577214103z^{-1} - 0,001423520739z^{-2} - 0,001863990792z^{-3} + 0,001710297428z^{-4}}{1 - 3,910907103z^{-1} + 5,733227058z^{-2} - 3,733732804z^{-3} + 0,9114128495z^{-4}} \quad (3.20)$$

Uma vez que o controlador possui ação integral, o modelo do processo, obtido pela identificação indireta (equação (3.20)), está sujeito a um problema de singularidade, associado à inserção do pólo em -1, do controlador, como zero do modelo. Como o método

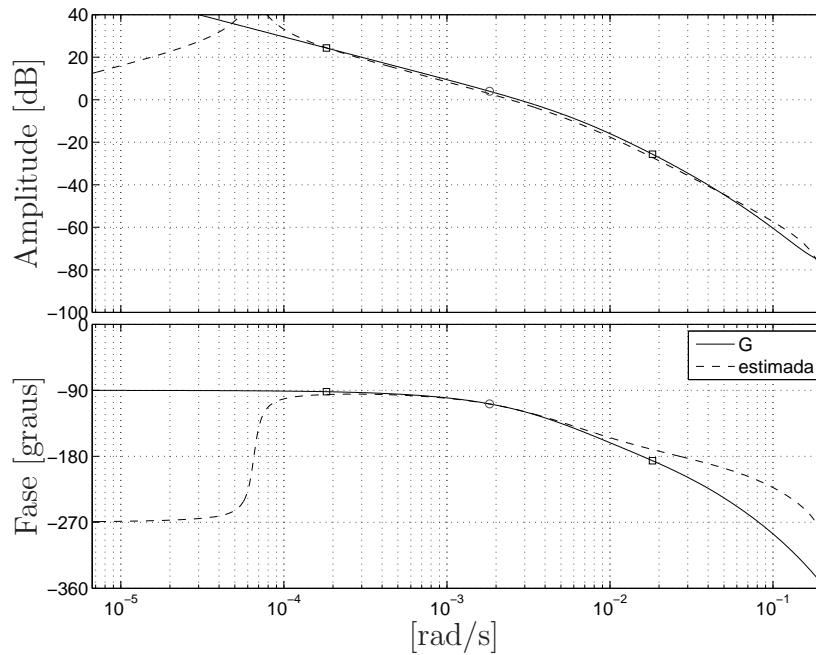


Figura 3.24. Caso 1: Resposta em frequência de G (equação (3.16)) e de \hat{G} (equação (3.20)). Obs.: A frequência de cruzamento de ganho de $\hat{G}K_0$ é assinalada com o marcador círculo, e frequências uma década acima e uma década abaixo dessa, com marcadores quadrado.

SMIGO requer apenas a resposta em frequência do modelo na frequência de tangência, tal modelo pode ser utilizado, mas ressaltando-se a sua inadequação para representar a resposta do sistema em baixa frequência, se não for realizado nenhum tratamento da singularidade nele contida.

A Figura 3.24 mostra a resposta em frequência do modelo G (equação (3.16)) e do modelo identificado \hat{G} (equação (3.20)), destacando-se a frequência de cruzamento de ganho da função $L = GK_0$ (marcador círculo), e frequências uma década acima e uma década abaixo dessa (marcador quadrado). Essas frequências foram assinaladas para destacar a importância de uma boa aproximação entre o modelo identificado e o sistema real nessa faixa de frequências, quando se pretende estimar a resposta em malha fechada obtida com o controlador atual e com controladores próximos a esse. Observa-se que, para frequências abaixo dessa faixa, há discrepâncias significativas entre as respostas do modelo da equação (3.16) e do modelo identificado, relacionadas ao referido problema de singularidade.

A Figura 3.25 mostra a resposta em frequência em malha aberta estimada ($\hat{L} = \hat{G}K$), com o controlador original K_0 e dois outros controladores projetados segundo o procedimento descrito na Seção 3.4. Observam-se pequenas variações, em amplitude e fase, da malha com os novos controladores, K^- e K^+ , em relação à malha com o

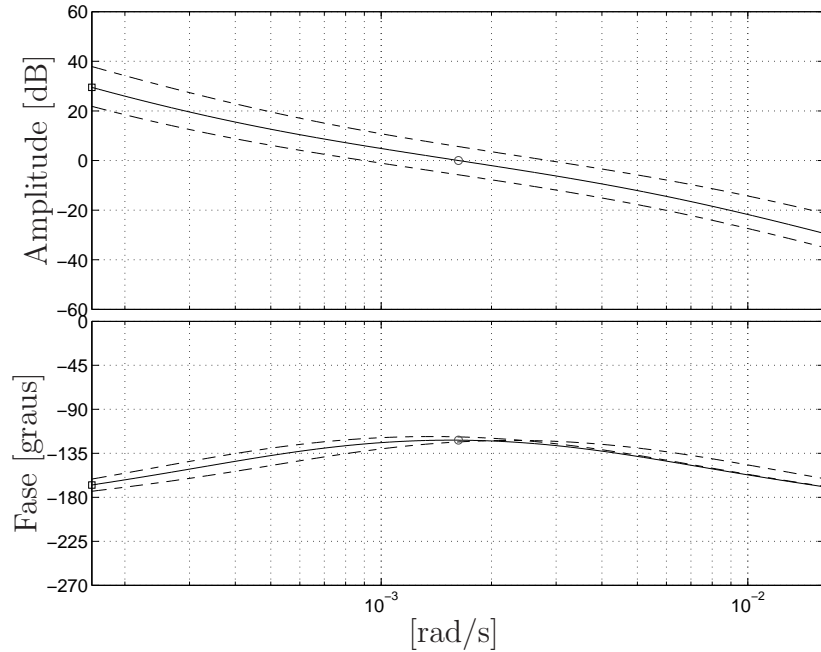


Figura 3.25. Caso 1: Respostas em frequência em malha aberta GK estimadas, com controladores K_0 (linha contínua), K^- e K^+ (linha tracejada).

controlador original, K_0 .

Os parâmetros dos controladores projetados, bem como os do controlador inicial K_0 , são mostrados na Tabela 3.5 (a). Observa-se, nessa tabela, uma grande proximidade entre os parâmetros dos controladores K_0 e K^* . Isso é justificável uma vez que o controlador K_0 , projetado pelo método MIGO, utiliza os mesmos critérios utilizados no projeto de controladores SMIGO e, por outro lado, o problema de otimização relativo a K^* , no Algoritmo 3.1, penaliza o distanciamento do controlador candidato (SMIGO) em relação a K_0 . São mostrados também, na Tabela 3.5 (b), valores de pico das funções S e T , para os sistemas discreto e contínuo. As funções $\hat{S}(z)$ e $\hat{T}(z)$ foram estimadas utilizando-se o modelo identificado (equação (3.20)), e as demais, $S(z)$ e $T(z)$, o modelo discreto (equação (3.16)), e $S(s)$ e $T(s)$, o modelo contínuo (equação (3.1)) do processo (nesse último, com aproximação de Padé de quarta ordem do tempo morto). Observa-se que, para todos os controladores apresentados na Tabela 3.5 (b), há uma grande proximidade entre os valores de $\|S\|_\infty$ (e também de $\|T\|_\infty$), independente do sistema ser discreto ou contínuo, identificado ou dado a priori. Observa-se também que os valores de pico dessas funções não ultrapassam o valor 1,4, adotado na restrição M desse projeto.

A Figura 3.26 mostra a relação entre a frequência de cruzamento de ganho e a frequência de tangência, utilizada no projeto dos controladores SMIGO, e calculadas para os modelos discretos (identificado, $\hat{G}(z)$ e dado a priori, $G(z)$). Observa-se que, na faixa de

	k_p	T_i	T_d	N_d	k_i
K_0	0,6147	2428	-	-	0,000253
K^-	0,3213	3213	-	-	0,000100
K^*	0,6099	2378	-	-	0,000256
K^+	1,148	1656	51,02	0,5038	0,000693

(a)

	$\ \hat{S}(z)\ _\infty$	$\ S(z)\ _\infty$	$\ S(s)\ _\infty$	$\ \hat{T}(z)\ _\infty$	$\ T(z)\ _\infty$	$\ T(s)\ _\infty$
K_0	1,245	1,279	1,260	1,229	1,195	1,192
K^-	1,146	1,158	1,149	1,283	1,230	1,229
K^*	1,246	1,278	1,260	1,235	1,200	1,197
K^+	1,285	1,360	1,316	1,204	1,181	1,176

(b)

Tabela 3.5. Caso 1 : Controlador K_0 e obtidos pelo método loop-shaping SMIGO: (a) parâmetros e (b) picos das funções sensibilidade estimadas discretas, discretas e contínuas (com aproximação de Padé de quarta ordem do tempo morto).

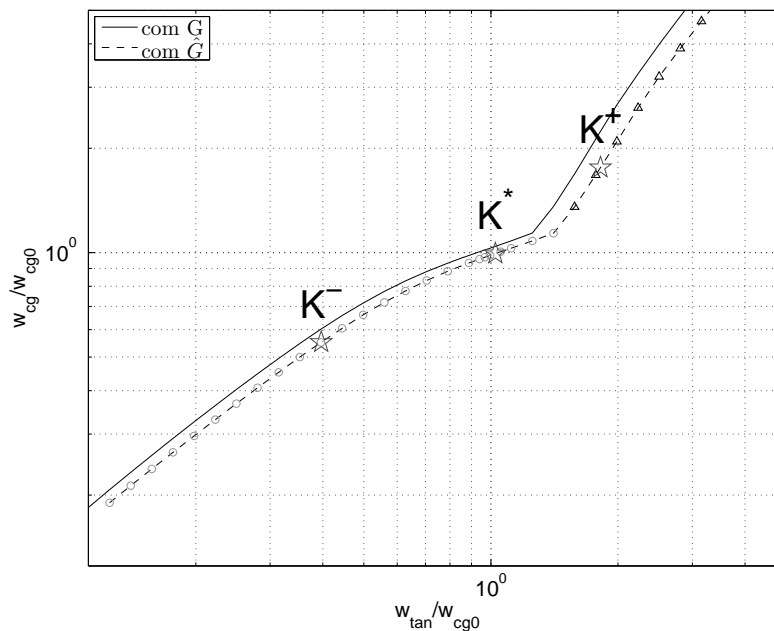


Figura 3.26. Caso 1: Frequência de cruzamento de ganho versus frequência de tangência (normalizadas pela frequência de cruzamento de ganho original). Convenção para os marcadores: PI (bola), PID (triângulo) e controladores K^- , K^* e K^+ (estrela).

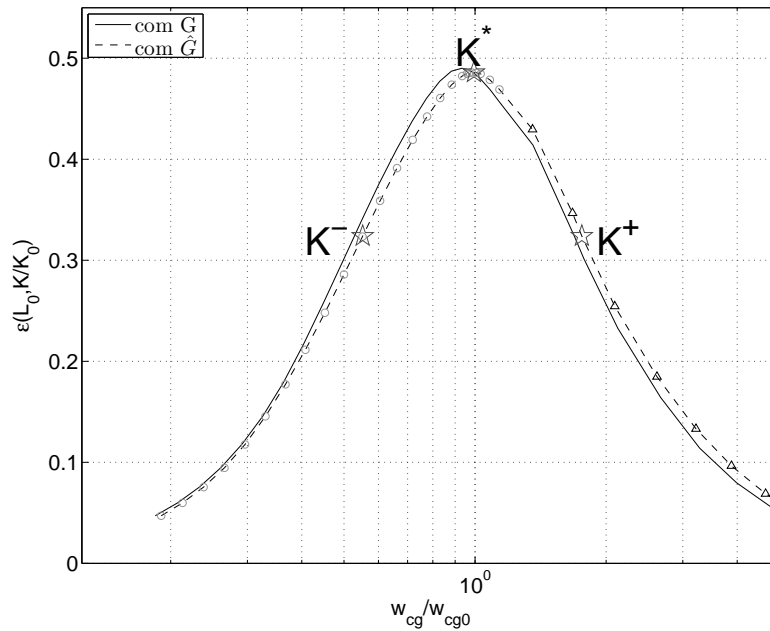
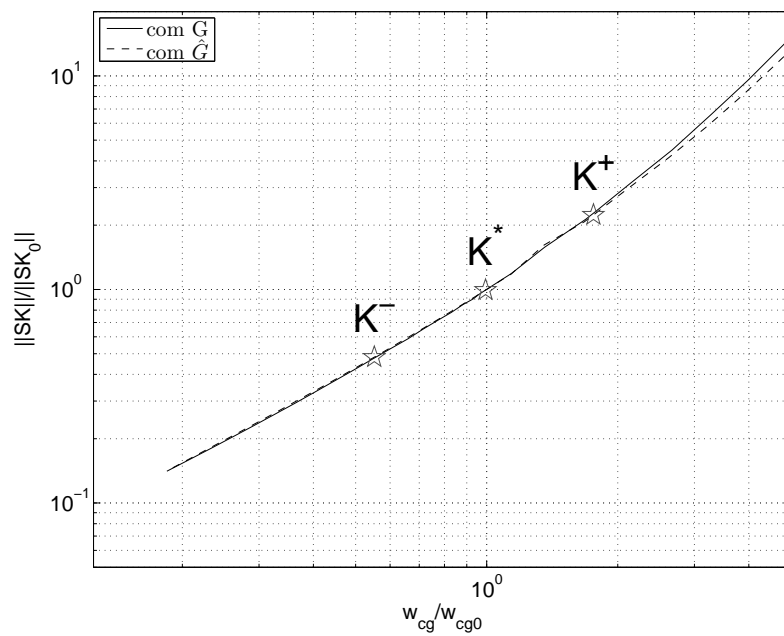


Figura 3.27. Caso 1: Margem de estabilidade generalizada versus frequência de cruzamento de ganho normalizada, com modelos discretos (identificado e dado a priori).

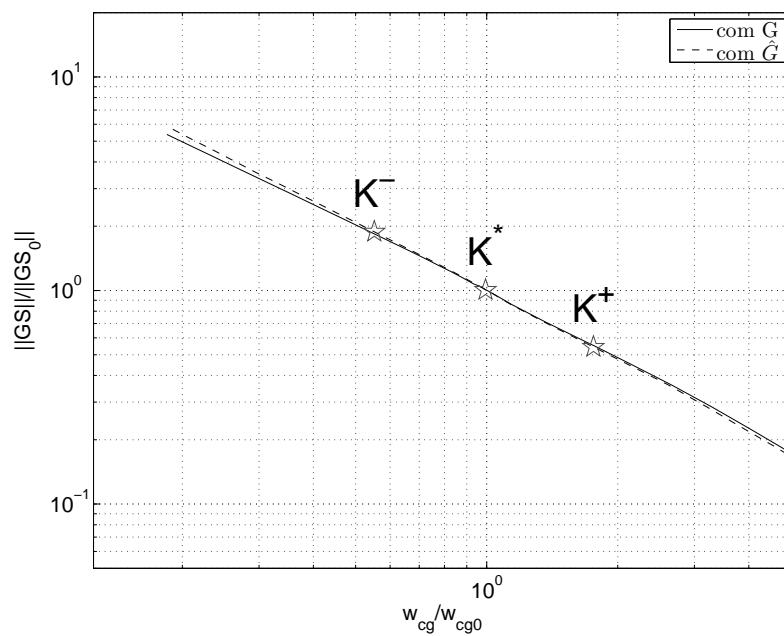
freqüências considerada, ocorre a transição entre controladores PI e PID. Esse resultado indica que o controlador PI inicial, projetado pelo método MIGO, se aproxima realmente do máximo desempenho, segundo o critério IE (minimização da integral do erro), que pode ser obtido com controladores PI, com restrição M e $m = 1, 4$.

A Figura 3.27 mostra a relação entre a margem de estabilidade generalizada e a frequência de cruzamento de ganho (também para modelos discretos, identificado e dado a priori). Observa-se que a transição entre PI e PID ocorre sem descontinuidade na margem de estabilidade generalizada, devido à minimização de N_d (conforme discussão realizada na Seção 3.3). A Figura 3.27 também destaca os três controladores que atendem aos critérios descritos no Algoritmo 3.1: K^- (dessintonia), K^* (robustez) e K^+ (desempenho). Observa-se que a margem de estabilidade calculada com o modelo identificado representa uma boa estimativa da margem de estabilidade calculada como o modelo da equação (3.16), $G(z)$.

A Figura 3.28 mostra os picos das funções $GS(jw)$ e $SK(jw)$, normalizados em relação aos valores iniciais, com K_0 , em função da frequência de cruzamento de ganho, também normalizada. Uma vez que os picos das funções S e T são limitadas no projeto SMIGO, a redução da margem de estabilidade generalizada da Figura 3.27, em relação ao valor de pico, localizado próximo ao centro do gráfico, pode ser associada ao aumento dos valores de pico de uma ou outra das funções mostradas na Figura 3.28: por exemplo,



(a)



(b)

Figura 3.28. Caso 1: Picos de respostas em frequência em malha fechada normalizados versus frequência de cruzamento de ganho (grandezas normalizadas) : (a) $\|SK\|_{\infty} / \|SK_0\|_{\infty}$; (b) $\|GS\|_{\infty} / \|GS_0\|_{\infty}$.

para o controlador K^- , ao aumento de $\|GS\|_\infty$ e, para o controlador K^+ , ao aumento de $\|SK\|_\infty$.

A Figura 3.29 mostra os valores de ganho de integração, normalizados, em função da frequência de cruzamento de ganho normalizada. Os valores associados aos controladores K^- , K^* e K^+ são assinalados com o marcador estrela. Observa-se que o controlador K^+ apresenta um valor de k_i quase três vezes maior do que o do controlador K_0 , indicando uma redução de aproximadamente $1/3$ no valor da integral do erro e, portanto, uma melhor rejeição a perturbação na entrada do processo, do que o controlador inicial. Já o controlador K^- apresenta um valor de k_i que é aproximadamente metade do valor obtido com o controlador K_0 , indicando um desempenho inferior a esse controlador, segundo o critério IE.

Os resultados anteriores, sobre os valores relativos de k_i , são compatíveis com as respostas temporais, em malha fechada, mostradas na Figura 3.30. Nessas simulações é aplicado um degrau unitário, negativo, na entrada do processo. Observa-se uma resposta mais rápida, à perturbação, para o controlador K^+ , e mais lenta, para o controlador K^- , em relação aos demais controladores. Também se observa, nesse gráfico, que desempenhos semelhantes são obtidos com os controladores K_0 e K^* (cujas respostas estão praticamente sobrepostas).

As figuras 3.31 e 3.32 comparam as respostas obtidos com o sistema em tempo contínuo e discreto, para os controladores K_0 e K^+ , respectivamente. A Figura 3.31 (a) mostra a resposta, em malha fechada, a um degrau unitário negativo aplicado à entrada do processo; observa-se uma grande proximidade entre as respostas obtidos para os sistemas discreto e contínuo. O mesmo se dá na Figura 3.31 (b), com respostas em frequência, no diagrama de Nyquist, semelhantes para os sistemas discreto e contínuo, com o controlador K_0 . Resultados semelhantes são observados nas figuras 3.32 (a) e (b), para o controlador resintonizado K^+ . Esses resultados são compatíveis com os valores de pico das funções S e T mostrados na Tabela 3.5, que também não apresentaram diferenças significativas entre os sistemas discreto e contínuo, para os controladores ali apresentados.

3.5.2 Caso 2 : $K_0 = \text{PID ZN-freq}$

Neste segundo caso, partiu-se do controlador PID ZN-freq da Tabela 3.4, denominado, nesta seção, como K_0 . Adotou-se ainda, para esse controlador, $N_d = 10$. Esse controlador também foi discretizado pelo método de diferença *backward*, com tempo de amostragem de 15 s, resultando na função de transferência da equação (3.21).

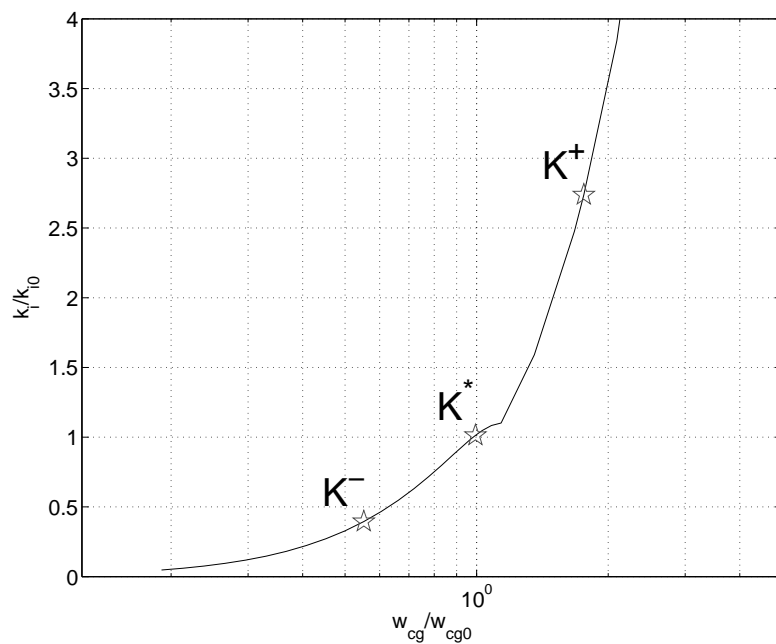


Figura 3.29. Caso 1: Ganho de integração versus frequência de cruzamento de ganho (grandezas normalizadas).

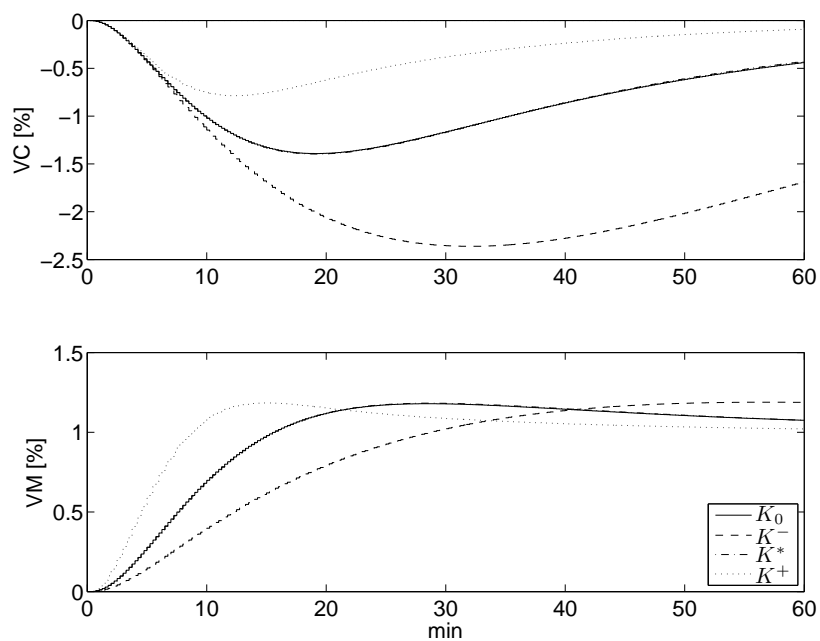


Figura 3.30. Caso 1: Resposta temporal em malha fechada, com o modelo G (equação (3.16)), e controladores K_0 , K^- , K^* e K^+ .

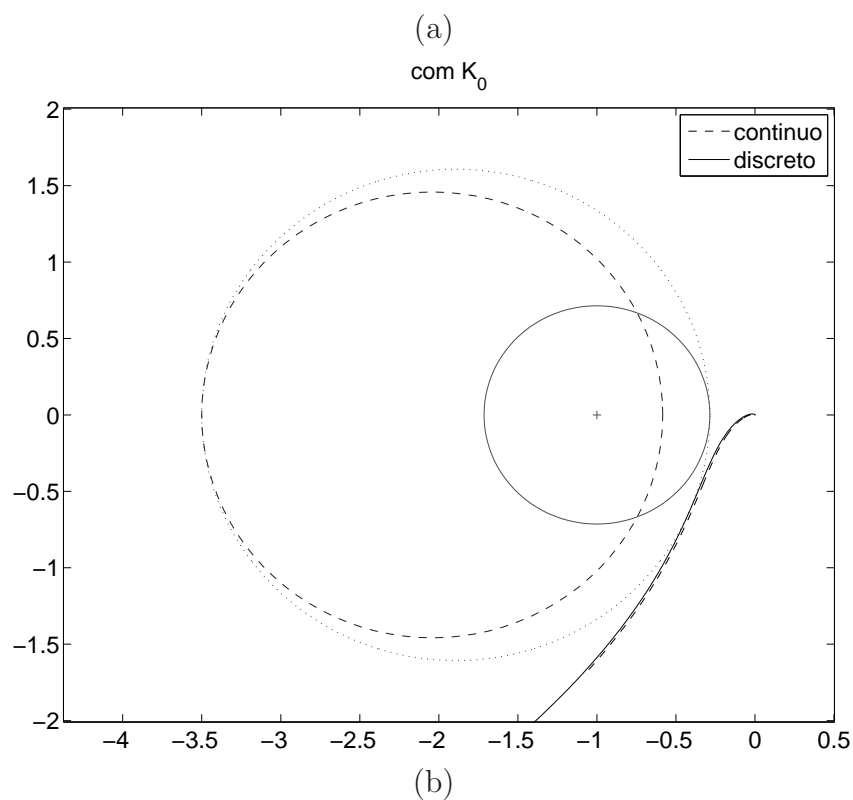
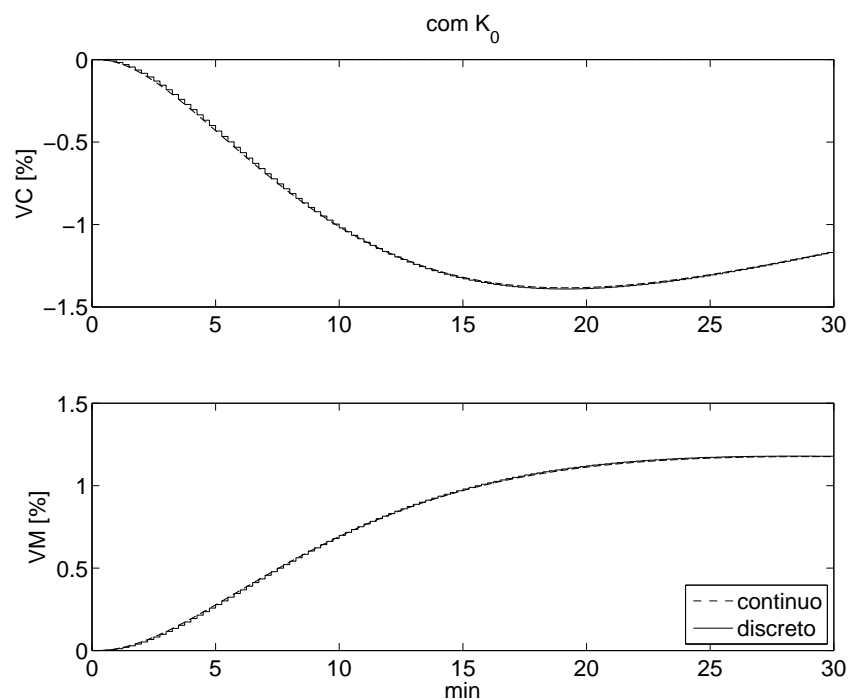


Figura 3.31. Caso 2: Respostas com o controlador K_0 , para sistemas em tempo contínuo (com o modelo da equação (3.1)) e discreto (com o modelo da equação (3.16)) : (a) resposta temporal, em malha fechada, a um degrau unitário aplicado na entrada do processo e (b) diagrama de Nyquist de GK e discos M.

