

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA QUÍMICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA QUÍMICA

**Abordagem Inovadora no Projeto de
Controladores PID**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Flávio Faccin

Porto Alegre

2004

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA QUÍMICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA QUÍMICA

Abordagem Inovadora no Projeto de Controladores PID

Flávio Faccin

Dissertação de Mestrado apresentada como
requisito parcial para obtenção do título de
Mestre em Engenharia

Área de concentração: Pesquisa e Desenvolvi-
mento de Processos

Orientador:
Prof. Dr. Jorge Otávio Trierweiler

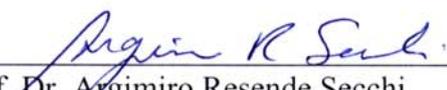
Porto Alegre

2004

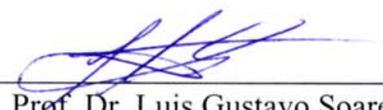
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA QUÍMICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA QUÍMICA

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação *Abordagem Inovadora no Projeto de Controladores PID*, elaborada por Flávio Faccin, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia.

Comissão Examinadora:



Prof. Dr. Argimiro Resende Secchi



Prof. Dr. Luis Gustavo Soares Longhi



Eng. Dr. Mário César Mello Massa de Campos

“Uma máquina pode fazer o trabalho de cinquenta pessoas comuns. Máquina alguma pode fazer o trabalho de um homem incomum.”

Elbert Hubbard, editor americano (1865-1915).

Agradecimentos

À Universidade Federal do Rio Grande do Sul e ao Departamento de Engenharia Química, por todo o suporte e estrutura disponíveis para a realização deste trabalho, bem como pelo apoio financeiro.

Ao Prof. Dr. Ing. Jorge Otávio Trierweiler, não somente pela orientação no desenvolvimento deste trabalho, através de suas idéias brilhantes, como também pelos ensinamentos de vida, que sempre serão lembrados.

A toda a galera do GIMSCOP, principalmente a turma da sala 13, pelo auxílio, sugestões, incentivos, idéias e momentos de descontração e lazer, que tornaram os dias de trabalho mais agradáveis.

Aos meus pais, Luiz Bráz Faccin e Nadir Teresinha Faccin, o princípio de tudo, por todo estímulo que sempre deram à minha educação, maior patrimônio que os pais podem deixar a seus filhos.

À minha irmã Denise e ao meu cunhado Jorge, por toda a ajuda que deram para que eu chegasse até aqui e por terem me dado dois tesouros, meus sobrinhos Guilherme e Maria Paula.

Ao seu Jaime, dona Lourdes, Titi e Babá, por terem me acolhido de braços abertos em sua casa durante os últimos anos, e me aceitado na família.

À minha esposa Débora, a minha pequena, por simplesmente existir.

Resumo

O controlador PID é o algoritmo de controle mais difundido nas unidades industriais em todo o mundo. Além de estar disponível em praticamente todas as plataformas de controle comerciais, ele é um algoritmo robusto, de fácil entendimento, e capaz de prover performance satisfatória para uma grande variedade de processos industriais. No entanto, seu desempenho para a grande maioria dos casos está muito aquém do esperado. Estimativas mostram que apenas 20% das malhas de controle industriais estejam funcionando de forma adequada, diminuindo a variabilidade do processo.

Assim, devido a necessidade de melhorar o desempenho das malhas de controle industriais, foi desenvolvida uma metodologia complexa, porém intuitiva, através da qual é possível sintetizar controladores do tipo PID de qualquer parametrização, baseada em um problema de otimização no domínio da frequência, que minimiza a diferença entre a resposta do sistema em malha fechada frente à uma variação do tipo degrau unitário, e uma resposta específica desejada, representada pela função desempenho alcançável (FDA). Diversas alternativas foram propostas para automatizar todo o procedimento e facilitar a sua utilização, porém foi deixado um grau de liberdade para o usuário alterar o nível de desempenho desejado, através da variação de um único parâmetro que indica a velocidade da resposta da FDA. Adicionalmente, foi feita uma série de recomendações sobre como variar o nível de desempenho desejado, respeitando as restrições inerentes do processo e os limites de estabilidade para diferentes tipos de casos.

Para processos mais complexos, onde o comportamento dinâmico não é representado de forma satisfatória por um único modelo nominal, foi desenvolvida uma metodologia alternativa, adequada para um sistema multi-modelos, caracterizado por um conjunto de modelos lineares representativos de diferentes pontos de operação. Esta metodologia é uma extensão da original, porém, com a resolução de um problema de otimização multiobjetivo com formulação do tipo min-max, onde minimiza-se o máximo desvio entre a resposta em malha fechada de cada modelo considerado e uma única FDA. Neste tipo de abordagem, é estabelecido um compromisso entre o desempenho atingido em todos os pontos de operação, quando controlado por um único controlador PID.

Abstract

The PID controller is the most widespread used control algorithm in the industrial plants of the whole world. Besides it is available in practically all commercial control system, it is a robust algorithm, easily understood, able to provide satisfactory performance for a number of industrial processes. Nevertheless, its performance for most of the cases is below than the desired. Estimates show that just 20% of the industrial control loops are found to work well, decreasing the processes variability.

Thus, due to the need of improving the performance of the industrial control loops, a complex, but intuitive methodology was developed, by which it is possible to synthesize PID controllers of any parameterization, based on a frequency domain optimization problem, that minimizes the difference between the unit step response of the closed loop system and a desired specific response, represented by the attainable performance function (APF). A lot of alternatives were purposed to turn the whole procedure automatic and simple, however, there is a degree of freedom, by which the practitioner can vary the desired performance level, changing only one parameter, which indicates the APF response speed. In addition, a number of recommendations about how to vary the desired performance level were done, respecting the inherent process constraints and the stability boundaries for different kind of cases.

For more complex processes, where the dynamic behavior is not well represented by only one nominal model, an alternative methodology was developed, suitable for a multi-model system, that is specified by a set of linear models, each one representing a different operating point. This methodology is the sequence of the original one, but formulated as a min-max multiobjective optimization problem, where it is minimized the maximum deviation between the closed loop response of each considered model and only one APF. In this kind of approach, it is possible to have a trade-off among the performance reached in all operating points, when controlled by only one PID controller.

Sumário

Capítulo 1. Introdução	1
1.1 Sistemas de Controle	2
1.2 Histórico	4
1.3 Motivação	8
1.4 Estrutura da Dissertação	11
Capítulo 2. Controladores.....	13
2.1 Modos de Controle	14
2.1.1 Modo Proporcional	14
2.1.2 Modo Integral	15
2.1.3 Modo Derivativo	16
2.2 Controlador PID	16
2.3 Parametrizações Comerciais.....	19
2.3.1 Transição Manual-Automático	19
2.3.2 Normalização das Variáveis	20
2.3.3 Integração Excessiva em Caso de Saturação	21
2.3.4 Limitações da Ação Derivativa	21
2.4 Implementações Digitais	23
2.5 Métodos de Ajuste	24
2.5.1 Método ZN	25
2.5.2 Método CHR	25
2.5.3 Método CC	26
2.5.4 Método ITAE.....	26
2.5.5 Método IMC	26
2.5.6 Comparação dos Métodos	27
2.6 Índices de Qualidade	29
2.6.1 Critérios de Desempenho	30
2.6.2 Critérios de Robustez	32
Capítulo 3. Desenvolvimento Teórico	33
3.1 Modelos de Processos.....	34
3.2 Limitações no Desempenho de Controladores	35
3.2.1 Sensores	35
3.2.2 Atuadores.....	35
3.2.3 Distúrbios	36
3.2.4 Incertezas no Modelo	37
3.2.5 Fatores de Fase Não-Mínima.....	38
3.3 Configurações de Controle	39
3.3.1 Malha de Controle 2GL.....	40
3.3.2 Procedimento de Conversão	41
3.4 Método de Otimização Sequencial Iterativo	42
3.4.1 Função Desempenho Alcançável.....	46
3.4.2 Vetor de Frequências	52
3.5 Simulação dos Sistemas em Malha Fechada	53
3.6 Aplicação em um Caso Exemplo	53

Capítulo 4. Projeto de Controladores.....	57
4.1 Estudo de Casos	58
4.1.1 Efeito da Ordem do Modelo.....	59
4.1.2 Efeito do Tempo Morto.....	62
4.1.3 Efeito do Fator de Amortecimento	65
4.1.4 Efeito da Dinâmica.....	67
4.1.5 Efeito de Zeros Positivos	69
4.1.6 Efeito de Pólos Positivos	72
4.1.7 Efeito de Modelos Integradores Puros	74
4.2 Influência da Função Desempenho Alcançável	76
4.3 Influência da Ordem do Controlador	80
Capítulo 5. Abordagem Multi-Modelos.....	83
5.1 Sistemas Multi-Modelos	84
5.2 Metodologia	84
5.3 Unidade de Tanques Esféricos	86
5.3.1 Modelagem Fenomenológica.....	87
5.4 Projeto dos Controladores	89
5.4.1 Controlador MMA	90
5.4.2 Controlador SIMC	93
5.4.3 Controlador MMAF	96
5.4.4 Resultados	99
5.5 Simulações com o Modelo Não-Linear	100
Capítulo 6. Conclusão	105
6.1 Considerações Finais.....	106
6.2 Principais Contribuições deste Trabalho.....	108
6.3 Sugestões para Trabalhos Futuros.....	109
Apêndice A. Parametrizações de Controladores PID	111
Apêndice B. Interface para Projeto de Controladores PID.....	113
Referências Bibliográficas.....	119

Lista de Figuras

Figura 1.1: Diagrama esquemático de um sistema de controle genérico com retroalimentação. Fonte: BOYD e BARRATT (1991).....	3
Figura 1.2: Alguns mecanismos de controle históricos: (a) relógio de água de Ktesibios; (b) dispositivo de Hero; (c) incubadora de Drebbel; (d) controlador de nível de Polzunov; (e) regulador de esferas de Watt. Fontes: (a, d, e) DORF e BISHOP (1998); (b) D'AZZO e HOUPIS (1978); (c) FRANKLIN et al. (1995).....	5
Figura 1.3: Número de publicações anuais em artigos de periódicos sobre controladores PID.	10
Figura 2.1: Ação de controle em função do sinal de erro gerada pelo controlador de duas posições com banda morta.	14
Figura 2.2: Ação de controle em função do sinal de erro gerada pelo controlador proporcional.....	15
Figura 2.3: Representação esquemática das duas principais formas de controlador PID: (a) paralela; (b) série.	17
Figura 2.4: Relação entre a razão das constantes de tempo integral e derivativa das formas paralela e série.	18
Figura 2.5: Efeito do filtro da ação derivativa para diferentes valores de α	22
Figura 2.6: Relação $K \cdot K_C$ em função da razão θ/τ para os métodos: (a) ZN; (b) CHR - 0%; (c) CHR - 20%; (d) CC; (e) ITAE - s; (f) ITAE - r; (g) IMC.....	28
Figura 2.7: Relação T_I / τ em função da razão θ/τ para os métodos: (a) ZN; (b) CHR - 0%; (c) CHR - 20%; (d) CC; (e) ITAE - s; (f) ITAE - r; (g) IMC.....	28
Figura 2.8: Relação T_D / τ em função da razão θ/τ para os métodos: (a) ZN; (b) CHR - 0%; (c) CHR - 20%; (d) CC; (e) ITAE - s; (f) ITAE - r; (g) IMC.....	29
Figura 2.9: Critérios de desempenho baseados na resposta de um sistema subamortecido típico para uma mudança do tipo degrau no valor da variável de referência.	30
Figura 2.10: Diagrama de Nyquist ilustrando alguns critérios de robustez.	32
Figura 3.1: Malha de controle com retroalimentação clássica.	39
Figura 3.2: Malha de controle com dois graus de liberdade (2GL).	40
Figura 3.3: Algoritmo executado no método de otimização seqüencial iterativo proposto.	46

Figura 3.4: Resposta ao degrau unitário das funções utilizadas como padrões da FDA (variando m).	48
Figura 3.5: Resposta ao degrau unitário das funções utilizadas como padrões da FDA para modelos integradores.	51
Figura 3.6: $ T_0 $ e $ S_0 $ avaliadas no domínio da frequência (a), e intervalo de frequências (janela clara) obtidas a partir da curva $ T_0 \cdot S_0 $ (b).	52
Figura 3.7: Resposta do modelo exemplo G a uma entrada do tipo degrau unitário.....	54
Figura 3.8: Comparação da resposta da função desempenho alcançável (T_0) com a resposta em malha fechada (T) e malha aberta (normalizada pelo ganho) do modelo G para uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) pelo controlador C	56
Figura 4.1: Resposta dos modelos da Equação 4.1 (variando n) para uma excitação do tipo degrau unitário.	59
Figura 4.2: Inclinação da resposta dos modelos da Equação 4.1 (variando n)......	60
Figura 4.3: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.1.....	61
Figura 4.4: Resposta dos modelos da Equação 4.2 (variando θ) para uma excitação do tipo degrau unitário.	63
Figura 4.5: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.2.....	64
Figura 4.6: Resposta dos modelos da Equação 4.3 (variando ζ) para uma excitação do tipo degrau unitário.	65
Figura 4.7: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.3.....	66
Figura 4.8: Resposta dos modelos da Equação 4.4 (variando τ) para uma entrada do tipo degrau unitário.	67
Figura 4.9: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.4.....	69
Figura 4.10: Resposta dos modelos da Equação 4.5 (variando β) para uma entrada do tipo degrau unitário.	70
Figura 4.11: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.5.....	71

Figura 4.12: Resposta dos modelos da Equação 4.6 (variando σ) para uma entrada do tipo degrau unitário.....	72
Figura 4.13: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.6.	73
Figura 4.14: Resposta dos modelos da Equação 4.7 (variando θ) para uma entrada do tipo degrau unitário.....	75
Figura 4.15: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.7.	76
Figura 4.16: Resposta do modelo da Equação 4.8 para uma entrada do tipo degrau unitário.	77
Figura 4.17: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada caso (A, B, C, D, E e F) do estudo da influência da função desempenho alcançável.	78
Figura 4.18: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada caso (A, B, C e D) do estudo da influência da ordem do controlador.....	81
Figura 5.1: Representação esquemática simplificada do sistema de 3 tanques esféricos. ...	86
Figura 5.2: Constantes de tempo do modelo (a) e níveis estacionários dos tanques (b) em função da vazão de alimentação F_0	89
Figura 5.3: Resposta dos modelos M_1 , M_2 e M_3 a uma entrada do tipo degrau unitário.	90
Figura 5.4: Convergência dos parâmetros do controlador MMA.	91
Figura 5.5: Comparação da resposta da função desempenho alcançável (T_0) com a resposta dos sistemas em malha fechada a uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) com o controlador MMA para os modelos lineares M_1 , M_2 e M_3	92
Figura 5.6: Resposta dos sistemas em malha fechada a uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) com o controlador SIMC1 para os modelos lineares M_1 , M_2 e M_3	94
Figura 5.7: Resposta dos sistemas em malha fechada a uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) com o controlador SIMC2 para os modelos lineares M_1 , M_2 e M_3	95
Figura 5.8: Resposta dos sistemas em malha fechada a uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) com o controlador SIMC3 para os modelos lineares M_1 , M_2 e M_3	95

Figura 5.9:	Diagrama de bode do filtro C_{F1}	97
Figura 5.10:	Convergência dos parâmetros do controlador MMAF.	98
Figura 5.11:	Comparação da resposta da função desempenho alcançável (T_0) com a resposta dos sistemas em malha fechada a uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) com o controlador MMAF para os modelos lineares M_1 , M_2 e M_3	99
Figura 5.12:	Teste dos controladores MMA, SIMC3 e MMAF com o modelo não-linear para o primeiro ponto de operação (PO1).....	101
Figura 5.13:	Teste dos controladores MMA, SIMC3 e MMAF com o modelo não-linear para o segundo ponto de operação (PO2).	102
Figura 5.14:	Teste dos controladores MMA, SIMC3 e MMAF com o modelo não-linear para o terceiro ponto de operação (PO3).	102
Figura 5.15:	Teste dos controladores MMA, SIMC3 e MMAF com o modelo não-linear para o quarto ponto de operação (PO4).	103
Figura B.1:	Interface em modo <i>INITIATION</i>	114
Figura B.2:	Janela auxiliar para importação de modelos.	115
Figura B.3:	Interface em modo <i>OPTIMIZATION</i>	116
Figura B.4:	Janela auxiliar mostrando a estrutura do controlador selecionado.	116
Figura B.5:	Interface em modo <i>SIMULATION</i>	117
Figura B.6:	Figura reproduzindo as curvas obtidas nas simulações.	118

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Fórmulas de conversão entre os algoritmos PID na forma paralela e série.....	17
Tabela 2.2: Aproximações discretas do termo integral.	23
Tabela 2.3: Aproximações discretas do termo derivativo.	23
Tabela 2.4: Regras de ajuste dos parâmetros do controlador PID na forma paralela.....	27
Tabela 2.5: Critérios de desempenho.	31
Tabela 2.6: Critérios de robustez.....	32
Tabela 3.1: Funções de transferência com coeficientes ótimos baseadas no critério ITAE em resposta a uma entrada do tipo degrau unitário. Fonte: D'AZZO e HOUPIS (1978).	47
Tabela 3.2: Tempo de assentamento normalizado para cada ordem das funções utilizadas como padrões da FDA.	48
Tabela 3.3: Funções de transferência com coeficientes ótimos baseadas no critério ITAE em resposta a uma entrada do tipo rampa. Fonte: DORF e BISHOP (1996).....	50
Tabela 3.4: Resultados obtidos da convergência dos parâmetros do controlador C	55
Tabela 3.5: Índices de qualidade obtidos para o controlador C	55
Tabela 4.1: Valor máximo e tempo onde ocorre o pico das curvas da Figura 4.2.	59
Tabela 4.2: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito da ordem do modelo.....	62
Tabela 4.3: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito do tempo morto.	63
Tabela 4.4: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito do fator de amortecimento.	66
Tabela 4.5: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito da dinâmica.	68
Tabela 4.6: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito de zeros positivos.....	70
Tabela 4.7: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito dos pólos positivos.....	73
Tabela 4.8: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito do ganho de modelos integradores puros.....	75

Tabela 4.9: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo da influência da função desempenho alcançável.	79
Tabela 4.10: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo da influência da ordem do controlador.	81
Tabela 5.1: Parâmetros característicos dos tanques esféricos.	87
Tabela 5.2: Caracterização dos pontos de operação do sistema.	89
Tabela 5.3: Resultados do problema de otimização multiobjetivo MMA.	91
Tabela 5.4: Índices de qualidade produzidos pelo controlador MMA.	92
Tabela 5.5: Regras de ajuste do método SIMC.	93
Tabela 5.6: Controladores SIMC.	94
Tabela 5.7: Índices de qualidade produzidos pelos controladores SIMC.	96
Tabela 5.8: Resultados do problema de otimização multiobjetivo MMAF.	97
Tabela 5.9: Índices de qualidade produzidos pelo controlador MMAF.	98
Tabela 5.10: Comparação dos índices de qualidade produzidos pelos controladores MMA, SIMC3 e MMAF.	99
Tabela 5.11: Caracterização do ponto de operação PO4.	101
Tabela 5.12: Critérios de desempenho produzidos pelos controladores MMA, SIMC3 e MMAF nos testes com o modelo não-linear.	104
Tabela A.1: Algoritmos PID e respectivas formas convertidas para a configuração base.	112

Simbologia

Lista de Variáveis:

b	Fator de ponderação da ação proporcional sob a variável de referência
b_0, b_1, \dots, b_{m-1}	Constantes específicas da FDA
BP	Banda proporcional
B_P	Formas fatoradas para pólos no SPD
B_Z	Formas fatoradas para zeros no SPD
C	Representação do controlador
c	Fator de ponderação da ação derivativa sob a variável de referência
CD_i	Coefficiente de descarga do tanque i
CF_1	Bloco representativo de um filtro de 1ª ordem
CF_2	Bloco representativo de um filtro de 2ª ordem
CF_3	Bloco representativo de um filtro de 3ª ordem
C_{PI}	Bloco representativo de um controlador do tipo PI
C_{PV}	Bloco representativo do filtro da variável controlada
C_{SP}	Bloco representativo do filtro da variável de referência
D	Termo derivativo
Den	Denominador da função de transferência, dado por um polinômio em s
Di	Diâmetro do tanque i
e	Sinal de erro
e_∞	Erro em regime permanente
F_0	Vazão de alimentação da unidade de tanques esféricos
FC	Representação simplificada do mecanismo controlador de vazão
F_i	Vazão de descarga do tanque i
FO	Função objetivo do problema de otimização
FO_i	Função objetivo do problema de otimização multiobjetivo, específica do modelo i
G	Representação do modelo de um sistema em malha aberta
h	Tempo de amostragem de um sistema de controle discreto
h_i	Nível (altura) do tanque i
$h_{i,\infty}$	Nível (altura) estacionário do tanque i
I	Termo integral
i	Índice contador de uma série de elementos
IAE	Integral do erro absoluto
IE	Integral do erro
ISE	Integral do erro quadrático

<i>ITAE</i>	Integral do erro absoluto ponderado no tempo
<i>j</i>	Número imaginário = $\sqrt{-1}$
<i>K</i>	Ganho do modelo
<i>K_C</i>	Ganho do controlador na forma paralela
<i>K_C[*]</i>	Ganho do controlador na forma série
<i>K_D</i>	Ganho do termo derivativo
<i>K_I</i>	Ganho do termo integral
<i>K_P</i>	Ganho do termo proporcional
<i>LC</i>	Representação simplificada do mecanismo controlador de nível
<i>M</i>	Número de modelos considerados no problema de otimização multiobjetivo
<i>m</i>	Ordem da FDA
<i>M₁, M₂, M₃</i>	Modelos representativos do sistema de tanques esféricos
<i>MD</i>	Máximo desvio
<i>MG</i>	Margem de ganho
<i>MR₁, MR₂, MR₃</i>	Modelos reduzidos representativos do sistema de tanques esféricos
<i>MS</i>	Máxima sensibilidade
<i>M_{SO}</i>	Máxima sobrelevação (<i>overshoot</i>)
<i>N</i>	Parâmetro de ajuste do filtro da ação derivativa para a parametrização ISA
<i>n</i>	Ordem do modelo
<i>nit</i>	Número da iteração do método seqüencial iterativo
<i>Num</i>	Numerador da função de transferencia, dado por um polinômio em <i>s</i>
<i>nz</i>	Número de zeros no SPD
<i>np</i>	Número de pólos no SPD
<i>P</i>	Termo proporcional
<i>p, \bar{p}</i>	Pólo no SPD e respectivo complexo conjugado
<i>P_O</i>	Período de oscilação
<i>RD</i>	Razão de decaimento
<i>RF</i>	Reserva da fase
<i>S</i>	Função sensibilidade
<i>s</i>	Variável no domínio complexo de Laplace
<i>S₀</i>	Função sensibilidade complementar à função desempenho alcançável
<i>SO</i>	Sobrelevação
<i>T</i>	Função de transferencia em malha fechada
<i>t</i>	Tempo
<i>t₀</i>	Tempo de duplicação
<i>T₀</i>	Função desempenho alcançável
<i>T₀[*]</i>	Função desempenho alcançável fatorada

t_A	Tempo de assentamento
t_{An}	Tempo de assentamento normalizado da função desempenho alcançável
T_D	Constante de tempo derivativa na forma paralela
T_D^*	Constante de tempo derivativa na forma série
T_F	Constante de tempo do filtro
T_I	Constante de tempo integral na forma paralela
T_I^*	Constante de tempo integral na forma série
T_{im}	Constante de tempo do instrumento de medida (sensor)
t_S	Tempo de subida
U	Transformada de Laplace da ação de controle
u	Ação de controle
u_0	Valor base da ação de controle
V_i	Volume do tanque i
w_i	Peso dado ao modelo i no problema de otimização multiobjetivo
x	Vetor das variáveis de decisão do problema de otimização multiobjetivo
Y	Transformada de Laplace da variável controlada
y	Variável controlada
y_0	Valor em estado estacionário da variável controlada
Y_m	Transformada de Laplace da variável controlada efetivamente medida
y_R	Valor de referência da variável controlada
z, \bar{z}	Zero no SPD e respectivo complexo conjugado
α	Parâmetro de ajuste do filtro da ação derivativa
β	Constante de tempo variável para um modelo com zero positivo
Δ	Variável desvio (delta)
ε	Tolerância utilizada como critério de parada do método sequencial iterativo
ϕ	Fase
γ	Variável auxiliar de otimização
λ	Parâmetro de ajuste do método IMC
θ	Tempo morto
σ	Constante de tempo variável para um modelo com polo positivo
τ	Constante de tempo
ω	Frequência
ω_c	Frequência de corte
ω_n	Parâmetro de ajuste da função desempenho alcançável
ω_u	Frequência ultimativa
ζ	Fator de amortecimento

Lista de Acrônimos:

2GL	Dois graus de liberdade
CC	Método de ajuste Cohen-Coon
CHR	Método de ajuste Chien-Hrones-Reswick
FDA	Função desempenho alcançável
IAE	Integral do valor absoluto do erro
IE	Integral do erro
IMC	Estrutura de controle (<i>Internal Model Control</i>); método de ajuste baseado nesta estrutura
ISA	<i>The Instrumentation, Systems, and Automation Society</i> ; algoritmo de controle padrão recomendado pela sociedade
ISE	Integral do valor quadrático do erro
ITAE	Integral do tempo multiplicado pelo valor absoluto do erro; método de ajuste baseado neste critério
MIMO	Sistema multivariável (<i>Multi-Input-Multi-Output</i>)
MMA	Controlador PID projetado através da abordagem multi-modelos
MMAF	Controlador PID com filtro projetado através da abordagem multi-modelos
PD	Controlador com ação proporcional e derivativa
PI	Controlador com ação proporcional e integral
PID	Controlador com ação proporcional, integral e derivativa
PO	Ponto de operação
SDCD	Sistema digital de controle distribuído
SIMC	Método de ajuste Skogestad baseado na estrutura IMC
SIOM	Método de otimização seqüencial iterativo
SISO	Sistema monovariável (<i>Single-Input-Single-Output</i>)
SPD	Semi-plano direito
ZN	Método de ajuste Ziegler-Nichols

Glossário

Diagrama de blocos: representação simplificada da relação de causa e efeito entre a entrada e a saída de um sistema físico. É constituído por blocos, que representam os componentes do sistema, linhas com flechas, que representam a direção da informação ou fluxo de sinal e operadores matemáticos específicos (DISTEFANO et al., 1977).

Dinâmica: comportamento transitório de um processo no domínio do tempo (LUYBEN e LUYBEN, 1997).

Distúrbio: variável indesejada que, aplicada a um sistema, tende a afetar o valor da variável controlada (LACERDA e GEIGER, 1998).

Entrada: estímulo ou excitação aplicado a um sistema de controle por meio de uma fonte de energia externa, geralmente de modo a produzir uma resposta específica no sistema de controle (DISTEFANO et al., 1977).

Função de transferência: relação da transformada de Laplace da saída para a transformada de Laplace da entrada de um sistema linear invariante no tempo, considerando-se nulas todas as condições iniciais (OGATA, 1982).

Índice de qualidade: também chamado de figura de mérito, é o critério pelo qual a qualidade de um sistema de controle pode ser medida (GIBSON, 1963).

Malha aberta: diz-se da situação do sistema de controle no qual a ação de controle é independente da saída (DISTEFANO et al., 1977).

Malha fechada: diz-se da situação do sistema de controle no qual a ação de controle depende, de alguma forma, da saída (DISTEFANO et al., 1977).

Modelo matemático: descrição matemática do comportamento dinâmico de um determinado sistema, relacionando suas entradas e saídas (OGATA, 1982).

Retroalimentação: também chamada de realimentação (*feedback*, em inglês), é o procedimento através do qual o sinal de saída de um sistema (ou circuito) é transferida para a entrada deste mesmo sistema, com o objetivo de diminuir, amplificar ou controlar a saída do próprio sistema.

Saída: resposta obtida de um sistema de controle (DISTEFANO et al., 1977).

Sinal de erro: diferença entre o valor de referência da variável controlada (*setpoint*) e o respectivo valor medido.

$$e = y_R - y$$

Sistema de controle: disposição de componentes, conectados ou relacionados de maneira a comandar, dirigir ou regular a si mesmo ou a outros sistemas.

Sistema invariante no tempo: sistema cuja dinâmica não se altera com o tempo. Formalmente, é um sistema onde um deslocamento no tempo na entrada causa um deslocamento equivalente no tempo na saída (AGUIRRE, 2004).

Sistema linear: sistema cujo comportamento satisfaz o princípio da superposição (LATHI, 1998). De forma simplificada, se a função f descreve o comportamento do sistema em função das entradas x_1 e x_2 , o sistema é dito linear se a seguinte igualdade é sempre válida, onde a e b são constantes reais.

$$f(a \cdot x_1 + b \cdot x_2) = a \cdot f(x_1) + b \cdot f(x_2)$$

Transformada de Laplace: operação (transformação) inventada pelo matemático francês P. S. de Laplace (1749-1827) para resolução de equações diferenciais lineares, onde as funções no domínio do tempo são convertidas em funções dependentes da frequência, no domínio complexo s (BOLTON, 1995).

Variável controlada: grandeza diretamente medida e controlada. É a resposta do sistema de controle (D'AZZO e HOUPIS, 1978).

Variável manipulada: grandeza obtida a partir dos elementos de controle, aplicada ao sistema de controle (D'AZZO e HOUPIS, 1978).

Capítulo 1

Introdução

“Os inventos produzidos pela humanidade sempre trouxeram, além da grande dúvida de suas conseqüências e impacto social, um estilo de vida decorrente de novos hábitos assumidos diante de novos desafios e necessidades. O homem sempre buscou simplificar seu trabalho de forma a substituir o esforço braçal por outros meios e mecanismos, sendo que o seu tempo disponível para outros afazeres fosse mais bem-empregado e valorizado nas atividades do intelecto, das artes, lazer, pesquisa ou simplesmente no gozo de novas formas de entretenimento.” (SILVEIRA e SANTOS, 1999, p. 2).

1.1 Sistemas de Controle

A etimologia da palavra controle está no latim, ligada aos radicais: *rota* - roda; *rotulus* - rolo, cilindro (rolo de escritos, rol, lista); *contra* - prefixo que exprime idéia de oposição; *contra-rotulus* - contra-rolo, contra-lista. O termo latino foi incorporado pelo francês (1367), formado pela contração de *contre-rôle* com significado de lista, rol, registro em duplicata. A expressão “registro em duplicata” traz em seu bojo a idéia de que em algum momento futuro tais registros devem ser confrontados para verificação da manutenção do estado original do primeiro registro. Ou seja, a cópia de um documento seria o elemento de controle para verificar a veracidade do original (PEIXE, 2002). Para SILVEIRA e SANTOS (1999), a palavra controle denota o ato ou poder de exercer domínio, fiscalizar, supervisionar, manter o equilíbrio.

