

**UNIVERSIDADE FEDERAL
DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE E PROJETO DE CONTROLADORES
DISCRETOS COM APRENDIZADO DIRETO**

Tese de Doutorado submetida à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

RODRIGO RODRIGUES SUMAR

Florianópolis, Junho de 2008

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

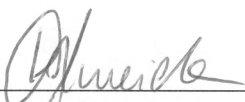
Milhares de livros grátis para download.

ANÁLISE E PROJETO DE CONTROLADORES DISCRETOS COM APRENDIZADO DIRETO


Rodrigo Rodrigues Sumar

‘Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Automação e Sistemas*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

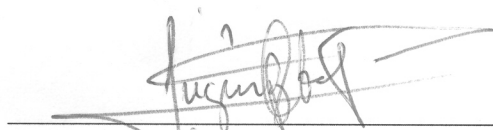

Antonio Augusto Rodrigues Coelho, Dr.
Orientador

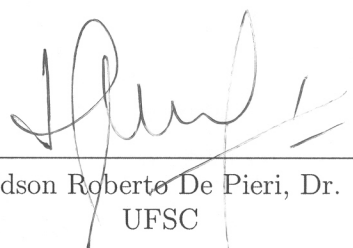

Katia Campos de Almeida, Dra.
Coordenadora do Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:


Celso José Munaro, Dr.
UFES


Leandro dos Santos Coelho, Dr.
PUC-PR


Eugênio de Bona Castelan Neto, Dr.
UFSC


Edson Roberto De Pieri, Dr.
UFSC

“Se esse conhecimento pudesse ser obtido
simplesmente pelo que dizem os outros homens
não seria necessário entregar-se a tanto trabalho e esforço,
e ninguém se sacrificaria nessa busca.
Alguém vai à beira do mar e só vê água salgada, tubarões e peixes.
Ele diz: - Onde está essa pérola de que tanto falam?
Talvez não haja pérola alguma.
- Como seria possível obter a pérola simplesmente olhando o mar?
Mesmo que tivesse de esvaziar o mar cem mil vezes com uma taça,
a pérola jamais seria encontrada.
É preciso um mergulhador para encontrá-la.”

Rumi, poeta persa do século XIII.

AGRADECIMENTOS

Agradeço principalmente aos meus pais pelo amor, educação e apoio que venho recebendo durante a minha vida.

Ao professor Antonio Augusto Rodrigues Coelho pela orientação e apoio demonstrados no decorrer do trabalho.

A meus irmãos por sua constante preocupação, interesse e apoio.

Aos professores, funcionários e amigos do DAS, em especial aos colegas da Carlos Henrique, Javier, José Eli, Marcos Vallim, Paulo Mafra, Jerusa pela amizade e apoio em todos momentos.

A todas as pessoas de uma forma ou outra contribuíram para a conclusão deste trabalho.

Resumo da Tese de Doutorado submetida à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

ANÁLISE E PROJETO DE CONTROLADORES DISCRETOS COM APRENDIZADO DIRETO

Rodrigo Rodrigues Sumar

Junho / 2008

Orientador: Antonio Augusto Rodrigues Coelho, Dr.

Área de Concentração: Controle, Automação e Informática Industrial

Palavras-chave: Identificação, Estabilidade, Robustez, Sistemas Não-Lineares, Controle Direto, Aprendizado.

Número de Páginas: xviii+114

O conhecimento da planta é essencial para o desenvolvimento de leis de controle para sistemas dinâmicos. Nos casos onde a modelagem a partir dos princípios básicos da física é complexo, os dados experimentais podem ser usados para o conhecimento da planta. Existem duas grandes aproximações para o projeto de controle incorporando os dados experimentais: identificação do modelo para projeto de controle e projeto de controle *model-free*. Este trabalho é direcionado ao problema do projeto controle *model-free*. De forma geral, o projeto de sistemas de controle *model-free* requer que o engenheiro colete os dados experimentais e escolha um critério de desempenho. Assim, é possível determinar uma lei de controle que otimize o desempenho futuro. Entretanto, o termo *model-free* ou “livre de modelo” é impróprio uma vez que a utilização de dados experimentais para se fazer inferências sobre o sistema controlado pode ser considerado como um modelo simplificado da planta. Neste sentido, este trabalho explora novas representações simplificadas para plantas não-lineares, que, diferentemente dos modelos tradicionais, apresenta um número reduzido de parâmetros a serem identificados e cuja ordem não está relacionada a ordem da planta. A busca por controladores *model-free* e modelos simplificados têm, especialmente nas últimas duas décadas, despertado o interesse da comunidade de controle. Um número significativo de trabalhos relacionados a novas estratégias de controle *model-free*, estabilidade, robustez e aplicabilidade têm sido apresentado na literatura de controle.

Abstract of Thesis presented to Federal University of Santa Catarina as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

ANALYSIS AND DESIGN OF DISCRETE CONTROLLERS WITH DIRECT LEARNING

Rodrigo Rodrigues Sumar

June / 2008

Advisor: Antonio Augusto Rodrigues Coelho, Dr.

Area of Concentration: Control, Automation and Industrial Computing

Keywords: Identification, Stability, Robustness, Nonlinear Systems, Direct Control, Learning.

Number of Pages: xviii+114

The plant knowledge is an important factor to derive control laws for dynamic systems. In cases where the modeling, from the basic principles of physical nature laws is a complex task, experimental data can be used for assessing the plant knowledge. There are two major approaches for the control design incorporating experimental measurements: model identification for control design and model-free control design. This thesis addresses the model-free control design problem. In general, the design of model-free control systems requires that the engineer collects experimental data and chooses a performance index. So, it is possible to determine a control law in order to optimize a future performance. However, model-free term is inadequate because the application of experimental data, to get some kind of inference of the controlled system, can be considered as a simplified model of the plant. In this sense, the thesis explores new simplified representations for non-linear plants, that, differently from traditional models, presents a reduced number of parameters to be identified, where the order is not related with the order of the plant. The research of model-free controllers and simplified models, especially for the last two decades, is giving close attention to the control community. A large number of papers, related with new model-free control strategies, stability, robustness and applications, have been shown in the control literature.

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xii
Lista de Abreviaturas	xiii
Lista de Símbolos	xv
1 Introdução	1
1.1 Motivação e Justificativa	1
1.2 Estrutura da Tese	6
2 Controle <i>Model-Free</i>	7
2.1 Introdução	7
2.2 Dedução do Controlador <i>Model-Free</i>	9
2.2.1 Introdução	9
2.2.2 Base Teórica para o <i>Model-Free</i>	10
2.2.3 Lei de Controle Proposta por Hou	12
2.2.4 Estimação do Pseudo-Gradiente	14
2.2.5 Algoritmo de Controle, Convergência, Estabilidade e Robustez . . .	14
2.3 Propostas da Tese em Controle <i>Model-Free</i>	17
2.4 Estimação Recursiva do Pseudo-Gradiente	18
2.5 Componente Derivativa na Lei de Controle	20
2.5.1 Lei de Controle Baseada no Funcional de Furuta	20
2.5.2 Lei de Controle Baseada no Funcional de Lim	21
2.6 Cálculo do GPC a partir do <i>Model-Free</i>	22
2.7 Característica Experimental dos Controladores	23

2.7.1	Resultados com os Sistemas Lineares	23
2.7.2	Resultados com o Sistema Não-Linear	25
2.8	Conclusão do Capítulo	29
3	Sintonia <i>Model-Free</i> de Controladores Discretos	30
3.1	Introdução	30
3.2	Projeto de Controle de Zhu-zhi	32
3.3	Projeto de Controle de De Keyser	34
3.3.1	Aspectos de Implementação	36
3.4	Propostas da Tese em Sintonia <i>Model-Free</i>	38
3.5	Projeto <i>Model-Free</i> na Estrutura RST	38
3.6	Estimativa Direta do Controle PID por Funções Quadráticas	40
3.7	Controle Adaptativo Baseado no Modelo Inverso	42
3.7.1	Projeto do Controle Posicional de Shafiq e Akhtar	43
3.7.2	Projeto do Controle Incremental para o IMBAC	45
3.8	Resultados de Simulação	46
3.8.1	Ensaios com o DIRAC RST	46
3.8.2	Ensaios com o Estimativa Direta do PID	46
3.8.3	Ensaios com o IMBAC	48
3.9	Conclusão do Capítulo	51
4	Modelo Universal	52
4.1	Introdução	52
4.2	Modelo Universal de Park	53
4.3	Propostas da Tese para o Modelo Universal	57
4.4	Modelo Universal a d Passos a Frente	58
4.5	Modelo Universal no Projeto GMV	61
4.5.1	Casos Particulares	63
4.6	Caso Particular para o Controle GMV	65
4.6.1	Análise da Estabilidade para um Sistema Linear	66
4.6.2	Análise de Robustez	68
4.6.3	Sintonia do Controlador	69
4.6.4	Resultados da Estrutura PID aplicada ao CSTR	73

4.7	Modelo Universal no Projeto GPC	76
4.7.1	Considerando $N = 1, N_2 = N_u = 3$	77
4.7.2	Considerando $N = 2, N_2 = N_u = 3$	77
4.8	Conclusão do Capítulo	80
5	Conclusão	81
5.1	Trabalhos Futuros	83
A	Reator Contínuo de Tanque Agitado	85
B	Trocador de Calor	89
C	Plantas <i>Benchmark</i>	91
C.1	Introdução	91
C.2	Planta de Quarta Ordem	91
C.3	Planta de Terceira Ordem com Zero no Semi-Plano Direito	91
C.4	Planta de Primeira Ordem com Atraso	92
C.5	Planta Instável	92
C.6	Planta Variante no Tempo	92
D	Índice de Robustez para Controle Adaptativo	94
E	Controlador Preditivo Generalizado	97
	Referências Bibliográficas	102

Lista de Figuras

1.1	Controlador PI aplicado ao reator CSTR.	2
2.1	Saída do trocador de calor para seguimento de referência.	26
2.2	Controle sobre o trocador.	27
2.3	Convergência de ϕ para o trocador.	28
3.1	Diagrama de blocos do PID-STR.	32
3.2	Diagrama de blocos da estratégia.	37
3.3	Regiões avaliadas pela função custo (3.30).	42
3.4	IMBAC posicional.	44
3.5	IMBAC posicional com perturbações.	44
3.6	IMBAC incremental com perturbações.	45
3.7	Resultados do CSTR com estimativa direta dos parâmetros do RST.	47
3.8	Resposta do CSTR com estimativa direta do PID.	48
3.9	Controle do CSTR com estimativa direta do PID.	49
3.10	Convergência dos parâmetros do PID.	50
3.11	Resultados do CSTR com IMBC incremental.	50
4.1	Diagrama de blocos do controlador da equação (4.44).	65
4.2	Resultado de simulação para o sistema da equação (4.49).	67
4.3	Lugar das raízes para o sistema da equação (4.49).	67
4.4	Estrutura de malha RST com incertezas aditivas.	68
4.5	Efeito da variação de q_0 sobre $1/M$	69
4.6	Efeito de q_0 na dinâmica de malha fechada.	70
4.7	Sistema de controle PID com sintonia nebulosa.	71
4.8	Funções de pertinência para a sintonia nebulosa.	72
4.9	Controlador com sintonia neural.	73

4.10	Resposta do CSTR para mudança de referência com o controlador LPID.	74
4.11	Ação de controle sobre o CSTR para mudança de referência com o LPID.	75
4.12	Convergência do parâmetro de controle aplicado ao CSTR.	75
4.13	Índice de robustez do CSTR para mudança de referência com o LPID.	76
4.14	Modelo universal com GPC considerando $N = 1$ aplicado ao CSTR.	78
4.15	Modelo universal com GPC considerando $N = 2$ aplicado ao CSTR.	79
A.1	Esquema do reator CSTR.	85
A.2	Plano de fase do reator CSTR.	87
A.3	Curva estática do reator CSTR.	87
A.4	Curvas de reação do reator CSTR para diferentes entradas.	88
B.1	Representação de um trocador de calor.	89
B.2	Característica não-linear do trocador de calor.	90
D.1	Diagrama de blocos do sistema de controle.	94

Lista de Tabelas

1.1	Classificação dos controladores com base nos dados experimentais.	3
2.1	ITAE para seguimento de referência.	23
2.2	Tempo de subida para seguimento de referência.	24
2.3	Sobre-sinal (%) para seguimento de referência.	24
2.4	IAE para rejeição a perturbação.	24
2.5	IAE para seguimento de referência com ruído.	25
4.1	Dados de entrada e saída e suas diferenças.	57
4.2	Desvio padrão do controle para o sistema linear com $d = 1$	64
4.3	Desvio padrão do controle para o sistema não-linear com $d = 1$	64
4.4	Desvio padrão do controle para o sistema linear com $d = 2$	64
4.5	Desvio padrão do controle para o sistema não-linear com $d = 2$	64
4.6	Alocação de pólos para o sistema da equação (4.49).	67
4.7	Conjuntos nebulosos.	71
4.8	Base de regras para a sintonia nebulosa.	71

Lista de Abreviaturas

BIBO	<i>Bounded-Input Bounded-Output</i>
CAR	<i>Controlled AutoRegressive</i>
CARMA	<i>Controlled AutoRegressive Moving Average</i>
CSTR	<i>Continuous Stirred Tank Reactor</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
GMV	<i>Generalized Minimum Variance</i>
GPC	<i>Generalized Predictive Control</i>
IAE	<i>Integral Absolute-Error, $\left(\frac{1}{N}\right) \sum_{i=1}^N e_i$</i>
IMBAC	<i>Inverse Model Based Adaptive Control</i>
ITAE	<i>Integral of Time multiplied by the Absolute-Error, $\left(\frac{1}{N}\right) \sum_{i=1}^N i e_i$</i>
ISE	<i>Integral Squared-Error, $\int_0^t e^2(t)dt$</i>
ITSE	<i>Integral of Time multiplied by the Squared-Error, $\int_0^t te^2(t)dt$</i>
LMS	<i>Least Mean Squares</i>
LQG	<i>Linear Quadratic Gaussian</i>
LTI	<i>Linear Time Invariant</i>
MFLAC	<i>Model-Free Learning Adaptive Control</i>
MPM	<i>Model Plant Mismatch</i>
MQ	<i>Mínimos Cuadrados</i>
MQR	<i>Mínimos Cuadrados Recursivo</i>
NARX	<i>Nonlinear AutoRegressive models with eXogenous Inputs</i>
NNs	<i>Neural Networks</i>
NLMS	<i>Normalized Least Mean Squares</i>
OE	<i>Output Error</i>

P	Proporcional
PD	Proporcional+Derivativo
PE	<i>Prediction Error</i>
PG	Pseudo-gradiente
PID	Proporcional+Integral+Derivativo
PID-STR	<i>PID Self-Tuning Regulator</i>
PI	Proporcional+Integral
PPD	<i>Partial-Pseudo-Derivative</i>
VI	Variável Instrumental

Lista de Símbolos

Funções e Polinômios

$A(z^{-1})$	polinômio do denominador do modelo do processo
$B(z^{-1})$	polinômio do numerador do modelo do processo
$A_m(z^{-1})$	polinômio do denominador do modelo de referência
$B_m(z^{-1})$	polinômio do do numerador modelo de referência
$C(z^{-1})$	polinômio do PID digital
Δ	operador a diferenças $(1 - z^{-1})$
$E_j(z^{-1})$	polinômio em z^{-1}
$f(\cdot)$	mapeamento discreto
$F_f(z^{-1})$	polinômio do filtro FIR
$F_j(z^{-1})$	polinômio em z^{-1}
$\hat{G}(z^{-1})$	estimativa da função de transferência do processo
$\tilde{G}(z^{-1})$	incertezas aditivas do processo
$\Gamma(z^{-1})$	polinômio em z^{-1}
$G_{mf}(z^{-1})$	função de transferência do modelo de referência
$G_p(z^{-1})$	função de transferência do processo
$H_G(z^{-1})$	polinômio em z^{-1}
$J(\cdot)$	função custo ou função objetivo
J_ε	erro de estimação, $J_\varepsilon = \left(\frac{1}{N}\right) \sum_{i=1}^N \varepsilon_i^2$
J_e	erro do sistema, $J_e = \left(\frac{1}{N}\right) \sum_{i=1}^N e_i^2$
J_u	variação do controle, $J_u = \left(\frac{1}{N}\right) \sum_{i=1}^N [u_i - u_{i-1}]^2$
$O(\cdot)$	termos de alta ordem da série de Taylor
$P_f(z^{-1}), \delta(z^{-1})$	polinômios de filtro em z^{-1}

$P_G(z^{-1})$	polinômio em z^{-1}
$Q(z^{-1})$	polinômio em z^{-1}
$R_G(z^{-1})$	polinômio em z^{-1}
$\tilde{Q}(z^{-1})$	polinômio em z^{-1}
$R(z^{-1})$	polinômio da forma RST
$S(z^{-1})$	polinômio da forma RST
$T(z^{-1})$	polinômio da forma RST

Variáveis e Constantes

a_i, b_i	parâmetros do modelo CARMA
b	parâmetro estimado do modelo universal
B	calor da reação
C_A	concentração da substância A
C_B	concentração do produto B
C_{Af}	concentração na alimentação
c_0, c_1, c_2	parâmetros do PID digital
$\hat{c}_0, \hat{c}_1, \hat{c}_2$	estimativa dos parâmetros do PID digital
D_a	número de Damköhler
d	atraso de transporte do modelo CARMA
ep	erro de predição
$e(\cdot)$	erro de seguimento $[y_r(\cdot) - y(\cdot)]$
h	constante de limitação superior da estimativa do pseudo-gradiente
K_n	coeficiente proporcional do neurônio
K_c	ganho proporcional
k	instante de tempo discreto
L	constante positiva finita
L_d	atraso de transporte do IMBAC
M_p	máximo sobre-sinal
N	ordem do modelo universal
N_1	horizonte mínimo de previsão
N_2	horizonte máximo de previsão
N_u	horizonte de controle

n_y, n_u	ordens de $y(\cdot)$ e $u(\cdot)$, respectivamente
p, k_1, k_2, q'	constantes de ponderação
q_0	parâmetro do LPID
T	temperatura do reator
T_d	tempo derivativo
T_C	temperatura da camisa
T_f	temperatura de alimentação
T_i	tempo integral
T_s	período de amostragem
$u(\cdot)$	entrada do sistema
$u_f(\cdot)$	entrada filtrada do sistema
W	constante de limitação superior da variação do controle
$w_i(k)$	pesos das conexões de cada entrada do neurônio
$x(k)$	não-linearidade estática do trocador
$x_i(k)$	entradas do neurônio
$y(\cdot)$	saída do sistema
$\hat{y}(\cdot)$	estimativa da saída do sistema
$y_f(\cdot)$	saída filtrada do sistema
$y_m(\cdot)$	saída do modelo
$y_r(\cdot)$	entrada de referência
$\alpha, \delta, \eta, \rho$	fatores de ponderação
β	coeficiente de transferência de calor
γ	energia de ativação
$\bar{\epsilon}, \underline{\epsilon}$	limites do pseudo-gradiente
$\epsilon(\cdot), \eta(\cdot)$ e $\xi(\cdot)$	variáveis auxiliares
$\varepsilon(\cdot)$	erro de estimação $[y(\cdot) - \hat{y}(\cdot)]$
κ, λ, μ	fatores de esquecimento
$\lambda_e, \lambda_{e1}, \lambda_{e2}, \lambda_u$	constantes de ponderação
$\phi(\cdot)$	pseudo-gradiente ou <i>partial-pseudo-derivative</i>
$\hat{\phi}(\cdot)$	estimativa do pseudo-gradiente
$\phi_e(\cdot)$	valor filtrado do pseudo-gradiente
ϕ_{frozen}	valor congelado do pseudo-gradiente

Matrizes, Vetores e Conjuntos

\mathbf{f}	vetor de predições da resposta livre
\mathbf{G}	matriz dos parâmetros da resposta impulsiva
$K(\cdot)$	ganho do MQ
P_0	matriz para “resetar” a matriz de covariância
$P(\cdot)$	matriz de covariância do MQ
$U(\cdot)$	conjunto de entradas do sistema
$\hat{\mathbf{u}}$	vetor de controle incremental
$Y(\cdot)$	conjunto de saídas do sistema
$\hat{\mathbf{y}}$	vetor de saídas preditas
\mathbf{y}_r	vetor do sinal de referência
$\hat{\theta}(\cdot)$	vetor de parâmetros estimados do MQ
$\hat{\theta}_0$	valor inicial do vetor de parâmetros estimados do MQ
$\theta(\cdot)$	vetor de parâmetros do MQ
$\varphi(\cdot)$	vetor de medidas do MQ

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação e Justificativa

O bom desempenho e estabilidade dos controladores para sistemas dinâmicos requer, entre outras coisas, a compreensão do comportamento do sistema. A modelagem das plantas pode representar de forma explícita esta compreensão. Implicitamente a compreensão pode estar contida em um conjunto de dados experimentais.

O comportamento de sistemas dinâmicos pode ser compreendido tipicamente através da utilização de técnicas como a modelagem analítica (a partir de princípios básicos da física), com a medida direta de vários parâmetros da planta ou com a identificação de modelos a partir de dados de entrada e saída. O procedimento da modelagem necessita, usualmente, de muitas iterações para a aplicação de algumas destas técnicas. Adicionalmente, a convergência para um projeto de controle aceitável necessita da validação de modelo e da análise de robustez do sistema em malha fechada.

Nos casos onde a modelagem da planta é complexa ou se a planta é variante no tempo e certos parâmetros precisam ser determinados experimentalmente, os dados experimentais são particularmente valiosos para o bom entendimento do comportamento da planta. Exemplos de plantas complexas de modelar incluem fornos de arco e rotores de helicópteros (Staib e Staib, 1992; Wilson, 1997). Exemplos de plantas variantes no tempo incluem motores que se desgastam com o tempo e satélites que mudam de temperatura em órbitas baixas. O pêndulo de torsão é um exemplo de planta que pode ser bem modelado por princípios básicos. No entanto, requer dados experimentais para se obter os parâmetros apropriados para o modelo. Portanto, nestes casos os controladores baseados

em modelo podem não apresentar o desempenho desejado uma vez que são projetados a partir de modelos obtidos para uma faixa de operação específica do processo. Como exemplo apresenta-se na figura 1.1 os resultados obtidos com um controlador PI aplicado ao reator CSTR. O modelo matemático utilizado para o projeto do controlador corresponde a faixa de operação próxima ao nó estável. No ensaio deseja-se que o reator siga as referências $y_r = 1$ (amostras 1 a 200), $y_r = 3$ (amostras 201 a 400) e $y_r = 6$ (amostras 401 a 600). Dos resultados observa-se que o controlador PI não garante um seguimento adequado para as duas últimas referências desejadas.

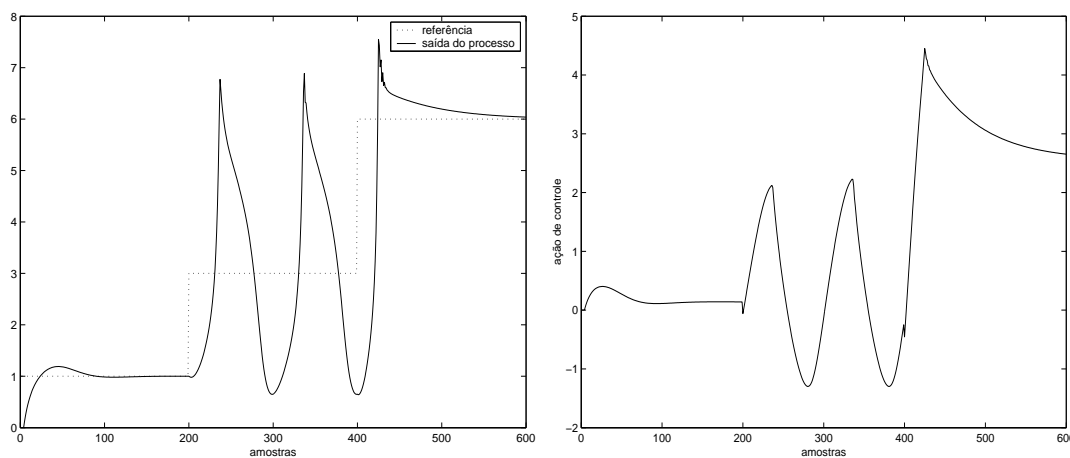


Figura 1.1: Controlador PI aplicado ao reator CSTR.

Logo, este estudo de caso mostra que existe a necessidade de se garantir estabilidade com pelo menos três modelos matemáticos para três conjuntos de parâmetros PI distintos, uma vez que o projeto PI fixo avaliado está fundamentado no modelo identificado da planta na primeira faixa de operação.

A identificação do modelo da planta é talvez o mais popular método de uso dos dados experimentais, no projeto de controle de processos. O engenheiro usualmente realiza um certo número de experimentos e então usa os dados conjuntamente com várias técnicas de otimização para construir um modelo para a planta. O modelo da planta é então usado com uma técnica conhecida para se projetar controladores baseados em modelo. Algumas técnicas típicas de identificação são: erro de predição (PE), mínimos quadrados (MQ), variável instrumental (VI), erro de saída (OE) e *Box Jenkins* (Ljung, 1999; Coelho e Coelho, 2004). A literatura é vasta em termos de técnicas de projeto e controle e inclui desde simples controladores PID até técnicas avançadas, por exemplo *Linear Quadratic Gaussian* (LQG) (Franklin *et al.*, 1990) e síntese- μ (Zhou *et al.*, 1996).

Os métodos que usam os dados experimentais podem ser divididos em quatro categorias como mostra a tabela 1.1. As técnicas são diferenciadas por operarem *offline* ou *online* e se o modelo da planta é usado direta ou indiretamente no projeto do controle.

Tabela 1.1: Classificação dos controladores com base nos dados experimentais.

	Modelo da Planta	Sem Modelo da Planta
<i>offline</i>	Projeto Indireto do Controle	Projeto Direto do Controle
<i>online</i>	Adaptativo Indireto	Adaptativo Direto

Quando o projeto baseado em modelo da planta é usado *online* é usualmente referenciado como controle adaptativo indireto. A técnica tipicamente inicia assumindo-se um modelo nominal para a planta. Quando novos dados são coletados, as saídas são comparadas com as saídas previstas para o modelo da planta produzindo um erro nominal. O gradiente do erro com relação aos parâmetros da planta é usado para modificar os parâmetros da planta visando melhorar o modelo da planta. Periodicamente a lei de controle é atualizada usando o mais recente modelo obtido como base na síntese do controlador. Um exemplo dessa aproximação é o controle adaptativo baseado em modelo de referência (Bitmead *et al.*, 1990).

A denominação “sem modelo da planta” para a segunda coluna da tabela 1.1 é um pouco imprópria, pois de certa forma um conjunto de dados pode ser considerado um modelo empírico da planta. Assim, qualquer representação simplificada do conjunto de dados é também um modelo da planta. Como exemplo de representações simplificadas, pode-se citar os casos do modelo universal derivado por (Park *et al.*, 1998) e do *free-model* derivado por (Lee *et al.*, 2000) que, apesar de serem obtidos a partir de diferentes aproximações, apresentam estruturas semelhantes e se destinam a representar mapeamentos não-lineares. As aplicações destes modelos estão, até o presente momento, restritas ao controle de sistemas de potência onde o *free-model* é utilizado como predição da saída a um passo (Harnold e Lee, 2000a; Lee e Ko, 2001; Lee *et al.*, 2001a,b; Lee e Ko, 2002). Portanto, as questões relacionadas a aplicabilidade do *free-model* ou modelo universal como preditor de n passos e como modelo para o desenvolvimento de controladores apresenta-se em aberto na literatura de controle.

Na característica das técnicas *model-free* tem-se um procedimento simples e integrado para derivação da lei de controle diretamente dos dados experimentais e das especificações de desempenho. Entretanto, o principal atrativo das técnicas *model-free* é sua imple-

mentação *online*. Nestes casos, pode-se dividir as técnicas *model-free* em sintonia *model-free* e controle *model-free*.

As técnicas de sintonia *model-free* caracterizam-se pela determinação dos parâmetros dos controladores diretamente dos dados de entrada e saída por meio de critérios de desempenho desejados para o sistema em malha fechada. Estas técnicas podem ser exploradas na determinação dos parâmetros dos seguintes controladores: PID (Proporcional+Integral+Derivativo), GMV (*Generalized Minimum Variance*) e GPC (*Generalized Predictive Control*).

As técnicas de controle *model-free* caracterizam-se pelo fato de utilizarem apenas os dados de entrada e saída da planta para se adaptarem. As leis de controle são derivadas, geralmente, sem a utilização de modelos tradicionais (CAR (*Controlled AutoRegressive*)), CARMA (*Controlled AutoRegressive Moving Average*). Entretanto, em alguns casos, obtém-se as leis de controle a partir de representações simplificadas para a planta (PG (Pseudo-Gradiente), PPD (*Partial-Pseudo-Derivative*)). O mecanismo de adaptação utiliza técnicas de identificação com base no algoritmo LMS (*Least Mean Squares*) (Hou *et al.*, 1998) ou técnicas da inteligência computacional tais como redes neurais, sistemas nebulosos. (Zhang *et al.*, 2000).

Uma característica importante das técnicas de projeto *model-free* é a estreita relação entre a identificação da planta e o projeto do controle. No projeto de controle baseado em modelos tradicionais a obtenção de um modelo adequado para a planta requer uma grande simplificação dos dados experimentais. Nas técnicas *model-free* mais informação experimental é retida durante a fase de projeto do controle. Desta forma qualquer simplificação na lei de controle reflete-se sobre a relação entre as entradas e as saídas do controlador e não sobre a relação entre as entradas e saídas da planta. As simplificações são realizadas sobre o que é importante para a lei de controle e não sobre o que é importante para a obtenção do modelo da planta (Wodley, 2001).

A estreita ligação entre identificação e projeto de controle pode conduzir a um incremento na automação do projeto de controladores. Entretanto, esta conjectura somente pode ser confirmada através da experiência de engenheiros de controle que estão habilitados para testar em campo tanto o controle baseado em modelo quanto as técnicas *model-free*. O incremento da automação é um resultado esperado da remoção dos passos intermediários de projeto, exigindo deste modo que o engenheiro faça menos escolhas

arbitrárias de parâmetros durante o projeto. Uma vantagem adicional é percebida no processo iterativo entre os experimentos para projeto e os testes de desempenho em malha fechada (Cheng *et al.*, 1998).

Os problemas de controle com certos atributos são prováveis candidatos a receber os benefícios da técnica *model-free*. Estes atributos incluem (Lee e Ko, 2002):

- os dados experimentais são abundantes, representativos das dinâmicas importantes do sistema, pequeno custo computacional para se obter;
- a iteração entre o projeto e o experimento em malha fechada é possível;
- alguns aspectos do sistema são difíceis de quantificar através de modelagem analítica, por exemplo, não-linearidades e plantas variantes no tempo;
- a planta tem muitas entradas e saídas, tal que a modelagem da relação entre cada entrada e saída possa ser proibitivamente tediosa.

Com certeza as metodologias adaptativas são aplicáveis nos casos em que a planta é variante no tempo. Em muitos problemas a lei de controle se adapta para compensar a mudança dos parâmetros do sistema, tal como a temperatura. Entretanto, se a estrutura da planta muda, uma técnica de controle *model-free* pode apresentar melhor desempenho que um controlador adaptativo baseado em modelo no qual a estrutura do modelo é determinada *a priori* (De Keyser, 2000).

Um dos problemas que permanece na comunidade de controle adaptativo é o desenvolvimento de leis de controle que atinjam bom desempenho em malha fechada quando a planta é parcialmente ou imprecisamente representada pelos dados experimentais. Este problema tem motivado diversos trabalhos em técnicas de controle *model-free* e técnicas robustas baseadas em modelo. Algumas soluções incluem controle direto via *unfalsification methods* (Safonov e Tsao, 1994a,b, 1997) e modelos incertos via *unfalsification methods* (Kosut, 1996), busca iterativa (Bruyne e Carrette, 1996; Veres e Hjalmarsson, 2002; Sjöberg *et al.*, 2003) e controle robusto (Cai e Tang, 1997).

Diversas metodologias de controle *model-free* têm sido desenvolvidas objetivando o controle de plantas instáveis em malha aberta (Gorinevsky *et al.*, 1997; Ribeiro e Hemerly, 1998), controle de robôs (Li e Chen, 2002), controle de sistemas de potência (LaMeres e Nehrir, 1999) e controle de processos variantes e incertos

(Wang *et al.*, 2003b,a). A análise de estabilidade e capacidade de estimação não-paramétrica das técnicas *model-free* é contemplada em alguns trabalhos (Cao *et al.*, 1996a,b; Landaño *et al.*, 2001; Landaño, 2004).

Entretanto, diversas questões e resultados ainda não foram desenvolvidos, entre os quais, a possibilidade de novos ensaios experimentais, aplicações multivariáveis, correlação da estrutura na presença de um controlador PID (que tem larga aplicabilidade na indústria), a utilização de outras técnicas de identificação de parâmetros, a obtenção de novas técnicas de sintonia baseadas em conceitos simples e a utilização do modelo universal para o desenvolvimento de técnicas de controle *model-free* no contexto avançado.

1.2 Estrutura da Tese

Esta tese está organizada de acordo com os seguintes capítulos: além desta introdução, a metodologia de controle *model-free* é discutida e apresentam-se propostas no sentido de melhorar o desempenho do controlador no capítulo 2. No capítulo 3 derivam-se duas metodologias de sintonia *model-free* além disso, propõe-se a utilização da técnica na estimativa dos parâmetros de controladores na forma RST, o uso de funções custo na estimativa direta dos parâmetros do PID e a extensão da técnica de controle adaptativo direto baseado em modelo inverso para a forma incremental. Um novo modelo para a representação de processos é desenvolvido no capítulo 4, onde propostas são apresentadas no sentido da extensão da predição da saída para o caso de d passos a frente visando a aplicação no projeto de controladores GMV e GPC. Finalmente, as conclusões são discutidas no capítulo 5.

Capítulo 2

Controle *Model-Free*

2.1 Introdução

Um sistema de controle adaptativo do tipo *model-free* pode ser definido, de forma ideal, como tendo as seguintes propriedades (Cheng *et al.*, 1998):

1. Nenhum conhecimento quantitativo preciso da planta está disponível;
2. Nenhum mecanismo de identificação é incluído no sistema;
3. Nenhum projeto de controle para um sistema específico é necessário;
4. Nenhuma sintonia manual dos parâmetros do controlador é requerida;
5. Critérios de estabilidade em malha fechada devem estar disponíveis para garantir a estabilidade do sistema.

A principal característica dos controladores *model-free* é que nenhum modelo do processo está disponível e, portanto, o controlador não é projetado para um sistema específico. Assim, torna-se uma metodologia de controle adequada quando o processo é desconhecido.