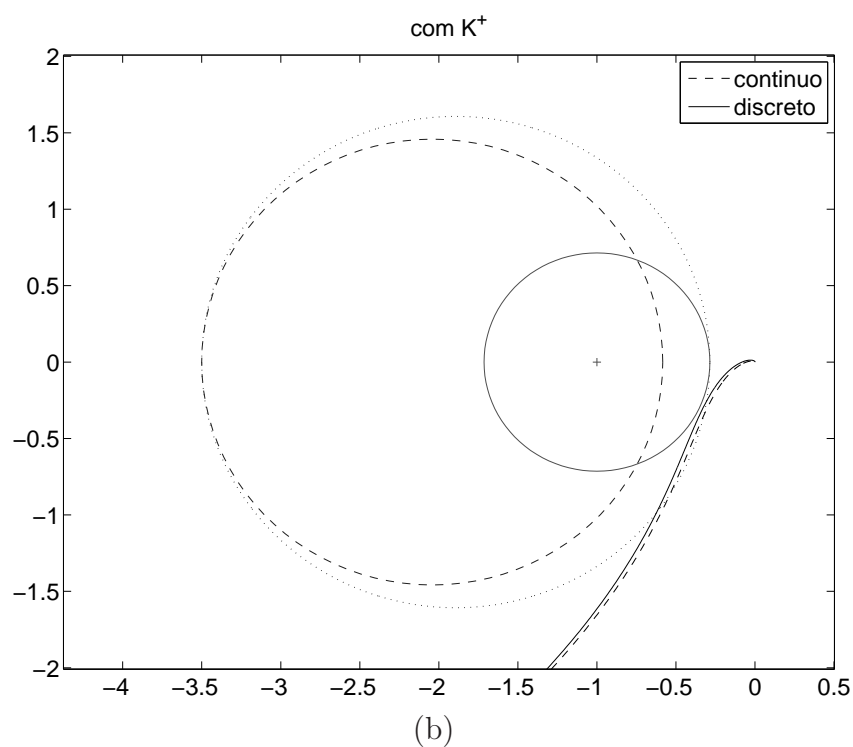
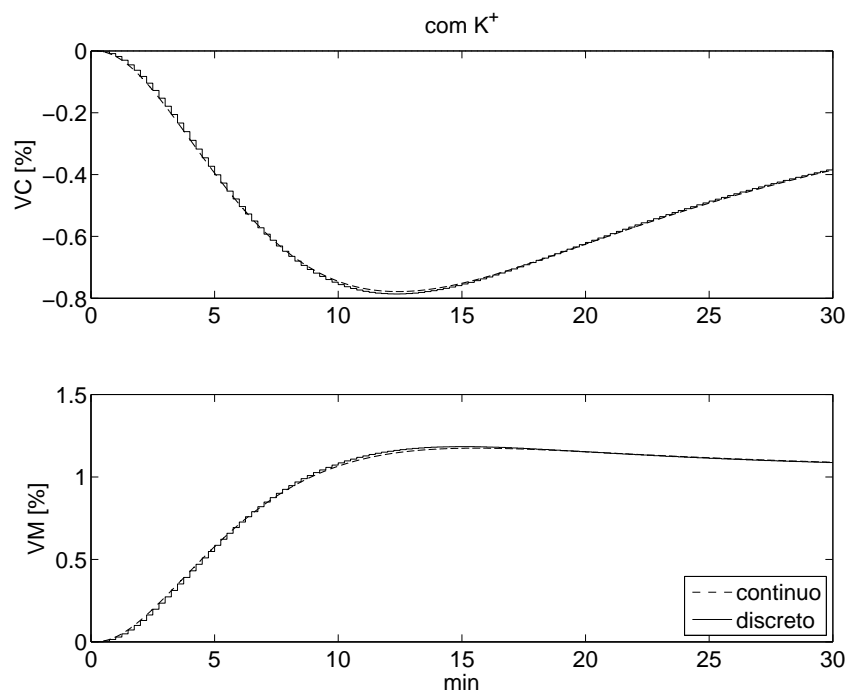


Figura 3.32. Caso 2: Respostas com o controlador K^* , para sistemas em tempo contínuo (com o modelo da equação (3.1)) e discreto (com o modelo da equação (3.16)) : (a) resposta temporal, em malha fechada, a um degrau unitário aplicado na entrada do processo e (b) diagrama de Nyquist de GK e discos M.

$$K_0(z) = K_{PID \text{ } ZN-freq}(z) = \frac{30,95272931 - 54,23963561z^{-1} + 23,77849118z^{-2}}{1 - 1,249003073z^{-1} + 0,2490030734z^{-2}} \quad (3.21)$$

Realizou-se, com esse controlador, uma simulação da resposta em malha fechada do sistema, mostrada na Figura 3.33, com perturbação PRBS na entrada (Figura 3.23) e ruído branco na saída (variância igual a 10^{-4}) iguais aos do caso anterior. Nessa simulação, a estrutura adotada para o controlador PID envolve o cálculo da derivada apenas da saída, e não do sinal de erro. Observa-se, na Figura 3.33, um aumento na atividade do sinal de controle associado ao ruído de alta frequência, se comparado ao caso anterior (Figura 3.21).

Com o objetivo de comparação, é antecipadamente apresentada, na Figura 3.34, a resposta em malha fechada obtida com o controlador resintonizado K^* , com as mesmas condições de ruído e de distúrbio da simulação anterior. Observa-se nessa simulação uma resposta bem menos oscilatória do que a que foi obtida com o controlador inicial (Figura 3.33), sem uma alteração significativa na atividade do sinal de controle associada ao ruído de alta frequência. Os passos para a obtenção desse controlador são descritos a seguir.

Assim como no caso anterior, foi identificado um modelo para o processo, pelo método indireto. Os dados utilizados para identificação são as variáveis de referência e controlada, mostradas na Figura 3.33.

A função sensibilidade complementar, identificada com um modelo do tipo erro na saída, é mostrada na equação (3.22). Antes da identificação da função sensibilidade complementar foi realizado um pré-processamento dos sinais de entrada e saída (variáveis de referência e controlada, respectivamente), segundo o procedimento descrito no Apêndice D, uma vez que o controlador foi implementado com derivação do sinal de saída, e não do sinal de erro.

$$\hat{T}(z) = \frac{-0,0041899867z^{-1} + 0,096613117z^{-2} - 0,077470664z^{-3}}{1 - 2,460199z^{-1} + 2,0075185z^{-2} - 0,53236788z^{-3}} \quad (3.22)$$

Assim como o caso anterior, as funções de transferência \hat{L} e \hat{G} foram calculadas através da equação (3.14), e são mostradas nas equações (3.23) e (3.24). Valem aqui também os mesmos comentários realizados, anteriormente, no que diz respeito à singularidade presente em \hat{G} .

$$\hat{L}(z) = \frac{-0,0041899867z^{-1} + 0,096613117z^{-2} - 0,077470664z^{-3}}{1 - 2,456009013z^{-1} + 1,910905383z^{-2} - 0,454897216z^{-3}} \quad (3.23)$$

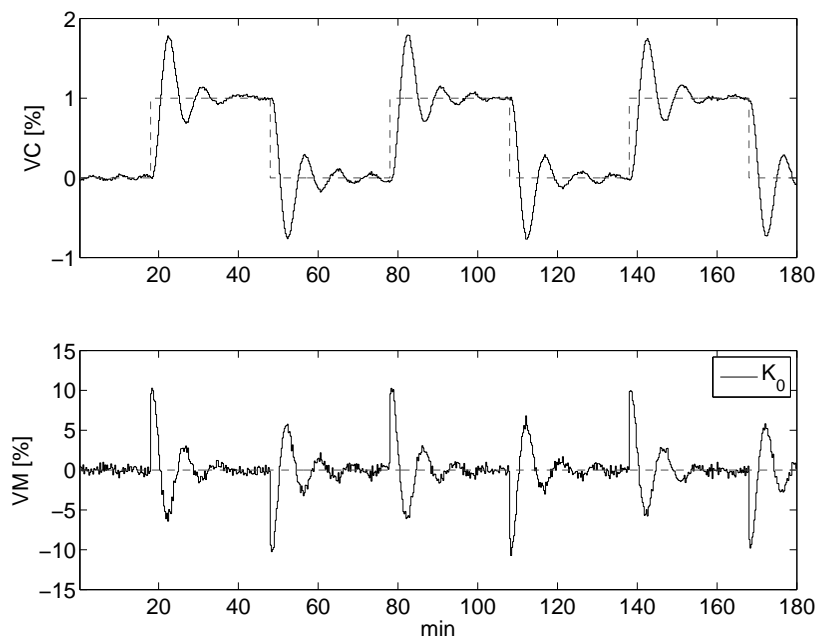


Figura 3.33. Caso 2: Simulação do experimento de identificação, com G (equação (3.16)) e K_0 .

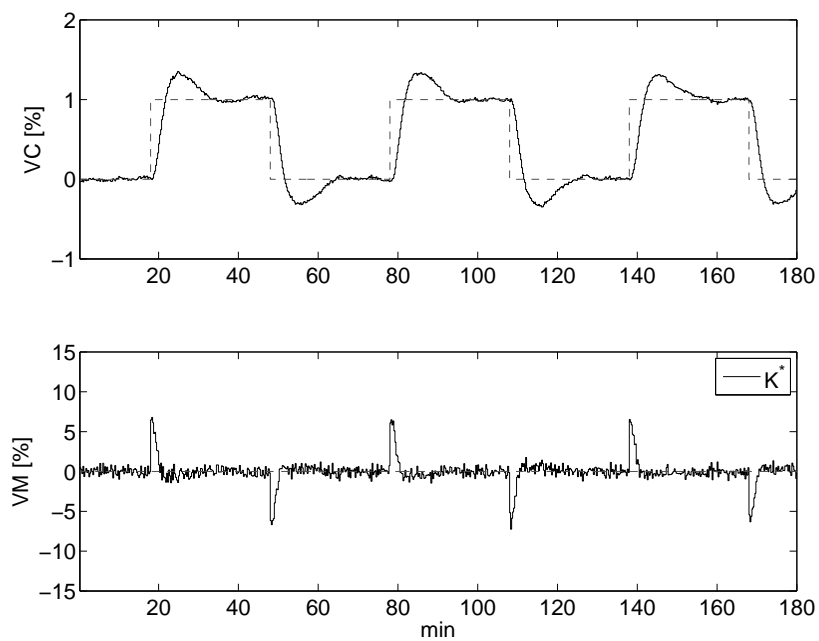


Figura 3.34. Caso 2: Simulação com G e com o controlador resintonizado K^* .

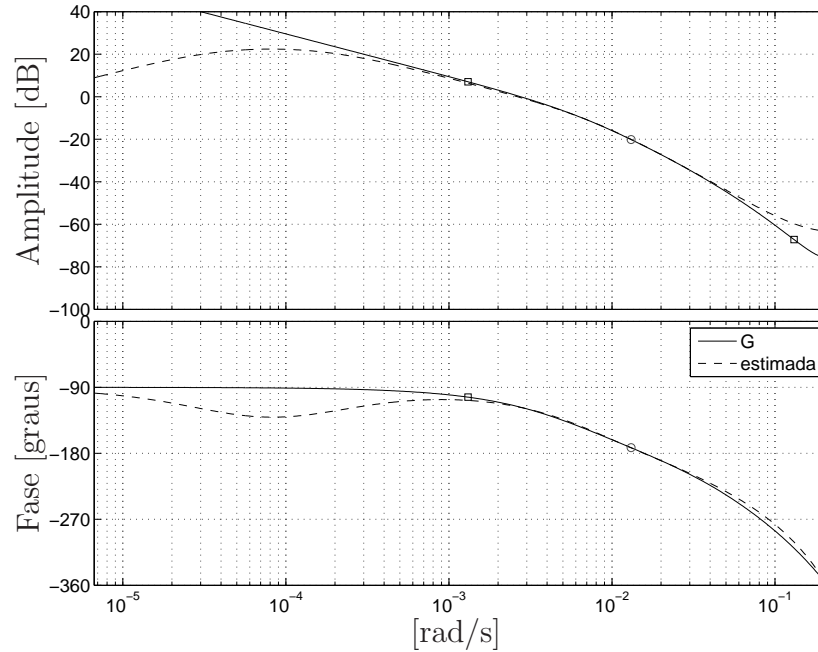


Figura 3.35. Caso 2: Resposta em frequência do processo G , real e estimada, em malha fechada, com os dados da Figura 3.33.

$$\hat{G}(z) = \frac{\hat{L}(z)}{K_0(z)} =$$

$$\frac{-0,0001353672776z^{-1} + 0,003290385874z^{-2} - 0,006435105016z^{-3} + 0,003903308793z^{-4} - 0,0006232223737z^{-5}}{1 - 4,208346749z^{-1} + 6,982882188z^{-2} - 5,69020292z^{-3} + 2,265128394z^{-4} - 0,3494609258z^{-5}} \quad (3.24)$$

A Figura 3.35 apresenta a resposta em frequência do processo, destacando-se a frequência que corresponde à frequência de cruzamento de ganho da malha original $GK_0(jw)$ (com marcador bola), e as frequências uma década abaixo e uma década acima desta (com marcador quadrado). Observa-se, também neste caso, uma boa aproximação das respostas real e estimada, para frequências em torno da frequência de cruzamento de ganho da malha, e uma discrepância acentuada das respostas em baixas frequências, devido ao problema de singularidade.

A Figura 3.36 mostra a resposta em frequência em malha aberta estimada ($\hat{L} = \hat{G}K$), com o controlador original e dois outros controladores projetados segundo o procedimento descrito na Seção 3.3. Ao contrário do caso anterior (Figura 3.25), observam-se grandes variações, de amplitude e principalmente de fase, para as malhas com os novos controladores, K^- e K^+ , em relação à malha com o controlador original, K_0 . As variações observadas se justificam pela necessidade de aumentar a robustez da malha original que,

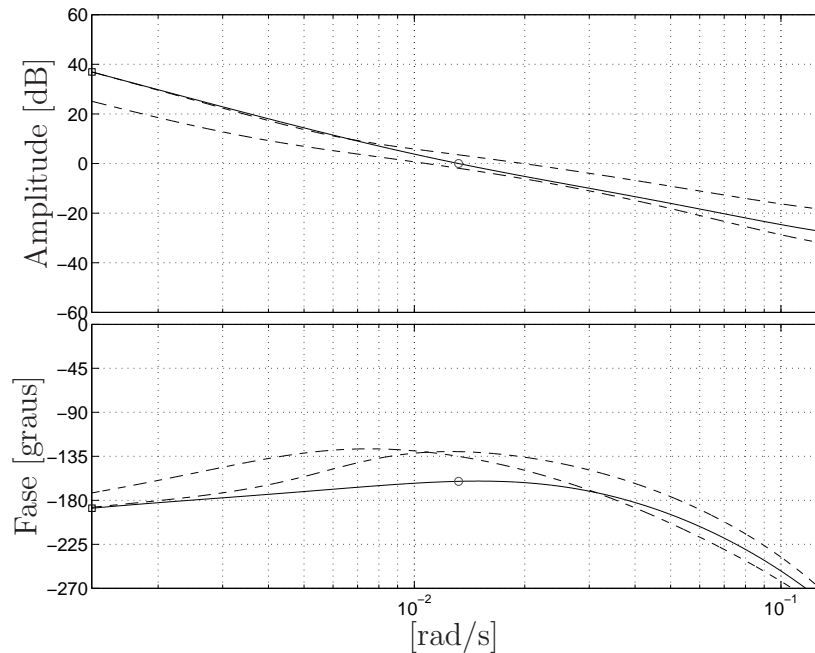


Figura 3.36. Caso 2: Respostas em frequência em malha aberta GK estimadas, com controladores K_0 (linha contínua), K^- e K^+ (linha tracejada).

conforme mostrado na Figura 3.36, é bastante baixa, como se observa, por exemplo, pela reduzida margem de fase com K_0 (em torno de 20 graus).

Os parâmetros dos controladores projetados, K^- , K^* e K^+ , bem como os do controlador inicial K_0 , são mostrados na Tabela 3.6 (a). Os valores de k_i desses controladores são bem maiores do que os dos controladores do caso anterior (Tabela 3.5), o que indica desempenho superior, pelo critério IE. Observa-se, na Tabela 3.6 (b), que todos os controladores projetados apresentam valores de pico das funções S e T menores do que os obtidos com o controlador K_0 e, portanto, maior M-robustez. Observa-se também, na Tabela 3.6 (b), que para cada um dos controladores (inicial e resintonizados), os valores de pico de S e T para os sistemas discretos, estimados ou dados a priori, aproximam-se bastante. Comparando-se sistemas discretos e contínuos, observam-se diferenças significativas para os picos de S e, no caso de K_0 , também para os picos de T. Para os controladores K^- e K^* , no entanto, os valores de pico (para sistemas discreto ou contínuo) não ultrapassam 1,68, que é o valor de restrição adotada na minimização do parâmetro N_d (restrição essa que foi fixada como 1,2 vezes o valor de m, 1,4). Já para o controlador K^+ , os picos de S, dos sistemas discretos, ultrapassam esse valor, e apresentam a maior diferença com relação ao sistema contínuo (1,826 para $\|S(z)\|_\infty$, e 1,278 para $\|S(s)\|_\infty$), entre os controladores apresentados na Tabela 3.6. Para K_0 , os valores de pico de S e T, tanto para os sistemas discretos, quanto para o sistema contínuo, são bastante elevados (acima de

	k_p	T_i	T_d	N_d	k_i
K_0	8,681	198,9	49,73	10	0,04364
K^-	4,375	411,6	112,7	6,414	0,01063
K^*	5,794	314,2	115,1	15,74	0,01844
K^+	9,205	206,5	114,9	100	0,04457

(a)

	$\ \hat{S}(z)\ _\infty$	$\ S(z)\ _\infty$	$\ S(s)\ _\infty$	$\ \hat{T}(z)\ _\infty$	$\ T(z)\ _\infty$	$\ T(s)\ _\infty$
K_0	2,991	2,875	2,173	3,038	2,933	2,372
K^-	1,591	1,578	1,339	1,288	1,281	1,262
K^*	1,599	1,599	1,286	1,302	1,300	1,283
K^+	1,804	1,826	1,278	1,325	1,324	1,309

(b)

Tabela 3.6. Caso 2 : Controlador K_0 e obtidos pelo método loop-shaping SMIGO: (a) parâmetros e (b) picos das funções sensibilidade estimadas discretas, discretas e contínuas.

2,1 para o contínuo e de 2,8 para os discretos), o que é um indicativo de baixa robustez.

Na Tabela 3.6 (a) observam-se também os valores de N_d , obtidos por otimização, para os controladores K^- , K^* e K^+ . Para o controlador K^+ , o algoritmo não foi capaz de encontrar um valor finito para N_d para o qual a M-robustez do sistema fosse limitada ao valor 1,68, como nos outros casos. Para casos como esse, o algoritmo de otimização foi programado para atribuir, a N_d , o valor 100, mostrado na tabela.

A Figura 3.37 mostra, em unidades normalizadas, a relação entre a frequência de cruzamento de ganho e a frequência de tangência, observando-se, novamente, uma grande aproximação entre valores calculados com o modelo G (equação (3.16)) e identificado (equação (3.24)). Nessa figura, a maioria dos controladores apresentados são do tipo PID, ao contrário do que ocorreu na Figura 3.26, em que se observou a transição entre controladores PI e PID. Na Figura 3.37, apenas se observam controladores PI (marcador bola) na extremidade esquerda da figura ($w_{tan}/w_{cg0} < 2 \times 10^{-1}$).

A Figura 3.38 mostra a relação entre a margem de estabilidade generalizada e a frequência de cruzamento de ganho, com destaque para os três controladores projetados, K^- , K^* e K^+ , assinalados na figura. O controlador inicial, K_0 , também é destacado nessa figura, através do marcador losango, e apresenta um baixo valor de margem de estabilidade generalizada, em torno de 0,17. Observa-se que, assim como no caso 1 (Figura 3.27), há uma boa correlação entre a curva estimada com o modelo identificado e a curva obtida com o modelo G .

A Figura 3.39 mostra os picos normalizados das funções $GS(jw)$ e $SK(jw)$, em função da frequência de cruzamento de ganho normalizada. Assim como no caso 1 (Figura

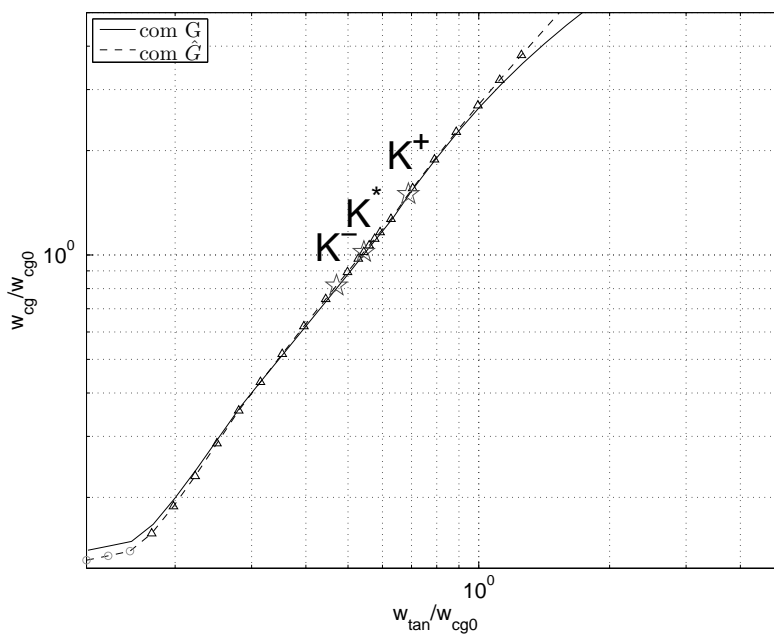


Figura 3.37. Caso 2: Frequência de cruzamento de ganho versus frequência de tangência (normalizadas em relação à frequência de cruzamento de ganho original). Convenção para os marcadores: controladores PI (bola) e PID (triângulo).

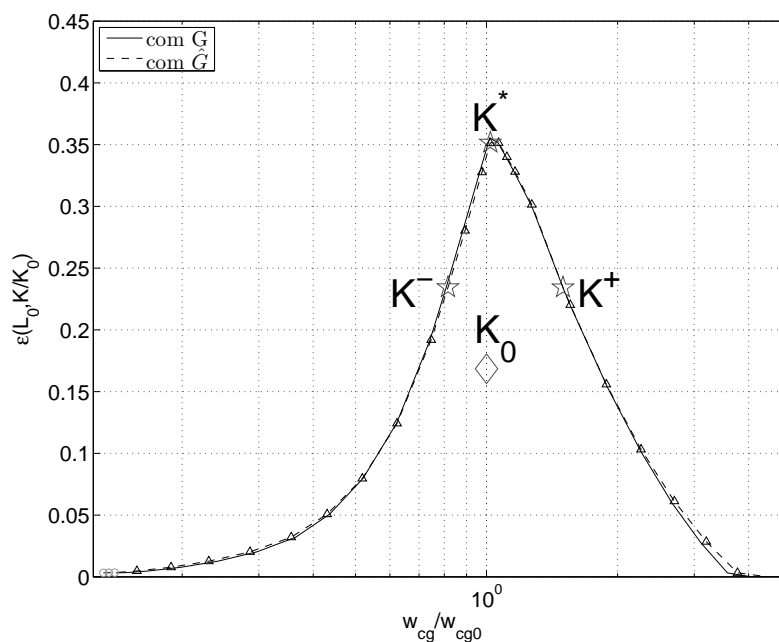
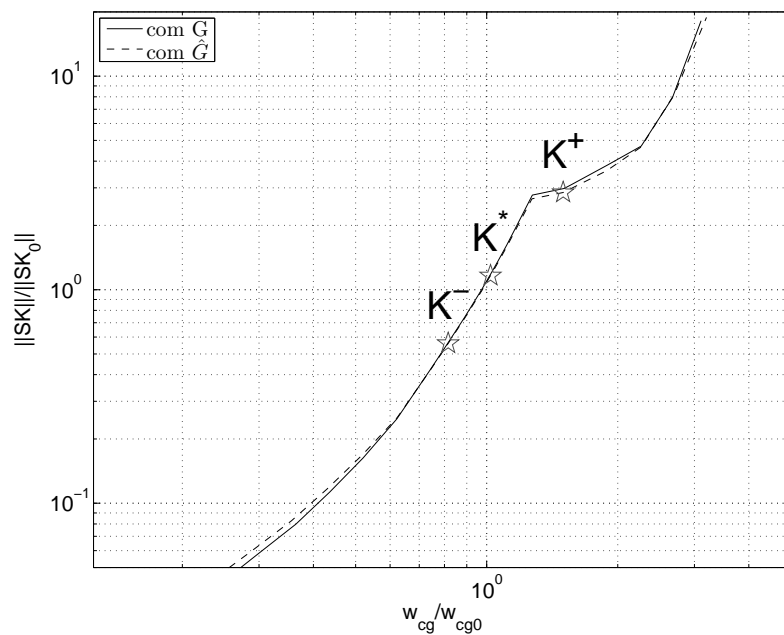
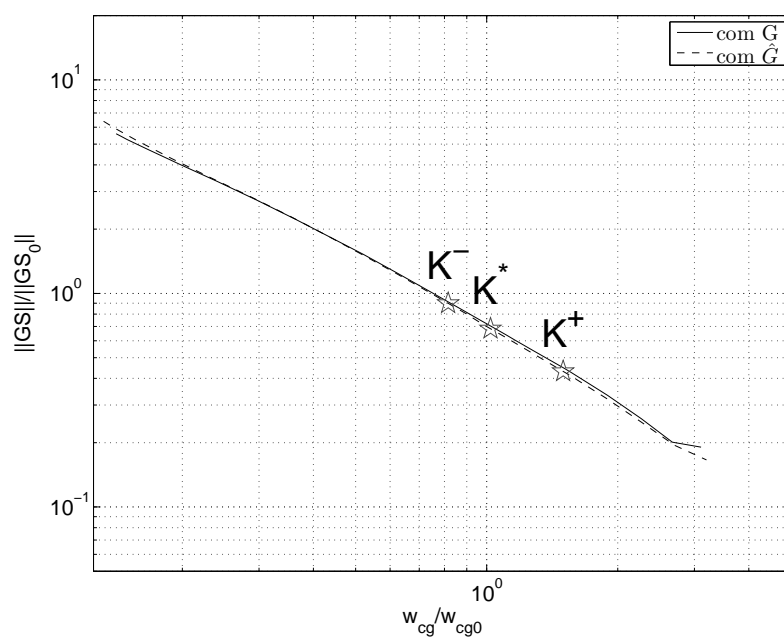


Figura 3.38. Caso 2: Margem de estabilidade generalizada versus frequência de cruzamento de ganho normalizada.