A palavra controle é normalmente utilizada em diferentes contextos (termos como controle de qualidade, controle de finanças, controle de produção, entre outros, cobrem um vasto espectro de atividades). Todos estes contextos estão baseados na existência de um sistema, cujo comportamento se queira influenciar, e na liberdade de tomar ações, as quais irão forçar o sistema a agir de maneira desejada (BISSELL, 1993). Segundo BOLTON (1995), o termo sistema é usado para descrever uma série de componentes que interagem em torno de uma condição limite imaginária, havendo particular interesse nas suas entradas e saídas, e na relação entre as mesmas. Um sistema de controle é assim chamado, quando a sua saída é controlada para assumir um valor particular ou seguir uma determinada entrada.

Como exemplo de sistema de controle, KUO (1985) cita o ser humano como sendo o mais sofisticado e complexo sistema de controle, pois ele é capaz de desempenhar uma série de tarefas, incluindo a tomada de decisões. Algumas delas, tais como a de pegar objetos ou simplesmente caminhar, são normalmente realizadas de forma rotineira. Outras, como um atleta olímpico na prova de maratona, devem ser desempenhadas da melhor maneira possível, pois ele não somente deve correr a distância específica em curto tempo, como deve também administrar o consumo de energia, de forma a poder completar a prova.

Com o advento dos computadores e a rápida expansão da capacidade de processamento dos mesmos, cada vez mais, as tarefas desempenhadas por um sistema de controle estão sendo executadas de forma automática, com mais facilidade, simplicidade e segurança. Este fato permitiu tanto a ampla difusão da utilização do controle automático, como o desenvolvimento de tecnologia para tal (BALCHEN, 1999). Atualmente, os sistemas de controle automático são amplamente encontrados em todos os setores da indústria, tais como: controle de qualidade de produtos manufaturados, linha de montagem automática, controle de máquinas operatrizes, tecnologia espacial, sistemas de armamento e defesa, sistemas de transporte, sistemas de potência, robótica e muitos outros. Dessa forma, os sistemas de controle automático têm assumido um papel progressivamente importante no desenvolvimento da moderna civilização e tecnologia. Praticamente todo aspecto de nossas atividades diárias é afetado por algum tipo de sistema de controle.

O sucesso dos sistemas de controle nas mais diversas áreas se deve a uma clara especificação dos objetivos de controle. Genericamente, o objetivo de um sistema de controle é controlar as saídas de alguma maneira predeterminada, através das entradas e de elementos adequados do sistema de controle. Especificamente para uma unidade industrial, busca-se maior segurança das pessoas trabalhando na unidade e da comunidade ao seu redor; proteção do ambiente; proteção dos equipamentos e da integridade física da unidade; operação suave, evitando propagação de distúrbios; qualidade, os produtos devem estar dentro das especificações; aumento do lucro, garantindo a competitividade da empresa; monitoração e diagnose, permitindo a supervisão e análise da operação da unidade. Todas estas características não são apenas necessárias, mas imprescindíveis para o sucesso de um processo industrial moderno.

A retroalimentação torna o controle mais rápido, preciso e menos sensível a distúrbios e discrepâncias entre o modelo e o processo real, por isso é a estratégia mais utilizada em sistemas industriais. O controle em malha aberta, apesar da simplicidade, somente é aconselhado em sistemas nos quais as entradas são conhecidas antecipadamente no tempo e nos quais não há distúrbios, e seu desempenho é fortemente influenciado pela qualidade do modelo utilizado. A principal desvantagem do uso da retroalimentação, é a diminuição da estabilidade do sistema (capacidade do sistema de seguir os comandos de entrada), podendo inclusive tornar instável, um sistema estável (KUO, 1985). Assim, faz-se imprescindível a correta escolha do tipo de controlador a ser usado, bem como a realização de um projeto adequado para cada sistema específico.

Na Figura 1.1, é apresentado um sistema de controle genérico com retroalimentação. O sistema a ser controlado pode ser um avião, um sistema de distribuição e geração de energia elétrica, um processo industrial ou um robô. Tanto a medição como a correção podem ser transmitidas analogicamente ou digitalmente através de sinais elétricos, dispositivos mecânicos, linhas pneumáticas ou hidráulicas. De forma similar, o controlador pode ser mecânico, pneumático, hidráulico, elétrico ou digital (computador). Para entender melhor os mecanismos e relações de um sistema de controle, é necessário ter noção do contexto histórico e da evolução do desenvolvimento dos princípios de controle.

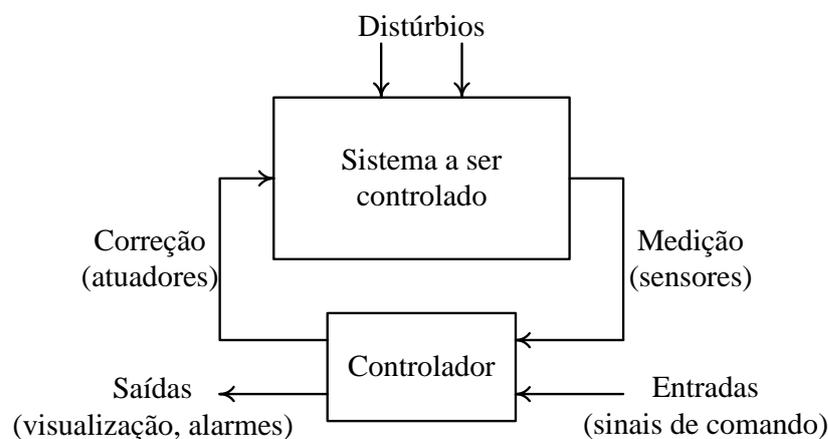


Figura 1.1: Diagrama esquemático de um sistema de controle genérico com retroalimentação. Fonte: BOYD e BARRATT (1991).

1.2 Histórico

Para SILVEIRA e SANTOS (1999, p. 1) “a arte de controlar é tão antiga quanto as necessidades humanas de desenvolver seus sentidos.” Assim, esta seção apresenta uma coletânea dos principais fatos históricos relacionados a sistemas de controle desenvolvidos pelo homem, captados de diversas fontes: CASTRUCCI (1969), D’AZZO e HOUPIS (1978), OGATA (1982), NISE (1992), ÅSTRÖM e HÄGGLUND (1995), FRANKLIN et al. (1995), CRUZ (1996), ÅSTRÖM e WITTENMARK (1997), PHILLIPS e HARBOR (1997), DORF e BISHOP (1998), SILVEIRA e SANTOS (1999), BENNETT (2001), ROMANO (2002) e AUTONOMIA (2004).

As primeiras aplicações de controle com retroalimentação datam do desenvolvimento de mecanismos de controle de nível de líquidos, através de bóias, pelos gregos, por volta de 300 a.C. Atribui-se ao grego Ktesibios, em Alexandria, no Egito, a invenção do relógio de água (Figura 1.2a), primeiro dispositivo de controle com retroalimentação. Nele, uma bóia controla o nível de água em um recipiente em cuja base há um orifício. Mantido o nível de água deste recipiente constante, a vazão no orifício também é. Outro reservatório coleta a saída do orifício e assim seu nível cresce proporcionalmente ao tempo. Uma bóia com um cursor, neste reservatório, indica o tempo sobre uma escala linear.

Logo após, por volta de 250 a.C., o também grego Philon idealizou uma lâmpada de óleo cujo nível era mantido constante através da utilização de uma bóia. Mais tarde, no século I, Hero, de Alexandria, construiu um engenhoso sistema para abertura das portas de um templo, comandado pelo acendimento de uma pira num altar (Figura 1.2b). A expansão do ar quente sob a pira impelia a água de um reservatório fechado para um balde. À medida que o peso do balde aumentava, ele descia, fazendo girar os eixos das portas por intermédio de uma corda, provocando a elevação de um contrapeso. A porta era fechada extinguindo-se o fogo. À proporção que o ar do recipiente esfriava, a pressão se reduzia e a água sifonava de volta do balde para o reservatório. Quando o balde se tornava mais leve que o contrapeso, este descia, fechando por conseqüência a porta.

O primeiro sistema inventado na Europa moderna foi o regulador de temperatura de uma incubadora de ovos, puramente mecânico, feito em 1624 por Cornelis Drebbel, um mecânico e químico alemão. Este dispositivo (Figura 1.2c) era constituído de um forno fechado, com fogo na parte inferior e uma tampa na parte superior. Dentro do forno, havia um compartimento contendo a incubadora e um vaso de vidro imersos em água. Este compartimento era aquecido através dos gases de combustão e a água transmitia o calor para a incubadora de forma homogênea. O vaso de vidro continha uma mistura de álcool e mercúrio, e servia de sensor de temperatura. Quando a temperatura aumentava, a mistura expandia fazendo subir uma bóia situada na parte externa do vaso. A bóia, ao subir, fechava a tampa do forno, diminuindo a admissão de ar e, por conseqüência, a geração de calor. Com a temperatura baixa, a mistura se contraía e a bóia descia, abrindo a tampa do forno e reanimando a combustão. Neste caso, a temperatura desejada era alcançada variando o tamanho do bastão que fazia a conexão entre a bóia e a tampa do forno.

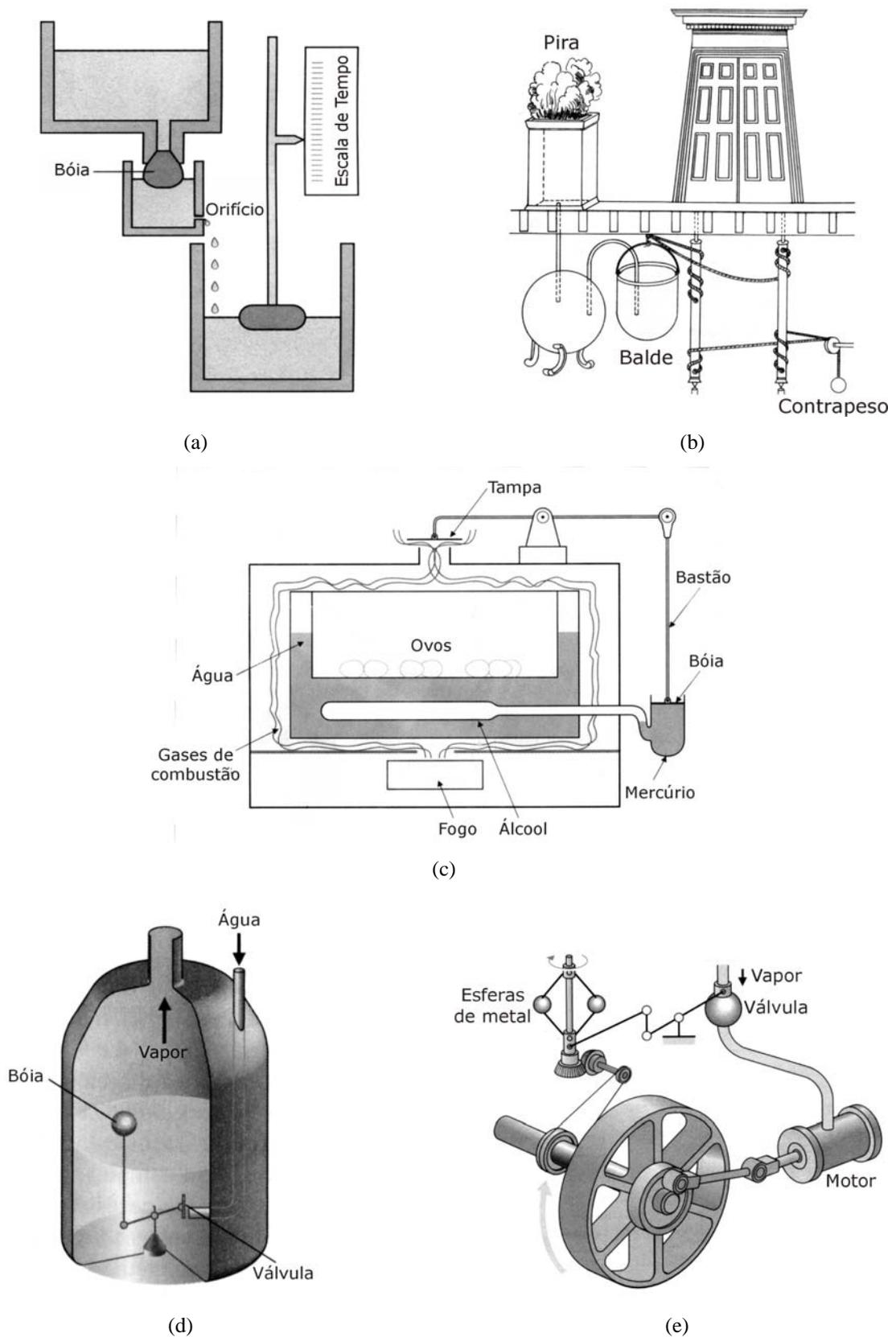


Figura 1.2: Alguns mecanismos de controle históricos: (a) relógio de água de Ktesibios; (b) dispositivo de Hero; (c) incubadora de Drebbel; (d) controlador de nível de Polzunov; (e) regulador de esferas de Watt. Fontes: (a, d, e) DORF e BISHOP (1998); (b) D'AZZO e HOUPIS (1978); (c) FRANKLIN et al. (1995).

Em 1681, Dennis Papin inventou o primeiro regulador de pressão para caldeiras a vapor, um dispositivo de segurança similar às válvulas de panelas de pressão. Em 1750, Mickle inventou um dispositivo para o controle automático da orientação de moinhos de vento. Uma pequena hélice é acoplada ao moinho, perpendicularmente à hélice principal. Esta hélice secundária funciona como um motor que gira enquanto o vento não está a 90° de seu eixo. A rotação desta hélice faz girar toda a estrutura superior móvel do moinho, e com ela, o eixo da hélice principal. Quando a hélice secundária pára com seu eixo a 90° do vento, a principal pára na direção do vento, na posição de máxima captação de energia.

O primeiro sistema com retroalimentação oficialmente reconhecido foi reivindicado pela Rússia e atribuído a I. Polzunov, em 1765. Trata-se de um sistema mecânico de controle de nível de água de caldeiras através do uso de uma bóia (Figura 1.2d). No entanto, o primeiro controlador com retroalimentação automático utilizado em um processo industrial, e o mais famoso de todos, é atribuído à James Watt, que de 1769 à 1788 desenvolveu e aprimorou o regulador de esferas (Figura 1.2e), um controlador centrífugo para controle de velocidade de máquinas a vapor. O mecanismo controlava a velocidade através de duas esferas de metal girando ao redor de um eixo. Quando uma carga é aplicada ao motor, a sua velocidade diminui e as esferas giram mais próximas do eixo (menor força centrífuga). Este movimento faz abrir a válvula principal, admitindo mais vapor e aumentando a velocidade do motor.

Richard Arkwright, um inventor inglês considerado um dos precursores das técnicas de produção em série, acelerou o processo de industrialização quando, em 1769, utilizou a força da água corrente para a movimentação de uma máquina de tecer. Com uma máquina movida por uma correia acionada por uma roda hidráulica, estava criado o tear mecânico, que impulsionou a Revolução Industrial na Europa e contribuiu diretamente para a mudança dos hábitos de trabalho e das relações sociais da Idade Contemporânea. Nesta mesma época, em 1779, Pierre Simon Laplace idealizou a transformada de Laplace, a base para a maioria dos procedimentos de análise e projeto de sistemas de controle.

A primeira discussão sobre instabilidade em um sistema de controle com retroalimentação é atribuída a G. B. Airy, quando, em 1840, ele descobriu que o regulador de esferas de Watt apresentava movimentos instáveis. Mas o primeiro estudo sistemático sobre estabilidade foi feito por J. C. Maxwell, em 1868, que descreveu as equações diferenciais que governavam o movimento do regulador de esferas. Com seu trabalho, Maxwell demonstrou a importância e a utilidade de modelos e métodos matemáticos para a compreensão dos processos industriais e da própria teoria de controle. Na seqüência, E. J. Routh (em 1877) e A. Hurwitz (em 1885), de forma independente, criaram seus critérios de estabilidade. Mais tarde, em 1896, A. M. Lyapunov também desenvolveu seu critério de estabilidade, baseado em equações diferenciais não-lineares de movimento.

Em 1907, foi instalado pela *C. J. Tagliabue Company*, em Nova Iorque, o primeiro controlador de temperatura pneumático automático (do tipo liga-desliga), em uma unidade de pasteurização de leite. Na seqüência, Edgar H. Bristol, fundador da *Foxboro Instrument Company*, deu uma grande contribuição no desenvolvimento de sistemas de controle pneumáticos, ao protocolar, em 1914, o pedido da patente de um amplificador bocal-palhetas

(*flapper-nozzle amplifier*), o qual era capaz de prover ação proporcional. Entretanto, este controlador só começou a ser comercializado em 1919. Morris E. Leeds, fundador da *Leeds & Northrup Company*, obteve em 1920 uma patente de um controlador eletro-mecânico com ação integral. No entanto, inicialmente houve uma certa dificuldade de combinar as duas ações de controle, tanto que a primeira versão comercial de um controlador PI só foi disponível em 1929.

N. Minorsky, em 1922, realizou uma das primeiras aplicações de elementos deliberadamente não-lineares em sistemas a malha fechada em seu estudo de pilotagem automática de navios. Em 1932, ao reunir a transformada de Laplace e o princípio do argumento da teoria de Cauchy, H. Nyquist, da *Bell Telephone Laboratories*, desenvolveu um simples e notável critério de estabilidade de sistemas de malha fechada com base na resposta a entradas senoidais em regime permanente da malha aberta. No período de 1932 a 1942, também na *Bell Telephone Laboratories*, H. W. Bode desenvolveu uma das mais úteis técnicas no domínio da frequência para projeto de sistemas de controle.

Em 1935, Ralph Clarridge da *Taylor Instrument Companies* criou o controlador de três termos, ao utilizar um controlador que antecipava a variação no sinal de erro para solucionar um problema de oscilação de uma malha de controle de temperatura em uma indústria de celulose. Chamada inicialmente pelos engenheiros da empresa de *pre-act*, a ação derivativa foi testada apenas em casos especiais até o ano de 1939, quando uma versão totalmente reprojeta do controlador PID *Fulscope* foi oferecida como padrão nos sistemas de controle comerciais da empresa. No mesmo ano, a *Foxboro Instrument Company* lançou o controlador pneumático *Stabilog*, o qual possuía a tecnologia *hyper-reset*, baseada na derivada do sinal de erro.

Nos primeiros anos no mercado, apesar do controlador PID ter demonstrado sua importância em algumas aplicações consideradas difíceis, ainda havia grande dificuldade de difusão nos processos industriais. BENNETT (2001) cita três causas para este problema: (a) a não consideração da controlabilidade no projeto das unidades industriais; (b) a complexidade e fragilidade dos elementos de atuação; (c) e a inexistência de regras simples para ajuste dos parâmetros do controlador PID. As duas primeiras não estão relacionadas especificamente com o controlador, porém a terceira e mais importante causava impactos diretos na utilização do controlador PID.

A primeira tentativa de sucesso visando resolver este problema aconteceu em 1942, através do artigo "Optimum Settings for Automatic Controllers", de autoria de J. G. Ziegler e N. B. Nichols, ambos da *Taylor Instrument Companies*. Nele, foram apresentados dois procedimentos para sintonia dos controladores, através de simples regras de ajuste baseadas em características dinâmicas do processo. Este artigo foi um marco na história do controlador PID, pois ele foi uma das razões da sua disseminação, tanto que vários pesquisadores formularam novos métodos de ajuste a partir de suas idéias originais. Cabe ressaltar que Nichols era do Departamento de Pesquisa e Ziegler, do Departamento de Vendas, o que comprova a suposta necessidade de regras de ajuste simples para impulsionar a venda dos controladores PID, na época.

Em 1948, W. R. Evans, trabalhando no controle e orientação de aeronaves, desenvolveu o método do lugar das raízes. Este método é utilizado no projeto e análise da estabilidade de sistemas de controle, pois fornece uma representação gráfica das propriedades de um determinado sistema baseado nas raízes da equação característica do sistema. Em 12 de março de 1959, entrou em operação o primeiro sistema de controle assistido por computador, em uma unidade industrial. Foi utilizado um computador RW-300 para controlar 72 malhas de temperatura, 26 de vazão, 3 de pressão e 3 de composição, em uma unidade de polimerização catalítica da *Texaco* de Port Arthur, no Texas, Estados Unidos. O complexo sistema de controle projetado foi o fruto de um minucioso estudo realizado por um grupo de engenheiros da *Texaco* em conjunto com engenheiros da companhia aeroespacial *TRW* (*Thomson Ramo Woodridge*), onde foi requerido envolvimento da ordem de 30 anos-homem.

Em 1961, foi instalado, no chão de fábrica de uma empresa, o primeiro robô industrial, denominado *Unimate*, da *Unimation Inc.*, resultado da combinação de mecanismos articulados e a tecnologia de controle desenvolvida em máquinas operatrizes com comando numérico. A partir da década de 60, devido à crescente capacidade computacional dos computadores, houve um rápido desenvolvimento de novas tecnologias de controle, como preditor de Smith, controle preditivo, controle adaptativo, lógica *Fuzzy*, *gain schedule*, auto-ajuste, redes neuronais, controle robusto, controle ótimo, entre outros.

1.3 Motivação

Segundo um levantamento feito por TAKATSU et al. (1998), apesar da existência destas várias tecnologias, o controlador do tipo PID continua sendo inegavelmente o controlador mais utilizado. Isto pode ser comprovado através das seguintes citações (transcritas na forma original):

“The PID controller is by far the most common control algorithm. Most feedback loops are controlled by this algorithm or minor variations of it. It is implemented in many different forms, as a stand-alone controller or as a part of a DDC (Direct Digital Control) package or a hierarchical distributed process control system. Many thousands of instrument and control engineers worldwide are using such controllers in their daily work.” (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 1995, p. 59).

“One of the most powerful but complex mode operations combines the proportional, integral, and derivative modes. This system can be used for virtually any process condition.” (JOHNSON, 1997, p. 424).

“The popularity of PID controllers can be attributed partly to their robust performance in a wide range of operating conditions and partly to their functional simplicity, which allows engineers to operate them in a simple, straightforward manner.” (DORF e BISHOP, 1998, p. 703-704).

“The PID controller is well understood and accepted among operation personnel and control engineers due to the intuitive simplicity of the algorithm. Extensive process knowledge is not required to successfully implement PID control which is well suited for many process with different dynamics.” (KWOK et al., 2000, p. 9).

“Despite the fact that PID control is widely used in the process industries, poorly tuned control loops can be seen everywhere in industry. The derivative action is frequently switched off for the simple reason that it is difficult to tune properly. Even more embarrassing news to control engineers and researchers from industry is that the majority of closed-loop controllers increase the variability of process variables compared with open loop, instead of reducing it as desired.” (WANG, 2001, p. 105).

“The ubiquitous PID controller has continued to be the most widely used process control technique for many decades. Although advanced control techniques such as model predictive control can provide significant improvements, a PID controller that is properly designed and tuned has proved to be satisfactory for the vast majority of industrial control loops.” (CHEN e SEBORG, 2002, p. 4807).

“The PID control algorithm has played a dominant role in industrial process control systems for over sixty years. Consequently, many different methods have been proposed for determining the three controller parameters, i.e., proportional, integral, and derivative gains, to meet different requirements of various control applications.” (HWANG e HSIAO, 2002, p. 1).

“The most common control structure in the process industry is the PI. The derivative gain is often turned off.” (INGIMUNDARSON e HÄGGLUND, 2002, p. 887).

“PID controllers are used in large numbers in all industries. The controllers come in many different forms, are packaged as standard products, and are mass produced. The popularity of PID controllers is due to their functional simplicity and reliability. They provide robust and reliable performance for most systems if the PID parameters are determined or tuned to ensure a satisfactory closed-loop performance.” (MORADI et al., 2002, p. 1).

“Proportional-Integral (PI) controller are undoubtedly the most adopted controllers in industrial settings, because of their capability to provide satisfactory performances for a wide range of plants, despite their simplicity. In fact, for many processes the derivative term of the controller is not useful and it is often difficult to tune, so that practitioners prefer to avoid its use.” (PIAZZI e VISIOLI, 2002, p. 1).

“Because of their simplicity and effectiveness, PID controllers are the most effective and most widely used controllers in process control, although the modern control theory has been developed fast and deeply.” (ZHONG e LI, 2002, p. 1).

“Despite the development of advanced process control techniques, proportional-integral (PI) control is still the most commonly used control technique in the process

industries. The main reasons for this popularity are that PI controllers are often effective and are easy to implement and maintain by plant personnel.” (CHEN e SEBORG, 2003, p. 27).

“A survey of more than 11,000 controllers in the refining, chemicals, and pulp and paper industries showed that 97% of regulatory controllers had the PID structure.” (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 2004, p. 635).

Estas citações refletem as principais motivações para a realização deste trabalho. A redundância das informações foi proposital, de forma a enfatizar que o controlador do tipo PID é o mais utilizado industrialmente, estando presente em todos os sistemas de controle comerciais. O controlador do tipo PID também é de longe o mais estudado. Desde a sua criação, inúmeros métodos de ajuste foram propostos, bem como várias estruturas alternativas de controle baseadas no algoritmo PID, e inúmeros são os casos de aplicações industriais exitosas com o controlador PID.

Para reforçar a idéia de que a teoria dos controladores PID está bastante avançada, foi realizada uma pesquisa em um dos maiores banco de dados de engenharia na *internet* (EICOMPENDEX, 2004). A pesquisa foi feita para os seguintes termos: *PI Controller*, *PID Controller* e *Three Term Controller*, nos campos assunto/título/resumo (*subject/title/abstract*), somente em artigos de periódicos indexados (*journal article*), para cada ano específico, desde 1969 (porém a pesquisa só mostrou resultados a partir de 1982). Os resultados obtidos são mostrados na Figura 1.3.

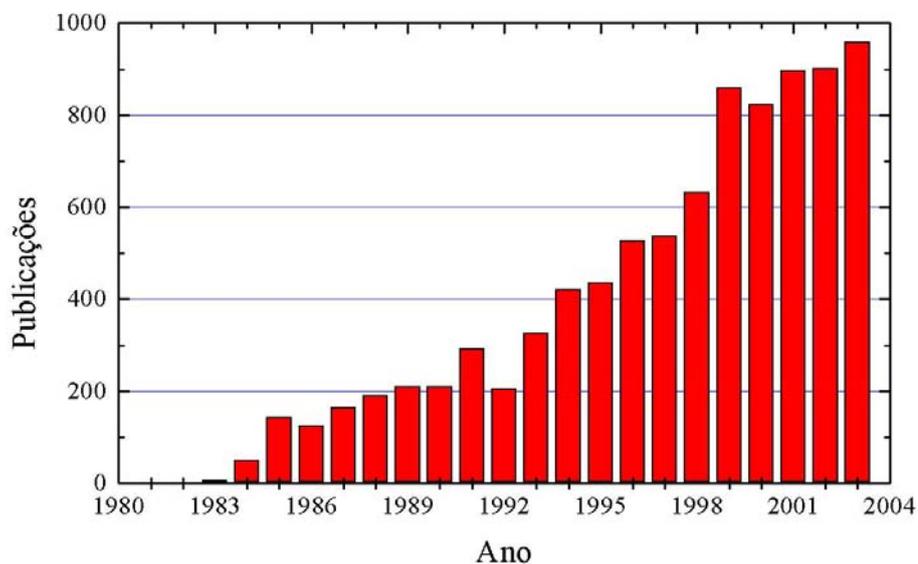


Figura 1.3: Número de publicações anuais em artigos de periódicos sobre controladores PID.

Observa-se na Figura 1.3, que há um grande número de publicações anuais a respeito de controladores PID, as quais continuam aumentando. Porém, chama atenção o fato de que este controlador, apesar de sua simplicidade, versatilidade e da capacidade de prover boa performance para a grande maioria dos processos industriais, não está sendo usado adequadamente, apresentando desempenho aquém do desejado.

Segundo uma pesquisa realizada em diversas fábricas de papel e celulose no Canadá, reportada em ÅSTRÖM e HÄGGLUND (1995), uma indústria de processos típica possui mais de 2000 malhas de controle e em 97% delas é utilizado o controlador PI. A constatação mais impressionante dessa pesquisa é que apenas 20% das malhas de controle estavam funcionando satisfatoriamente, diminuindo a variabilidade do processo. Em 30% dos casos, o ajuste dos parâmetros do controlador era inadequado. Em outros 30%, havia problemas nas válvulas de controle. Os 20% restantes apresentavam problemas diversos. A mesma fonte mostra os resultados de outra pesquisa similar que aponta que em 30% dos casos, o controlador opera em modo manual, 20% utilizam ajuste padrão do fabricante (*factory tuning*) e 30% apresentam problemas em válvulas e sensores.

Dessa forma, fica a seguinte questão: como um controlador tão simples, tão antigo, tão estudado, e o mais utilizado no mundo, não está funcionando satisfatoriamente na maioria das aplicações industriais? FONSECA et al. (2004) citam várias causas: problemas de processo e variações na dinâmica do mesmo; dificuldades de controle (não-linearidades, interações, perturbações e ruídos); estratégias de controle incompatíveis com as necessidades do processo e objetivos de controle; dimensionamento inadequado dos elementos da malha de controle; erros na implementação dos controladores PID, principalmente quando se utilizam controladores programáveis; problemas na instalação de instrumentos e atuadores; configurações inadequadas e problemas de calibração de instrumentos e atuadores; desgaste dos atuadores (histerese, folga e agarramento); sintonia inadequada; problemas de manutenção dos elementos da malha de controle; restrições e problemas operacionais; outros. Somam-se a estes, a existência de diferentes parametrizações para o algoritmo de controle PID e, não menos importante, a falta de tempo ou conhecimento do próprio processo.

Na verdade, este problema continua desafiador e mostra que ainda há espaço para o desenvolvimento de tecnologia voltada para melhorar o desempenho de malhas de controle utilizando controladores do tipo PID. Segundo ISAKSSON e GRAEBE (1999), a literatura mostra que o estado da arte em técnicas de projeto de controladores PID está bem avançada, porém, somente no que se refere a sistemas de baixa ordem (até segunda ordem). Para sistemas mais complexos, ou quando deseja-se um nível de desempenho maior, mantendo a robustez, ainda não há uma metodologia genérica e eficiente, que supra todas as deficiências apresentadas anteriormente e que cubra uma vasta gama de processos industriais. Neste cenário apresentado enquadra-se o foco desta dissertação de mestrado.

1.4 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está dividida em 6 capítulos. Este capítulo buscou introduzir o assunto da dissertação e apresentou uma revisão histórica dos principais desenvolvimentos em teorias de controle e aplicações práticas. Foram delineadas ainda, as principais motivações para a realização deste trabalho.

O Capítulo 2 faz um estudo a respeito dos tipos existentes de controladores PID, dos modos de controle básicos e das principais características apresentadas pelos algoritmos disponíveis em sistemas comerciais. Ele apresenta uma revisão dos métodos clássicos de ajuste de controladores PID existentes na literatura, e os principais índices de qualidade através dos quais quantifica-se a performance e robustez dos sistemas de controle.

O desenvolvimento teórico é apresentado no Capítulo 3, no qual é mostrada a metodologia desenvolvida para ajuste dos parâmetros do controlador PID, baseada em um problema de otimização no domínio da frequência, que minimiza a resposta do sistema em malha fechada, frente a uma mudança na variável de referência do tipo degrau unitário, e uma função desempenho alcançável, devidamente escolhida. São discutidos e explorados ainda, algumas características e particularidades do procedimento proposto e os principais fatores que limitam o desempenho de controladores. Para finalizar o capítulo, é descrito todo o procedimento necessário para a síntese de um controlador do tipo PID, para um determinado caso, fazendo-se uso da metodologia proposta.