Entretanto, segundo Wodley (2001), o termo *model-free* é um tanto quanto impróprio pois, de certa forma, um conjunto de dados pode ser considerado como um modelo empírico da planta. Logo, qualquer representação simplificada do conjunto de dados da planta é também um modelo da planta. Outro fator que depõe contra o termo é o fato de que controladores *model-free* têm sido propostos na literatura a partir de representações baseadas no pseudo-gradiente (PG) ou, em alguns casos *partial-pseudo-derivative* (PPD). O que significa, portanto, que algum mecanismo de identificação deve estar presente no

algoritmo de controle de forma a permitir a determinação dos parâmetros destas representações simplificadas.

Entende-se por modelo do processo o conjunto de estruturas tradicionalmente conhecidas na literatura de controle de processos como sendo capazes de representar com certa precisão um processo real (CARMA, CAR, função de transferência, modelo analítico, função de auto-correlação, resposta impulsiva, etc).

O fato dos controladores *model-free* não precisarem de sintonia manual pode, idealmente, ser verdade e até desejável. Entretanto, do ponto de vista da indústria e de um engenheiro de controle é comum permitir algum tipo de flexibilidade de sintonia para o usuário do controlador, porque pode ser necessário ajustar o desempenho dinâmico de malha fechada.

Neste contexto, entende-se por controladores *model-free* aqueles em que o projeto e subsequente sintonia não estão associados a nenhum modelo tradicional. Tais controladores podem conter em seu algoritmo mecanismos de identificação de parâmetros e sintonia manual.

A literatura de controle é vasta em termos de metodologias de projeto para controladores *model-free*. Os trabalhos existentes utilizam as mais variadas técnicas de projeto indo desde clássicas como a busca iterativa (Hjalmarsson *et al.*, 1994, 1995, 1997; Bruyne *et al.*, 1997; Hjalmarsson *et al.*, 1998; Meurers *et al.*, 2003), *Partial-Pseudo-Derivative* (Tan *et al.*, 1999; Hou *et al.*, 1998), função de aproximação (Spall e Cristion, 1993, 1995, 1996, 1998; Rezayat, 1994, 1999), modelos sob demanda (Stenman, 1999) e técnicas de inteligência computacional (Yu *et al.*, 2003; Lin *et al.*, 2004). A inteligência computacional, em especial os sistemas nebulosos, tem sido tratada na literatura de controle com técnicas de representação universal de processos. Os controladores *model-free* baseados em inteligência computacional são também associados a estruturas de controle clássicas como os controladores PID (Jagannathan e Lewis, 1996; Wang e Ji, 2000; Wang, 2002; Mann e Surgenor, 2002; Zhang e Wang, 2002; Wang *et al.*, 2003b) e por modos deslizantes (Ertugrul e Kaynak, 2000; Wang *et al.*, 2002; Yu *et al.*, 2003).

As aplicações de sucesso dos controladores *model-free* abrangem uma gama considerável de processos, entre os quais têm-se:

- Manipuladores robóticos – (Jagannathan e Lewis, 1996; Iagnemma *et al.*, 1997; Yuh *et al.*, 1998; Gong *et al.*, 1998; Ertugrul e Kaynak, 2000; Ge *et al.*, 2001;

Huang *et al.*, 2002);

- Processos químicos – (Codrons e Ceysens, 1997; Hjalmarsson, 1998; Zheng e Wang, 2002);
- Sistemas de potência – (Wang e Wang, 1997; Zhang e Wang, 2002; Marseguerra e Zio, 2003);
- Semáforos – (Spall e Chin, 1994);
- Reatores nucleares – (Marseguerra e Zio, 2003);
- Plantas incertas ou com múltiplos modelos – (Jagannathan *et al.*, 2000; Wang, 2002).

Outras aplicações para os controladores *model-free* são como observadores de estados e preditores (Jiang *et al.*, 2002; Niu *et al.*, 2002; Lin *et al.*, 2004).

O objetivo deste capítulo é desenvolver o controlador *model-free* proposto por Hou *et al.* (1998). Tal controlador é baseado no conceito de *partial-pseudo-derivative* (PPD) e apresenta uma estrutura de controle pseudo PI (Proporcional+Integral). Entretanto, o controlador apresenta algumas deficiências, tais como: i) falta do fator derivativo, o que ocasiona oscilações em certos processos; ii) muitos parâmetros a serem ajustados manualmente para garantir a convergência do pseudo-gradiente e iii) aplicado a processos monovariáveis.

Este capítulo está organizado da seguinte forma. Na seção 2.2 a proposta de Hou *et al.* (1998) é desenvolvida. Nas seções 2.4, 2.5 e 2.6 apresentam-se propostas no sentido de melhorar o desempenho com controlador *model-free*. A seção 2.7 é dedicada a apresentar as características dos controladores propostos; no que diz respeito a capacidade seguimento de referência, rejeição a perturbação (regulação) e tratamento de ruído. Os resultados para um processo não-linear são apresentados. As conclusões são apresentadas na seção 2.8.

2.2 Dedução do Controlador *Model-Free*

2.2.1 Introdução

Considere o seguinte sistema não-linear discreto:

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-n_y), u(k), \dots, u(k-n_u)) \quad (2.1)$$

onde n_y e n_u são as “ordens” de $y(k)$ e $u(k)$, respectivamente, $y(k) \in R$, $u(k) \in R$ são a saída e entrada do sistema no instante k e $f(\cdot)$ é uma função não-linear geral.

A planta (2.1) pode ser reescrita como

$$y(k+1) = f(Y(k), u(k), U(k-1)) \quad (2.2)$$

onde $Y(k)$, $U(k-1)$ são os conjuntos dos sinais das saídas e entradas do sistema nos instantes k e $k-1$. O sistema representado pelas equações (2.1) ou (2.2) é também denominado modelo matemático NARX (*Nonlinear AutoRegressive models with eXogenous inputs*)(Sales e Billings, 1990).

2.2.2 Base Teórica para o *Model-Free*

A base teórica para o *model-free* é baseada nas seguintes considerações sobre a planta:

- (A1) O sistema (2.1) ou (2.2) é observável e controlável no seguinte sentido: para um sinal de saída desejado limitado, $y_r(k+1)$, existe uma entrada de controle limitada que leva a saída da planta a ser igual a saída desejada;
- (A2) A derivada parcial de $f(\cdot)$ em relação as entradas de controle $u(k)$ é contínua;
- (A3) O sistema (2.1) ou (2.2) é Lipschitz generalizado, isto é, satisfaz

$$|\Delta y(k+1)| \leq L|\Delta u(k)| \quad \text{para qualquer } k \text{ e } \Delta u(k) \neq 0$$

onde $\Delta y(k+1) = y(k+1) - y(k)$, $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$ e L é uma constante finita.

As três considerações sobre o sistema não são severas, isto é, (A1) é uma consideração básica sobre a planta controlada, controlar tal sistema é impossível se a consideração (A1) não é satisfeita. (A2) é uma condição que muitas plantas não-lineares podem satisfazer. A consideração (A3) é uma limitação na taxa de variação da saída, que inclui uma classe de plantas não-lineares.

Teorema 2.1 *Para o sistema não-linear monovariável, equação (2.2), que satisfaz as considerações (A1-A3), então deve existir um escalar $\phi(k)$, denominado pseudo-gradiente (PG) e quando $\Delta u(k) \neq 0$ tem-se*

$$\Delta y(k+1) = \phi(k)\Delta u(k) \quad (2.3)$$

onde $|\phi(k)| \leq L$

Prova: Da equação (2.2) tem-se

$$\begin{aligned} \Delta y(k+1) &= f(Y(k), u(k), U(k-1)) - f(Y(k-1), u(k-1), U(k-2)) \\ &= f(Y(k), u(k), U(k-1)) - f(Y(k), u(k-1), U(k-1)) + \\ &\quad f(Y(k), u(k-1), U(k-1)) - f(Y(k-1), u(k-1), U(k-2)) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Usando a consideração (A2) e o teorema do valor médio, a equação (2.4) torna-se

$$\Delta y(k+1) = \frac{\partial f}{\partial u(k)} \Delta u(k) + \xi(k) \quad (2.5)$$

onde $\frac{\partial f}{\partial u(k)}$ denota o valor do gradiente de $f(\cdot)$ com relação a u em algum ponto entre $u(k-1)$ e $u(k)$ e $\xi(k) = f(Y(k), u(k-1), U(k-1)) - f(Y(k-1), u(k-1), U(k-2))$

Seja a seguinte equação:

$$\xi(k) = \eta(k)\Delta u(k) \quad (2.6)$$

onde $\eta(k)$ é uma variável auxiliar. Desde que a condição $\Delta u(k) \neq 0$, a equação (2.6) deve ter como solução $\eta(k)$.

Definindo

$$\phi(k) = \frac{\partial f}{\partial u(k)} + \eta(k) \quad (2.7)$$

então a equação (2.5) pode ser reescrita como

$$\Delta y(k+1) = \phi(k)\Delta u(k) \quad (2.8)$$

Da equação (2.8), da consideração (A3) e de $\Delta u(k) \neq 0$ tem-se

$$|\phi(k)\Delta u(k)| \leq L|\Delta u(k)| \quad (2.9)$$

e, portanto, $|\phi(k)| \leq L$.

□

Observação 1: O pseudo-gradiente, $\phi(k)$, é um parâmetro variante no tempo mesmo que a planta, equação (2.1) ou (2.2), seja um sistema invariante no tempo. Da equação (2.6) observa-se que $\phi(k)$ tem relação não somente com os sinais de entrada e saída do sistema até o instante $k - 1$, mas também com o sistema no instante k . Pelo teorema 2.1 tem-se que $\phi(k)$ é um sinal “diferencial” e limitado para qualquer k . Assim, pode-se dizer que $\phi(k)$ é um parâmetro com lenta variação no tempo, e a relação com $u(k)$ pode ser ignorada quando a magnitude de $\Delta u(k)$ é pequena e o período de amostragem também é pequeno. Desta forma, qualquer algoritmo de estimação de parâmetros variantes no tempo pode ser usado para estimar $\phi(k)$ e, sob esta configuração de malha, um sistema de controle adaptativo pode ser projetado.

Observação 2: Do teorema 2.1 e da observação 1, nota-se que o sistema da equação (2.3) é um sistema dinâmico linear com parâmetro de lenta variação no tempo quando $\Delta u(k) \neq 0$ e $\Delta u(k)$ é pequeno. Portanto, além da condição $\Delta u(k) \neq 0$ ser utilizada no projeto do sistema de controle, alguns parâmetros de projeto ajustáveis podem ser adicionados a uma função custo (objetivo) que considera a entrada de controle de modo a manter a taxa de variação da entrada de controle pequena.

2.2.3 Lei de Controle Proposta por Hou

Considere a seguinte função custo a ser minimizada para o projeto do controlador:

$$J[u(k)] = [y(k+1) - y_r(k+1)]^2 + \kappa[\Delta u(k)]^2 \quad (2.10)$$

onde $y_r(k+1)$ é o sinal de saída desejado do sistema (referência) e κ é uma constante de ponderação positiva especificada pelo operador.

Da equação (2.3) tem-se

$$y(k+1) = y(k) + \phi(k)\Delta u(k) \quad (2.11)$$

Substituindo a equação (2.11) na equação (2.10), derivando com relação a $u(k)$ e

resolvendo a equação $\frac{\partial J[u(k)]}{\partial u(k)} = 0$, obtém-se a seguinte lei de controle pseudo PI:

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\rho\phi(k)}{\kappa + [\phi(k)]^2} [yr(k+1) - y(k)] \quad (2.12)$$

Observação 3: O parâmetro ρ na lei de controle, equação (2.12), é uma constante adicionada para proporcionar estabilidade em malha fechada.

Observação 4: Das equações (2.10) e (2.12) observa-se que κ não é somente um fator de ponderação sobre $[\Delta u(k)]^2$, mas também é parte do denominador da equação (2.12), $\kappa + [\phi(k)]^2$, evitando que este termo seja zero quando κ é uma constante positiva. Simulações computacionais mostram que a seleção adequada de κ melhora o desempenho do processo controlado.

Observação 5: Da lei de controle, equação (2.12), observa-se que o sinal de controle não tem relação com nenhuma informação estrutural da planta (modelo matemático, estrutura, ordem, *etc.*), sendo projetado somente com as informações de entrada e saída da planta controlada.

Observação 6: A representação da lei de controle da equação (2.12) pode ser escrita na forma RST, isto é,

$$R(z^{-1})u(k) = T(z^{-1})y_r(k+1) - S(z^{-1})y(k) \quad (2.13)$$

onde $R(z^{-1}) = \Delta$, $S(z^{-1}) = T(z^{-1}) = \frac{\rho\phi(k)}{\kappa + [\phi(k)]^2}$. A concepção de uma malha de controle na forma RST é justificada na medida em que aspectos de estabilidade e robustez podem ser avaliados (Åström e Wittenmark, 1984; Banerjee e Shah, 1995; Wu *et al.*, 1989; Preitl e Bars, 2005).

2.2.4 Estimação do Pseudo-Gradiente

A seguinte função custo pode ser usada na estimação do parâmetro $\phi(k)$ (Poulin *et al.*, 1996):

$$J[\phi(k)] = [y(k) - y(k-1) - \hat{\phi}(k)\Delta u(k-1)]^2 + \mu[\hat{\phi}(k) - \hat{\phi}(k-1)]^2 \quad (2.14)$$

onde μ é um parâmetro de projeto para garantir uma melhor estabilidade de $\hat{\phi}(k)$. Uma vez que somente a situação no instante k é considerada, o algoritmo de estimação derivado a partir da minimização de (2.14) tem a habilidade de rastrear parâmetros variantes no tempo. Usando o procedimento similar ao utilizado na seção 2.2.3, obtém-se o seguinte algoritmo de estimação de parâmetros:

$$\hat{\phi}(k) = \hat{\phi}(k-1) + \frac{\eta\Delta u(k-1)}{\mu + [\Delta u(k-1)]^2} [\Delta y(k) - \hat{\phi}(k-1)\Delta u(k-1)] \quad (2.15)$$

Observação 7: As diferenças entre os algoritmos da equação (2.15) e da projeção (também denominado algoritmo normalizado dos mínimos quadrados (NLMS (*Normalized Least Mean Squares*))) são: i) a constante μ no denominador da equação (2.15) evita a divisão por zero e garante estabilidade ao estimador. Semelhante ao NLMS, também penaliza a taxa de variação dos parâmetros estimados garantindo um amortecimento na convergência dos parâmetros estimados; ii) a derivação do método NLMS e do algoritmo da equação (2.15) são diferentes; o algoritmo da equação (2.15) é obtido através da minimização da nova função custo apresentada na equação (2.14) (Goodwin e Sin, 1984; Wellstead e Zarrop, 1991).

2.2.5 Algoritmo de Controle, Convergência, Estabilidade e Robustez

Usando a lei de controle e o algoritmo de estimação de parâmetros desenvolvidos nas seções (2.2.3) e (2.2.4) apresenta-se o seguinte esquema de controle adaptativo livre de modelo:

$$\hat{\phi}(k) = \hat{\phi}(k-1) + \frac{\eta\Delta u(k-1)}{\mu + [\Delta u(k-1)]^2} [\Delta y(k) - \hat{\phi}(k-1)\Delta u(k-1)] \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned}\hat{\phi}(k) &= \hat{\phi}(1) \quad \text{se } \text{sign}(\hat{\phi}(1)) \neq \text{sign}(\hat{\phi}(k)) \\ \hat{\phi}(k) &= \hat{\phi}(1) \quad \text{se } |\hat{\phi}(k)| \geq \bar{\epsilon}, \text{ ou } |\hat{\phi}(k)| \leq \underline{\epsilon}\end{aligned}\tag{2.17}$$

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\rho \hat{\phi}(k)}{\kappa + [\hat{\phi}(k)]^2} [yr(k+1) - y(k)]\tag{2.18}$$

onde ρ e η são escolhidos nos intervalos $(0, 2)$ e $(0, 1]$, κ e μ são constantes de ponderação, $\bar{\epsilon}$ e $\underline{\epsilon}$ são constantes positivas que delimitam o intervalo de variação de $\hat{\phi}(k)$ visando a estabilidade de malha fechada, $\hat{\phi}(1)$ é uma estimativa inicial de $\hat{\phi}(k)$ que pode ser calibrado como o ganho estático da planta.

Observação 8: A adição da equação (2.17) no projeto do controlador de Hou é destinada a garantir que a condição $\Delta u(k) \neq 0$ no teorema 2.1 seja satisfeita e também para proporcionar ao algoritmo de estimação da equação (2.16) a habilidade para rastrear parâmetros variantes no tempo.

Observação 9: O esquema do controlador, dado pelas equações (2.16)-(2.18), utiliza somente os dados de entrada e saída da planta controlada e, por esta razão, é denominado MFLAC (*Model-Free Learning Adaptive Controller*).

Para obter a convergência e a estabilidade no contexto BIBO (*Bounded-Input Bounded-Output*) para o regulador, outra consideração sobre o sistema deve ser feita.

(A4) O sinal (sign) do pseudo-gradiente $\phi(k)$ mantém-se invariante para qualquer k e $\phi(k) = 0$ existe somente em um tempo finito. O sinal da estimação inicial $\hat{\phi}(1)$ de $\phi(k)$ é o sinal do verdadeiro pseudo-gradiente do sistema.

Observação 10: Se o pseudo-gradiente é igual a zero para qualquer instante de tempo k , a planta pode ser não-controlável.

Teorema 2.2 *Sob as considerações (A1-A4), com $y_r(k+1) = \text{constante}$, com o algoritmo do controlador (equações 2.16-2.18), com o sistema da equação (2.1) ou (2.2) e com a conveniente escolha de η , ρ e μ , então existe um valor positivo pequeno de κ , de forma que quando $\kappa \geq \kappa_{min}$ tem-se*

- 1) $\lim_{k \rightarrow \infty} |y(k+1) - y_r(k+1)| = 0 \longrightarrow$ convergência
- 2) $\{y(k)\}, \{u(k)\}$ são limitados \longrightarrow estabilidade

Prova: A limitação de $\hat{\phi}(k)$ vem diretamente da equação (2.17).

Seja as equações (2.18) e (2.3), isto é,

$$\Delta u(k) = \frac{\rho \hat{\phi}(k)}{\kappa + [\hat{\phi}(k)]^2} [y_r - y(k)] \quad (2.19)$$

$$y(k+1) = y(k) + \phi(k) \Delta u(k) \quad (2.20)$$

Subtraindo y_r em ambos os lados da equação (2.20) e usando a equação (2.19) obtém-se

$$|y(k+1) - y_r| \leq \left| 1 - \frac{\rho \phi(k) \hat{\phi}(k)}{\kappa + [\hat{\phi}(k)]^2} \right| |y(k) - y_r| \quad (2.21)$$

Considerando $\epsilon(k+1) = |y(k+1) - y_r|$, a equação (2.21) pode ser reescrita como

$$\epsilon(k+1) \leq \left| 1 - \frac{\rho \phi(k) \hat{\phi}(k)}{\kappa + [\hat{\phi}(k)]^2} \right| \epsilon(k) \quad (2.22)$$

Da consideração (A4), da equação (2.17) e das limitações de $\phi(k)$ e $\hat{\phi}(k)$, tem-se que $\phi(k) \hat{\phi}(k) \geq 0$. Portanto, deve existir um $\kappa_{min} \geq 0$, quando da escolha adequada de ρ e $\kappa \geq \kappa_{min}$ de modo que

$$0 < 1 - \frac{\rho \phi(k) \hat{\phi}(k)}{\kappa + [\hat{\phi}(k)]^2} \leq h < 1 \quad (2.23)$$

Assim, da equação (2.23), obtém-se da equação (2.22) o seguinte resultado

$$\begin{aligned} \epsilon(k+1) &\leq h \epsilon(k) \\ &\leq h^2 \epsilon(k-1) \leq \dots \leq h^k \epsilon(1) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Logo, a equação (2.24) mostra que

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \epsilon(k+1) = 0$$

e, portanto, obtém-se a condição de convergência e a limitação de $\{y(k)\}$.

Para a demonstração da limitação de $\{u(k)\}$, o que garante a estabilidade BIBO, considera-se a equação (2.19), onde existe uma constante W que é a limitação superior de $\frac{\rho\hat{\phi}(k)}{\kappa + [\hat{\phi}(k)]^2}$ tal que

$$|\Delta u(k)| \leq W\epsilon(k) \quad (2.25)$$

Observa-se da equação (2.25) que

$$\begin{aligned} |u(k)| &\leq |\Delta u(k) + \Delta u(k-1) + \dots + \Delta u(2)| + |u(1)| \\ &\leq |\Delta u(k)| + |\Delta u(k-1)| + \dots + |\Delta u(2)| + |u(1)| \end{aligned} \quad (2.26)$$

e usando as equações (2.24) e (2.25), reescreve-se a equação (2.26) de acordo com

$$\begin{aligned} |u(k)| &\leq W\epsilon(k) + W\epsilon(k-1) + \dots + W\epsilon(2) + |u(1)| \\ &\leq W(p^{k-1}\epsilon(1) + p^{k-2}\epsilon(1) + \dots + p\epsilon(1)) + |u(1)| \\ &\leq W\frac{p\epsilon(1)}{1-p} + |u(1)| \end{aligned} \quad (2.27)$$

Logo, a equação (2.27) garante que a seqüência de entrada de controle, $\{u(k)\}$, é limitada.

□

Do teorema 2.2 pode-se estabelecer resultados relevantes para o esquema do controlador que é um problema altamente não-linear e variante no tempo. Nada foi dito sobre a convergência dos parâmetros estimados, a estrutura da planta controlada, os parâmetros e a ordem do sistema.

2.3 Propostas da Tese em Controle *Model-Free*

As seções anteriores apresentaram o projeto do controlador model-free segundo os trabalhos de Hou *et al.* (Hou e Huang, 1997; Hou *et al.*, 1998). Nestes trabalhos nada foi dito sobre a possibilidade da utilização de outros métodos de identificação para a determinação do parâmetro $\phi(k)$ do modelo. Nada foi dito sobre a habilidade do controlador em trabalhar com as classes de plantas comuns na indústria ou com plantas não-lineares com dinâmicas complexas (ponto de sela, variação abrupta do ganho estático, ...) ou sobre a possibilidade de se projetar o controlador utilizando-se outras técnicas. Nas próximas

seções propõem-se a estimativa de $\phi(k)$ através do estimador dos mínimos quadrados recursivo (MQR), a utilização de outras funções objetivo para o projeto do controlador visando aumentar os graus de liberdade do controle de forma a possibilitar um melhor desempenho frente a perturbações, ruído e dinâmicas complexas. Propõe-se também a utilização do modelo para o projeto do controlador GPC visando obter um controlador preditivo simples e robusto. As metodologias apresentadas são avaliadas juntamente com a proposta de Hou *et al.* (1998).

2.4 Estimação Recursiva do Pseudo-Gradiente

Uma forma alternativa no cálculo do pseudo-gradiente, equação (2.15), para utilização em um algoritmo de estimação recursivo é proposto. Assim, com base na equação (2.3) define-se as constantes associadas aos vetores de medidas e parâmetros por

$$\varphi(k+1) = \Delta u(k) \quad (2.28)$$

e

$$\hat{\theta}(k) = \phi(k) \quad (2.29)$$

então, o valor do pseudo-gradiente pode ser identificado recursivamente utilizando-se o algoritmo dos mínimos quadrados, ou seja,

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k+1) &= \hat{\theta}(k) + K(k+1) \left\{ \Delta y(k+1) - \varphi(k+1)\hat{\theta}(k) \right\} \\ K(k+1) &= \frac{P(k)\varphi(k+1)}{\lambda + \varphi^2(k+1)P(k)} \\ P(k+1) &= \frac{1}{\lambda} \left[P(k) - \frac{P(k)\varphi(k+1)^2 P(k)}{\lambda + \varphi^2(k+1)P(k)} \right] \end{aligned} \quad (2.30)$$

onde λ é o fator de esquecimento. Esta forma de estimação do pseudo-gradiente não foi discutida nos trabalhos de Hou e Huang (1997) e Hou *et al.* (1998), sendo, portanto, objeto de estudo no presente trabalho. Informações adicionais sobre algoritmos de estimação de parâmetros podem ser encontradas em Ljung (1999) e Coelho e Coelho (2004).

Para tratar os problemas relacionados pela variação abrupta de $\phi(k)$, frente a processos não-lineares com grande variação temporal, um módulo supervisor baseado em

procedimentos heurísticos foi incorporado ao sistemas de controle (Coelho e Gomes, 1992; Åström e Hägglund, 2000; Yamamoto e Shah, 2007). O módulo supervisorío pode:

- Monitorar o erro de predição para detectar mudanças abruptas no processo que possam resultar na ruptura do modelo;
- Ajustar os parâmetros de projeto do estimador em resposta a mudanças na operação;
- Selecionar um conjunto apropriado de parâmetros para síntese da lei de controle.

O procedimento utilizado no modulo supervisorío do estimador usando *covariance resetting* e filtro é descrito como segue,

INÍCIO

SE $|ep| > e_{\text{mínimo.especificado}}$ ENTÃO

SE $|ep| > e_{\text{freezing}}$ ENTÃO

$$\hat{\phi}(t) = \phi_{\text{frozen}}$$

FIM SE

SE $\text{traço}(P) < \text{ESPECIFICADO}$ ENTÃO

$$P = P + P_0$$

FIM SE

SENÃO

$$\phi_{\text{frozen}} = \hat{\phi}(t)$$

FIM SE

$$\phi_e(t) = \alpha\phi_e(t-1) + (1-\alpha)\hat{\phi}(t)$$

FIM

No algoritmo descrito tem-se que ep , $e_{\text{mínimo.especificado}}$, e_{freezing} , ϕ_{frozen} , $\phi_e(t)$ e α representam o erro de predição, um valor mínimo de erro especificado pelo usuário, um valor de erro especificado pelo usuário que justifique a troca do parâmetro estimado por um valor estático, valor armazenado do parâmetro estimado quando o erro permanece dentro dos limites estipulados, valor filtrado do parâmetro estimado e constante positiva de ponderação do filtro, respectivamente.

2.5 Componente Derivativa na Lei de Controle

Parte dos controladores utilizados atualmente na indústria são controladores do tipo PID, porque, quando bem sintonizado apresenta bons resultados de controle, é conhecido por operadores de planta e é de fácil implementação digital. Com a correta escolha dos parâmetros são capazes de controlar uma variedade de processos industriais.

A lei de controle definida pela equação (2.12) apresenta uma forma que pode ser considerada um controlador PI. Entretanto, a dinâmica do controlador em malha fechada quando aplicado a processos não-lineares pode apresentar comportamento oscilatório com considerável esforço de controle. Isso resulta em uma limitação para o tratamento de sistemas complexos por parte da estrutura controle proposta.

Portanto, propõe-se nesta seção a utilização de diferentes funções custo com o objetivo de melhorar o desempenho do controlador através da inclusão de mais parâmetros ou de um termo derivativo a lei de controle visando minimizar o efeito de ruído e perturbações. As duas funções custo apresentadas nesta seção foram propostas por Furuta *et al.* (1989) e Lim (1990) no projeto de controladores de variância mínima.

2.5.1 Lei de Controle Baseada no Funcional de Furuta

A função custo proposta por Furuta *et al.* (1989), ou seja,

$$J_F = p [e(k+1) + k_1 e(k) + k_2 e(k-1)]^2 + \lambda_u [\Delta u(k)]^2 \quad (2.31)$$

é usada para o projeto do controlador, onde $y_r(k)$ é o sinal de saída desejado do sistema e p , k_1 , k_2 e λ_u são constantes de ponderação positivas.

Substituindo (2.11) em (2.31), derivando (2.31) com relação a $u(k)$, resolvendo a equação $\frac{\partial J(u(k))}{\partial u(k)} = 0$, obtém-se a seguinte lei de controle:

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\rho\phi(k)p}{\lambda_u + p\phi(k)^2} [y_r(k+1) - y(k) + k_1 e(k) + k_2 e(k-1)] \quad (2.32)$$

Observa-se que a lei de controle foi acrescida de dois termos de erro e três parâmetros adicionais de sintonia (Bobál *et al.*, 2005).

A equação (2.32) na forma RST, equação (2.13), é representada com os seguintes

polinômios:

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= \Delta \\ S(z^{-1}) &= \frac{\rho\phi(k)p}{\lambda_u + p\phi(k)^2} [(1 + k_1) + k_2 z^{-1}] \\ T(z^{-1}) &= \frac{\rho\phi(k)p}{\lambda_u + p\phi(k)^2} [1 + k_1 + k_2] \end{aligned}$$

com os quais cumpre a condição de seguimento, dada por $T(1) = S(1)$.

2.5.2 Lei de Controle Baseada no Funcional de Lim

A função custo proposta por Lim (1990), isto é,

$$J_L = [y(k+1) - y_r(k)]^2 + q' \left[\frac{dy(k+1)}{dt} \right]^2 + \lambda_u [\Delta u(k)]^2 \quad (2.33)$$

é usada para o projeto do controlador, onde $y_r(k)$ é referência do sistema e q' e λ_u são constantes de ponderação positivas. A parcela derivativa é utilizada com o objetivo de minimizar o *overshoot*.

Seja a diferença de primeira ordem para o termo derivativo,

$$\frac{dy(k+1)}{dt} \cong \frac{y(k+1) - y(k)}{T_s}$$

onde T_s é o período de amostragem considerado para a aproximação da derivada.

Substituindo (2.11) em (2.33), derivando (2.33) com relação a $u(k)$, resolvendo a equação $\frac{\partial J(u(k))}{\partial u(k)} = 0$, obtém-se a seguinte lei de controle:

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\rho\phi(k)}{\lambda_u + \phi(k)^2 + q'\phi(k)^2} (y_r(k+1) - y(k)) \quad (2.34)$$

Observa-se que o parâmetro variante da lei de controle possui um termo adicional que pode ponderar o sinal de controle para uma forma agressiva ou moderada.

A equação (2.34) na fora RST, equação (2.13), é representada com os seguintes po-

linômios:

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= \Delta \\ S(z^{-1}) &= \frac{\rho\phi(k)}{\lambda_u + \phi(k)^2 + q'\phi(k)^2} \\ T(z^{-1}) &= \frac{\rho\phi(k)}{\lambda_u + \phi(k)^2 + q'\phi(k)^2} \end{aligned}$$

2.6 Cálculo do GPC a partir do *Model-Free*

Nesta seção propõe-se o uso do modelo baseado no pseudo-gradiente para a dedução do controlador preditivo generalizado (GPC). O objetivo é apresentar uma estrutura de controle que alie a simplicidade do modelo com o caráter preditivo do GPC buscando assim garantir um melhor desempenho para o controlador *model-free*.

Baseado na definição do controle preditivo generalizado apresentada no Apêndice (E) a equação (2.3) pode ser mascarada como o modelo discreto (E.1) onde tem-se que $A = 1$ e $B = \phi(k)$.

Das identidades definidas pelas equações (E.3) e (E.6) obtém-se a estrutura genérica para o controlador GPC caracterizada por

$$G = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_1 & g_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N_u-1} & g_{N_u-2} & \dots & g_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N_2-1} & g_{N_2-2} & \dots & g_{N_2-N_u} \end{bmatrix}$$

com $g_j = \phi(k)$ e

$$F = [\hat{y}(k+1/t) \ \hat{y}(k+2/t) \ \dots \ \hat{y}(k+j/t)]^T$$

com $j = 1, \dots, N_2$ e $\hat{y}(k+j/t) = y(k)$.

Verifica-se então que com a consideração de $\phi(k)$ constante no período de amostragem o GPC baseado no pseudo-gradiente apresenta uma estrutura simples. Isto permite determinar as entradas de controle futuras sobre um longo horizonte de forma a satisfazer os objetivos de controle.

2.7 Característica Experimental dos Controladores

Nesta seção é avaliada a aplicabilidade dos controladores no que se refere ao seguimento de referência, rejeição a perturbação (regulação) e seguimento de referência na presença de ruído. Para avaliar estas características de malha são utilizadas as plantas lineares apresentados no Apêndice C e o processo não-linear apresentado no apêndice B. De forma a facilitar a identificação os controladores são nomeados nos resultados como segue:

Controlador 1: Controlador da equação (2.12) com parâmetro estimado via NLMS;

Controlador 2: Controlador da equação (2.12) com parâmetro estimado via MQ;

Controlador 3: Controlador da equação (2.32);

Controlador 4: Controlador da equação (2.34);

Controlador 5: Controlador GPC.

sendo a sintonia dos parâmetros dos controladores feita por tentativa e erro visando os melhores resultado dinâmicos.

2.7.1 Resultados com os Sistemas Lineares

Seguimento de Referência

Para testar o seguimento todas as plantas são submetidas a três variações de referência (1, 2 e 5). As tabelas 2.1, 2.2 e 2.3 apresentam o índice de desempenho ITAE (*Integral of Time multiplied by the Absolute-Error*), tempo de subida e sobre-sinal, para as plantas onde houve seguimento de referência, respectivamente.

Tabela 2.1: ITAE para seguimento de referência.

Planta	Controlador				
	1	2	3	4	5
Quarta Ordem	12,7955	11,9471	8,3285	18,3848	28,0983
Fase Não-Mínima	20,1965	19,8803	20,2120	22,9884	9,1485
Primeira Ordem com Atraso	7,2219	3,5926	5,6888	5,9275	6,5957
Variante no Tempo	8,6279	5,2943	23,9511	15,0060	27,0928

Os resultados obtidos mostram que todos os controladores garantem o seguimento para as plantas estáveis, Entretanto, no caso da planta instável o seguimento não é garantido.

Tabela 2.2: Tempo de subida para seguimento de referência.

Planta	Controlador				
	1	2	3	4	5
Quarta Ordem	7,20	7,20	4,50	23,4	61,2
Fase Não-Mínima	13,6	24,0	9,60	51,2	8,80
Primeira Ordem com Atraso	295	95	275	282,5	332,5
Variante no Tempo	140	100	300	200	310

Tabela 2.3: Sobre-sinal (%) para seguimento de referência.

Planta	Controlador				
	1	2	3	4	5
Quarta Ordem	21	19	21	0,35	0
Fase Não-Mínima	5	1	2,5	0	19
Primeira Ordem com Atraso	0	6,5	0	0	0
Variante no Tempo	0	0	0	0	0

Rejeição a Perturbação de Carga

Para o teste de rejeição todas as plantas são submetidas a uma referência constante (degrau de amplitude 2) com inserção de perturbação de carga (10%) e mantida até o final da simulação. A tabela 2.4 apresenta o índice de desempenho IAE (*Integral Absolute-Error*) para as plantas onde houve rejeição.