(a)



(a)

Figura 3.39. Caso 2: Picos de respostas em frequência em malha fechada estimadas versus frequência de cruzamento de ganho normalizada : (a) $\|SK\|/\|SK_0\|$; (b) $\|GS\|/\|GS_0\|$.

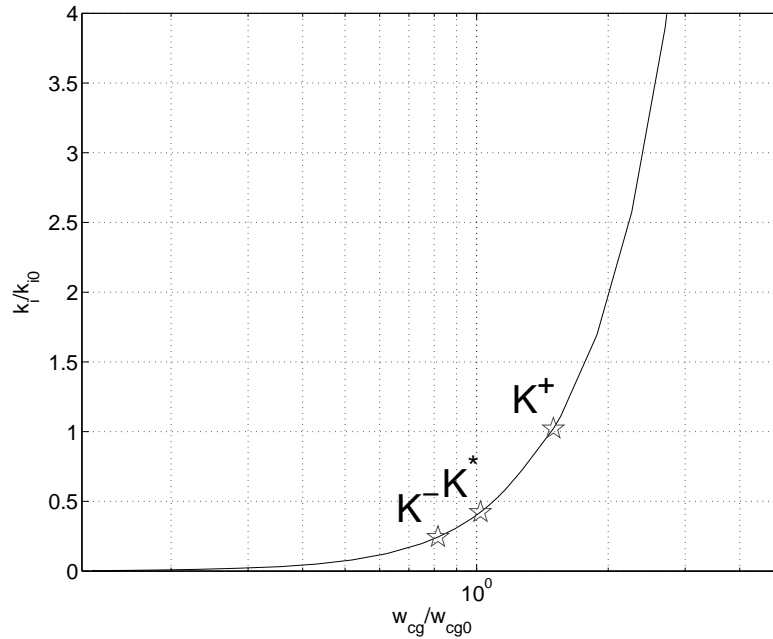


Figura 3.40. Caso 2: Ganho de integração versus frequência de cruzamento de ganho (grandezas normalizadas).

3.28), observa-se que as duas funções apresentam crescimento/decrescimento em sentidos opostos, para variações da frequência de cruzamento de ganho em relação à frequência de cruzamento de ganho original, o que justifica a redução na margem de estabilidade generalizada, na Figura 3.38, à esquerda e à direita do ponto de máximo.

A Figura 3.40 mostra os valores de ganho de integração normalizados, em função da frequência de cruzamento de ganho, também normalizada. Os valores associados aos controladores K^- , K^* e K^+ são assinalados com o marcador estrela. Observa-se uma redução em aproximadamente 50% do ganho k_i , para o controlador K^* , em relação ao controlador inicial K_0 , ao contrário do caso anterior (Figura 3.29), em que se observa uma relação praticamente unitária entre os ganhos k_i para esses mesmos controladores. Também para o controlador K^+ , que enfatiza o aumento de desempenho, o ganho k_i obtido é praticamente igual ao do controlador inicial. A Tabela 3.6 (a) mostra que os valores de k_i , para K_0 e K^+ são de 0,04364 e 0,04457, respectivamente. No entanto, conforme mostrado na Tabela 3.6 (b), o controlador K^+ mostra-se mais robusto (menores valores de pico de S e T) do que o controlador K_0 , no critério de M-robustez.

Os resultados anteriores, sobre os valores relativos de k_i , são compatíveis com as respostas temporais, em malha fechada, mostradas na Figura 3.41. Nessas simulações é aplicado um degrau unitário, negativo, na entrada do processo. Observa-se uma resposta mais rápida, à perturbação, para o controlador K^+ , e mais lenta, para o controlador K^- ,

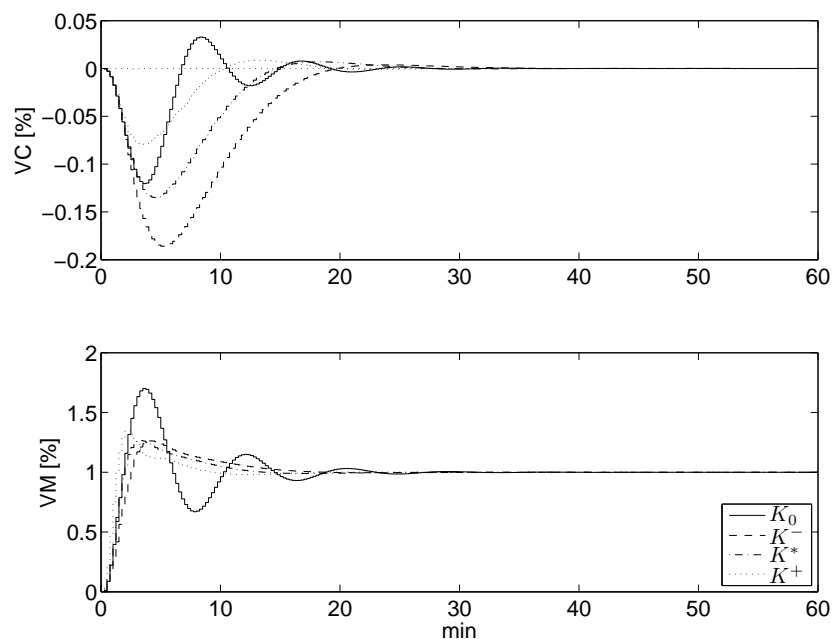


Figura 3.41. Caso 2: Resposta temporal em malha fechada, com o modelo G (equação (3.16)), e controladores K_0 , K^- , K^* e K^+ .

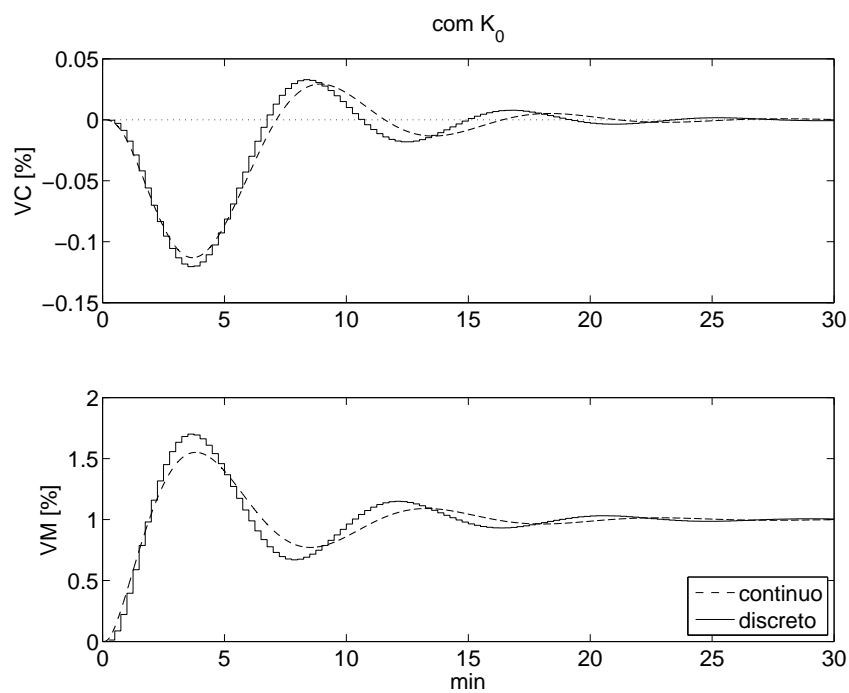
em relação aos demais controladores. Também se observa, nesse gráfico, que as respostas temporais, com os controladores resintonizados são mais amortecidas do a que é obtida com o controlador inicial, o que é compatível com a análise de M-robustez realizada com os dados da Tabela 3.6 (b).

As figuras 3.42 a 3.44 comparam as respostas obtidos com o sistema em tempo contínuo e discreto, para os controladores K_0 , K^* e K^+ , respectivamente. Observam-se, tanto na resposta temporal, como na resposta em frequência em malha aberta, diferenças maiores entre os sistemas discreto e contínuo do que no caso anterior (figuras 3.31 e 3.32) mas que, ainda assim, podem ser consideradas bastante próximas, para cada um dos controladores. As diferenças são mais acentuadas para o controlador K^+ (Figura 3.44) do que para o controlador K^* (Figura 3.43), indicando que, para o primeiro, cuja frequência de tangência (e de cruzamento de ganho) é maior, os efeitos da discretização são mais acentuados⁶.

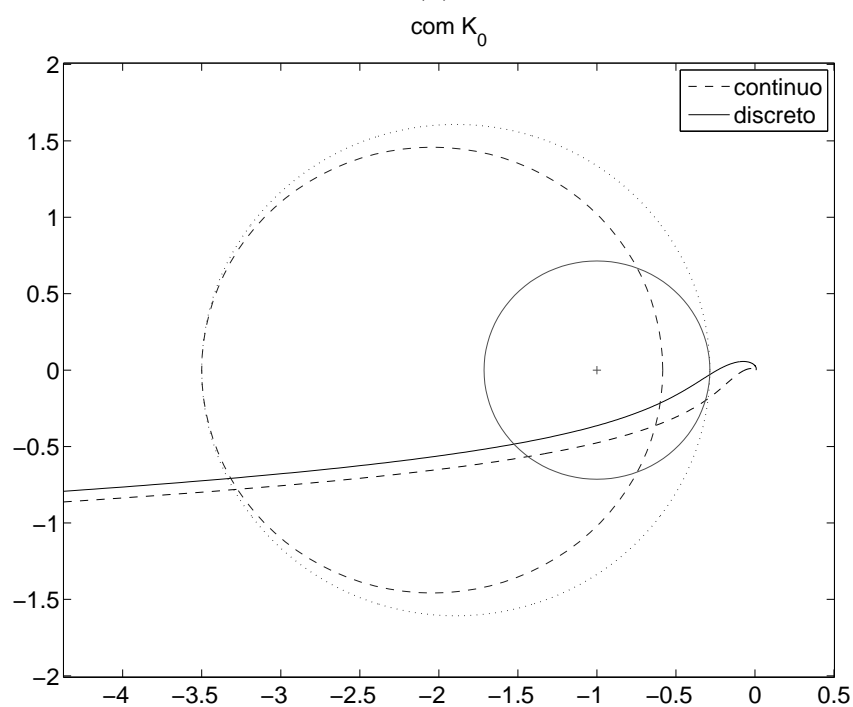
3.5.3 Análise adicional - projeto com modelo contínuo

Os controladores apresentados nas sessões 3.5.1 e 3.5.2 foram projetados utilizando a resposta em frequência de modelos discretos (obtidos por identificação), obtendo-se

⁶Uma análise adicional sobre os efeitos da discretização, em função da frequência de tangência, é realizada no Apêndice C



(a)



(b)

Figura 3.42. Caso 2: Respostas com o controlador K_0 , para sistemas em tempo contínuo (com o modelo da equação (3.1)) e discreto (com o modelo da equação (3.16)) : (a) resposta temporal, em malha fechada, a um degrau unitário aplicado na entrada do processo e (b) diagrama de Nyquist de GK e discos M.

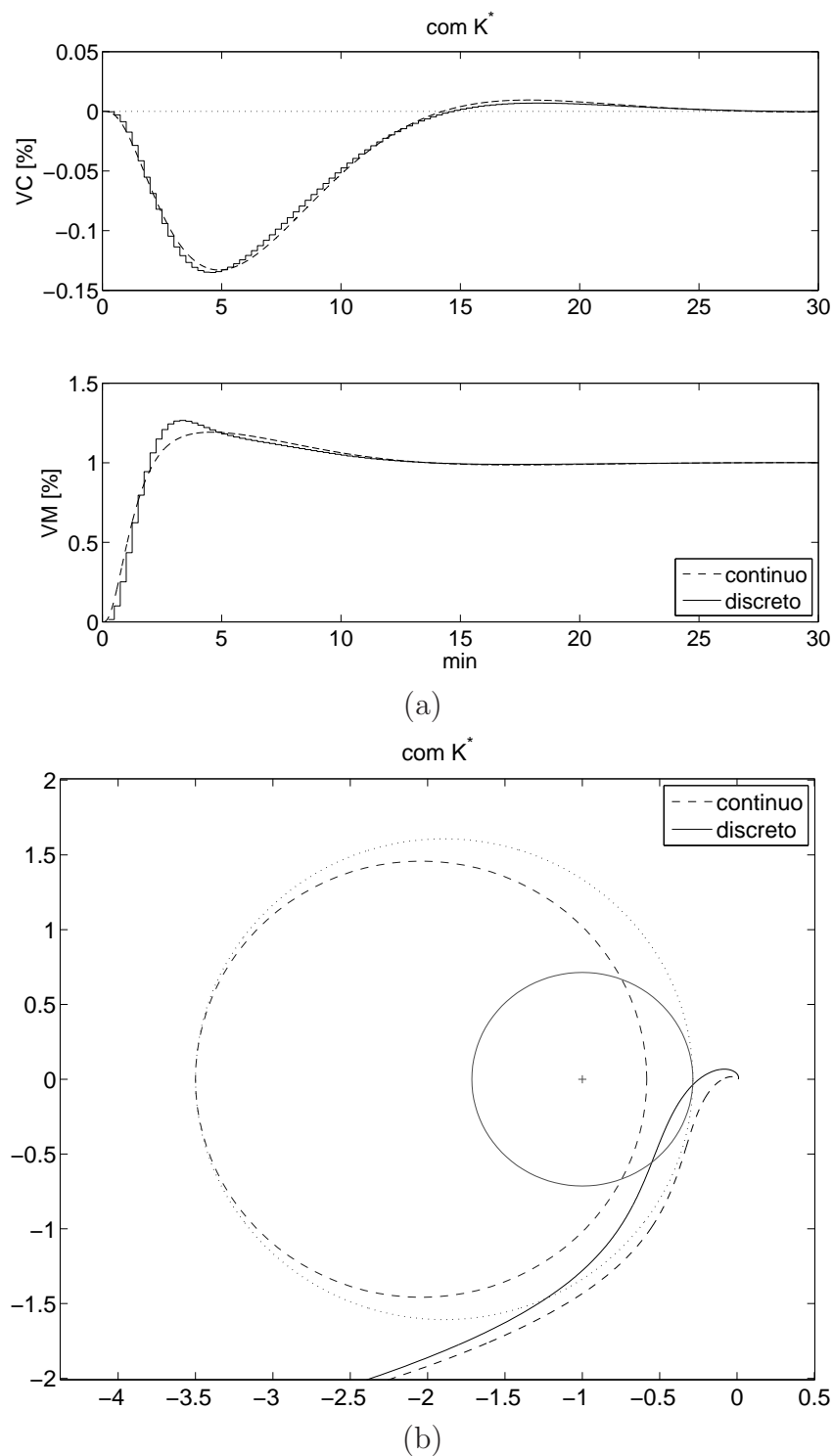
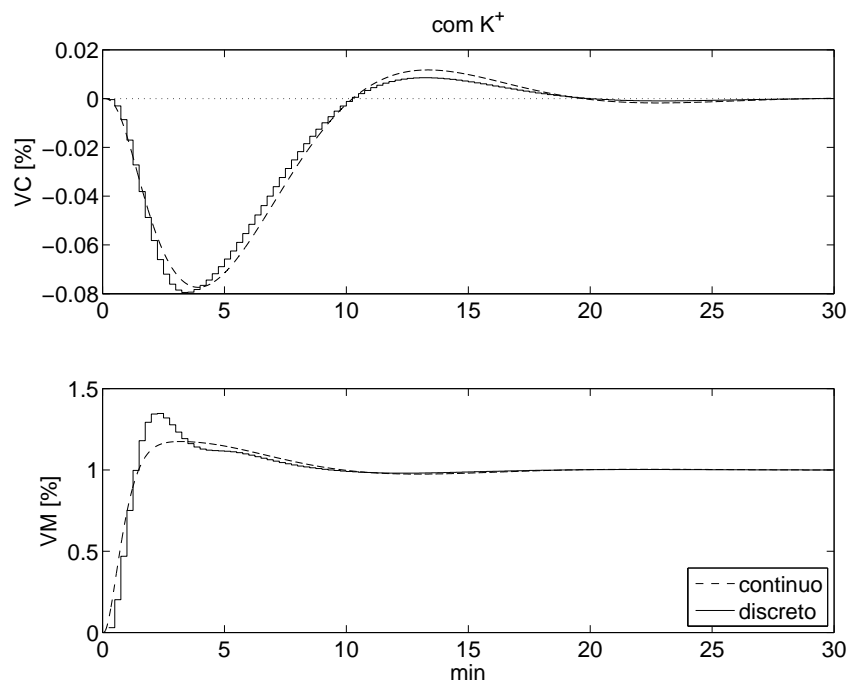
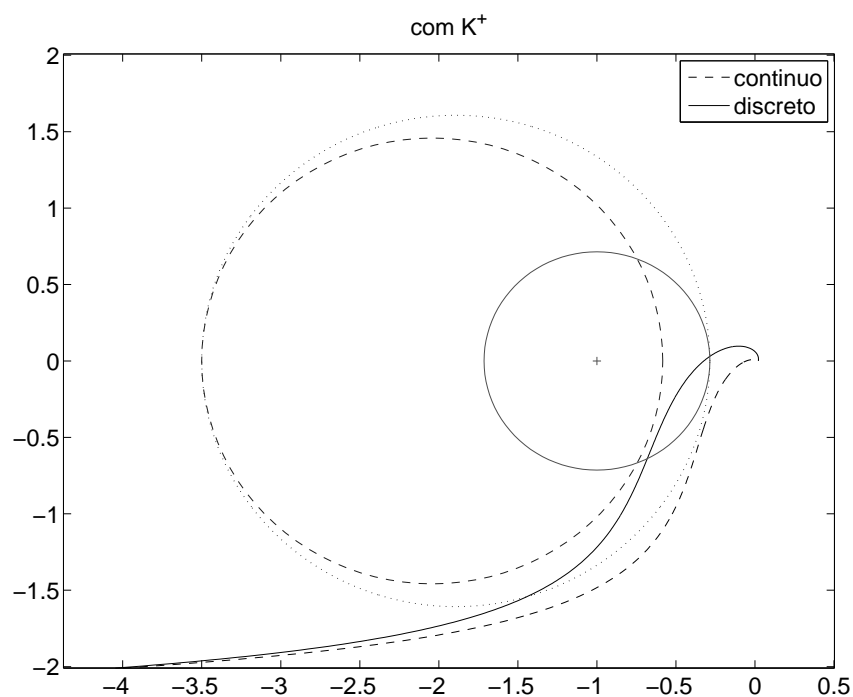


Figura 3.43. Caso 2: Respostas com o controlador K^* , para sistemas em tempo contínuo (com o modelo da equação (3.1)) e discreto (com o modelo da equação (3.16)) : (a) resposta temporal, em malha fechada, a um degrau unitário aplicado na entrada do processo e (b) diagrama de Nyquist de GK e discos M .



(a)



(b)

Figura 3.44. Caso 2: Respostas com o controlador K^+ , para sistemas em tempo contínuo (com o modelo da equação (3.1)) e discreto (com o modelo da equação (3.16)) : (a) resposta temporal, em malha fechada, a um degrau unitário aplicado na entrada do processo e (b) diagrama de Nyquist de GK e discos M.

controladores contínuos, que eram a seguir discretizados, antes da avaliação final, no Algoritmo 3.1. Essa avaliação final incluiu também o efeito da filtragem derivativa, com o parâmetro N_d obtido através de um procedimento de otimização. Nas tabelas 3.5(b) e 3.6(b) observa-se que, para os controladores resintonizados, as diferenças entre os valores de pico de S (e T), para os sistemas discreto e contínuo, foram menores do que 25%, exceto para o controlador K^+ , no caso 2 (Tabela 3.6 (b)), para o qual $(\|S(z)\|_\infty - \|S(s)\|_\infty)/\|S(s)\|_\infty = (1,826 - 1,278)/1,278 = 0,43$, ou seja, uma diferença de 43%.

Nesta seção, será apresentado, com o objetivo de comparação, um controlador projetado utilizando o modelo contínuo da equação (3.1), pelo método do Lugar das Raízes, para o qual serão analisados os efeitos da inclusão da filtragem derivativa e posterior discretização.

Para o projeto desse novo controlador, foi adotada aproximação de Padé de quarta ordem para o tempo morto do modelo. Foram inicialmente selecionados um pólo na origem e dois zeros do controlador, em 0,006 e 0,001, e depois se ajustou o ganho até obter um par de pólos complexos (dominantes) com fator de amortecimento igual a 0,707 (que é utilizado, por exemplo, na minimização do critério ITAE). O controlador obtido é representado pela função de transferência da equação (3.25), que depois foi convertida para a estrutura dada pela equação (2.5), para obtenção dos parâmetros k_p , T_i e T_d mostrados na Tabela 3.4.

$$K_{LR}(s) = \frac{3000(s + 0.001)(s + 0.006)}{s} \quad (3.25)$$

O controlador da equação (3.25) é impróprio, mas pode ser tornado próprio pela inclusão da filtragem derivativa. A Tabela 3.7, mostra o efeito da inclusão da filtragem derivativa sobre os valores de pico de S e T, para o sistema contínuo. No cálculo das funções de transferência S(s) e T(s) foi adotada aproximação de Padé de quarta ordem para o tempo morto. Na Tabela 3.7 observa-se que a adoção de $N_d = 10$ resulta em valores bastante elevados de $\|S(s)\|_\infty$ e $\|T(s)\|_\infty$ (acima de 3,2), mas o aumento de N_d implica em uma redução desses valores. Para $N_d = 100$, esses valores são inferiores a 1,75.

A Figura 3.45 mostra a resposta temporal em malha fechada, para os sistemas contínuos, com os controladores K^+ do caso 2 e K_{LR} com $N_d = 100$. As respostas de VC, nessa figura, são compatíveis com os valores de k_i para os dois controladores, $k_i = 0,01800$, para PID LR (Tabela 3.4), e $k_i = 0,04457$, para K^+ (Tabela 3.6 (a)). O maior valor de k_i , para K^+ , indica um menor valor de IE para esse controlador, à perturbação em degrau na entrada, em relação ao controlador PID LR. Por outro lado, a resposta de VC do

N_d	100	50	20	10
$\ S(s)\ _\infty$	1,712	1,872	2,453	3,788
$\ T(s)\ _\infty$	1,304	1,427	1,947	3,270

Tabela 3.7. Picos de S e T, para sistemas contínuos (aproximação de Padé de quarta ordem do tempo morto) com o controlador PID LR, com diferentes valores de N_d .

discretização backward									
N_d	100	50	20	10	N_d	100	50	20	10
$\ S(z)\ _\infty$	11,93	18,14	∞	∞	$\ S(z)\ _\infty$	1,825	2,003	2,651	4,191
$\ T(z)\ _\infty$	11,22	17,39	∞	∞	$\ T(z)\ _\infty$	1,388	1,533	2,131	3,665
$T_a = 15s$					$T_a = 1s$				

discretização bilinear (Tustin)									
N_d	100	50	20	10	N_d	100	50	20	10
$\ S(z)\ _\infty$	3,326	4,002	7,968	∞	$\ S(z)\ _\infty$	1,767	1,938	2,566	4,059
$\ T(z)\ _\infty$	2,707	3,363	7,293	∞	$\ T(z)\ _\infty$	1,344	1,479	2,049	3,532
$T_d > N_d T_a / 2$	-	-	-	✓	$T_d > N_d T_a / 2$	✓	✓	✓	✓
$T_a = 15s$					$T_a = 1s$				

Tabela 3.8. Picos de S e T versus N_d com o controlador PID LR, com diferentes tipos de discretização, e períodos de amostragem.

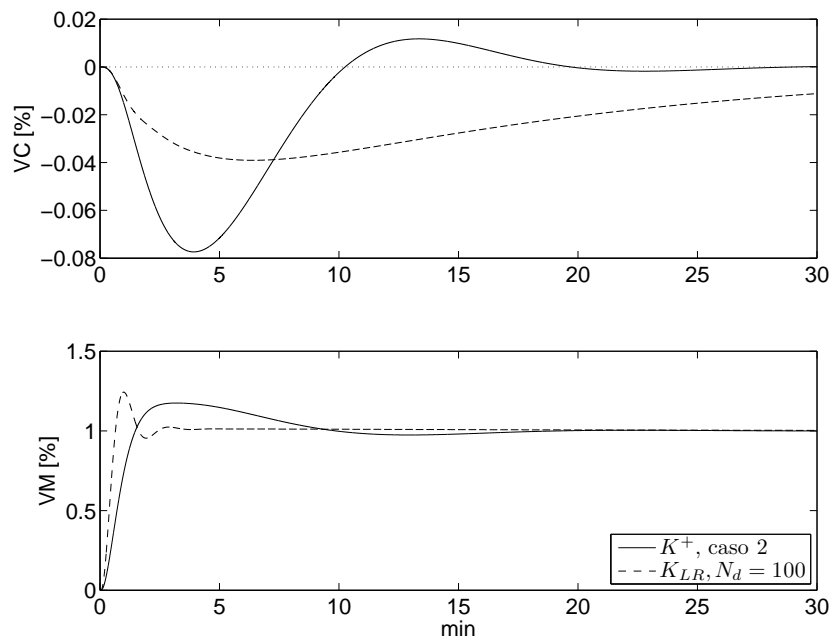


Figura 3.45. Caso 3: Resposta temporal em malha fechada, com controladores K^+ (caso 2) e K_{LR} , sistemas contínuos, para uma perturbação em degrau na entrada do processo.

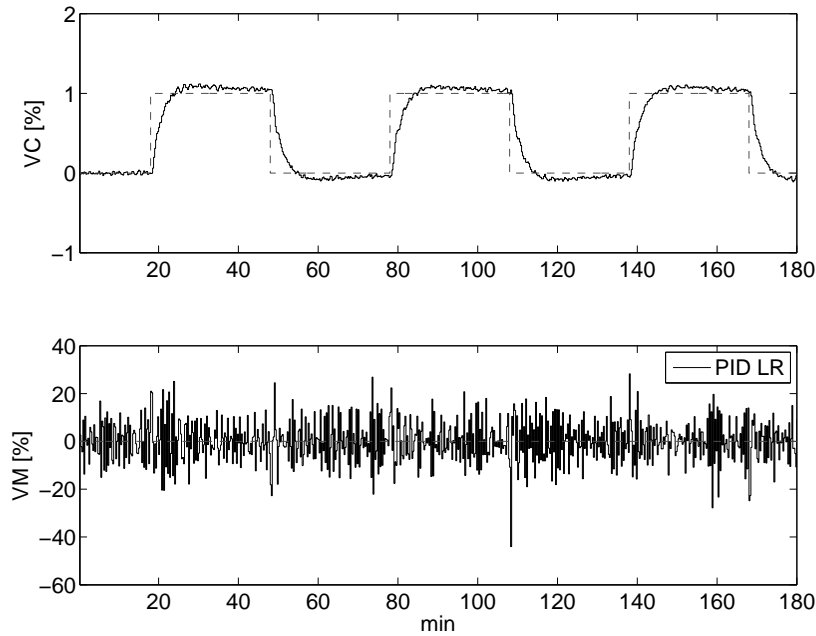


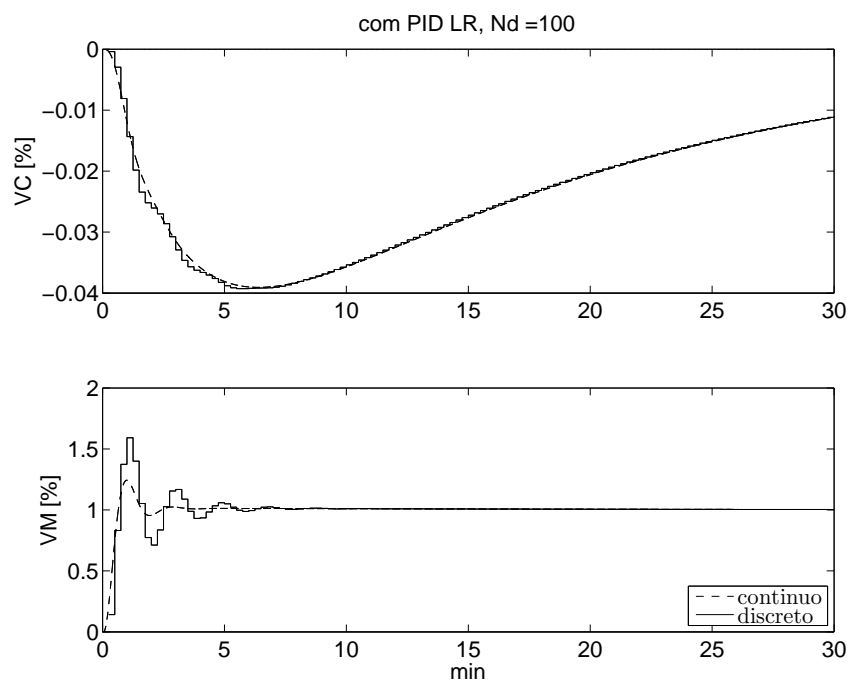
Figura 3.46. Caso 3: Simulação com G (equação (3.16)) e com o controlador K_{LR} , com $N_d = 100$ e discretização bilinear.

controlador PID LR, apresenta-se mais amortecida, e com um valor mínimo, transitório, inferior ao do outro controlador.