Diversos estudos de caso foram realizados no Capítulo 4, explorando diferentes peculiaridades relacionadas ao projeto de controladores PID, utilizando a metodologia proposta. Foi analisado e discutido ainda, o efeito de algumas características usualmente encontradas em sistemas industriais sobre o desempenho do controlador. Adicionalmente, foi analisada a influência da função desempenho alcançável no projeto do sistema de controle, bem como, a utilização de diferentes tipos de filtros, capazes de alterar a estrutura do controlador, aumentando a sua ordem.

No Capítulo 5, é apresentada a extensão da metodologia desenvolvida para sistemas multi-modelos, quando e por que esta abordagem é necessária e as mudanças necessárias no método. Adicionalmente, é discutido a vantagem da resolução do problema de otimização gerado através de um procedimento min-max, onde minimiza-se o máximo desvio entre a resposta de todos os modelos considerados e uma única FDA. Um estudo de caso didático ilustra a eficiência desta abordagem, quando comparada com uma metodologia clássica.

As conclusões da dissertação são apresentadas no Capítulo 6. Nele, são apontadas as principais contribuições feitas por este trabalho para a área de controle de processos e feitas sugestões para a realização de trabalhos futuros, que possam dar continuidade ao que foi desenvolvido.

Para finalizar, foram incluídos dois apêndices: o primeiro, contendo diversos tipos de parametrizações de controladores PID e as respectivas formas convertidas para a configuração base utilizada na metodologia; e o segundo, mostrando uma interface gráfica desenvolvida para auxiliar e facilitar o projeto de controladores PID, utilizando a metodologia proposta.

Capítulo 2

Controladores

“The PID controller has remained arguably the top performing industrial controller since its inauguration, both in terms of sales and applications. This phenomenon is remarkable, since research and development in both the theoretical and application aspects of advanced and complex control systems has been persistently striving, judging by the greatly increased number of academic journals devoted to this area in the past two decades. The continued success of this controller provides a strong testimony to the rule-of-thumb in engineering practice, the TSTF (try simple things first) principle. Indeed, the PID controller has probably the most impressive record in terms of the number of successful industrial applications. It is simple to use, to the extent that almost everyone with some basic knowledge in control engineering can commission it satisfactorily. To some, however, it has become uninteresting, the incremental reward from doing more work to a controller as established as this has been deemed not worth the while. However, the irony remains that this 'simple and uninteresting controller' still provides the driving force to the millions of automation and manufacturing systems operating every day, in almost all industries where a control system is needed.” (TAN et al., 2002, p. 753).

2.1 Modos de Controle

O mais elementar modo de controle automático é o modo de duas posições, conhecido como controle liga-desliga (totalmente aberto ou totalmente fechado). É um modo descontínuo, muito utilizado para controle de sistemas simples com dinâmicas lentas, como o controle de temperatura de um ar condicionado. Apesar de não poder ser definido por uma equação analítica, ele pode ser representado pela Equação 2.1.

$$u(t) = \begin{cases} 0\% & e(t) \leq -\Delta e \\ 100\% & e(t) \geq \Delta e \end{cases} \quad (2.1)$$

Neste caso, Δe funciona como uma banda morta (histerese desejável no sistema), um pequeno intervalo de variação aceitável do erro onde não há variação da ação de controle. Este é um artifício bastante usado em implementações práticas, para evitar chaveamentos espúrios indesejados, quando o sinal de erro for próximo de zero. A Figura 2.1 mostra a relação entre o sinal de erro e a ação de controle gerada pelo modo de controle de duas posições com banda morta.

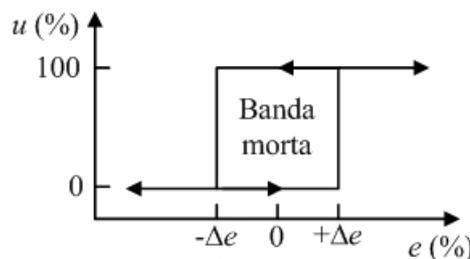


Figura 2.1: Ação de controle em função do sinal de erro gerada pelo controlador de duas posições com banda morta.

Uma extensão lógica do modo de controle de duas posições é o modo de múltiplas posições. Neste modo, a escala da variável manipulada pode assumir posições intermediárias, não somente os limites de escala, como anteriormente. Este modo tende a reduzir o efeito de oscilação da variável controlada, apresentado pelo modo de duas posições, no entanto, suas aplicações ainda são restritas. Existem outros modos de controle descontínuos que são variantes do modo de duas posições, voltados para aplicações específicas. Contudo, em processos industriais, a necessidade de um controle mais rigoroso requer a utilização de modos contínuos, onde a saída se altera suavemente em resposta a variações no sinal de erro. Estes modos são descritos a seguir.

2.1.1 Modo Proporcional

A ação de controle gerada pelo modo proporcional é diretamente proporcional a sua entrada, ou seja, o sinal de erro em função do tempo, como mostrado na Equação 2.2.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + u_0 \quad (2.2)$$

A Figura 2.2 mostra a relação entre o sinal de erro e a ação de controle gerada pelo modo de controle proporcional. Excluída a faixa de saturação da variável manipulada (sinal de erro fora da banda proporcional), cada valor de erro tem um único valor correspondente de ação de controle e vice-versa.

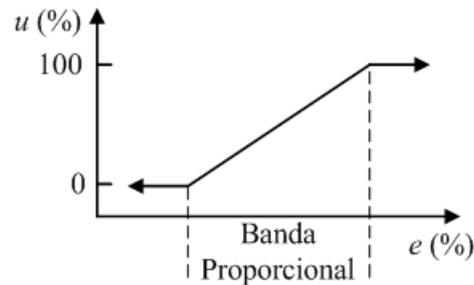


Figura 2.2: Ação de controle em função do sinal de erro gerada pelo controlador proporcional.

Como o ganho do controlador é dado pela inclinação da reta sobre a banda proporcional percentual (*BP*), a relação entre ambos é dada pela Equação 2.3. Esta representação é genérica para o caso onde a saída do controlador varia entre 0 e 100%. Para casos específicos onde isto não ocorre, esta relação não é válida.

$$BP = \frac{100}{K_p} \quad (2.3)$$

Neste caso, o controlador é apenas um amplificador com um ganho constante, quanto maior o erro, maior a ação de controle gerada. Assim, ele provê um rápido ajuste da variável manipulada, tornando mais rápida a dinâmica do processo. A principal desvantagem deste modo é que ele apresenta erro em regime permanente. O erro em regime permanente diminui com o aumento do ganho proporcional K_p , no entanto isto diminui a faixa correspondente à banda proporcional, tornando o controlador mais oscilatório. Cabe ressaltar que o controlador liga-desliga pode ser definido como sendo um controlador proporcional no limite onde a banda proporcional tende a zero.

2.1.2 Modo Integral

A ação de controle gerada pelo modo integral é proporcional à integral do sinal de erro no tempo, como mostrado na Equação 2.4. O grande benefício da sua utilização é a eliminação do erro em regime permanente, contudo, ela reduz a estabilidade da malha de controle (MOORE, 1999).

$$u(t) = K_I \cdot \int_0^t e(t) dt + u_0 \quad (2.4)$$

Esta equação mostra que a ação de controle depende do histórico do erro, desde que o processo de integração foi iniciado ($t = 0$) até o instante atual. A ação integral também pode ser vista como um mecanismo que atualiza automaticamente o valor base do controlador com ação proporcional. Devido a isto, ela foi originalmente denominada de *reset action*.

2.1.3 Modo Derivativo

A ação de controle gerada pelo modo derivativo é proporcional à taxa de variação do sinal de erro, ou seja, a sua derivada no tempo, segundo a Equação 2.5. Ela estima a tendência de aumento ou diminuição do erro futuro. Assim, este modo é capaz de aumentar a velocidade de correção do processo, pois atua de forma antecipatória quando são detectadas variações no sinal de erro. Por causa disso, a ação derivativa é bastante sensível a erros de alta frequência, como ruídos de processo e mudanças no valor de referência da variável controlada.

$$u(t) = K_D \cdot \frac{de(t)}{dt} + u_0 \quad (2.5)$$

Nota-se que o modo derivativo somente age quando há variação do erro no tempo. Se o erro for constante, mesmo que grande, não há ação corretiva. Por isso, este modo não é utilizado sozinho, mas associado com outros modos de controle.

2.2 Controlador PID

A união destes três modos básicos de controle contínuo produz um dos mais eficientes algoritmos de controle já desenvolvidos, o controlador PID, pois ele concilia simplicidade e atendimento às necessidades de controle para a grande maioria dos casos industriais. Contudo, a maneira como ocorre esta combinação pode variar significativamente, repercutindo em alteração no algoritmo dos controladores PID de diferentes fabricantes. Algumas alterações constituem em melhorias no algoritmo, outras, entretanto, remontam aos antigos mecanismos pneumáticos (RHINEHART, 1999). Apesar de existirem muitas formas, duas delas são mais difundidas e, assim, merecem especial atenção: a forma série ou interativa e a paralela ou não-interativa. Muitas parametrizações constituem em simples variações destas formas.

Cabe ressaltar que há uma certa confusão e contradição com relação a esta nomenclatura na literatura, sobre a qual deve se ter um certo cuidado. A forma paralela é assim chamada, pois os modos integral e derivativo são combinados paralelamente, ou seja, suas ações calculadas separadamente são somadas para compor a ação do controlador (Figura 2.3a). A representação matemática (função de transferência) do controlador PID na forma paralela é dada pela Equação 2.6. Já na forma série, a ação derivativa é adicionada em série à ação integral (Figura 2.3b). É também chamada de forma interativa, pois alterações no parâmetro de quaisquer dos modos também afetam os demais modos. Sua função de transferência é mostrada na Equação 2.7.

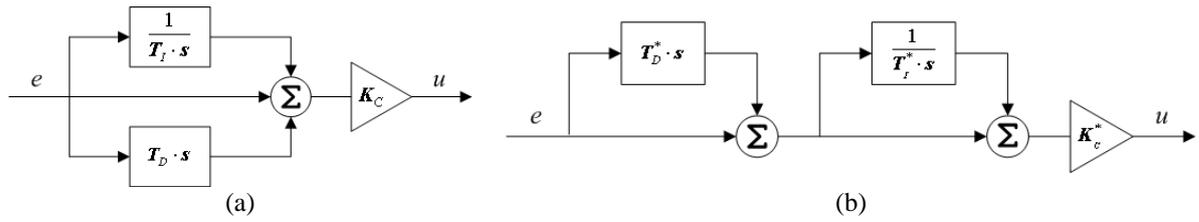


Figura 2.3: Representação esquemática das duas principais formas de controlador PID: (a) paralela; (b) série.

$$C(s) = K_C \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + T_D \cdot s \right) \quad (2.6)$$

$$C(s) = K_C^* \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I^* \cdot s} \right) \cdot (1 + T_D^* \cdot s) \quad (2.7)$$

A equivalência dos parâmetros entre estas duas parametrizações é dada pelas fórmulas de conversão mostradas na Tabela 2.1, onde os parâmetros com asterisco (*) correspondem à formulação do tipo série, para diferenciá-la da formulação do tipo paralela.

Tabela 2.1: Fórmulas de conversão entre os algoritmos PID na forma paralela e série.

Série → Paralela	Paralela → Série ($T_I^* \geq T_D^*$) ⁺	Paralela → Série ($T_D^* \geq T_I^*$) ⁺
$K_C = K_C^* \cdot \left(1 + \frac{T_D^*}{T_I^*} \right)$	$K_C^* = \frac{K_C}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$	$K_C^* = \frac{K_C}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$
$T_I = T_I^* + T_D^*$	$T_I^* = \frac{T_I}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$	$T_I^* = \frac{T_I}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$
$T_D = \frac{T_I^* \cdot T_D^*}{T_I^* + T_D^*}$	$T_D^* = \frac{T_I}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$	$T_D^* = \frac{T_I}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$

⁺ Fórmulas válidas somente para os casos onde $T_I \geq 4 \cdot T_D$

Pode-se observar nestas fórmulas que K_C é sempre maior que K_C^* , T_I é sempre maior que T_I^* e T_D é sempre menor que T_D^* . Além disso, existem dois conjuntos de parâmetros da forma série que reproduzem os mesmos parâmetros na forma paralela. O primeiro conjunto gera valores de T_I^* maiores que os valores de T_D^* , o oposto do segundo conjunto. Isso ocorre, porque para valores de T_D^* maiores que os valores de T_I^* , uma variação no valor de T_D^* possui maior influência sobre a ação integral do que sobre a ação derivativa, e vice-versa.

Os parâmetros da forma série sempre possuem parâmetros equivalentes na forma paralela, contudo, a recíproca não é verdadeira. Considerando-se que os parâmetros K_C^* , T_I^* e T_D^* possuem valores reais, a forma série só consegue reproduzir a forma paralela para casos onde $T_I \geq 4 \cdot T_D$, uma vez que, se $T_I < 4 \cdot T_D$, teremos o surgimento de zeros complexos e

consequentemente K_C^* , T_I^* e T_D^* complexos. Isto pode ser melhor visualizado na Figura 2.4, que mostra a curva da razão T_I / T_D , em função da respectiva razão T_I^* / T_D^* na forma série.

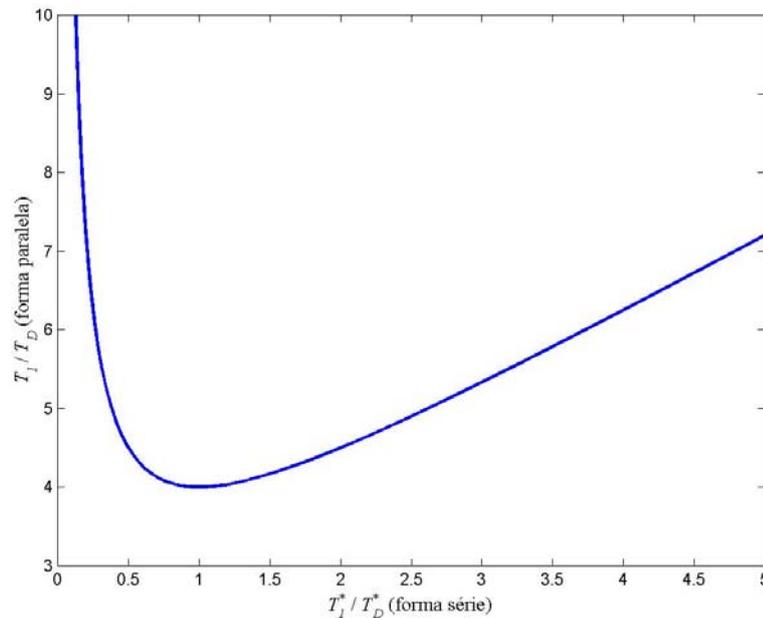


Figura 2.4: Relação entre a razão das constantes de tempo integral e derivativa das formas paralela e série.

A forma série acabou se difundindo mais e se tornando mais usual devido a sua estrutura interativa, que facilita o ajuste manual do controlador. Inicialmente, é sintonizado um controlador PI e posteriormente insere-se a ação derivativa. Para melhorar a performance, quando da inserção da ação derivativa, deve-se aumentar as parcelas proporcional e integral, o que já é automaticamente realizado quando se faz uso da forma série (TRIERWEILER e FACCIN, 2002).

SHINSKEY (1979) realizou uma bateria de testes, controlando um processo de elevada ordem com os dois tipos de controlador PID (a forma série e a paralela). Ele concluiu que a forma paralela produz melhor desempenho que a forma série, porém é mais sensível a variações nos parâmetros do processo quando $T_I \cong T_D$. Como a forma série não permite esta configuração, pois a razão T_I / T_D é sempre maior que 4, esta forma seria mais segura para o usuário menos experiente. Este talvez seja um dos motivos pela maior utilização da forma série.

Já em SHINSKEY (1988), são mostrados os ajustes ótimos considerando o critério IAE para rejeição à distúrbios na carga do tipo degrau, para as duas formas de controladores PID (série e paralela), baseadas em processos de primeira ordem com tempo morto e processos integradores. Para processos integradores, a forma paralela produz resultados 3% melhores. Para sistemas de primeira ordem com tempo morto, quando o tempo morto é pequeno, não há diferença de desempenho entre as formas paralela e série, porém, com o aumento do tempo morto, esta diferença tende a aumentar, pois para estes casos, a relação ótima T_I / T_D deve ser menor que 4, o que não pode ser atingido com a forma série.

Em um estudo comparativo entre o desempenho das duas formas de controladores, reportado em FACCIN e TRIERWEILER (2004a), concluiu-se que a forma paralela produz melhor desempenho e apresenta melhor estabilidade para sistemas de segunda ordem subamortecidos. Em suma, a forma paralela, por ser mais flexível e versátil (pode gerar zeros complexos), é capaz de prover melhor desempenho para sistemas dinâmicos, porém o ajuste de seus parâmetros é mais complexo, devendo ser feito de maneira simultânea, o que requer uma metodologia sistemática mais apurada. Segundo SKOGESTAD (2004), o ajuste dos parâmetros da forma série é mais simples e intuitivo, o que poderia explicar, em parte, a maior popularidade deste algoritmo.

2.3 Parametrizações Comerciais

Os algoritmos apresentados anteriormente são apenas didáticos. Para utilização em processos industriais, alguns detalhes devem ser considerados para garantir a funcionalidade e operacionalidade do sistema de controle. Adicionalmente, cada fabricante implementa o algoritmo de forma particular, de acordo com a tecnologia desenvolvida pelo mesmo. Dessa forma, é grande o número de parametrizações de controladores PID existentes em plataformas comerciais e operando diariamente nas indústrias de todo o mundo.

Para fazer o ajuste dos parâmetros do controlador, é necessário conhecer a estrutura e parametrização do mesmo, o que lamentavelmente, nem sempre está disponível nos manuais dos fabricantes. Não raro, alguns fabricantes desenvolvem novos artifícios para melhorar o desempenho ou facilitar o ajuste, como filtros ou outros mecanismos, e os utilizam como diferenciais do produto no mercado. Dessa forma, tais artifícios não são abertos ao cliente, tornando o usuário dependente do desenvolvedor da tecnologia, e limitando, principalmente, a exploração de todas as potencialidades disponíveis nestes sistemas de controle. A seguir são discutidas algumas características que devem ser levadas em conta para aplicação em nível industrial do controlador PID.

2.3.1 Transição Manual-Automático

Nos antigos controladores PID pneumáticos, a transição do modo de operação manual (malha aberta, sem controlador) para o modo automático (malha fechada, com controlador) não era um procedimento simples, devido a necessidade de redirecionar o fluxo do suprimento de ar da válvula pneumática, para passar através de um mecanismo regulador. Dessa forma, o controlador seria capaz de alterar o fluxo de ar, variando a pressão exercida sobre a cabeça da válvula e, conseqüentemente, a sua posição.

Mas o principal problema envolvido neste procedimento era a ocorrência de um salto inicial indesejado na ação de controle, o chamado *bump*. Como o valor de referência da variável controlada era normalmente ajustado através de um botão, ou algum mecanismo similar, ele possuía memória, guardando a última posição selecionada. Ao entrar no modo

automático, este valor poderia diferir consideravelmente do valor medido da variável controlada. Este sinal de erro inicial produzia uma ação corretiva, tão maior quanto maior o ganho do controlador, causando uma variação brusca na ação de controle. Na prática, isto podia ser minimizado, selecionando um valor de referência mais próximo possível do valor medido antes de ligar o controlador, o que continuava sendo dependente da ação do operador.

Ao longo dos anos, diversas tecnologias foram desenvolvidas para evitar este problema. Contudo, com o advento dos controladores digitais, a solução ficou bem mais fácil. Atualmente, implementações inteligentes (chamadas de *bumpless*), conseguem eliminar este problema através de um simples processo de inicialização (maiores detalhes em GRAEBE e AHLÉN, 1996). Ao entrar em modo automático, o controlador faz a primeira leitura da variável controlada e força a variável de referência para este valor, produzindo um sinal de erro inicial nulo. Após a inicialização, este valor pode ser alterado normalmente pelo operador e ao sair de operação, o valor de referência atual do controlador é apagado, sendo definido novamente, no próximo processo de inicialização.

2.3.2 Normalização das Variáveis

Uma característica bastante comum nos controladores existentes em pacotes comerciais é a normalização das variáveis envolvidas no cálculo das ações de controle. Este procedimento visa escalonar as variáveis de diferentes tipos de processo, utilizando uma escala padrão, normalmente a própria faixa de operação admissível da variável. Isto evita a utilização de valores extremos (muito baixos ou elevados), os quais são um problema para sistemas de controle digitais discretos, devido a erros de precisão, truncamento ou da própria operacionalidade dos cálculos. Além disso, o escalonamento evita a preocupação com a especificação das unidades das variáveis, pois assim, elas ficam padronizadas em valores percentuais de uma faixa de operação específica.

Os algoritmos que utilizam as variáveis normalizadas no cálculo também geram ações de controle normalizadas, que devem ser tratadas (desnormalizadas) para efetiva aplicação no processo. Neste caso, cabe ressaltar que o ganho do controlador (e eventualmente outros parâmetros), também são normalizados e merecem especial atenção no momento do ajuste. Normalmente, são indicados métodos específicos para ajuste, ou no caso da utilização de métodos clássicos, deve-se realizar algum procedimento de conversão. Em alguns casos, em vez de especificar o valor do ganho proporcional, especifica-se o valor percentual da banda proporcional, conforme Equação 2.3.

Uma preocupação adicional está relacionada com as constantes de tempo integral e derivativa (respectivamente T_I e T_D). Estas variáveis possuem unidades de tempo (segundo, minuto ou hora), e como tal devem ser consideradas para efeitos de ajuste. Em certos casos, a resposta do controlador torna-se insatisfatória pela não observância destes preceitos, que podem ser específicos para cada sistema de controle .

2.3.3 Integração Excessiva em Caso de Saturação

Quando o valor da variável manipulada alcança uma restrição operacional (limite máximo ou mínimo) do atuador, ocorre a saturação do sinal de controle. Isto equivale a perder um grau de liberdade no sistema de controle, pois o atuador permanecerá no respectivo limite, independentemente da saída do processo, até que o mesmo saia da restrição.

Quando isto ocorre, e o controlador possui ação integral, o sinal de erro continuará a ser integrado, acumulando a saída da ação integral. Assim, a ação de controle permanece na saturação além do tempo necessário, até que todo este erro integrado excessivamente seja cancelado por um sinal de erro de sinal oposto. Este fenômeno é conhecido por *wind-up*, e é responsável por tornar a resposta transitória do sistema lenta e oscilatória, características extremamente indesejadas em processos industriais.

Dessa forma, a quase totalidade dos controladores PID existentes em pacotes comerciais possui alguma estratégia de modo a minimizar ou eliminar este efeito indesejado (estratégias *anti wind-up*). Antigamente, os fabricantes de controladores analógicos inventaram e incorporaram diversas destas estratégias em seus controladores de forma secreta, e sua funcionalidade acabava se tornando característica para competição de mercado. Em alguns casos, elas não atuavam de forma satisfatória, e não raro, acabavam limitando a própria performance do controlador.

Com o advento dos controladores digitais, o problema voltou à tona. Novas estratégias foram desenvolvidas e tornaram-se mais comuns, como: integração condicional e chaveamento da ação integral, onde a mesma é desativada em caso de saturação ou outros casos específicos; *back-calculation*, onde o termo integral é corrigido dinamicamente através da adição de uma nova constante de tempo, de forma que a ação de controle permaneça no valor limite do atuador em caso de saturação; e outras incorporadas no algoritmo de cálculo são muito usadas (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 1995).

Cabe ressaltar que algoritmos de controladores PID digitais implementados na forma incremental, também chamada forma velocidade, apresentam estratégia *anti-windup* intrínseca, pois a ação de controle calculada a cada tempo de amostragem é o incremento a ser adicionado à ação de controle. Em caso de saturação, o incremento só é adicionado quando o mesmo fizer a variável manipulada sair da condição de saturação. Além de simples, esta técnica não apresenta as desvantagens das anteriores, como a desativação da ação de controle em certas condições e a adição de mais um parâmetro de ajuste.

2.3.4 Limitações da Ação Derivativa

A função de transferência do modo de controle derivativo implica em um ganho que cresce com o aumento da frequência, tornando o controlador muito sensível a distúrbios de alta frequência, como ruídos de processo e variações do tipo degrau no valor da variável de referência. Assim, na prática, a ação derivativa é implementada com a introdução de um filtro de primeira ordem, cujo pólo tem a função de limitar o ganho do controlador em altas

freqüências, evitando assim, a propagação de ruído (BAZANELLA e SILVA JR., 1999). Dessa forma, o modo de controle derivativo é dado, tipicamente, pela Equação 2.8.

$$D(s) = \frac{T_D \cdot s}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1} \quad (2.8)$$

Quanto menor o valor de α , mais próximo da ação derivativa pura. Em alguns controladores, este é um parâmetro de ajuste, em outros casos, entretanto, possui um valor fixo (normalmente 0,1). A existência deste filtro torna muito mais difícil a conversão dos parâmetros entre as formas paralela e série, não garantindo a equivalência das fórmulas apresentadas na Tabela 2.1. A Figura 2.5 ilustra o efeito do filtro da ação derivativa em altas freqüências, para diferentes valores de α . Observa-se que para o caso de $\alpha = 0,1$, o ganho fica limitado a partir de $\omega \cdot T_D = 10$ rad, em 20 dB.

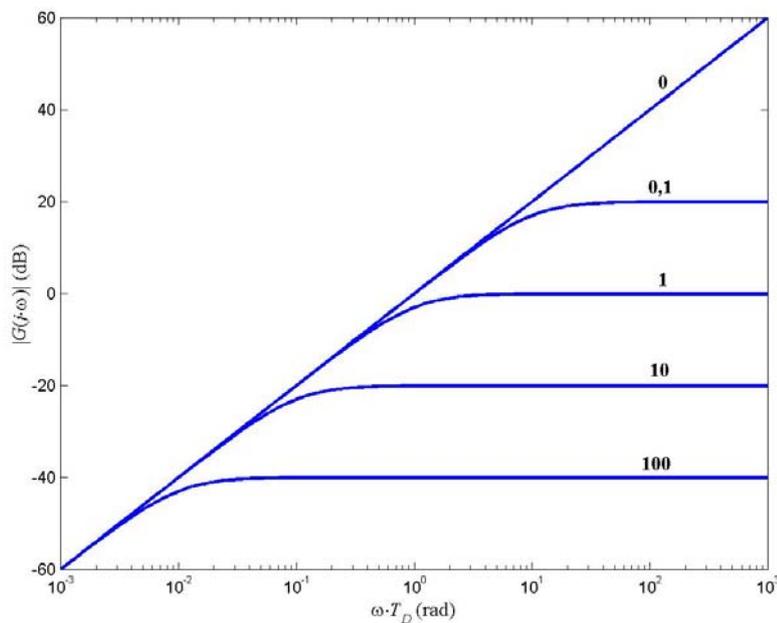


Figura 2.5: Efeito do filtro da ação derivativa para diferentes valores de α .

O motivo da ação derivativa apresentar uma grande sensibilidade a mudanças no valor de referência da variável controlada é devido ao fato destas mudanças serem realizadas na forma de um degrau, cuja derivada é um impulso. Dessa forma, o controlador com ação derivativa apresentará uma alteração brusca na ação de controle, produzindo uma sobrelevação excessiva indesejada no processo e causando, muitas vezes, saturação na variável manipulada. A ação derivativa com filtro ameniza tal problema, contudo, para eliminá-lo na prática, opta-se por utilizar a ação derivativa atuando somente sobre a variável controlada, ao invés do sinal de erro. Este procedimento, além de usual, é muitas vezes imprescindível, tanto que CORRIPIO (2001, p. 104) é enfático ao afirmar “there is never a good reason for having the derivative act on the error”.

2.4 Implementações Digitais

Para utilização do algoritmo de controle PID em sistemas digitais, é necessária a sua conversão para a forma discreta, onde uma nova ação de controle é executada após um intervalo regular de tempo, denominado tempo de amostragem (h). Dentro do intervalo entre cada tempo de amostragem, a ação de controle é, normalmente, mantida constante. Neste processo de conversão, no entanto, os operadores integral e derivada necessitam ser aproximados por operações discretas equivalentes.

Algumas formas de aproximação dos termos integral e derivativo do controlador PID, obtidas em ÅSTRÖM e HÄGGLUND (1995), são mostradas respectivamente na Tabela 2.2 e Tabela 2.3. O termo derivativo já é considerado atuando somente na variável de processo e com filtro de primeira ordem. As aproximações do termo integral dão resultados bastante similares, no entanto as aproximações do termo derivativo podem diferir consideravelmente. A aproximação de Tustin e a aproximação implícita não são aconselhadas para valores pequenos de T_D , devido à natureza do processo de discretização. A aproximação implícita se torna, inclusive, instável para valores de T_D menores que $h / 2\alpha$.

Tabela 2.2: Aproximações discretas do termo integral.

Termo Integral	$\frac{dI(t)}{dt} = \frac{K_C}{T_I} \cdot e(t)$
Aproximação Explícita	$I(t_{k+1}) = I(t_k) + \frac{K_C \cdot h}{T_I} \cdot e(t_k)$
Aproximação Implícita	$I(t_{k+1}) = I(t_k) + \frac{K_C \cdot h}{T_I} \cdot e(t_{k+1})$
Aproximação de Tustin (Regra dos Trapézios)	$I(t_{k+1}) = I(t_k) + \frac{K_C \cdot h}{T_I} \cdot \frac{e(t_{k+1}) + e(t_k)}{2}$

Tabela 2.3: Aproximações discretas do termo derivativo.

Termo Derivativo	$\alpha \cdot T_D \cdot \frac{dD(t)}{dt} + D(t) = -K_C \cdot T_D \cdot \frac{dy(t)}{dt}$
Aproximação Explícita	$D(t_{k+1}) = \left(\frac{\alpha \cdot T_D}{\alpha \cdot T_D + h} \right) \cdot D(t_k) - \frac{K_C \cdot T_D}{\alpha \cdot T_D + h} \cdot (y(t_{k+1}) - y(t_k))$
Aproximação Implícita	$D(t_{k+1}) = \left(1 - \frac{h}{\alpha \cdot T_D} \right) \cdot D(t_k) - \frac{K_C}{\alpha} \cdot (y(t_{k+1}) - y(t_k))$
Aproximação de Tustin (Regra dos Trapézios)	$D(t_{k+1}) = \left(\frac{2 \cdot \alpha \cdot T_D - h}{2 \cdot \alpha \cdot T_D + h} \right) \cdot D(t_k) - \frac{2 \cdot K_C \cdot T_D}{2 \cdot \alpha \cdot T_D + h} \cdot (y(t_{k+1}) - y(t_k))$

Dessa forma, o resultado obtido com o algoritmo PID discreto é também dependente do tempo de amostragem escolhido. Quanto menor o tempo de amostragem, mais próxima da ação original fica a ação discreta, porém, maior é a carga computacional requerida e maiores podem ser os erros numéricos envolvidos nos cálculos. Na verdade, a escolha do tempo de amostragem adequado requer um certo compromisso entre o esforço computacional e a obtenção de informações suficientes da dinâmica do processo a ser controlado. Na prática, aconselha-se a utilização de um tempo de amostragem cujo valor seja aproximadamente um décimo do valor do tempo de subida do sistema, pois assim ele é capaz de capturar a dinâmica do sistema de forma adequada. O efeito do tempo de amostragem sobre o desempenho de um sistema de controle não será analisado neste trabalho, porém, para maiores informações, recomenda-se consultar ÅSTRÖM e WITTENMARK (1997) ou CORRIPIO (2001).