Tabela 2.4: IAE para rejeição a perturbação.

Planta	Controlador				
	1	2	3	4	5
Quarta Ordem	0,0381	0,0418	0,0334	0,0191	0,0126
Fase Não-Mínima	0,0390	0,0429	0,0314	0,0413	0,0465
Primeira Ordem com Atraso	0,0277	0,0655	0,0230	0,0351	0,0252
Variante no Tempo	0,1901	0,1834	0,1288	0,1495	0,1280

Os resultados obtidos mostram que todos os controladores garantem a rejeição para as plantas estáveis até 10% da referência. Entretanto, no caso da planta instável a rejeição não é garantida.

Seguimento na Presença de Ruído

Para o teste de tratamento de ruído todas as plantas são submetidas a uma referência constante (degrau de amplitude 2) com inserção de ruído durante toda a experimentação. A tabela 2.5 apresenta o índice de desempenho IAE para as plantas onde houve tratamento de ruído.

Tabela 2.5: IAE para seguimento de referência com ruído.

Planta	Controlador				
	1	2	3	4	5
Quarta Ordem	0,1116	0,1093	0,1098	0,1043	0,0983
Fase Não-Mínima	0,1167	0,1034	0,1162	0,1235	0,0978
Primeira Ordem com Atraso	0,0478	0,0402	0,0448	0,0451	0,0358
Variante no Tempo	0,2977	0,2499	0,2652	0,2113	0,2842

Os resultados obtidos mostram que todos os controladores garantem o tratamento de ruído com variância abaixo de 0,5 para as plantas estáveis. Entretanto, no caso da planta instável o tratamento de ruído não é garantido.

2.7.2 Resultados com o Sistema Não-Linear

O modelo não-linear utilizado na avaliação de aplicabilidade dos controladores foi o trocador de calor descrito no Apêndice B.

Seguimento de Referência

Para o teste de seguimento o sistema é submetido a três variações de referência (35 de 0 até 333 amostras; 45 de 334 até 666 amostras e 15 de 667 amostras até o final). Os parâmetros de sintonia são ajustados como,

Controlador 1: $\phi(1) = 8, \eta = 1, \rho = 1, \mu = 0.99, \kappa = 6, \bar{\tau} = 50$ e $\underline{\epsilon} = 10 \times 10^{-5}$;

Controlador 2: $\phi(1) = 8, \eta = 1, \rho = 1, \lambda = 0.99, \kappa = 6, P(1) = 1000, e_{\text{mínimo}} = 40,$
 $e_{\text{freezing}} = 30, \phi_{\text{frozen}} = 8$ e $\alpha = 0.7$;

Controlador 3: $\phi(1) = 8, \eta = 1, \rho = 1, \mu = 0.99, \lambda_u = 6, k_1 = 0.20, k_2 = 0.7, p = 0.02,$
 $\bar{\tau} = 10$ e $\underline{\epsilon} = 10 \times 10^{-5}$;

Controlador 4: $\phi(1) = 8, \eta = 1, \rho = 1, \mu = 0.99, \lambda_u = 6, q' = 10, \bar{\tau} = 50$ e $\underline{\epsilon} = 10 \times 10^{-5}$;

Controlador 5: $\phi(1) = 8, \eta = 1, \mu = 0.99, \beta = 0.6, N_2 = 10, N_u = 4, \bar{\tau} = 50$ e
 $\underline{\epsilon} = 10 \times 10^{-5}$.

As figuras (2.1), (2.2) e (2.3) apresentam a saída, ação de controle e convergência do parâmetro estimado, respectivamente. Observa-se pela figura 2.1 que todos os controladores garante o seguimento de referência. Pela figura 2.2 percebe-se que o chaveamento

do controle é mais intenso nos controladores 1, 2 e 5. Já com o controlador 3 o sistema converge sem sobre-sinal. Pode-se notar na figura 2.3 que a convergência dos parâmetros é diferente para cada controlador.

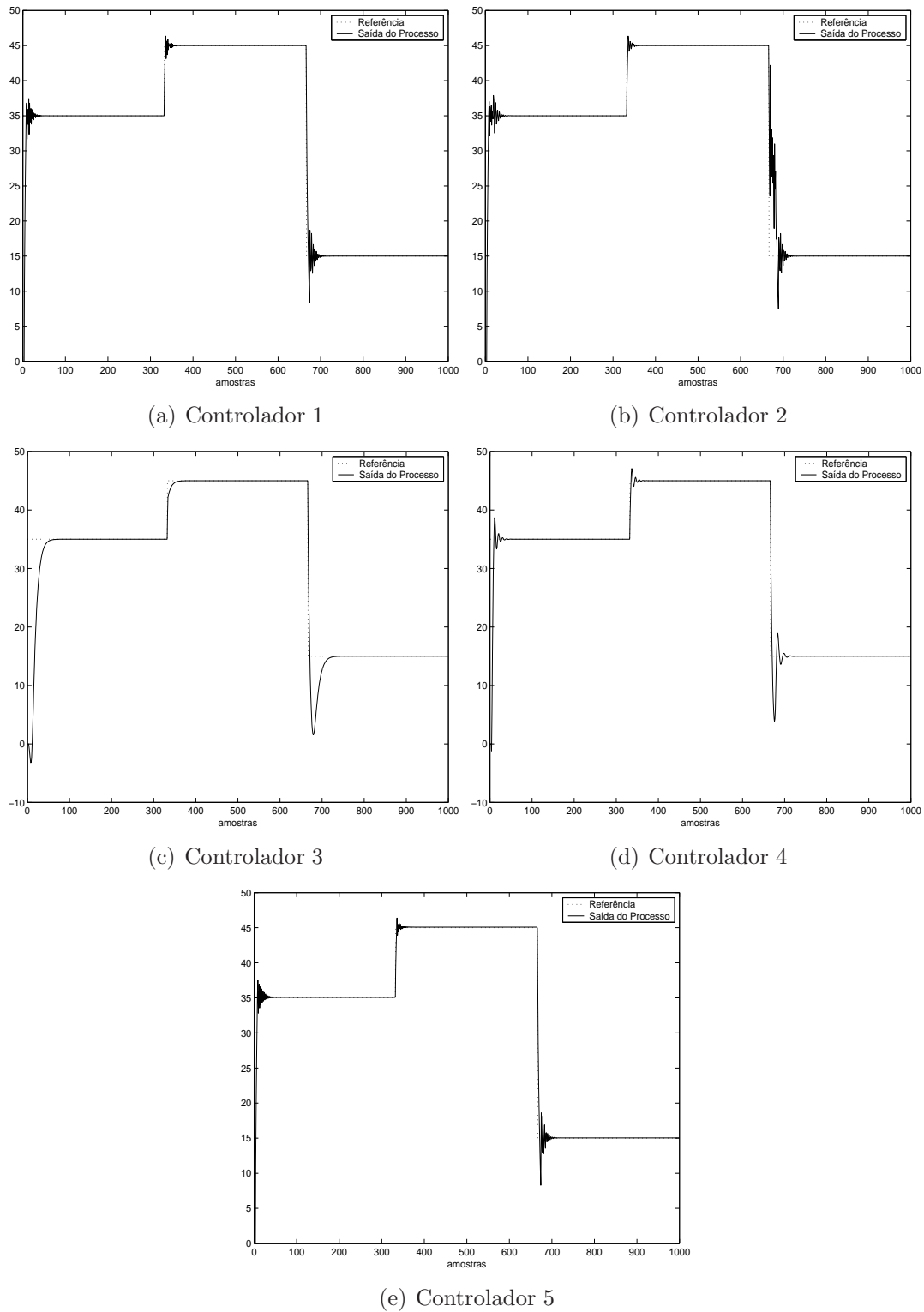


Figura 2.1: Saída do trocador de calor para seguimento de referência.

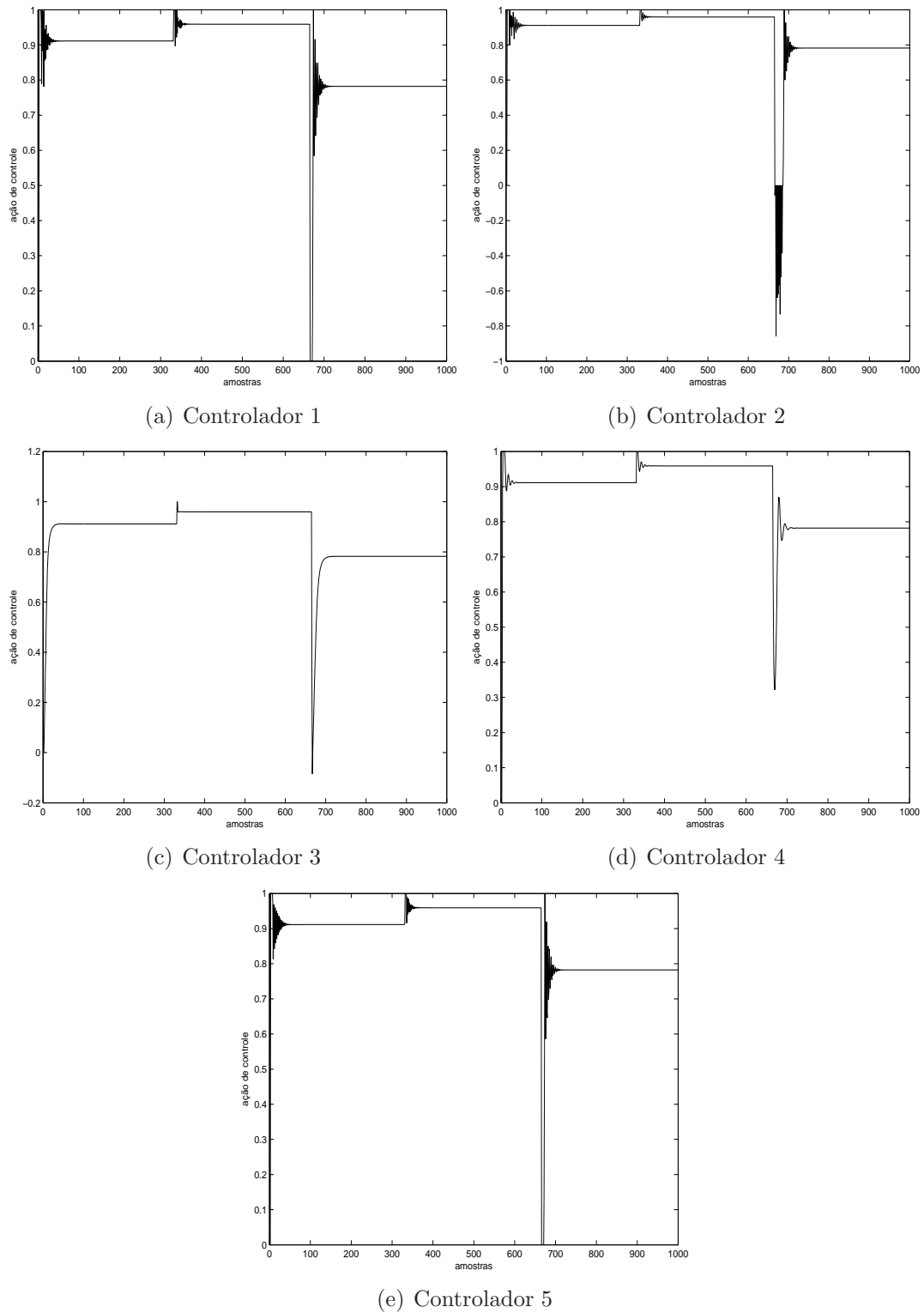


Figura 2.2: Ação de controle sobre o trocador de calor para seguimento de referência.

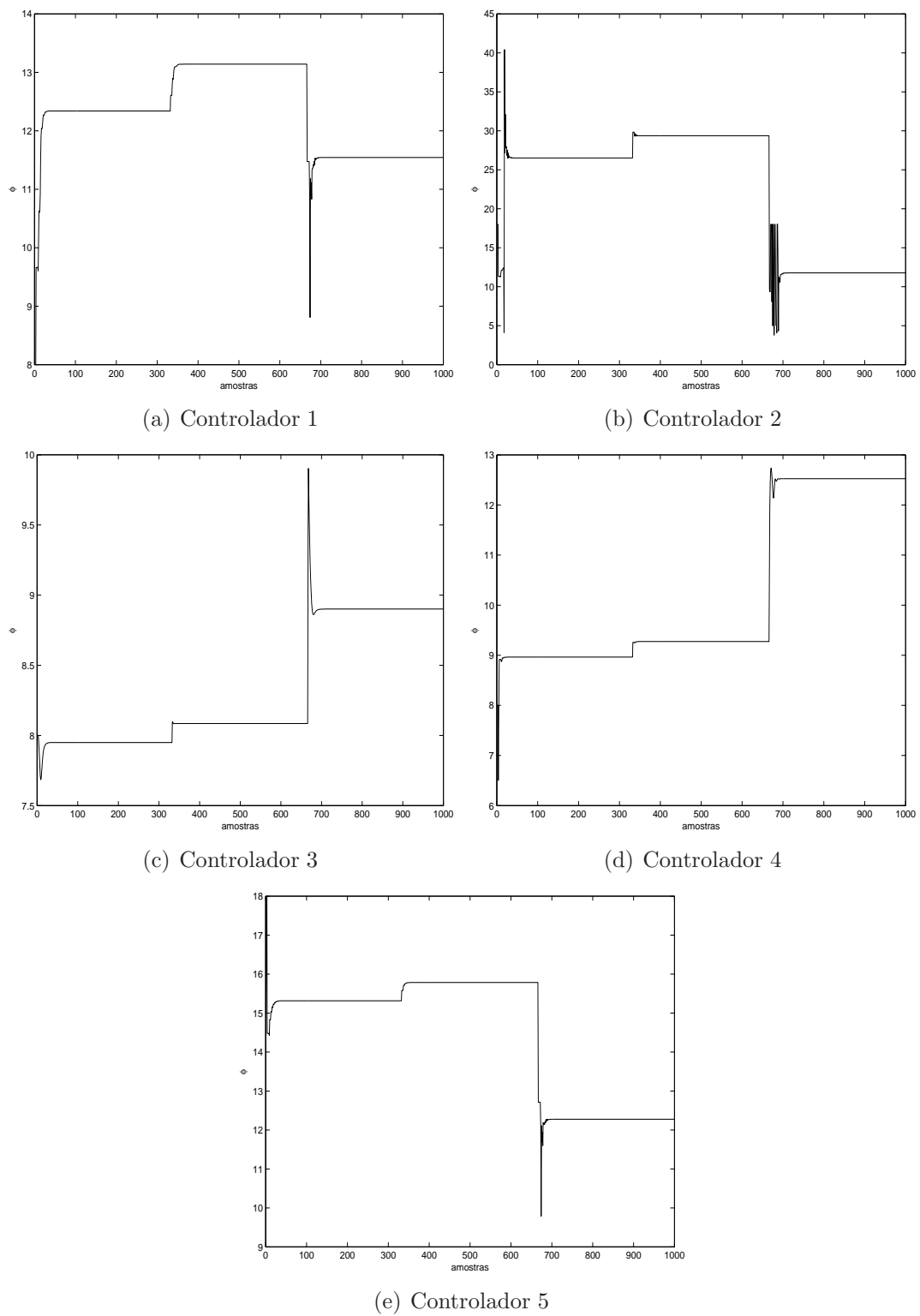


Figura 2.3: Convergência do parâmetro estimado ϕ do trocador de calor para seguimento de referência.

2.8 Conclusão do Capítulo

Este capítulo desenvolveu na seção 2.2 o projeto do controlador *model-free* proposto por Hou *et al.* (Hou e Huang, 1997; Hou *et al.*, 1998). O controlador é baseado no conceito de *partial-pseudo-derivative* e apresenta estrutura de controle pseudo PI.

Nas seções posteriores apresentaram-se propostas no sentido da utilização de outros métodos de identificação para a determinação do parâmetro $\phi(k)$ do modelo, o caso o estimador dos mínimos quadrados recursivo, a utilização de outras funções objetivo para o projeto do controlador visando aumentar os graus de liberdade do controle de forma a possibilitar um melhor desempenho frente a perturbações, ruído e dinâmicas complexas. Propôs-se também a utilização do modelo para o projeto do controlador GPC visando obter um controlador preditivo simples e robusto.

As metodologias de controle propostas foram aplicadas junto com a proposta de Hou *et al.* (1998) onde foram avaliadas as habilidades dos controladores em tratar com classes de plantas comuns na indústria ou com plantas não-lineares com dinâmicas complexas. Para as diferentes classes de plantas tratadas os controladores proporcionaram um adequado comportamento do ponto de vista de estabilidade operacional. As propostas de controle apresentam-se de fácil codificação para implementação em aplicativos embarcados.

Embora não tenha sido mostrado nos resultados de simulação o módulo supervisor para o estimador exerce influência operacional, melhorando os aspectos dinâmicos das plantas controladas.

Capítulo 3

Sintonia *Model-Free* de Controladores Discretos

3.1 Introdução

Durante as últimas décadas um grande número de algoritmos para sintonia automática de controladores tem sido publicados na literatura de controle (De Keyser, 2000).

A maioria dos métodos originais é baseada no princípio da identificação e controle: em um primeiro passo os parâmetros para um modelo do processo são estimados, em um segundo passo estes parâmetros estimados são utilizados no projeto de um controlador, possivelmente restrito a estrutura PID (controlador dominante na indústria). Em alguns casos específicos os parâmetros do controlador podem ser estimados diretamente. Entretanto, a estrutura e a complexidade do controlador são resultado do método, e não são especificadas *a priori*. Estes métodos são desenvolvidos na área de controle adaptativo (Åström e Wittenmark, 1995).

Nos anos noventa uma nova geração de métodos de sintonia automática de controladores PID foi desenvolvida. Estes métodos consistem essencialmente de procedimentos de busca iterativa: os parâmetros do controlador são ajustados até que a condição de desempenho em malha fechada seja atingida. Se nenhum modelo do processo é requerido, então, os métodos são denominados *model-free tuning* (Hjalmarsson *et al.*, 1998; Hjalmarsson e Birkeland, 1998).

Outros métodos apresentados na literatura baseiam-se na teoria de Lyapunov (Chang *et al.*, 2002), em modelos de referência como critério de desempenho (Zhu-Zhi,

1985; De Keyser, 2000), em estruturas de controle avançado (Feng, 1994). Outro aspecto importante dos trabalhos apresentados na literatura é a busca por controladores robustos (Ioannou e Tsakalis, 1986; Feng e Jiang, 1995).

As aplicações dos controladores com sintonia *model-free* são as mais diversas, entre as quais destacam-se no controle de tráfego de rede (Laberteaux e Rohrs, 2000), no controle de sistemas não-lineares variantes no tempo (Ordóñez e Passino, 2001; Chellaboina *et al.*, 2003) e no controle de robôs (Zavala-Rio e Brogliato, 2001). Outras publicações no controle *model-free* são destacadas em Ydstie (1991, 1992), Zhang e Evans (1994), König *et al.* (1995), Sjöberg e Agarwal (1996), Ramirez *et al.* (1996) e Hong *et al.* (1999); Pait (2001).

No projeto de controle tradicional baseado em modelo o desenvolvimento de uma planta requer uma simplificação dos dados experimentais de forma a se obter um modelo da planta que, posteriormente, é utilizado na determinação dos parâmetros do controlador. Como a principal característica das técnicas de sintonia *model-free* é a estreita relação entre a identificação e o projeto do controlador, mais informação experimental é retida durante o processo de sintonia uma vez que os dados são utilizados para a determinação direta dos parâmetros do controlador. Entretanto, a aplicação das técnicas de sintonia *model-free* está restrita, na literatura, a determinação dos parâmetros do controlador PID. Como exemplo neste capítulo apresentam-se os trabalhos de Zhu-Zhi (1985) e De Keyser (2000) que propuseram técnicas de projeto semelhantes para a sintonia automática *model-free* do controlador PID ideal, ou seja,

$$u(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3.1)$$

onde K_c , T_i e T_d são o ganho proporcional, o tempo integral e o tempo derivativo, respectivamente. No instante tempo t , $u(t)$ é a entrada de controle e $e(t)$ o erro que é dado por

$$e(t) = y_r(t) - y(t)$$

onde $y_r(t)$ é a referência e $y(t)$ é a saída do sistema.

Discretizando o controlador definido na equação (3.1) para um período de amostragem T_s , usando a aproximação de primeira ordem para a derivada e a retangular *forward* para

a integral, obtém-se a seguinte lei de controle PID digital

$$u(k) = u(k-1) + c_0 e(k) + c_1 e(k-1) + c_2 e(k-2) \quad (3.2)$$

onde

$$c_0 = K_c \left[1 + \frac{T_d}{T_s} \right]; \quad c_1 = -K_c \left[1 + 2\frac{T_d}{T_s} - \frac{T_s}{T_i} \right]; \quad c_2 = K_c \frac{T_d}{T_s}$$

Este capítulo está estruturado da seguinte forma. Nas seções 3.2 e 3.3 apresentam-se integralmente as técnicas de sintonia *model-free* derivadas por Zhu-Zhi (1985) e De Keyser (2000), respectivamente.

Nas seções 3.5, 3.6 e 3.7 apresentam-se propostas para a utilização da técnica para estimativa dos parâmetros de controladores na forma RST, a estimativa direta dos parâmetros do PID utilizando-se funções custos e a extensão da técnica de controle adaptativo direto baseado em modelo inverso para a forma incremental.

As habilidades das metodologias propostas em trabalhar com as classes de plantas comuns na indústria ou com plantas não-lineares com dinâmicas complexas são avaliadas na seção 3.8.

3.2 Projeto de Controle de Zhu-zhi

A figura 3.1 mostra o diagrama do PID-STR de Zhu-Zhi (1985), onde $y(k)$ é a saída, $y_r(k)$ é a referência e $y_m/y_r = B_m(z^{-1})/A_m(z^{-1})$ é a função de transferência desejada, sendo $B_m(z^{-1})$ e $A_m(z^{-1})$ polinômios em z^{-1} .

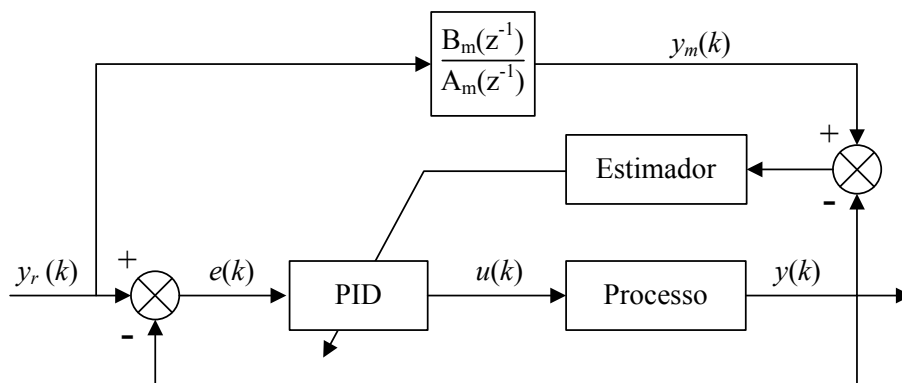


Figura 3.1: Diagrama de blocos do PID-STR.

Assumindo que a função de transferência de malha fechada é igual a função de trans-

ferência desejada, então

$$\frac{y(k)}{y_r(k)} = \frac{y_m(k)}{y_r(k)} = \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \quad (3.3)$$

A equação (3.3) pode ser reescrita na forma

$$y(k) = \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} y_r(k) \quad (3.4)$$

Seja $e(k) = y_r(k) - y(k)$ e a equação (3.2) que define o controlador PID, ou seja,

$$u(k) = \frac{c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{(1 - z^{-1})} e(k) \quad (3.5)$$

onde no contexto *model-free tuning* os parâmetros c_0 , c_1 e c_2 são estimados.

Das equações (3.4) e (3.5) tem-se

$$u(k) = \frac{c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{(1 - z^{-1})} \left[\frac{A_m(z^{-1})}{B_m(z^{-1})} y(k) - y(k) \right]$$

Conseqüentemente

$$(c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}) [A_m(z^{-1}) - B_m(z^{-1})] y(k) = (1 - z^{-1}) B_m(z^{-1}) u(k) \quad (3.6)$$

Assumindo

$$\begin{aligned} y_f(k) &= [A_m(z^{-1}) - B_m(z^{-1})] y(k) \\ u_f(k) &= (1 - z^{-1}) B_m(z^{-1}) u(k) \end{aligned} \quad (3.7)$$

a equação (3.6) torna-se

$$[c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}] y_f(k) = u_f(k) \quad (3.8)$$

As seqüências $y_f(k - i)$ e $u_f(k - i)$, para $i \geq 0$, podem ser calculadas conhecendo-se o período de amostragem, $B_m(z^{-1})$, $A_m(z^{-1})$ e o conjunto de dados $\{y(k), y(k - 1), \dots, u(k - 1), u(k - 2), \dots\}$.

Estimando-se os parâmetros do modelo

$$u_f(k) = (c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}) y_f(k)$$

através do método dos mínimos quadrados obtêm-se os valores estimados $\hat{c}_0(k)$, $\hat{c}_1(k)$ e

$\hat{c}_2(k)$ para c_0 , c_1 e c_2 , no instante k . Assim, o PID-STR no instante k é calculado por

$$u(k) = \frac{\hat{c}_0 + \hat{c}_1 z^{-1} + \hat{c}_2 z^{-2}}{(1 - z^{-1})} [y_r(k) - y(k)] \quad (3.9)$$

onde a equação (3.8) pode ser reescrita como

$$u_f(k) = \varphi^T(k)\theta \quad (3.10)$$

$$\theta^T = [c_0 \quad c_1 \quad c_2]$$

$$\varphi^T(k) = [y_f(k) \quad y_f(k-1) \quad y_f(k-2)]$$

Observação: O PID-STR de Zhu-Zhi pode ser visto como um regulador adaptativo de complexidade restrita (Goodwin e Ramadge, 1979) ou um simples controlador *self-tuning* (Åström e Wittenmark, 1995). É um fato empírico que processos complexos podem ser bem controlados por reguladores simples. Resultados têm mostrado que sistemas em malha fechada projetados com base em modelos de baixa complexidade são estáveis se a banda-passante desejada do sistema em malha fechada é suficientemente pequena (Åström e Wittenmark, 1995).

3.3 Projeto de Controle de De Keyser

O desenvolvimento da técnica de controle de De Keyser é feita também sobre o controlador PID digital representado na equação (3.2). Usando a notação do operador a diferenças a equação, (3.2) pode ser reescrita como

$$u(k) = \frac{c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} e(k) = \frac{C(z^{-1})}{1 - z^{-1}} e(k) \quad (3.11)$$

Inicialmente, assumir que o processo pode ser representado por uma função de transferência desconhecida, isto é,

$$y(k) = G_P(z^{-1})u(k) \quad (3.12)$$

e sendo a função de transferência de malha fechada dada por

$$y(k) = \frac{C(z^{-1})G_P(z^{-1})}{(1 - z^{-1}) + C(z^{-1})G_P(z^{-1})} y_r(k) \quad (3.13)$$

É interessante observar que nenhuma consideração é feita sobre a estrutura do processo $G_P(z^{-1})$. Uma vantagem desta técnica de projeto de controle é a eliminação da função de transferência do processo, $G_P(z^{-1})$, e isto implica que o método pode ser usado também em processos que não podem ser descritos por uma função de transferência (plantas não-lineares).

O desempenho desejado para o sistema em malha fechada é especificado por um modelo de referência $R(z^{-1})$. Este modelo de referência é definido *a priori* pelo projetista e pode ser usado para ajustar as características desejadas da malha de controle, como, por exemplo, a velocidade de resposta em malha fechada.

A tarefa de sintonia do controlador pode então ser resumida como: *obter os três (3) parâmetros de $C(z^{-1})$ tal que a função de transferência de malha fechada seja 'mais ou menos igual' ao modelo de referência desejado $G_{mf}(z^{-1})$* . Usando a equação (3.13), isto significa

$$\frac{C(z^{-1})G_P(z^{-1})}{(1 - z^{-1}) + C(z^{-1})G_P(z^{-1})} \simeq G_{mf}(z^{-1}) \quad (3.14)$$

A primeira solução, que é trivial, pode ser resolvida para o controlador desconhecido, ou seja,

$$C(z^{-1}) \simeq \frac{(1 - z^{-1})G_{mf}(z^{-1})}{[1 - G_{mf}(z^{-1})]G_P(z^{-1})} \quad (3.15)$$

Existem duas razões pelas quais esta aproximação não é adequada:

- o processo $G_P(z^{-1})$ é desconhecido (esta concepção de projeto não estima o modelo da planta);
- se $G_P(z^{-1})$ se torna conhecido, então pode conduzir a uma função de transferência geral para $C(z^{-1})$ e não para um polinômio de segunda ordem que é requerido para obtenção do controlador PID.

Na segunda solução deve-se reescrever a equação (3.15) como

$$C(z^{-1}) [1 - G_{mf}(z^{-1})] G_P(z^{-1}) \simeq (1 - z^{-1})G_{mf}(z^{-1}) \quad (3.16)$$

e multiplicar pelo sinal de entrada $u(k)$, isto é,

$$C(z^{-1}) [1 - G_{mf}(z^{-1})] G_P(z^{-1})u(k) \simeq (1 - z^{-1})G_{mf}(z^{-1})u(k) \quad (3.17)$$

Usando a equação (3.12), pode-se observar que o fator $G_P(z^{-1})u(k)$ no lado esquerdo da equação (3.17) pode ser substituído

$$C(z^{-1}) [1 - G_{mf}(z^{-1})] y(k) \simeq (1 - z^{-1})G_{mf}(z^{-1})u(k) \quad (3.18)$$

e, assim, elimina-se a função de transferência do processo desconhecido $G_P(z^{-1})$.

Definindo os sinais filtrados

$$\begin{cases} u_f(k) = (1 - z^{-1})G_{mf}(z^{-1})u(k) \\ y_f(k) = [1 - G_{mf}(z^{-1})]y(k) \end{cases} \quad (3.19)$$

e introduzindo um sinal de erro $\varepsilon(k)$, a equação (3.18) pode ser transformada para

$$u_f(k) = C(z^{-1})y_f(k) + \varepsilon(k) \quad (3.20)$$

O objetivo é estimar os parâmetros no polinômio $C(z^{-1})$ tal que o erro $\varepsilon(k)$ seja mínimo. Este é um problema padrão que pode ser resolvido (tanto *offline* quanto *online*) por uma técnica de busca; pelo estimador dos mínimos quadrados ou por outro método de estimação de parâmetros. Note que o estimador dos mínimos quadrados fornece estimativas imprecisas se o sinal $\varepsilon(k)$ é um ruído colorido (Ljung, 1999).

A estratégia de sintonia e de implementação está ilustrada na figura 3.2. Alguns detalhes importantes de aplicação, idéias para generalização e questões não solucionadas são apresentados na seção 3.3.1.

3.3.1 Aspectos de Implementação

O método pode ser usado tanto em malha aberta quanto em malha fechada. O controlador PID não precisa necessariamente estar ativo durante o experimento.

Durante a descrição do método assumiu-se que o polinômio $C(z^{-1})$ é de segunda ordem, isto corresponde a estrutura do controlador PID digital. Entretanto, a estratégia pode também ser aplicada a estruturas de controle mais simples (P, PI, PD) ou a estruturas mais complexas (GMV, GPC). Esta idéia pode ser estendida a controladores não-lineares: estimam-se parâmetros não-lineares no lugar de estimar parâmetros lineares como, por exemplo, os pesos de uma rede neural.

O projeto da função de transferência $G_{mf}(z^{-1})$ (*modelo de referência*) desempenha

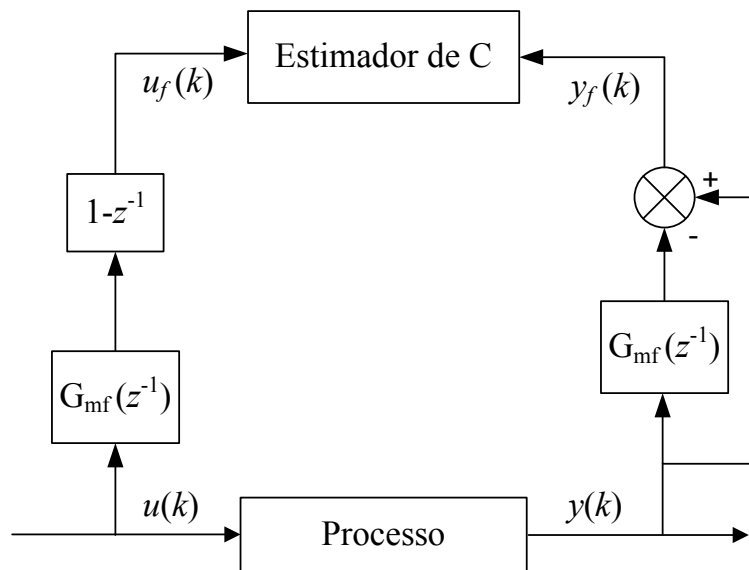


Figura 3.2: Diagrama de blocos da estratégia.

um papel importante no método de controle. O modelo de referência expressa o comportamento desejado em malha fechada.

Algumas diretivas para a seleção de $G_{mf}(z^{-1})$ são dadas por

- se o controlador possui ação integral, o erro em regime é nulo, e isto deve estar refletido no ganho de malha fechada, que deve ser 1;
- se o processo contém um integrador e o controlador também tem ação integral tem-se uma malha de controle do tipo 2 (duplo integrador);
- se o processo apresenta atraso de transporte, então $G_{mf}(z^{-1})$ deve refletir sua presença;
- se o processo é de fase não-mínima a malha fechada também é de fase não-mínima e, assim, deve ser refletido por $G_{mf}(z^{-1})$.

Para um processo de fase mínima com atraso de transporte e sem integrador uma seleção adequada para $G_{mf}(z^{-1})$ é

$$G_{mf}(z^{-1}) = \frac{(1 - \alpha)^v z^{-d}}{(1 - \alpha z^{-1})^v} \quad (3.21)$$

onde $v = 2, \dots, 4$; $\alpha = 0.6, \dots, 0.9$ e d é a aproximação do atraso de transporte do processo.

O valor de v depende da complexidade (ordem) da dinâmica do processo. O valor de α pode ser usado para o usual compromisso entre a velocidade de malha fechada e o sobre-sinal. Observe que todos os parâmetros podem se adaptados *online*.

Apesar do modelo de referência, $G_{mf}(z^{-1})$, ter sido apresentado como uma função de transferência uma idéia similar pode ser aplicada a estruturas mais gerais, por exemplo, um modelo de referência não-linear implementado por uma rede neural, o que pode resultar em um controlador com melhor desempenho.