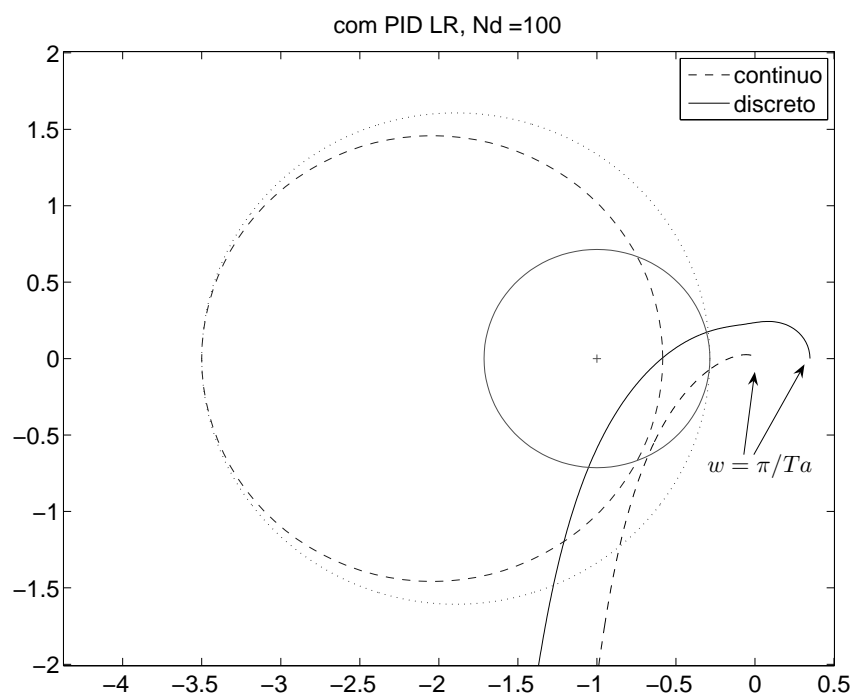
Algumas limitações do controlador PID LR, em relação aos controladores apresentados nas seções anteriores, ficam mais evidentes quando se realiza a discretização desse controlador.

A Tabela 3.8 mostra os valores de pico de $S(z)$ e $T(z)$, para o controlador PID LR, com diferentes valores de N_d , tipos de discretização (*backward* e bilinear) e períodos de amostragem (15 s e 1 s). Pode-se observar que, para o período de amostragem de 15 s, como nos controladores das seções anteriores, o menor valor de $\|S(z)\|_\infty$, obtido para a discretização bilinear e $N_d = 100$, é de 3,326, que excede, em 100%, o valor $\|S(s)\|_\infty$, 1,712. Além disso, o controlador, com $N_d = 100$, não atende à condição $T_d > N_d T_a / 2$, normalmente imposta quando se adota a discretização bilinear, para evitar o fenômeno denominado *ringing* [8, cap. 13]. A Figura 3.46, equivalente às figuras 3.22 e 3.34, mostra, para o controlador PID LR, uma acentuada amplificação de ruído de alta frequência, associada à violação da condição anterior.

A Figura 3.47 mostra as respostas em malha fechada, para os sistemas contínuo e discreto, com o controlador PID LR, também com $N_d = 100$, e discretização bilinear, em uma simulação sem ruído de medição. Comparadas às respostas obtidas com o controlador K^+ (Figura 3.44), o controlador PID LR apresenta uma menor M-robustez (caracterizada



(a)



(b)

Figura 3.47. Respostas com o controlador K_{LR} , para sistemas em tempo contínuo (com o modelo da equação (3.1)) e discreto (com o modelo da equação (3.16) e discretização bilinear do controlador) : (a) resposta temporal, em malha fechada, a um degrau unitário aplicado na entrada do processo e (b) diagrama de Nyquist de GK e discos M.

por uma maior violação dos discos M_s e M_t), e também uma maior discrepância entre as respostas em frequência, em especial na frequência de Nyquist (π/T_a rad/s), entre os sistemas contínuo e discreto (Figura 3.47 (b)).

Analisando novamente a Tabela 3.8, pode-se observar que, para um período de amostragem igual a 1 s, os valores de pico de S e de T, para os sistemas contínuo e discreto, se aproximam para todos os valores de N_a , para ambos os métodos de discretização, *backward* e bilinear.

3.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo, o método SMIGO foi utilizado em dois problemas relativos à sintonia de controladores PID: (a) a transição entre controladores PI e PID e (b) a resintonia a partir de um controlador já em operação, estabilizante.

Mostrou-se, na Seção 3.2, que o método SMIGO permite realizar a transição entre controladores PI e PID de forma sistemática, sem recorrer a técnicas de redução de modelos, comumente utilizadas na literatura. Foram feitas comparações entre controladores SMIGO e IMC, sendo que, para esses últimos, foram utilizados modelos reduzidos, de primeira e de segunda ordens, para projeto de controladores PI e PID, respectivamente.

Na Seção 3.3, apresentou-se um problema *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , conforme a formulação genérica apresentada na Seção 1.3, utilizando controladores SMIGO, tanto como filtro de ponderação, como também como possíveis soluções sub-ótimas para o problema, restringindo a busca a controladores com frequências de tangência próximas à do controlador inicial. O problema apresentado na Seção 3.3 teve como objetivo fundamentar a proposição, na Seção 3.4, de um método de resintonia de controladores PID partindo de controladores iniciais que não sejam, necessariamente, projetados pelo método SMIGO. Outro resultado apresentado na Seção 3.3 é proposição do ajuste da filtragem da ação derivativa através de um procedimento de otimização com restrições. Mostrou-se que tal procedimento permite evitar variações bruscas da margem de estabilidade generalizada, quando ocorre, no espaço de busca de controladores SMIGO, a mudança de estrutura de PI para PID.

Na Seção 3.4 foi proposto um método de resintonia também baseado no método *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , mas selecionando, como filtro de ponderação, um controlador estabilizante PID, não necessariamente projetado pelo método SMIGO, como na Seção 3.3. Assim como na Seção 3.3, o algoritmo proposto na Seção 3.4 restringe o espaço de busca por soluções sub-ótimas ao conjunto dos controladores SMIGO, mas utilizando a frequência de cruzamento de ganho inicial como referência para construção do intervalo de frequências

de tangência dos controladores candidatos (e não w_{tan0} , como na Seção 3.3). O algoritmo proposto apresenta ainda a opção de se escolher controladores que enfatizem as características de robustez, desempenho ou redução do esforço de controle. Mostrou-se que o método proposto permite utilizar modelos identificados, em malha fechada, pelo método indireto, a despeito da singularidade neles contida, associada à existência de ação integral no controlador inicial.

Exemplos de simulação ilustraram o método de resintonia proposto, destacando os efeitos da discretização sobre a robustez dos controladores projetados.

CAPÍTULO 4

APLICAÇÃO NO SISTEMA DE TANQUES INTERATIVOS

Neste capítulo, serão mostrados resultados da aplicação, em uma planta piloto de controle de nível, do método de ressonância proposto. São comparados dados reais e simulados, com modelos identificados em malha fechada e modelos físicos da planta piloto.

4.1 DESCRIÇÃO SUCINTA DO STI

O Sistema de Tanques Interativos (STI) é uma planta de laboratório composta de sensores e atuadores industriais, e já foi utilizado na avaliação de diversas estratégias de controle: convencionais, adaptativas e robustas [2, 19, 18, 73, 87, 88]. O diagrama esquemático do STI é mostrado na Figura 4.1.

A variação da dinâmica de nível em função do sinal de comando para a válvula FV-01 pode ser representada, em uma faixa de operação bastante ampla, pela equação (4.1), com $0,0032 \leq \bar{k}_1 \leq 0,036$ e $0,006 \leq \bar{k}_2 \leq 0,0133$ [88].

$$G_{fis}(\bar{k}_1, \bar{k}_2, s) = \left[\begin{array}{cc|c} -\bar{k}_1 & \bar{k}_1 & \bar{k}_2 \\ \bar{k}_1 & -\bar{k}_1 & 0 \\ \hline 0 & 1 & 0 \end{array} \right] = \frac{\bar{k}_1 \bar{k}_2}{s(s + 2\bar{k}_1)} \quad (4.1)$$

O parâmetro \bar{k}_1 sofre grande influência da válvula FV-04, que acopla os tanques TQ-02 e TQ-03, e também é afetado pela diferença de nível entre esses dois tanques. A Tabela 4.1 mostra alguns valores máximos e mínimos de \bar{k}_1 em função da abertura da válvula FV-04. A variação do parâmetro \bar{k}_2 está relacionada à característica não linear da válvula FVC-01 [88].

Considerando-se valores fixos para os parâmetros \bar{k}_1 e \bar{k}_2 , os modelos da equação (4.1) não apresentam nenhuma restrição fundamental que limite a banda de passagem atingível, como tempo morto ou zeros de fase não-mínima. O desempenho do sistema real, no entanto, além ser afetado em maior ou menor grau por dinâmicas não modeladas ou incertezas paramétricas em relação ao modelo nominal, está sujeito a limitações práticas

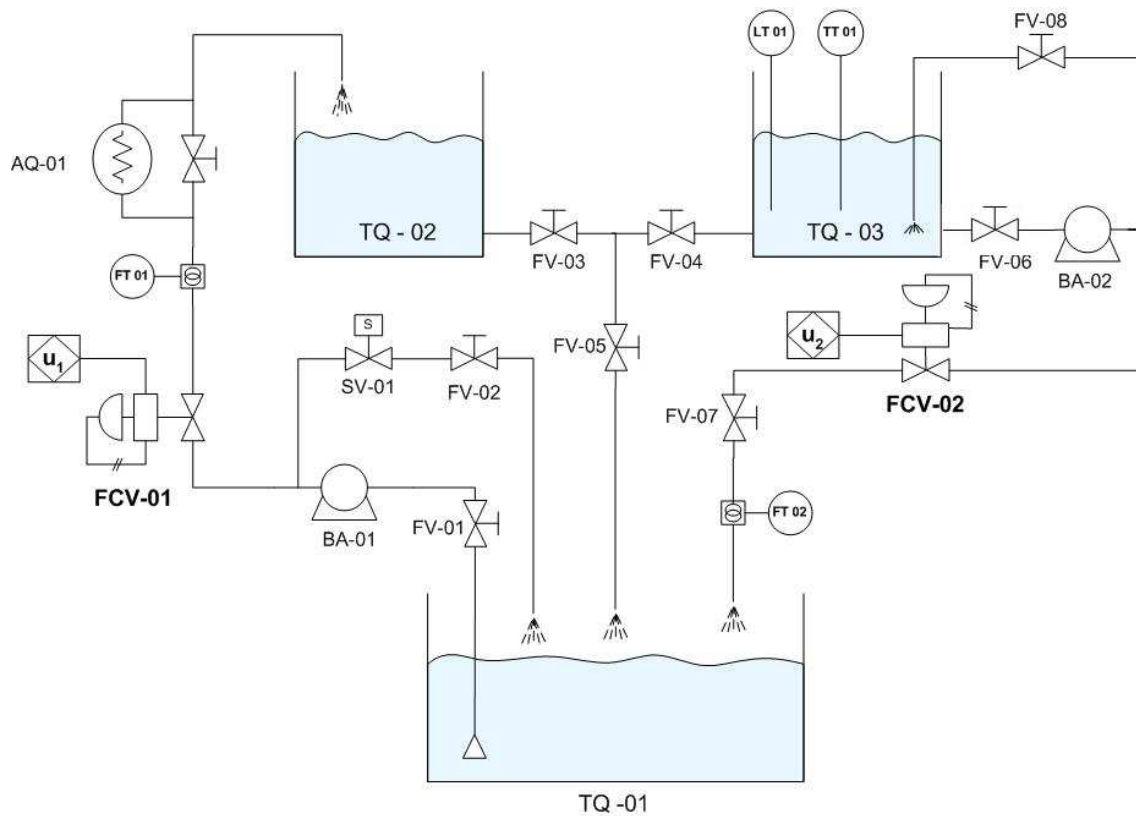


Figura 4.1. Diagrama esquemático do Sistema de Tanques Iterativo

adicionais. Um exemplo é a necessidade de se limitar a amplificação dos ruídos de alta-frequência na saída do controlador, que tende a se acentuar quando se aumenta a banda de passagem da malha de controle. Essa restrição é particularmente acentuada em sistemas com baixa resolução do conversor A/D, como é comum em sistemas industriais. No sistema de tanques iterativos, a aquisição de dados é realizada através de um PLC com 10 bits de resolução nas entradas analógicas.

Nas seções seguintes serão aplicados os métodos propostos nos capítulos 2 e 3, para um ponto de operação específico do STI.

	Abertura de FV-04				
	100%	50%	40%	30 %	20%
\bar{k}_1^{min}	0,023	0,14	0,01	0,0062	0,0032
\bar{k}_1^{max}	0,036	0,029	0,02	0,014	0,0085

Tabela 4.1. Valores de \bar{k}_1 em função da abertura de FV-04 [88].

4.2 CASO 1: PID INICIAL AMIGO

No caso 1, foi projetado um controlador PID pelo método AMIGO (*approximate MIGO* [8]), que foi utilizado como controlador inicial, para identificação em malha fechada e ressonância através do método SMIGO.

O modelo dinâmico, para síntese do controlador, foi obtido adotando-se os valores $\bar{k}_1 = 0,0032$ e $\bar{k}_2 = 0,006$, na equação (4.1), e é dado pela equação (4.2). Esses valores correspondem ao menor valor de \bar{k}_2 , na faixa mencionada anteriormente, e o valor mínimo de \bar{k}_1 , para a válvula FV-04 com 20% de abertura (o que equivale a a 8 voltas de fechamento na referida válvula).

$$G_{fis1}(s) = \frac{1,92 \times 10^{-5}}{s(s + 0,0064)} = \frac{0,003}{s(156,25s + 1)} \quad (4.2)$$

O método AMIGO baseia-se no teste de resposta ao degrau do processo [8]. Para o processo dado pela equação (4.2), os parâmetros obtidos nesse teste (que correspondem a um modelo integrador mais tempo morto) são :

$$K_v = 0,0030; \quad t_m = 156,25 \text{ s} \quad (4.3)$$

Os parâmetros do controlador PID-AMIGO são calculados pela equação (4.4) [8, capítulo 7], e mostrados na Tabela 4.2.

$$k_p = \frac{0,45}{K_v t_m}; \quad T_i = 8t_m; \quad T_d = 0,5t_m \quad (4.4)$$

Para esse controlador inicial, K_0 , adotou-se um tempo de amostragem de 1 s, o que representa uma amostragem rápida em relação ao tempo de amostragem comumente adotado no STI, de 15 s, para o controle de nível. Adotou-se $N_d = 10$ para o filtro derivativo.

A função de transferência desse controlador, discretizado pelo método de diferenças *backward*, é mostrada na equação (4.5).

$$\hat{K}_0(z) = \frac{9,4750435 - 18,840219z^{-1} + 9,3652627z^{-2}}{1 - 1,8864926z^{-1} + 0,8864926z^{-2}} \quad (4.5)$$

A Figura 4.2 (a) mostra um experimento realizado com o controlador K_0 , cujos dados foram utilizados para identificação de um modelo do processo para ressonância do controlador. A título de comparação, é mostrado na Figura 4.2 (b) um experimento semelhante (exceto pela amplitude do sinal de prova) com o controlador ressonantizado, obtido atra-

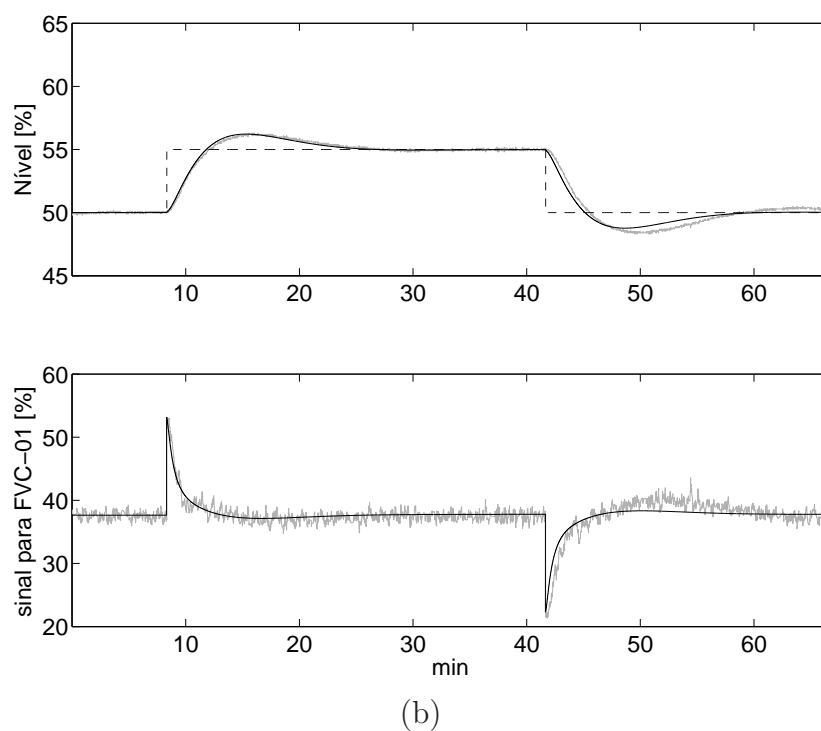
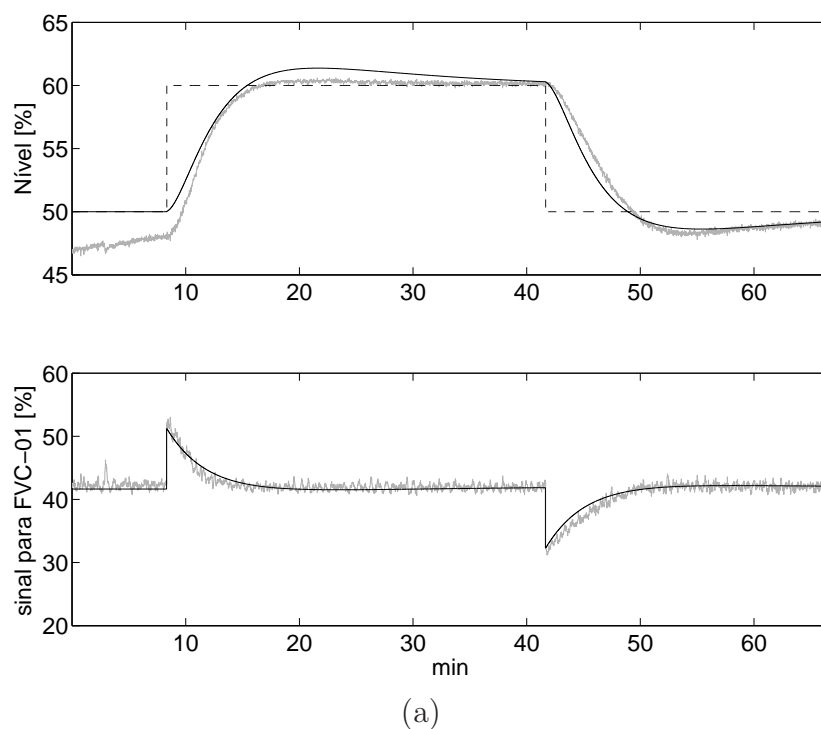


Figura 4.2. Experimento em malha fechada de controle de nível, caso 1, com dados reais e simulados com o modelo identificado: (a) controlador inicial, K_0 (@tq0107); (b) novo controlador, K^+ (@tq0407) Condições operacionais: FV-04 com 20% de abertura (8 volts) e vazão de saída (FT-02) controlada em 60%.

	k_p	T_i	T_d	N_d	k_i
K_0	0,9604	1250	78,10	10	0,0007686
K^+	3,123	331,1	97,93	10	0,0094321

Tabela 4.2. Parâmetros dos controladores no caso 1.

vés dos procedimentos descritos a seguir. Em ambos os experimentos, observa-se uma boa concordância entre os dados reais e simulados, com pequenas discrepâncias no período transitório inicial, na Figura 4.2 (a) e após a transição descendente da variável de referência, nas Figura 4.2 (a) e (b). A discrepância entre os dados reais e simulados, no período transitório inicial, se justificam, em parte, pela existência de condições iniciais não nulas, no experimento real, que não são incluídas na simulação. Observa-se que o controlador ressintonizado (Figura 4.2 (b)) proporcionou um tempo de acomodação menor do que o que foi obtido com o controlador inicial (Figura 4.2 (a)).

Descreve-se a seguir os procedimentos para ressintonia do controlador original. Os dados do gráfico superior da Figura 4.2 (a) foram utilizados para a identificação da função sensibilidade complementar. Para identificação dessa função de transferência, os sinais das variáveis de referência e controlada foram subtraídos de 50% (valor inicial da variável de referência) e realizada uma pré-filtragem desses sinais, conforme procedimento descrito no Apêndice D. A seguir, foi identificado um modelo do tipo erro na saída (oe), que é mostrado na equação (4.6).

$$\hat{T}(z) = \frac{0,0059562883z^{-1} - 0,0059505372z^{-2}}{1 - 1,993991z^{-1} + 0,99399691z^{-2}} \quad (4.6)$$

A partir da função de transferência mostrada na equação (4.6), o modelo do processo foi obtido pelo método indireto, conforme procedimento descrito pela equação (3.14). As funções de transferência \hat{L} e \hat{G} são mostradas nas equações (4.7) e (4.8), respectivamente.

$$\hat{L} = \frac{0,0059562883z^{-1} - 0,0059505372z^{-2}}{1 - 1,999947288z^{-1} + 0,9999474472z^{-2}} \quad (4.7)$$

$$\hat{G} = \frac{0,0006286291244928z^{-1} - 0,001813926342528z^{-2} + 0,001742034220132z^{-3} - 0,0005567370020829z^{-4}}{1 - 3,988351773953z^{-1} + 5,965065295406z^{-2} - 3,965075266621z^{-3} + 0,9883617451701z^{-4}} \quad (4.8)$$

Com o modelo \hat{G} , um novo controlador PID SMIGO foi sintetizado, K^+ , visando aumentar o desempenho como regulador, mas com margem de estabilidade limitada em

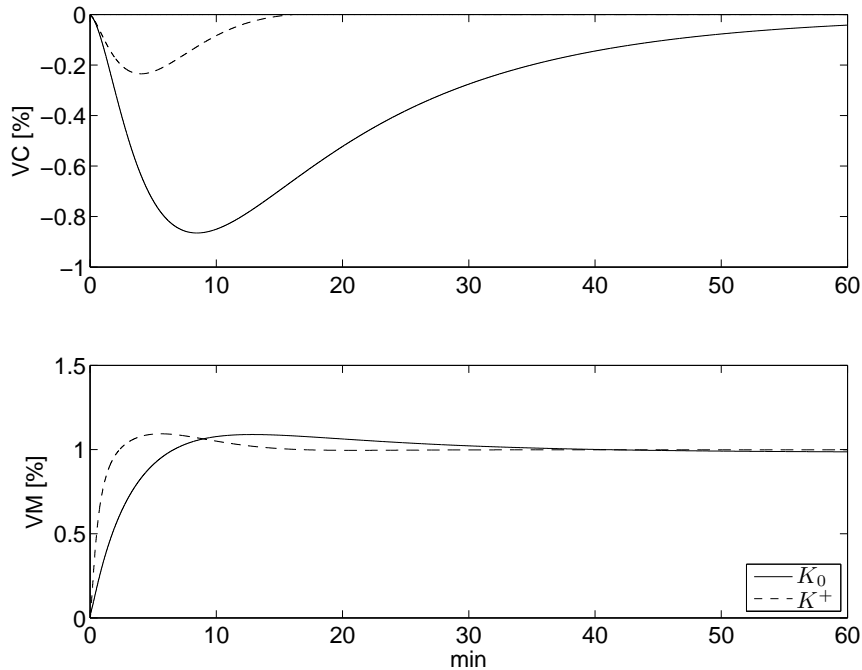


Figura 4.3. Simulações da resposta em malha fechada a perturbação em degrau, com os controladores K_0 (linha contínua) e K^+ (linha tracejada), com o modelo identificado.

0,25. Esse controlador corresponde à resposta mostrada anteriormente na Figura 4.2 (b), e os seus parâmetros também são mostrados na Tabela 4.2. Para esse controlador, também foi adotado $N_d = 10$ para o filtro derivativo.

Na Figura 4.3 são mostradas simulações de respostas ao degrau aplicado na entrada do processo, com o modelo identificado, para os dois controladores. Observa-se uma resposta muito mais rápida para o novo controlador, o que atende ao objetivo proposto, de se aumentar a rejeição a perturbação de baixa frequência na entrada do processo. Nessas simulações, e também em simulações subsequentes, não foi realizado nenhum tratamento específico da singularidade presente no modelo, embora deva-se destacar a possibilidade de deteriorização da resposta, para intervalos de simulação e/ou níveis de *offset* elevados. Uma alternativa para a eliminação da singularidade é apresentada em [42].

Já a Figura 4.4 apresenta uma versão simulada do próprio experimento de identificação. Essa é uma simulação não ruidosa, e sem os níveis de *offset* presentes no experimento original. Observa-se uma discrepância significativa entre as respostas obtidas com o modelo identificado e com o modelo físico G_{fis1} (equação (4.2)), discretizado com tempo de amostragem de 1 s.