2.5 Métodos de Ajuste

No projeto de um controlador, é desejável que existam alguns parâmetros que possam influenciar a performance do sistema. Estes parâmetros são normalmente definidos a partir de certas especificações. Um bom método de ajuste de parâmetros leva em conta várias destas especificações de forma equilibrada. Apesar da existência de vários métodos de ajuste, em muitos casos, o ajuste manual ainda é utilizado, onde os parâmetros são ajustados independentemente por tentativa-e-erro, ou com um procedimento básico para cada caso específico. Com este procedimento, a ação derivativa normalmente não é utilizada, e a sua performance só é adequada para sistemas simples ou que não requeiram controle rigoroso.

No entanto, para sistemas mais complexos ou onde deseja-se um melhor desempenho, faz-se necessária a utilização de algum método sistemático para ajuste dos parâmetros de um controlador PID. Vários métodos de ajuste de controladores foram propostos nos últimos sessenta anos. Eles podem ser classificados em empíricos, analíticos ou obtidos através de algum tipo de otimização. Existem métodos baseados em modelos do processo operando em malha aberta ou modelos em malha fechada, e existem ainda métodos no domínio da frequência. Uma boa coletânea de métodos de ajuste de controladores PID pode ser encontrada em livros como ÅSTRÖM e HÄGGLUND (1995) e O'DWYER (2003).

Dentre os vários tipos de métodos, os mais difundidos são os métodos que apresentam regras de ajuste baseadas em um modelo aproximado do processo, representado normalmente por uma função de transferência de primeira ordem com tempo morto, conforme mostrado na Equação 2.9. Devido à sua relevância, serão discutidos de forma mais detalhada alguns métodos clássicos que se utilizam desta técnica. Cabe ressaltar, que os trabalhos citados foram transcritos de seus artigos originais, visto que, muitos livros-texto de controle fazem referências a estes trabalhos de forma errada ou com algumas alterações significativas, que podem comprometer os resultados obtidos.

$$G = \frac{K}{\tau \cdot s + 1} \cdot e^{-\theta \cdot s} \quad (2.9)$$

2.5.1 Método ZN

Desenvolvido por J. G. Ziegler e N. B. Nichols, ambos da *Taylor Instrument Companies*, foi o primeiro método de ajuste sistemático dos parâmetros de um controlador PID (ZIEGLER e NICHOLS, 1942). Os autores desenvolveram regras empíricas de ajuste dos parâmetros do controlador baseado em testes práticos manuais realizados em determinados processos com o controlador comercial *Fulscope* da *Taylor*. Este trabalho tem como grande diferencial o caráter inovador, simplista e prático, porém não mostra embasamento teórico apurado.

Cabe ressaltar que o artigo recomenda duas regras de ajuste, uma baseada em características do sistema em malha fechada (ganho e período ultimo) e uma baseada na curva de reação do processo, modelada através de dois parâmetros (o tempo morto efetivo e a declividade da curva no ponto de maior inclinação). Posteriormente, SMITH e CORRIPIO (1985) mostraram a equivalência deste ajuste para uma função de primeira ordem com tempo morto. Estas regras são mostradas na Tabela 2.4.

Na literatura, há uma certa divergência a respeito de para qual algoritmo PID foi proposto o método ZN, visto que o artigo original não especifica tal informação. Alguns pesquisadores acreditavam ser para a forma série e outros para a forma paralela. Contudo, em um minucioso estudo, reportado em HELLEM (2001), foram realizadas diversas simulações reproduzindo as condições especificadas no artigo original para diversos algoritmos PID. Os resultados obtidos mostraram que a forma paralela mostrou-se mais compatível com os ajustes propostos por Ziegler e Nichols.

2.5.2 Método CHR

Desenvolvido no *Massachusetts Institute of Technology*, por K. L. Chien, J. A. Hrones e J. B. Reswick, foi o primeiro trabalho a utilizar um modelo aproximado de primeira ordem com tempo morto, representativo do comportamento de sistemas de alta ordem (CHIEN et al., 1952). Este trabalho foi, ainda, o pioneiro na determinação de regras de ajuste diferenciadas para características servo e regulatórias.

Este trabalho apresenta um estudo acadêmico-teórico bem fundamentado, mostrando regras de ajuste dos parâmetros de controladores PID para três diferentes parametrizações (duas na forma paralela e uma na forma série), obtidas através de simulações realizadas em um computador eletrônico analógico, para diversas condições e segundo dois critérios: resposta mais rápida sem sobrelevação, e resposta mais rápida com máxima sobrelevação de 20%. As regras de ajuste para características servo, considerando os dois critérios (CHR - 0% e CHR - 20%, respectivamente), são mostradas na Tabela 2.4.

2.5.3 Método CC

Proposto em 1953 pelo engenheiro G. H. Cohen e pelo matemático G. A. Coon, ambos da *Taylor Instrument Companies*, este método também é baseado em um critério de razão de decaimento de 1/4 (como no método ZN), em resposta a um distúrbio na carga (COHEN e COON, 1953). Como a sintonia do controlador, para sistemas de primeira ordem com tempo morto, com base neste critério, pode diferir devido a existência de um número infinito de modos harmônicos, soluções da equação característica fundamental, os autores realizaram um estudo teórico para obter os parâmetros adequados de acordo com o modo harmônico fundamental (de menor frequência e maior amplitude).

O método apresenta os resultados obtidos para duas parametrizações, uma na forma série e outra na forma paralela. As regras de ajuste recomendadas pelo método, e apresentadas na Tabela 2.4, são normalmente bastante agressivas, conferindo um bom desempenho para rejeição à distúrbios, contudo, são muito oscilatórias para mudanças no valor da variável de referência, além de gerarem, geralmente, um controlador pouco robusto.

2.5.4 Método ITAE

Um grupo de pesquisadores da *Louisiana State University* desenvolveu na década de 60 uma metodologia para minimização de critérios de desempenho baseados nas integrais de erro IAE, ISE e ITAE. A partir da resolução de um problema de otimização multiobjetivo, foram obtidas regras ótimas de ajuste dos parâmetros do controlador PID para diferentes conjuntos de parâmetros de um modelo de primeira ordem com tempo morto.

Em LOPEZ et. al. (1967) são mostrados os resultados ótimos obtidos para características regulatórias, e em ROVIRA et al. (1969), são mostrados os resultados ótimos para características servo. Em um terceiro trabalho (LOPEZ et al., 1969), onde foi realizado um estudo mais aprofundado dos resultados ótimos para controladores digitais discretos, foi recomendado a utilização dos resultados ótimos para o critério ITAE, por apresentarem, de um modo geral, melhor desempenho que os demais critérios. Dessa forma, as regras baseadas no critério ITAE para características servo e regulatórias são mostradas na Tabela 2.4 (respectivamente ITAE - s e ITAE - r).

2.5.5 Método IMC

Em 1986, D. E. Rivera, M. Morari e S. Skogestad, do *California Institute of Technology*, demonstraram analiticamente que a estrutura IMC (*Internal Model Control*), proposta inicialmente por GARCIA e MORARI (1982), quando utilizada para o projeto de controladores, conduz naturalmente a um algoritmo de controle do tipo PID (ocasionalmente aumentado por um filtro de primeira ordem), para um grande número de modelos tipicamente encontrados nos processos industriais (RIVERA et al., 1986).

O trabalho apresenta uma base teórica bastante fundamentada, analisando aspectos de desempenho, robustez e alguns fatores limitantes no desempenho do sistema de controle. Especificamente, para um modelo de primeira ordem com tempo morto, há uma análise mais detalhada, onde é proposta uma regra de ajuste para os parâmetros de um controlador PID na forma paralela com e sem filtro. Para ambos os casos, as regras são dadas em função de um parâmetro ajustável λ , que determina a velocidade da resposta. Na Tabela 2.4, é mostrado o ajuste sugerido para o controlador PID paralelo (sem filtro), utilizando o valor recomendado de $\lambda = 0,8 \cdot \theta$, que representa um bom compromisso entre desempenho e robustez.

2.5.6 Comparação dos Métodos

A Tabela 2.4 sintetiza as regras de ajuste dos parâmetros K_C , T_I e T_D , segundo os diferentes métodos citados anteriormente, com base no algoritmo na forma paralela representado pela Equação 2.6. As relações apresentadas são recomendadas para um determinado intervalo da razão θ/τ . As regras de ajuste do método IMC são recomendadas para $\theta/\tau > 0,125$ (RIVERA et al., 1986). Para valores abaixo deste intervalo, deve-se utilizar outra métrica para definir o valor do parâmetro ajustável λ . As demais regras de ajuste são recomendadas para $0,1 < \theta/\tau < 1,0$ (OGUNNAIKE e RAY, 1994).

Tabela 2.4: Regras de ajuste dos parâmetros do controlador PID na forma paralela.

Método	K_C	T_I	T_D
ZN	$\frac{1,2 \cdot \tau}{K \cdot \theta}$	$2 \cdot \theta$	$0,5 \cdot \theta$
CHR - 0%	$\frac{0,6 \cdot \tau}{K \cdot \theta}$	τ	$0,5 \cdot \theta$
CHR - 20%	$\frac{0,95 \cdot \tau}{K \cdot \theta}$	$1,357 \cdot \tau$	$0,474 \cdot \theta$
CC	$\frac{1}{K} \cdot \left(0,25 + 1,35 \cdot \frac{\tau}{\theta} \right)$	$\theta \cdot \left(\frac{1,35 + 0,25 \cdot \frac{\theta}{\tau}}{0,54 + 0,33 \cdot \frac{\theta}{\tau}} \right)$	$\frac{0,5 \cdot \theta}{1,35 + 0,25 \cdot \frac{\theta}{\tau}}$
ITAE - s	$\frac{0,965}{K} \cdot \left(\frac{\tau}{\theta} \right)^{0,85}$	$\frac{\tau}{0,796 - 0,1465 \cdot \frac{\theta}{\tau}}$	$0,308 \cdot \tau \cdot \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,929}$
ITAE - r	$\frac{1,357}{K} \cdot \left(\frac{\tau}{\theta} \right)^{0,947}$	$\frac{\tau}{0,842} \cdot \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,738}$	$0,381 \cdot \tau \cdot \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,995}$
IMC	$\frac{2 \cdot \tau + \theta}{2,6 \cdot K \cdot \theta}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$	$\frac{\tau \cdot \theta}{2 \cdot \tau + \theta}$

É interessante analisar e comparar estes métodos considerando os parâmetros nas formas adimensionalizadas $K \cdot K_C$, T_I / τ e T_D / τ , para os quais são estabelecidas expressões em função da razão θ/τ . O comportamento destes parâmetros adimensionalizados para o intervalo $0,1 < \theta/\tau < 1,0$ pode ser melhor visualizado nos gráficos mostrados a seguir.

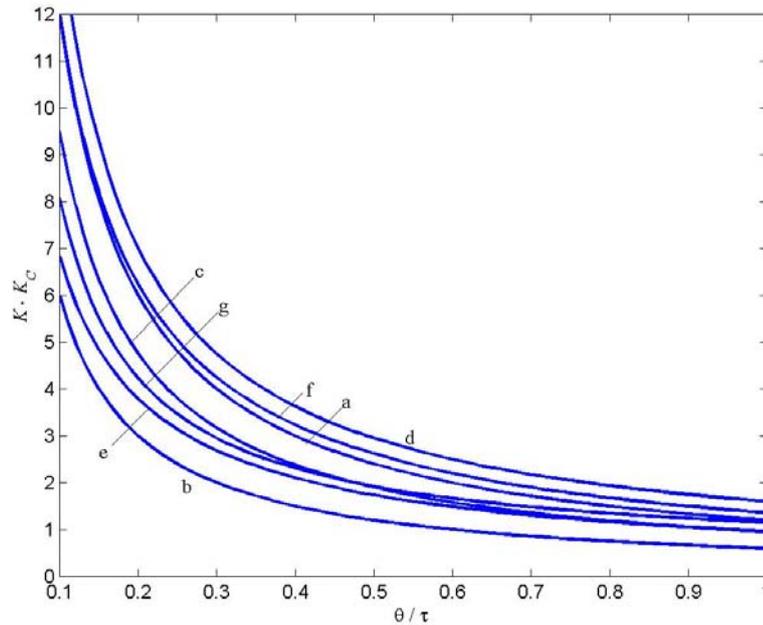


Figura 2.6: Relação $K \cdot K_C$ em função da razão θ/τ para os métodos: (a) ZN; (b) CHR - 0%; (c) CHR - 20%; (d) CC; (e) ITAE - s; (f) ITAE - r; (g) IMC.

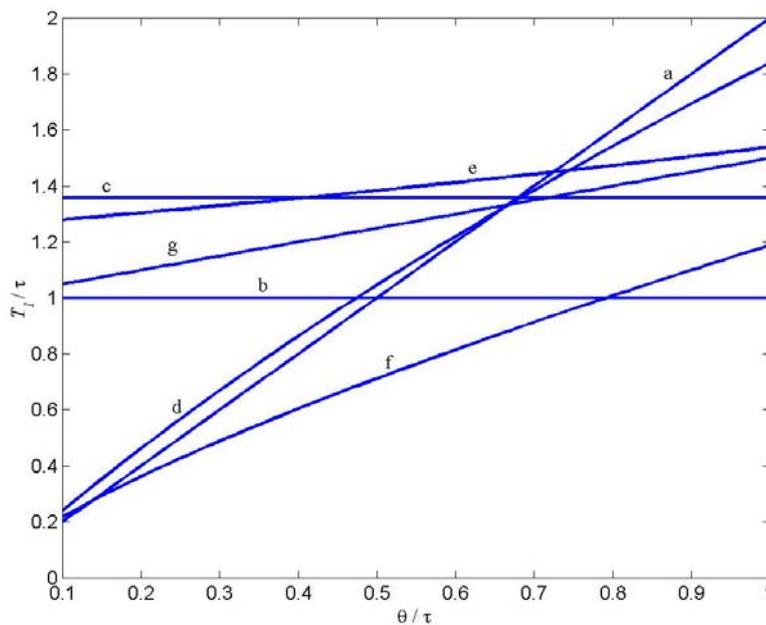


Figura 2.7: Relação T_I/τ em função da razão θ/τ para os métodos: (a) ZN; (b) CHR - 0%; (c) CHR - 20%; (d) CC; (e) ITAE - s; (f) ITAE - r; (g) IMC.

Através da Figura 2.6, pode-se notar que a relação $K \cdot K_C$ é monotonamente decrescente com o aumento da razão θ/τ , para todos os métodos. O método CHR - 0% apresenta os menores ganhos para todo o intervalo considerado, o oposto do método CC. O método IMC é o único recomendado para valores maiores do que os considerados, pois é o que apresenta a menor taxa de variação, mantendo assim valores de ganho aparentemente adequados, mesmo para modelos com elevada razão θ/τ .

A relação T_I / τ é monotonamente crescente com o aumento da razão θ/τ , exceto para os métodos CHR, onde esta relação se mantém constante (Figura 2.7). Pode-se notar ainda que o método ZN apresenta a maior variação no intervalo considerado, visto que no limite inferior ele possui o menor valor e no limite superior o maior valor.

As curvas mostradas na Figura 2.8 são as que apresentam as menores discrepâncias, principalmente para valores da razão θ/τ muito pequenos, como era de se esperar. Todas as curvas também são monotonamente crescentes, entretanto, a correspondente ao método IMC é a que mais se afasta da tendência linear. Adicionalmente, os maiores valores da relação T_D / τ são apresentados pelos métodos ZN e CHR - 0%, para todo o intervalo considerado.

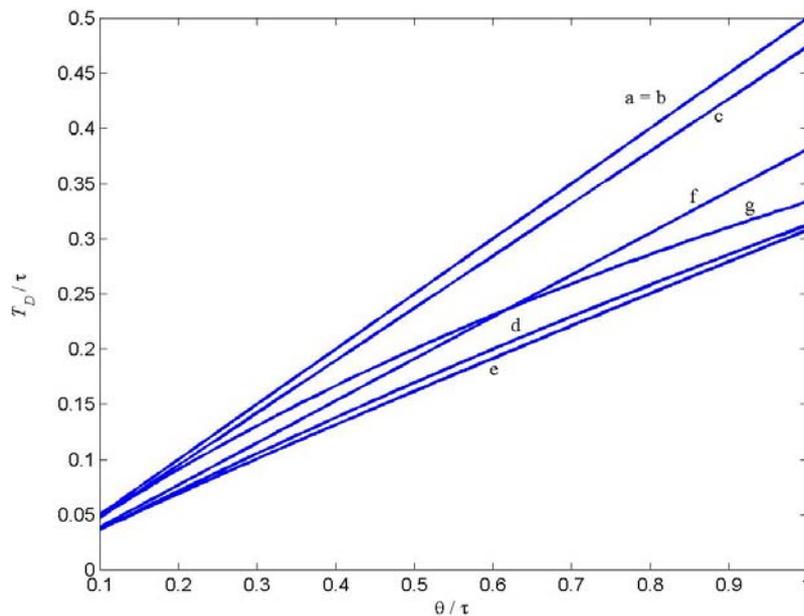


Figura 2.8: Relação T_D / τ em função da razão θ/τ para os métodos: (a) ZN; (b) CHR - 0%; (c) CHR - 20%; (d) CC; (e) ITAE - s; (f) ITAE - r; (g) IMC.

2.6 Índices de Qualidade

Devido à existência de várias parametrizações de controladores e do grande número de métodos de ajuste de parâmetros, é muito importante definir índices que quantifiquem a qualidade do comportamento dinâmico desempenhado pelo sistema de controle. É desejável que o projeto do controlador seja tal que, quando em operação, ele leve o sistema a apresentar respostas com valores desejados para estes índices de qualidade, contudo, restrições da variável manipulada não podem ser violadas, bem como, deve ser respeitada a estrutura do controlador disponível no sistema de controle. Um índice de qualidade deve apresentar três propriedades básicas: confiabilidade, facilidade de aplicação e seletividade. Ele deve ser confiável para uma dada classe de sistemas, deve ser fácil de aplicar, e ao mesmo tempo

seletivo, de modo que o sistema resultante seja nitidamente ótimo (D'AZZO e HOUPIS, 1978).

Os índices de qualidade modernos são baseados na otimização de uma função custo com restrições. Para cada caso em particular, é assumido um tipo de função custo e restrições a respeitar. Cabe ressaltar que quanto mais abrangente for o índice (mais genérico em relação a tipos e estruturas de sistemas, mais restrições, e mais índices de qualidade clássicos englobados na função custo) melhor é o índice, no entanto, maior é o esforço computacional envolvido, e mais difícil se torna a sua determinação. Este é o desafio que a teoria de controle ótimo está se deparando atualmente. Em BOYD e BARRATT (1991) é realizada uma discussão mais profunda a respeito de especificações de desempenho para projeto de sistemas de controle ótimos.

A seguir são detalhados alguns índices de qualidade clássicos, muitos dos quais serão utilizados na avaliação da qualidade da resposta produzida pelos controladores projetados. Para um melhor entendimento, eles foram separados em duas classes: critérios de desempenho e de robustez, os quais objetivam mensurar, respectivamente, a performance e a estabilidade de um sistema.

2.6.1 Critérios de Desempenho

Os principais critérios que definem o desempenho de um sistema de controle são mostrados na Tabela 2.5. A Figura 2.9 apresenta a resposta de um sistema subamortecido típico para mudança do tipo degrau no valor da variável de referência, onde pode-se visualizar alguns dos critérios de desempenho definidos.

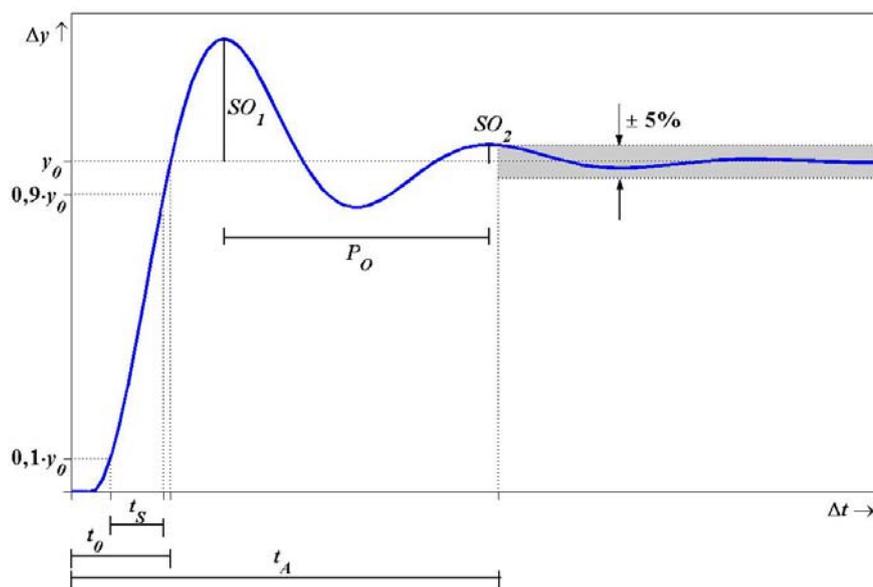


Figura 2.9: Critérios de desempenho baseados na resposta de um sistema subamortecido típico para uma mudança de degrau no valor da variável de referência.

Critérios de desempenho bastante versáteis e simples são os critérios baseados nas integrais do sinal de erro (IAE, ISE e ITAE), pois consideram todo o comportamento dinâmico do processo, ao invés de características isoladas. Qualitativamente, o critério ISE gera respostas mais oscilatórias e com maior sobrelevação. Já o critério ITAE produz respostas com menor sobrelevação e tempo de assentamento, mantendo índices de robustez bem satisfatórios (LOPEZ et al., 1969; STEPHANOPOULOS, 1984). Segundo D'AZZO e HOUPIS (1978), o critério ITAE é o mais promissor para sistemas em malha fechada com um pólo na origem (integrador), pois apresenta maior seletividade, porém apresenta sobrelevação excessiva para sistemas em malha fechada com dois pólos na origem (duplo integrador).

Tabela 2.5: Critérios de desempenho.

Erro em regime permanente (e_{∞}): também chamado de <i>offset</i> , é a diferença entre o valor em estado estacionário da variável controlada e o seu valor de referência. É altamente desejável valor nulo para o erro em regime permanente, que é conseguido através do uso da ação integral (MARLIN, 1995).	$e_{\infty} = y_0 - y_R$
Integral do erro (IE): integral do sinal de erro no tempo. Este índice não é usual pois erros positivos cancelam erros negativos, podendo mascarar o resultados para respostas subamortecidas (MARLIN, 1995).	$IE = \int_0^{\infty} e(t) dt$
Integral do erro absoluto (IAE): integral do valor absoluto do sinal de erro no tempo. É equivalente à soma das áreas acima e abaixo do valor de referência (MARLIN, 1995).	$IAE = \int_0^{\infty} e(t) dt$
Integral do erro absoluto ponderado no tempo (ITAE): integral do tempo multiplicado pelo valor absoluto do sinal de erro no tempo. Este índice penaliza erros que se mantêm no tempo (MARLIN, 1995).	$ITAE = \int_0^{\infty} t \cdot e(t) dt$
Integral do erro quadrático (ISE): integral do quadrado do sinal de erro no tempo. Este índice, por definição, penaliza mais, valores maiores do sinal de erro (MARLIN, 1995).	$ISE = \int_0^{\infty} [e(t)]^2 dt$
Máximo desvio (MD): máximo desvio absoluto da variável controlada em relação ao valor de referência em resposta a um distúrbio na carga (MARLIN, 1995).	$MD = \max e(t) $
Período de oscilação (P_o): diferença de tempo entre dois valores máximos consecutivos do sinal de erro (MARLIN, 1995).	
Razão de decaimento (RD): Razão entre dois valores máximos consecutivos do sinal de erro (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 1995).	$RD = \frac{SO_2}{SO_1}$
Tempo de assentamento (t_A): tempo necessário para se ter a resposta no interior de uma faixa percentual arbitrária do valor estacionário, no caso 5% (D'AZZO e HOUPIS, 1978).	
Tempo de duplicação (t_0): tempo necessário para se ter, pela primeira vez, erro nulo, em resposta à mudança no valor da variável de referência (D'AZZO e HOUPIS, 1978).	
Tempo de subida (t_s): tempo em que o sistema leva para passar de 10% até 90% do valor estacionário para respostas frente a mudança no valor da variável de referência (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 1995).	

2.6.2 Critérios de Robustez

Os principais critérios que definem a robustez de um sistema de controle são mostrados na Tabela 2.6, juntamente com os valores limites (de estabilidade) normalmente considerados no projeto de sistemas de controle. Contudo, ressalta-se que os mesmos podem sofrer alterações, dependendo do grau de robustez exigido para determinados casos.

Tabela 2.6: Critérios de robustez.

<p>Margem de ganho (MG): medida de quanto o sistema suportaria a uma variação no ganho estático. O valor limite recomendado é $MG > 1,7$ (TRIERWEILER e POSSER, 2002).</p>	$MG = \frac{1}{ G(j \cdot \omega_u) }$
<p>Máxima sensibilidade (MS): máximo valor da função de sensibilidade. É equivalente ao inverso da menor distância da curva do sistema no diagrama de Nyquist ao ponto crítico -1. O valor limite recomendado é $MS < 2,2$ (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 1995).</p>	$MS = \max_{0 \leq \omega < \infty} S(j \cdot \omega) $
<p>Máxima sobrelevação (M_{SO}): razão entre o maior pico atingido pela resposta do sistema para mudança no valor da variável de referência e o valor estacionário. Não há um valor limite absoluto, depende de cada caso, em alguns sistemas nenhuma sobrelevação é desejada, mas uma limitação comum é $M_{SO} < 20\%$ (BAZANELLA e SILVA JR., 1999).</p>	$M_{SO} = \frac{SO_1}{y_0} \cdot 100\%$
<p>Reserva de fase (RF): reserva existente para a fase cair abaixo de -180° para um ganho estático unitário. O valor limite recomendado é $RF > 30^\circ$ (BOLTON, 1995).</p>	$RF = \pi + \arg(G(j \cdot \omega_c))$

Os parâmetros ω_u e ω_c são, respectivamente, as frequências ultimativa (equivalente a uma amplitude unitária) e de corte (equivalente a uma fase de -180°). Os índices MG , MS e RF também podem ser facilmente visualizados através do diagrama de Nyquist, conforme mostrado na Figura 2.10. A máxima sobrelevação só é evidenciada em sistemas subamortecidos, conforme mostrado na Figura 2.9.

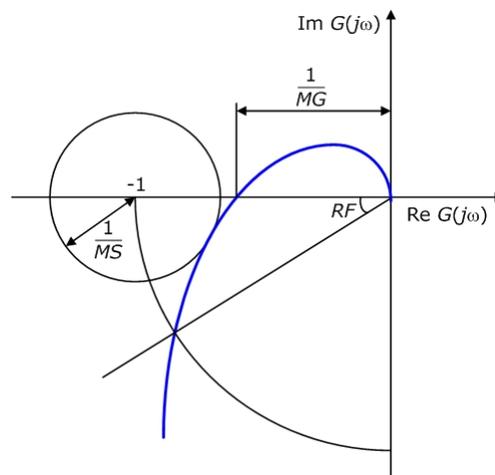


Figura 2.10: Diagrama de Nyquist ilustrando alguns critérios de robustez.

Capítulo 3

Desenvolvimento Teórico

“Although the proportional-integral-derivative (PID) controller has only three parameters, it is not easy, without a systematic procedure, to find good values (settings) for them. In fact, a visit to a process plant will usually show that a large number of the PID controllers are poorly tuned.” (SKOGESTAD, 2003, p. 291).

3.1 Modelos de Processos

O principal objetivo desta dissertação é o desenvolvimento de uma metodologia para o projeto de um controlador PID SISO (monovariável), capaz de prover desempenho adequado para uma vasta gama de processos e, conseqüentemente, contribuir para melhorar o cenário descrito na citação de abertura deste capítulo. Para tanto, esta metodologia deve ser complexa o suficiente para garantir resultados adequados para diversas condições, porém, simples e acessível de forma que a sua utilização possa ser facilmente difundida industrialmente.

Como a metodologia desenvolvida foi baseada no modelo descritivo do processo, o primeiro passo é a obtenção do respectivo modelo. Modelos de processos podem ser representados de diversas formas, contudo, por conveniência, os modelos utilizados neste trabalho são representados na forma de funções de transferência. Uma função de transferência representa de forma simplificada o comportamento dinâmico que relaciona a entrada e a saída de um determinado sistema. Denotando a transformada de Laplace da entrada e da saída respectivamente por $\Delta Y(s)$ e $\Delta U(s)$, a função de transferência $G(s)$ deste sistema é dada pela Equação 3.1.

$$G(s) = \frac{\Delta Y(s)}{\Delta U(s)} = \frac{Num(s)}{Den(s)} \quad (3.1)$$

Nesta representação, $Num(s)$ e $Den(s)$ são polinômios na variável complexa s . A partir dela, e supondo que as raízes de $Den(s)$ são diferentes das raízes de $Num(s)$, define-se (BAZANELLA e SILVA JR., 1999):

- Pólos de $G(s)$: raízes de $Den(s)$.
- Zeros de $G(s)$: raízes de $Num(s)$.
- Ordem do sistema: grau de $Den(s)$.
- Tipo do sistema: número de pólos de $G(s)$ em $s = 0$.

A partir da função de transferência, a resposta no domínio da frequência pode ser obtida diretamente, fazendo $s = j \cdot \omega$, para $\omega \in (0, \infty)$. Na prática, contudo, a resposta no domínio da frequência é bem determinada para um intervalo finito de frequências, específico para cada caso.

A obtenção dos parâmetros que definem uma função de transferência pode ser feita através de determinadas técnicas de identificação baseadas em dados do processo (AGUIRRE, 2004), ou diretamente através das equações que governam determinado sistema linear. Para sistemas não-lineares, faz-se necessário um procedimento de linearização (PHILLIPS e HARBOR, 1997), devido ao fato da Transformada de Laplace, em termos práticos, somente ser aplicada a sistemas lineares.

3.2 Limitações no Desempenho de Controladores

Antes de prosseguir com o desenvolvimento da metodologia proposta, será realizada uma discussão sobre os fatores que causam limitações no desempenho de controladores, visto que eles podem influenciar no projeto do controlador. Alguns deles estão sempre presentes em sistemas de controle industriais, outros são inerentes do processo e outros, ainda, estão ligados ao projeto do próprio controlador. A seguir é feita uma breve descrição de alguns destes fatores.

3.2.1 Sensores

Os sensores são partes cruciais do sistema de controle, pois eles fornecem as informações necessárias, sobre as quais a ação de controle é baseada. Eles são os “olhos” do controlador e, assim, qualquer problema ou defeito no instrumento de medida terá um impacto significativo na performance do controlador. Um dos problemas mais comuns é o ruído de medição, que pode mascarar a real tendência da curva do processo. Como o ruído é tipicamente dominado por altas frequências, na prática, ele acarreta um limite superior na largura de banda (*bandwidth*) da malha (GOODWIN et al., 2001). Seus efeitos podem ser minimizados através da utilização de filtros específicos.