3.4 Propostas da Tese em Sintonia *Model-Free*

As seções anteriores apresentaram o projeto do controlador adaptativo direto (DIRAC) segundo os trabalhos de Zhu-Zhi (1985) e De Keyser (2000). Nestes trabalhos apresentam-se metodologias para a estimação direta dos parâmetros do controlador PID. Nada foi dito sobre a possibilidade de se estender a técnica para outros controladores.

Nas próximas seções propõe-se a utilização da técnica para estimativa dos parâmetros de controladores na forma RST, a estimativa direta dos parâmetros do PID utilizando-se funções custos e a extensão da técnica de controle adaptativo direto baseado em modelo inverso para a forma incremental.

3.5 Projeto *Model-Free* na Estrutura RST

As estruturas de estimativa direta apresentada por Zhu-Zhi (1985) e De Keyser (2000) dizem respeito apenas ao controlador PID digital. Nesta seção estende-se o projeto do controlador proposto por Zhu-Zhi (1985) para a representação RST. Desta forma, a estimativa direta dos ganhos do controlador não fica restrita apenas ao controle PID podendo ser aplicada a qualquer controlador discreto que possa ser representado na forma RST, como por exemplo via alocação de pólos, GMV entre outros.

Seja a forma RST incremental para controladores digitais, ou seja,

$$R(z^{-1})\Delta u(k) = T(z^{-1})y_r(k) - S(z^{-1})y(k) \quad (3.22)$$

onde $R(z^{-1}) = 1 + r_1z^{-1} + \dots + r_{nr}z^{-nr}$, $S(z^{-1}) = s_0 + s_1z^{-1} + \dots + s_{ns}z^{-ns}$ e $T(z^{-1}) = t_0 + t_1z^{-1} + \dots + t_{nt}z^{-nt}$.

Da combinação das equações(3.4) e (3.22) é obtido

$$R(z^{-1})\Delta u(k) = T(z^{-1})\frac{A_m(z^{-1})}{B_m(z^{-1})}y(k) - S(z^{-1})y(k) \quad (3.23)$$

ou

$$R(z^{-1})B_m(z^{-1})\Delta u(k) = T(z^{-1})A_m(z^{-1})y(k) - S(z^{-1})B_m(z^{-1})y(k) \quad (3.24)$$

Considerando

$$u_f(k) = B_m(z^{-1})\Delta u(k)$$

$$y_{f1}(k) = A_m(z^{-1})y(k)$$

$$y_{f2}(k) = B_m(z^{-1})y(k)$$

a equação (3.24) pode ser reescrita como,

$$R(z^{-1})u_f(k) = T(z^{-1})y_{f1}(k) - S(z^{-1})y_{f2}(k) \quad (3.25)$$

Para a estimativa dos parâmetros de $R(z^{-1}), S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ através dos mínimos quadrados é necessário reescrever a equação (3.25) como,

$$u_f(k) = \varphi^T(k)\theta$$

onde os vetores de parâmetros e medidas são

$$\theta^T = [r_1 \dots r_{nr} \ t_0 \dots t_{nt} \ s_0 \dots s_{ns}]$$

$$\varphi^T(k) = [-u_f(k-1) \ \dots \ -u_f(k-nr) \ y_{f1}(k) \ \dots \ y_{f1}(k-nt) \ -y_{f2}(k) \ \dots \ -y_{f2}(k-ns)]$$

ou seja, dado um controlador que possa ser representado na forma RST seus parâmetros podem ser estimados diretamente a partir dos sinais de entrada e saída filtrados.

3.6 Estimativa Direta do Controle PID por Funções Quadráticas

Para a estimativa direta dos parâmetros do PID apresentadas por Zhu-Zhi (1985) e De Keyser (2000) utiliza-se os sinais de entrada e saída filtrados por meio de um modelo que representa um comportamento dinâmico desejado. Nesta seção apresenta-se uma proposta para a estimativa direta recursiva dos parâmetros do PID a partir apenas dos sinais de entrada e saída do sistema.

A proposta baseia-se na aplicação do estimador dos mínimos quadrados recursivo diretamente sobre a equação do controlador PID digital, equação (3.2), que pode ser redefinida como

$$\Delta u(k) = \varphi^T(k)\theta \quad (3.26)$$

onde $\theta = [c_0 \ c_1 \ c_2]$ é o vetor de parâmetros estimados, $\varphi^T(k) = [e(k) \ e(k-1) \ e(k-2)]$ é o vetor de medida e o estimador dos mínimos quadrados recursivo é implementado na forma

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + K(k)\varepsilon(k) \\ K(k) &= \frac{P(k-1)\phi(k)}{[\lambda + \phi(k)^T P(k-1)\phi(k)]} \\ P(k) &= \frac{1}{\lambda} \{P(k-1) - K(k)[P(k-1)\phi(k)]^T\}, \end{aligned}$$

onde λ é o fator de esquecimento, $K(k)$ é o ganho do estimador, $P(k)$ é a matriz de covariância e $\varepsilon(k)$ é o erro de estimação definido, neste caso, como $\varepsilon(k) = \Delta u(k) - \hat{\theta}(k)\phi(k)$.

O problema de implementação com esta solução está no cálculo do erro de estimação, uma vez que o mesmo necessita do sinal de controle $u(k)$. Como $u(k)$ é justamente o que se pretende determinar a partir da estimação dos parâmetros do controlador então como calcular o erro de estimação, $\varepsilon(k)$, se o valor de $u(k)$ não é conhecido? Três possíveis soluções são apresentadas:

1. Já que se deseja é o valor de $\Delta u(k)$, então pode-se admitir $\Delta u(k) = 0$ e $\varepsilon(k) \cong -\hat{\theta}(k)\phi(k)$. Entretanto, esta alternativa não garante variação suficiente para o erro de estimação de forma a propiciar a convergência do estimador.
2. Como não se tem acesso ao valor de $\Delta u(k)$ pode-se fazer $\Delta u(k) \approx \Delta u(k-1)$. Porém, a estimativa dos parâmetros do controlador é lenta ao se utilizar esta opção.
3. Pode-se calcular $\Delta u(k)$ a partir de um valor ótimo desejado, $u_{desej}(k)$, para o sinal

de controle com base em alguma função custo. Utilizando-se uma função adequada pode-se garantir certos requisitos de desempenho para o controlador.

Quando se admite que $\Delta u(k) = u_{desej}(k)$ algumas dinâmicas podem ser consideradas com base na literatura de controle. Para representar o valor desejado de controle propõem-se as quatro estratégias seguintes:

- 1) A equação (3.27) representa a função custo do GMV como primeira alternativa para o cálculo do controle desejado, ou seja,

$$u_{desej}(k) = \text{sgn}(e(k)) \{ \lambda_e e^2(k) + \lambda_u \Delta u^2(k-1) \} \quad (3.27)$$

onde λ_e e λ_u são constantes positivas que ponderam o erro e a variação do sinal de controle, respectivamente (Clarke e Gawthrop, 1975).

- 2) A segunda função considerada é apresentada na equação (3.28)

$$u_{desej}(k) = \text{sgn}(e(k)) \{ [e(k) + k_1 e(k-1) + k_2 e(k-2)]^2 + \lambda_u \Delta u(k-1)^2 \} \quad (3.28)$$

onde a escolha das constantes k_1 e k_2 regula o transitório do sistema e λ_u pondera a variação do sinal de controle (Furuta *et al.*, 1989).

- 3) A terceira função custo considerada é dada pela equação (3.29)

$$u_{desej}(k) = \text{sgn}(e(k)) \{ e^2(k) + \lambda_y [y(k) - y(k-1)]^2 + \lambda_u \Delta u(k-1)^2 \} \quad (3.29)$$

onde λ_u é uma constante positiva que pondera a variação na ação de controle e λ_y a ponderação da derivada da saída. O termo derivativo na função custo tem o objetivo de tratar sistemas sub-amortecidos (Lim, 1990).

- 4) A função objetivo dada pela equação (3.30) é utilizada como a quarta alternativa para o cálculo de u_{desej} , isto é,

$$u_{desej}(k) = \text{sgn}(e(k)) \{ \lambda_{e1} e^2(k) |_{0.9y_r(k) < y(k) \leq M_p y_r(k)} + \lambda_{e2} y^2(k) |_{y(k) \leq 0} + [0.9y_r(k) - y(k)]^2 |_{0 < y(k) \leq 0.9y_r(k)} + [y(k) - M_p y_r(k)]^2 |_{y > M_p y_r(k)} + \lambda_u [\Delta u(k-1)]^2 \} \quad (3.30)$$

onde λ_{e1} , λ_{e2} e λ_u são constantes positivas. A função avalia o sinal erro em quatro regiões distintas, conforme mostra a figura (3.3), regime permanente (A_ϵ), fase não-minima (A_{Mu}), tempo de subida (A_{tr}) e sobre-sinal (A_{Mp}), respectivamente, além da variação do esforço de controle (Boblan *et al.*, 2000).

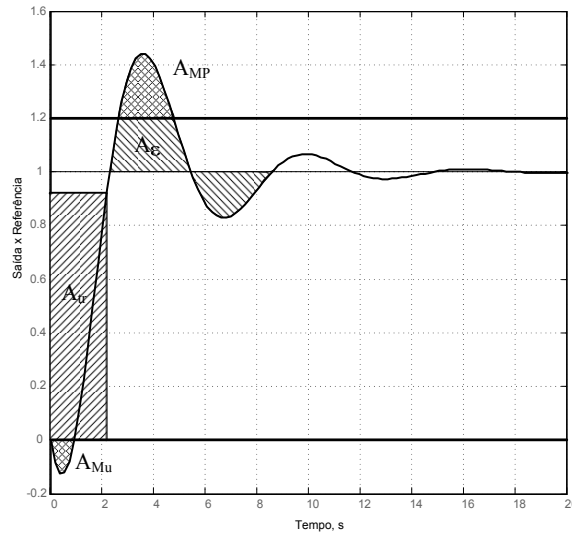


Figura 3.3: Regiões avaliadas pela função custo (3.30).

Então, utilizando alguma das funções objetivo apresentadas estima-se diretamente os parâmetros do controlador PID apenas especificando-se o desempenho desejado para a planta controlada.

A equações (3.27), (3.28), (3.29) e (3.30) apresentam como diferencial a função $sgn(e(k))$, que calcula o sinal do erro, fazendo com que o valor do controle desejado seja calculado considerando-se variações positivas e negativas no sinal do erro. A não inclusão dessa função faz com que o controle desejado seja calculado apenas em termos absolutos, podendo levar o sistema à instabilidade quando a variação do erro é negativa.

3.7 Controle Adaptativo Baseado no Modelo Inverso

Nesta seção apresenta-se a estrutura de controle digital adaptativa direta baseada no modelo inverso (IMBAC - *Inverse Model Based Adaptive Control*) proposta por Shafiq e Akhtar (2004). O algoritmo de controle proposto utiliza um filtro do tipo FIR (*Finite Impulse Response*) para representar o modelo matemático discreto do controlador que representa aproximadamente o inverso da planta a ser controlada. A motivação para

a utilização de filtros adaptativos do tipo FIR vem do fato de serem estáveis, não necessitarem do modelo matemático da planta (*model-free*) e de fácil implementação digital. O objetivo de controle é atingido pela seleção dos parâmetros de controle via a estimação do modelo FIR utilizando-se um algoritmo de estimação recursivo. Uma vez que uma entrada limitada é aplicada à planta e filtros estáveis são utilizados a saída do controlador permanece estável. Entretanto, a estratégia proposta apresenta a forma posicional, não garantindo rejeição a perturbações.

3.7.1 Projeto do Controle Posicional de Shafiq e Akhtar

Seja uma planta discreta monovariável representada por

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-d}B(z^{-1})u(k) \quad (3.31)$$

onde

$$A(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^n a_i z^{-i}, \quad B(z^{-1}) = \sum_{j=0}^m b_j z^{-j}$$

z^{-1} é o operador atraso, d representa um atraso de transporte conhecido e a lei de controle é dada por

$$u(k) = F_f(z^{-1})[P_f(z^{-1})y_r(k) - \delta y(k)] \quad (3.32)$$

onde $P_f(z^{-1})$, δ são o polinômio de filtro da referência e uma constante positiva de ponderação da saída, respectivamente e sendo $F_f(z^{-1})$ um polinômio que satisfaz a seguinte aproximação:

$$z^{-d} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} F_f(z^{-1}) \approx z^{-L_d} \quad (3.33)$$

e L_d é um inteiro positivo com $L_d \geq d$. O polinômio $F_f(z^{-1})$ pode ser estimado usando-se alguma técnica de estimação recursiva com a seguinte equação

$$u(k-L) = F_f(z^{-1})y(k) = \varphi^T(k)\theta$$

onde os vetores de parâmetros e medidas são

$$\theta^T = [f_0 \ f_1 \ \dots \ f_{nf}]$$

$$\varphi^T(k) = [y(k) \ y(k-1) \ \dots \ y(k-nf)]$$

O diagrama de blocos do controle proposto por Shafiq e Akhtar (2004) é mostrado na figura 3.4 e observa-se que o controlador não apresenta estrutura incremental, o que não garante erro nulo em regime permanente e rejeição a perturbação. Para a análise do seguimento de referência e rejeição a perturbações do controlador, equação (3.32), o diagrama de blocos, figura 3.4, é simplificado e modificado adicionando-se perturbações na entrada e saída, conforme ilustra a figura 3.5.

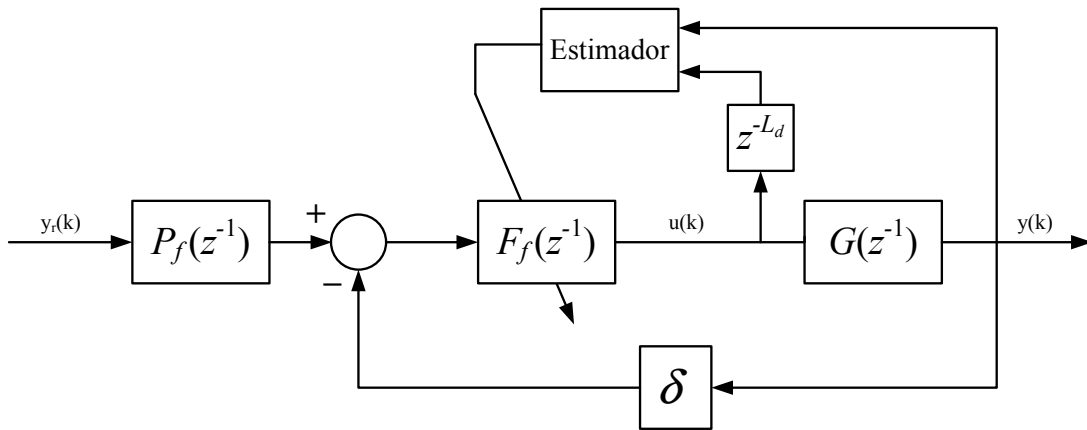


Figura 3.4: IMBAC posicional.

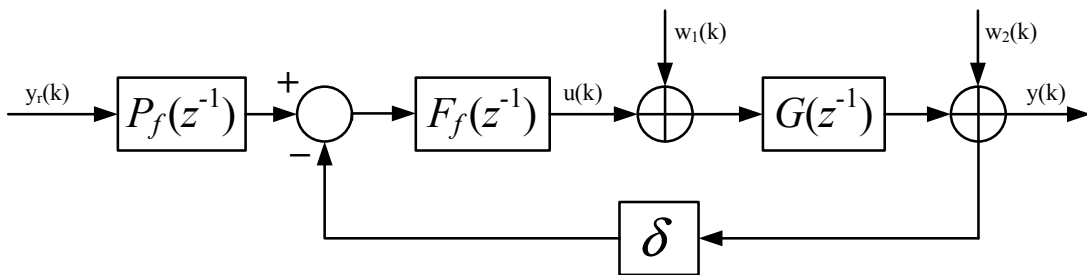


Figura 3.5: IMBAC posicional com perturbações.

A relação de malha envolvendo a saída, referência e perturbações é dada pela equação (3.34), ou seja,

$$y(k) = \frac{P_f(z^{-1})z^{-L_d}}{1 + \delta z^{-L_d}} y_r(k) + \frac{z^{-L_d}}{F_f(z^{-1})[1 + \delta z^{-L_d}]} w_1(k) + \frac{1}{1 + \delta z^{-L_d}} w_2(k) \quad (3.34)$$

As propriedades temporais em regime permanente, $z \rightarrow 1$, para o sistema em malha fechada são

$$y(k) = \frac{P_f(1)}{1 + \delta} y_r(k) + \frac{1}{F_f(1)[1 + \delta]} w_1(k) + \frac{1}{1 + \delta} w_2(k) \quad (3.35)$$

Observa-se pela equação (3.35) que o controlador proposto por Shafiq e Akhtar (2004) não rejeita perturbações de carga e o seguimento de referência em degrau com erro nulo é garantido se a condição $P_f(1) = 1 + \delta$ é satisfeita. Logo, na próxima seção propõe-se a inclusão do integrador a lei de controle objetivando garantir a rejeição de perturbações de carga e adicionalmente o seguimento.

3.7.2 Projeto do Controle Incremental para o IMBAC

Para resolver o problema da rejeição a perturbações, propõe-se calcular o IMBAC através de um controle incremental, no lugar do posicional, através da redefinição da lei de controle como

$$\Delta u(k) = F_f(z^{-1})[P_f(z^{-1})y_r(k) - \delta(z^{-1})y(k)] \quad (3.36)$$

mantendo a aproximação, eq. (3.33), para $F_f(z^{-1})$ e definindo $\delta(z^{-1})$ como um polinômio.

Com estas modificações o diagrama de blocos da malha de controle modifica-se conforme ilustra a figura 3.6.

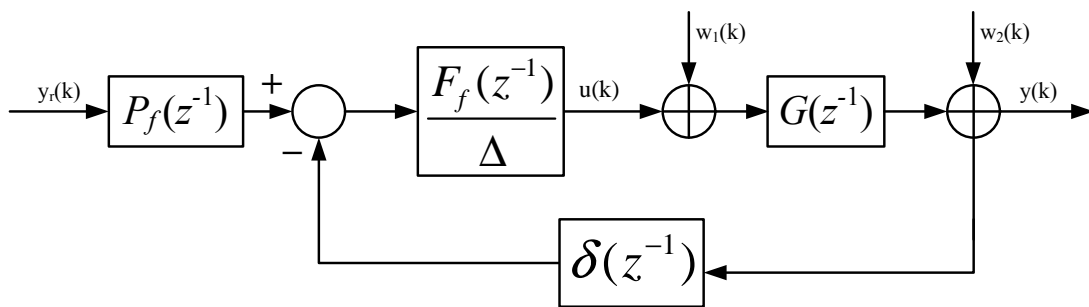


Figura 3.6: IMBAC incremental com perturbações.

Determinando-se a equação de malha fechada para a figura 3.6 e substituindo-se a aproximação de $F_f(z^{-1})$, equação (3.33), então

$$y(k) = \frac{P_f(z^{-1})z^{-L_d}}{\Delta + \delta(z^{-1})z^{-L_d}} y_r(k) + \frac{\Delta z^{-L_d}}{F_f(z^{-1})[\Delta + \delta(z^{-1})z^{-L_d}]} w_1(k) + \frac{\Delta}{\Delta + \delta(z^{-1})z^{-L_d}} w_2(k) \quad (3.37)$$

As propriedades em regime permanente, $z \rightarrow 1$, para o sistema em malha fechada garantem erro nulo se $P_f(1) = \delta(1)$ e rejeição as perturbações.

3.8 Resultados de Simulação

Nesta seção apresenta-se os resultados de simulação que visam mostrar a aplicabilidade e as deficiências das técnicas de sintonia *model-free* propostas neste capítulo.

O estudo de caso consiste no reator contínuo de tanque agitado (CSTR) apresentado no apêndice A. Os ensaios consistem em testes de seguimento de referência.

Para a análise do comportamento servo utiliza-se as referências $y_r(k) = 1$ (amostras 1 a 200), $y_r(k) = 2,5$ (amostras 201 a 400), $y_r(k) = 3,5$ (amostras 401 a 600) e $y_r(k) = 6$ (amostras 601 a 800).

3.8.1 Ensaios com o DIRAC RST

Os resultados do comportamento servo com a estimativa direta de parâmetros de controladores na forma RST, proposta em 3.5, aplicado ao CSTR (*Continuous Stirred Tank Reactor*) são apresentados na figura 3.7. Os polinômios escolhidos para o modelo de referência do controlador são

$$A_m(z^{-1}) = 1 - 1,7z^{-1} + 0,72z^{-2}; \quad B_m(z^{-1}) = [1 - 0,98z^{-1}]z^{-1}$$

o que produz uma função de transferência com constante de tempo igual a 1.89 *seg* e ganho unitário.

Os resultados mostram que um controlador na forma RST sintonizado a partir da técnica proposta na seção 3.5 não apresenta bom desempenho para o seguimento de referência. Observando-se a figura 3.7 pode-se notar que na primeira faixa o erro nulo em regime é atingido assintoticamente, na segunda e terceira faixas o sistema apresenta erro nulo e na quarta não ocorre seguimento com conseqüente saturação na ação de controle.

3.8.2 Ensaios com o Estimativa Direta do PID

Os resultados do comportamento servo utilizando-se a proposta de estimativa direta dos parâmetros do controlador PID, seção 3.6, aplicada ao CSTR são apresentados nas figuras

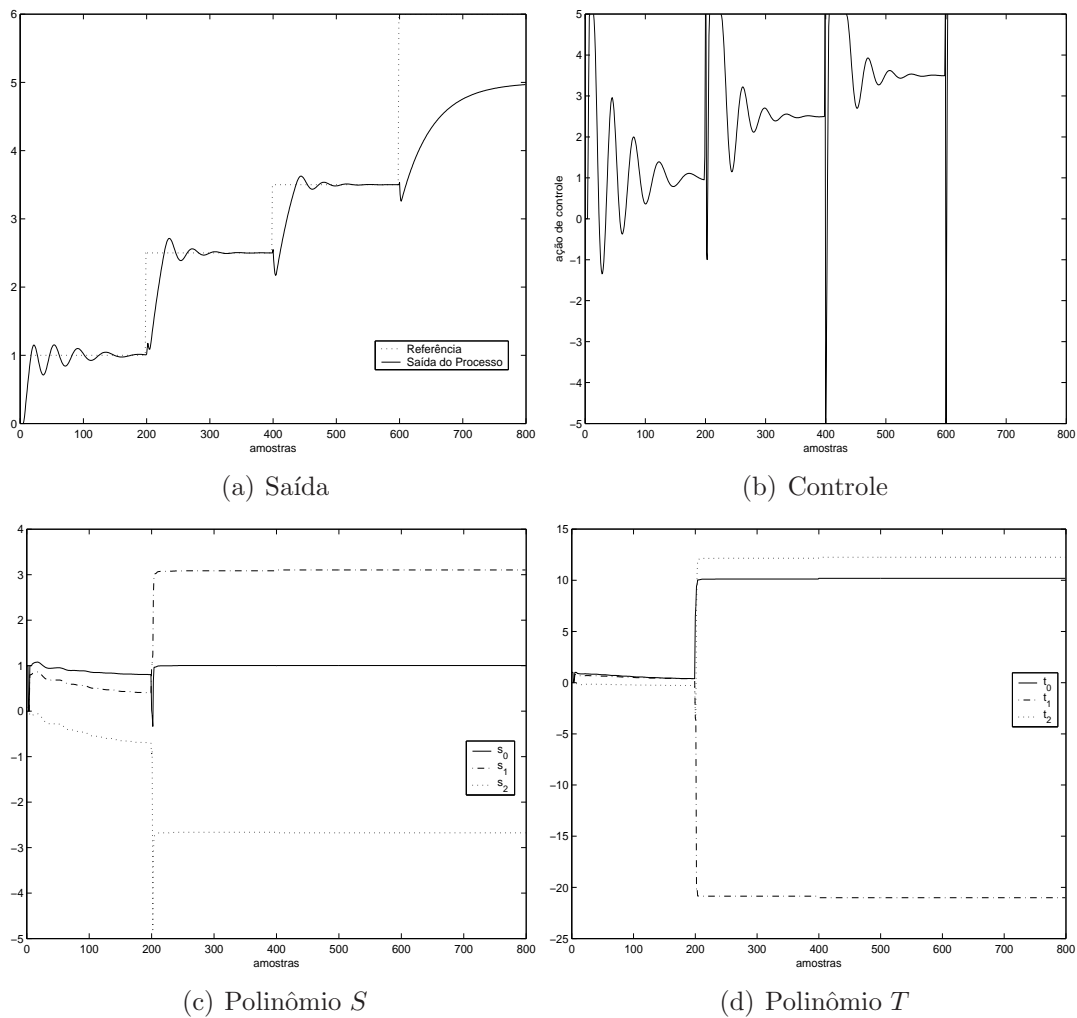


Figura 3.7: Resultados do reator CSTR para mudança de referência com estimativa direta dos parâmetros do RST.

3.8, 3.9 e 3.10. Os parâmetros de sintonia escolhidos para os índices de desempenho são

GMV, equação (3.27): $\lambda_e = 0.70$ e $\lambda_u = 0.50$.

Furuta, equação (3.28): $k_1 = -0.002$, $k_2 = -0.001$ e $\lambda_u = 0.097$.

Lim, equação (3.29): $\lambda_y = 2.0$ e $\lambda_u = 0.90$.

Boblan, equação (3.30): $\lambda_{e1} = 0.30$, $\lambda_{e2} = 1.0$, $M_p = 1.2$ e $\lambda_u = 0.10$.

As figuras 3.8, 3.9 e 3.10 mostram que o controlador PID sintonizado a partir do funcional do GMV garante o seguimento para as três primeiras faixas e apresenta erro não nulo para quarta. Sintonizado pelos funcionais de Furuta *et al.* (1989) e Lim (1990) o controlador apresenta erro nulo para as duas primeiras faixas e não nulo para as outras.

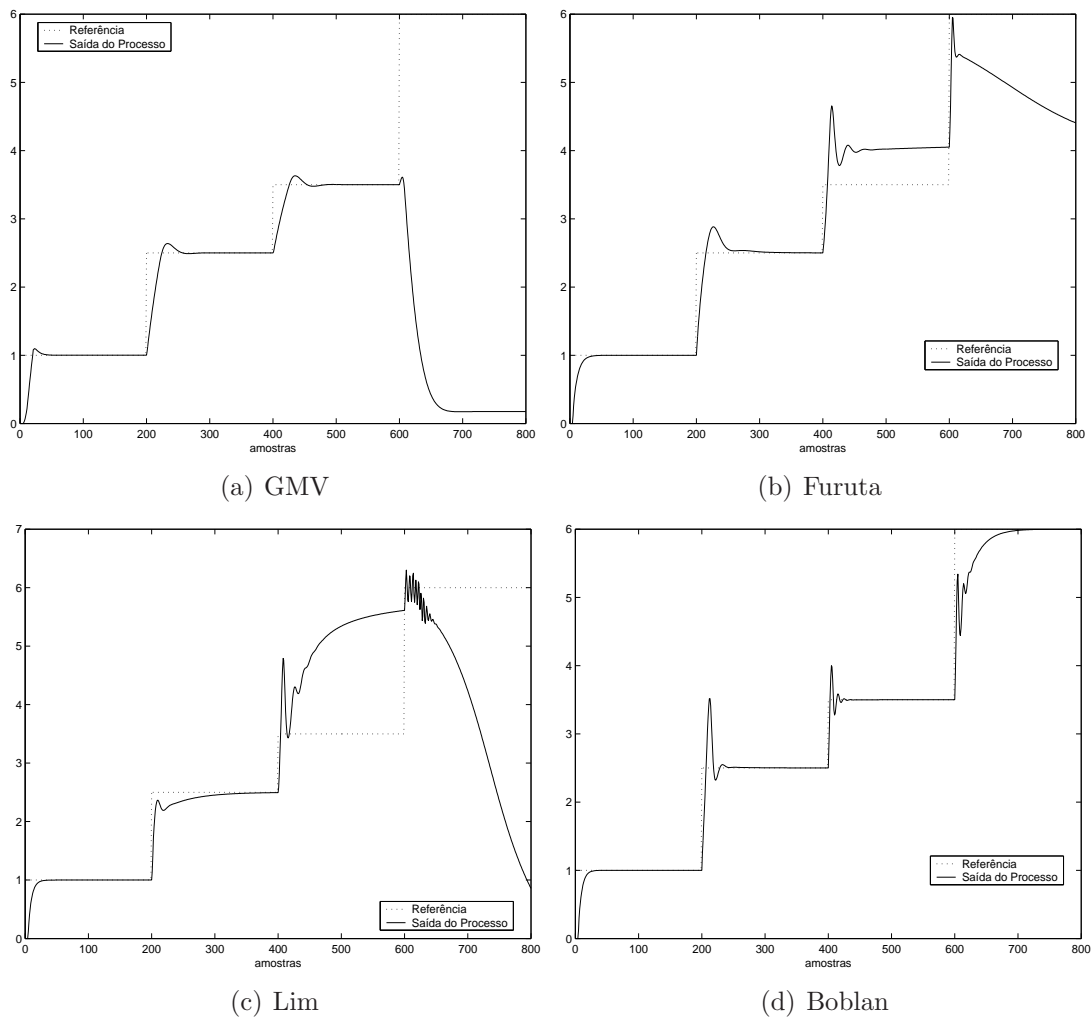


Figura 3.8: Resposta do reator CSTR para mudança de referência com estimativa direta do PID.

Utilizando o funcional proposto por Boblan *et al.* (2000) proporciona o seguimento adequado nas três faixas. Observa-se também que nas quatro propostas a ação de controle não satura e que a convergência dos parâmetros do PID é diferente.

3.8.3 Ensaios com o IMBAC

Os resultados do comportamento servo com o controlador proposto na seção 3.7 aplicado ao CSTR são apresentados na figura 3.11. Os parâmetros de sintonia escolhidos do controlador são dados por

$$L = 4$$

$$P(z^{-1}) = \delta(z^{-1}) = 1 - 0.9z^{-1} + 0.26z^{-2} - 0.024z^{-3}$$

Os resultados apresentados na figura 3.11 mostram que o controlador garante segui-

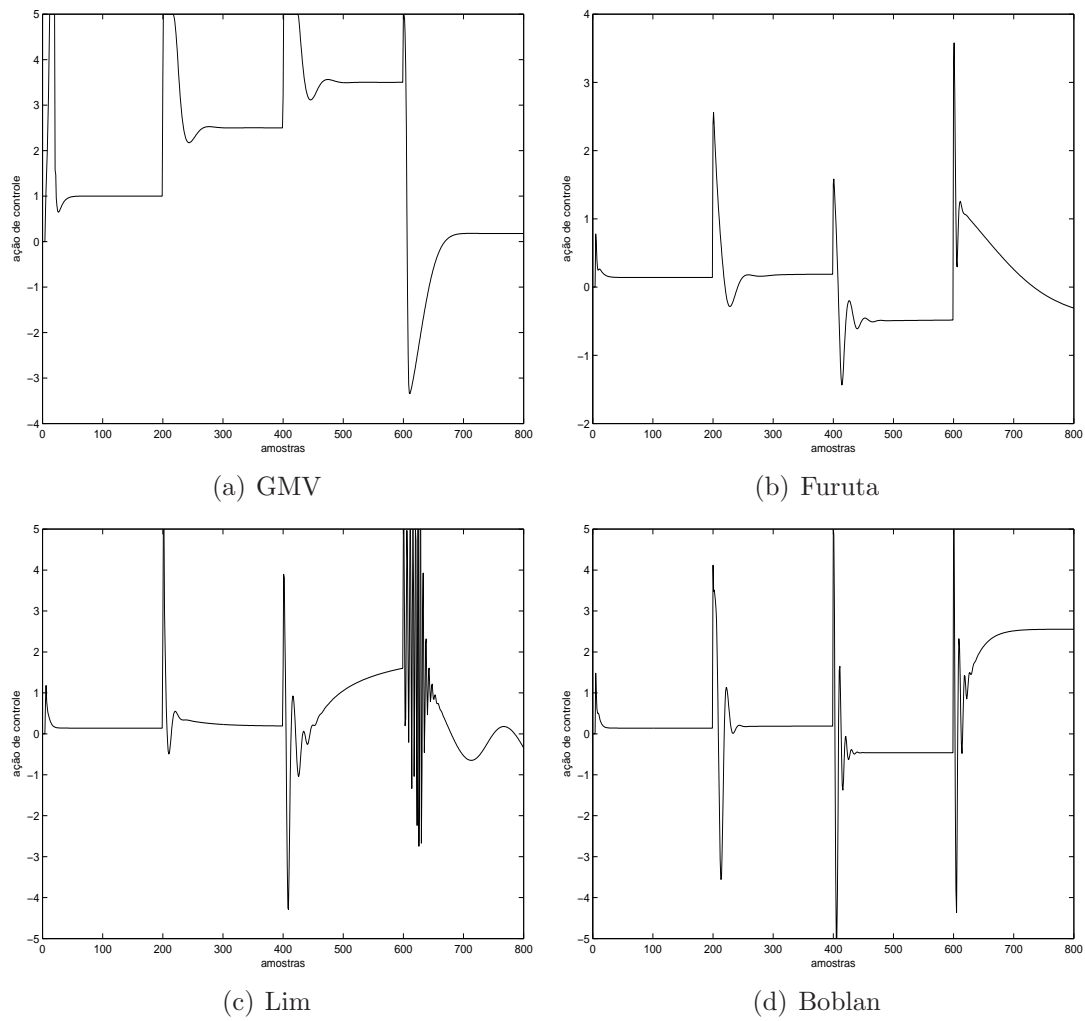


Figura 3.9: Controle do reator CSTR para mudança de referência com estimativa direta do PID.

mento das referências 1, 2.5 e 6. Entretanto, em 3.5 apresenta elevado erro em regime.