Um segundo modelo físico, cujos parâmetros foram ajustados por tentativa e erro, também tem suas respostas mostradas na Figura 4.4, e apresenta uma maior concordância

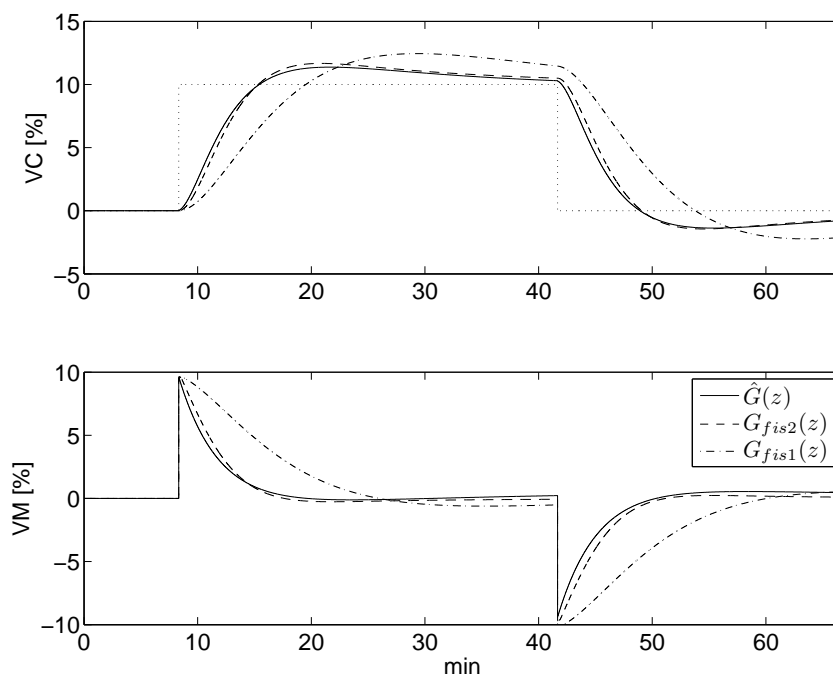


Figura 4.4. Simulação do experimento @tq0107, com modelos identificado ($\hat{G}(z)$) e físicos ($G_{fis1}(z)$ e $G_{fis2}(z)$).

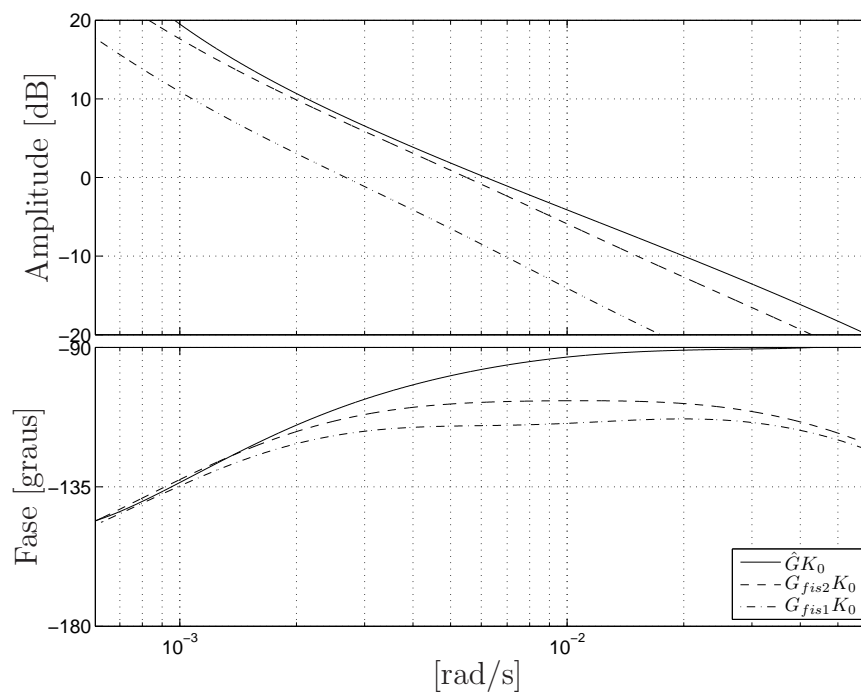


Figura 4.5. Resposta em frequência GK_0 , com modelos identificado, $\hat{G}(z)$, e físicos, $G_{fis1}(z)$ e $G_{fis2}(z)$.

com os resultados obtidos com o modelo identificado. Os parâmetros para esse segundo modelo físico são mostrados na equação (4.9), e a função de transferência correspondente é mostrada na equação (4.10).

$$\bar{k}_1 = 0,0042; \quad \bar{k}_2 = 0,0129 \quad (4.9)$$

$$G_{fis2}(s) = \frac{5,412 \times 10^{-5}}{s(s + 0,008368)} = \frac{0,0065}{s(119,50s + 1)} \quad (4.10)$$

O modelo da equação (4.10) foi discretizado, com amostrador de ordem zero e período de amostragem de 1 s.

A Figura 4.5 mostra as respostas em frequência, em malha aberta (GK), para os modelos identificado e físicos. O centro desse gráfico corresponde à frequência de cruzamento de ganho estimada, e cobre um intervalo de menos uma década até mais uma década em relação àquela frequência. Há uma grande similaridade entre as respostas observadas para o modelo identificado e G_{fis2} , para o intervalo à esquerda, no gráfico, mas diferenças significativas são observadas à direita, principalmente na resposta de fase.

Nas figuras 4.6 e 4.7 são observados resultados semelhantes aos das figuras 4.4 e 4.5, agora para o novo controlador. Também aqui se observa que o segundo modelo físico, ajustado por tentativa e erro, apresenta respostas mais próximas das que são obtidas com o modelo identificado, e também apresenta, em relação a esse, diferenças significativas na resposta de fase para frequências à direita do intervalo.

4.3 CASO 2: PI INICIAL BASEADO EM ZIEGLER-NICHOLS

No caso 2, foram utilizados parâmetros do controlador de nível citado em [19]. Esses parâmetros são mostrados na Tabela 4.3 e foram obtidos a partir do método de Ziegler-Nichols frequencial ($\hat{K}_u = 70$ e $\hat{T}_u = 350s$), e com um ajuste, posterior, através de simulações. O tempo de amostragem adotado em [19, Figura 4-78], de 15 s, difere do que foi aqui adotado, de 5 s. A função de transferência desse controlador, discretizada pelo método de diferenças *backward*, é mostrada na equação (4.11).

$$\hat{K}_0(z) = \frac{15,258621 - 15z^{-1}}{1 - 1z^{-1}} \quad (4.11)$$

Os dados utilizados para identificação do modelo do processo são mostrados na Figura 4.8. A identificação, também nesse caso, foi realizada pelo método indireto. A função de sensibilidade complementar identificada é mostrada na equação (4.12).

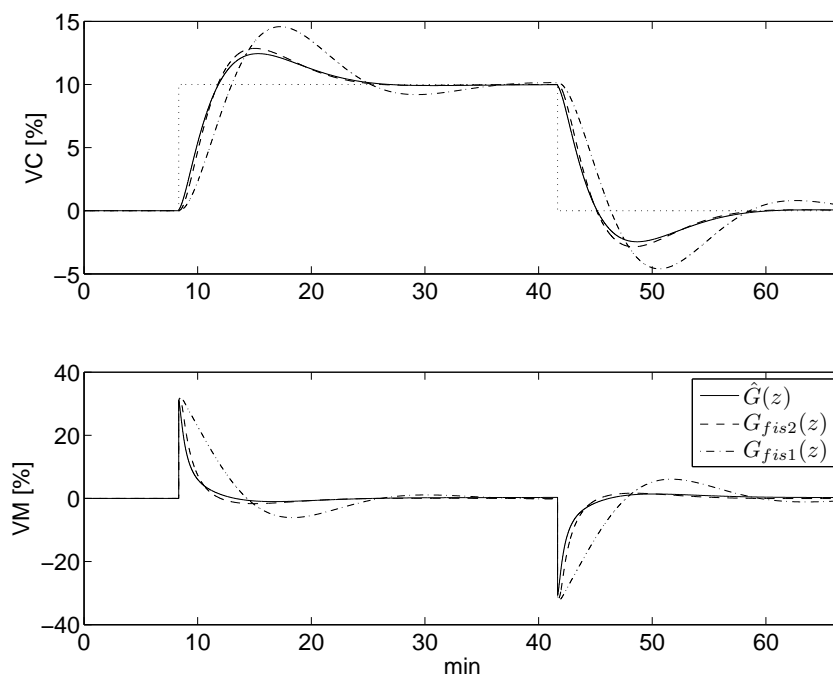


Figura 4.6. Simulação com o novo controlador, K^+ , com modelos identificado, $\hat{G}(z)$, e físicos, $G_{fis1}(z)$ e $G_{fis2}(z)$.

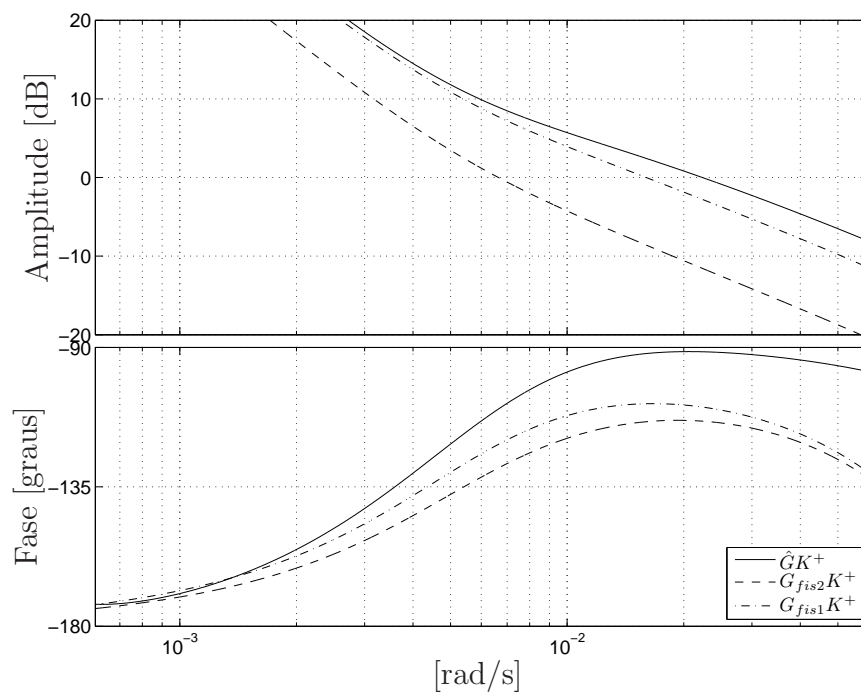


Figura 4.7. Resposta em frequência GK^+ , com modelos identificado, $\hat{G}(z)$, e físicos, $G_{fis1}(z)$ e $G_{fis2}(z)$.

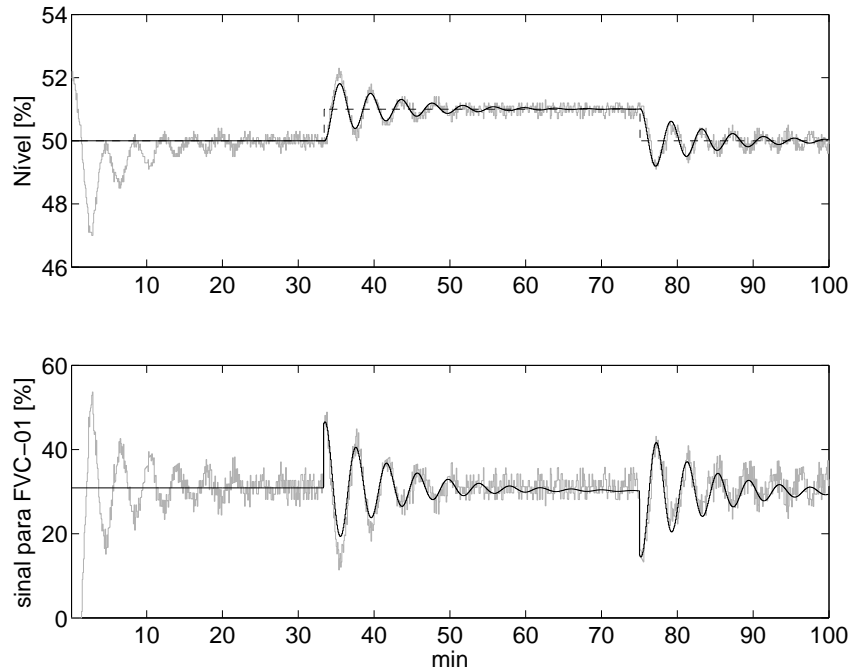


Figura 4.8. Experimento em malha fechada de controle de nível, caso 2 (@tq0605) : dados reais e simulados com o modelo identificado. Condições operacionais: FV-04 com 8 volts e vazão de saída (FT-02) controlada em 40%.

	k_p	T_i	T_d	N_d	k_i
K_0	15	290	-	-	0,05172
K^*	7,962	159,4	52,37	3,518	0,04995

Tabela 4.3. Parâmetros dos controladores no caso 2.

$$\hat{T} = \frac{-0,0055497042z^{-1} + 0,022304494z^{-2}}{1 - 1,9622541z^{-1} + 0,97883612z^{-2}} \quad (4.12)$$

Todos os dados das variáveis de referência e controlada, do experimento mostrado na Figura 4.8, foram utilizados para identificação, inclusive do período compreendido entre 0 e 30 min, que apresenta condições iniciais não nulas (em relação ao regime permanente correspondente, de 50% para as variáveis de referência e controlada). Observa-se também, para o gráfico inferior, um pequeno período de saturação na variável manipulada. A Figura 4.8 mostra, ainda, dados simulados com o modelo identificado, sobrepostos aos dados do experimento real. Observa-se uma boa concordância entre os dados reais e simulados, exceto pelo período transitório, o que é justificável uma vez que as condições iniciais não foram incluídas nessa simulação.

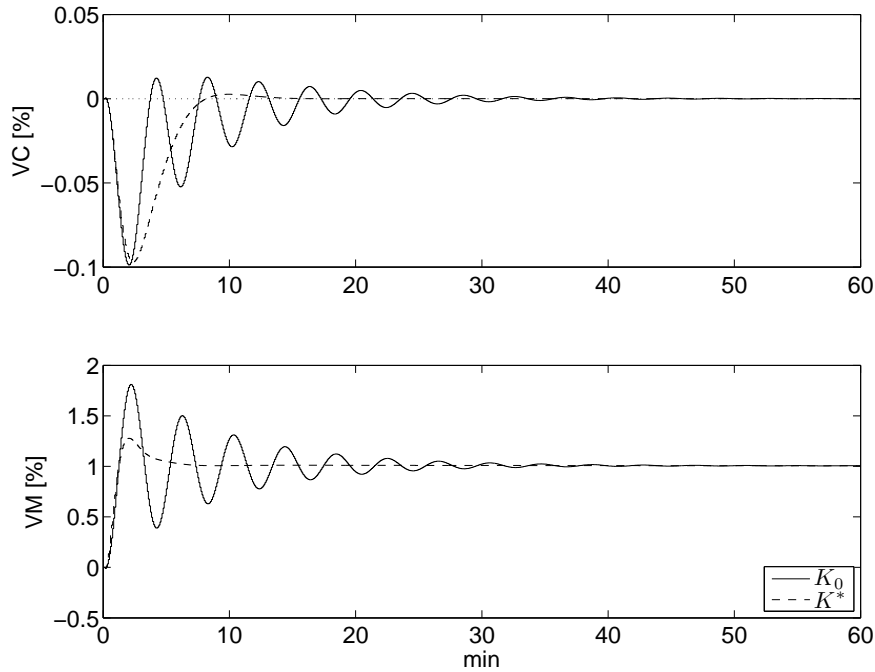


Figura 4.9. Simulações da resposta em malha fechada a perturbação em degrau, com os controladores K_0 e K^* , com o modelo identificado.

A partir do modelo identificado, aplicou-se o método apresentado no Capítulo 3, e obteve-se o controlador K^* , cujos parâmetros também são mostrados na Tabela 4.3. Esse controlador corresponde à máxima margem de estabilidade generalizada, tendo o controlador K_0 como filtro de ponderação. Neste trabalho, não foram realizados experimentos reais com o novo controlador, mas são apresentados resultados de simulação, utilizando o modelo identificado e o modelo físico G_{fis2} (equação (4.10)), apresentado no caso anterior.

A Figura 4.9, compara as respostas temporais simuladas, para os dois controladores, com o modelo identificado, a uma perturbação e degrau aplicada na entrada no processo. Conforme esperado, observa-se, para o novo controlador, uma resposta amortecida, ao contrário do controlador inicial, que apresenta uma resposta bastante oscilatória na rejeição à perturbação.

A Figura 4.10 mostra a relação entre margem de estabilidade generalizada e frequência de cruzamento de ganho normalizada, com divisão pela frequência de cruzamento de ganho inicial, w_{cg0} . São mostrados valores calculados com o modelo identificado e com o modelo físico G_{fis2} , observando-se curvas semelhantes para ambos os modelos.

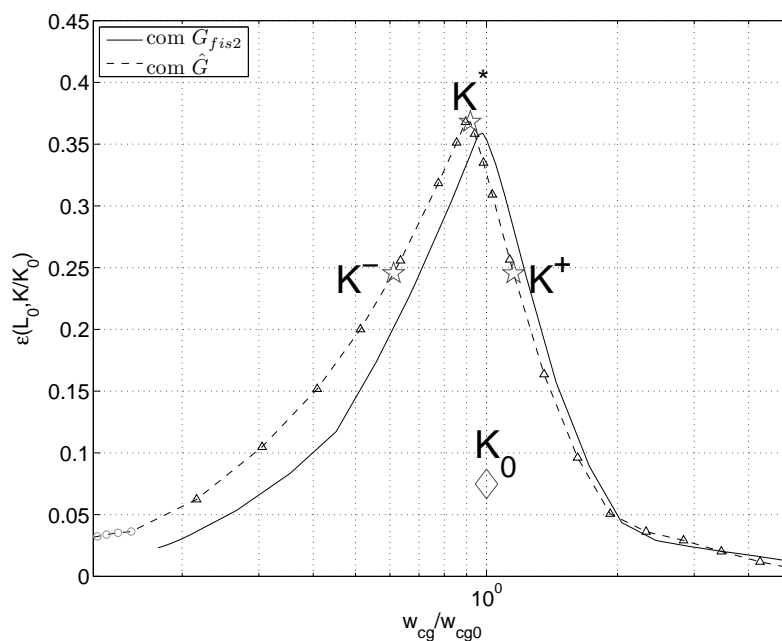


Figura 4.10. Margem de estabilidade generalizada, ponderada por K_0 , em função da frequência de cruzamento de ganho normalizada.

4.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram mostrados exemplos de aplicação, em uma planta piloto de laboratório, das metodologias proposta ao longo desta tese. Foram utilizados dados reais para a identificação de modelos, em malha fechada, e ressintonia dos controladores através de procedimentos descritos nos capítulos 2 e 3. Foram realizadas análise comparativas utilizando modelos identificados e modelos físicos da planta piloto.

Dois casos foram apresentados, o primeiro partindo de um controlador com desempenho conservador, mas robusto, e o segundo de um controlador com desempenho superior ao primeiro, mas oscilatório. Mostrou-se, nesses casos, tanto a possibilidade de aumentar desempenho regulador, mantendo a robustez do sistema, como aumentar a robustez do controlador inicial.

Os resultados obtidos apontam para a viabilidade da metodologia proposta em aplicações reais e, em especial, a possibilidade de se utilizar dados obtidos em malha fechada para a ressintonia cautelosa de controladores PID.

COMENTÁRIOS FINAIS, CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

5.1 DISCUSSÕES FINAIS E CONCLUSÕES

Nessa tese, tratou-se do problema da ressintonia de controladores PID, a partir de um controlador inicial, estabilizante, utilizando dados de experimentos em malha fechada, e com restrições sobre os picos das funções sensibilidade e sensibilidade complementar. Pode-se relacionar, dentre as suas principais contribuições, as seguintes:

- a apresentação do problema de ressintonia de controladores PID na forma de um problema *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ (Capítulo 1);
- a proposição, a partir do método MIGO, de novos algoritmos, em especial a sua versão sub-ótima, SMIGO (Capítulo 2);
- o desenvolvimento de um método de ressintonia para controladores PID baseado no método *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ e no método SMIGO (Capítulo 3);
- a utilização de modelos identificados em malha fechada, pelo método indireto, para projeto de controladores PID, a despeito do problema de singularidade (Capítulo 3).
- a aplicação do método de sintonia proposto a um sistema real (Capítulo 4).

A respeito dessas contribuições, pode-se tecer os seguintes comentários e conclusões:

1. **sobre a ressintonia de controladores PID na formulação *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ :**
A formulação proposta para a ressintonia de controladores PID parte do conceito de malha de controle ponderada, e substitui o filtro de ponderação, do método *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ tradicional, pelo controlador atual. Assume-se, a seguir, que o controlador atual e o novo controlador possuem estrutura PID, resultando em uma estrutura específica para o controlador ponderado (equação (1.3)). Essa abordagem difere do método

Loop-shaping tradicional, por restringir a busca pelo controlador ótimo ao espaço de parâmetros $(k_p \times T_i \times T_d \times N_d)$, resultando em um controlador de ordem reduzida. No método tradicional, o controlador sintetizado é, em geral, de ordem elevada podendo ter sua ordem reduzida, posteriormente, por técnicas de redução de modelos.

2. **sobre algoritmos derivados do método MIGO:** Dentre os algoritmos derivados, nesta tese, a partir do método MIGO, aquele que possui ligação direta com a ressonância PID *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , descrita anteriormente, é o método SMIGO (MIGO sub-ótimo); nesse método, o parâmetro de projeto, para a busca no espaço de parâmetros, é a frequência de tangência, w_{tan} . O método SMIGO pode ser considerado, também, como uma contribuição à parte (como foi a tônica do Capítulo 2), independente da sua utilização no método de ressonância proposto no Capítulo 3. A viabilidade dos algoritmos propostos foi comprovada através de exemplos de simulação, e os resultados comparados com os de controladores projetados pelo método MIGO original. As vantagens do método SMIGO, em relação ao método MIGO, incluem a possibilidade de se ajustar o desempenho, através do parâmetro w_{tan} , mantendo um determinado nível de robustez (por exemplo, para dessintonia do controlador PI/PID, em relação aos controladores PI/PID MIGO); em relação a métodos tradicionais de projeto baseados em modelo, uma vantagem do método SMIGO é que a informação necessária para a síntese do controlador restringe-se à resposta em frequência (e sua derivada primeira) na frequência de tangência, juntamente com a condição de monotonicidade decrescente (equação (2.13)). Outra vantagem do método SMIGO, em relação aos métodos convencionais de projeto de controladores PID, é a possibilidade de utilizar o modelo completo, sem a necessidade de se empregar técnicas de redução de modelo.
3. **sobre o método de ressonância proposto:** O método de ressonância proposto no Capítulo 3 representa uma implementação possível para a formulação genérica proposta no Capítulo 1, incluindo, como método de projeto, o SMIGO, e modelagem por meio de identificação indireta, em malha fechada. Mostra-se que, a despeito do problema de singularidade presente nesse tipo de identificação, ela pode ser utilizada em associação com o algoritmo SMIGO. O método SMIGO também foi apresentado, no Capítulo 3, como uma alternativa para a transição sistemática entre controladores PI e PID, com seleção automática da estrutura a partir do parâmetro w_{tan} especificado.
4. **sobre a aplicação experimental do método de ressonância proposto:** A aplicação do método de ressonância proposto, tanto a uma planta real, quanto ao modelo físico desta, aponta para a viabilidade do método em situações reais.

5. **limitações das propostas:** O método de ressonância aqui proposto aplica-se a processos com resposta monotonicamente decrescente (equação (2.13)), o que exclui, por exemplo, sistemas com picos de ressonância, dentre outros. No Algoritmo 3.1, assume-se que a característica de monotonicidade decrescente seja atendida, não havendo nenhum procedimento específico para lidar com a violação dessa condição.

5.2 SUGESTÕES DE CONTINUIDADE

Diversas questões, levantadas nesta tese, merecem investigação adicional. Seguem algumas sugestões para continuidade do trabalho aqui desenvolvido:

- Investigar e comparar outras opções de implementação da ressonância *Loop-shaping* \mathcal{H}_∞ , incluindo diferentes métodos de projeto e de identificação, por exemplo, o método IMC, a identificação indireta com parametrização taylor-made, etc.
- Investigar outras formas de seleção dos valores de m_s e m_t , nos métodos MIGO e SMIGO, e identificar casos em que um único parâmetro m , na restrição M , gera soluções aceitáveis ou não, pelo conservadorismo inerente a esse tipo de representação [58].
- Investigar outras formas de inicialização ou de ajuste de k_d , para o método SMIGO, além da que é proposta na equação (2.29).
- Incorporar, no método SMIGO, margem de retardo puro de tempo como critério de projeto. Conforme assinalado anteriormente em [59], uma especificação de projeto baseada nos picos das funções sensibilidade, como nos métodos MIGO e SMIGO, não permite garantir um valor especificado para essa margem. Essa questão tende a se tornar mais crítica para valores elevados de k_d .
- Investigar situações, relacionadas ao projeto de controladores pelo método SMIGO, em que a aproximação de Pade possa resultar em erros significativos no cálculo, a posteriori, de $\|S\|_\infty$ e $\|T\|_\infty$.
- Investigar a possibilidade de transição entre o controlador PID e o preditor de Smith, utilizando o método SMIGO.
- Incluir, no Algoritmo 3.1, o teste de monotonicidade decrescente, e investigar consequências e possíveis soluções para lidar com a violação dessa condição.

- Aplicar a metodologia aqui desenvolvida a outros casos reais, investigando, em especial, questões como a ressintonia em condições operacionais diferentes e a monitoração de desempenho, por exemplo.

APÊNDICE A

LOOP-SHAPING ROBUSTO E MÉTRICA ν -GAP

A.1 DEFINIÇÕES

Definição A.1 Margem de estabilidade generalizada

Dado um sistema em malha fechada $[G, K]$, composto por uma planta G e um controlador K , a margem de estabilidade generalizada, ou simplesmente margem de estabilidade pode ser definida como:

$$\epsilon_{G,K} \triangleq \begin{cases} \|\mathbf{H}(G, K)\|_{\infty}^{-1} & \text{se } \mathbf{H}(G, K) \in \mathcal{H}_{\infty} \\ \text{ou} & \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

- $\mathbf{H}(G, K)$ é definido pela equação (A.2);

$$\mathbf{H}(G, K) = \begin{bmatrix} GK/(1+GK) & G/(1+GK) \\ K/(1+GK) & 1/(1+GK) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

- A expressão $\mathbf{H}(G, K) \in \mathcal{H}_{\infty}$ equivale a dizer que $\mathbf{H}(G, K)$ é internamente estável [125, cap. 5].

■

Já que $\|\mathbf{H}\|_{\infty} = \sup_w \bar{\sigma}(\mathbf{H})$, onde $\bar{\sigma}$ é o maior valor singular de \mathbf{H} , pode-se também definir a versão frequencial de \mathbf{H} , mostrada a seguir.