Outra limitação bastante comum introduzida pelos instrumentos de medida surge do fato que eles possuem uma dinâmica própria. Isto pode introduzir uma defasagem adicional à resposta do sistema e, em alguns casos, ser até dominante. Quando esta limitação precisa ser levada em conta no projeto do controlador, ela pode ser modelada como uma dinâmica de primeira ordem, com uma constante de tempo representativa do instrumento de medida (T_{im}), conforme mostrado na Equação 3.2. Por simplificação, na maioria dos casos, esta dinâmica é inserida no modelo do processo na forma de um tempo morto adicional ao do próprio processo.

$$Y_m(s) = \frac{1}{T_{im} \cdot s + 1} \cdot Y(s) \quad (3.2)$$

3.2.2 Atuadores

Os atuadores são os “músculos” do controlador, pois são eles que efetivamente agem de forma corretiva sobre o sistema. Dessa forma, eles também correspondem com fontes de limitação no desempenho do controlador. Inicialmente, todos os atuadores apresentam limites físicos de operação. Uma válvula de controle só pode operar entre totalmente fechada (0%) e totalmente aberta (100%). Caso o sinal do controlador force o atuador a operar em uma condição restritiva, o mesmo irá saturar. Assim, o controlador deixa de desempenhar a sua função, pois não há mais graus de liberdade de atuação no sistema, e com isso, o desempenho do sistema de controle fica corrompido. Em alguns casos, este desempenho pode ser ainda piorado, quando ocorre o fenômeno *windup*.

Outra limitação importante está relacionada com a velocidade máxima de movimento do atuador. Este fato limita o desempenho do controlador principalmente para mudanças do tipo degrau no valor da variável de referência, quando há um pico inicial na ação de controle. Se o atuador não conseguir reproduzir esta ação para o sistema, devido a limitações na velocidade de atuação, o desempenho para respostas rápidas pode ser afetado.

No entanto, a principal causa de limitações no desempenho de controladores, devido a problemas de instrumentação, está na precisão do atuador, ou no menor movimento feito com acurácia, apesar de ser um problema menos intuitivo que o anterior. Segundo GOODWIN et al. (2001), muitos problemas práticos de controle são afetados por esta limitação, que está associada a efeitos de fricção estática. Ela ocorre quando a faixa de operação da variável manipulada em um determinado processo é bem estreita. Em determinados casos, para corrigir pequenos desvios, o controlador calcula uma variação na ação de controle menor que a precisão de movimento do atuador. Neste caso o atuador não irá se mover, e o controlador continuará a acumular tal ação, num processo semelhante ao do *windup*, até que a ação de controle seja suficiente para vencer tal restrição, dando um golpe na variável manipulada.

Este fenômeno, chamado normalmente de “agarramento da válvula”, é um dos principais responsáveis da alta variabilidade dos processos industriais (MAKAROVSKY e ARBEX, 2004). Ele pode causar oscilações naturais de alta frequência na variável manipulada e, por consequência, na resposta do sistema; e ciclos limites contínuos da variável controlada, não podendo ser eliminados através da sintonia dos controladores, que na melhor das hipóteses, alteram o período de oscilação.

3.2.3 Distúrbios

O termo distúrbio designa qualquer sinal não desejável que afeta a saída do sistema. Existem diversos tipos de distúrbios, os quais resultam de excitações externas ao sistema e que produzem influências indesejadas no mesmo, ou ainda, da alteração de algum parâmetro no sistema que afeta diretamente a variável controlada. O efeito dos distúrbios sobre o sistema é difícil de ser quantificado, e consequentemente controlado, devido a sua natureza normalmente aleatória. Em determinados casos, contudo, os distúrbios são conhecidos e seus efeitos podem ser minimizados através de estratégias adequadas, como a utilização de filtros específicos que atuam na faixa de frequências em que os distúrbios têm energia significativa.

Uma estratégia bastante comum é realizar o projeto do controlador considerando a capacidade de manter a variável controlada em seu valor de referência, quando da ação de um distúrbio do tipo degrau no valor da variável manipulada, o chamado distúrbio na carga. Controladores projetados para rejeição a distúrbios na carga apresentam características regulatórias e os ajustes ótimos para este caso podem diferir significativamente dos controladores com características servo, afetando, dessa forma, o desempenho do sistema de controle.

3.2.4 Incertezas no Modelo

Outra fonte de limitações de desempenho está relacionada com a fidelidade do modelo utilizado no projeto do controlador. Modelos matemáticos de sistemas físicos, normalmente, não refletem exatamente o comportamento do sistema em questão, sendo aproximações deste, com maior ou menor grau de precisão. Tecnicamente, diz-se que existem incertezas de modelagem associadas ao processo de obtenção do modelo matemático, o qual é chamado de modelo nominal. Incertezas de modelagem resultam de dinâmicas desprezadas, incertezas paramétricas, efeitos desconsiderados e idealizações, e constituem todos os efeitos que não são descritos pelo modelo nominal (REGINATTO, 1998).

No desenvolvimento de um modelo, a etapa mais complexa e difícil é a verificação da acurácia na predição do comportamento do sistema (EDGAR et al., 1999). Normalmente, é estabelecido um compromisso entre a simplicidade do modelo e a precisão dos resultados da análise. Modelos simples são mais fáceis de obter, têm menos parâmetros de ajuste, requerem menor esforço computacional, no entanto, não são tão precisos. À medida que cresce a necessidade por modelos mais precisos, mais complexos ficam os modelos, maior o número de parâmetros de ajuste, maiores os erros computacionais e mais difícil de trabalhar, visto que as técnicas de controle existentes, em sua maioria, são baseadas em modelos de baixa ordem. Dessa forma, um bom modelo deve ser simples para facilitar o projeto do sistema de controle, e complexo o suficiente para assegurar que o projeto baseado nele vá funcionar no processo real (ZHOU et al., 1996).

Modelos de processos representados por funções de transferência apresentam um inconveniente, visto que apenas conseguem descrever o comportamento de sistemas lineares. Contudo, os processos industriais em geral, e especialmente os químicos, são não-lineares em sua essência, e normalmente variantes no tempo, já que, no decorrer da sua operação, o comportamento dinâmico pode variar devido ao acúmulo de impurezas, incrustações dos equipamentos, desativação de catalisadores e outros motivos. Dessa forma, um procedimento bastante usual é a linearização do comportamento do sistema não-linear em torno de um ponto de operação estacionário. O modelo obtido é razoavelmente preciso para uma região em torno do ponto considerado, dependente do grau de não-linearidade do próprio sistema. Uma discussão mais detalhada a respeito do grau de não-linearidade e de sua influência no projeto do sistema de controle pode ser encontrada em FARENZENA (2003).

Processos que operam em diversos pontos de operação com comportamentos diferentes podem ser descritos satisfatoriamente por um conjunto de modelos lineares (sistema multi-modelos), cada qual representativo do comportamento de um determinado ponto. Neste caso, o controlador é, normalmente, projetado para o modelo limitante (“pior caso”), considerando ainda, limites de estabilidade mais rigorosos, para garantir a robustez do sistema quando em operação nos demais pontos de operação. Contudo, a determinação do “pior caso” para alguns sistemas não é trivial, podendo ser, inclusive, dependente da velocidade de atuação do próprio controlador.

3.2.5 Fatores de Fase Não-Mínima

Correspondem às restrições intrínsecas do modelo (processo), que limitam a velocidade de atuação do controlador, sob risco de instabilização do processo. Como consequência, estes fatores devem ser levados em consideração quando da especificação do desempenho alcançável do sistema em malha fechada, conforme discutido na Subseção 3.4.1. Os fatores de fase não-mínima compreendem: o tempo morto, zeros e pólos positivos (localizados no SPD).

O tempo morto ocorre devido ao transporte de massa e energia com uma determinada velocidade, através de um caminho particular (SHINSKEY, 1979). Mesmo para processos que não apresentem tal comportamento, ele será evidenciado quando o sistema de controle for discreto, e o atraso será equivalente ao tempo de amostragem do sistema de controle. Como uma excitação na entrada de um determinado sistema só será percebida após passar o respectivo tempo morto, a atuação do controlador não pode ser demasiadamente agressiva, de modo a causar grandes variações no sistema antes das mesmas serem detectadas, o que pode ocasionar comportamentos oscilatórios e até instáveis na malha de controle. Em alguns casos, o tempo morto de um modelo é apenas uma aproximação simplista de dinâmicas de mais alta ordem (OGUNNAIKE e RAY, 1994). Esta estratégia é utilizada para simplificar o projeto do sistema de controle, e garantir a sua robustez.

Zeros positivos surgem, normalmente, da competição entre duas dinâmicas em paralelo com ganhos opostos, onde a dinâmica com o menor ganho absoluto apresenta ainda a menor constante de tempo. Assim, inicialmente a resposta do sistema vai para a direção da dinâmica mais rápida, porém após certo tempo o maior ganho prevalece e a resposta do sistema muda de direção. Este fenômeno é conhecido por “resposta inversa”. Dessa forma, zeros positivos causam uma limitação na velocidade máxima de atuação do controlador, pois se o controlador for extremamente rápido e atuar de forma excessiva no período onde a resposta do sistema está na direção oposta, o sistema pode não retornar ao ponto desejado, se tornando instável.

Os pólos positivos decorrem de sistemas instáveis, cuja resposta tende a um valor infinito devido a uma excitação finita na entrada. Eles são representativos de termos exponenciais positivos, e causam uma limitação na velocidade mínima de atuação do controlador. Para conseguir estabilizar um processo instável, o controlador deve atuar rapidamente sobre a variável manipulada, com movimentos bruscos na direção oposta. Se o controlador não for rápido o suficiente, não irá sobrepujar o comportamento instável do processo. Devido ao fato de sistemas instáveis não serem comuns nos processos industriais e ao fato do projeto de controladores para estes sistemas não ser trivial, há pouca ênfase na literatura para este tipo de caso.

3.3 Configurações de Controle

Considerando a representação padrão de uma malha de controle com retroalimentação, mostrada na Figura 3.1, onde C representa o controlador e G , o processo a ser controlado (incluindo os elementos de medição e atuação), a respectiva função de transferência em malha fechada é dada pela Equação 3.3. Seria interessante que esta função pudesse ter um determinado comportamento, com um desempenho desejado, dependente da filosofia adotada para a malha de controle. Esse comportamento desejado seria possível de ser obtido com o controlador representado pela Equação 3.4.

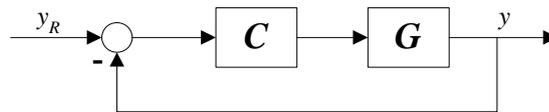


Figura 3.1: Malha de controle com retroalimentação clássica.

$$T(s) = \frac{G(s) \cdot C(s)}{1 + G(s) \cdot C(s)} \quad (3.3)$$

$$C(s) = \frac{1}{G(s)} \cdot \frac{T(s)}{1 - T(s)} \quad (3.4)$$

Dessa forma, o controlador poderia assumir qualquer configuração, dependendo do modelo do processo considerado e do desempenho desejado em malha fechada. Contudo, controladores com estrutura fixa de baixa ordem (do tipo PID), são preferidos no projeto de sistemas de controle por razões óbvias: são mais fáceis de entender, explicar e implementar, demandam de menor esforço computacional, possuem boa confiabilidade e estão amplamente difundidos no meio industrial.

ZHOU et al. (1996) citam três maneiras de se obter um controlador com performance robusta de baixa ordem partindo de um modelo de alta ordem. A primeira é a redução da ordem do modelo para o projeto de um controlador de baixa ordem, e a segunda é o projeto do controlador de alta ordem e posterior redução da ordem do controlador. Para estes dois casos, existe um problema potencial associado quando a redução de ordem mascara informações importantes a respeito da estabilidade do sistema. A terceira maneira, aparentemente óbvia e mais adequada, é o projeto de um controlador de baixa ordem baseado diretamente no modelo de alta ordem, contudo, este continua sendo um problema não totalmente resolvido. Segundo os autores, os métodos existentes produzem resultados satisfatórios apenas para algumas classes de sistemas particulares.

Para superar estes problemas, foi desenvolvida uma metodologia alternativa, baseada no método da aproximação da resposta no domínio da frequência (*Frequency Response Approximation*), para síntese de controladores de baixa ordem, cujas idéias básicas são discutidas em TRIERWEILER et al. (2000), e que evoluiu ao longo do tempo com a

contribuição de vários trabalhos (ENGELL, 1988; ENGELL e MÜLLER, 1993; MÜLLER, 1996; TRIERWEILER, 1997). Contudo, devido a não convexidade e dificuldade de convergência, o problema de otimização original foi dividido em dois subproblemas aproximados, que são resolvidos de forma seqüencial iterativa, de uma forma mais simples, fácil e rápida. Estes subproblemas são formulados baseados em uma malha de controle alternativa, com dois graus de liberdade (2GL), na qual, todas as parametrizações de controladores PID podem ser convertidas e que constitui a base do método proposto.

3.3.1 Malha de Controle 2GL

Considerando a malha de controle proposta, mostrada na Figura 3.2, onde o bloco C_{PI} é a representação do controlador do tipo PI, C_{PV} um filtro da variável controlada, e C_{SP} um filtro da variável de referência, a função de transferência em malha fechada é dada pela Equação 3.5.

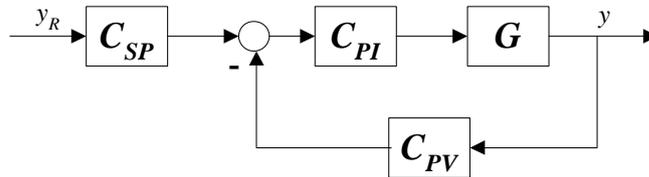


Figura 3.2: Malha de controle com dois graus de liberdade (2GL).

$$T(s) = \frac{G(s) \cdot C_{PI}(s) \cdot C_{SP}(s)}{1 + G(s) \cdot C_{PI}(s) \cdot C_{PV}(s)} \quad (3.5)$$

Nesta estrutura, a base de um controlador do tipo PI, cuja representação é dada pela Equação 3.6, foi mantida fixa. Os blocos adicionais C_{SP} e C_{PV} são filtros do tipo *lead-lag*, de fácil implementação nos SDCDs comerciais, com estrutura variável de acordo com o tipo de parametrização. Neles, está inserida a ação derivativa do controlador. A idéia de separar a ação derivativa do controlador das demais é devido ao fato de que a implementação do controlador PI entre os diferentes tipos de parametrizações existentes é bastante semelhante, mas na implementação da ação derivativa ocorrem grandes diferenças. A importância da manutenção da estrutura do controlador PI é de aproveitar os benefícios e procedimentos de segurança disponíveis no SDCD, como a estratégia *anti-windup*, a saturação das variáveis manipuladas, entre outros.

$$C_{PI} = K_C \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} \right) \quad (3.6)$$

Dessa forma, esta implementação torna o controlador mais genérico e flexível, e o projeto de sintonia pode ser adaptado a qualquer estrutura de controlador PID. Além disso, poderíamos aumentar a ordem do controlador pela simples inserção de novos parâmetros nos blocos C_{SP} e C_{PV} , de forma independente ao controlador PI. Filtros para ruído ou para remover informações em frequências específicas na variável controlada poderiam ser projetados e

incorporados no bloco C_{PV} . Cabe ressaltar que esta implementação é universal, sendo compatível com todas as implementações de controladores comerciais existentes. Na seqüência, é apresentado o procedimento básico para conversão de qualquer parametrização de controlador para a malha de controle da Figura 3.2.

3.3.2 Procedimento de Conversão

A conversão de qualquer parametrização de controlador PID para a base proposta é feita através da álgebra de blocos. A equivalência entre as ações de controle geradas pelo controlador da Figura 3.1 e o da Figura 3.2 é dada pela Equação 3.7.

$$\Delta U(s) = C_{PI} \cdot (C_{SP} \cdot \Delta Y_R(s) - C_{PV} \cdot \Delta Y(s)) \quad (3.7)$$

Com uma pequena manipulação algébrica chega-se às relações de equivalência dos blocos C_{SP} e C_{PV} (Equações 3.8 e 3.9, respectivamente), para qualquer parametrização de controlador do tipo PID, considerando que o bloco C_{PI} é sempre fixo e dado pela Equação 3.6.

$$C_{SP} = \frac{1}{C_{PI}} \cdot \frac{\Delta U(s)}{\Delta Y_R(s)} \quad (3.8)$$

$$C_{PV} = -\frac{1}{C_{PI}} \cdot \frac{\Delta U(s)}{\Delta Y(s)} \quad (3.9)$$

Assim, a partir das relações entre $\Delta U(s)$, $\Delta Y(s)$ e $\Delta Y_R(s)$, de uma determinada parametrização de controlador PID, pode-se obter a respectiva conversão para a estrutura apresentada. Para exemplificar, faremos uso da parametrização padrão ISA (*The Instrumentation, Systems, and Automation Society*), dada pela Equação 3.10 (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 1995).

$$\Delta U(s) = K_C \left\{ b \cdot \Delta Y_R(s) - \Delta Y(s) + \frac{\Delta Y_R(s) - \Delta Y(s)}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s \cdot (c \cdot \Delta Y_R(s) - \Delta Y(s))}{\frac{T_D}{N} \cdot s + 1} \right\} \quad (3.10)$$

Esta parametrização gera os seguintes blocos:

$$C_{SP} = \frac{\left(c + \frac{b}{N} \right) \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + \left(b \cdot T_I + \frac{T_D}{N} \right) \cdot s + 1}{\frac{T_I \cdot T_D}{N} \cdot s^2 + \left(T_I + \frac{T_D}{N} \right) \cdot s + 1} \quad (3.11)$$

$$C_{PV} = \frac{\left(1 + \frac{1}{N}\right) \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + \left(T_I + \frac{T_D}{N}\right) \cdot s + 1}{\frac{T_I \cdot T_D}{N} \cdot s^2 + \left(T_I + \frac{T_D}{N}\right) \cdot s + 1} \quad (3.12)$$

É bastante comum utilizar $c = 0$, $b = 1$ e $N = 10$, como parâmetros fixos. Assim, os parâmetros normais de ajuste são: K_C , T_I e T_D . Para este caso, as formas dos blocos das Equações 3.11 e 3.12 se tornam mais simples, como mostradas a seguir.

$$C_{SP} = 1 \quad (3.13)$$

$$C_{PV} = \frac{1,1 \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + (T_I + 0,1 \cdot T_D) \cdot s + 1}{0,1 \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + (T_I + 0,1 \cdot T_D) \cdot s + 1} \quad (3.14)$$

No Apêndice A, são mostradas algumas parametrizações de controladores PID encontradas nas plataformas de controle comerciais e as respectivas formas convertidas para a configuração base.

3.4 Método de Otimização Seqüencial Iterativo

O objetivo principal do método proposto é a obtenção dos parâmetros do controlador PID, baseado em um problema de otimização no domínio da frequência. O problema a ser resolvido é a minimização da diferença entre a função de transferência da planta em malha fechada (T), e a função desempenho alcançável (T_0), frente a uma resposta do tipo degrau no valor da variável de referência, como mostrado na Equação 3.15.

$$\min_{x \in \mathbf{R}^+} FO(x) = \sum_{s=j \cdot \omega_0}^{j \cdot \omega_1} \left| \left[T(s, x) - T_0(s) \right] \cdot \frac{1}{s} \right|^2 \quad (3.15)$$

De forma a assegurar valores positivos para todos os parâmetros a serem otimizados, o vetor das variáveis de decisão (x) é forçado, através de equações de restrição, a assumir valores reais não negativos. Para casos de ganho negativo, o sinal do mesmo deve ser invertido, através da seleção da ação direta. Esse problema é resolvido no domínio da frequência ($s = j \cdot \omega$), considerando um vetor de frequências com pontos igualmente espaçados em escala logarítmica no intervalo de frequências $\omega = [\omega_0 \ \omega_1]$. Considerando a estrutura de controlador mostrada na Figura 3.2, $T(s)$ é dado pela Equação 3.5. Substituindo na Equação 3.15 e rearranjando, obtemos a função objetivo (FO) do problema de otimização, mostrada na Equação 3.16.

$$FO(x) = \sum_{s=j \cdot \omega_0}^{j \cdot \omega_1} \left| \left(\left[\frac{G(s) \cdot C_{PI}(s, x) \cdot (C_{SP}(s, x) - T_0(s) \cdot C_{PV}(s, x)) - T_0(s)}{1 + G(s) \cdot C_{PI}(s, x) \cdot C_{PV}(s, x)} \right] \cdot \frac{1}{s} \right)^2 \right| \quad (3.16)$$

Esta é uma formulação não-convexa, pois os parâmetros a serem otimizados aparecem tanto no numerador como no denominador da função objetivo, não ficando garantida a convergência para os parâmetros ótimos. Além disso, a minimização da função objetivo, da forma como ela é apresentada na Equação 3.16, é um problema de otimização de difícil solução, e os resultados são insatisfatórios para a grande maioria dos casos. Para superar este problema, foi proposto um procedimento seqüencial iterativo para a resolução deste problema (FACCIN e TRIERWEILER, 2004a), chamado de SIOM (*Sequential Iterative Optimization Method*). Seqüencial, porque em cada iteração o problema de otimização é dividido em dois subproblemas convexos, que são resolvidos em duas etapas (Etapa 1 e Etapa 2). Iterativo, porque inicialmente (primeira iteração) resolve-se um problema aproximado simplificado, cujo resultado é utilizado na resolução do problema da iteração subsequente, e assim recursivamente, até a convergência.

O problema de otimização aproximado, utilizado na Etapa 1 da primeira iteração, é obtido através de uma reformulação do problema apresentado na Equação 3.16, considerando C_{SP} e C_{PV} iguais à unidade. Assim, o termo que aparece entre colchetes na Equação 3.16 se reduz à expressão mostrada na Equação 3.17.

$$\frac{G(s) \cdot C_{PI}(s, x) \cdot (1 - T_0(s)) - T_0(s)}{1 + G(s) \cdot C_{PI}(s, x)} = (1 - T(s)) \cdot [G(s) \cdot C_{PI}(s, x) \cdot (1 - T_0(s)) - T_0(s)] \quad (3.17)$$

Assim, define-se o problema de otimização aproximado (Equação 3.18), substituindo a função de transferência em malha fechada $T(s)$, da expressão à direita da igualdade, pela função desempenho alcançável $T_0(s)$. Como o objetivo do problema de otimização é sintetizar um controlador capaz de igualar estas duas funções, este procedimento é satisfatório, desde que a função desempenho alcançável seja compatível com o sistema considerado.

$$FO(x) = \sum_{s=j \cdot \omega_0}^{j \cdot \omega_1} \left| \left(\left[G(s) \cdot C_{PI}(s, x) \cdot (1 - T_0(s))^2 - T_0(s) \cdot (1 - T_0(s)) \right] \cdot \frac{1}{s} \right)^2 \right| \quad (3.18)$$

Especificamente, o procedimento ocorre da seguinte maneira:

1. Inicialmente, é resolvido um problema de otimização aproximado para obter estimativas iniciais dos parâmetros K_C e T_I (Iteração 1 – Etapa 1).

$$\boxed{\begin{aligned} FO_{E1}^1(x) &= \sum_{s=j \cdot \omega_0}^{j \cdot \omega_1} \left| \left(\left[G(s) \cdot C_{PI}(s, x) \cdot (1 - T_0(s))^2 - T_0(s) \cdot (1 - T_0(s)) \right] \cdot \frac{1}{s} \right)^2 \right| \\ x_{E1}^1 &= [K_C^1 \ T_I^1] \end{aligned}}$$

2. Com as estimativas iniciais dos parâmetros do controlador PI, procede-se com a Etapa 2 da primeira iteração, onde a Equação 3.16 é resolvida com o bloco C_{PI} fixo com os parâmetros da Etapa 1 e com o bloco C_{PV} do denominador fixo e igual a unidade.

$$\begin{aligned}
 C_{PI}^*(s) &= C_{PI}(s, x = x_{E1}^1) \\
 FO_{E2}^1(x) &= \sum_{s=j-\omega_0}^{j-\omega_1} \left| \left(\left[\frac{G(s) \cdot C_{PI}^*(s) \cdot (C_{SP}(s, x) - T_0(s) \cdot C_{PV}(s, x)) - T_0(s)}{1 + G(s) \cdot C_{PI}^*(s)} \right] \cdot \frac{1}{s} \right)^2 \right| \\
 x_{E2}^1 &= [T_D^1 \dots]
 \end{aligned}$$

3. Dessa forma, após as duas etapas sequenciais, obtêm-se as estimativas iniciais dos parâmetros do controlador PID.

$$PID^1 = x^1 = [x_{E1}^1 \ x_{E2}^1] = [K_C^1 \ T_I^1 \ T_D^1 \dots]$$

4. Com os parâmetros estimados na iteração anterior, realiza-se a atualização do problema de otimização e parte-se para outra iteração. Na Etapa 1, fixam-se os blocos C_{SP} e C_{PV} e o bloco C_{PI} do denominador da Equação 3.16 e resolve-se o problema de otimização para obter novas estimativas dos parâmetros K_C e T_I .

$$\begin{aligned}
 nit &= nit + 1 \\
 C_{PI}^*(s) &= C_{PI}(s, x = x_{E1}^{nit-1}) \\
 C_{SP}^*(s) &= C_{SP}(s, x = x^{nit-1}) \\
 C_{PV}^*(s) &= C_{PV}(s, x = x^{nit-1}) \\
 FO_{E1}^{nit}(x) &= \sum_{s=j-\omega_0}^{j-\omega_1} \left| \left(\left[\frac{G(s) \cdot C_{PI}(s, x) \cdot (C_{SP}^*(s) - T_0(s) \cdot C_{PV}^*(s)) - T_0(s)}{1 + G(s) \cdot C_{PI}^*(s) \cdot C_{PV}^*(s)} \right] \cdot \frac{1}{s} \right)^2 \right| \\
 x_{E1}^{nit} &= [K_C^{nit} \ T_I^{nit}]
 \end{aligned}$$

5. Com estas estimativas, atualiza-se a função objetivo, fixa-se o bloco C_{PI} e o bloco C_{PV} do denominador da Equação 3.16 e resolve-se novo problema de otimização para obter novas estimativas dos demais parâmetros (Etapa 2).

$$\begin{aligned}
C_{PI}^*(s) &= C_{PI}(s, x = x_{E1}^{nit}) \\
C_{PV}^*(s) &= C_{PV}(s, x = [x_{E1}^{nit} \ x_{E2}^{nit-1}]) \\
FO_{E2}^{nit}(x) &= \sum_{s=j \cdot \omega_0}^{j \cdot \omega_1} \left| \left[\frac{G(s) \cdot C_{PI}^*(s) \cdot (C_{SP}(s, x) - T_0(s) \cdot C_{PV}(s, x)) - T_0(s)}{1 + G(s) \cdot C_{PI}^*(s) \cdot C_{PV}^*(s)} \right] \cdot \frac{1}{s} \right|^2 \\
x_{E2}^{nit} &= [T_D^{nit} \ \dots]
\end{aligned}$$

6. Assim, obtêm-se as novas estimativas dos parâmetros do controlador PID.

$$PID^{nit} = x^{nit} = [x_{E1}^{nit} \ x_{E2}^{nit}] = [K_C^{nit} \ T_I^{nit} \ T_D^{nit} \ \dots]$$

7. Realiza-se um teste comparativo entre as estimativas dos parâmetros do controlador PID das duas iterações sucessivas. Se o critério de parada, para todos os parâmetros estimados, for satisfeito, o processo iterativo termina, caso contrário, retorna-se ao passo 4.

O critério de parada utilizado foi o erro percentual relativo entre os parâmetros estimados de duas iterações subsequentes, conforme os exemplos mostrados nas equações 3.19, 3.20 e 3.21. O valor padrão utilizado para ε é de 1%. Adicionalmente, há um segundo critério de parada que termina o procedimento iterativo, quando o mesmo atinge o número máximo de iterações, definido previamente.

$$|\text{erro}[K_C]| = \left| \frac{K_C^{nit} - K_C^{nit-1}}{K_C^{nit}} \right| \cdot 100\% \leq \varepsilon \quad (3.19)$$

$$|\text{erro}[T_I]| = \left| \frac{T_I^{nit} - T_I^{nit-1}}{T_I^{nit}} \right| \cdot 100\% \leq \varepsilon \quad (3.20)$$

$$|\text{erro}[T_D]| = \left| \frac{T_D^{nit} - T_D^{nit-1}}{T_D^{nit}} \right| \cdot 100\% \leq \varepsilon \quad (3.21)$$

Todo este procedimento foi implementado em ambiente Matlab[®], com o auxílio da versão 2.0 do *Optimization Toolbox* (COLEMAN et al., 1999), e o problema de otimização foi resolvido através da técnica de busca em linha (*linesearch*), com interpolação *quadcubic* (uma mescla de interpolação quadrática e cúbica). Esta técnica de otimização é discutida com mais detalhes em SECCHI (2001). De forma simplificada, o algoritmo executado no procedimento seqüencial iterativo, é mostrado na Figura 3.3.

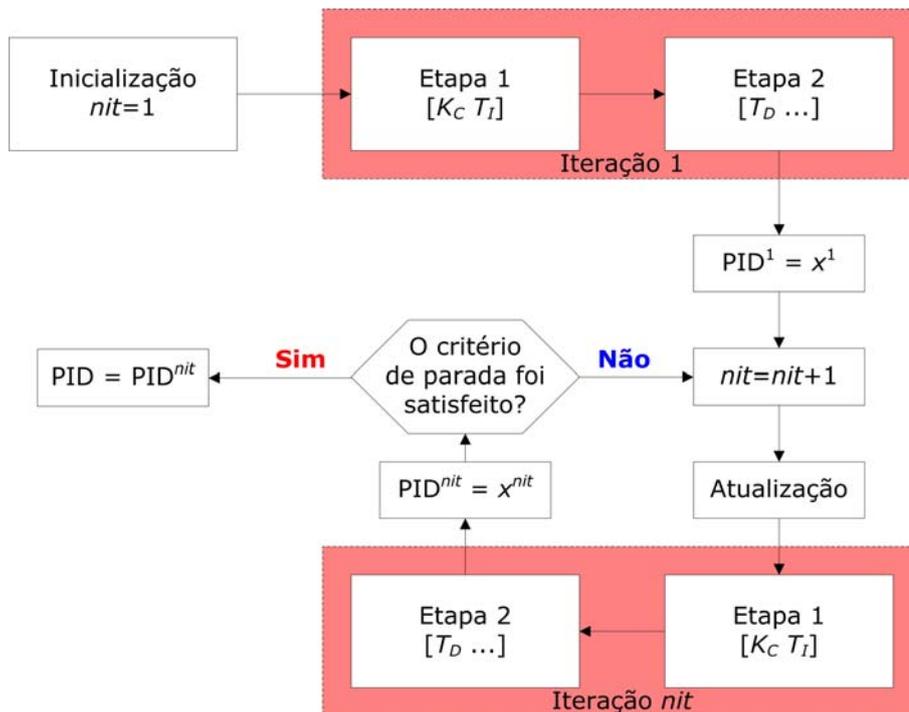


Figura 3.3: Algoritmo executado no método de otimização sequencial iterativo proposto.