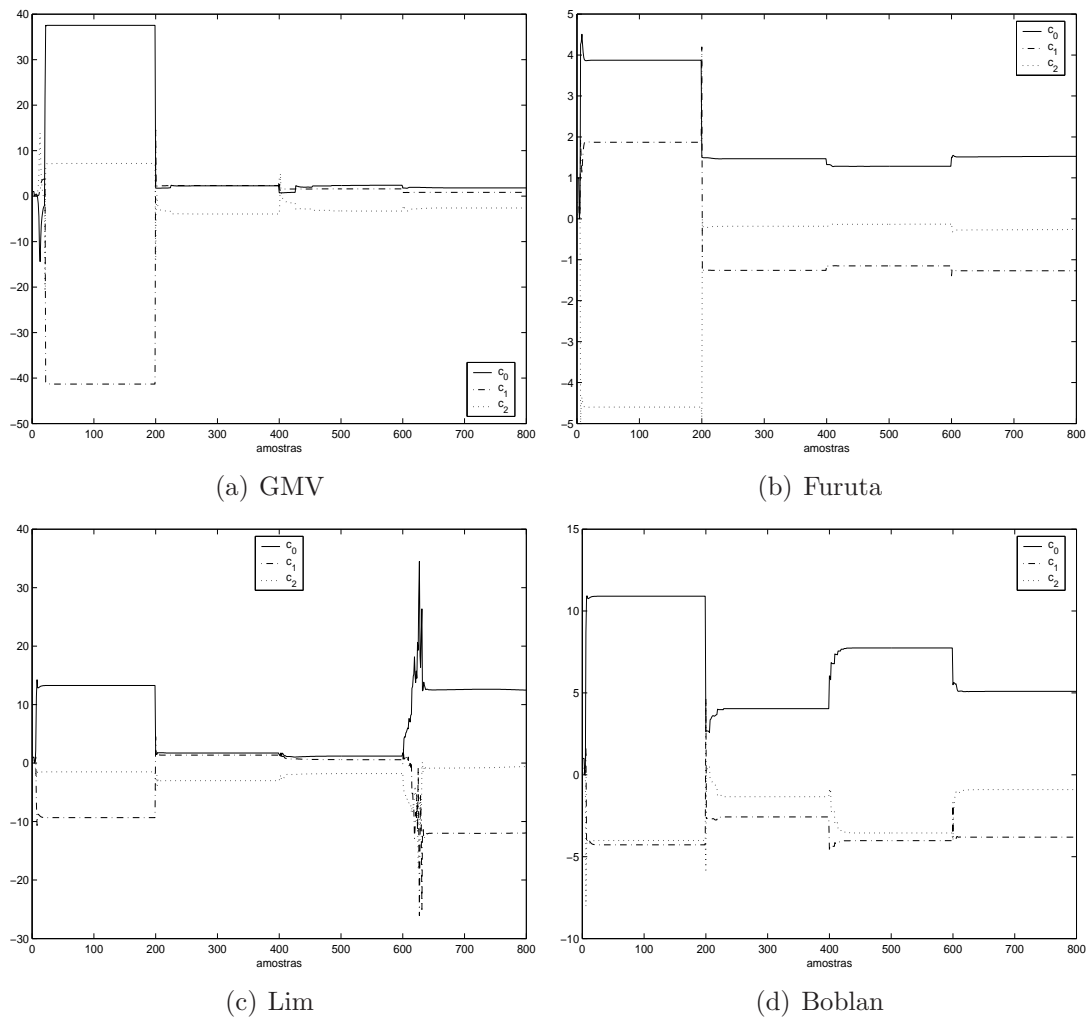


Figura 3.10: Convergência dos parâmetros PID para mudança de referência no reator CSTR.

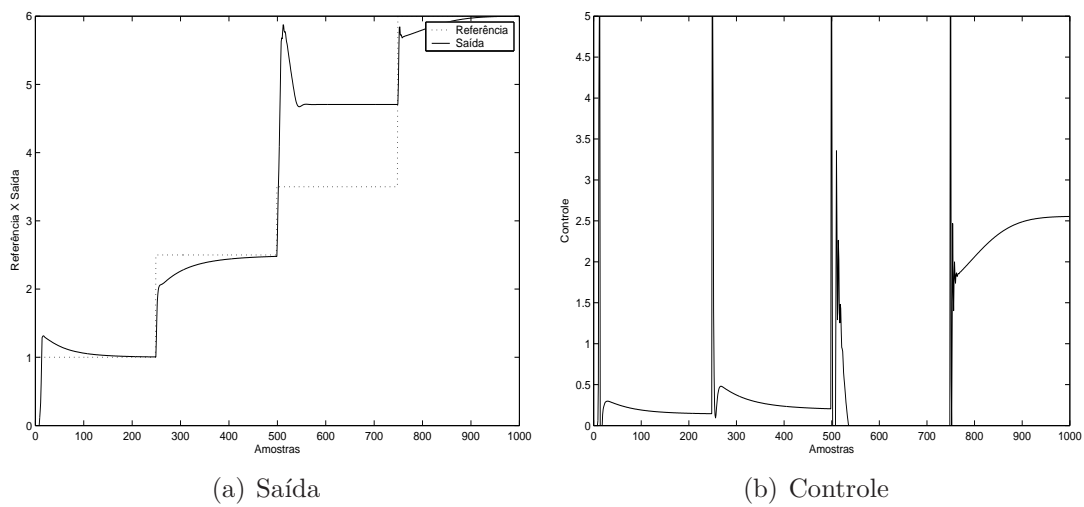


Figura 3.11: Resultados para mudança de referência no reator CSTR com IMBAC incremental.

3.9 Conclusão do Capítulo

Este capítulo apresentou duas técnicas de controle baseadas na sintonia *model-free*. A primeira foi derivada por Zhu-Zhi (1985) e a segunda por De Keyser (2000). As duas técnicas são semelhantes diferindo apenas quanto a estrutura adotada para a seleção do modelo de referência.

Nas seções posteriores propôs-se a utilização da técnica para estimativa dos parâmetros de controladores na forma RST, a estimativa direta dos parâmetros do PID utilizando-se funções custo e a extensão da técnica de controle adaptativo direto baseado em modelo inverso para a forma incremental.

As metodologias de controle propostas foram avaliadas na seção 3.8 visando a aplicabilidade dos controladores em trabalhar com classes de plantas comuns na indústria ou com plantas não-lineares com dinâmicas complexas. No contexto do CSTR, as propostas apresentaram comportamento adequado na região crítica do reator. A maioria apresentou problemas de saturação na ação de controle na faixa superior do processo. De forma geral os controladores apresentaram bom desempenho e implementação simples evidenciando sua aplicabilidade após a realização de estudos mais aprofundados para compreender e tratar os problemas que emergiram ao longo do trabalho.

Capítulo 4

Modelo Universal

4.1 Introdução

Para se controlar eficientemente um sistema dinâmico é essencial ter-se um bom entendimento do comportamento das entradas e saídas da planta. Este entendimento pode ser representado explicitamente, por um modelo da planta, ou implicitamente, contido em um conjunto de dados experimentais.

Os métodos típicos para se obter este entendimento incluem a modelagem analítica a partir de princípios básicos (tal como as leis da Física que governam o sistema particular), medida direta de vários parâmetros da planta, identificação de modelos a partir dos dados de entrada e saída e o ajuste de modelo a partir de dados de entrada e saída.

Existem muitos tipos de sistemas onde os dados experimentais são particularmente valiosos para se conhecer o comportamento da planta. Como exemplo tem-se o caso onde a modelagem é difícil ou dispendiosa, onde a planta é variante no tempo ou a planta é bem modelada mas certos parâmetros precisam ser determinados experimentalmente.

A identificação do modelo da planta é talvez o mais popular método de uso dos dados experimentais. Algumas técnicas típicas de identificação são: erro de predição (PE), Mínimos Quadrados (MQ), Variável Instrumental (VI), erro de saída (OE), *Box-Jenkins*, resposta impulsiva e função de auto-correlação. A literatura é vasta em termos de modelos de plantas. Entretanto, não é o objetivo deste trabalho de pesquisa avaliar modelos estimados. Informações adicionais podem ser encontradas em Norton (1986), Ljung e Glad (1994), Ljung (1999) e Coelho e Coelho (2004).

Neste capítulo apresenta o modelo para plantas não-lineares derivado por Park *et al.*

(1998) denominado *Modelo Universal* o qual apresenta como principais características o fato de possuir poucos parâmetros a serem identificados e dissociação da ordem do modelo com a ordem da planta. No trabalho de Park *et al.* (1998), o modelo é baseado no modelo CARMA e recebe a denominação de modelo universal. Porém, Harnold e Lee (1998) reformularam o modelo que passou a ser definido com o resultado a expansão por série de Taylor de um mapeamento não-linear qualquer e recebeu a denominação de *free-model*.

Diversos trabalhos utilizando o modelo universal para o projeto de estabilizadores para sistemas de potência foram desenvolvidos, alguns baseados em LQR (Lee *et al.*, 2001a,b) e outros baseados em modelo inverso (Harnold *et al.*, 1999a; Lee e Ko, 2001). Também foram apresentados estabilizadores de sistemas de potência onde o modelo universal está associado a redes neurais (Harnold e Lee, 1998; Harnold *et al.*, 1999b; Lee e Ko, 2002). Controladores para turbinas a vapor também foram propostos (Harnold e Lee, 2000c,d). Outras aplicações do modelo universal para a estabilização de sistemas de potência são encontradas em (Lee *et al.*, 2000; Harnold e Lee, 2000b,a).

Este capítulo é organizado como segue. A dedução do modelo universal baseado no modelo CARMA (*Controlled Auto-Regressive Moving Average*) é apresentada na seção 4.2 (Park *et al.*, 1998). Propostas no sentido da extensão do preditor para o caso de d passos a frente, aplicação do modelo como preditor no projeto de controladores como GMV e GPC e do uso do modelo para derivação de novos controladores digitais, entre os quais o popular PID digital são apresentadas nas seções 4.4 a 4.7. Na seção 4.6.4 apresenta-se os resultados de simulação para mostrar a aplicabilidade das técnicas de sintonia propostas na seção 4.6.3 para controlador proposto na seção 4.6.

4.2 Modelo Universal de Park

Para derivar a representação universal de sistemas dinâmicos utiliza-se a seguinte definição (Burden e Faires, 1989):

Definição 4.1 Os operadores a diferença, $\Delta^i f(k)$, são definidos por

$$\Delta^n f(k) = \Delta^{n-1} f(k) - \Delta^{n-1} f(k-1), \quad n \geq 1 \quad (4.1)$$

onde n é um inteiro, $\Delta^0 f(k) = f(k)$, $f(\cdot)$ é uma seqüência discreta e k é um inteiro representando o instante de tempo discreto.

O operador a diferenças pode ser usado na entrada e na saída do sistema. Se o sistema é monovariável, então, aplicando o operador a diferença repetidamente tem-se

$$\begin{aligned} y(k+1) - y(k) &= \Delta y(k+1) \\ \Delta y(k+1) - \Delta y(k) &= \Delta^2 y(k+1) \\ &\vdots \\ \Delta^N y(k+1) - \Delta^N y(k) &= \Delta^{N+1} y(k+1) \end{aligned}$$

e a saída do sistema pode ser representada como

$$y(k+1) = \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k) + \Delta^{N+1} y(k+1) \quad (4.2)$$

onde Δ^i , $i = 0, 1, \dots, N+1$, é o operador a diferenças definido na equação (4.1) e N é um inteiro positivo arbitrário que representa a ordem da representação. Pode-se notar que a equação (4.1) serve para qualquer saída de sistema, independente de ser linear ou não-linear. A saída do sistema é determinada de seu histórico das saídas e entradas.

A equação (4.2) é composta de dois termos, isto é,

$$\sum_{i=0}^N \Delta^i y(k) \quad \text{e} \quad \Delta^{N+1} y(k+1)$$

O primeiro termo não é afetado pela entrada do sistema no instante k , mas o segundo termo é afetado por $u(k)$. A relação entre o segundo termo e a medida $u(k)$ é ponto principal no desenvolvimento do modelo universal (Park *et al.*, 1998).

Consideração 1: Se $|\Delta^i y(k)|$ e $|\Delta^j u(k)|$ são desprezíveis para qualquer $i, j > N$, então $\Delta^{N+1} y(k+1)$ é aproximada por

$$b \left\{ u(k) - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i u(k-1) \right\}$$

Prova: A justificativa para a **consideração 1** é feita para um sistema linear discreto invariante no tempo (LTI).

Considere um sistema linear discreto invariante no tempo, representado na forma CARMA:

$$y(k+1) = \sum_{i=1}^{n_a} a_i y(k-i+1) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(k-i+1) \quad (4.3)$$

Multiplicando-se ambos os lados da equação pelo operador a diferença com ordem N obtém-se

$$\Delta^N y(k+1) = \sum_{i=1}^{n_a} a_i \Delta^N y(k-i+1) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i \Delta^N u(k-i+1) \quad (4.4)$$

Expressando-se $y(k-i+1)$ e $u(k-i+1)$ em termos de $\Delta^i y(k)$ e $\Delta^i u(k)$, respectivamente, obtém-se

$$\begin{aligned} \Delta^N y(k+1) &= \sum_{i=1}^{n_a} a_i \Delta^N \sum_{j=0}^{i-1} (-1)^j \binom{i-1}{j} \Delta^j y(k) \\ &+ \sum_{i=1}^{n_b} b_i \Delta^N \sum_{j=0}^{i-1} (-1)^j \binom{i-1}{j} \Delta^j u(k) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Reescrevendo a equação (4.5)

$$\begin{aligned} \Delta^N y(k+1) &= \left(\sum_{i=1}^{n_a} a_i \right) \Delta^N y(k) + \left(\sum_{i=1}^{n_b} b_i \right) \Delta^N u(k) \\ &+ \sum_{j=1}^{n_a-1} \left\{ \left[\sum_{i=j+1}^{n_a} (-1)^j \binom{i-1}{j} a_i \right] \times \Delta^{N+j} y(k) \right\} \\ &+ \sum_{j=1}^{n_b-1} \left\{ \left[\sum_{i=j+1}^{n_b} (-1)^j \binom{i-1}{j} b_i \right] \times \Delta^{N+j} u(k) \right\} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Com a consideração de que $|\Delta^i y(k)|$ e $|\Delta^j u(k)|$ são desprezíveis para qualquer $i, j > N$, então $\Delta^{N+1} y(k+1)$ é aproximada por

$$\Delta^N \hat{y}(k+1) \cong \left(\sum_{i=1}^{n_a} a_i \right) \Delta^N y(k) + \left(\sum_{i=1}^{n_b} b_i \right) \Delta^N u(k) \quad (4.7)$$

Representando $\Delta^N u(k+1)$ como

$$y(k+1) - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i y(k)$$

pode-se reescrever a equação (4.7) como

$$y(k+1) \cong \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i y(k) + \left(\sum_{i=1}^{n_a} a_i \right) \Delta^N y(k) + \left(\sum_{i=1}^{n_b} b_i \right) \Delta^N u(k) \quad (4.8)$$

se o período de amostragem é pequeno

$$\sum_{i=1}^{n_a} a_i \approx 1$$

e a equação (4.8) pode ser simplificada como segue

$$y(k+1) \cong \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k) + \left(\sum_{i=1}^{n_b} b_i \right) \Delta^N u(k) \quad (4.9)$$

ou

$$\Delta^{N+1} y(k+1) \cong b \left\{ u(k) - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i u(k-1) \right\}$$

onde b é

$$\sum_{i=1}^{n_b} b_i = b$$

□

Com a **consideração 1** a equação (4.2) pode ser aproximada pelo modelo universal, ou seja,

$$\hat{y}(k+1) = \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k) + b \left\{ u(k) - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i u(k-1) \right\}$$

onde $y(k)$ e $u(k)$ são as medidas de saída e entrada do sistema no instante k , respectivamente, e $\hat{y}(k+1)$ é a saída estimada no instante $k+1$. Pode-se notar que o modelo universal é simples (a predição é realizada um passo a frente) e tem somente um parâmetro, b , que contém a informação do sistema. A dimensão do modelo universal, N , pode ser escolhida desde que a **consideração 1** seja válida. Observe que N não tem relação com a ordem do sistema.

A justificativa para a **consideração 1** é feita para um sistema linear discreto invariante no tempo. Entretanto, o modelo universal pode ser usado para sistemas não-lineares. Na literatura de controle adaptativo o modelo CARMA pode ser usado para identificação de sistemas não-lineares. Os parâmetros do modelo CARMA, tais como a_i e b_i , são atualizados a cada período de amostragem e variam com o tempo uma vez que o sistema

identificado é não-linear.

Para ilustrar a validade da **consideração 1** e do modelo universal seja o seguinte sistema não-linear (Slotine e Li, 1991):

$$\ddot{y}(t) - \dot{y}(t) \sin(y(t)) - y^2(t) = u(t) \quad (4.10)$$

onde $y(t)$ e $u(t)$ são a saída e a entrada do sistema, respectivamente. Os dados do sistema são obtidos para um período de amostragem de 0.1s e utilizados para compor a tabela 4.1. Os dados de entrada e saída são apresentados no intervalo de 2.7 até 3.2s bem como suas diferenças, $\Delta^i y(k)$ e $\Delta^i u(k)$. Observe que a medida que a ordem aumenta o valor das diferenças diminui. A dimensão do modelo universal, N , pode então ser limitada a no máximo 5 uma vez que os valores de $\Delta^5 y(k)$ e $\Delta^5 u(k)$ são desprezivelmente pequenos.

Tabela 4.1: Dados de entrada e saída e suas diferenças.

	i					
	0	1	2	3	4	5
$u(k-i)$	-6.2284	-4.8304	-3.4083	-1.9923	-0.6079	0.7211
$\Delta^i u(k)$	-6.2284	-1.3980	0.0241	0.0301	0.0046	0.0028
$y(k-i)$	1.4485	1.1953	0.9322	0.6650	0.3987	0.1383
$\Delta^i y(k)$	1.4485	0.2531	-0.0099	-0.0059	-0.0008	-0.0005

O parâmetro b pode ser calculado a partir dos dados de entrada e saída da tabela 4.1, isto é,

$$b = \frac{\left\{ y(k) - \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k-1) \right\}}{\Delta^N u(k-1)} \quad (4.11)$$

No caso dos dados apresentados na tabela 4.1 os valores de b são 0.007, 0.9508, -0.0314 , -0.4706 e -0.076 para N igual a 1, 2, 3, 4 e 5, respectivamente.

4.3 Propostas da Tese para o Modelo Universal

A seção 4.2 apresentou o desenvolvimento de um novo modelo para a representação de sistemas lineares e não-lineares. As principais características do modelo derivado são o reduzido número de parâmetros e a descorrelação da ordem do modelo com a ordem da planta. Entretanto, algumas questões permaneceram em aberto, tais como a aplicabilidade do modelo como preditor no projeto de controladores como GMV e GPC, a possibilidade

da extensão do preditor para o caso de d passos a frente e o uso do modelo para derivação de novos controladores digitais, entre os quais o popular PID digital. Propostas relacionadas a estes pontos são apresentadas nas próximas seções.

4.4 Modelo Universal a d Passos a Frente

O modelo apresentado por Park *et al.* (1998) calcula a predição a um passo a frente. Nesta seção propõe-se a extensão para d passos.

Inicialmente aplica-se o operador diferença, definido em (4.1), repetidamente em $y(k + d)$,

$$y(k + d) - y(k + d - 1) = \Delta y(k + d) \quad (4.12)$$

$$\Delta y(k + d) - \Delta y(k + d - 1) = \Delta^2 y(k + d)$$

$$\Delta^2 y(k + d) - \Delta^2 y(k + d - 1) = \Delta^3 y(k + d)$$

$$\vdots$$

$$\Delta^N y(k + d) - \Delta^N y(k + d - 1) = \Delta^{N+1} y(k + d)$$

Se todos os termos forem somados, então tem-se

$$y(k + d) = \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k + d - 1) + \Delta^{N+1} y(k + d) \quad (4.13)$$

Repetindo-se o mesmo processo para $u(k - 1)$ obtém-se

$$u(k - 1) = \sum_{i=0}^N \Delta^i u(k - 2) + \Delta^{N+1} u(k - 1) \quad (4.14)$$

reescrevendo para $\Delta^N u(k - 1)$

$$\Delta^N u(k - 1) = u(k - 1) - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i u(k - 2) \quad (4.15)$$

Considerando-se a seguinte representação para um sistema linear invariante no tempo

$$y(k + d) = \sum_{i=1}^n a_i y(k - i + d) + \sum_{i=1}^m b_i u(k - i) \quad (4.16)$$

Multiplicando-se ambos os lados da equação (4.16) pelo operador diferença de ordem N , então

$$\Delta^N y(k+d) = \sum_{i=1}^n \Delta^N z^d a_i y(k-i) + \sum_{i=1}^m \Delta^N b_i u(k-i) \quad (4.17)$$

Pode-se expressar $y(k-i)$ e $u(k-i)$ em termos de $\Delta^i y(k-1)$ e $\Delta^i u(k-1)$, respectivamente

$$\begin{aligned} \Delta^N y(k+d) &= \sum_{i=1}^n a_i z^d \Delta^N \sum_{j=0}^{i-1} (-1)^j \binom{i-1}{j} \Delta^j y(k-1) + \\ &= + \sum_{i=1}^m b_i \Delta^N \sum_{j=0}^{i-1} (-1)^j \binom{i-1}{j} \Delta^j u(k-1) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Reescrevendo (4.18)

$$\begin{aligned} \Delta^N y(k+d) &= \left(\sum_{i=1}^n a_i \right) z^d \Delta^N y(k-1) + \left(\sum_{i=1}^m b_i \right) \Delta^N u(k-1) \\ &= + \sum_{j=1}^{n-1} \left\{ \left[\sum_{i=j+1}^n (-1)^j \binom{i-1}{j} a_i z^d \right] \times \Delta^j y(k-1) \right\} + \\ &= + \sum_{j=1}^{m-1} \left\{ \left[\sum_{i=j+1}^m (-1)^j \binom{i-1}{j} b_i \right] \times \Delta^j u(k-1) \right\} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Com a consideração de que $|\Delta^i y(k-1)|$ e $|\Delta^j u(k-1)|$ são insignificantes para qualquer $i, j > N$, $\Delta^N y(k+d)$ é aproximada por

$$\Delta^N y(k+d) \simeq \left(\sum_{i=1}^n z^d a_i \right) \Delta^N y(k-1) + \left(\sum_{i=1}^m b_i \right) \Delta^N u(k-1) \quad (4.20)$$

Representando $\Delta^N y(k+d)$ por

$$\Delta^N y(k+d) = y(k+d) + \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i y(k+d-1) \quad (4.21)$$

A equação (4.20) pode ser reescrita com

$$y(k+d) \simeq \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i y(k+d-1) + \left(\sum_{i=1}^n z^d a_i \right) \Delta^N y(k-1) + \left(\sum_{i=1}^m b_i \right) \Delta^N u(k-1) \quad (4.22)$$

para pequenos períodos de amostragem.

$$\sum_{i=1}^n a_i \simeq 1$$

então (4.22) pode ser simplificada como

$$y(k+d) \simeq \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k+d-1) + \left(\sum_{i=1}^m b_i \right) \Delta^N u(k-1) \quad (4.23)$$

ou, da equação (4.13), e definido $\sum_{i=1}^m b_i = b$

$$\Delta^{N+1} y(k+d) \simeq b \Delta^N u(k-1) \quad (4.24)$$

Substituindo-se (4.15) em (4.24) temos

$$\Delta^{N+1} y(k+d) \simeq b \left\{ u(k-1) - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i u(k-2) \right\} \quad (4.25)$$

Substituindo-se (4.25) em (4.13)

$$\hat{y}(k+d) = \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k+d-1) + b \left\{ u(k-1) - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i u(k-2) \right\} \quad (4.26)$$

O parâmetro b pode ser calculado a partir dos dados anteriores de entrada e saída, por exemplo, se os valores de $y(k)$,

$\sum_{i=0}^N y(k-1)$
e $\Delta^N u(k-1-d)$ são dados, então da equação (4.26), b é calculado como,

$$b = \frac{\left\{ y(k) - \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k-1) \right\}}{\Delta^N u(k-1-d)} \quad (4.27)$$

Generalização do Preditor

O modelo apresentado pela equação (4.26) apresenta o inconveniente de necessitar do conhecimento de $y(k+d-1)$ para se determinar $y(k+d)$. Neste ponto busca-se uma generalização para o modelo que utilize apenas as medidas atual e passadas e os controles passados para a estimativa.

Reescrevendo a equação (4.26) para $d = 2$ encontra-se

$$\hat{y}(k+2) = \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k+1) + b \left\{ u(k-1) - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i u(k-2) \right\} \quad (4.28)$$

Como neste caso o valor de $y(k+1)$ não está disponível, então pode-se reescrever a equação (4.24) da seguinte forma:

$$y(k+d) \simeq y(k+d-1) + bu(k-1) \quad (4.29)$$

reescrevendo para $d = 1$ e substituindo em (4.28) tem-se

$$\hat{y}(k+2) = \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k) + b \sum_{i=0}^N \Delta^i u(k-1) + b \left\{ u(k-1) - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i u(k-2) \right\} \quad (4.30)$$

Repetindo-se o processo para $d = 3$ tem-se

$$\hat{y}(k+3) = \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k) + 2b \sum_{i=0}^N \Delta^i u(k-1) + b \left\{ u(k-1) - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i u(k-2) \right\} \quad (4.31)$$

Então, uma forma geral pode ser obtida e a nova estimativa do sistema pode ser dada como

$$\hat{y}(k+d) = \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k) + (d-1)b \sum_{i=0}^N \Delta^i u(k-1) + b \left\{ u(k-1) - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i u(k-2) \right\} \quad (4.32)$$

Desta forma, a partir da equação (4.32) é possível prever a saída do processo d passos a frente baseado apenas nas medidas passadas e atuais do sistema. Estas previsões podem ser utilizadas no projeto de controladores preditivos simples.

4.5 Modelo Universal no Projeto GMV

Nesta seção propõe-se a utilização do modelo universal, equação (4.32), no cálculo do controlador de variância mínima generalizada.

O projeto do GMV baseia-se na minimização de uma função de desempenho na forma

(Vaz *et al.*, 1996)

$$J(k) = E \{ [P_G(z^{-1})y(k+d) - R_G(z^{-1})y_r(k)]^2 + [Q(z^{-1})u(k)]^2 \} \quad (4.33)$$

onde $P_G(z^{-1})$, $R_G(z^{-1})$ e $Q(z^{-1})$ são polinômios de ponderação sobre a saída $y(k)$, a referência $y_r(k)$ e o esforço de controle $u(k)$, respectivamente. A manipulação da função custo e sua subsequente minimização com relação ao controle resulta na seguinte lei de controle preditivo:

$$u(k) = \frac{1}{Q(z^{-1})} (R_G(z^{-1})y_r(k) - [P_G(z^{-1})\hat{y}(k+d/k)]) \quad (4.34)$$

Substituindo-se a equação (4.32) na lei de controle (4.34) obtém-se

$$u(k) = \frac{1}{H_G(z^{-1})} \left(R_G(z^{-1})y_r(k) - P_G(z^{-1}) \sum_{i=0}^N \Delta^i y(k) \right) \quad (4.35)$$

onde

$$H_G(z^{-1}) = Q(z^{-1}) + (d-1)P_G(z^{-1})bz^{-1} \sum_{i=0}^N \Delta^i + bz^{-1}P_G(z^{-1}) - bz^{-2}P_G(z^{-1}) \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i \quad (4.36)$$

Sob a consideração da seleção do polinômio $Q(z^{-1})$ com as expressões

$$\begin{aligned} Q(z^{-1}) &= q_0 \\ Q(z^{-1}) &= q_0\Delta \\ Q(z^{-1}) &= q_0 - \tilde{Q}(z^{-1}) \\ Q(z^{-1}) &= q_0\Delta - \tilde{Q}(z^{-1}) \end{aligned} \quad (4.37)$$

o polinômio \tilde{Q} é definido como

$$\tilde{Q}(z^{-1}) = (d-1)P_G(z^{-1})bz^{-1} \sum_{i=0}^N \Delta^i + bz^{-1}P_G(z^{-1}) - bz^{-2}P_G(z^{-1}) \sum_{i=0}^{N-1} \Delta^i \quad (4.38)$$

de forma a cancelar os três últimos termos de $H_G(z^{-1})$ e propiciar uma lei de controle mais simples.

As primeira e terceira opções para escolha de $Q(z^{-1})$ produzem uma lei de controle posicional não garantindo erro nulo em regime. Já a inclusão do operador Δ nas opções

dois e quatro visam garantir erro nulo.

4.5.1 Casos Particulares

Foram realizadas simulações com a finalidade de verificar se os resultados obtidos com a utilização das leis de controle descritas pelas equações (4.34) e (4.35) são idênticos.

Considerando $N = 2$, $P_G(z^{-1}) = 1$, $R_G(z^{-1}) = 1$ e $d = 1, 2$ a lei de controle (a predição da saída calculada sob duas abordagens distintas) definida pela equação (4.35) simplifica para

$$u(k) = \frac{1}{H_G(z^{-1})} (y_r(k) - (3 - 3z^{-1} + z^{-2})y(k)) \quad (4.39)$$

O polinômio $Q(z^{-1})$ é escolhido conforme apresentado na equação (4.37) onde com $d = 1$ obtém-se

$$\tilde{Q}(z^{-1}) = bz^{-1} - 2bz^{-2} + bz^{-3} \quad (4.40)$$

e no caso de $d = 2$ tem-se

$$\tilde{Q}(z^{-1}) = 4bz^{-1} - 5bz^{-2} + 2bz^{-3} \quad (4.41)$$

Nos estudos de caso são utilizados um sistema linear discreto de primeira ordem descrito por

$$y(k) = 0.99y(k-1) + 0.01u(k-1) \quad (4.42)$$

e um sistema não-linear descrito pela seguinte equação

$$\begin{aligned} y(k) &= \frac{1.5 \operatorname{sen}(y(k-1)^2)}{1 + y(k-1)^2 + y(k-2)^2} + \\ &+ 0.4y(k-1) + 1.2u(k-1) + 2u(k-2) + w(k) - 1.5w(k-1) \end{aligned} \quad (4.43)$$

Nas tabelas 4.2, 4.3, 4.4 e 4.5 os controladores das equações (4.34) e (4.35) são definidos como controle 1 e controle 2, respectivamente.

As tabelas 4.2 e 4.4 apresentam o desvio padrão dos sinais de controle para as simulações do sistema linear com $d = 1$ e $d = 2$, respectivamente.

As tabelas 4.3 e 4.5 apresentam o desvio padrão dos sinais de controle para as si-

Tabela 4.2: Desvio padrão do controle para o sistema linear com $d = 1$.

Desvio Padrão		
Q	Controle 1	Controle 2
q_0	1.08967	1.07972
$q_0\Delta$	4.08221	4.05753
$q_0 - \tilde{Q}$	0.87958	0.87901
$q_0\Delta - \tilde{Q}$	4.18970	4.18929

mulações do sistema não-linear com $d = 1$ e $d = 2$, respectivamente.

Tabela 4.3: Desvio padrão do controle para o sistema não-linear com $d = 1$.

Desvio Padrão		
Q	Controle 1	Controle 2
q_0	0.03014	0.03012
$q_0\Delta$	0.18712	0.18703
$q_0 - \tilde{Q}$	0.03014	0.03013
$q_0\Delta - \tilde{Q}$	0.18707	0.18699

Tabela 4.4: Desvio padrão do controle para o sistema linear com $d = 2$.

Desvio Padrão		
Q	Controle 1	Controle 2
q_0	0.68413	0.68756
$q_0\Delta$	3.58842	3.11993
$q_0 - \tilde{Q}$	0.68216	0.68166
$q_0\Delta - \tilde{Q}$	3.85998	3.86082

Tabela 4.5: Desvio padrão do controle para o sistema não-linear com $d = 2$.

Desvio Padrão		
Q	Controle 1	Controle 2
q_0	0.01782	0.01781
$q_0\Delta$	0.18507	0.18484
$q_0 - \tilde{Q}$	0.01782	0.01781
$q_0\Delta - \tilde{Q}$	0.18543	0.18535

De acordo com os resultados para dois modelos de planta diferentes o sinal de controle do projeto GMV com predição pelo modelo universal é aproximadamente semelhante conforme desvio padrão ilustrado nas tabelas 4.2 a 4.5 e, assim, justificando a aplicação para estimativas de controle mais simples.

4.6 Caso Particular para o Controle GMV

Na seção 4.5 foram apresentados alguns casos particulares para a aplicação do modelo universal ao controlador GMV. Nesta seção o caso em que $N = 2$, $P_G(z^{-1}) = 1$, $R_G(z^{-1}) = 1$ e $Q(z^{-1}) = q_0\Delta - \tilde{Q}(z^{-1})$ é selecionado pois restringe ao controlador PID digital. Portanto, reescrevendo a equação (4.39) com a consideração sobre $Q(z^{-1})$ obtém-se a seguinte lei de controle:

$$u(k) = \frac{1}{q_0\Delta} (y_r(k) - (3 - 3z^{-1} + z^{-2})y(k)) \quad (4.44)$$

Esta lei de controle representa o controlador I+PD na forma de velocidade, conforme apresentado no diagrama de blocos da figura (4.1) (Bobál *et al.*, 2005; Visioli, 2006).

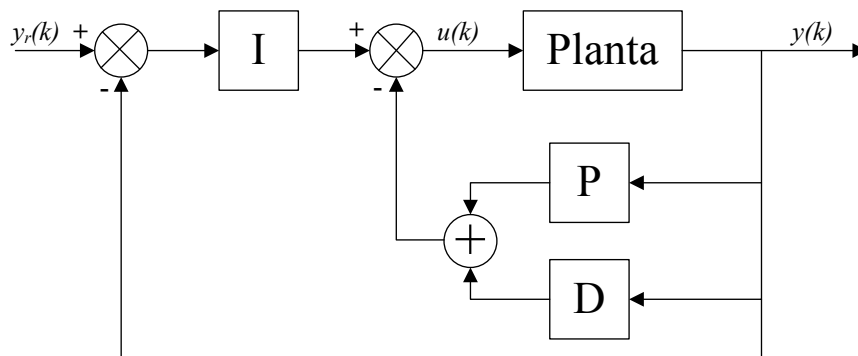


Figura 4.1: Diagrama de blocos do controlador da equação (4.44).

A lei de controle (4.44) pode ainda ser representada na forma RST incremental

$$R(z^{-1})\Delta u(k) = T(z^{-1})y_r(k) - S(z^{-1})y(k) \quad (4.45)$$

onde

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= 1 \\ S(z^{-1}) &= \frac{3}{q_0} - \frac{3}{q_0}z^{-1} + \frac{1}{q_0}z^{-2} \\ T(z^{-1}) &= \frac{1}{q_0} \end{aligned}$$

Observa-se que a lei de controle apresenta apenas um parâmetro de sintonia e de acordo com os resultados apresentados nas tabelas (4.2)-(4.5) seu desempenho é adequado. Portanto, uma análise das características de malha, influências sobre a dinâmica do sistema, robustez, sintonia e aplicabilidade é conduzida nas seções 4.6.1 a 4.6.4.