Definição A.2 Margem de estabilidade generalizada frequencial

$$b_{G,K}(w) \triangleq [\bar{\sigma}(\mathbf{H}(G, K))]^{-1} \quad (\text{A.3})$$

■

As duas definições anteriores implicam que :

$$\epsilon_{G,K} = \begin{cases} \inf_w b_{G,K}(w) & \text{se } \mathbf{H}(G, K) \in \mathcal{H}_\infty \\ \text{ou} & \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

A.2 ESTABILIDADE ROBUSTA FACE A PERTURBAÇÃO COPRIMA

A margem de estabilidade generalizada está relacionada ao raio da perturbação, na forma coprime, que ainda garante estabilidade robusta. Isto é resumido no corolário a seguir [125].

Corolário A.1 *Seja G_Δ um conjunto incerto, na forma de perturbação coprime, dado por*

$$G_\Delta = (\tilde{M} + \Delta M)^{-1} (\tilde{N} + \Delta N)$$

Com:

- $\tilde{M}, \tilde{N}, \Delta M, \Delta N \in \mathcal{H}_\infty$
- $\left\| \begin{bmatrix} \Delta M & \Delta N \end{bmatrix} \right\|_\infty < \epsilon$
- (\tilde{M}, \tilde{N}) são fatores coprimos normalizados
- $G = \tilde{M}^{-1}\tilde{N}$ é um modelo nominal estritamente próprio para a planta

Então, um controlador K , internamente estabilizante para o modelo nominal G , estabiliza todo e qualquer elemento do conjunto G_Δ se e somente se:

$$\epsilon_{G,K} \geq \epsilon$$

Prova Este é um resultado padrão em muitos textos sobre Controle Robusto. Em [125], por exemplo, e pode ser obtido através do teorema 8.5, corolário 16.3, lema 16.4, complementados com a definição de margem de estabilidade generalizada aqui apresentada (Definição A.2).

■

A.3 PROCEDIMENTO BÁSICO LOOP-SHAPING ROBUSTO

Uma implicação do Corolário A.1 é que um controlador que maximize a margem de estabilidade generalizada, para determinado um modelo nominal, maximiza também o raio do conjunto incerto, na forma coprima, robustamente estabilizado por esse controlador. Essa é uma das motivações do método de síntese proposto por McFarlane e Glover, cujas etapas são descritas a seguir [45, 85, 125].

i) LOOP-SHAPING INICIAL:

Dado um modelo nominal, ajuste um filtro de ponderação W , de modo a obter uma função de transferência em malha aberta $G_W = GW$ adequada, ou seja, que atenda aos requisitos de desempenho relacionados às respostas em baixa frequência e em alta frequência¹. Neste ponto, apenas a resposta em amplitude é de interesse, ao contrário do loop-shaping clássico, em que a resposta em fase deve ser acompanhada desde o início.

ii) PROJETO SUB-ÓTIMO PARA ESTABILIDADE ROBUSTA

- Calcule ϵ_{max} , definido como:

$$\epsilon_{max} = \left[\min_{K'} \|\mathbf{H}(G_W, K')\|_{\infty} \right]^{-1} \quad (\text{A.5})$$

- Caso $\epsilon_{max} \ll 1$, retorne ao item *i*) e reajuste W_1 (e/ou W_2), se for o caso.
- Selecione $\epsilon_{proj} \leq \epsilon_{max}$, e então sintetize um controlador K_W satisfazendo:

$$\frac{1}{\|\mathbf{H}(G_W, K_W)\|_{\infty}} \geq \epsilon_{proj} \quad (\text{A.6})$$

iii) ABSORÇÃO DO FILTRO DE COMPENSAÇÃO:

Forme o controlador final, multiplicando o(s) filtro(s) de ponderação pelo controlador obtido no item *ii*)

$$K = WK_W \quad (\text{A.7})$$

¹No caso de sistemas multivariáveis, os valores singulares em malha aberta é que devem ser ajustados; também no caso multivariável pode ser necessário ajustar-se dois filtros, W_1 e W_2 para pré e pós-compensação, resultando em $G_W = W_1GW_2$.

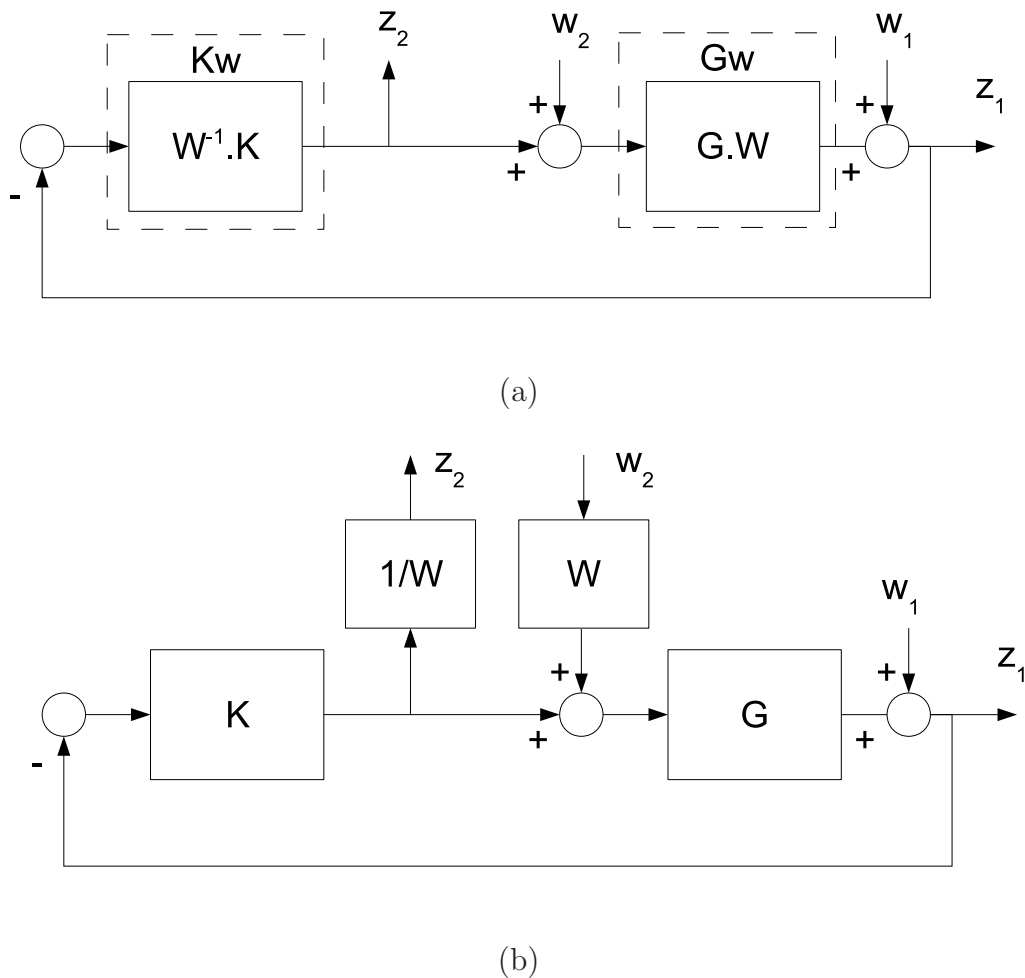


Figura A.1. Diagramas (equivalentes) que representam o problema Loop-shaping robusto, na formulação \mathcal{H}_∞ .

Observações

- As figuras A.1(a) e A.1(b) mostram dois diagramas, equivalentes, que representam a planta generalizada relativa ao problema *Loop-shaping* robusto, na formulação \mathcal{H}_∞ .
- O cálculo de ϵ_{max} pode ser realizado sem que se calcule, efetivamente, o controlador para o qual o valor máximo da margem de estabilidade generalizada é obtido, a partir da fatoração coprima da planta ponderada ($G_W = \tilde{M}_W^{-1} \tilde{N}_W$). Esse resultado é apresentado na equação (A.8), na qual $\|\cdot\|_H$ denota a norma de Hankel (máximo

valor singular de Hankel) [45, 125].

$$\epsilon_{max} = \sqrt{1 - \left\| \begin{bmatrix} \tilde{N}_W & \tilde{M}_W \end{bmatrix} \right\|_H^2} \quad (\text{A.8})$$

- Pode-se mostrar que $\epsilon = 1/\|\mathbf{H}(G_W, K_W)\|_\infty$, do controlador projetado, é uma medida não apenas de estabilidade robusta em malha fechada, mas também do sucesso do projeto em atender às especificações do *loop-shaping* original [85, 125]. Esse resultado é apresentado no corolário a seguir, cujos resultados podem ser obtidos nos Teoremas 16.10 e 16.11 de [125].

Corolário A.2 *Dados G_W e K_W , tais que a equação (A.9) seja satisfeita.*

$$\|\mathbf{H}(G_W, K_W)\|_\infty^{-1} \geq \epsilon \quad (\text{A.9})$$

Então:

$$\underline{\sigma}(K_W) >_{\approx} 1/\sqrt{1/\epsilon^2 - 1} \quad \text{se} \quad \underline{\sigma}(G_W) \gg \sqrt{1/\epsilon^2 - 1} \quad (\text{A.10})$$

e

$$\bar{\sigma}(K_W) <_{\approx} \sqrt{1/\epsilon^2 - 1} \quad \text{se} \quad \bar{\sigma}(G_W) \ll 1/\sqrt{1/\epsilon^2 - 1} \quad (\text{A.11})$$

Observação: Nas equações (A.10) e (A.11), $>_{\approx}$ ($<_{\approx}$) denota **assintotamente maior (menor) ou igual a**, para $\underline{\sigma}(G_W) \rightarrow \infty$.

■

- O Corolário A.2 permite definir, para uma planta monovariável, limitantes inferior (superior) para a resposta em frequência de $G_W K_W$, como desvios em relação à planta ponderada G_W , dados pela equação (A.12), em decibéis:

$$\Delta_\epsilon = 20 \log_{10}(\sqrt{1/(\epsilon)^2 - 1}) \text{ dB} \quad (\text{A.12})$$

A.4 A MÉTRICA ν -GAP

Tem-se destacado na literatura que o operador norma pode ser uma medida inadequada da distância entre dois sistemas em malha aberta, com relação ao projeto de sistemas em malha fechada [125]. Métricas alternativas foram propostas, entre elas, a métrica ν -gap. Uma definição da métrica ν -gap é apresentada a seguir, formulada como um problema de otimização.

Definição A.3 A distância ν -gap entre duas funções de transferência G_1 e G_2 é definida como [125]:

$$\delta_\nu(G_1, G_2) \triangleq \inf_{\substack{Q, Q^{-1} \in \mathcal{L}_\infty \\ \text{wno}(\det(Q)) = 0}} \left\| \begin{bmatrix} M_1 \\ N_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} M_2 \\ N_2 \end{bmatrix} Q \right\|_\infty \quad (\text{A.13})$$

Onde $G_1 = N_1 M_1^{-1}$ e $G_2 = N_2 M_2^{-1}$ são fatorações coprimas normalizadas das duas funções (ou matrizes) de transferência G_1 e G_2 .

Outra forma de definir ou de calcular a distância ν -gap, sem ter que encontrar as fatorações coprimas normalizadas de G_1 e G_2 , é dada pelo próximo teorema.

Teorema A.1 Dados dois sistemas G_1 e G_2 , a distância ν -gap entre eles pode ser obtida como [125]:

$$\delta_\nu(G_1, G_2) = \begin{cases} \sup_w \kappa(G_1(e^{jw}), G_2(e^{jw})), & \text{se } \mathcal{W}(G_1, G_2) = 0 \\ \text{ou} \\ 1, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

sendo que:

- $\kappa(G_1(e^{jw}), G_2(e^{jw}))$ é denominada “distância cordal”, definida, para sistemas SISO, como

$$\kappa(G_1(e^{jw}), G_2(e^{jw})) \triangleq \frac{|G_1 - G_2|}{\sqrt{1 + |G_2|^2} \sqrt{1 + |G_1|^2}}$$

- $\mathcal{W}(G_1, G_2) = \text{wno}(\det(1 + G_2^* G_1)) + \eta(G_1) - \tilde{\eta}(G_2)$
- $\text{wno}(g(s))$ é o número de envoltimentos, que é o número de envoltimentos no sentido horário, em torno da origem, pela função de transferência escalar $g(s)$, quando avaliada sobre o contorno de Nyquist (que é complemento do semi-plano esquerdo aberto (sistemas contínuos) ou do disco unitário aberto (sistemas discretos) [125].
- $G^*(e^{jw}) = G(e^{-jw})$
- $\eta(G)$: número de pólos no complemento do semi-plano esquerdo (ou disco unitário).
- $\tilde{\eta}(G)$: número de pólos no complemento do semi-plano esquerdo (ou disco unitário) aberto.

Prova Ver [125]

■

O teorema a seguir apresenta condições suficientes para estabilidade e desempenho robustos baseadas na métrica ν -gap e na distância cordal.

Teorema A.2 *Sejam (G_0, K) , um sistema internamente estável, e G_1 uma planta tal que $\delta_\nu(G_0, G_1) < 1$.*

Então são verdadeiras as seguintes afirmações:

a) (G_1, K) é internamente estável se

$$\epsilon_{G_1, K} \geq \delta_\nu(G_0, G_1) \quad (\text{A.15})$$

ou se

$$b_{G_1 K}(w) > \kappa(G_0, G_1)(w), \forall w. \quad (\text{A.16})$$

b) A margem de estabilidade generalizada da malha (G_1, K) é tal que:

$$\arcsin(\epsilon_{G_1, K}) \geq \arcsin(\epsilon_{G_0, K}) - \arcsin(\delta_\nu(G_0, G_1)) \quad (\text{A.17})$$

e

$$\arcsin(b_{G_1 K}(w)) \geq \arcsin(b_{G_0 K}(w)) - \arcsin(\kappa(G_0, G_1)(w)) \quad (\text{A.18})$$

c) A diferença entre $\mathbf{H}(G_1, K)$ e $\mathbf{H}(G_0, K)$ é tal que:

$$\delta_\nu(G_0, G_1) \leq \|\mathbf{H}(G_1, K) - \mathbf{H}(G_0, K)\|_\infty \leq \frac{\delta_\nu(G_0, G_1)}{\epsilon_{G_1, K} \epsilon_{G_0, K}} \quad (\text{A.19})$$

Prova [119] e [125, capítulo 17].

■

Observações

Na afirmação a) do Teorema A.2, a inequação (A.16) representa uma condição para estabilidade robusta menos conservadora do que a inequação (A.15).

Na afirmação b), a inequação (A.18) proporciona um limite menos conservador para a margem de estabilidade, ao calcular esse limite ponto a ponto no domínio da frequência, e não globalmente, como na inequação (A.17).

A afirmação c) apresenta limitantes inferiores e superiores para a deteriorização de desempenho da malha em relação à malha (G_1, K) , adotando-se, como critério de desempenho, a diferença entre a função sensibilidade generalizada dessa malha e da malha (G_0, K) . Observa-se que, para controladores razoáveis, ou seja, com valores de margem de estabilidade generalizada não muito baixos para ambas as plantas, a redução da distância ν -gap entre as duas plantas implica em sinais em malha fechada bem próximas para as duas malhas. Combinando-se as afirmações b) e c), conclui-se que, para um controlador projetado com boa margem de estabilidade generalizada, os sinais em malha fechada não se alteram significativamente se a planta for substituída por outra com pequena distância ν -gap em relação à primeira.

A.5 DEFINIÇÃO DE MALHA DE CONTROLE PONDERADA

Definição A.4 *Malha de controle ponderada*

Seja um par planta/controlador (G, K) , ambas funções de transferência próprias ou estritamente próprias.

Definem-se:

a) **função de ponderação admissível** a função de transferência W tal que GW e $W^{-1}K$ são também funções de transferência próprias ou estritamente próprias.

e

b) **malha de controle ponderada** o par (G_W, K_W) , com $G_W = (GW)$ e $K_W = (W^{-1}K)$, tais que G_W e K_W contêm apenas a parcela controlável e observável dos respectivos produtos.

Observação: Por construção, tem-se que

$$\mathbf{H}(G_W, K_W) = W^{-1}\mathbf{H}(G, K)W$$

$$W = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & W \end{bmatrix}$$

o que implica que $S(G, K) = S(G_W, K_W)$ e $T(G, K) = T(G_W, K_W)$.

■

As definições a seguir aplicam os conceitos de margem de estabilidade e métrica ν -gap para malhas ponderadas.

Definição A.5 Margem de estabilidade e métrica ν -gap ponderadas

A) Dado um par planta/controlador (G, K) e sejam (G_W, K_W) e W uma malha de controle ponderada e função de ponderação relacionados a (G, K) segundo a Definição A.4. As grandezas a seguir podem ser definidas :

- Margem de estabilidade frequencial ponderada

$$b^W(G, K)(w) \triangleq b(G_W, K_W)(w) \quad (\text{A.20})$$

- margem de estabilidade ponderada

$$\epsilon^W(G, K) \triangleq \epsilon(G_W, K_W) \quad (\text{A.21})$$

B) Dadas duas funções de transferência próprias ou estritamente próprias G_1 e G_2 , e uma função de transferência W , tais que G_1W e G_2W são próprias ou estritamente próprias, as grandezas a seguir podem ser definidas :

- métrica ν -gap ponderada

$$\delta_\nu^W(G_1, G_2) \triangleq \delta_\nu(G_1W, G_2W) \quad (\text{A.22})$$

- distância cordal ponderada

$$\kappa^W(G_1, G_2) \triangleq \kappa(G_1W, G_2W) \quad (\text{A.23})$$

- controlador admissível

$$K \in \{k / kW^{-1} \text{ é próprio ou estritamente próprio} \} \quad (\text{A.24})$$

■

A.6 A MÉTRICA ν -GAP NA IDENTIFICAÇÃO PARA CONTROLE

Como mencionado na Seção 1.2.2, a métrica ν -gap, que é um conceito que surgiu no campo do controle robusto [125], também tem motivado diversos trabalhos no campo da identificação para controle [17, 32, 31, 39, 62, 108, 120]. Em [26], por exemplo, a identificação baseada na métrica ν -gap constitui um elemento integrante de uma estratégia iterativa de identificação e controle.

A métrica ν -gap tem sido utilizada para se representar a incerteza entre o modelo identificado e o sistema real, no lugar de estruturas mais convencionais, como incerteza nas formas aditiva, multiplicativa, fatores coprimos, etc [4, 16, 23, 25, 26, 27, 32, 31, 39, 62, 120].

APÊNDICE B

OUTROS ALGORITMOS BASEADOS NO MÉTODO MIGO

B.1 PROCEDIMENTOS DE INICIALIZAÇÃO E OUTROS AJUSTES PARA O MÉTODO MIGO

Esta Seção propõe procedimentos de inicialização alternativos e outros ajustes para o método MIGO, para alguns casos específicos.

O Algoritmo 2.1 apresenta algumas limitações para determinados tipos de modelos. A frequência $w_{180+\arcsin(r/c)}$ por exemplo, não é definida para modelos de segunda ordem sem tempo morto, e de fase mínima. Para esse tipo de modelo, adicionalmente, o valor da frequência w_{180} só pode ser definido, no limite, como infinito. Para modelos com integração, também é possível que a frequência w_{90} só possa ser definida, no limite, como $w_{90} = 0$. No primeiro caso, a síntese do controlador PD (primeiro passo do Algoritmo 2.1) deve ser substituída por outro procedimento de inicialização. Uma alternativa é a criação de um grid de frequências no intervalo $[w_{PI}^* \ w_{PI}^*10^3]$, e a busca pelo primeiro máximo local de k_i (equação (2.11)) diretamente no grid de frequências, sem recorrer à equação (2.12) e ao método de bissecção. Em uma segunda etapa, o valor de k_i pode ser refinado pelo método de bissecção, ou através de um novo grid de frequências, mais denso.

O valor inicial de k_d , sugerido no algoritmo original como o valor de k_d obtido com a síntese do controlador PD, também requer alternativas para a sua obtenção, nos casos em que o controlador PD não puder ser sintetizado. Um opção é inicializar k_d como um múltiplo de $k_p^{PI}T_i^{PI}$, com k_p^{PI} e T_i^{PI} obtidos com a síntese do controlador PI.

A maximização de k_d , respeitando a restrição M, contribui para a maximização de k_i , o que, conforme mencionado na Seção 2.1, está associado à atenuação de distúrbios de baixa frequência. Esse ajuste/maximização de k_d , é, conforme mencionado em [8], parte integrante do método MIGO.

Na forma proposta de implementação do algoritmo MIGO, há opção de se maximizar k_d pelo método de bissecção, como um loop externo ao Algoritmo 2.1. O primeiro passo é a seleção de valores iniciais para k_d^{inf} e k_d^{sup} ($k_d^{inf} < k_d^{sup}$), para os quais a equação (2.11)

gera, respectivamente, soluções factíveis e não factíveis. Soluções factíveis correspondem a controladores estabilizantes e que atendem às restrições de robustez M_s e M_t especificadas, e não factíveis são aquelas em que qualquer uma dessas condições seja violada. Valores iniciais padrão para k_d^{inf} e k_d^{sup} são 0 e $10k_p^{PI}T_i^{PI}$ respectivamente, mas podem, opcionalmente, ser escolhidos pelo usuário.

A cada iteração, k_d é calculado como a média entre k_d^{inf} e k_d^{sup} , e um novo controlador sintetizado. Caso o controlador sintetizado seja factível, k_d substitui k_d^{inf} na próxima iteração, ou do contrário, k_d^{sup} é que é atualizado. A iteração termina quando k_d^{inf} e k_d^{sup} convergem segundo uma tolerância especificada. O máximo valor de k_d para o qual as restrições de robustez são satisfeitas é aqui denominado, para referência futura, como k_d^{ot} . O valor escolhido para k_d^{ot} é o último valor de k_d^{inf} .

B.2 PID-MIGO COM RAZÃO TI/TD ARBITRÁRIA

Conforme observado em [8], o método MIGO original, pode resultar em controladores com uma razão T_i/T_d menor do que quatro, que não podem ser implementados com controladores de estrutura série, por exemplo [8]. Uma alternativa é a especificação de uma determinada razão entre os tempos integral e derivativo, como requisito de projeto.

Em [8] é apresentado um procedimento iterativo para projeto de controladores com razão $T_i/T_d = 4$. O algoritmo, baseado na síntese de controladores PI, é apresentado a seguir.

Algoritmo B.1 *Sintonia MIGO com Razão $T_i/T_d = 4$*

- (1) Projete um controlador PI, com o Algoritmo 2.1, para o processo $G(s)$. Isso dá um controlador com tempo integral $T_i = k_p/k_i$. Faça $T'_j = T_i/2$ e $j = 1$.
- (2) Projete um controlador PI, com o Algoritmo 2.1, para o processo $G'(s) = (1 + sT'_j)G(s)$. Seja $T'_i = k'_p/k'_i$ o novo tempo integral. Faça $T'_{j+1} = (T'_j + T'_i)/2$ e repita até que T'_j convirja para T' . Seja k'_p o ganho do controlador.
- (3) Os parâmetros do controlador final (estrutura paralela) são $k_p = 2k'_p$, $T_i = 2T'$ e $T_d = T'/2$.

Um novo algoritmo, que permite obter para uma razão arbitrária entre T_i e T_d é proposto a seguir. Nesse algoritmo é possível obter razões T_i/T_d tanto iguais como maiores ou menores do que 4. O algoritmo anterior, ainda que adaptado, não conduz diretamente à obtenção de razões T_i/T_d menores do que 4, já que nesse caso os pólos do controlador

e, portanto, o zero a ser acrescido em série com o modelo do processo, são números complexos. Embora, no controle de processos industriais, valores de T_i/T_d menores do que 4 não sejam comumente encontrados, há trabalhos que propõem valores como esses como opções viáveis em alguns casos [67, 10, 8].

Algoritmo B.2 *Sintonia MIGO com razão $T_i/T_d = N_R$ arbitrária*

- (1) Projete um controlador PI, com o Algoritmo 2.1, para o processo $G(s)$. Isso dá um controlador com tempo integral $T_i = k_p/k_i$. Faça $k_d^j = k_p T_i/N_R$ e $j = 1$.
- (2) Projete um controlador PID, com o Algoritmo 2.1, para o processo $G(s)$ com $k_d = k_d^j$. Seja $T_i' = k_p'/k_i'$ o novo tempo integral. Faça $k_d^{j+1} = k_p' T_i'/N_R$ e repita até que T_i' convirja para T' . Seja k_p' e k_d' os ganhos proporcional e derivativo do controlador.
- (3) Os parâmetros do controlador final (estrutura paralela) são $k_p = k_p'$, $T_i = T_i'$ e $T_d = k_d'/k_p'$. Confira se o controlador é estabilizante, se a restrição M é atendida, e se $T_i/T_d \cong N_R$.

A opção por uma razão T_i/T_d fixa também foi implementada para o método SMIGO, através de um procedimento iterativo para ajuste de k_d , diferente do que é proposto na Seção 2.3.2. Por concisão, os detalhes desse algoritmo são aqui omitidos.

B.3 MAXIMIZAÇÃO DO GANHO PROPORCIONAL, COM CONTROLADOR P

O controlador PD-MPGO, descrito na Seção 2.2, e calculado com base na equação (2.15), permite o projeto de um controlador PD, cujos parâmetros são obtidos pela maximização do ganho proporcional, com ajuste simultâneo do ganho derivativo, respeitado uma dada restrição de robustez. A maximização do ganho proporcional, com $k_d = 0$, pode ser obtida através de um algoritmo baseado em análise geométrica, como foi feito com o método MIGO.

Seja a equação (2.7). A partir dessa equação, os pontos da elipse $f(k_p, k_i, k_d, w) = r^2$ secantes ao eixo k_p podem ser obtidos assumindo-se que $k_i = 0$ e $k_d = 0$ e resolvendo a equação a seguir:

$$f(k_p, 0, 0, w) = r^2 \quad (\text{B.1})$$

Resolvendo a equação (B.1) obtém-se:

$$k_p = -\frac{\alpha c}{\rho^2} \pm \frac{\sqrt{\rho^2 r^2 - \beta^2 c^2}}{\rho^2} \quad (\text{B.2})$$

A existência de raízes reais para essa equação requer que o termo dentro da raiz quadrada seja positivo. Para a frequência w_{PI}^* , por exemplo, que maximiza o ganho derivativo, a elipse não corta o eixo k_d , mas, para alguma frequência $w_T > w_{PI}^*$, a elipse correspondente tangencia o eixo k_p . A partir dessa frequência, e até uma determinada frequência máxima, as elipses correspondentes são secantes ao eixo k_p . Para uma delas, a envoltória que forma a fronteira da região de robustez toca o eixo k_d . Isso quer dizer que, para nenhuma outra frequência adjacente a elipse correspondente irá ultrapassar esse ponto pertencente à envoltória.