Este procedimento mostrou-se satisfatório para a solução do problema de otimização da Equação 3.15, de forma indireta, porém, mais simples e rápida, para a grande maioria dos casos, apesar de não restar comprovada a garantia de convergência para a solução ótima. Na seqüência, são discutidas, de forma mais aprofundada, algumas particularidades da metodologia proposta.

3.4.1 Função Desempenho Alcançável

Um fator de suma importância para o sucesso do método proposto é a função desempenho alcançável, pois ela representa o comportamento desejado para o sistema em malha fechada. Ela poderia ser uma função de transferência de primeira ou segunda ordem, especificando informações de interesse, como tempo de subida, tempo de assentamento, máxima sobrelevação, entre outras. No entanto, ela deve ser compatível com o modelo do processo (tanto a ordem como a dinâmica), e normalmente é desejável que a dinâmica em malha fechada se torne mais rápida que a dinâmica em malha aberta.

Além disso, algumas características são também necessárias: a função deve ser estável, deve apresentar ganho unitário (o que equivale a não apresentar erro em regime estacionário), deve convergir rapidamente para o valor estacionário, não apresentar sobrelevação muito pronunciada e ser robusta. Em suma, ela deve representar, de forma simples e precisa, o comportamento esperado para o sistema em malha fechada. A idéia de utilizar critérios de desempenho para compor o comportamento esperado para um sistema em malha fechada e, baseado nele, projetar o controlador adequado é bastante antiga, anterior a 1950, segundo BOYD e BARRATT (1991).

Diversas formas de funções de transferência estão disponíveis na literatura (D'AZZO e HOUPIS, 1978; DORF e BISHOP, 1998), como as formas otimizadas para o critério ITAE; as formas binomiais padronizadas, que produzem respostas lentas, que se tornam cada vez mais lentas à medida que se aumenta a ordem; as formas de Butterworth, que posicionam os pólos uniformemente no semiplano s da esquerda sobre um círculo centrado na origem; as formas que minimizam o tempo de assentamento, que produzem respostas mais oscilatórias que as formas do critério ITAE; entre outras. Uma forma bastante interessante, chamada de *deadbeat response* (DORF e BISHOP, 1996), apresenta respostas rápidas para sistemas sem sobrelevação (é admissível um valor máximo de 2%), no entanto são ainda bem mais lentas que as baseadas no critério ITAE.

Dentre as formas acima citadas, as utilizadas como referência neste trabalho foram as funções de transferência cujos coeficientes foram otimizados com relação ao critério ITAE para respostas a mudanças do tipo degrau no valor da variável de referência. Estas funções se mostraram bastante apropriadas para serem utilizadas como padrões para a função desempenho alcançável no método proposto, pois além de apresentarem todas as características desejadas citadas, possuem apenas um parâmetro de ajuste (ω_n), através do qual é possível selecionar a dinâmica desejada.

Os denominadores destas funções (cujo padrão é mostrado na Equação 3.22), para diversas ordens, são mostrados na Tabela 3.1. Para melhor visualizar o comportamento dinâmico destas funções, foi gerado um gráfico contendo a resposta de todas as funções, a uma entrada do tipo degrau unitário, para uma escala de tempo normalizada, $\omega_n t$ (Figura 3.4).

$$T_0(s) = \frac{b_0}{s^m + b_{m-1} \cdot s^{m-1} + b_{m-2} \cdot s^{m-2} + \dots + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0} \quad (3.22)$$

Tabela 3.1: Funções de transferência com coeficientes ótimos baseadas no critério ITAE em resposta a uma entrada do tipo degrau unitário. Fonte: D'AZZO e HOUPIS (1978).

$s + \omega_n$
$s^2 + 1,4\omega_n s + \omega_n^2$
$s^3 + 1,75\omega_n s^2 + 2,15\omega_n^2 s + \omega_n^3$
$s^4 + 2,1\omega_n s^3 + 3,4\omega_n^2 s^2 + 2,7\omega_n^3 s + \omega_n^4$
$s^5 + 2,8\omega_n s^4 + 5,0\omega_n^2 s^3 + 5,5\omega_n^3 s^2 + 3,4\omega_n^4 s + \omega_n^5$
$s^6 + 3,25\omega_n s^5 + 6,6\omega_n^2 s^4 + 8,6\omega_n^3 s^3 + 7,45\omega_n^4 s^2 + 3,95\omega_n^5 s + \omega_n^6$
$s^7 + 4,475\omega_n s^6 + 10,42\omega_n^2 s^5 + 15,08\omega_n^3 s^4 + 15,54\omega_n^4 s^3 + 10,64\omega_n^5 s^2 + 4,58\omega_n^6 s + \omega_n^7$
$s^8 + 5,2\omega_n s^7 + 12,8\omega_n^2 s^6 + 21,6\omega_n^3 s^5 + 25,75\omega_n^4 s^4 + 22,2\omega_n^5 s^3 + 13,3\omega_n^6 s^2 + 5,15\omega_n^7 s + \omega_n^8$

O comportamento dinâmico destas funções é perfeitamente especificado através da sua ordem (m) e do parâmetro ω_n . Como este parâmetro não possui um significado muito intuitivo, na prática, ele foi substituído pela especificação do tempo de assentamento (t_A) desejado para a função desempenho alcançável.

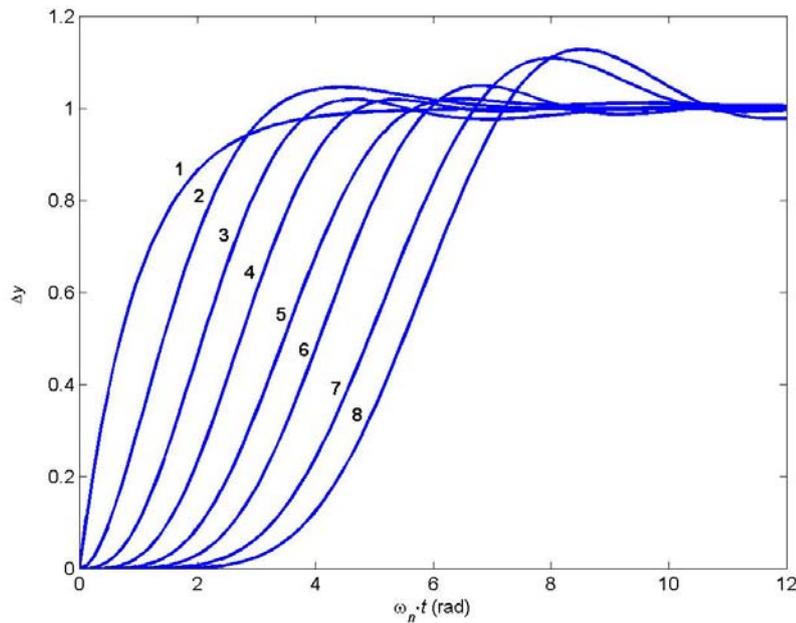


Figura 3.4: Resposta ao degrau unitário das funções utilizadas como padrões da FDA (variando m).

Dessa forma, determina-se o tempo de assentamento do modelo em malha aberta e baseado nele, especifica-se um tempo de assentamento desejado (normalmente menor) para a função desempenho alcançável, que tentará reproduzir o comportamento do sistema em malha fechada. A especificação do tempo de assentamento é convertida para o correspondente valor de ω_n através de um procedimento automático, bastando apenas definir a ordem da função desempenho alcançável desejada. Como estas funções possuem estrutura fixa, foi determinado o tempo de assentamento das mesmas para a escala de tempo normalizada ($t_{A,n}$). Estes valores são mostrados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Tempo de assentamento normalizado para cada ordem das funções utilizadas como padrões da FDA.

m	1	2	3	4	5	6	7	8
$t_{A,n} = \omega_n \cdot t_A$	2,9960	2,9004	3,5877	4,2788	5,1738	5,6092	9,4092	9,9624

Como os valores do tempo de assentamento normalizado para cada ordem específica da função desempenho alcançável são fixos, o valor do parâmetro ω_n equivalente a uma especificação de tempo de assentamento para uma ordem específica, é dado pela Equação 3.23. Pode-se notar que o parâmetro ω_n é inversamente proporcional ao tempo de assentamento desejado da função desempenho alcançável, e a constante de proporcionalidade é específica para cada ordem, conforme mostrado na Tabela 3.2.

$$\omega_n = \frac{t_{A,n}}{t_A} \quad (3.23)$$

Para os padrões até a sexta ordem, o tempo de assentamento normalizado é limitado pelo limite inferior da faixa de 5% do valor estacionário, ou seja, 95%. Para as ordens superiores, há um salto brusco no valor do tempo de assentamento normalizado, pois elas são limitadas pelo limite superior (105%). Dessa forma, a utilização do tempo de assentamento como especificação da função desempenho alcançável é usual e produz resultados satisfatórios até a sexta ordem. Para as ordens superiores, deve-se tomar mais cuidado, e na prática, deve-se escolher um tempo de assentamento ligeiramente maior que para os casos de ordens menores.

Adicionalmente, estas funções são compatíveis com modelos de fase mínima, ou seja, que não apresentam tempo morto, pólos e zeros positivos. Quando isto ocorrer, estas limitações devem ser levadas em conta na função desempenho alcançável. Para modelos que apresentarem tempo morto, o mesmo deve ser incorporado na própria função desempenho alcançável. Para o caso de modelos que apresentam zeros e pólos positivos (no SPD), as funções desempenho alcançável devem ser fatoradas para garantir estabilidade interna (SKOGESTAD e POSTLETHWAITE, 1996), onde as restrições mostradas nas Equações 3.24 e 3.25 devem ser respeitadas, respectivamente para sistemas com zeros (z) e pólos (p) positivos.

$$T(z) = 0; \quad S(z) = 1 \quad (3.24)$$

$$T(p) = 1; \quad S(p) = 0 \quad (3.25)$$

A forma fatorada utilizada (TRIERWEILER e FACCIN, 2002) da função desempenho alcançável (T_0^*) para sistemas com nz zeros positivos foi obtida através das equações 3.26 e 3.27. Para sistemas com np pólos positivos, utilizam-se as equações 3.28 e 3.29. Nestes casos, \bar{z}_i e \bar{p}_i são os complexos conjugados dos respectivos zeros (z_i) e pólos (p_i) positivos.

$$B_z(s) = (-1)^{nz} \cdot \prod_{i=1}^{nz} \frac{s - z_i}{s + \bar{z}_i} \quad (3.26)$$

$$T_0^*(s) = B_z(s) \cdot T_0(s) \quad (3.27)$$

$$B_p(s) = (-1)^{np} \cdot \prod_{i=1}^{np} \frac{s - p_i}{s + \bar{p}_i} \quad (3.28)$$

$$T_0^*(s) = 1 + (1 - T_0(s)) \cdot B_p(s) \quad (3.29)$$

Em termos práticos, a presença de um zero positivo no modelo considerado implica na adição do mesmo zero positivo na FDA, juntamente com um pólo negativo de mesmo valor absoluto do zero, tornando mais lenta a resposta da FDA. Por outro lado, a presença de um pólo positivo no modelo considerado implica na adição de um zero negativo de mesmo valor absoluto na FDA, juntamente com a adição de um pólo positivo, cujo valor é dependente da magnitude do pólo, tornando a resposta inicial da FDA mais rápida.

Dessa forma, a presença destes fatores no modelo considerado pode alterar significativamente o comportamento da função desempenho alcançável original e, conseqüentemente, a especificação do parâmetro ω_n através do tempo de assentamento desejado pode não corresponder com o comportamento desejado após a fatoração, requerendo assim, um ajuste fino complementar no valor deste parâmetro.

Adicionalmente, para modelos integradores (com um pólo na origem), a utilização destes padrões produz controladores PD apenas, onde $T_I \rightarrow \infty$. Isto ocorre porque o modelo já possui um pólo em $s = 0$, eliminando naturalmente o erro em regime permanente para uma mudança do tipo degrau no valor da variável de referência. No entanto, para um distúrbio na carga, o erro em regime permanente irá aparecer. Para evitar isto, o controlador deve possuir um valor finito de T_I .

Dessa forma, apenas para modelos integradores, é utilizado outro padrão de função desempenho alcançável, resultante da adição de um zero ao padrão anterior, conforme mostrado na Equação 3.30. Para este caso, os coeficientes foram obtidos através da minimização do critério ITAE em resposta a uma entrada do tipo rampa, que é indicada para sistemas (modelo + controlador) com dois integradores (DORF e BISHOP, 1996), o que garante a obtenção de um controlador com T_I finito. Os denominadores destas funções são mostrados na Tabela 3.3, e as respectivas respostas a uma entrada do tipo degrau unitário, para a escala de tempo normalizada $\omega_n \cdot t$, são mostradas na Figura 3.5.

$$T_0(s) = \frac{b_1 \cdot s + b_0}{s^m + b_{m-1} \cdot s^{m-1} + b_{m-2} \cdot s^{m-2} + \dots + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0} \quad (3.30)$$

Tabela 3.3: Funções de transferência com coeficientes ótimos baseadas no critério ITAE em resposta a uma entrada do tipo rampa. Fonte: DORF e BISHOP (1996).

$$\begin{array}{c} \hline s^2 + 3,2\omega_n s + \omega_n^2 \\ s^3 + 1,75\omega_n s^2 + 3,25\omega_n^2 s + \omega_n^3 \\ s^4 + 2,41\omega_n s^3 + 4,93\omega_n^2 s^2 + 5,14\omega_n^3 s + \omega_n^4 \\ s^5 + 2,19\omega_n s^4 + 6,5\omega_n^2 s^3 + 6,3\omega_n^3 s^2 + 5,24\omega_n^4 s + \omega_n^5 \\ \hline \end{array}$$

Observa-se que, com exceção da função de segunda ordem, as demais apresentam uma resposta ao degrau unitário não satisfatória, com comportamento oscilatório e uma máxima sobrelevação bastante excessiva, não sendo indicadas para serem utilizadas como padrões para a função desempenho alcançável. Contudo, a função de segunda ordem é recomendada para estes casos, pois apresenta um desempenho satisfatório e é compatível com o comportamento de sistemas integradores puros.

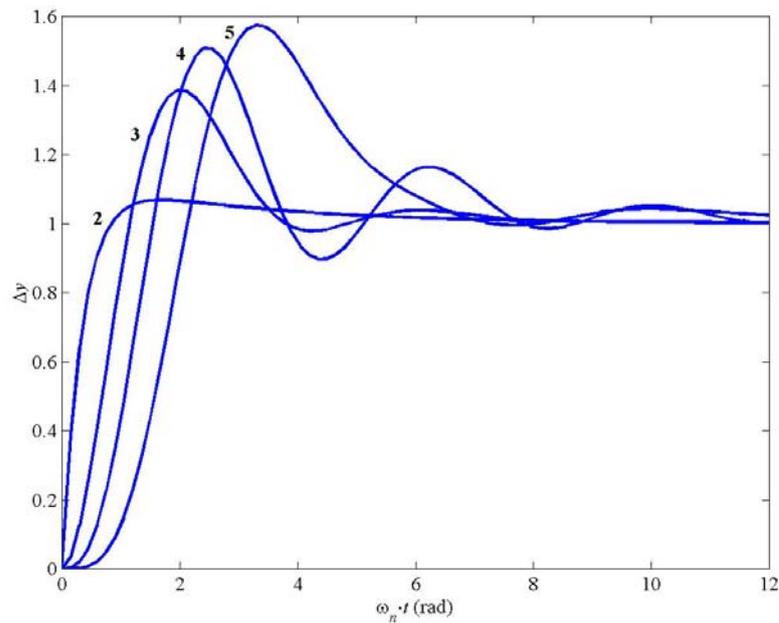


Figura 3.5: Resposta ao degrau unitário das funções utilizadas como padrões da FDA para modelos integradores.

Da mesma forma que anteriormente, o comportamento da função desempenho alcançável é perfeitamente especificado através do parâmetro ω_n . No entanto, relacionar este parâmetro com o tempo de assentamento não é indicado para este caso, visto que após o ponto de máxima sobrelevação, a função retorna lentamente para o valor de referência, fazendo com que o tempo de assentamento seja elevado. Adicionalmente, o modelo integrador não possui tempo de assentamento, visto que possui um ganho infinito. Dessa forma, não pode-se seleccionar o tempo de assentamento desejado para o sistema em malha fechada, relacionando-o com o respectivo valor em malha aberta, como normalmente é realizado.

Para este caso, a especificação do tempo de subida (t_s) mostrou-se mais adequada. Recomenda-se utilizar um tempo de subida equivalente a duas vezes o tempo morto. Esta configuração mostrou-se vantajosa, tanto com relação ao projeto do controlador, quanto com o compromisso entre desempenho e robustez. Da Figura 3.5, obteve-se o tempo de subida em escala normalizada para a função de segunda ordem (equivalente a 0,554). Assim, obtém-se o parâmetro ω_n , necessário para especificar a função desempenho alcançável, diretamente relacionado com o valor do tempo morto do modelo integrador, conforme mostrado na Equação 3.31.

$$\omega_n = \frac{0,277}{\theta} \quad (3.31)$$

3.4.2 Vetor de Frequências

Como a metodologia proposta é baseada em um problema de otimização no domínio da frequência, onde o valor da função objetivo é dependente de uma série de termos avaliados em frequências específicas, os resultados obtidos somente serão satisfatórios caso todas as informações necessárias para o projeto do controlador estiverem contidas nas frequências utilizadas. Assim, a correta escolha do vetor de frequências a ser utilizado no problema de otimização também é de fundamental importância para o sucesso da metodologia. Dessa forma, o vetor de frequências deve ser adequado à região de interesse, onde o controlador irá efetivamente operar, mas, como o controlador ainda não foi determinado, isto não é factível previamente. A alternativa utilizada foi determinar o vetor de frequências baseado na função desempenho alcançável, pois ela possui o comportamento dinâmico esperado para o sistema em malha fechada.

O procedimento de determinação do vetor de frequências é realizado automaticamente da seguinte forma. Avalia-se a função desempenho alcançável (T_θ) e a sua respectiva função de sensibilidade (S_θ) no domínio da frequência para um amplo intervalo de frequências (Figura 3.6a). A função desempenho alcançável apresenta valor unitário para baixas frequências e valor nulo para altas frequências, e o inverso para a função de sensibilidade. As frequências de interesse são aquelas onde ocorre esta transição, próximas à região correspondente ao máximo da curva $|T_\theta \cdot S_\theta|$ (Figura 3.6b). Em termos práticos, determina-se o pico da curva $|T_\theta \cdot S_\theta|$, e os valores limites do vetor de frequência são as respectivas frequências onde a curva é igual a 1% do valor máximo. A Figura 3.6 foi gerada para uma função desempenho alcançável (Tabela 3.1) de segunda ordem, com $\omega_n = 1$. Para este caso, o intervalo de frequências obtido foi $\omega = [6,7 \cdot 10^{-3} \ 10,4]$.

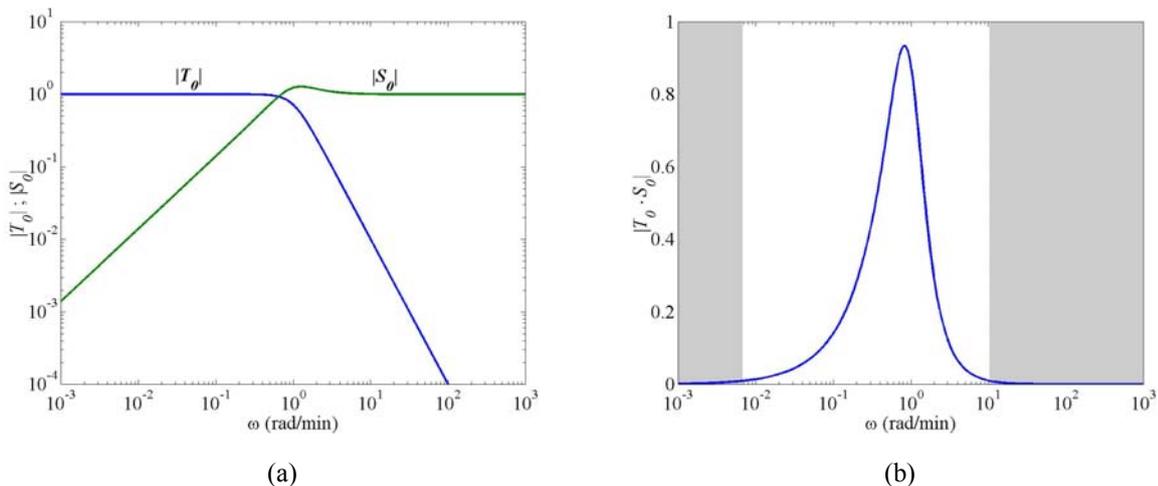


Figura 3.6: $|T_\theta|$ e $|S_\theta|$ avaliadas no domínio da frequência (a), e intervalo de frequências (janela clara) obtidas a partir da curva $|T_\theta \cdot S_\theta|$ (b).

Após determinado o intervalo de frequências, o vetor é composto de um número específico de pontos igualmente espaçados em escala logarítmica entre os limites inferior e superior. Quanto mais pontos forem considerados no vetor de frequências, mais informações são consideradas e, assim, melhores os resultados, contudo, maior é a carga computacional e o

tempo gasto na resolução do problema de otimização. De modo geral, um vetor contendo 100 pontos já é suficiente, mostrando um bom compromisso entre estes dois fatores. Para casos mais complexos, no entanto, algumas vezes é necessário um número maior de pontos.

3.5 Simulação dos Sistemas em Malha Fechada

Após o projeto do controlador, faz-se necessário avaliar o seu desempenho e verificar se o método obteve um resultado plausível, ou seja, se a função de transferência em malha fechada possui comportamento semelhante à função desempenho alcançável, quando excitada por uma mudança do tipo degrau unitário, pois este foi o objetivo do problema de otimização. Para tanto, após o projeto de cada controlador, são realizados testes simulados contendo ambas as curvas, com o auxílio do aplicativo Simulink[®]/Matlab[®]. Assim, é possível fazer uma avaliação visual se o projeto foi satisfatório. Adicionalmente, partindo dos resultados simulados, é realizada uma avaliação mais detalhada, computando alguns índices de qualidade, para caracterizar o desempenho e robustez do sistema de controle projetado.

Se o projeto não for considerado satisfatório, retorna-se ao processo de escolha de uma nova função desempenho alcançável, que seja mais rápida ou mais lenta, ou até alterando a ordem da mesma, tornando-a mais compatível com a resposta do sistema. A não satisfação com o projeto pode ocorrer caso algum limite de estabilidade for ultrapassado, caso os critérios de desempenho forem inadequados, mostrando que ainda há possibilidade de melhoria do desempenho, ou simplesmente se o comportamento do sistema em malha fechada não for o esperado.

Os índices de qualidade utilizados neste trabalho para caracterizar o sistema quanto ao seu desempenho e robustez são: tempo de assentamento (t_A), máxima sobrelevação (M_{SO}), as integrais de erro IAE e $ITAE$, margem de ganho (MG), reserva de fase (RF) e máxima sensibilidade (MS). Com estes índices, é possível ter uma avaliação bastante detalhada do comportamento dinâmico do sistema para mudanças no valor da variável de referência.

3.6 Aplicação em um Caso Exemplo

Nesta seção, será realizado e discutido de forma mais detalhada todo o procedimento necessário para o projeto do controlador. Para tanto, foi escolhido um modelo exemplo, dado por uma função de terceira ordem com tempo morto, conforme mostrado na Equação 3.32.

$$G = \frac{10}{(5 \cdot s + 1) \cdot (6 \cdot s + 1) \cdot (7 \cdot s + 1)} e^{-2 \cdot s} \quad (3.32)$$

A resposta deste modelo para uma entrada do tipo degrau unitário pode ser visualizada na Figura 3.7.

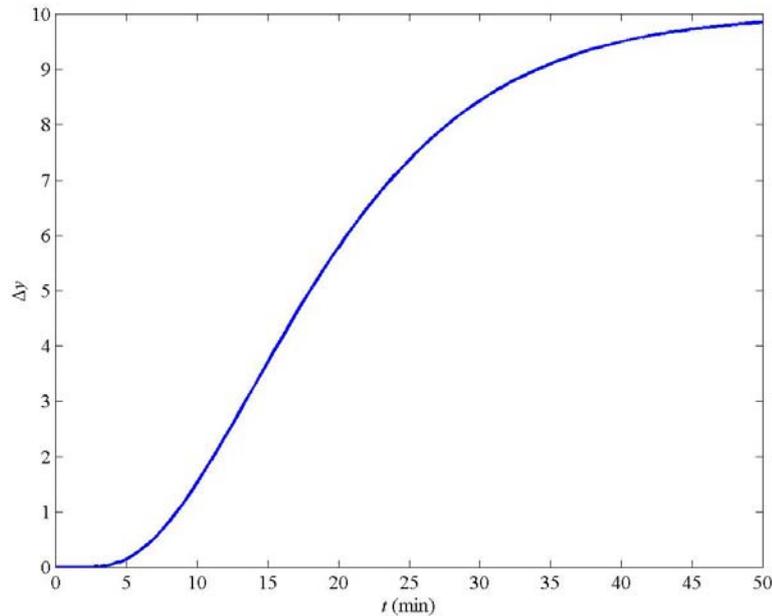


Figura 3.7: Resposta do modelo exemplo G a uma entrada do tipo degrau unitário.

O primeiro passo consiste na definição da função desempenho alcançável a ser utilizada no projeto do controlador. Considerando os padrões estabelecidos na Tabela 3.1, a FDA é perfeitamente caracterizada pela escolha da ordem e do parâmetro ω_n . A ordem deve ser compatível com a ordem do sistema em malha fechada, contudo, como isto não é conhecido de antemão, pois é dependente da velocidade de atuação do controlador, uma boa escolha inicial é partir com uma FDA de mesma ordem que o modelo considerado, no caso terceira ordem. O parâmetro ω_n é definido a partir da velocidade desejada para o sistema em malha fechada. Uma boa escolha inicial seria desejar que o sistema em malha fechada tivesse seu tempo de assentamento reduzido pela metade, quando comparado ao sistema em malha aberta, que no caso é de 40 min. Neste caso, seria adequado um tempo de assentamento de 20 min. Com o auxílio da Equação 3.23 e da Tabela 3.2, é possível obter o valor do parâmetro ω_n equivalente a um tempo de assentamento de 18 min (descontando o tempo morto), que é $\omega_n = 0,199$.

Baseado na FDA escolhida, é obtido o intervalo de frequências para o qual será avaliada a função objetivo do problema de otimização. As frequências de interesse para o projeto do controlador estão no intervalo $\omega = [9,93 \cdot 10^{-4} \ 8,60 \cdot 10^{-1}]$. O vetor de frequências a ser utilizado no problema de otimização é definido com 100 pontos igualmente espaçados em escala logarítmica entre os limites inferior e superior do intervalo especificado.

Antes de iniciar o processo de otimização, deve-se especificar qual parametrização de controlador PID será utilizada. Optou-se por utilizar a parametrização padrão da ISA (Equação 3.10) com $c = 0$, $b = 1$ e $N = 10$. Com tudo definido, utilizou-se o método de otimização seqüencial iterativo (SIOM) para o cálculo dos parâmetros do controlador C . Para este caso, a convergência foi obtida em cinco iterações em menos de 2 segundos (em um computador Pentium 4, 3 GHz, 1 Gb RAM). Os resultados obtidos são mostrados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4: Resultados obtidos da convergência dos parâmetros do controlador C .

<i>nit</i>	K_C	T_I (min)	T_D (min)	erro [K_C] (%)	erro [T_I] (%)	erro [T_D] (%)	FO_{E1}	FO_{E2}
1	0,210	7,61	11,51	-	-	-	83,87	12,02
2	0,165	18,52	5,20	-27,20	58,91	-121,30	2,186	0,191
3	0,186	24,08	4,74	11,06	23,09	-9,67	0,0236	0,0114
4	0,181	22,99	4,78	-2,52	-4,74	0,82	0,00142	0,00077
5	0,182	23,22	4,77	0,34	0,98	-0,31	0,00048	0,00060

Na Tabela 3.4 é possível acompanhar a convergência dos parâmetros K_C , T_I e T_D em cinco iterações, quando os erros relativos absolutos de todos os parâmetros tornam-se menor que a tolerância $\varepsilon = 1\%$. Nota-se que a estimativa inicial do parâmetro K_C foi um pouco maior que o valor final, a estimativa do parâmetro T_I , bem menor que o valor final e a estimativa do parâmetro T_D , bem maior que o valor final, contudo a convergência para os valores ótimos é bastante rápida. Adicionalmente, é mostrada a evolução do valor da função objetivo otimizada em cada etapa do método seqüencial iterativo, cujo valor final foi menor que 10^{-3} . Os valores de FO_{E1} e FO_{E2} correspondem, respectivamente, às funções objetivo minimizadas na Etapa 1 e Etapa 2, em cada iteração.

A Figura 3.8 mostra o desempenho do controlador C para uma mudança do tipo degrau unitário no valor da variável de referência, em comparação com a função desempenho alcançável escolhida, juntamente com a resposta do sistema em malha aberta. A importância de um gráfico deste tipo é poder visualizar simultaneamente o resultado do método de otimização (quão similar estão as curvas T e T_0) e a comparação entre o sistema em malha aberta e fechada (respectivamente G e T), que dá uma idéia do ganho de desempenho proporcionado pelo controlador. Os respectivos índices de qualidade obtidos para este sistema de controle são mostrados na Tabela 3.5.

Tabela 3.5: Índices de qualidade obtidos para o controlador C .

MS	IAE	$ITAE$	MG	RF	M_{SO} (%)	t_A (min)
1,66	13,01	102,0	3,28	69,6	2,0	20,0

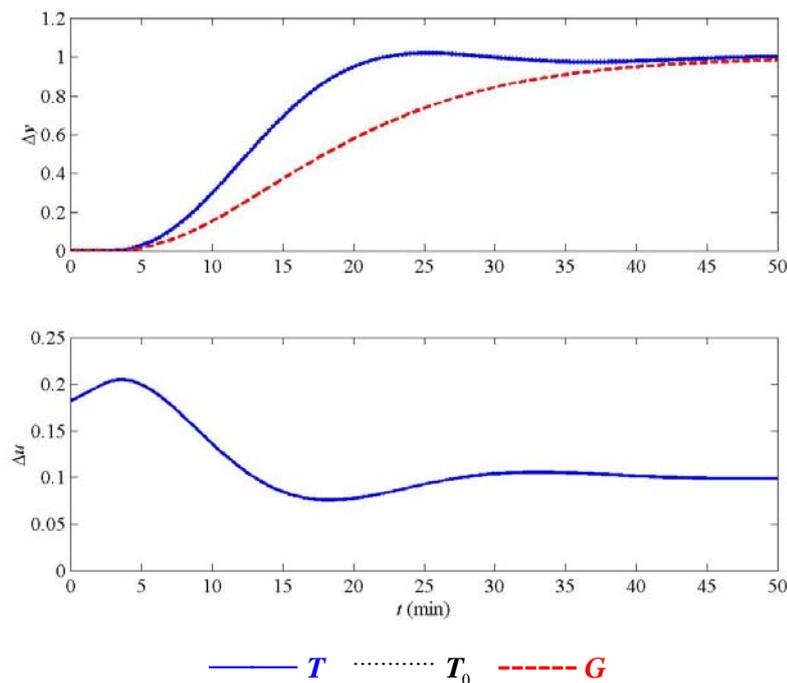


Figura 3.8: Comparação da resposta da função desempenho alcançável (T_0) com a resposta em malha fechada (T) e malha aberta (normalizada pelo ganho) do modelo G para uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) pelo controlador C .