4.6.1 Análise da Estabilidade para um Sistema Linear

Seja o sistema linear discreto

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-d}B(z^{-1})u(k) \quad (4.46)$$

onde no caso geral tem-se

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_{na}z^{-na} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{nb}z^{-nb} \end{aligned}$$

Substituindo-se (4.44) em (4.46) obtém-se a seguinte função de transferência em malha fechada:

$$\frac{y(k)}{y_r(k)} = \frac{B(z^{-1})\alpha_c z^{-d}}{A(z^{-1})\Delta + \alpha_c B(z^{-1})\beta_c(z^{-1})z^{-d}} \quad (4.47)$$

onde

$$\begin{aligned} \alpha_c &= 1/q_0 \\ \beta_c(z^{-1}) &= 3 - 3z^{-1} + z^{-2} \end{aligned}$$

Para o controlador na forma RST, equação (4.45), a função de transferência de malha fechada é dada por

$$\frac{y(k)}{y_r(k)} = \frac{B(z^{-1})T(z^{-1})z^{-d}}{A(z^{-1})R(z^{-1}) + B(z^{-1})S(z^{-1})z^{-d}} \quad (4.48)$$

A partir da equação característica de (4.47) ou (4.48) pode-se avaliar o sistema pelo método do lugar das raízes objetivando a determinação de um valor adequado para q_0 com vistas aos aspectos de estabilidade e desempenho.

Exemplo: Resultados para um Sistema de Primeira Ordem

Seja o sistema de primeira ordem representado pela equação (4.49).

$$G_p(z^{-1}) = \frac{0.01z^{-1}}{1 - 0.99z^{-1}} \quad (4.49)$$

As figuras 4.2 e 4.3 apresentam as simulações para uma referência em degrau de amplitude 2 e o lugar das raízes do sistema em malha fechada para diferentes escolhas de q_0 , respectivamente.

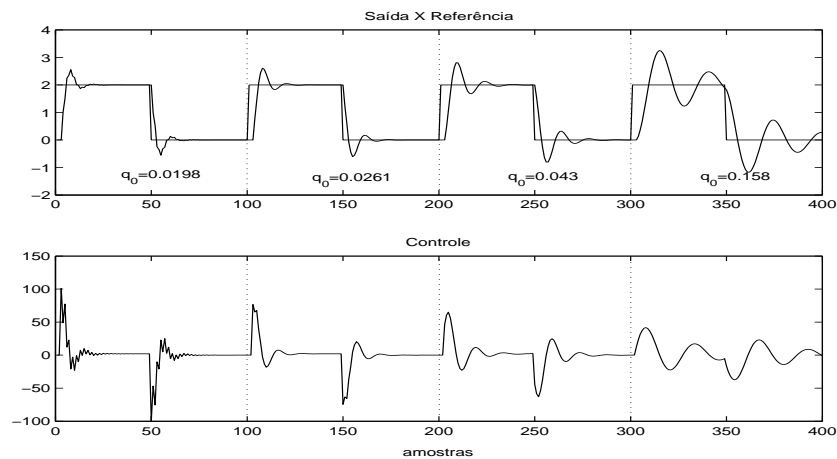


Figura 4.2: Resultado de simulação para o sistema da equação (4.49).

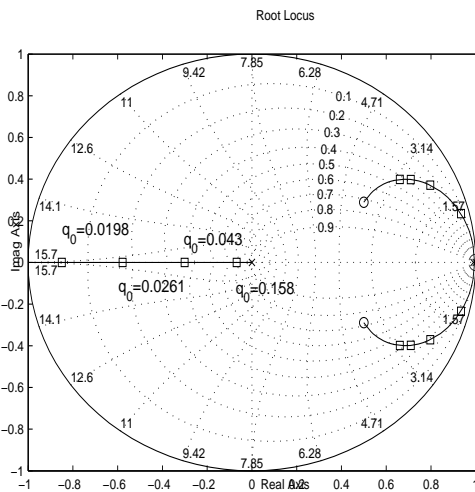


Figura 4.3: Lugar das raízes para o sistema da equação (4.49).

A tabela 4.6 apresenta os valores escolhidos de q_0 , os respectivos pólos de malha fechada e a equação característica.

Tabela 4.6: Alocação de pólos para o sistema da equação (4.49).

q_0	Pólos	Equação Característica
0.0198	-0.8476 $0.6612 \pm 0.3982i$	$1 - 0.4748z^{-1} - 0.5252z^{-2} + 0.5051z^{-3}$
0.0261	-0.5788 $0.7097 \pm 0.3980i$	$1 - 0.8406z^{-1} - 0.1594z^{-2} + 0.38316z^{-3}$
0.043	-0.3012 $0.7967 \pm 0.3707i$	$1 - 1.292z^{-1} + 0.2923z^{-2} + 0.2326z^{-3}$
0.158	-0.0682 $0.9342 \pm 0.2343i$	$1 - 1.8001z^{-1} + 0.8001z^{-2} + 0.0633z^{-3}$

Pelos resultados apresentados observa-se que o sistema responde mais rapidamente a medida que o valor de q_0 diminui. Quanto maior o valor de q_0 mais oscilatória é a

resposta. Isto se deve a localização dos pólos de malha fechada no interior do círculo unitário no plano complexo z , figura 4.3, cujo fator de amortecimento, ζ , varia, isto é $0.4310 < \zeta < 0.1511$ (tabela 4.6).

4.6.2 Análise de Robustez

Considere a estrutura de controle na forma RST, equação (4.45), conforme a figura 4.4, onde $\hat{G}(z^{-1})$ é o modelo da planta e $\tilde{G}(z^{-1})$ é a incerteza aditiva.

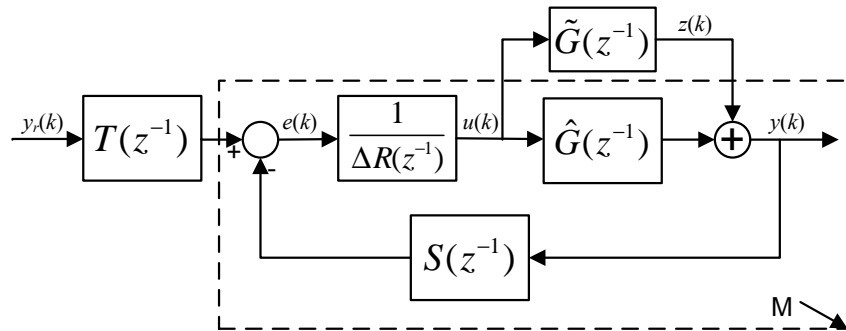


Figura 4.4: Estrutura de malha RST com incertezas aditivas.

Isto possibilita o tratamento de incertezas aditivas de modelagem da planta pela aplicação do teorema do pequeno ganho, melhorando-se a dinâmica de malha fechada. Aplicando-se o teorema do pequeno ganho ao sistema da figura 4.4 obtém-se a seguinte condição suficiente para estabilidade:

$$\left| \tilde{G}(e^{-j\omega}) \right| < \left| \frac{1}{M(e^{-j\omega})} \right| \quad \forall \omega \in [0, \pi] \quad (4.50)$$

onde

$$M(e^{-j\omega}) = M(z^{-1}) = \frac{S(z^{-1})}{\Delta R(z^{-1}) + \hat{G}(z^{-1})S(z^{-1})}$$

Assim, pode-se garantir a existência de pelo menos um valor de q_0 , para tratar incertezas paramétricas em uma aplicação particular, melhorando-se o projeto do controlador (Banerjee e Shah, 1995).

Para ilustrar a idéia da análise de robustez via o teorema do pequeno ganho, o seguinte sistema de terceira ordem contínuo e estável é utilizado:

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(3s+1)(5s+1)} \quad (4.51)$$

Aplicando-se o estimador dos mínimos quadrados em um conjunto finito de dados do sistema, representado pela equação (4.51), identifica-se um modelo de primeira ordem dado por

$$\hat{G}(z^{-1}) = \frac{0.0854z^{-1}}{1 - 0.9163z^{-1}} \quad (4.52)$$

As figuras 4.5 e 4.6 ilustram o efeito da variação do parâmetro q_0 na estabilidade e desempenho do controlador. Os valores de projeto utilizados para q_0 são 1, 3, 5 e 7. Observa-se que o critério de estabilidade, equação (4.50), é violado para $q_0 = 1$ levando o sistema a instabilidade como mostra a figura 4.6. A robustez do controlador melhora a medida que a margem de estabilidade $1/M$ se move acima do espectro das incertezas, MPM. Por esta razão o valor de q_0 deve ser maior que 1. Em comparação com $q_0 = 3$ a robustez aumenta para $q_0 = 7$ porque a margem de estabilidade, $1/M$ está mais distante de MPM.

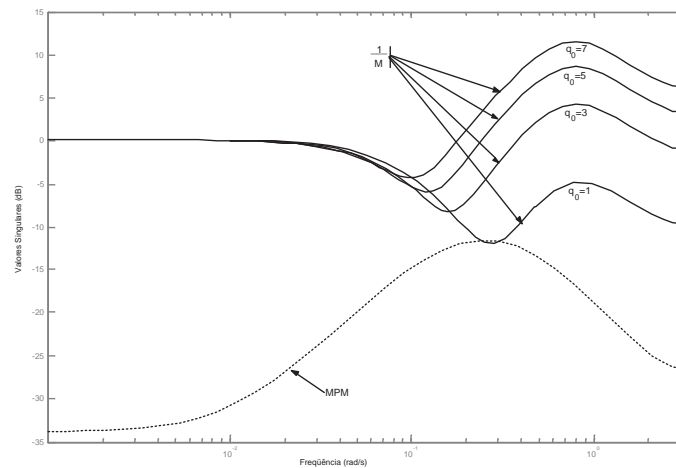


Figura 4.5: Efeito da variação de q_0 sobre $1/M$.

4.6.3 Sintonia do Controlador

A sintonia do parâmetro q_0 do controlador PID da equação (4.44) pode ser feita de diferentes formas onde nas seções anteriores abordou-se o lugar das raízes e o teorema do pequeno ganho. Nesta seção propõe-se a utilização de técnicas de otimização, sistemas nebulosos e redes neurais para calibração ganho do controlador.

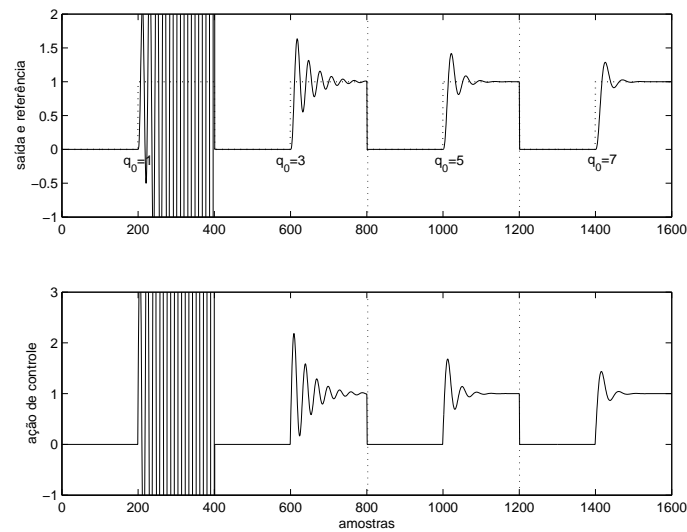


Figura 4.6: Efeito de q_0 na dinâmica de malha fechada.

Sintonia Via Otimização

O método simplex de Nelder e Mead (1965) é usado para encontrar o valor ótimo do parâmetro q_0 , através da minimização da seguinte função objetivo não-limitada (ITSE - *Integral of Time multiplied by the Squared-Error*):

$$\min \int_0^t te^2(t)dt \quad (4.53)$$

onde $e(k) = y_r(k) - y(k)$ é o erro de seguimento e t_f é tempo total de experimentação. Este critério tem uma melhor seletividade quando comparado ao ISE (*Integral Squared-Error*) (Ogata, 1997).

Sintonia Nebulosa

Outra alternativa é a utilização da lógica nebulosa para sintonia adaptativa de q_0 (Chiu, 1998). A lógica nebulosa, também denominada lógica *fuzzy*, é uma poderosa técnica para resolução de problemas que simulam a forma de raciocínio do operador humano, com larga aplicabilidade, especialmente em áreas como controle de processos, reconhecimento de padrões e tomadas de decisão. Em aplicações de controle industrial utiliza-se a lógica nebulosa no manuseio de problemas onde a modelagem matemática é tarefa complexa para projeto e sintonia de controladores.

De modo a manipular a informação do sistema dinâmico é necessário usar $e(k)$ e a variação de $e(k)$, denotada por $\Delta e(k)$, como entradas. Então, o sintonizador nebuloso é

projetado com uma base de regras que tem duas variáveis lingüísticas como entrada, E e DE , com relação as variáveis de entrada “crisp” $e(k)$ e $\Delta e(k)$. Uma variável lingüística de saída, O , com relação ao parâmetro “crisp” $q_0(k)$ é também incluído. A lei de controle definida pela equação (4.44) tem então a seguinte forma

$$u(k) = \frac{1}{q_0(k)\Delta} \{y_r(k) - [3 - 3z^{-1} + z^{-2}]y(k)\} \quad (4.54)$$

A figura 4.7 apresenta a idéia da sintonia nebulosa baseada na equação (4.54).

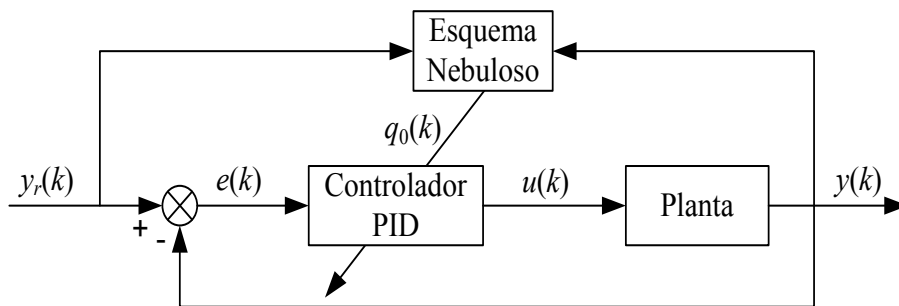


Figura 4.7: Sistema de controle PID com sintonia nebulosa.

Os conjuntos lingüísticos apresentados na tabela 4.7 e as funções de pertinência da figura 4.8 são definidas pelas variáveis lingüísticas E , DE e O nos universos de discurso U , V e W , respectivamente. Na figura 4.8 os fatores de escala Se , Sde e So são definidos através de métodos de otimização e $esc = Sc/(\text{número de funções membro de saída})$.

Tabela 4.7: Conjuntos nebulosos.

NE – $e(k)$ é negativo	ZO – $q_0(k)$ é zero
ZE – $e(k)$ é zero	PTO – $q_0(k)$ é positivo pequeno
PE – $e(k)$ é positivo	PSO – $q_0(k)$ é positivo pequeno
NDE – $\Delta e(k)$ é negativo	PMO – $q_0(k)$ é positivo médio
ZDE – $\Delta e(k)$ é zero	PBO – $q_0(k)$ é positivo grande
PDE – $\Delta e(k)$ é positivo	

Tabela 4.8: Base de regras para a sintonia nebulosa.

$e(k) \backslash \Delta e(k)$	NDE	ZDE	PDE
NE	PMO	PBO	PMO
ZE	PPO	PPO	PPO
PE	PMO	PBO	PMO

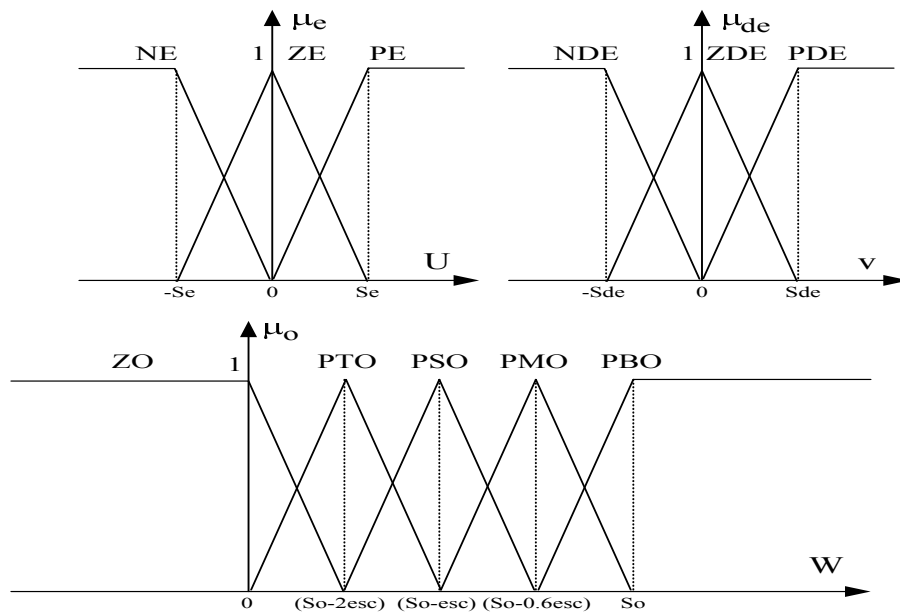


Figura 4.8: Funções de pertinência para a sintonia nebulosa.

Sintonia Neural

As redes neurais (NNs) tem sido utilizadas em uma grande variedade de estruturas de controle e aplicações, servindo como controladores, modelos de processos ou parte de modelos (Narendra e Parthasarathy, 1990). Como aplicações têm-se na predição de perturbações, detectar e diagnosticar falhas, combinar dados de sensores parcialmente redundantes, desenvolver controle de qualidade estatístico e para sintonizar adaptativamente controladores convencionais, tal como o PID. Diferentes estruturas de NNs tem sido usadas, as mais populares são perceptron multicamadas, funções de base radial (RBF), recorrentes, entre outras.

Uma rede neural apresenta as seguintes características: generalização, aprendizado, tolerância a falhas, adaptabilidade, paralelismo inerente e abstração. Assim, a maior vantagem do aprendizado de uma rede neural é a habilidade para acomodar sistemas dinâmicos pobremente modelados e não-lineares.

A figura 4.9 ilustra a idéia da atualização de $q_0(k)$ utilizando redes neurais com relação a equação (4.54). O modelo adaptativo neural apresentado na figura 4.9 para a sintonia do parâmetro do controlador foi proposto por Wang *et al.* (2003b). A saída do neurônio

$q_0(k)$ pode ser obtida como

$$q_0(k) = q_0(k-1) + K_n \frac{\sum_{i=1}^n w_i x_i(k)}{\sum_{i=1}^n |w_i|} \quad (4.55)$$

onde $x_i(k)$ ($i = 1, 2, \dots, n$) denotam as entradas do neurônio; $K_n > 0$ é o coeficiente proporcional do neurônio, w_i são os pesos das conexões de cada $x_i(k)$ e são determinados com regras de aprendizado ou algoritmos de otimização.

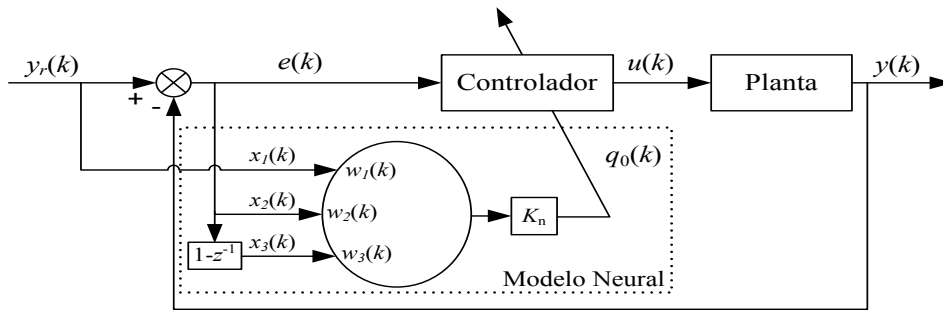


Figura 4.9: Controlador com sintonia neural.

4.6.4 Resultados da Estrutura PID aplicada ao CSTR

Nesta seção apresenta-se os resultados de simulação que visam mostrar a aplicabilidade e as deficiências das técnicas de sintonia propostas em 4.6.1 para controlador proposto na seção 4.6.

O estudo de caso consiste no reator contínuo de tanque agitado (CSTR) apresentado no apêndice A. Os ensaios consistem em testes de seguimento de referência. Para a análise do comportamento servo utiliza-se as referências $y_r = 1$ (amostras 1 a 200), $y_r = 2.5$ (amostras 201 a 400), $y_r = 3.5$ (amostras 401 a 600) e $y_r = 6$ (amostras 601 a 800).

As figuras 4.10 e 4.11 apresentam os resultados para a estrutura PID aplicada ao reator CSTR quando sintonizado por otimização, redes neurais e lógica nebulosa, respectivamente. A estrutura de controle foi denominada nos resultados por LPID (*Like*-PID) por não se tratar de uma estrutura PID propriamente dita.

A sintonia do parâmetro da estrutura PID utilizando-se otimização é $q_0 = 0.1395$, para o sintonizador neural os parâmetros são $w = [58.9819, 1.3417 \times 10^3, -1.4006 \times 10^3]$, $K_n = 7 \times 10^{-4}$ e para o sintonizador nebuloso os fatores de escala são $Se = 0.0001$,

$Sde = 0.5202$, $So = 0.152$ e $esc = 0.0304$.

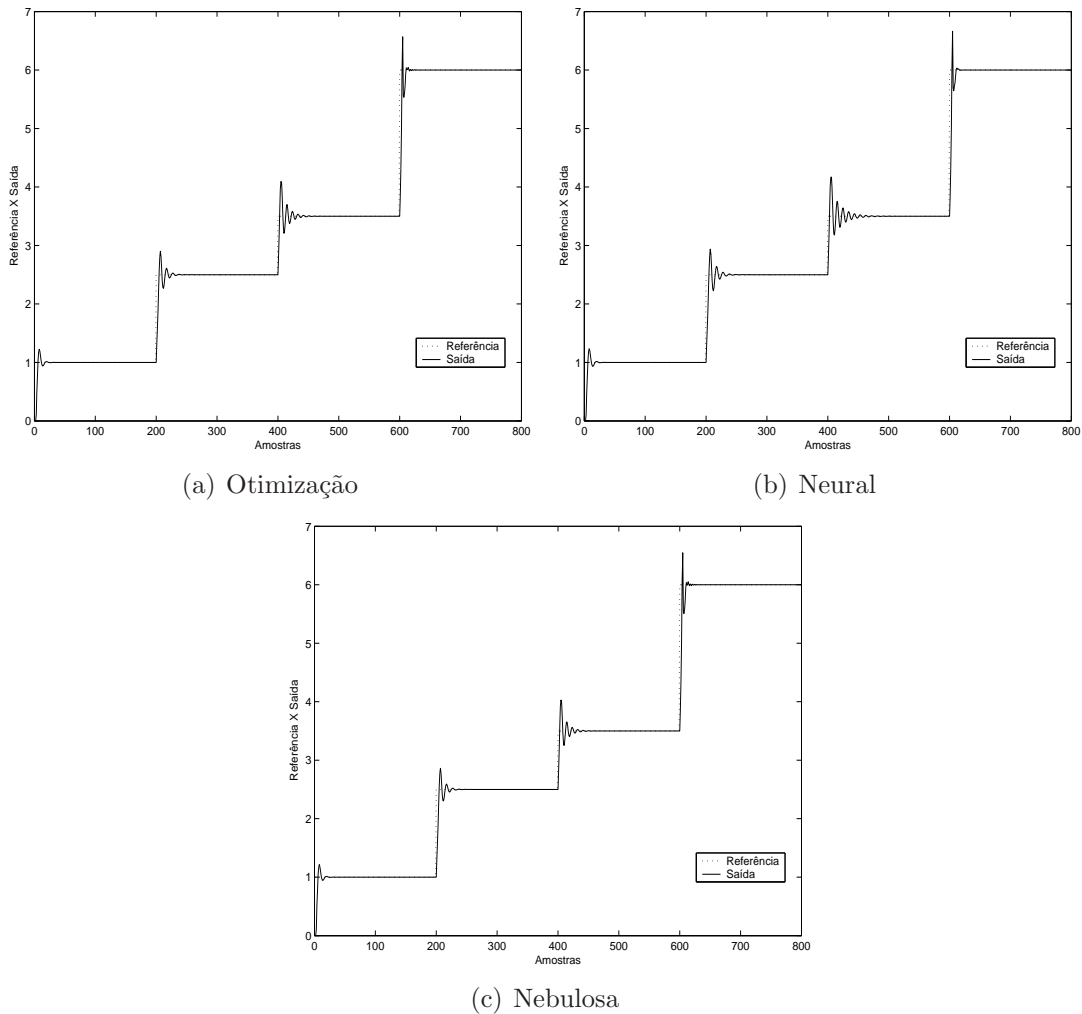


Figura 4.10: Resposta do CSTR para mudança de referência com o controlador LPID.

Os resultados de malha fechada das figuras 4.10 e 4.11 mostram que o comportamento servo do sistema é com pequena variação de controle. Todas as propostas de sintonia apresentam desempenho semelhante do ponto de vista de seguimento.

A figura 4.12 mostra o comportamento de $q_0(k)$ calculado pelas sintonias neural e nebulosa. O ganho varia com as mudanças de referência e obtêm-se boa performance de controle.

A figura 4.13 apresenta o comportamento do índice de robustez definido em D. O valor do índice é próximo de zero e isto mostra que o controle de malha fechada é estável para todos os pontos de operação do processo.

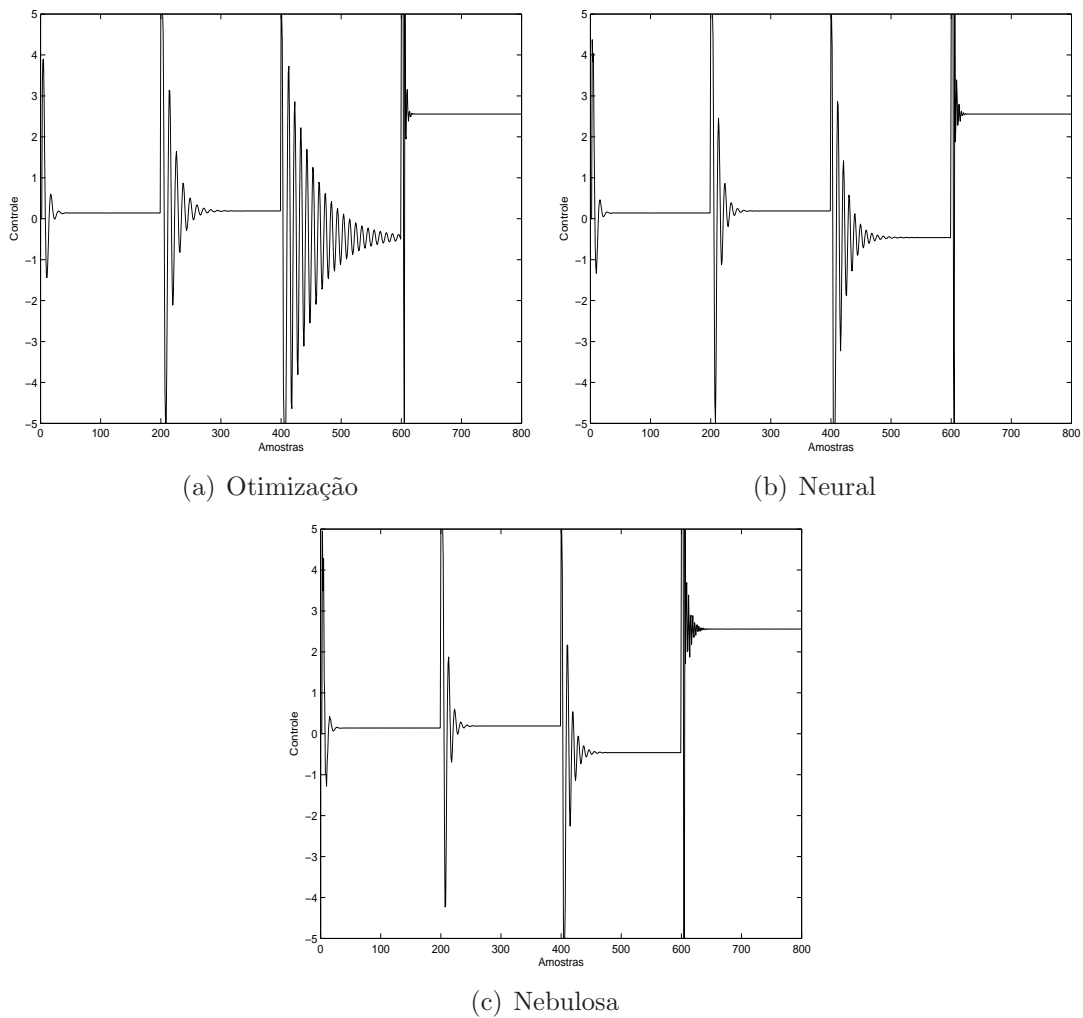


Figura 4.11: Ação de controle sobre o CSTR para mudança de referência com o controlador LPID.

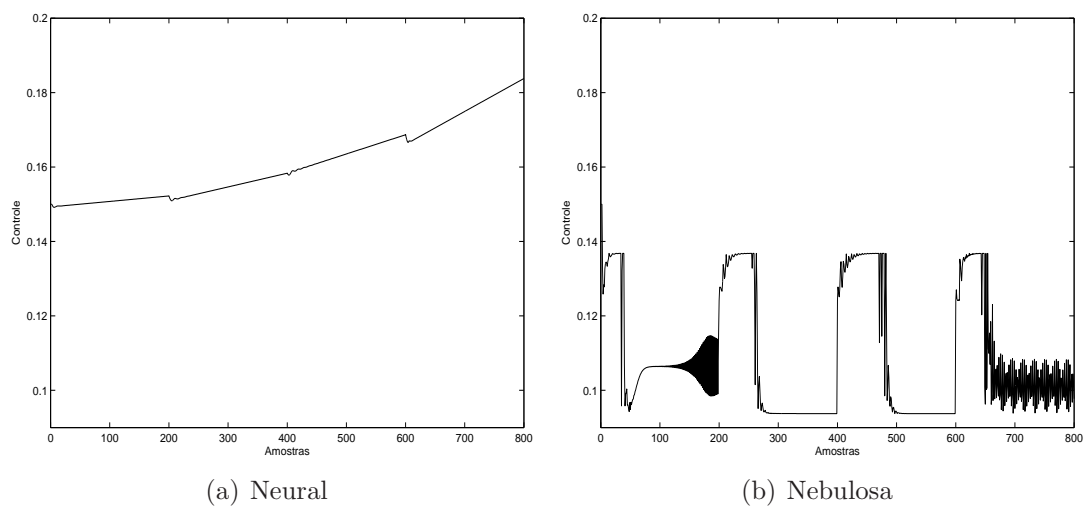


Figura 4.12: Convergência do parâmetro de controle aplicado ao CSTR.

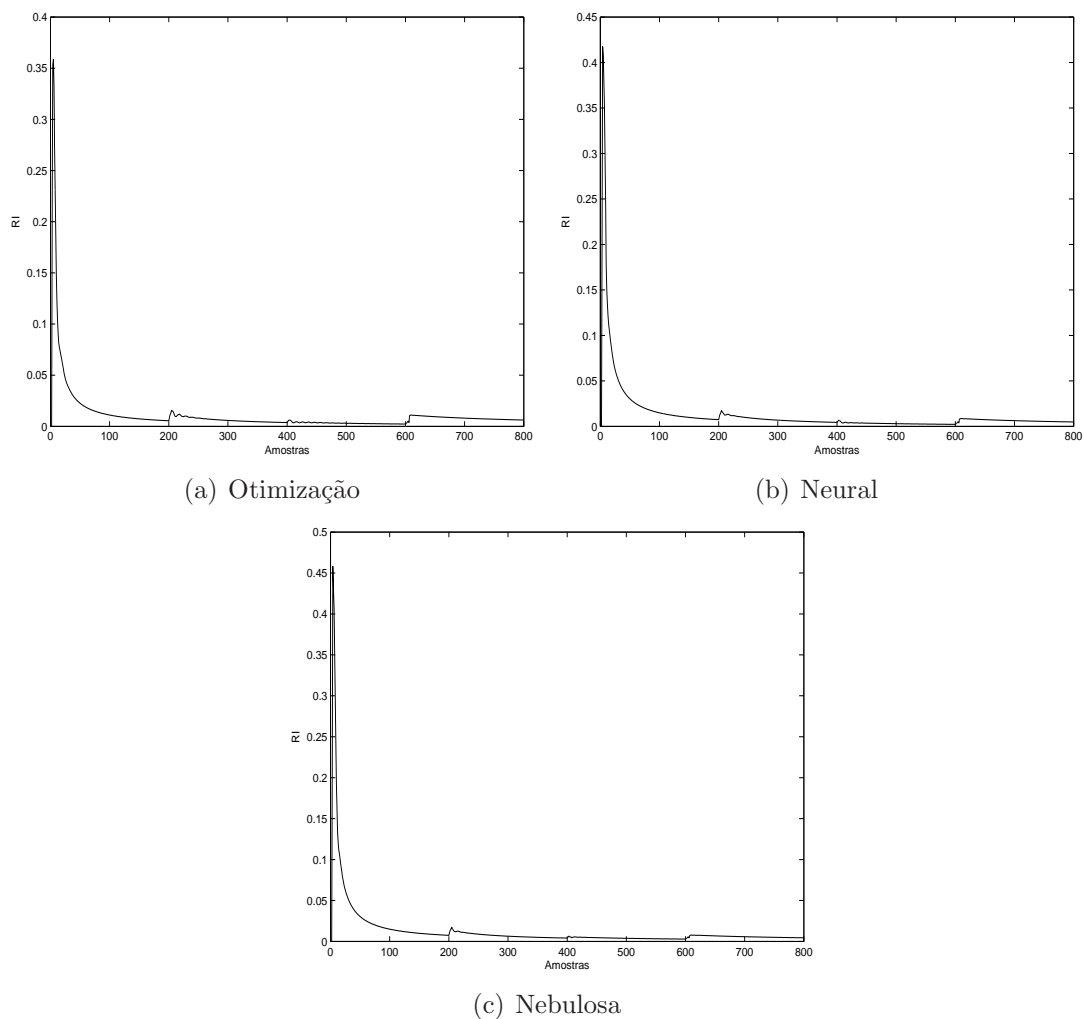


Figura 4.13: Índice de robustez do CSTR para mudança de referência com o controlador LPID.

4.7 Modelo Universal no Projeto GPC

Nesta seção busca-se aplicar o modelo universal definido na equação (4.9) no projeto do controlador preditivo generalizado (GPC) apresentado no Apêndice E. Para esta finalidade o modelo universal toma o lugar dos modelos tradicionalmente utilizado no projeto do GPC.

O procedimento começa com a definição da ordem do modelo universal. Posteriormente explicitam-se os polinômios necessários ao projeto do controlador. A partir deste ponto o procedimento pode ser feito online com a estimativa do modelo e o cálculo do esforço de controle.

Buscou-se uma generalização para o procedimento. Entretanto, em nenhum momento obtiveram-se matrizes ou equações que possibilitassem sintetizar uma lei geral de formação

para o controlador.