O algoritmo proposto para maximização do ganho proporcional, com restrição M, pode ser sumarizado da seguinte forma:

Algoritmo B.3 *Sintonia P-MPGO - Ação Proporcional*

- (1) Projete um controlador PI, com o Algoritmo 2.1, para o processo $G(s)$, através da equação (2.12). A solução dá a frequência w_{PI}^* .
- (2) Forme um grid de frequências, em um intervalo que começa com w_{PI}^* , e calcule a menor raiz da equação (B.1), usando a equação (B.2) para cada frequência do grid. Descarte as frequência em que as raízes forem complexas.
- (3) A partir da primeira frequência em que a raiz calculada for real, procure o primeiro mínimo local.
- (4) Forme um outro grid de frequências, em torno da frequência em que o mínimo local foi detectado na primeira etapa, e refine a busca. O novo mínimo encontrado é o valor do controlador k_p procurado. Uma alternativa nessa etapa é refinar a busca pelo método de bissecção, utilizando a equação (2.10) para detecção de envoltória.

A Figura B.1 mostra os valores de pico das funções Sensitividade e Sensitividade Complementar, para controladores P-MPGO calculados para o conjunto de modelos definido na Seção 2.4. A Figura B.3 mostra as frequências de cruzamento de ganho e de fase, para o mesmo conjunto de modelos, para controladores P-MPGO.

Nos controladores P-MPGO desse exemplo, foi utilizada a mesma especificação de disco M da Seção 2.4: $m_t = m_s = 1.4$. Comparado aos controladores PI-MIGO (Figura B.2), os controladores P-MPGO apresentam, para os mesmos valores de t_m^N , valores menores para os picos da função sensibilidade (próximos de 1), e maiores para a função sensibilidade complementar. As frequências de cruzamento de ganho e de fase dos controladores P-MPGO estão próximas às dos controladores PI-MIGO (Figura 2.6).

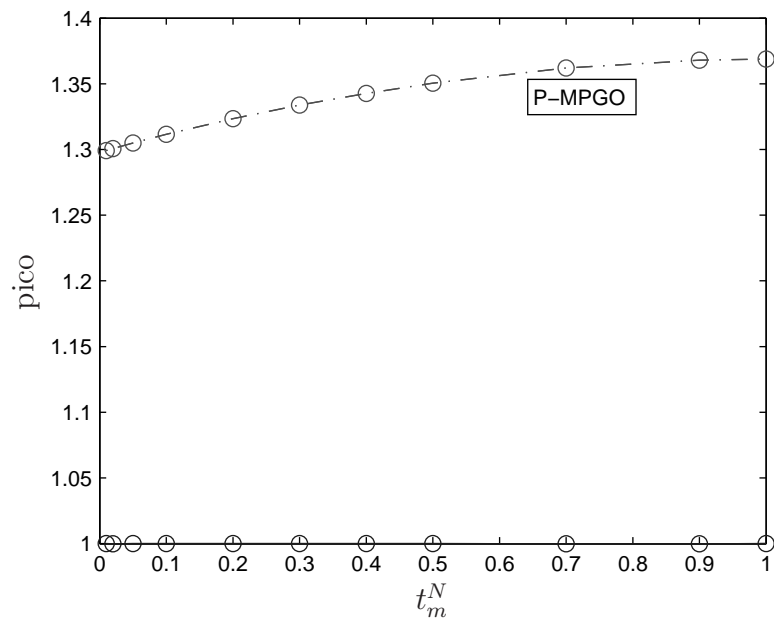


Figura B.1. Picos das funções sensibilidade complementar (linha contínua) e sensibilidade (linha tracejada) versus t_m^N , para controlador P-MPGO.

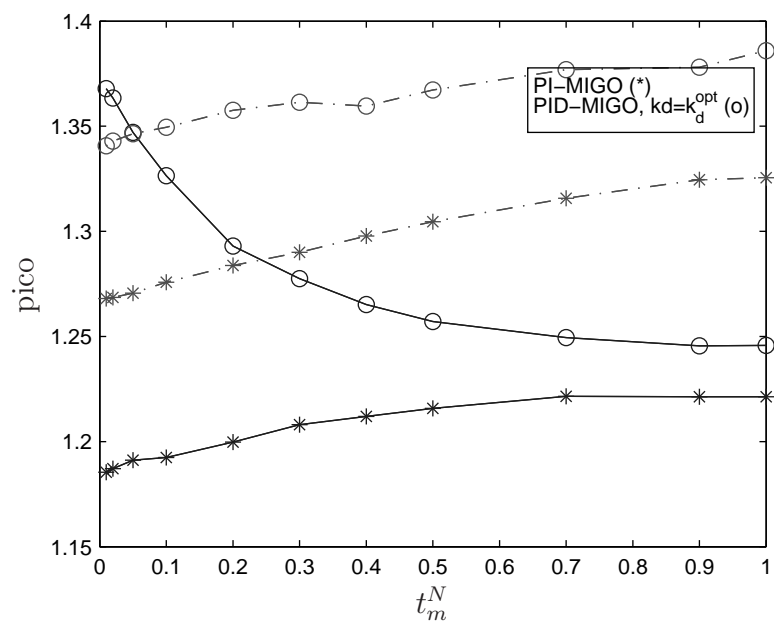


Figura B.2. Picos das funções sensibilidade complementar (linha contínua) e sensibilidade (linha tracejada) versus t_m^N , para controladores PI e PID MIGO.

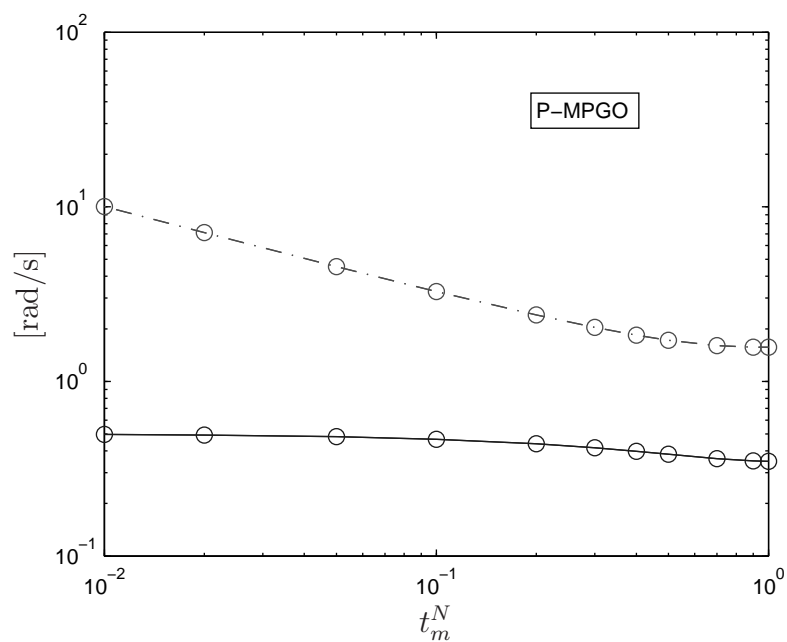


Figura B.3. Frequências de cruzamento de ganho (linhas contínuas) e de cruzamento de fase (linhas pontilhadas) versus t_m^N , para controlador P-MPGO.

APÊNDICE C

PROBLEMAS RELACIONADOS À DISCRETIZAÇÃO DO MODELO E DO CONTROLADOR SMIGO

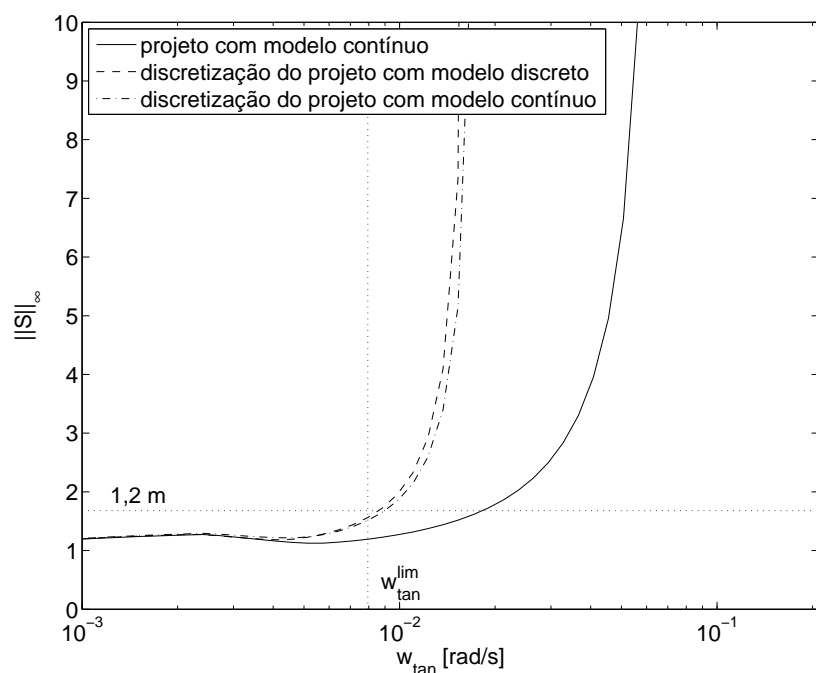
No Algoritmo 3.1, algumas questões, relativas à discretização do modelo e do controlador, merecem ser discutidas.

O exemplo a seguir parte do modelo dado pela equação (3.1), que foi adotado nas seções 3.2 e 3.3, para discutir e ilustrar questões relacionadas à discretização do modelo e do controlador, discutidas na Seção 3.4.1.

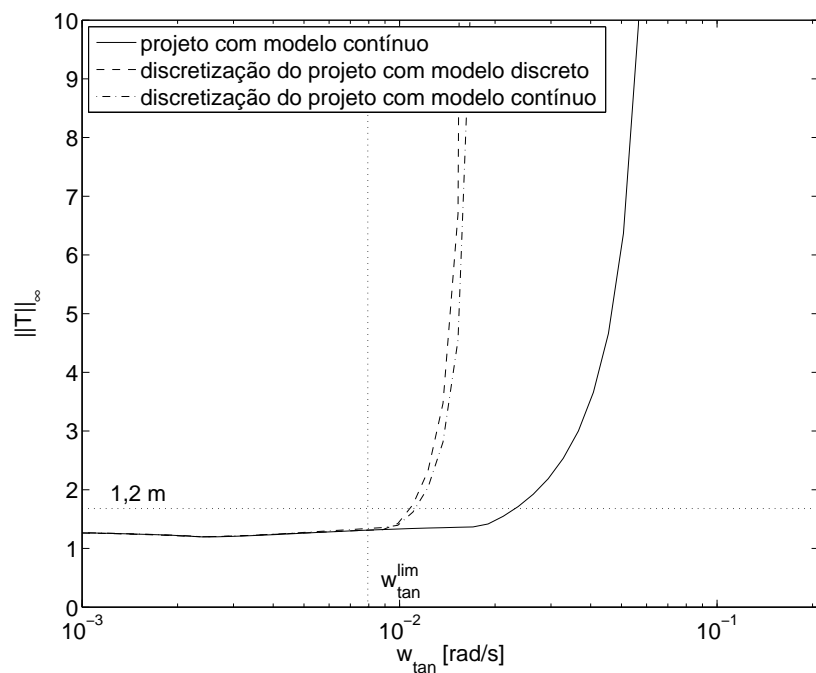
Assume-se também a disponibilidade de um modelo discreto, não necessariamente obtido por meio de identificação de sistemas. Esse modelo é dado pela equação (3.16), e corresponde à discretização do modelo contínuo da equação (3.1), para um tempo de amostragem de 15 s.

A partir das funções de transferência contínua e discreta do processo, foram projetados controladores SMIGO, para um vetor de frequências de tangência variando de 10^{-3} rad/s até a frequência de Nyquist ($\pi/15$).

A Figura C.1 mostra os valores de pico das funções sensibilidade e sensibilidade complementar, em função da frequência de tangência, para sistemas com controladores projetados utilizando o modelo contínuo ou o modelo discreto. No primeiro caso, as funções sensibilidade foram calculadas para o sistema formado pela planta da equação (3.1), com aproximação de Pade e quarta ordem, e controladores SMIGO contínuos (cuja estrutura é dada pela equação (2.5)); no segundo caso, pela planta da equação (3.16), e controladores discretizados pelo método de diferença backward. Além desses dois casos, é mostrado também um terceiro, em que os controladores projetados com o modelo contínuo foram também discretizados pelo método de diferença backward, e a planta é a mesma do segundo caso. Observa-se na Figura C.1 que os valores de pico obtidos pelos três tipos de controladores não apresentam diferenças significativas, até a máxima frequência de tangência para a qual os valores de pico não ultrapassam, em 20%, o valor m de projeto ($m = m_s = m_t = 1, 4$). Nessa figura, a linha horizontal pontilhada indica o valor $1, 2m$, e a linha vertical pontilhada indica a frequência mencionada, aqui denominada w_{tan}^{lim} . Para $w_{tan} > w_{tan}^{lim}$, os valores de pico de S (e posteriormente, de T) dos sistemas



(a)



(b)

Figura C.1. Valores de pico das funções sensibilidade, em função da frequência de tangência, para projetos com modelos contínuo ou discreto: (a) sensibilidade; (b) sensibilidade complementar.

discretos (discretização do projeto com modelo discreto e discretização do projeto com modelo contínuo) têm um aumento mais acentuado do que os sistemas contínuos (projeto com modelo contínuo).

A Figura C.2 mostra a resposta em frequência em malha aberta (GK) para os três tipos de controladores projetados com $w_{tan} = w_{tan}^{lim}$, nos diagramas de Nyquist e de Bode. Na Figura C.2, observa-se que os três sistemas apresentam respostas semelhantes para frequências em que a função de transferência em malha aberta penetram o disco M_s , e acima dessas; há diferenças perceptíveis, entre os três sistemas, para frequências abaixo daquela, sendo que o sistema baseado na discretização do projeto com modelo discreto penetra ligeiramente no disco M_t , enquanto as outras duas funções de transferência apenas o tangenciam. O projeto com modelo contínuo tangencia, também o disco M , que circunscreve os discos M_s e M_t , antes de penetrar esse disco, possuindo outro ponto secante, não adjacente; no caso desse controlador, a violação da restrição M pode ser justificada pela adoção de um valor elevado de frequência de tangência, em decorrência do critério de corte adotado para os picos de S e T ($1, 2M$). Para os demais controladores observa-se que não há ponto de tangência no disco M , o que pode ser justificado pela aproximação decorrente da discretização dos controladores. Ainda assim, no diagrama de Bode (Figura C.2 (b)), apenas pequenas diferenças podem ser percebidas entre os três sistemas, até a frequência de Nyquist ($\pi/15$ rad/s).

A Figura C.3 mostra os mesmos gráficos da Figura C.2, agora para controladores projetados com $w_{tan} = w_{tan}^{lim}/2$, ou seja, metade da frequência de tangência anterior. No diagrama de Nyquist, Figura C.3 (a), observa-se que, apesar de ainda haver diferenças entre as respostas obtidas com o sistema contínuo e os sistemas discretizados, não há uma violação acentuada da M -robustez para nenhum deles; a função de transferência correspondente à discretização do projeto com o modelo discreto penetra ligeiramente sobre o disco M , mas as outras duas funções de transferência praticamente o tangenciam (talvez com mais de um ponto de tangência para o projeto com modelo contínuo). No diagrama de Bode, Figura C.3 (b) se observa uma grande aproximação entre as três respostas em frequência, até a frequência de Nyquist.

A Figura C.4, finalmente, mostra a resposta, em malha fechada para os três sistemas anteriores, para os controladores projetados com $w_{tan} = w_{tan}^{lim}$. Há uma pequena discrepância entre a resposta do sistema contínuo e as respostas dos sistemas discretizados, e uma discrepância ainda menor das resposta dos sistema discretizados entre si.

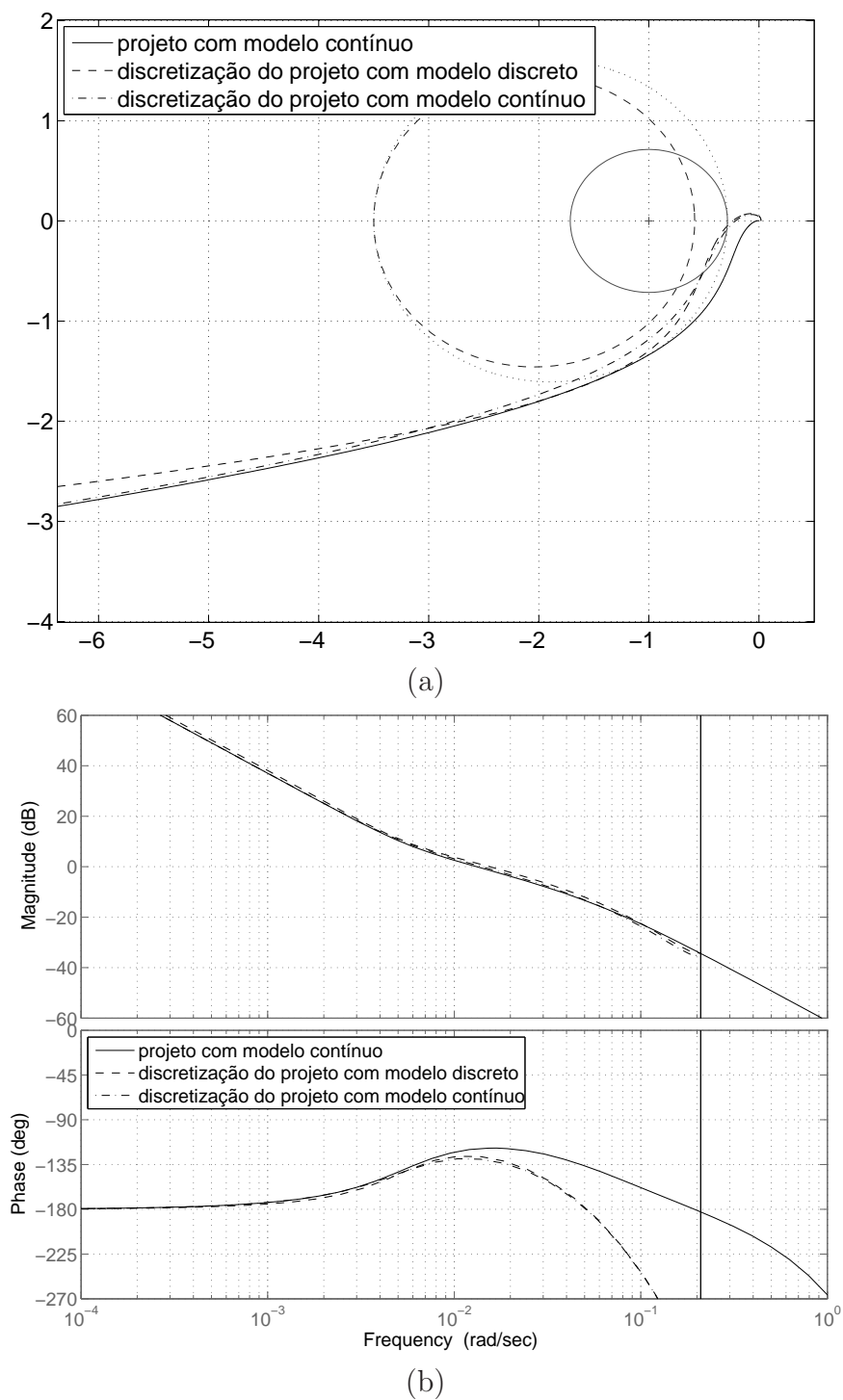


Figura C.2. Resposta em frequência em malha aberta (GK) para os três tipos de sistemas, com controladores projetados com $w_{tan} = w_{tan}^{lim}$: (a) diagrama de Nyquist e (b) diagrama de Bode.

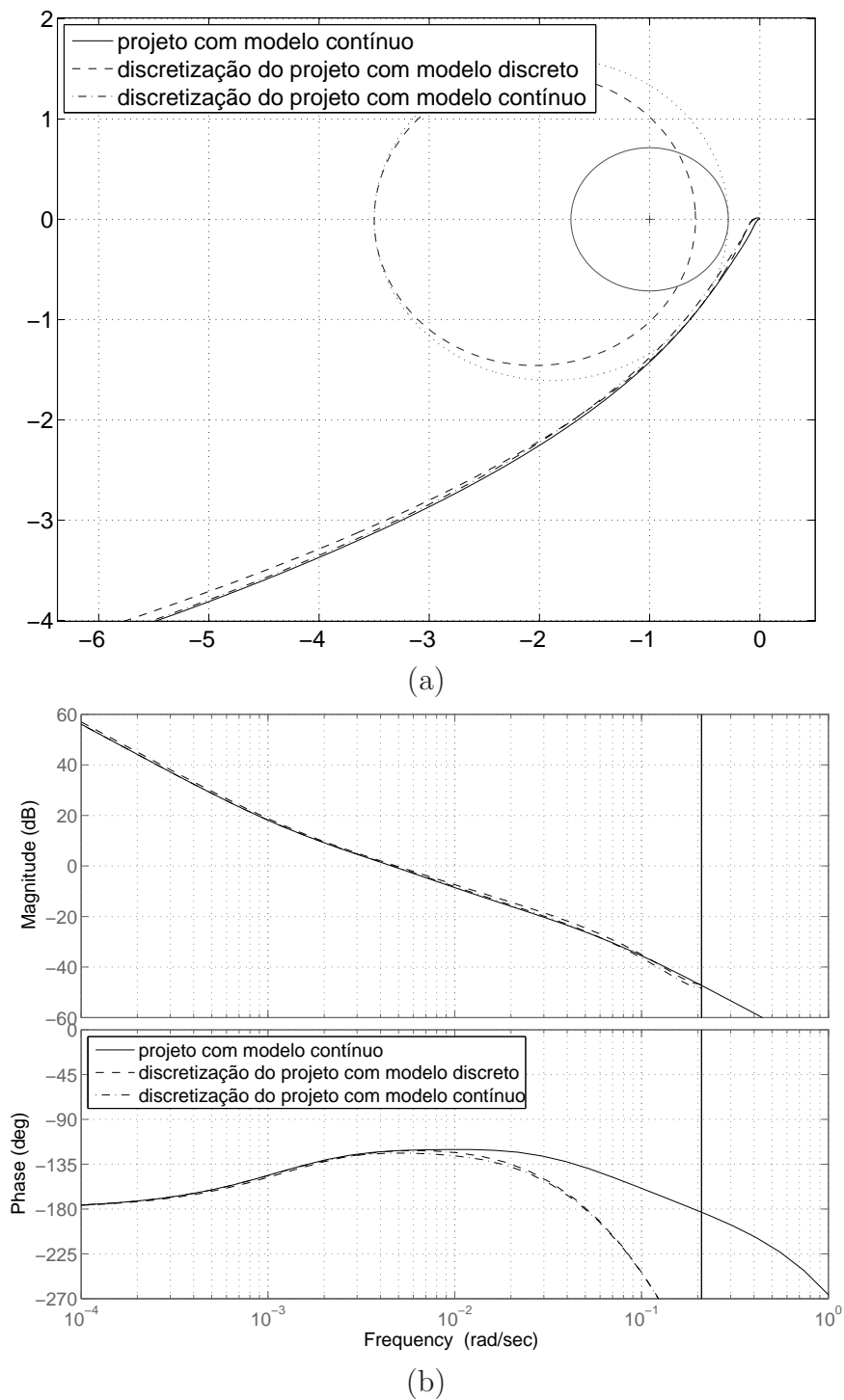


Figura C.3. Resposta em frequência em malha aberta (GK) para os três tipos de sistemas, com controladores projetados com $w_{tan} = w_{tan}^{lim}/2$: (a) diagrama de Nyquist e (b) diagrama de Bode.

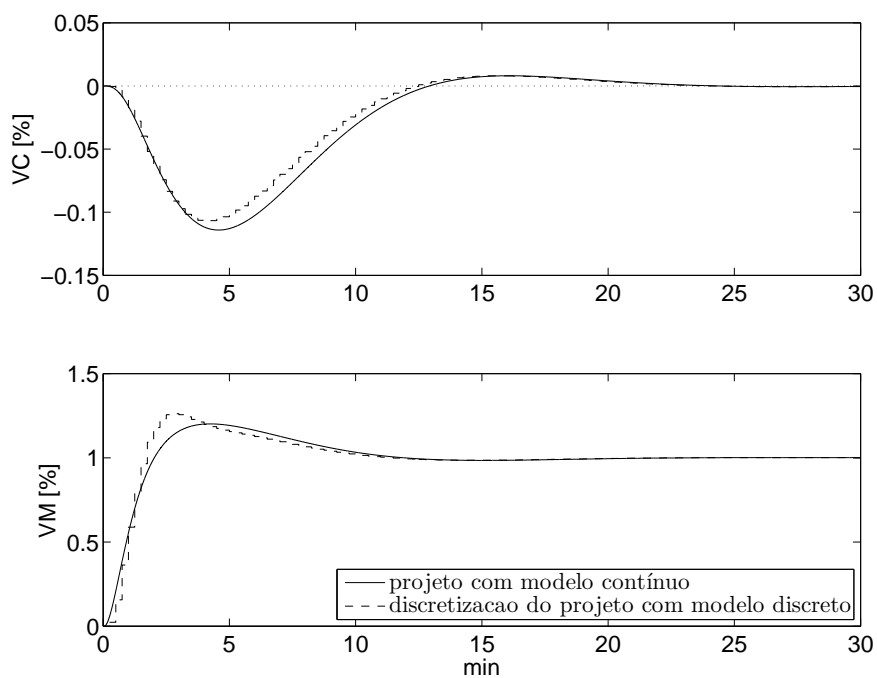


Figura C.4. Resposta, em malha fechada, a degraus na referência e na entrada da planta, para os três tipos de controladores, projetados com $w_{tan} = w_{tan}^{lim}$.

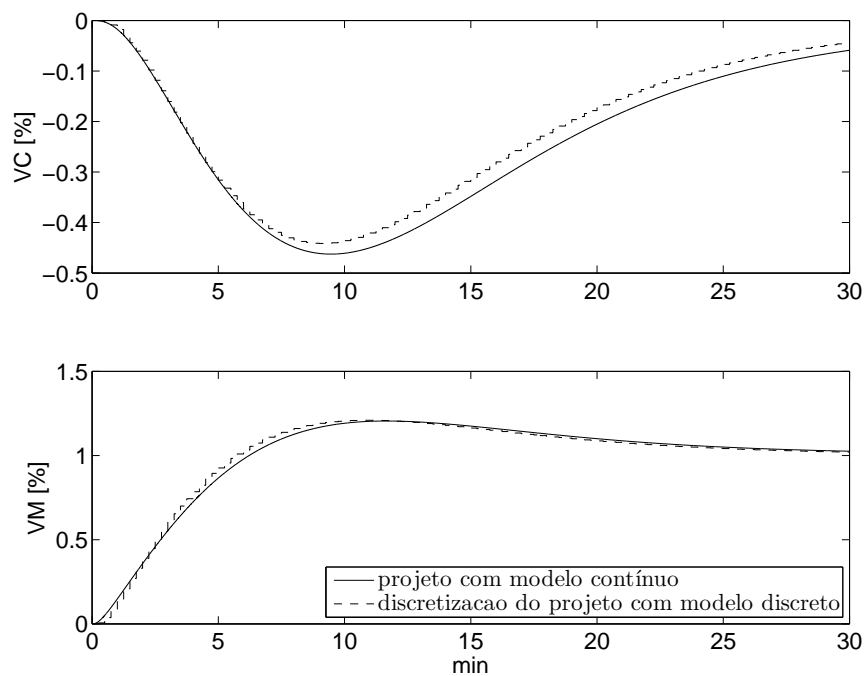


Figura C.5. Resposta, em malha fechada, a degraus na referência e na entrada da planta, para os três tipos de controladores, projetados com $w_{tan} = w_{tan}^{lim}/2$.