Analisando os resultados mostrados na Tabela 3.5, nota-se que os critérios de robustez são satisfatórios, abaixo dos limites de estabilidade, com uma pequena sobrelevação, e o tempo de assentamento foi o desejado. De fato, pela Figura 3.8 pode-se observar que o comportamento do sistema em malha fechada bateu em cima da FDA, sendo inclusive, imperceptível a diferença entre ambas as curvas. Mesmo assim, caso o desempenho obtido pelo controlador não for considerado satisfatório, retorna-se ao passo inicial da escolha de uma nova FDA, mais rápida ou mais lenta ou de diferente ordem, refazendo o projeto e testando novamente o desempenho do novo controlador obtido. Neste caso poderia escolher uma FDA mais rápida (menor t_A e maior ω_n) para melhorar o desempenho do sistema, visto que os critérios de robustez estão longe dos limites de estabilidade.

Na prática, como a metodologia desenvolvida para todo o procedimento (escolha da FDA, projeto do controlador, simulação com os resultados obtidos e computação dos índices de qualidade) é bastante simples e rápida (normalmente não leva mais que um minuto), pode-se realizar o projeto de vários controladores, considerando diferentes condições (ordens e dinâmicas variadas) e comparar o desempenho dos mesmos para selecionar o mais adequado.

Capítulo 4

Projeto de Controladores

“Over the last two decades there has been a dramatic change in the chemical process industries. Industrial processes are now highly integrated with respect to energy and material flows, constrained ever more tightly by high quality product specifications, and subject to increasingly strict safety and environmental emission regulations. These more stringent operating conditions often place new constraints on the operating flexibility of the process. All of these factors produce large economic incentives for reliable, high performance control systems in modern industrial plants.” (OGUNNAIKE e RAY, 1994, p. *xvii*).

4.1 Estudo de Casos

Por sistemas de controle de alta performance, muitos irão pensar em controladores preditivos, adaptativos, lógica *Fuzzy*, redes neuronais, entre outros. Muito provavelmente, também era essa a idéia de Babatunde A. Ogunnaike e Willis H. Ray ao redigirem a citação de abertura deste capítulo. Por outro lado, LUYBEN e LUYBEN (1994) citam, como a primeira lei fundamental em controle de processos, que o melhor sistema de controle é o mais simples que fizer o serviço. Assim, o velho e bom PID (aquele mesmo já existente nos sistemas comerciais), na grande maioria dos casos industriais, quando projetado de forma adequada, fornece uma performance equivalente à destas ferramentas modernas, que além de tudo, necessitam de metodologias muito mais complexas, maior esforço computacional, maior preocupação com segurança e, principalmente, com um alto custo envolvido.

Adicionalmente, por melhor que seja a ferramenta de controle utilizada no sistema de controle, ela vai estar sempre limitada às restrições do processo e do sistema de correção. Ou seja, de nada adianta a adoção da melhor técnica de controle, se o atuador opera com limitações físicas. E como limitações físicas, não fala-se somente de problemas eventuais de instrumentação como agarramento de válvula, mas sim, de todas as limitações normais de um componente físico que está sujeito a desgastes mecânicos por fricção, movimentos bruscos e repetitivos, possui uma determinada precisão e velocidade máxima de movimento.

Cabe ressaltar que a relação custo/benefício do PID é melhor para as malhas de controle básicas (ou de nível inferior). Não se está querendo entrar no mérito das malhas de controle de nível superior, onde a existência de técnicas modernas é de fundamental importância para uma operação otimizada do processo em geral, contudo, estas malhas em nível superior estarão comandando malhas primárias controladas por controladores PID. Se estes controladores básicos não forem projetados adequadamente, seu desempenho não será satisfatório, a estratégia de controle de nível superior não estará sendo aproveitada da melhor forma, e o resultado obtido será aquém do desejado. ROESSLER (2004), inclusive, enfatiza “Ofentimes advanced regulatory control strategies are an effective, and at times, necessary building block for advanced control and optimizing programs. However, the basic operation of the instrumentation, valves, and base PID controllers is absolutely required for adequate performance of installed advanced process control.”

Em suma, a adoção de uma estratégia de controle simples e confiável, como o algoritmo PID, associada a um projeto que permita atingir um desempenho satisfatório respeitando os limites de estabilidade operacional é de extrema importância para o sucesso de qualquer sistema de controle. Dessa forma, para avaliar o potencial do método desenvolvido, foram realizados diversos projetos de controladores para diferentes casos. Foram testadas as habilidades do método em projetar controladores para variados tipos de modelos, sendo exploradas características como o efeito da ordem do modelo, do tempo morto, da dinâmica, sistemas integradores e efeito de zeros e pólos positivos. O controlador utilizado, em todos os casos, corresponde à forma padrão da ISA (Equação 3.10) com $b = 1$, $c = 0$ e $N = 10$, cujos parâmetros de ajuste são: K_C , T_I e T_D .

4.1.1 Efeito da Ordem do Modelo

Para avaliar o efeito da ordem do modelo no projeto do controlador através do método proposto, foram consideradas seis funções de transferência, representadas pela Equação 4.1. A Figura 4.1 mostra o comportamento dinâmico destes modelos em resposta a uma entrada do tipo degrau unitário.

$$G = \frac{1}{(10 \cdot s + 1)^n} \cdot e^{-1 \cdot s} \quad n = 1; 2; 3; 4; 5; 6 \quad (4.1)$$

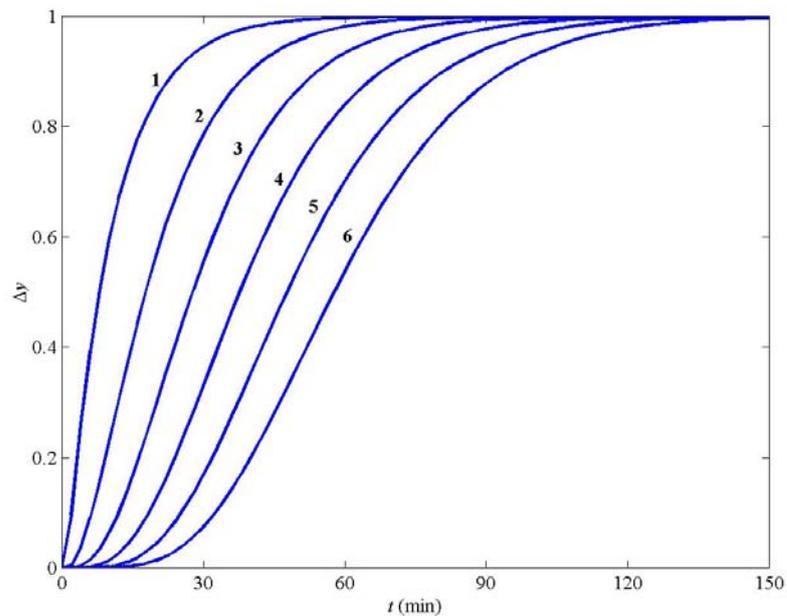


Figura 4.1: Resposta dos modelos da Equação 4.1 (variando n) para uma excitação do tipo degrau unitário.

Observando as curvas da Figura 4.1, pode-se notar que quanto maior a ordem do modelo, mais lenta se torna a resposta do mesmo e maior é o tempo inicial para se perceber alguma variação significativa. Entretanto, as características mais interessantes destes modelos podem ser avaliadas a partir da inclinação das curvas (ou derivada em cada instante de tempo t) que é mostrada na Figura 4.2. Na Tabela 4.1, mostra-se o valor máximo de cada curva (pico), bem como o tempo em que este valor ocorre.

Tabela 4.1: Valor máximo e tempo onde ocorre o pico das curvas da Figura 4.2.

n	1	2	3	4	5	6
Pico	0,1	0,0368	0,0271	0,0224	0,0195	0,0175
t (min)	1	11	21	31	41	51

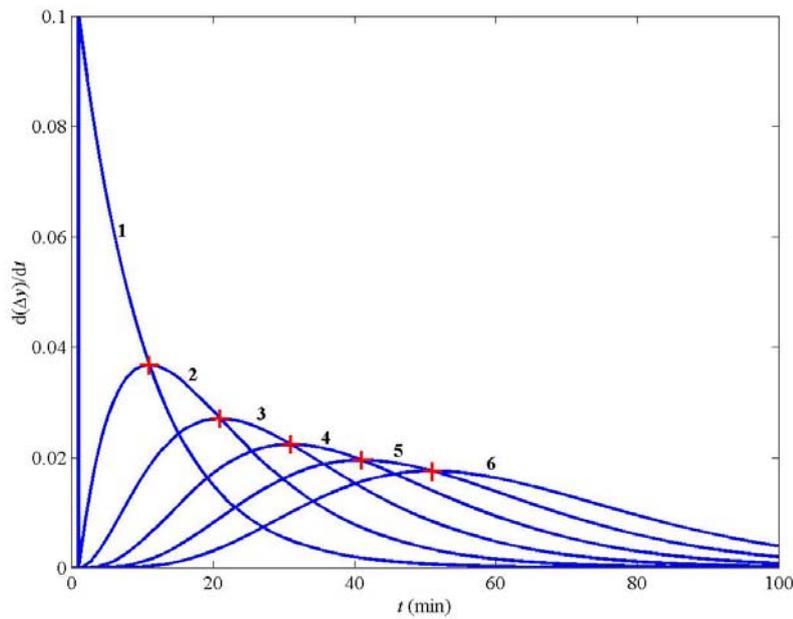


Figura 4.2: Inclinação da resposta dos modelos da Equação 4.1 (variando n).

Estas informações são importantes, pois mostram que os valores dos picos das inclinações diminuem com o aumento da ordem, e que o tempo em que este pico ocorre é igual ao valor do tempo morto somado com o produto entre a constante de tempo (no caso dez) e a ordem do modelo decrescida de uma unidade. Um fato bem interessante, que pode ser visualizado na Figura 4.2, é que exatamente no pico de uma curva ocorre a interseção da resposta da curva com a de ordem imediatamente inferior. Além disso, todas as curvas são suaves, com exceção da curva do modelo de primeira ordem, onde ocorre uma mudança brusca na variação inicial (apenas transcorrido o tempo morto), onde se é evidenciado o pico com uma amplitude inversamente proporcional à constante de tempo.

Com relação ao projeto do controlador, para cada caso específico, foi escolhida uma função desempenho alcançável de igual ordem ao modelo em malha aberta e com a metade do tempo de assentamento. Com isto, procura-se estudar a influência da ordem do modelo com o desempenho equivalente que pode ser obtido para o sistema em malha fechada. Os parâmetros dos controladores projetados, bem como os índices de qualidade obtidos para a resposta de cada sistema a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência, são mostrados na Tabela 4.2. Na Figura 4.3, são mostrados gráficos contendo a resposta de cada sistema em malha aberta, em malha fechada e a respectiva FDA utilizada no projeto do controlador.

Analisando os resultados mostrados na Tabela 4.2, nota-se pouca variação nos valores do parâmetro K_C , em contraste com os parâmetros T_I e T_D , que apresentam aumento significativo com o aumento da ordem do modelo, o que demonstra a diminuição da importância relativa da ação integral e aumento da importância relativa da ação derivativa. Nota-se que a relação T_I / T_D diminui com o aumento da ordem até a quarta ordem. A partir da quarta ordem, a relação volta a aumentar, devido, provavelmente, ao fato de que, nestes casos, o projeto foi insatisfatório, pela escolha de uma FDA com desempenho além do alcançável.

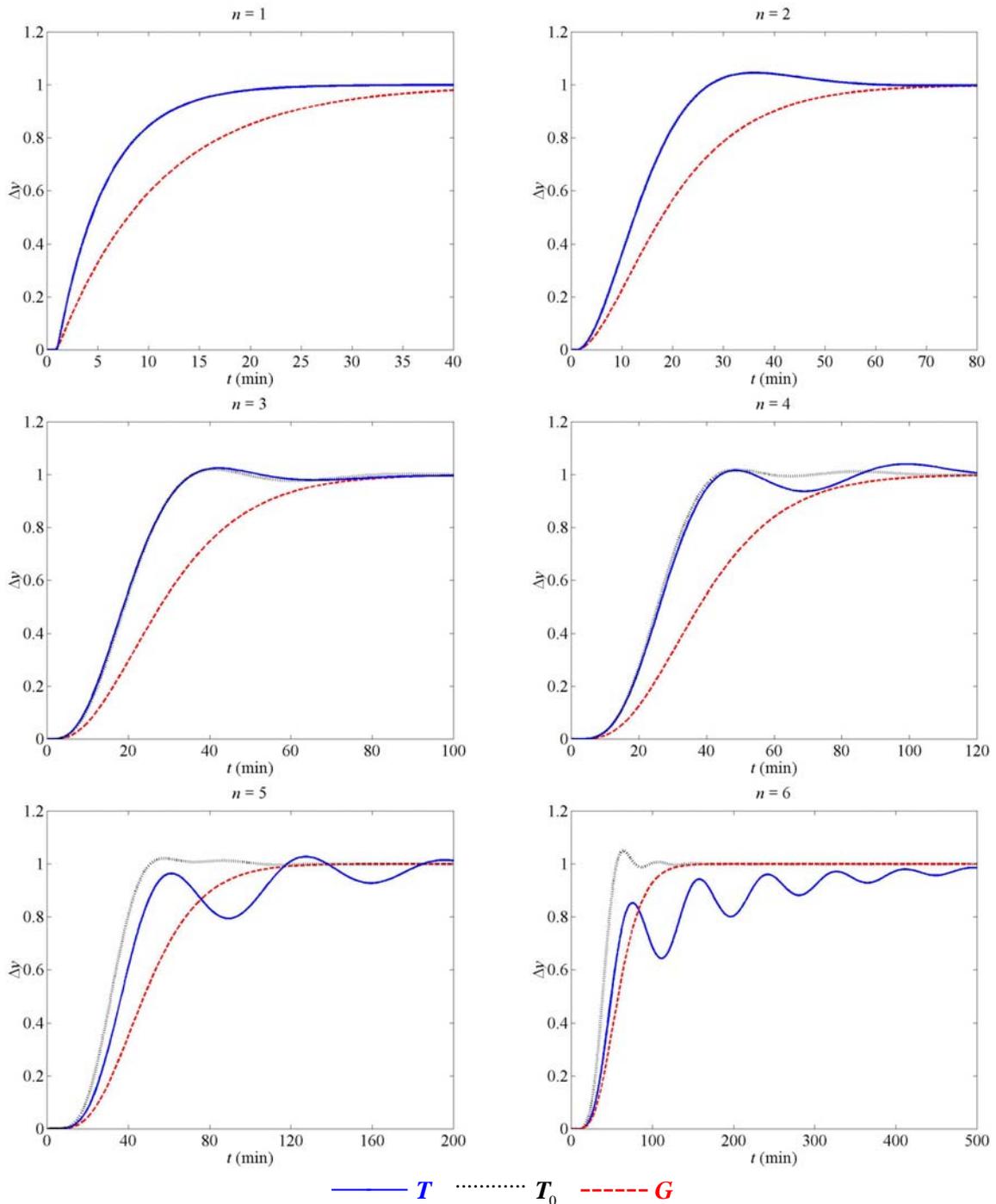


Figura 4.3: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.1.

Com relação ao resultado dos projetos dos controladores, pode-se afirmar que os três primeiros casos geraram resultados bastante satisfatórios com valores pequenos para a função objetivo, tempo de assentamento equivalente ao esperado, e com critérios de robustez longe dos limites de estabilidade, mostrando que facilmente poderia se melhorar a performance destes sistemas. O quarto caso mostrou-se num limiar, onde os índices de qualidade apresentam valores satisfatórios, apesar da resposta um pouco oscilatória, que influiu no tempo de assentamento, visto que a mesma saiu da faixa de assentamento em torno de 70 min.

Tabela 4.2: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito da ordem do modelo.

Modelo		FDA		Controlador					Índices de Qualidade						
n	t_A (min)	m	ω_n	K_C	T_I (min)	T_D (min)	FO	T_I/T_D	t_A (min)	M_{SO} (%)	IAE	$ITAE$	MG	RF	MS
1	31,0	1	0,207	1,87	10,91	0,45	0,001	24,2	15,5	-	5,8	28,6	8,3	85,5	1,14
2	48,4	2	0,125	1,50	18,35	2,33	0,0001	7,88	24,2	4,6	13,9	139,2	29,7	71,4	1,19
3	64,0	3	0,116	1,88	36,75	6,28	0,027	5,85	32,0	2,5	19,9	261,4	7,8	71,5	1,41
4	78,5	4	0,112	1,98	50,44	13,13	0,36	3,84	75,2	4,0	28,3	556,4	2,3	56,4	2,12
5	92,5	5	0,114	1,68	78,01	18,52	3,97	4,21	170,8	2,7	46,2	1761	1,63	46,5	3,07
6	106,1	6	0,108	1,36	131,19	24,72	10,4	5,31	384,7	-	92,3	9979	1,4	45,6	3,79

A partir de quarta ordem, o aumento da ordem só faz degradar mais ainda os critérios de robustez, que já ultrapassam os limites de estabilidade. O tempo de assentamento torna-se muito maior que o de malha aberta, e o sistema torna-se muito oscilante. O próprio valor da função objetivo (FO) mostra que o projeto não foi adequado. Nestes casos, houve uma limitação física para os modelos conseguirem atingir o desempenho relativo esperado, pois o sistema não consegue acompanhar a variação inicial elevada da FDA. Ou seja, para estes modelos de alta ordem, um desempenho equivalente a metade do tempo de assentamento da malha aberta não é plausível, quanto utilizado um controlador do tipo PID.

Através deste estudo de caso, objetivou-se mostrar a influência da ordem do modelo no desempenho alcançável do sistema em malha aberta. O desempenho relativo especificado de metade do tempo de assentamento se mostrou bem adequado para sistemas de quarta ordem. Para sistemas de primeira e segunda ordem, um desempenho relativo de tempo de assentamento equivalente a $1/6$ é perfeitamente alcançável, mantendo os limites de estabilidade. Para sistemas de terceira ordem, uma relação plausível é de $1/3$. Para sistemas de mais alta ordem, uma relação adequada deve ser maior que $1/2$. Assim, para os modelos de quinta e sexta ordem, poderia obter-se controladores PID adequados para desempenhos relativos com relação de $2/3$ e $3/4$, respectivamente. Cabe salientar que estas relações são afetadas pela magnitude do tempo morto de cada modelo, cuja influência será estudada mais detalhadamente na seqüência.

4.1.2 Efeito do Tempo Morto

Partindo do modelo representado pela Equação 4.1 com $n = 2$, foi avaliada a influência do tempo morto no projeto dos controladores variando a sua magnitude, obtendo assim, novos modelos, conforme representado na Equação 4.2. O comportamento dinâmico destes modelos em resposta a uma entrada do tipo degrau unitário é mostrado na Figura 4.4.

$$G = \frac{1}{(10 \cdot s + 1)^2} \cdot e^{-\theta \cdot s} \quad \theta = 3; 6; 9; 12 \quad (4.2)$$

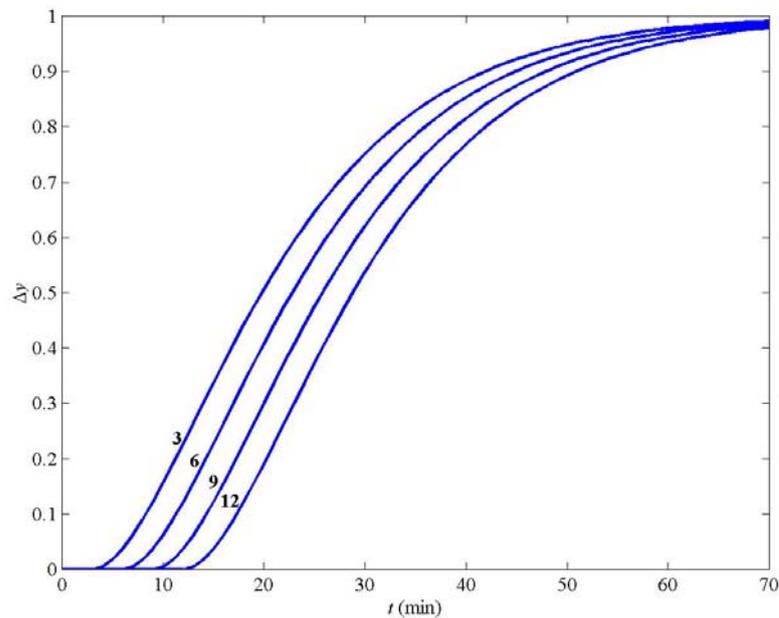


Figura 4.4: Resposta dos modelos da Equação 4.2 (variando θ) para uma excitação do tipo degrau unitário.

Para todos os casos, foi escolhida uma função desempenho alcançável de segunda ordem, com tempo de assentamento igual à metade do tempo de assentamento do modelo em malha aberta. Este estudo de caso tem por objetivo analisar a influência do tempo morto no desempenho relativo que pode ser obtido com o sistema em malha fechada, bem como avaliar quando o tempo morto compromete o projeto do controlador. Os parâmetros dos controladores projetados, bem como os índices de qualidade obtidos para a resposta de cada sistema a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência, são mostrados na Tabela 4.3. Na Figura 4.5, são mostrados gráficos contendo a resposta de cada sistema em malha aberta, em malha fechada e a respectiva FDA utilizada no projeto do controlador.

Tabela 4.3: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito do tempo morto.

Modelo	FDA		Controlador						Índices de Qualidade						
	θ	t_A (min)	m	ω_n	K_C	T_I (min)	T_D (min)	FO	T_I/T_D	t_A (min)	M_{So} (%)	IAE	$ITAE$	MG	RF
3	50,4	2	0,131	1,53	21,08	3,37	0,003	6,26	25,2	4,3	15,3	154,3	7,0	71,3	1,29
6	53,4	2	0,140	1,52	24,92	5,04	0,081	4,94	26,6	3,0	17,6	182,2	3,0	71,3	1,59
9	56,4	2	0,151	1,45	29,50	6,78	0,72	4,35	53,1	3,7	21,3	274,6	2,0	73,0	2,07
12	59,4	2	0,164	1,30	36,91	8,58	3,08	4,30	69,4	1,7	28,3	585,7	1,6	80,9	2,62

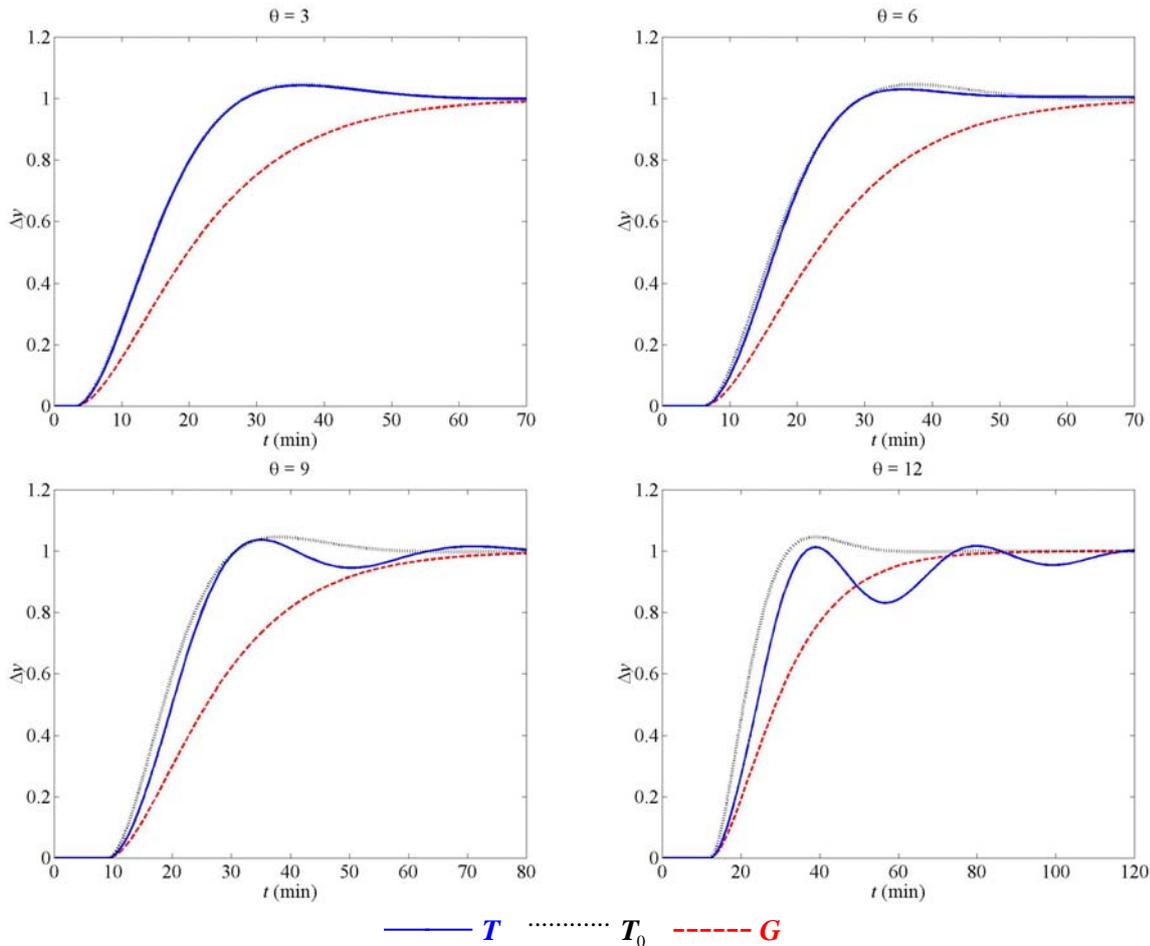


Figura 4.5: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.2.

Analisando os resultados mostrados na Tabela 4.3, podemos verificar uma pequena diminuição no valor de K_C , em contraste com os parâmetros T_I e T_D , que aumentaram com o aumento de θ , evidenciando o aumento da importância relativa da ação derivativa e diminuição da importância relativa da ação integral para sistemas com tempo morto significativo.

O projeto do controlador para os dois primeiros casos foi bastante satisfatório, com critérios de robustez bem aquém dos limites. Para o terceiro caso, houve mais dificuldades de se obter o desempenho desejado, pois o sistema não conseguiu acompanhar a variação inicial da FDA, provocando uma oscilação um pouco excessiva, o que aumentou o tempo de assentamento. Ainda assim, o projeto mostrou-se satisfatório, visto que os critérios de estabilidade não foram ultrapassados. No último caso, o projeto não foi adequado, pois os limites de estabilidade foram atingidos, mostrando a limitação do desempenho para sistemas com tempo morto significativo. Para os modelos considerados neste estudo de caso, evidenciou-se que o desempenho relativo desejado é plausível de ser obtido para valores de θ menor que 15% do valor do tempo de assentamento do sistema em malha aberta. Para modelos com tempo morto maior que o recomendado por esta heurística, a relação de 1/2 entre os tempos de assentamento não é mais factível.

4.1.3 Efeito do Fator de Amortecimento

O efeito do fator de amortecimento foi avaliado projetando controladores para os modelos representados pela Equação 4.3. A Figura 4.6 mostra o comportamento dinâmico destes modelos em resposta a uma variação do tipo degrau unitário.

$$G = \frac{1}{100 \cdot s^2 + 20 \cdot \zeta \cdot s + 1} \cdot e^{-2 \cdot s} \quad \zeta = 0,3; 0,7; 1; 2 \quad (4.3)$$

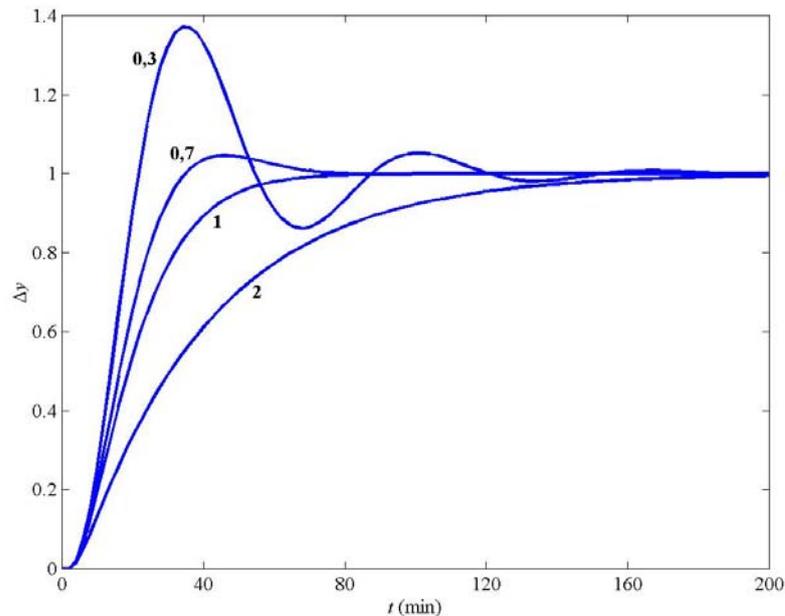


Figura 4.6: Resposta dos modelos da Equação 4.3 (variando ζ) para uma excitação do tipo degrau unitário.

Observa-se no gráfico da Figura 4.6 que quanto menor o valor de ζ , menor é o tempo de subida da resposta ao degrau, no entanto, para valores positivos menores que 1, o modelo apresenta pólos complexos e a resposta torna-se cada vez mais oscilatória (subamortecida). Para $\zeta = 1$, o modelo apresenta amortecimento crítico devido a presença de pólos reais repetidos. Para valores maiores que a unidade, o modelo apresenta pólos reais distintos, e a resposta torna-se superamortecida, ou seja, cada vez mais lenta.

Para estes casos, foi escolhida uma única função desempenho alcançável de segunda ordem, com metade do tempo de assentamento do modelo com $\zeta = 0,7$, o de menor tempo de assentamento (31,0 min). Assim, pretende-se verificar a influência do fator de amortecimento no projeto do controlador e no desempenho alcançável em malha fechada. Os parâmetros dos controladores projetados, bem como os índices de qualidade obtidos para a resposta de cada sistema a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência, são mostrados na Tabela 4.4. Na Figura 4.7, são mostrados gráficos contendo a resposta de cada sistema em malha aberta, em malha fechada e a respectiva função desempenho alcançável utilizada no projeto do controlador.

Tabela 4.4: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito do fator de amortecimento.