A seguir apresentam-se dois exemplos de projeto que visam demonstrar a aplicabilidade do modelo universal no cálculo do GPC.

4.7.1 Considerando $N = 1$, $N_2 = N_u = 3$

Se $N = 1$ então o modelo universal se torna

$$A\Delta y(k) = bz^{-1}\Delta u(k)$$

onde $A\Delta = 1 - 2z^{-1} + z^{-2}$.

A partir da identidade $1 = E_j A\Delta + z^{-j} F_j$ tem-se

$$j = 1 : 1 = (1 - 2z^{-1} + z^{-2}) + z^{-1}(2 - z^{-1})$$

$$j = 2 : 1 = (1 + 2z^{-1})(1 - 2z^{-1} + z^{-2}) + z^{-2}(3 - 2z^{-1})$$

$$j = 3 : 1 = (1 + 2z^{-1} + 3z^{-2})(1 - 2z^{-1} + z^{-2}) + z^{-3}(4 - 3z^{-1})$$

e

$$G_1 = E_1 B = b$$

$$G_2 = E_2 B = b(1 + 2z^{-1})$$

$$G_3 = E_3 B = b(1 + 2z^{-1} + 3z^{-2})$$

$$G = \begin{bmatrix} b & 0 & 0 \\ 2b & b & 0 \\ 3b & 2b & b \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad F = \begin{bmatrix} 2y(k) - y(k-1) \\ 3y(k) - 2y(k-1) \\ 4y(k) - 3y(k-1) \end{bmatrix}$$

A figura 4.14 apresenta o resultado de simulação modelo universal com GPC considerando-se a ordem do modelo igual a um, $N = 1$, aplicado ao reator CSTR. Observa-se que o controlador garante seguimento para $y_r = 1$ e $y_r = 6$. Entretanto, para $y_r = 3$ o sistema permanece oscilatório.

4.7.2 Considerando $N = 2$, $N_2 = N_u = 3$

Com a consideração de que $N = 2$ então o modelo universal se torna

$$A\Delta y(k) = Bz^{-1}\Delta u(k)$$

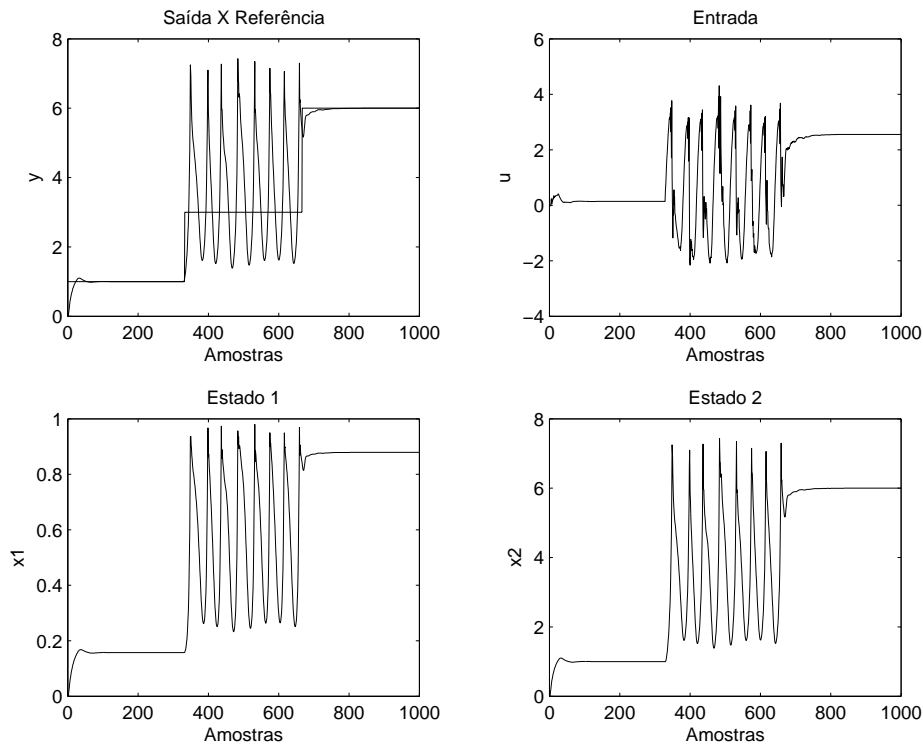


Figura 4.14: Modelo universal com GPC considerando $N = 1$ aplicado ao CSTR.

onde $A\Delta = 1 - 3z^{-1} + 3z^{-2} - z^{-3}$ e $B = b(1 - z^{-1})$.

A partir da identidade $1 = E_j A\Delta + z^{-j} F_j$ tem-se

$$j = 1: 1 = (1 - 3z^{-1} + 3z^{-2} - z^{-3}) + z^{-1}(3 - 3z^{-1} + z^{-2})$$

$$j = 2: 1 = (1 + 3z^{-1})(1 - 3z^{-1} + 3z^{-2} - z^{-3}) + z^{-2}(6 - 8z^{-1} + 3z^{-2})$$

$$j = 3: 1 = (1 + 3z^{-1} + 6z^{-2})(1 - 3z^{-1} + 3z^{-2} - z^{-3}) + z^{-3}(10 - 15z^{-1} + 6z^{-2})$$

e

$$G_1 = E_1 B = b(1 - z^{-1})$$

$$G_2 = E_2 B = b(1 + 2z^{-1} - 3z^{-2})$$

$$G_3 = E_3 B = b(1 + 2z^{-1} + 3z^{-2} - 6z^{-3})$$

$$G = \begin{bmatrix} b & 0 & 0 \\ 2b & b & 0 \\ 3b & 2b & b \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad F = \begin{bmatrix} 3y(k) - 3y(k-1) + y(k-2) - b\Delta u(k-1) \\ 6y(k) - 8y(k-1) + 3y(k-2) - 3b\Delta u(k-1) \\ 10y(k) - 15y(k-1) + 6y(k-2) - 6b\Delta u(k-1) \end{bmatrix}$$

A figura 4.15 apresenta o resultado de simulação modelo universal com GPC considerando-se a ordem do modelo igual a um, $N = 2$, aplicado ao reator CSTR. As-

sim, como no caso anterior o seguimento é garantido para $y_r = 1$ e $y_r = 6$, apenas com sobre-sinal maior. Para $y_r = 3$ o sistema oscila mais que no caso anterior.

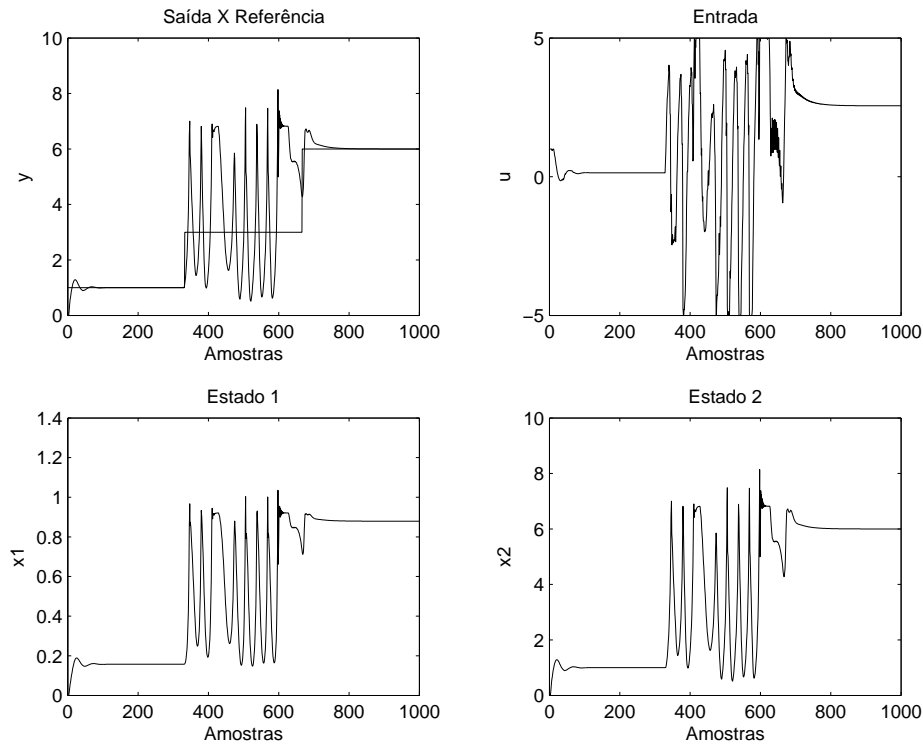


Figura 4.15: Modelo universal com GPC considerando $N = 2$ aplicado ao CSTR.

Os exemplos no contexto do CSTR mostrados nas figuras 4.14 e 4.15 ilustram a aplicabilidade do modelo para o projeto do GPC. O controlador é obtido de forma simplificada e os resultados apresentam desempenho adequado. A escolha da ordem do modelo como $N = 1$ mostra-se a mais adequada neste estudo de caso uma vez que foi a que apresentou menor esforço de controle.

4.8 Conclusão do Capítulo

Este capítulo apresentou o desenvolvimento de um novo modelo para a representação de sistemas lineares e não-lineares. As principais características do modelo derivado são o reduzido número de parâmetros e a descorrelação da ordem do modelo com a ordem da planta. Os resultados apresentados mostraram a eficiência dos modelos como preditores aplicados a sistemas não-lineares.

As seções 4.4, 4.5, 4.6 e 4.7 apresentaram propostas no sentido da extensão do preditor para o caso de d passos a frente, aplicação do modelo como preditor no projeto de controladores como GMV e GPC e do uso do modelo para derivação de novos controladores digitais, entre os quais o popular PID digital.

Os resultados apresentados, no contexto do CSTR, demonstraram a aplicabilidade dos projetos de controle propostos para tratar classes de plantas com dinâmicas complexas. Um destaque especial deve ser dado a estrutura LPID que apresentou-se simples (apenas um parâmetro de sintonia) mas com potencial para o controle de processos em especial na implementação de sistemas embarcados. Mais estudos devem ser conduzidos no sentido de detectar todas as potencialidades da estrutura.

Capítulo 5

Conclusão

O bom desempenho e estabilidade dos controladores para sistemas dinâmicos requer, entre outras coisas, a compreensão do comportamento do sistema. Nos casos onde a modelagem da planta é complexa ou se a planta é variante no tempo e certos parâmetros precisam ser determinados experimentalmente, os dados experimentais são particularmente valiosos para o bom entendimento do comportamento da planta. A identificação do modelo da planta é talvez o mais popular método de uso dos dados experimentais, no projeto de controle de processos. As técnicas são diferenciadas por operarem *offline* ou *online* e se o modelo da planta é usado direta ou indiretamente no projeto do controle.

Neste sentido a tese desenvolveu no capítulo 2 o projeto do controlador *model-free* proposto por Hou (Hou e Huang, 1997; Hou *et al.*, 1998). As técnicas de controle *model-free* caracterizam-se pelo fato de utilizarem apenas os dados de entrada e saída da planta para se adaptarem. A estreita ligação entre identificação e projeto de controle pode conduzir a um incremento na automação do projeto de controle. Entretanto, esta conjectura somente pode ser confirmada através da experiência de engenheiros de controle que estão habilitados para testar em campo tanto o controle baseado em modelo quanto técnicas *model-free*. Apresentaram-se propostas no sentido da utilização de outros métodos de identificação para a determinação do parâmetro $\phi(k)$ do modelo, o caso o estimador dos mínimos quadrados recursivo, a utilização de outras funções objetivo para o projeto do controlador visando aumentar os graus de liberdade do controle de forma a possibilitar um melhor desempenho frente a perturbações, ruído e dinâmicas complexas. Propôs-se também a utilização do modelo para o projeto do controlador GPC visando obter um controlador preditivo simples e robusto. Foram avaliadas as habilidades dos controlado-

res em tratar com classes de plantas comuns na indústria ou com plantas não-lineares com dinâmicas complexas. Para as diferentes classes de plantas testadas os controladores apresentaram um adequado comportamento do ponto de vista de estabilidade operacional. As propostas de controle apresentam-se de fácil codificação para implementação em aplicativos embarcados.

No capítulo 3 apresentou-se duas técnicas de controle baseadas na sintonia *model-free*. A primeira foi derivada por Zhu-Zhi (1985) e a segunda por De Keyser (2000). As duas técnicas são semelhantes diferindo apenas quanto a estrutura adotada para a seleção do modelo de referência. As técnicas de sintonia *model-free* caracterizam-se pela determinação dos parâmetros dos controladores diretamente dos dados de entrada e saída por meio de critérios de desempenho desejados para o sistema em malha fechada. Propôs-se a utilização da técnica para estimativa dos parâmetros de controladores na forma RST, a estimativa direta dos parâmetros do PID utilizando-se funções custo e a extensão da técnica de controle adaptativo direto baseado em modelo inverso para a forma incremental. No contexto do CSTR as propostas apresentaram comportamento adequado na região crítica do reator. De forma geral os controladores apresentaram bom desempenho e implementação simples evidenciando sua aplicabilidade após a realização de estudos mais aprofundados para compreender e tratar os problemas que emergiram ao longo do trabalho.

O desenvolvimento de um novo modelo para a representação de sistemas lineares e não-lineares foi apresentado no capítulo 4. As principais características do modelo derivado são o reduzido número de parâmetros e a desconexão da ordem do modelo com a ordem da planta. Apresentaram-se propostas no sentido da extensão do preditor para o caso de d passos à frente, aplicação do modelo como preditor no projeto de controladores como GMV e GPC e do uso do modelo para derivação de novos controladores digitais, entre os quais o popular PID digital. Os resultados apresentados demonstraram a aplicabilidade dos projetos de controle propostos para tratar classes de plantas com dinâmicas complexas.

O resultados indicam que as estruturas propostas encontram-se direcionadas a aplicações práticas. Entretanto, dada a necessidade de resultados mais abrangentes, não deve-se generalizar tal afirmativa para a maioria dos problemas de plantas industriais.

5.1 Trabalhos Futuros

Dada a necessidade de resultados mais abrangentes que indiquem o direcionamento adequado de cada estrutura proposta para tratar determinadas classes de plantas industriais enumeram-se a seguir alguns pontos que carecem estudos mais detalhados.

Sobre os controladores *model-free* apresentados no capítulo 2 podem-se estudar os seguintes aspectos:

1. Viabilizar a implementação da estratégia de controle para sistemas multivariáveis;
2. Automatizar ou sistematizar, possivelmente através da utilização de técnicas de inteligência computacional, a sintonia dos parâmetros do controlador;
3. Buscar outros algoritmos de identificação que melhorem a estimativa do pseudo-gradiente.

Sobre as técnicas de sintonia *model-free* apresentadas no capítulo 3, os seguintes aspectos podem ser estudados:

1. Buscar uma metodologia de escolha para a ordem dos polinômios da estrutura RST;
2. Otimizar a sintonia dos parâmetros dos controladores baseados em índices de desempenho;
3. Estender as técnicas para o caso multivariável;
4. Normatizar a escolha da ordem do filtro FIR no IMBAC;
5. Garantir as condições de robustez do IMC e da forma RST para o IMBAC através da correlação das estruturas;
6. Buscar algoritmos de identificação que melhorem a estimativa dos parâmetros dos controladores.

Os aspectos a serem estudados para as propostas apresentadas no capítulo 4 são os seguintes:

1. Estender o modelo para o caso multivariável;
2. Buscar algoritmos de identificação que melhorem a estimativa dos parâmetros do modelo;

3. Avaliar de forma mais abrangente a estrutura LPID de forma a verificar a aplicabilidade nas classes de plantas industriais.

Apêndice A

Reator Contínuo de Tanque Agitado

O reator contínuo de tanque agitado (*Continuous Stirred Tank Reactor* - CSTR) conforme apresentado na figura A.1, é frequentemente usado na indústria. Os reatores do tipo CSTR são usados tanto para reações heterogêneas gás-líquido quanto para reações líquido-líquido, suas aplicações vão desde simples tanques agitados (empregados por indústrias de produtos químicos) até bancos complexos de reatores operados em contra-corrente (empregado particularmente por mineradoras para purificar cobre, cobalto, níquel e outros). O mesmo conjunto de equipamentos pode ser operado em modo co-corrente para aplicações em pequena escala.

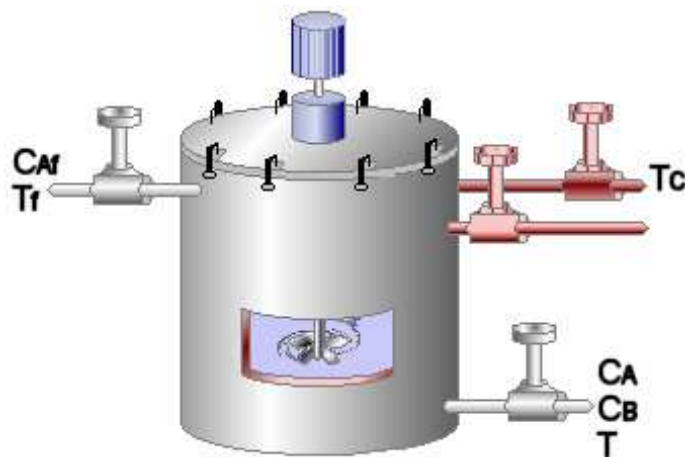


Figura A.1: Esquema do reator CSTR.

As equações dinâmicas do reator, que representam um comportamento dinâmico complexo, dependendo da região de operação do processo, são dadas em Coelho e Lopes (2003), isto é,

$$\frac{dx_1}{dt} = -x_1 + D_a(1 - x_1)e^{\frac{x_2}{1+x_2/\gamma}} \quad (\text{A.1})$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -x_2(1 + \beta) + BD_a(1 - x_1)e^{\frac{x_2}{1+x_2/\gamma}} + \beta u \quad (\text{A.2})$$

onde x_1 e x_2 representam a concentração dos reagentes (adimensional) e temperatura do reator, respectivamente. A entrada de controle, u , é a temperatura da camisa de resfriamento.

Os parâmetros físicos nas equações do modelo do reator são D_a , γ , B e β , que correspondem ao número de Damköhler, a energia de ativação, calor da reação e coeficiente de transferência de calor, respectivamente. Baseado nos parâmetros nominais do sistema, $D_a = 0.072$, $\gamma = 20$, $B = 8$ e $\beta = 0.3$, o sistema exibe um comportamento instável em malha aberta.

A simulação do comportamento dinâmico do reator é realizada pela conversão das equações (A.1) e (A.2) para um sistema de equações discretas. Por conseguinte, as equações são dadas por

$$x_1(k+1) = x_1(k) + T_s \left[-x_1(k) + D_a(1 - x_1(k))e^{\frac{x_2(k)}{1+x_2(k)/\gamma}} \right] \quad (\text{A.3})$$

$$x_2(k+1) = x_2(k) + T_s \left[-x_2(k)(1 + \beta) + BD_a(1 - x_1(k))e^{\frac{x_2(k)}{1+x_2(k)/\gamma}} + \beta u(k) \right] \quad (\text{A.4})$$

onde T_s denota o período de amostragem.

Segundo a figura A.2, o CSTR, expresso pelas equações (A.3) e (A.4), apresenta multiplicidade de estados permanentes o que torna-se atraente para a avaliação de técnicas de projeto de controladores digitais.

Na figura A.2 observa-se que o ponto $[0.144, 0.886]$ caracteriza-se pela presença de um nó estável, o que em termos de comportamento representa uma aproximação “suave” ao estado permanente. O ponto $[0.447, 2.751]$ apresenta um ponto sela (*saddle point*). Este é um ponto de operação não-desejado, já que uma pequena mudança numa das variáveis do processo pode instabilizar o sistema. O ponto $[0.764, 4.705]$ possui um foco estável. Neste caso, o estado permanente se caracteriza por grandes variações nas variáveis do

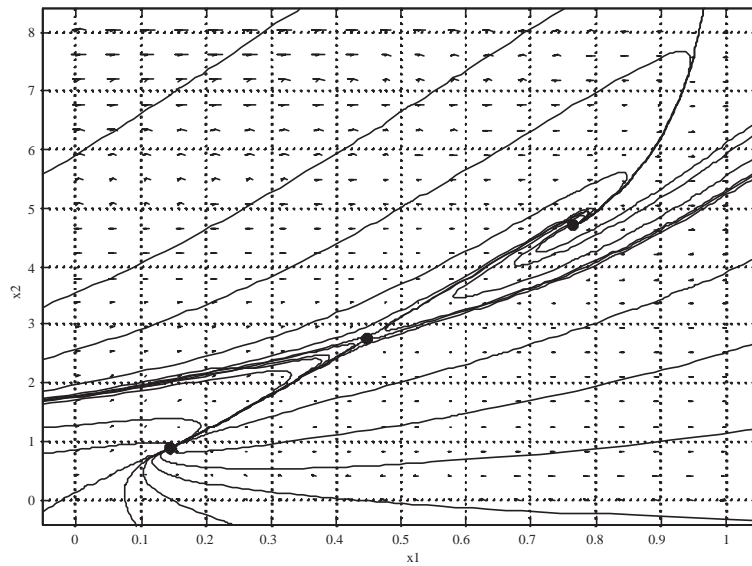


Figura A.2: Plano de fase do reator CSTR.

processo. Do ponto de vista operacional, esta é uma característica indesejável devido às limitações do equipamento.

A figura A.3 apresenta a curva estática do CSTR. Observa-se o comportamento não-linear e três regiões de operação do processo.

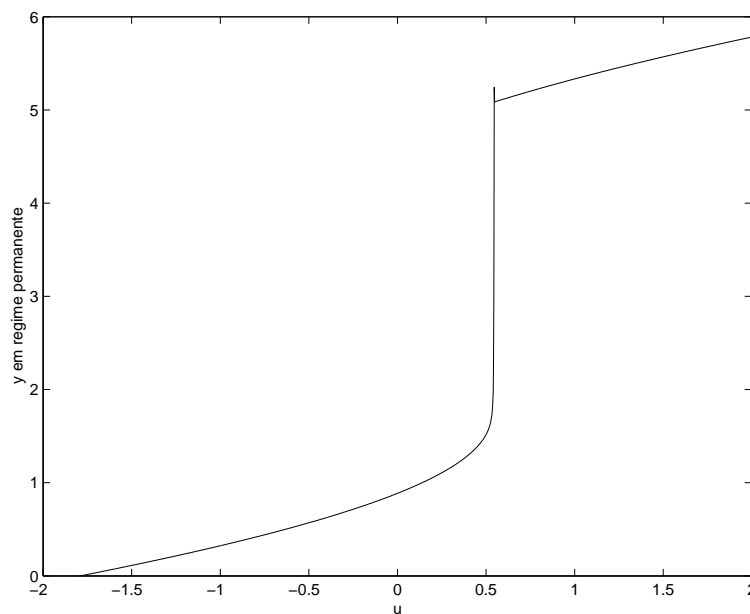


Figura A.3: Curva estática do reator CSTR.

A figura A.4 apresenta as curvas de reação do reator CSRT para as entradas $u(k) = 0.1$, 0.5, 0.6 e 3.0.

Os ganhos em regime permanente para as simulações são 9.658, 3.0319, 8.527 e 2.0542. Isto mostra que o ganho do processo é altamente não-linear, apresentando variação de

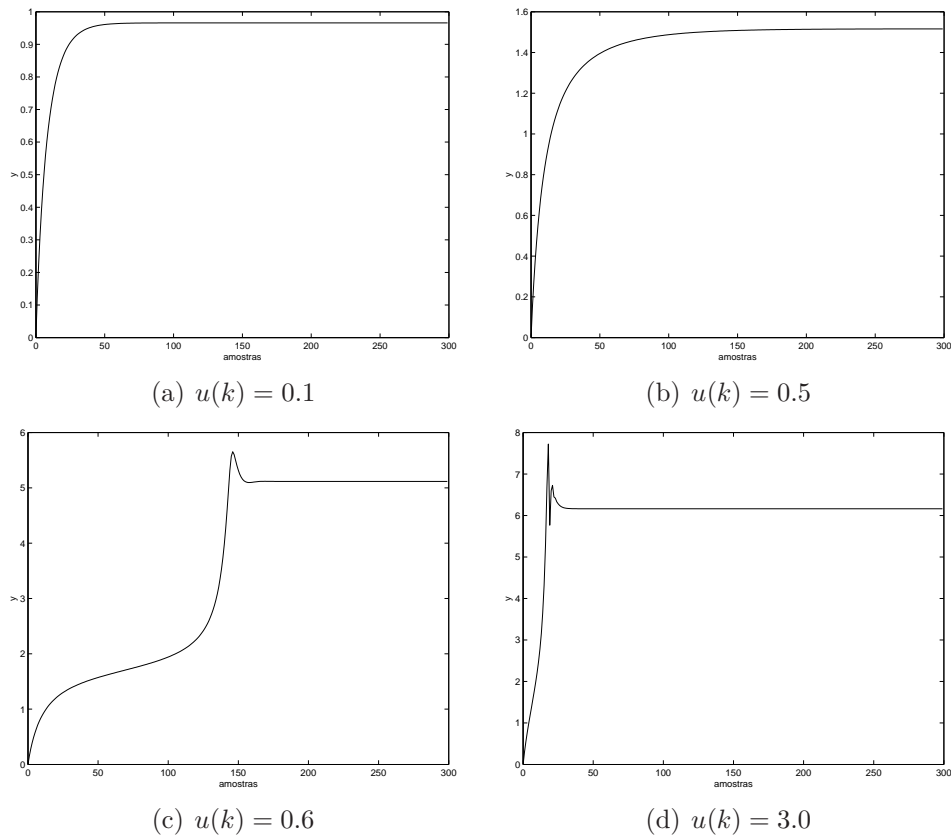


Figura A.4: Curvas de reação do reator CSTR para diferentes entradas.

aproximadamente 470% entre o ganho em regime da simulação com $u(k) = 0.1$ e o ganho com $u(k) = 3$. Portanto, este tipo de característica justifica a aplicação de metodologias avançadas de controle.

Apêndice B

Trocador de Calor

Considere o sistema que representa um trocador de calor, conforme descrito no trabalho de Al-Duwaish e Naeem (2001), que consiste de uma parcela linear representada pela equação (B.1), e uma não-linearidade estática representada pela equação (B.2).

$$y(k) = \frac{-6.5306z^{-1} + 5.5652z^{-2}}{1 - 1.608z^{-1} + 0.6385z^{-2}}x(k) \quad (\text{B.1})$$

$$x(k) = u(k) - 1.32u^2(k) + 0.76u^3(k) - 2.17u^4(k) \quad (\text{B.2})$$

onde $x(k)$ é a não-linearidade estática, $u(k)$ é a variação do fluido da entrada do processo e $y(k)$ é a variação da temperatura de saída do fluido considerando uma vazão de vapor constante. A entrada do processo é limitada a faixa de $[0, 1]$. O objetivo de controle é manter a saída do processo o mais próximo possível da referência. A característica não-linear do trocador de calor é mostrada na figura B.2.

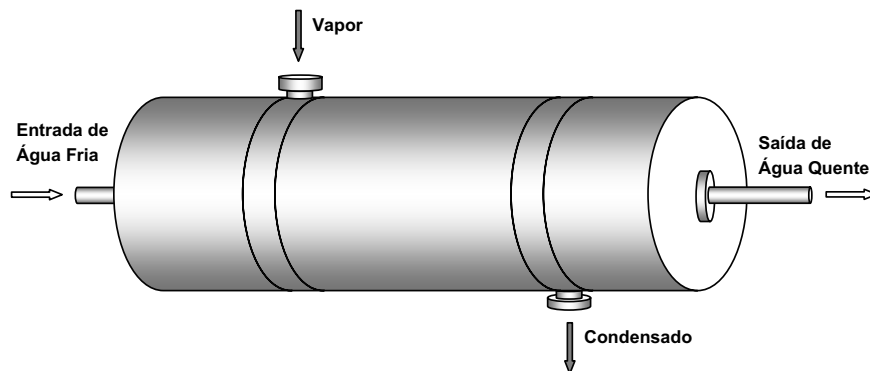


Figura B.1: Representação de um trocador de calor.

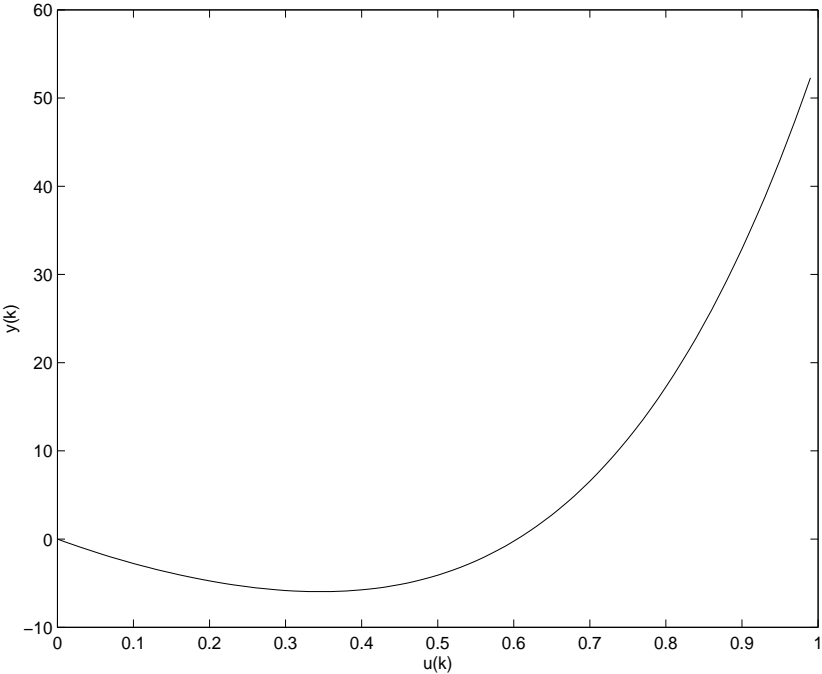


Figura B.2: Característica não-linear do trocador de calor.

Apêndice C

Plantas *Benchmark*

C.1 Introdução

As plantas apresentadas neste Apêndice representam exemplos de teste para diferentes aspectos de controladores. As plantas de C.1 até C.4 foram retiradas de Åström e Hägglund (2000). Todas as plantas foram discretizadas para efeito de simulação e controle com períodos de amostragem adequados.

C.2 Planta de Quarta Ordem

Seja a função transferência contínua

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(1+\alpha s)(1+\alpha^2 s)(1+\alpha^3 s)} \quad (\text{C.1})$$
$$\alpha = 0.1, 0.2, 0.5, 1.0$$

Esta planta tem quatro pólos cujo espaçamento é determinado pelo parâmetro α .

C.3 Planta de Terceira Ordem com Zero no Semi-Plano Direito

Seja a função transferência contínua

$$G(s) = \frac{(1-\alpha s)}{(s+1)^3} \quad (\text{C.2})$$
$$\alpha = 0.1, 0.2, 0.5, 1, 2, 5$$

Esta planta tem três pólos iguais e um zero no semi-plano direito. O desempenho alcançável é determinado pelo parâmetro α . A dificuldade de controle aumenta com α .

C.4 Planta de Primeira Ordem com Atraso

Seja a função transferência contínua

$$G(s) = \frac{1}{(1 + sT)} e^{-s} \quad (C.3)$$

$$T = 0, 0.1, 0.2, 0.5, 2, 5, 10$$

Esta planta tem sido utilizada em muitas investigações clássicas de controle. A planta se resume a um atraso puro para $T = 0$ e representa sistemas “lag dominated” para grandes valores de T . Muitas das primeiras regras de sintonia foram derivadas com base neste modelo.

C.5 Planta Instável

Seja a função transferência contínua

$$G(s) = \frac{1}{(s^2 - 1)} \quad (C.4)$$

Este é um modelo simples de um pêndulo invertido. Reatores instáveis são exemplos industriais. Pode-se notar que cuidados adicionais com saturação nos atuadores devem ser tomados nesse caso.

C.6 Planta Variante no Tempo

Seja a função transferência discreta

$$G(z) = \frac{0.5}{(z + \alpha)} \quad (C.5)$$

$$\alpha = \begin{cases} -0.2 & 0 \leq t \leq tf/2 \\ -0.7 & tf/2 < t \leq tf \end{cases}$$

onde t_f representa o tempo total de simulação.

Este modelo varia suas características no decorrer do processo de simulação. Este tipo de comportamento é característico de sistemas industriais, uma vez que o desgaste dos componentes altera os parâmetros dos equipamentos.

Apêndice D

Índice de Robustez para Controle Adaptativo

Manter a estabilidade dos sistemas com erro de modelagem tem recebido grande atenção.

Baseados na figura D.1 Åström e Wittenmark (1984) propuseram o seguinte teorema.

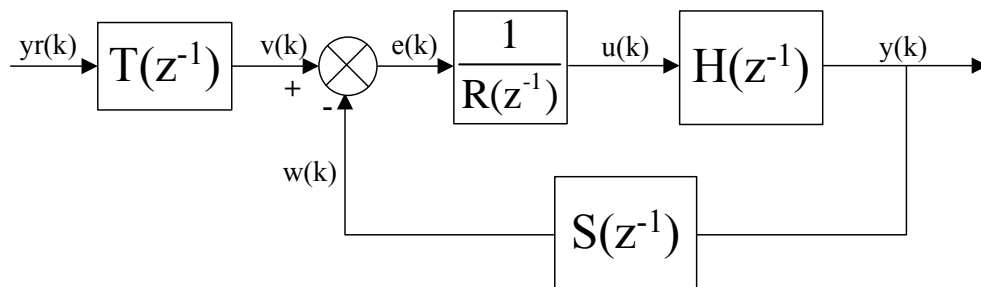


Figura D.1: Diagrama de blocos do sistema de controle.

Teorema D.1 *Seja $H^0(z)$ a função de transferência do sistema a ser controlado. Considerando que $H(z)$ (Modelo Identificado) e $H^0(z)$ tem o mesmo número de pólos fora do círculo de raio unitário e que $H_m(z)$ é estável. Então a malha fechada relacionada a $H^0(z)$ é estável se*

$$|H(z) - H^0(z)| < \left| \frac{H(z)T(z)}{H_m(z)S(z)} \right| < |1 + H(z)| \quad (\text{D.1})$$

para $|z| = 1$.