APÊNDICE D

IDENTIFICAÇÃO INDIRETA - PID COM DOIS GRAUS DE LIBERDADE

A equação (3.14) pressupõe que o controlador adotado atue com base apenas no sinal de erro, o que é denominado estrutura com um grau de liberdade, ou realimentação de erro. Uma forma mais genérica é a estrutura com dois graus de liberdade, que permite ações de controle diferentes para as variáveis de referência e controlada. Nesta seção será proposto um método que permite a identificação indireta com controladores PID com dois graus de liberdade.

Nos controladores PID, uma estrutura com dois graus de liberdade aparece, por exemplo, quando são utilizados pesos adicionais para as ações derivativa e proporcional relativas ao sinal de referência, e filtros da variável controlada, de referência ou ambas[8]. Essa estrutura pode ser denominada como *ponderação do sinal de referência (set-point weighting)* e pode ser utilizada, por exemplo, para melhorar a resposta a variações na variável de referência, após uma sintonia inicial voltada para a resposta a distúrbios de carga [8].

Um sistema linear em malha fechada com controlador PID, com pesos b e c para as ações proporcional e derivativa, respectivamente, e filtro de segunda ordem da variável controlada, pode ser representado como na equação (D.1),

$$\begin{cases} Y = GU \\ U = K_e [K_r R - K_y Y] \end{cases} \quad (\text{D.1})$$

sendo:

$$K_e(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) \quad (\text{D.2})$$

$$K_r(s) = \frac{b + \frac{1}{sT_i} + csT_d}{1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d} = \frac{bT_i s + 1 + cs^2 T_i T_d}{T_i s + 1 + s^2 T_i T_d} \quad (\text{D.3})$$

$$K_y(s) = \frac{1}{1 + sT_f + (sT_f)^2 / 2} \quad (\text{D.4})$$

Nas equações (D.2) a (D.4) as funções de transferência estão apresentadas no domínio s (domínio de Laplace) embora, no algoritmo implementado, as equações correspondentes tenham sido implementadas na forma discretizada. Manipulando as equações anteriores pode-se obter a função de transferência entre as variáveis de referência e controlada:

$$T = \frac{Y}{R_y} = \frac{GK_e K_r}{1 + GK_e K_y} = \left(\frac{K_r}{K_y} \right) \frac{GK_e K_y}{1 + GK_e K_y} \quad (D.5)$$

Sejam R_y^F e Y^F dois sinais definidos como:

$$R_y^F = K_r R_y; \quad Y^F = K_y Y \quad (D.6)$$

Pode-se então definir a função de transferência entre R_y^F e Y^F como:

$$T^F = \frac{Y^F}{R_y^F} = \frac{GK_e K_y}{1 + GK_e K_y} \quad (D.7)$$

A equação (D.7) equivale à função sensibilidade complementar do sistema que, portanto, pode ser estimada a partir dos sinais $\{r_y^F, y^F\}$.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P. ALBERTOS AND A. SALA, eds., *Iterative Identification and Control*, Advances in Theory and Applications, Springer Verlag, June 2002.
- [2] P. ALMEIDA, P. ALMEIDA, F. GONCALVES JOTA, AND C. SEIXAS FILHO, *A novel real time integrated environment for the design of practical fuzzy logic controllers*, in Knowledge-Based Intelligent Electronic Systems, 1998. Proceedings KES '98. 1998 Second International Conference on, vol. 2, 1998, pp. 155–164 vol.2.
- [3] B. D. O. ANDERSON, *From youla-kucera to identification, adaptive and nonlinear control*, Automatica, 34 (1998), pp. 1485–1506.
- [4] B. D. O. ANDERSON AND T. BRINSMEAD, *Additive, multiplicative and inverse multiplicative robust stability: Connections with the ν -gap metric*, in Proceedings of 40th Conf. on Dec. and Cont., Orlando, Florida, USA, 2001, IEEE, pp. 3069–3074.
- [5] B. D. O. ANDERSON AND R. KOSUT, *Adaptive robust control: On-line learning*, in Proceedings of 30th Conf. on Dec. and Cont., Brighton, England, December 1991, IEEE, pp. 297–298.
- [6] K. H. ANG, G. CHONG, AND Y. LI, *Pid control system analysis, design, and technology*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 13 (2005), pp. 559–576.
- [7] J. ARBOGAST AND D. COOPER, *Extension of imc tuning correlations for non-self regulating (integrating) processes*, ISA Transactions, 46 (2007), pp. 303–311.
- [8] K. J. ASTRÖM AND T. HAGGLUND, *Advanced PID Control*, ISA-The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006.
- [9] K. J. ASTRÖM AND T. HÄGGLUND, *The future of pid control*, Control Engineering Practice, 9 (2001), pp. 1163–1175.

- [10] —, *Revising the ziegler-nichols step response method for pid control*, Journal of Process Control, 14 (2004), pp. 635–650.
- [11] K. J. ASTRÖM, H. PANAGOPOULOS, AND T. HAGGLUND, *Design of pi controllers based on non-convex optimization*, Automatica, 34 (1998), pp. 585–601.
- [12] P. R. BARROS, *Iterative pole placement based on indirect identification*, in Proceedings of 38th Conf. on Dec. and Cont., Phoenix, Arizona, USA, December 1999, IEEE, pp. 3810–3815.
- [13] P. R. BARROS, A. M. N. LIMA, AND B. CARLSSON, *On pole placement iterative design scheme*, in Proceedings of the American Control Conference, Albuquerque, New Mexico, USA, June 1997, AACC, pp. 3831–3835.
- [14] H. BEVRANI AND T. HIYAMA, *Robust decentralised pi based lfc design for time delay power systems*, Energy Conversion and Management, 49 (2008), pp. 193–204.
- [15] J. BOKOR, *Approximate identification for robust control*, Annual Reviews in Control, 22 (1998), pp. 187–198.
- [16] X. BOMBOIS, *Connecting Prediction Error Identification and Robust Control Analysis: a new framework*, phd thesis, Université Catholique de Louvain, Faculté de Sciences Appliquées, Novembre 2000.
- [17] X. BOMBOIS, M. GEVERS, AND G. SCORLETTI, *A measure of robust stability for an identified set of parametrized transfer functions*, IEEE Transactions on Automatic Control, 45 (2000), pp. 2141 – 2145. 19 citações (16-05-2007).
- [18] A. BRAGA, F. JOTA, C. POLITO, AND R. PENA, *Development of an interacting tank system for the study of advanced process control strategies*, in Midwest Symposium on Circuits and Systems, vol. 1, 1995, pp. 441–444.
- [19] A. R. BRAGA, *Implementação de estratégias de controle multivariável e multimalha*, dissertação de mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brazil, Dezembro 1994.
- [20] J. CHEN AND G. GU, *Worst-case asymptotic properties of h_∞ identification*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, 49 (2002), pp. 437–446.

- [21] Y. CHEN AND K. MOORE, *Relay feedback tuning of robust pid controllers with iso-damping property*, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B, 35 (2005), pp. 23–31.
- [22] D. CLARKE, *Pi auto-tuning during a single transient*, Control Theory and Applications, IEE Proceedings -, 153 (2006), pp. 671–683.
- [23] B. CODRONS, *Experiment design issues in modelling for control*, phd thesis, Université Catholique de Louvain, Faculté de Sciences Appliquées, July 2000.
- [24] B. CODRONS, B. D. O. ANDERSON, AND M. GEVERS, *Closed-loop identification with an unstable or nonminimal phase controller*, Automatica, 38 (2002), pp. 2127–2137.
- [25] P. DATE, *Identification for Control: Deterministic Algorithms and Error Bounds*, phd thesis, University of Cambridge, Dep. Engineering, June 2000.
- [26] P. DATE AND A. LANZON, *A combined iterative scheme for identification and control redesigns*, Int J Adapt Control Signal Process, 18 (2004), pp. 629–644.
- [27] P. DATE AND G. VINNICOMBE, *Algorithms for worst case identification in \mathcal{H}_∞ and in the ν -gap metric*, Automatica, 40 (2004), pp. 995–1002.
- [28] R. A. DE CALLAFON AND P. VAN DEN HOF, *Suboptimal feedback control by a scheme of iterative identification and control design*, Mathematical Modeling of Systems, 3 (1997), pp. 77–101.
- [29] D. K. DE VRIES AND P. VAN DEN HOF, *Quantification of uncertainty in transfer function estimation: a mixed probabilistic - worst-case approach*, Automatica, 31 (1995), pp. 543–557.
- [30] Z. DOULGERI, Y. KARAYIANNIDIS, D. GARCIA, A. KARIMI, AND R. LONGCHAMP, *Robust proportional integral derivative controller tuning with specifications on the infinity-norm of sensitivity functions*, Control Theory & Applications, IET, 1 (2007), pp. 263–272.
- [31] S. DOUMA AND P. VAN DEN HOF, *Relations between uncertainty structures in identification for robust control*, Automatica, 41 (2005), pp. 439–457.

- [32] S. G. DOUMA, P. VAN DEN HOF, AND O. H. BOSGRA, *Controller tuning freedom under plant identification uncertainty: double youla beats gap in robust stability*, Automatica, 39 (2003), pp. 325–333.
- [33] U. FORSSELL, *Closed-loop Identification : Methods, Theory and Applications*, phd thesis, Linköping University, Dep. of Electrical Engineering, Linköping, Sweden, 1999.
- [34] U. FORSELL AND L. LJUNG, *Closed-loop identification revisited*, Automatica, 35 (1999), pp. 1215–1241.
- [35] ———, *A projection method for closed-loop identification*, IEEE Transactions on Automatic Control, AC-45 (2000), pp. 2101 – 2106.
- [36] M. FRIMAN, *Automatic retuning of pi controllers in oscillating control loops*, Industrial & Engineering Chemistry Research, 36 (1997), pp. 4255 – 4263. Oscillating control loops;
- [37] M. GE, M.-S. CHIU, AND Q.-G. WANG, *Robust pid controller design via lmi approach*, Journal of Process Control, 12 (2002), pp. 3–13.
- [38] M. GEVERS, *A personal view of the development of system identification: A 30-year journey through an exciting field*, Control Systems Magazine, IEEE, 26 (2006), pp. 93–105.
- [39] M. GEVERS, X. BOMBOIS, B. CODRONS, G. SCORLETTI, AND B. D. O. ANDERSON, *Model validation for control and controller validation in a prediction error identification framework - part i: Theory and part ii: Illustrations*, Automatica, 39 (2003), pp. 403–427.
- [40] E. GONCALVES, R. PALHARES, AND R. TAKAHASHI, *A novel approach for H_2/\mathcal{H}_∞ robust pid synthesis for uncertain systems*, Journal of Process Control, 18 (2008), pp. 19–26.
- [41] G. C. GOODWIN, ed., *Model Identification and Adaptive Control : From Windsurfing to Telecommunications*, Springer, 2001.
- [42] G. C. GOODWIN AND J. S. WELSH, *Singularity issues in closed loop identification*, in Model Identification and Adaptive Control : From Windsurfing to Telecommunications, G. C. Goodwin, ed., Springer, 2001, ch. 2, pp. 27–52.

- [43] E. GRASSI AND K. TSAKALIS, *Pid controller tuning by frequency loop-shaping: Application to diffusion furnace temperature control*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 8 (2000), pp. 842–847.
- [44] E. GRASSI, K. TSAKALIS, S. DASH, S. GAIKWAD, W. MACARTHUR, AND G. STEIN, *Integrated system identification and pid controller tuning by frequency loop-shaping*, Control Systems Technology, IEEE Transactions on, 9 (2001), pp. 285–294.
- [45] M. GREEN AND D. J. N. LIMEBEER, *Linear Robust Control*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1995.
- [46] M. GRIMBLE, *Restricted-structure lqg optimal control for continuous-time systems*, Control Theory and Applications, IEE Proceedings-, 147 (2000), pp. 185–195.
- [47] —, *Restricted structure controller tuning and performance assessment*, Control Theory and Applications, IEE Proceedings-, 149 (2002), pp. 8–16.
- [48] S. GUGERCIN, A. C. ANTOULAS, AND H. P. ZHANG, *An approach to identification for robust control*, IEEE Transactions on Automatic Control, 48 (2003), pp. 1109–1115.
- [49] T. K. GUSTAFSSON AND P. M. MÄKILÄ, *Modelling of uncertain systems with application to robust process control*, Journal of Process Control, 11 (2001), pp. 251–264.
- [50] T. HAGGLUND AND K. ASTRÖM, *Revisiting the ziegler-nichols tuning rules for pi control*, Asian Journal of Control, 4 (2002), pp. 364–380.
- [51] —, *Revisiting the ziegler-nichols tuning rules for pi control - part ii the frequency response method*, Asian Journal of Control, 6 (2004), pp. 469–482.
- [52] S. HARA, T. IWASAKI, AND D. SHIOKATA, *Robust pid control using generalized kyp synthesis: direct open-loop shaping in multiple frequency ranges*, Control Systems Magazine, IEEE, 26 (2006), pp. 80–91.
- [53] H. HJALMARSSON, M. GEVERS, S. GUNNARSSON, AND O. LEGUIN, *Iterative feedback tuning: Theory and applications*, IEEE Control Systems Magazine, 18 (1998), pp. 26–41. 83 citações (16-05-2007).

- [54] H. HJALMARSSON, *From experiment design to closed-loop control*, Automatica, 41 (2005), pp. 393–438.
- [55] H. HJALMARSSON, S. GUNNARSSON, AND M. GEVERS, *Optimality and sub-optimality of iterative identification and control design schemes*, in Proceedings of American Control Conference, Seattle, Washington, USA, June 1995, pp. 2559–2563.
- [56] H. HJALMARSSON AND K. LINDQVIST, *Identification for control: l_2 and l_∞ methods*, in Proceedings of 40nd Conf. on Dec. and Cont., Orlando, Florida, USA, 2001, IEEE.
- [57] C. HWANG AND C.-Y. HSIAO, *A new approach to mixed H_2/\mathcal{H}_∞ optimal pi/pid controller design*, Ind. Eng. Chem. Res., 41 (2002), pp. 6107–6119.
- [58] C. HWANG AND C.-Y. HSIAO, *Solution of a non-convex optimization arising in pi/pid control design*, Automatica, 38 (2002), pp. 1895–1904.
- [59] A. INGIMUNDARSON AND T. HÄGGLUND, *Performance comparizon between pid and dead-time compensating controllers*, Journal of Process Control, (2002), pp. 887–895.
- [60] A. J. ISAKSSON AND S. F. GRAEBE, *Derivative filter is an integral part of pid design*, IEE Proc. Control Theory Application, 149 (2002), pp. 41–45.
- [61] F. JOTA, F. JOTA, AND E. JARDIM, *Practical automatic tuning methods of pid controllers for a sour water stripper*, in Control Applications, 1994., Proceedings of the Third IEEE Conference on, E. Jardim, ed., 1994, pp. 1435–1440 vol.2.
- [62] L. KAMMER, *Stability assessment for cautious iterative controller tuning*, Automatica, 41 (2005), pp. 1829–1834.
- [63] A. KARIMI, *Iterative tuning of restricted-complexity controllers: A perspective*, presentation, Swiss Federal Insitute of Technology at Lausanne, Grenoble, January 2003. International Workshop on Design and Optimization of Restricted Complexity Controllers.
- [64] A. KARIMI, M. KUNZE, AND R. LONGCHAMP, *Robust controller design by linear programming with application to a double-axis positioning system*, Control Engineering Practice, 15 (2007), pp. 197–208.

- [65] A. KARIMI, L. MISKOVIC, AND H. PROCHAZKA, *Benchmark results and comparisons*, presentation, Swiss Federal Institute of Technology at Lausann, Grenoble, January 2003. International Workshop on Design and Optimization of Restricted Complexity Controllers.
- [66] N. KILLINGSWORTH AND M. KRSTIC, *Pid tuning using extremum seeking: online, model-free performance optimization*, Control Systems Magazine, IEEE, 26 (2006), pp. 70–79.
- [67] B. KRISTIANSOON AND B. LENNARTSON, *Robust and optimal tuning of pi and pid controllers*, IEE Control Theory and Applications, 149 (2002), pp. 17–25.
- [68] B. KRISTIANSOON AND B. LENNARTSON, *Evaluation and simple tuning of pid controllers with high-frequency robustness*, Journal of Process Control, 16 (2006), pp. 91–102.
- [69] B. KRISTIANSOON AND B. LENNARTSON, *Robust tuning of pi and pid controllers: using derivative action despite sensor noise*, Control Systems Magazine, IEEE, 26 (2006), pp. 55–69.
- [70] W. S. LEE AND B. D. O. ANDERSON, *A new approach to adaptive robust control*, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 7 (1993), pp. 183–211. 46 citações (16-05-2007).
- [71] W. S. LEE, B. D. O. ANDERSON, I. M. Y. MAREELS, AND R. L. KOSUT, *On some key issues in the windsurfer approach to adaptive robust control*, Automatica, 31 (1995), pp. 1619–1636.
- [72] W. S. LEE, I. M. Y. MAREELS, AND B. D. O. ANDERSON, *Iterative identification and two step control design for partially unknown unstable plants*, International Journal of Control, 74 (2001), pp. 43–57.
- [73] V. LEITE, V. LEITE, A. MIRANDA, P. PERES, AND F. JOTA, *Robust pole location for an interacting tank system with uncertain parameters*, in IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the], A. Miranda, ed., vol. 2, 2002, pp. 1618–1623 vol.2.
- [74] Y. LI, K. H. ANG, AND G. CHONG, *Patents, software, and hardware for pid control: an overview and analysis of the current art*, Control Systems Magazine, IEEE, 26 (2006), pp. 42–54.

- [75] —, *Pid control system analysis and design*, Control Systems Magazine, IEEE, 26 (2006), pp. 32–41.
- [76] C. LIN, Q.-G. WANG, AND T. H. LEE, *An improvement on multivariable pid controller design via iterative lmi approach*, Automatica, 40 (2004), pp. 519–525.
- [77] G. P. LIU AND S. DALEY, *Optimal-tuning pid controller design in the frequency domain with application to a rotary hydraulic system*, Control Engineering Practice, 7 (1999), pp. 821–830.
- [78] G. P. LIU AND S. DALEY, *Optimal-tuning pid control for industrial systems*, Control Engineering Practice, 9 (2001), pp. 1185–1194.
- [79] L. LJUNG, *System Identification: Theory for the User*, Information and System Sciences, Prentice Hall, second ed., 1999.
- [80] L. LJUNG, *Identification for control: Simple process models*, in Proceedings of 41st Conf. on Dec. and Cont., Las Vegas, Nevada, USA, 2002, IEEE.
- [81] L. LJUNG AND L. GUO, *The role of model validation for assessing the size of the unmodeled dynamics*, Automatic Control, IEEE Transactions on, 42 (1997), pp. 1230–1239.
- [82] W. LUYBEN, *Effect of derivative algorithm and tuning selection on the pid control of dead-time processes*, Ind. Eng. Chem. Res., 40 (2001), pp. 3605–3611.
- [83] W. L. LUYBEN, *Getting more information from relay-feedback tests*, Ind. Eng. Chem. Research, 40 (2001), pp. 4391–4402.
- [84] S. MAJHI, *On-line pi control of stable processes*, Journal of Process Control, 15 (2005), pp. 859–867.
- [85] D. MCFARLANE AND K. GLOVER, *A loop-shaping design procedure using \mathcal{H}_∞ synthesis*, IEEE Transactions on Automatic Control, 37 (1992), pp. 759 – 769.
- [86] M. MILANESE AND M. TARAGNA, *Optimality, approximation, and complexity in set-membership \mathcal{H}_∞ identification*, IEEE Transactions on Automatic Control, 47 (2002), pp. 1682–1690.
- [87] M. MIRANDA, M. MIRANDA, R. TAKAHASHI, AND F. JOTA, *Hierarchical approach for h/spl infin/ robust control design: S/ks mixed sensitivity with genetic algorithm*, Control Theory & Applications, IET, 1 (2007), pp. 18–24.

- [88] M. F. MIRANDA, *Controle Multivariável na Presença de Incertezas*, phd thesis, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Minas Gerais, Brasil, Agosto 2000.
- [89] P. M. MÄKILÄ, *On robust control-oriented identification of discrete and continuous-time systems*, International Journal of Control, 70 (1998), pp. 319–335.
- [90] P. M. MÄKILÄ, J. R. PARTINGTON, AND T. K. GUSTAFSSON, *Worst-case control-relevant identification*, Automatica, 31 (1995), pp. 1799–1819.
- [91] M. MORARI AND E. ZAFIRIOU, *Robust Process Control*, Prentice Hall, 1989.
- [92] S. OCHS AND S. ENGELL, *Application of an iterative identification for control scheme to a neutralization process*, Journal of Process Control, 10 (2000), pp. 433–440.
- [93] J. OVIEDO, T. BOELEN, AND P. VAN OVERSCHEE, *Robust advanced pid control (rapid): Pid tuning based on engineering specifications*, Control Systems Magazine, IEEE, 26 (2006), pp. 15–19.
- [94] H. PANAGOPOULOS AND K. ASTRÖM, *Pid control design and \mathcal{H}_∞ loop shaping*, in Control Applications, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on, vol. 1, 22-27 Aug. 1999, pp. 103–108.
- [95] H. PANAGOPOULOS, K. J. ASTRÖM, AND T. HAGGLUND, *Pid control design and \mathcal{H}_∞ loop shaping*, International Journal of Robust and Nonlinear Control, 10 (2000), pp. 1249 – 1261.
- [96] ———, *Design of pid controllers based on constrained optimization*, IEE Control Theory and Applications, 149 (2002), pp. 32–40.
- [97] A. G. PARTANEN AND R. R. BITMEAD, *The application of an iterative identification and controller design to a sugar cane crushing mill*, Automatica, 31 (1995), pp. 1547–1563.
- [98] W. REINELT, A. GARULLI, AND L. LJUNG, *Comparing diferent approaches to model error modeling in robust identification*, Automatica, 38 (2002), pp. 787–803.
- [99] H. SANDBERG, A. LANZON, AND B. ANDERSON, *Model approximation using magnitude and phase criteria: Implications for model reduction and system identification*, Int J Robust Nonlinear Control, 17 (2007), pp. 435–461.

- [100] R. J. P. SCHRAMA, *Accurate identification for control: The necessity of an iterative scheme*, IEEE Transactions on Automatic Control, 37 (1992), pp. 991–994.
- [101] —, *Approximate Identification and Control Design*, phd thesis, Faculty of Mechanical Engineering and Marine Technology, Delft University of Technology, Delft, The Netherlands, March 1992.
- [102] M. SHAMSUZZOHA AND M. LEE, *Imc - pid controller design for improved disturbance rejection of time-delayed processes*, Industrial and Engineering Chemistry Research, 46 (2007), pp. 2077–2091.
- [103] G. SILVA, A. DATTA, AND S. BHATTACHARYYA, *New results on the synthesis of pid controllers*, IEEE Transactions on Automatic Control, 47 (2002), pp. 241–252.
- [104] S. SKOCZOWSKI, S. DOMEK, K. PIETRUSEWICZ, AND B. BROEL-PLATER, *A method for improving the robustness of pid control*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 52 (2005), pp. 1669–1676.
- [105] S. SKOGESTAD, *Simple analytic rules for model reduction and pid controller tuning*, Journal of Process Control, 13 (2003), pp. 291–309.
- [106] —, *Control structure design for complete chemical plants*, Computers and chemical engineering, (2004), pp. 219–234.
- [107] S. SKOGESTAD, *Tuning for smooth pid control with acceptable disturbance rejection*, Ind. Eng. Chem. Res., 45 (2006), pp. 7817–7822.
- [108] J. STEELE, *Approximation and Validation of Models with Uncertainty: A closed-loop perspective.*, PhD thesis, Control Group, Department of Engineering, University of Cambridge, 2001.
- [109] S. SUNG AND I.-B. LEE, *Limitations and countermeasures of pid controllers*, Ind. Eng. Chem. Res., 35 (1996), pp. 2596–2610.
- [110] B. TEIXEIRA, F. JOTA, AND M. TEIXEIRA, *Modelagem, controle e otimização do processo dos fornos de reaquecimento de placas*, Revista Controle & Automação, 18 (2007), pp. 67–93.
- [111] F. TJÄRNSTRÖM, *Variance expressions and model reduction in system identification*, phd thesis, Linköping University, Dep. of Electrical Engineering, Linköping, Sweden, 2002.

- [112] R. TOSCANO, *A simple robust pi/pid controller design via numerical optimization approach*, Journal of Process Control, 15 (2005), pp. 81–88.
- [113] K. TSAKALIS, S. DASH, A. GREEN, AND W. MACARTHUR, *Loop-shaping controller design from input-output data: application to a paper machine simulator*, Control Systems Technology, IEEE Transactions on, 10 (2002), pp. 127–136.
- [114] B. TYREUS AND W. LUYBEN, *Tuning pi controllers for integrator/dead time processes*, Industrial and Engineering Chemistry Research, 31 (1992), pp. 2625–2628.
- [115] P. VAN DEN HOF, *Closed-loop issues in system identification*, Annual Reviews in Control, 22 (1998), pp. 173–186.
- [116] P. VAN DEN HOF AND R. J. P. SCHRAMA, *Identification and control - closed-loop issues*, Automatica, 31 (1995), pp. 1751–1770. 133 citações (16-05-2007).
- [117] S. M. VERES AND D. S. WALL, *Synergy and Duality of Identification and Control*, Taylor & Francis, 2000.
- [118] R. VILANOVA, *Imc based robust pid design: Tuning guidelines and automatic tuning*, Journal of Process Control, 18 (2008), pp. 61–70.
- [119] G. VINNICOMBE, *Frequency domain uncertainty and the graph topology*, IEEE Trans Autom Control, 38 (1993), pp. 1371–1383. 107 citações (16-06-2007).
- [120] G. VINNICOMBE, *On closed-loop identification: Error distributions in the v-gap metric*, in 40th IEEE Conference on Decision and Control (CDC), vol. 4, Orlando, FL, 2001, pp. 3099–3103.
- [121] A. VISIOLI, *Optimal tuning of pid controllers for integral and unstable processes*, IEE Proceedings: Control Theory and Applications, 148 (2001), pp. 180–184.
- [122] L. WANG AND W. R. CLUETT, *Tuning pid controllers for integrating processes*, IEE Proc. Control Theory Application, 144 (1997), pp. 385–392.
- [123] Q.-G. WANG, T.-H. LEE, H.-W. FUNG, Q. BI, AND Y. ZHANG, *Pid tuning for improved performance*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 7 (1999), pp. 457–465.
- [124] Z. ZANG, R. R. BITMEAD, AND M. GEVERS, *Iterative weighted least-square identification and weighted lqg control design*, Automatica, 31 (1995), pp. 1577–1594. 58 citações (16-05-2007).

- [125] K. ZHOU AND J. C. DOYLE, *Essentials of Robust Control*, Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, New Jersey, 1998.
- [126] A. C. ZOLOTAS AND G. D. HALIKIAS, *Optimal design of pid controllers using the qft method*, IEE Proc., Control Theory Appl., 146 (1999), pp. 585–589.