□

Baseado no conceito do teorema acima, um índice de robustez é derivado (Wu *et al.*, 1989). Considere uma função $G(z)$ como

$$G(z) = \frac{H(z) - H^0(z)}{\left(\frac{H(z)T(z)}{H_m(z)S(z)} \right)} \quad (\text{D.2})$$

Multiplicando e dividindo $G(z)$ por $U(z)$ obtêm-se

$$G(z) = \frac{Y(z) - Y^0(z)}{\left(\frac{Y(z)T(z)}{H_m(z)S(z)} \right)} \quad (\text{D.3})$$

onde as relações de $Y(z) = H(z)U(z)$ e $Y^0(z) = H^0(z)U(z)$ são usadas para obter a equação (D.3)

Multiplicando e dividindo por $Y_c(z)$ o a expressão $T(z)/H_m(z)S(z)$, têm-se

$$\frac{T(z)Y_c(z)}{H_m(z)Y_c(z)S(z)} = \frac{V(z)}{H_m(z)S(z)} = \frac{V(z)}{W(z)} \quad (\text{D.4})$$

onde as relações $V(z) = T(z)Y_c(z)$, $Y(z) = H_m(z)Y_c(z)$ e $W(z) = S(z)Y_c(z)$ são usadas. Assim, a equação (D.3) se torna

$$G(z) = \frac{Y(z) - Y^0(z)}{\left(\frac{Y(z)V(z)}{W(z)} \right)} \quad (\text{D.5})$$

Definindo um índice de robustez, RI , como

$$RI = \frac{\left| \sum_{t=0}^{\infty} y(t) - \sum_{t=0}^{\infty} y^0(t) \right|}{\left(\frac{\sum_{t=0}^{\infty} y(t) \sum_{t=0}^{\infty} v(t)}{\sum_{t=0}^{\infty} w(t)} \right)} \quad (\text{D.6})$$

onde $y^0(t)$, $v^0(t)$ e $w^0(t)$ são mensuráveis *on-line*. Aqui $y(t)$ pode ser determinado utilizando-se o modelo identificado. Assim, o valor de RI é obtido. Se RI é menor que um, o sistema de controle é estável.

Para indicação *on-line*, um índice de robustez dependente do tempo é definido como

$$RI(t') = \frac{\left| \sum_{t=0}^{t'} y(t) - \sum_{t=0}^{t'} y^0(t) \right|}{\left(\frac{\sum_{t=0}^{t'} y(t) \sum_{t=0}^{t'} v(t)}{\sum_{t=0}^{t'} w(t)} \right)} \quad (\text{D.7})$$

onde

$$\lim_{t' \rightarrow \infty} RI(t') = RI \quad (\text{D.8})$$

onde $RI(t')$ fornece um indicador *on-line* da robustez do processo.

Apêndice E

Controlador Preditivo Generalizado

O controlador preditivo generalizado é uma extensão do controlador de variância mínima, cuja lei de controle, resultado da minimização do erro de seguimento de previsão sobre um horizonte de tempo finito, apresenta desempenho mais robusto que os controladores discretos convencionais e trata processos com atrasos variantes ou dinâmicas não-modeladas, de fase não-mínima e sistemas instáveis em malha aberta.

Para o projeto do controle preditivo generalizado admite-se o processo representado por modelo discreto da forma

$$A(z^{-1})\Delta y(k) = z^{-1}B(z^{-1})\Delta u(k) \quad (\text{E.1})$$

onde $u(k)$ é sinal de controle e $y(k)$ é a variável mensurável. O operador Δ garante ação integral no controlador de modo a cancelar o efeito da perturbação e garantir erro em regime nulo.

Os polinômios $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ são assumidos conhecidos *a priori* e estão representados na forma

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n} \\ B(z^{-1}) &= b_o + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_mz^{-m} \end{aligned}$$

A lei de controle minimiza a seguinte função custo:

$$J(u, k) = \left\{ \sum_{j=N_1}^{N_2} [y(k+j) - y_r(k+j)]^2 + \beta \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(k+j-1)]^2 \right\}, \quad (\text{E.2})$$

sujeita a

$$\Delta u(k+j) = 0 \quad \text{para } j = N_u, \dots, N_2$$

onde N_1 é o horizonte mínimo de previsão, N_2 é o horizonte máximo de previsão, N_u é o horizonte de controle e β é a seqüência de ponderação da ação de controle. Por questão de simplicidade o termo z^{-1} é omitido no desenvolvimento do GPC.

Para resolver o problema da minimização da equação (E.2), deve-se fazer a previsão da saída j passos a frente, $y(k+j)$ para $j = N_1, \dots, N_2$, baseada nas informações conhecidas no instante k e nos valores futuros do controle incremental. Esta previsão envolve o uso da seguinte equação:

$$1 = E_j A \Delta + q^{-j} F_j \quad (\text{E.3})$$

onde os polinômios E_j e F_j são definidos a partir do conhecimento de A e do horizonte de previsão j .

Utilizando-se as equações (E.1) e (E.3) obtém-se

$$y(k+j) = F_j y(k) + E_j B \Delta u(k+j-1) + E_j \xi(k+j) \quad (\text{E.4})$$

O último termo da equação (E.4) contém informação que é independente dos sinais mensuráveis em k . Logo, a previsão de $y(k+j)$, que emprega medidas conhecidas em k é

$$\hat{y}(k+j) = F_j y(k) + E_j B \Delta u(k+j-1) \quad (\text{E.5})$$

Na equação (E.5) o sinal $\hat{y}(k+j)$ é função dos valores dos sinais conhecidos em k e também das entradas de controle futuras que devem ser calculadas. Então, utiliza-se uma segunda identidade polinomial para separar os valores passados e futuros do controle, isto é,

$$E_j(z^{-1})B(z^{-1}) = G_j(z^{-1}) + z^{-j}\Gamma_j(z^{-1}) \quad (\text{E.6})$$

que produz a seguinte expressão de previsão

$$\hat{y}(k+j) = F_j y(k) + G_j \Delta u(k+j-1) + \Gamma_j \Delta u(k-1) \quad (\text{E.7})$$

ou, equivalentemente,

$$\hat{y}(k+j) = G_j \Delta u(k+j-1) + \hat{y}(k+j/k) \quad (\text{E.8})$$

onde

$$\hat{y}(k+j/k) = \Gamma_j \Delta u(k-1) + F_j y(k) \quad (\text{E.9})$$

é a previsão da resposta livre de $y(k+j)$, assumindo que os controles incrementais futuros depois de $(k-1)$ são nulos.

Manipulando-se as equações (E.3) e (E.6) obtém-se

$$B(A\Delta)^{-1} = G_j + q^{-j}\Gamma_j + q^{-j}BF_j(A\Delta)^{-1} \quad (\text{E.10})$$

Seja o vetor \mathbf{f} composto pelas previsões da resposta livre, isto é,

$$\mathbf{f} = [\hat{y}(k+1/k), \hat{y}(k+2/k), \dots, \hat{y}(k+N_2/k)]^T \quad (\text{E.11})$$

onde obtém-se as previsões de $\hat{y}(k+l)$, para $l = 1, \dots, N_2$, assumindo que $u(k+l) = 0$ para $l = 1, \dots, N_2 - 1$.

Definindo o vetor de controle incremental futuro, $\hat{\mathbf{u}}$ por

$$\hat{\mathbf{u}} = [\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+N_u-1)]^T \quad (\text{E.12})$$

onde $\Delta u(k+j) = 0$ para $j \geq N_u$ e o vetor de saídas preditas da planta controlada

$$\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(k+1), \hat{y}(k+2), \dots, \hat{y}(k+N_2)]^T \quad (\text{E.13})$$

pode-se rescrever a equação (E.8) de acordo com

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{f} \quad (\text{E.14})$$

onde a matriz \mathbf{G} é composta dos parâmetros da resposta impulsiva, g_i , do modelo da

planta.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_1 & g_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N_u-1} & g_{N_u-2} & \cdots & g_0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ g_{N_2-1} & g_{N_2-2} & \cdots & g_{N_2-N_u} \end{bmatrix}$$

A matriz \mathbf{G} é triangular inferior, de dimensão $(N_2 \times N_u)$, leva em conta a suposição sobre $\Delta u(k+j) = 0$ para $j \geq N_u$ e considera N_1 igual a 1. O efeito de alterar o valor de N_1 é apagar as linhas superiores da matriz \mathbf{G} . Também, sendo o primeiro parâmetro da resposta impulsiva g_0 , então o atraso de transporte da planta é igual a 1. Se o atraso é maior que 1, as primeiras $d - 1$ filas de \mathbf{G} são nulas, mas se N_1 é assumido ser igual a d os primeiros elementos são não-nulos (Clarke *et al.*, 1987).

A minimização de J resulta no seguinte vetor de controle incremental:

$$\hat{\mathbf{u}} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda_u \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T (\mathbf{y}_r - \mathbf{f}) \quad (\text{E.15})$$

onde \mathbf{y}_r é o vetor do sinal de referência definido por

$$\mathbf{y}_r = [y_r(k+1), y_r(k+2), \dots, y_r(k+N_2)]^T \quad (\text{E.16})$$

O primeiro elemento de $\hat{\mathbf{u}}$ é $\Delta u(k)$, e o controle atual, $u(k)$ é calculado por

$$u(k) = u(k-1) + g^T (\mathbf{y}_r - \mathbf{f}) \quad (\text{E.17})$$

onde g^T é a primeira fila de $(\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda_u \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T$. A ação de controle apresenta ação integral e proporciona erro em regime nulo para a referência constante, $y_r(k+i) = y_r$.

A equação (E.15) produz um controle incremental futuro de k até $(k + N_u - 1)$ como uma estratégia em malha aberta baseada na informação disponível no instante k . O mecanismo utilizado para fechar a malha é forçar um controle realimentado no GPC para implementar somente o primeiro elemento de $\hat{\mathbf{u}}$, isto é, $\Delta u(k)$, e então recalculer a solução do problema de controle ótimo para o próximo passo utilizando as medidas disponíveis em

$(k + 1)$ na especificação de \mathbf{f} . Este procedimento é denominado como *Recending Horizon Control* (Bitmead *et al.*, 1990).

Referências Bibliográficas

- Åström, K. J. e Hägglund, T. (2000). Benchmark systems for PID control. Proc. *IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*, Vol. 1, pp. 165–166, Terrassa, Spain.
- Åström, K. J. e Wittenmark, B. (1984). *Computer Controlled Systems. Theory and Design*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, USA.
- Åström, K. J. e Wittenmark, B. (1995). *Adaptive Control*. Addison-Wesley.
- Al-Duwaish, H. e Naeem, W. (2001). Nonlinear model predictive control of hammerstein and wiener models using genetic algorithms. Proc. *IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 465–469, Mexico City, Mexico.
- Banerjee, P. e Shah, S. L. (1995). The rule of signal processing methods in the robust design of predictive control. *Automatica*, Vol. 31, No. 5, pp. 681–695.
- Bitmead, R. R., Gevers, M., e Wertz, V. (1990). *Adaptive Optimal Control – The Thinking Man’s GPC*. Prentice Hall International.
- Bobál, V., Böhm, J., Fessl, J., e Macháček, J. (2005). *Digital Self-tuning Controllers: Algorithms, Implementation and Applications*. Springer, 1a. edição.
- Boblan, I., Koref, I. S., e Schütte, A. (2000). A new integral criterion for parameter optimisation of dynamic systems with evolution strategy. VDI Berichte Nr. 1526. Computational Intelligence, pp. 143–150.
- Bruyne, F. D., Anderson, B., Gevers, M., e Linard, N. (1997). Iterative controller optimization for nonlinear systems. Proc. *36rd IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 3749–3754, San Diego, California, USA.

- Bruyne, F. D. e Carrette, P. (1996). Synthetic generation of the gradient for an iterative controller optimization method. Proc. *European Control Conference*, Brussels, Belgium.
- Burden, R. L. e Faires, J. D. (1989). *Numerical Analysis*. PWS-Kent Publishing Co., Boston, Massachusetts, USA, 4a. edição.
- Cai, L. e Tang, X. (1997). A model-free decentralized control for robot manipulators. Proc. *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Vol. 4, pp. 3106–3111, Albuquerque, New Mexico.
- Cao, S. G., Rees, N. W., e Feng, G. (1996a). “Model-Free” stability analysis for continuous-time fuzzy control systems. Proc. *Fifth IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, Vol. 3, pp. 1532–1538.
- Cao, S. G., Rees, N. W., e Feng, G. (1996b). “Model-Free” stability analysis for discrete-time fuzzy control systems. Proc. *35th Conference on Decision and Control*, Vol. 3, pp. 2725–2726.
- Chang, W.-D., Hwang, R.-C., e Hsieh, J.-G. (2002). A self-tuning PID control for a class of nonlinear systems based on the Lyapunov approach. *Journal of Process Control*, Vol. 12, No. 2, pp. 233–242.
- Chellaboina, V., Haddad, W. M., e Hayakawa, T. (2003). Direct adaptive control for nonlinear matrix second-order dynamical systems with state-dependent uncertainty. *Systems & Control Letters*, Vol. 48, No. 1, pp. 53–67.
- Cheng, G., Wang, Q., e Smialkowski, S. (1998). Model-free adaptive control of evaporators. Proc. *IEEE Industry Applications Society 1998 Dynamic Modeling Control Applications for Industry Workshop*, pp. 16–19.
- Chiu, S. (1998). Using fuzzy logic in control applications: beyond fuzzy PID control. *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 18, No. 05, pp. 100–104.
- Clarke, D. W. e Gawthrop, P. J. (1975). Self-tuning controller. Proc. *IEE Proceedings*, Vol. 122, pp. 929–934.
- Clarke, D. W., Mohtadi, C., e Tuffs, P. S. (1987). Generalized predictive control - part I. the basic algorithm. *Automatica*, Vol. 23, No. 2, pp. 137–148.

- Codrons, B. e Ceysens, B. (1997). Iterative identificationless control design. *Journal A*, Vol. 38, No. 01, pp. 26–30.
- Coelho, A. A. R. e Coelho, L. S. (2004). *Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares*. Editora da Universidade Federal de Santa Catarina.
- Coelho, A. A. R. e Gomes, F. J. (1992). Application of adaptive strategies with supervision module to control a nonlinear process. *Proc. Singapore International Conference on Intelligent Control and Instrumentation - SICICI'92*, Vol. 01, pp. 26–31.
- Coelho, L. S. e Lopes, L. C. O. (2003). Estratégia de controle preditivo generalizado adaptativo aplicado a um reator químico. *Proc. III Seminário Nacional de Controle e Automação*, pp. 181–186, Salvador, Bahia, Brasil.
- De Keyser, R. (2000). DIRAC: A direct adaptive controller. *Proc. IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*, pp. 173–178, Terrassa, Spain.
- Ertugrul, M. e Kaynak, O. (2000). Neuro sliding mode control of robotic manipulators. *Mechatronics*, Vol. 10, No. 02, pp. 239–263.
- Feng, G. (1994). A robust discrete-time direct adaptive control algorithm. *Systems & Control Letters*, Vol. 22, No. 02, pp. 203–208.
- Feng, G. e Jiang, Y. A. (1995). A robust discrete-time direct adaptive control algorithm. *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, Vol. 142, No. 05, pp. 439–443.
- Franklin, G. F., Powell, J. D., e Workman, M. L. (1990). *Digital Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley Publishing Company.
- Furuta, K., Kosuge, K., e Kobayshi, K. (1989). VSS-type self-tuning control of direct drive motor. *Proc. 15th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON*, pp. 281–286, Philadelphia, USA.
- Ge, S. S., Lee, T. H., e Wang, Z. P. (2001). Model-free regulation of multi-link smart materials robots. *Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Vol. 4, pp. 3871–3876, Seoul, Korea.

- Gong, J. Q., Ge, S. S., e Lee, T. H. (1998). Model-free controllers of a single-link smart material robot. *Proc. American Control Conference*, Vol. 5, pp. 3065–3069, Philadelphia, PA, USA.
- Goodwin, G. C. e Ramadge, P. J. (1979). Design of restricted complexity a adaptive regulators. *IEEE Transactions on Automation and Control*, Vol. 24, No. 04, pp. 584–588.
- Goodwin, G. C. e Sin, K. S. (1984). *Adaptive Filtering: Prediction and Control*. Prentice Hall.
- Gorinevsky, D., Torfs, D. E., e Goldenberg, A. A. (1997). Learning approximation of feedforward control dependence on the task parameters with application to direct-drive manipulator tracking. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Vol. 13, No. 04, pp. 567–581.
- Harnold, C.-L.-M. e Lee, K. Y. (1998). Free-model based adaptive inverse neuro-controller for dynamics systems. *Proc. 37th IEEE Conference on Decision & Control*, Vol. 01, pp. 507–512, Tampa, Florida, USA.
- Harnold, C.-L.-M. e Lee, K. Y. (2000a). Application of the free-model based neural networks in model reference adaptive inverse control. *Proc. American Control Conference*, Vol. 3, pp. 1664–1668, Chicago, Illinois, USA.
- Harnold, C.-L.-M. e Lee, K. Y. (2000b). Free model - a new direct adaptive predictor approach. *Proc. American Control Conference*, Vol. 5, pp. 3214–3218, Chicago, Illinois, USA.
- Harnold, C.-L.-M. e Lee, K. Y. (2000c). A free-model based model reference adaptive inverse controller design for a boiler-turbine plant by using functional mapping. *Proc. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Vol. 01, pp. 212–216, Seattle, WA, USA.
- Harnold, C.-L.-M. e Lee, K. Y. (2000d). Free-model based neural networks for a boiler-turbine plant. *Proc. IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, Vol. 02, pp. 1140–1144, Singapore.

- Harnold, C.-L.-M., Lee, K. Y., Lee, J.-H., e Park, Y.-M. (1999a). Free-model based model reference adaptive inverse controller design for power plants. Proc. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Vol. 02, pp. 1208–1212, Edmonton, Alta, Canada.
- Harnold, C.-L.-M., Lee, K. Y., Lee, J.-H., e Park, Y.-M. (1999b). Free-model based neural networks for dynamic systems. Proc. *American Control Conference*, Vol. 04, pp. 2819–2823, San Diego, California, USA.
- Hjalmarsson, H. (1998). Control of nonlinear systems using iterative feedback tuning. Proc. *American Control Conference*, Vol. 4, pp. 2083 – 2087, Philadelphia, PA, USA.
- Hjalmarsson, H. e Birkeland, T. (1998). Iterative feedback tuning of linear time-invariant MIMO systems. Proc. *37th IEEE Conference on Decision and Control*, Vol. 04, pp. 3893–3989, Tampa, Florida, USA.
- Hjalmarsson, H., Gevers, M., e Lequin, O. (1997). Iterative optimal controller tuning scheme: Theory and applications in chemical process control. *Journal A*, Vol. 38, No. 1, pp. 16–25.
- Hjalmarsson, H., Gunnarsson, S., e Gevers, M. (1994). A convergent iterative restricted complexity control design scheme. Proc. *33rd IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1735–1740, Lake Buena Vista, FL, USA.
- Hjalmarsson, H., Gunnarsson, S., e Gevers, M. (1995). Model-free tuning of a robust regulator for a flexible transmission system. *European Journal of Control*, Vol. 1, No. 2, pp. 148–156.
- Hjalmarsson, H., Gunnarsson, S., e Gevers, M. (1998). Iterative feedback tuning: theory and applications. *IEEE Control Systems*, Vol. 18, No. 04, pp. 26–41.
- Hong, J., Cummings, I. A., e Bernstein, D. S. (1999). Experimental application of direct adaptive control laws for adaptive stabilization and command following. Proc. *38th IEEE Conference on Decision and Control*, Vol. 01, pp. 779–784, Phoenix, Arizona, USA.
- Hou, Z., Han, C., e Huang, W. (1998). The model-free learning adaptive control of a class of MISO nonlinear discrete-time systems. Proc. *IFAC Low Cost Automation*, pp. 227–232, Shenyang, P. R. China.

- Hou, Z. e Huang, W. (1997). The model-free learning adaptive control of a class of SISO nonlinear systems. *Proc. American Control Conference*, Vol. 1, pp. 343–344, Albuquerque, New Mexico, USA.
- Huang, L., Ge, S. S., e Lee, T. H. (2002). Neural network based adaptive impedance control of constrained robots. *Proc. IEEE International Symposium on Intelligent Control*, pp. 615–619, Vancouver, Canada.
- Iagnemma, K., Morel, G., e Dubowsky, S. (1997). A model-free fine position control method using the base-sensor: with application to a hydraulic manipulator. *Proc. Fifth IFAC Symposium on Robot Control: SYROCO'97*, Vol. 2, pp. 359–365, Nantes, France.
- Ioannou, P. A. e Tsakalis, K. S. (1986). A robust direct adaptive controller. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. AC-31, No. 11, pp. 1033–1043.
- Jagannathan, S. e Lewis, F. L. (1996). Discrete-time adaptive fuzzy logic control of robotic systems. *Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Vol. 3, pp. 2586–2591, Minneapolis, Minnesota, USA.
- Jagannathan, S., Vandegrift, M. W., e Lewis, F. L. (2000). Adaptive fuzzy logic control of discrete-time dynamical systems. *Automatica*, Vol. 36, No. 2, pp. 229–241.
- Jiang, Q., Srinivasan, R., e Slonowsky, D. (2002). Measurement based traffic prediction using fuzzy logic. *Proc. IEEE Canadian Conference on Electrical & Computer Engineering*, Vol. 2, pp. 834–840.
- König, W., Altintas, Y., e Memis, F. (1995). Direct adaptive control of plunge grinding process using acoustic emission (ae) sensor. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, Vol. 35, No. 10, pp. 1445–1457.
- Kosut, R. L. (1996). Iterative adaptive robust control via uncertainty model unfalsification. *Proc. International Federation of Automatic Control*.
- Laberteaux, K. P. e Rohrs, C. E. (2000). A direct adaptive controller for ATM ABR congestion control. *Proc. American Control Conference*, Vol. 4, pp. 2448–2452, Chicago, Illinois, USA.

- LaMeres, B. J. e Nehrir, M. H. (1999). Fuzzy logic based voltage controller for a synchronous generator. *IEEE Computer Applications in Power*, Vol. 12, No. 2, pp. 46–49.
- Landajo, M. (2004). A note on model-free regression capabilities of fuzzy systems. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - Part B: Cybernetics*, Vol. 34, No. 1, pp. 645–651.
- Landajo, M., Rio, M. J., e Perez, R. (2001). A note on smooth approximation capabilities of fuzzy systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 9, No. 2, pp. 229–237.
- Lee, K. Y., Kim, H.-C., Lee, J.-H., e Park, Y.-M. (2001a). A free-model based power system stabilization. Proc. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, Vol. 03, pp. 1191–1196, Columbus, OH, USA.
- Lee, K. Y. e Ko, H.-S. (2001). Power system stabilization using a free model based inverse dynamic linear controller. Proc. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Vol. 2, pp. 983–988, Vancouver, BC, Canada.
- Lee, K. Y. e Ko, H.-S. (2002). Power system stabilization using a free-model based inverse dynamic neuro controller. Proc. *International Joint Conference on Neural Networks*, Vol. 3, pp. 2132–2137, Honolulu, HI, USA.
- Lee, K. Y., Ko, H.-S., Kim, H.-C., Lee, J.-H., e Park, Y.-M. (2000). A free model based intelligent controller design and its application to power system stabilization. Proc. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Vol. 4, pp. 1985–1989, Seattle, WA, USA.
- Lee, K. Y., Ko, H.-S., Kim, H.-C., Lee, J.-H., e Park, Y.-M. (2001b). A free-model based controller design and its application to power system stabilization. Proc. *American Control Conference*, Vol. 2, pp. 805–810, Arlington, VA, USA.
- Li, C. e Chen, Y.-C. (2002). Fuzzy depth control of an unmanned free-swimming submersible vehicle. Proc. *5th International Conference on Intelligent Transportation Systems*, Vol. 1, pp. 194–199, Singapore.
- Lim, C. M. (1990). Experimental evaluation of a self-tuning controller. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 37, No. 3, pp. 193–194.

- Lin, T.-C., Wang, C.-H., e Liu, H.-L. (2004). Observer-based indirect adaptive fuzzy-neural tracking control for nonlinear SISO systems using VSS and \mathcal{H}^∞ approaches. *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 143, No. 2, pp. 211–232.
- Ljung, L. (1999). *System Identification: Theory for the User*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, USA, 2a edição.
- Ljung, L. e Glad, T. (1994). *Modeling of Dynamic Systems*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, USA.
- Mann, G. K. I. e Surgenor, B. W. (2002). Model-free intelligent control of a 6-DOF stewart-gough based parallel manipulator. *Proc. IEEE International Conference on Control Applications*, Vol. 1, pp. 495–500, Glasgow, Scotland, U.K.
- Marseguerra, M. e Zio, E. (2003). Model-free fuzzy tracking control of a nuclear reactor. *Annals of Nuclear Energy*, Vol. 30, No. 9, pp. 953–981.
- Meurers, T., Veres, S. M., e Tan, A. C. H. (2003). Model-free frequency domain iterative active sound and vibration control. *Control Engineering Practice*, Vol. 11, No. 9, pp. 1049–1059.
- Narendra, K. S. e Parthasarathy, K. (1990). Identification and control of dynamical systems using neural networks. *IEEE Transactions on Neural Networks*, Vol. 1, No. 1, pp. 04–27.
- Nelder, J. A. e Mead, R. (1965). A simplex method for function minimization. *Computer Journal*, Vol. 7, No. 4, pp. 308–313.
- Niu, Y., Wang, X., e Hu, C. (2002). Adaptive output feedback control of nonlinear systems using dynamic neural networks. *Proc. 4th World Congress on Intelligent Control and Automation*, pp. 1–5, Shanghai, P.R. China.
- Norton, J. P. (1986). *Introduction to Identification*. Academic Press.
- Ogata, K. (1997). *Modern Control Engineering*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ 07458, USA, 3 edição.

- Ordóñez, R. e Passino, K. M. (2001). Adaptive control for a class of nonlinear systems with a time-varying structure. *IEEE Transactin on Automatic Control*, Vol. 46, No. 1, pp. 152–155.
- Pait, F. M. (2001). On the design of direct adaptive controllers. Proc. *40th IEEE Conference on Decison and Control*, Vol. 1, pp. 734–738, Orlando, Florida, USA.
- Park, Y.-M., Lee, J.-H., Hyun, S.-H., e Lee, K. Y. (1998). A synchronous generator stabilizer based on a universal model. *Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 20, No. 6, pp. 435–442.
- Poulin, E., Pomerleau, A., Desbiens, A., e Hodouin, D. (1996). Development and evaluation of an auto-tuning and adaptive pid controller. *Automatica*, Vol. 32, No. 1, pp. 71–82.
- Preitl, Z. e Bars, R. (2005). Influence of tuning parameter variations upon GPC control loop. Proc. *1st IFAC Workshop on Advanced Control Circuits and Systems, ACCS'05*, Cairo, Egypt.
- Ramirez, A. P. G., Molina, J. C. M., , b. L. G. C. d. O. L., e Coelho, A. A. R. (1996). Comparação entre um controlador PID de estrutura fixa e um controlador PID Auto-Ajustável direto aplicados a um processo de temperatura. Proc. *11o Congresso Brasileiro de Automática*, Vol. 3, pp. 1243 – 1248, São Paulo, SP, Brasil.
- Rezayat, F. (1994). On the use of SPSA-based model-free controller in quality improvement. Proc. *33rd IEEE Conference on Decision and Control*, Vol. 2, pp. 1876–1878, Lake Buena Vista, FL, USA.
- Rezayat, F. (1999). Constrained SPSA controller for operations processes. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - Part A: Systems and Humans*, Vol. 29, No. 6, pp. 645–649.
- Ribeiro, C. H. C. e Hemerly, E. M. (1998). Model-free learning control for unstable system. *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 21, pp. 2070–2071.
- Safonov, M. G. e Tsao, T.-C. (1994a). The unfalsified control concept: A direct path from experiment to controller. Proc. *Conference on Feedback Control, Nonlinear Systems, and Complexity*.

- Safonov, M. G. e Tsao, T.-C. (1994b). The unfalsified control concept and learning. Proc. *33rd IEEE Conference on Decision and Control*, Vol. 3, pp. 2819–2824.
- Safonov, M. G. e Tsao, T.-C. (1997). The unfalsified control concept and learning. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 42, No. 6, pp. 843–847.
- Sales, K. R. e Billings, S. A. (1990). Self-tuning control of nonlinear ARMAX models. *International Journal of Control*, Vol. 51, No. 4, pp. 753–769.
- Shafiq, M. e Akhtar, S. (2004). Inverse model based adaptive control of magnetic levitation system. Proc. *5th Asian Control Conference*, Vol. 3, pp. 1414–1418, Melbourne, Australia. IEEE.
- Sjöberg, J. e Agarwal, M. (1996). Model-free repetitive control design for nonlinear systems. Proc. *35th Conference on Decision and Control*, Vol. 3, pp. 2824–2829, Kobe, Japan.
- Sjöberg, J., Bruyne, F. D., Agarwal, M., Anderson, B. D. O., Gevers, M., Kraus, F. J., e Linard, N. (2003). Iterative controller optimization for nonlinear systems. *Control Engineering Practice*, Vol. 11, No. 9, pp. 1079–1086.
- Slotine, J.-J. E. e Li, W. (1991). *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632.
- Spall, J. C. e Chin, D. C. (1994). A model-free approach to optimal signal light timing for system-wide traffic control. Proc. *33rd IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1868–1875, Lake Buena Vista, FL, USA.
- Spall, J. C. e Cristion, J. A. (1993). Model-free control of general discrete-time systems. Proc. *32nd Conference on Decision and Control*, Vol. 3, pp. 2792–2797, San Antonio, Texas, USA.
- Spall, J. C. e Cristion, J. A. (1995). Model-free control of nonlinear stochastic systems in discrete-time. Proc. *34rd Conference on Decision and Control*, Vol. 3, pp. 2199–2204, New Orleans, LA.
- Spall, J. C. e Cristion, J. A. (1996). Model-free control of nonlinear stochastic systems in discrete-time. Proc. *IEEE International Conference on Neural Networks*, Vol. 4, pp. 1859–1864.

- Spall, J. C. e Cristion, J. A. (1998). Model-free control of nonlinear stochastic systems with discrete-time measurements. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 43, No. 9, pp. 1198–1210.
- Staib, W. E. e Staib, R. B. (1992). The intelligent arc furnace controller: a neural network electrode position optimization system for the electric arc furnace. Proc. *International Joint Conference on Neural Networks*, Vol. 3, pp. 01–09.
- Stenman, A. (1999). Model-free predictive control. Proc. *38th Conference on Decision and Control*, Vol. 4, pp. 3712–3717, Phoenix, Arizona, USA.
- Tan, K. K., Huang, S. N., Lee, T. H., e Leu, F. M. (1999). Adaptive-predictive PI control of a class of SISO systems. Proc. *1999 American Control Conference*, Vol. 6, pp. 3848–3852, San Diego, California, USA.
- Vaz, G. L. F., Cunha, A., Leal, C., e Coelho, A. A. R. (1996). Controle adaptativo para sistemas discretos usando redes neurais. Proc. *11o Congresso Brasileiro de Automática*, Vol. 3, pp. 1603–1608, São Paulo, SP, Brasil.
- Veres, S. e Hjalmarsson, H. (2002). Tuning for robustness and performance using iterative feedback tuning. Proc. *41st IEEE Conference on Decision and Control*, Vol. 04, pp. 4682–4687, Las Vegas, Nevada, USA.
- Visioli, A. (2006). *Practical PID Control*. Springer-Verlag, London, UK.
- Wang, N. (2002). A fuzzy PID controller for multi-model plants. Proc. *First International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Vol. 3, pp. 1401–1404, Beijing, P. R. China.
- Wang, N., Huang, C.-Z., e Liu, H.-F. (2002). Variable structure neuron control for hydraulic turbine generators. Proc. *First International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Vol. 3, pp. 1150–1153, Beijing, P. R. China.
- Wang, N. e Ji, P. (2000). Neuron PID variable structure control. Proc. *IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems - APCCAS*, pp. 319–322.
- Wang, N., Liang, J., e Yang, G. (2003a). Neuro-fuzzy control for turning processes. Proc. *American Control Conference*, Vol. 3, pp. 2477–2482.

- Wang, N. e Wang, S. (1997). Neuro-intelligent coordination control for a unit power plant. Proc. *IEEE International Conference on Intelligent Processing Systems*, pp. 750–753, Beijing, P. R. China.
- Wang, N., Zheng, Z., e Chen, H. (2003b). Model-free PID controller with gain scheduling for turning processes. Proc. *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 3, pp. 2424–2429.
- Wellstead, P. E. e Zarrop, M. B. (1991). *Self-Tuning Systems: Control and Signal Processing*. John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA.
- Wilson, E. (1997). Adaptive profile optimization for the electric arc furnace. Proc. *Steel Technology International*, pp. 140–145.
- Wodley, B. R. (2001). *Model Free Subspace Based \mathcal{H}_∞* . PhD Thesis, Stanford University.
- Wu, W.-T., Chen, K.-C., e Jang, Y.-J. (1989). Robustness index for adaptive control based on polo-zero placement. *International Journal of Systems Science*, Vol. 20, No. 10, pp. 1967–1978.
- Yamamoto, T. e Shah, S. L. (2007). Design of a performance-adaptive PID controller. Proc. *IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control*, pp. 547–552.
- Ydstie, B. E. (1991). Transient performance of direct adaptive control with parameter projection. Proc. *30th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 2848–2853, Brighton, England.
- Ydstie, B. E. (1992). Transient performance and robustness of direct adaptive control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 37, No. 8, pp. 1091–1105.
- Yu, S., Yu, X., e Önder Efe, M. (2003). Modeling-error based adaptive fuzzy sliding mode control for trajectory-tracking of nonlinear systems. Proc. *29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vol. 3, pp. 3001–3006.
- Yuh, J., Nie, J., e Lee, W. C. (1998). Adaptive control of robot manipulators using bound estimation. Proc. *1998 International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Vol. 2, pp. 1126–1131, Victoria, B.C., Canada.

- Zavala-Rio, A. e Brogliato, B. (2001). Direct adaptive control design for one-degree-of-freedom complementary-slackness jugglers. *Automatica*, Vol. 37, No. 7, pp. 1117–1123.
- Zhang, C. e Evans, R. J. (1994). Continuous direct adaptive control with saturation input constraint. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 39, No. 8, pp. 1718–1722.
- Zhang, J., Wang, S., e Wang, N. (2000). Neuron model-free control of drug infusion rate. *Proc. American Control Conference*, Vol. 5, pp. 2977–2981, Chicago, Illinois, USA.
- Zhang, J.-M. e Wang, S.-Q. (2002). A modified neuron model-free controller with PID turning gain for hydroelectric generating units. *Proc. First International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Vol. 2, pp. 784–787, Beijing, P. R. China.
- Zheng, Z. e Wang, N. (2002). Model-free control based on neural networks. *Proc. First International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Vol. 4, pp. 2180–2183.
- Zhou, K., Doyle, J. C., e Glover, K. (1996). *Robust and Optimal Control*. Prentice Hall.
- Zhu-Zhi, Y. (1985). On PID self-tuning regulators and its practical applications. *Proc. IFAC Identification and System Parameter Estimation*, pp. 335–339, York, UK.

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)