Modelo	FDA		Controlador						Índices de Qualidade						
	ζ	t_A (min)	m	ω_n	K_C	T_I (min)	T_D (min)	FO	T_I/T_D	t_A (min)	M_{SO} (%)	IAE	$ITAE$	MG	RF
0,3	103,3	2	0,215	2,47	25,32	7,62	0,30	3,32	15,8	-	10,1	74,0	2,7	38,9	1,95
0,7	31,0	2	0,215	3,10	27,43	5,15	0,66	5,33	15,5	2,7	9,4	55,7	3,5	55,9	1,58
1	49,4	2	0,215	3,52	30,50	3,75	0,024	8,13	15,5	3,6	9,5	58,1	4,3	63,8	1,43
2	116,6	2	0,215	4,77	40,70	0,61	$2 \cdot 10^{-5}$	66,7	15,5	4,6	9,5	60,1	5,8	63,4	1,41

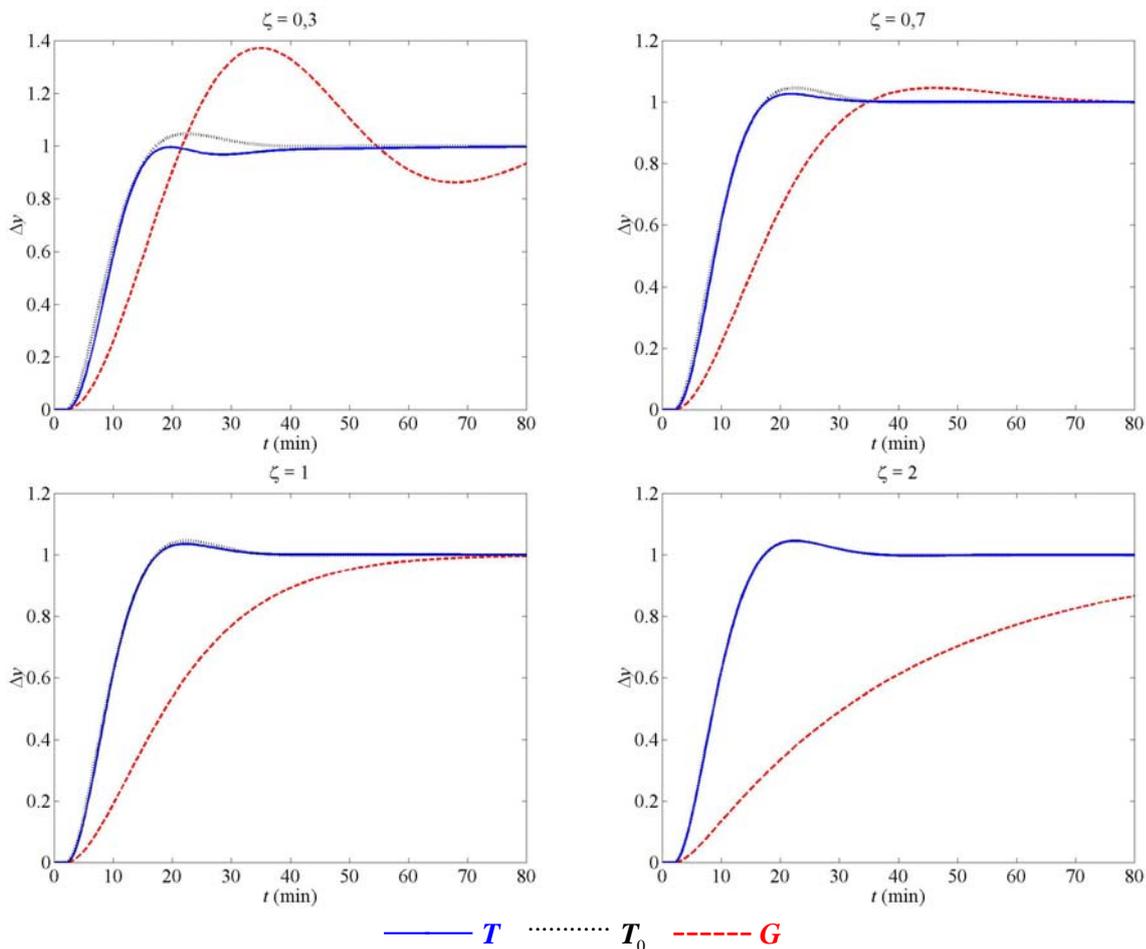


Figura 4.7: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.3.

Através dos resultados da Tabela 4.4 e da Figura 4.7, pode-se observar que todos os projetos foram satisfatórios, e com exceção do primeiro caso, os critérios de desempenho foram bem semelhantes. O primeiro caso foi, ainda, o menos robusto (mais próximo dos limites de estabilidade), evidenciando-se também, um aumento na robustez com o aumento de ζ (aumento da MG e diminuição da MS). Adicionalmente, nota-se um aumento nos valores

dos parâmetros K_C e T_I e uma diminuição em T_D , com o aumento do fator de amortecimento. Conforme esperado, para o sistema superamortecido (mais lento), a ação derivativa projetada foi muito pequena, contudo, ela possui uma importância relativa maior para sistemas subamortecidos.

Com este estudo de caso, evidenciou-se que a diminuição do fator de amortecimento ζ para valores bem abaixo da unidade causa limitações no desempenho dos sistemas de controle, devido ao seu comportamento oscilatório. Mesmo possuindo uma resposta inicial mais rápida em malha aberta, os sistemas subamortecidos se mostraram menos robustos para um mesmo desempenho desejado em malha fechada. Cabe ressaltar que o sistema mais lento em malha aberta (maior t_A), atingiu o desempenho desejado (cuja relação entre os tempos de assentamento foi de aproximadamente 1/8) com os melhores critérios de robustez.

4.1.4 Efeito da Dinâmica

A partir de modelos de terceira ordem, representados pela Equação 4.4, com razão entre a constante de tempo (τ) e o tempo morto constante e igual a 2, avaliou-se o efeito da dinâmica (variando τ) no projeto e desempenho dos controladores. A Figura 4.8 mostra o comportamento dinâmico destes modelos em resposta a uma variação do tipo degrau unitário.

$$G = \frac{1}{(\tau \cdot s + 1)^3} \cdot e^{-\frac{\tau}{2} \cdot s} \quad \tau = 2; 4; 6; 8 \quad (4.4)$$

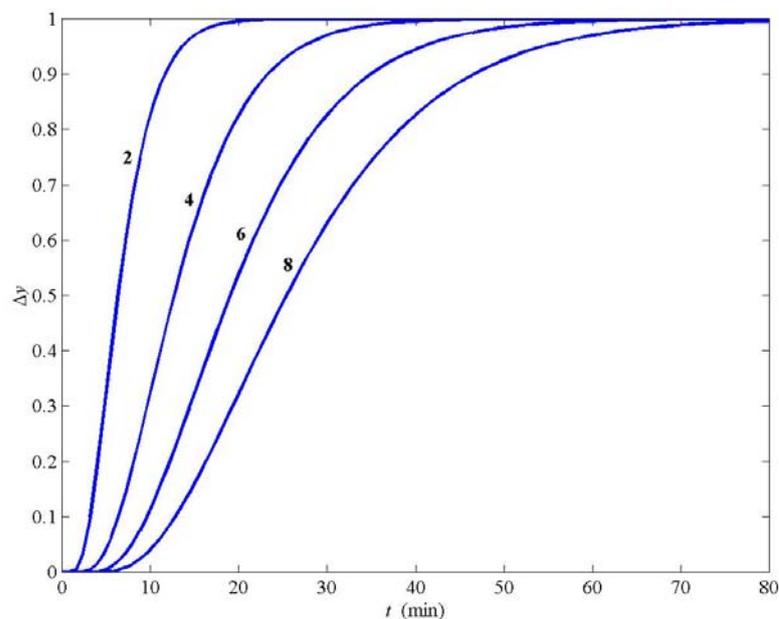


Figura 4.8: Resposta dos modelos da Equação 4.4 (variando τ) para uma entrada do tipo degrau unitário.

Observa-se no gráfico da Figura 4.8 que quanto maior o valor de τ , mais lenta é a resposta ao degrau, no entanto, o tempo de assentamento entre as diferentes curvas é proporcional ao próprio valor de τ , tanto que, se as curvas fossem projetadas sobre uma escala de tempo normalizada (t/τ), elas estariam sobrepostas.

Para estes modelos, foram projetados controladores baseados em funções desempenho alcançável de terceira ordem com tempo de assentamento duas vezes menor que o da malha aberta. Os parâmetros dos controladores projetados, bem como os índices de qualidade obtidos para a resposta de cada sistema a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência, são mostrados na Tabela 4.5. Na Figura 4.9, são mostrados gráficos contendo a resposta de cada sistema em malha aberta, em malha fechada e a respectiva FDA utilizada no projeto do controlador.

Tabela 4.5: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito da dinâmica.

Modelo	FDA		Controlador						Índices de Qualidade						
	τ	t_A (min)	m	ω_n	K_C	T_I (min)	T_D (min)	FO	T_I/T_D	t_A (min)	M_{SO} (%)	IAE	$ITAE$	MG	RF
2	13,6	3	0,619	1,80	8,31	1,91	0,13	4,35	12,8	1,9	4,8	14,8	2,3	65,4	2,00
4	27,2	3	0,309	1,79	16,59	3,81	0,13	4,35	25,7	1,8	9,6	59,2	2,3	65,9	1,99
6	40,8	3	0,206	1,79	24,89	5,72	0,13	4,35	38,5	1,8	14,4	133,2	2,3	65,8	1,99
8	54,4	3	0,155	1,80	33,30	7,64	0,14	4,36	51,4	1,8	19,2	236,9	2,3	65,5	2,00

Os resultados apresentados na Tabela 4.5 mostram que o ganho do controlador (K_C) se mantém constante, enquanto que os parâmetros T_I e T_D aumentam proporcionalmente com o valor de τ , mantendo a relação T_I/T_D também constante. Os critérios de robustez e o valor da função objetivo também se mantiveram constantes. O tempo de assentamento (t_A) e o critério IAE são proporcionais ao valor de τ , enquanto que o critério $ITAE$ é proporcional ao quadrado de τ . O tempo de assentamento foi um pouco maior que o desejado para todos os casos, ficando da ordem do tempo em malha aberta, devido ao fato da resposta do sistema sair da faixa de assentamento em torno de $t = 6 \cdot \tau$. Uma análise mais detalhada na Figura 4.9 revela que as respostas dos sistemas foram bastante semelhantes, a não ser pela própria escala de tempo, e um pouco oscilatórias, mostrando que este desempenho já se encontra no limiar do alcançável para estes casos. De fato, o valor de $MS = 2$, apresentado por todos os sistemas, já é indicativo de projetos com desempenho bem rigoroso.

Como conclusão importante relativa a este estudo de caso, temos que a constância obtida nos projetos realizados leva a uma heurística prática: para modelos de terceira ordem com tempo morto equivalente a $\tau/2$, representados pela Equação 4.4, uma regra simples de ajuste dos parâmetros do controlador PID que conduz a um desempenho alcançável satisfatório ($MS = 2$), é dada por: $K_C = 1,8$; $T_I/\tau = 4,15$ e $T_D/\tau = 0,95$. Adicionalmente, tudo leva a crer que heurísticas deste tipo podem ser obtidas para casos mais genéricos (diferentes ordens e diferentes razões τ/θ).

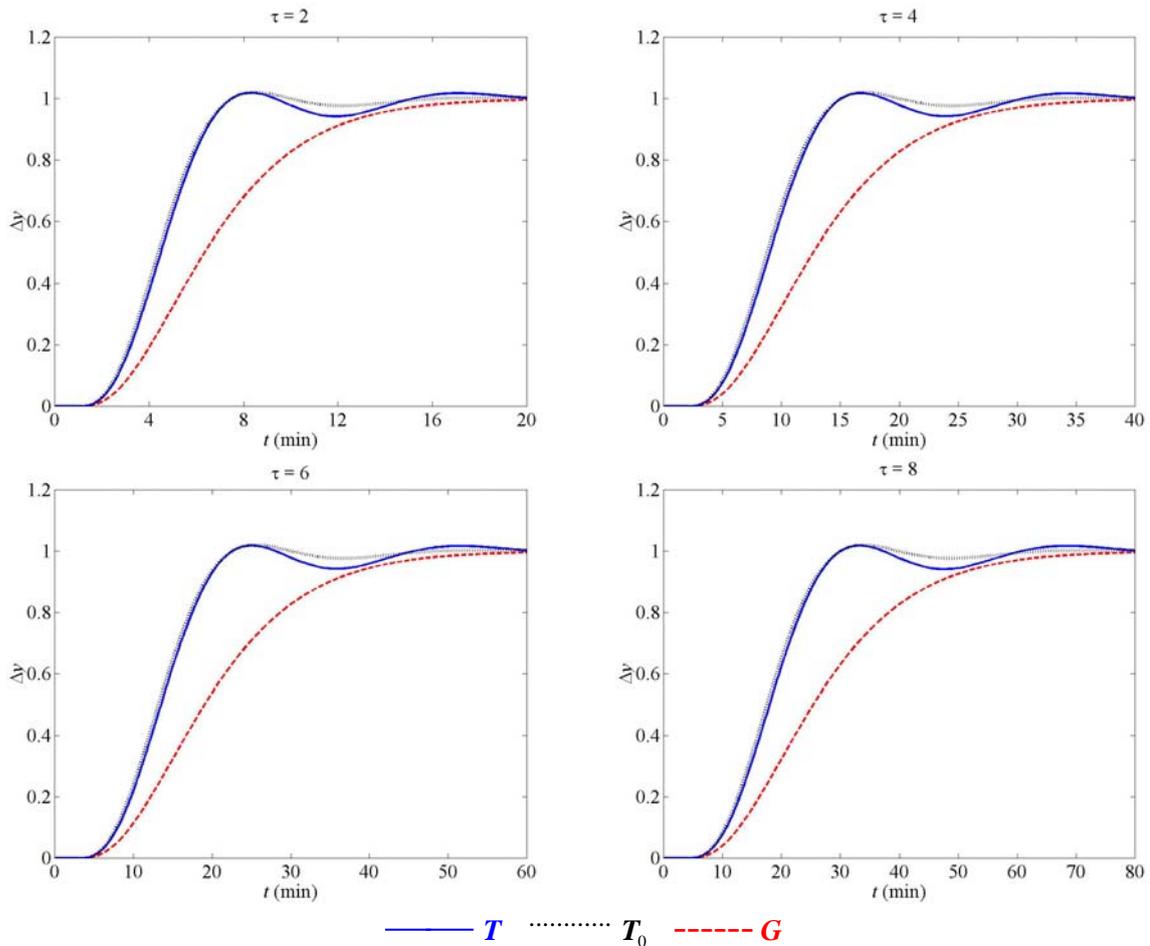


Figura 4.9: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.4.

4.1.5 Efeito de Zeros Positivos

Para avaliar a influência de zeros positivos (no SPD) no projeto e desempenho de controladores PID, foi utilizado o modelo representado pela Equação 4.1 com $n = 3$, ao qual foi adicionado um zero positivo variável ($z = 1 / \beta$), conforme mostrado na Equação 4.5. A Figura 4.10 mostra o comportamento dinâmico destes modelos em resposta a uma variação do tipo degrau unitário.

$$G = \frac{(-\beta \cdot s + 1)}{(10 \cdot s + 1)^3} \cdot e^{-1 \cdot s} \quad \beta = 5; 10; 15; 20 \quad (4.5)$$

Pode-se observar na Figura 4.10 que quanto maior o valor de β , mais pronunciada é a resposta inversa, ou seja, mais intenso é o movimento inicial do sistema para o lado oposto ao esperado, aumentando assim, o tempo de assentamento do modelo. A escolha da FDA para estes casos não é trivial, devido a necessidade de fatoração da mesma, conforme discutido na Subseção 3.4.1. Assim, o procedimento normal de especificar uma relação de tempo de

assentamento desejado para compor a FDA não é mais usual, pois o comportamento da FDA irá diferir do desejado, tão maior quanto maior o valor de β .

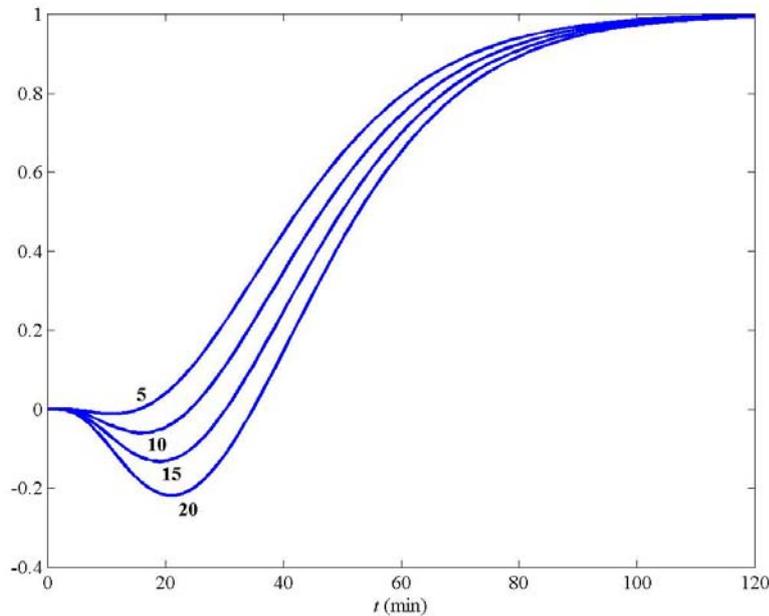


Figura 4.10: Resposta dos modelos da Equação 4.5 (variando β) para uma entrada do tipo degrau unitário.

De qualquer forma, foi escolhida uma única FDA para o projeto dos controladores para cada caso. Sabe-se que o aumento do valor de β traz maiores limitações no desempenho, mas estas limitações são incorporadas na FDA através do procedimento de fatoração. Foi utilizada uma FDA de terceira ordem com tempo de assentamento equivalente a metade do tempo de assentamento do último modelo considerado ($\beta = 20$), que é o modelo mais lento. Os parâmetros dos controladores projetados, bem como os índices de qualidade obtidos para a resposta de cada sistema a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência, são mostrados na Tabela 4.6. Na Figura 4.11, são mostrados gráficos contendo a resposta de cada sistema em malha aberta, em malha fechada e a respectiva FDA fatorada utilizada no projeto do controlador.

Tabela 4.6: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito de zeros positivos.

Modelo	FDA		Controlador						Índices de Qualidade						
	β	t_A (min)	m	ω_n	K_C	T_I (min)	T_D (min)	FO	T_I/T_D	t_A (min)	M_{SO} (%)	IAE	$ITAE$	MG	RF
5	82,9	3	0,080	1,074	40,84	11,60	0,025	3,52	56,1	1,6	39,1	911	2,5	77,5	1,80
10	86,3	3	0,080	0,793	37,01	12,24	0,031	3,02	66,9	1,6	48,1	1303	2,3	72,5	1,84
15	89,0	3	0,080	0,622	34,70	12,71	0,064	2,73	80,0	1,8	57,5	1792	2,2	68,6	1,87
20	91,4	3	0,080	0,509	33,17	13,07	0,094	2,54	109,3	1,8	67,3	2406	2,2	65,9	1,87

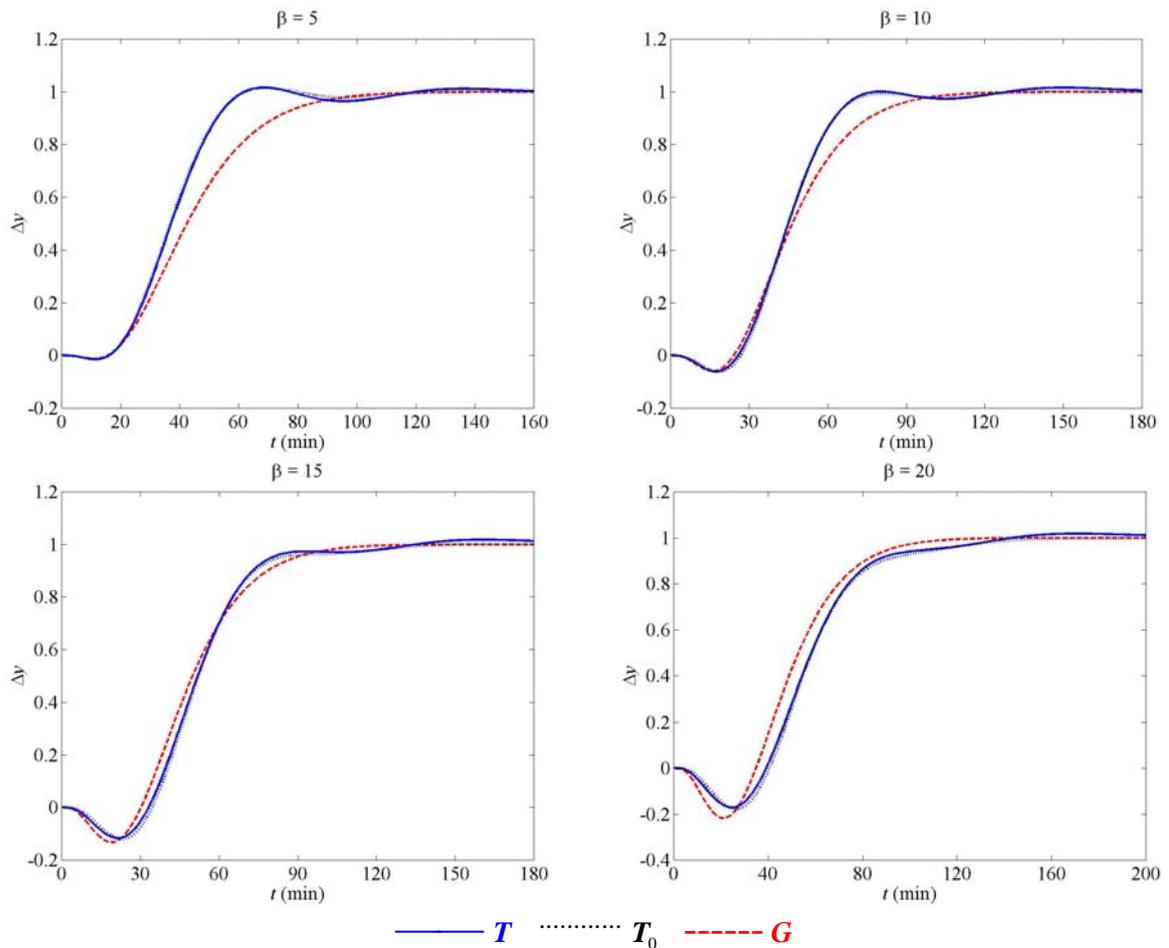


Figura 4.11: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.5.

Observa-se, tanto visualmente (Figura 4.11), quanto pelo valor da função objetivo mostrada na Tabela 4.6, que o projeto dos controladores foi satisfatório para todos os casos, e o procedimento de fatoração da FDA, incorporando a limitação imposta pelo zero positivo, mostrou-se adequado. Pode-se notar que os critérios de robustez foram bastante semelhantes para todos os casos, com uma pequena diminuição na robustez evidenciada principalmente pela diminuição da reserva de fase. O tempo de assentamento e as integrais de erro aumentaram com o aumento de β , como esperado.

Com relação aos parâmetros projetados do controlador PID, houve uma diminuição dos parâmetros K_C e T_I e aumento do parâmetro T_D com o aumento de β . Dessa forma, a relação T_I/T_D diminuiu com o aumento de β . Adicionalmente, a restrição no desempenho do controlador, imposta pelo zero positivo, se faz notar no valor do ganho do controlador, que se mostrou menor que a unidade para os três últimos casos. Ganho menor que a unidade significa que a ação inicial de controle é menor que a ação estacionária (valor final, para $t \rightarrow \infty$), aumentando gradualmente devido à ação integral. Isso ocorre para evitar que o controlador atue de forma agressiva no início, onde o sistema apresenta resposta na direção oposta.

4.1.6 Efeito de Pólos Positivos

O efeito de pólos positivos (no SPD) foi avaliado para os modelos representados pela Equação 4.6. O comportamento dinâmico destes modelos em resposta a uma variação do tipo degrau unitário é mostrado na Figura 4.12.

$$G = \frac{1}{(\sigma \cdot s - 1)} \cdot e^{-1 \cdot s} \quad \sigma = 10; 20; 30; 40 \quad (4.6)$$

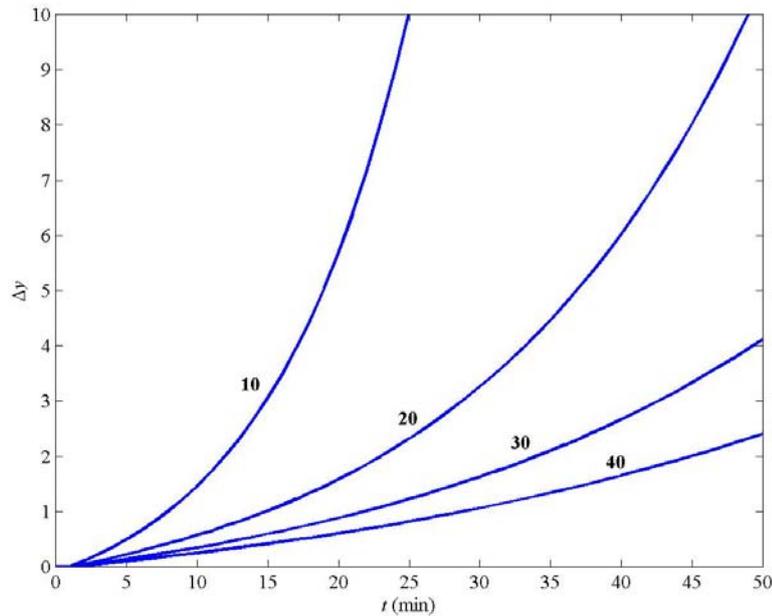


Figura 4.12: Resposta dos modelos da Equação 4.6 (variando σ) para uma entrada do tipo degrau unitário.

Sistemas com pólos positivos apresentam um comportamento instável, tão mais pronunciado quanto mais afastado o pólo estiver da origem (menor σ). Para estes casos, a escolha de uma FDA adequada também não é trivial, pois os modelos em malha aberta não possuem tempo de assentamento. Dessa forma, foi escolhida uma única FDA, para todos os modelos, de primeira ordem com tempo de assentamento de 10 min. Neste mesmo tempo, somente o modelo (em malha aberta) com $\sigma = 10$, mostrou variação maior que a unidade. A fatoração da FDA para estes sistemas produz uma resposta inicial igual para todos os casos, com uma sobrelevação excessiva, tão maior quanto menor o valor de σ , porém o tempo de subida e tempo de assentamento aumentam com o aumento de σ .

Os parâmetros dos controladores projetados, bem como os índices de qualidade obtidos para a resposta de cada sistema a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência, são mostrados na Tabela 4.7. Na Figura 4.13, são mostrados gráficos contendo a resposta de cada sistema em malha aberta, em malha fechada e a respectiva FDA fatorada utilizada no projeto do controlador.

Tabela 4.7: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito dos pólos positivos.

Modelo	FDA		Controlador					Índices de Qualidade							
	σ	m	ω_n	K_C	T_I (min)	T_D (min)	FO	K_C/T_I	t_A (min)	M_{SO} (%)	IAE	$ITAE$	MG	RF	MS
10	1	0,333		4,56	22,93	0,60	0,42	0,199	40,1	33,7	9,4	150,8	2,8	61,4	1,54
20	1	0,333		7,36	37,50	0,55	0,12	0,196	57,0	20,9	10,1	251,1	3,7	68,1	1,37
30	1	0,333		10,12	52,51	0,52	0,059	0,193	66,9	15,3	10,4	330,4	4,2	71,6	1,32
40	1	0,333		12,90	67,41	0,50	0,038	0,191	71,4	12,1	10,6	417,8	4,5	73,5	1,29

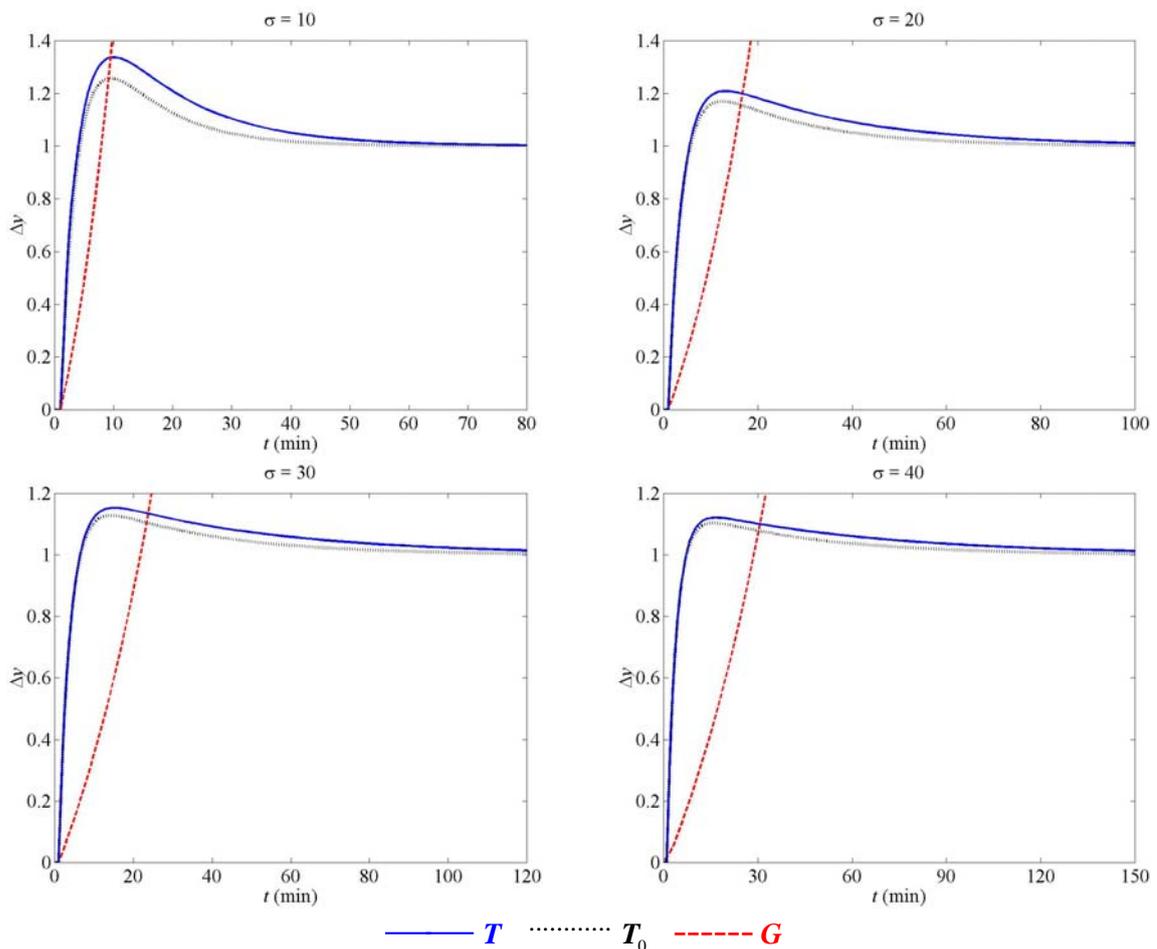


Figura 4.13: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.6.

Analisando os resultados da Tabela 4.7, pode-se observar um aumento no valor dos parâmetros K_C e T_I , com o aumento de σ . Como estes parâmetros aumentam na mesma proporção, o termo integral (dado pela relação K_C/T_I) se mantém aproximadamente constante. Adicionalmente, a ação derivativa é praticamente negligenciável, e tende a diminuir mais ainda com o aumento de σ . Outra observação importante é a variação

monótona dos índices de qualidade com a variação de σ . Com o aumento deste parâmetro, o sistema se torna mais robusto, porém com menor desempenho.

Apesar do valor da função objetivo ser razoavelmente baixo para todos os casos, a Figura 4.13 mostra que a aproximação da resposta do sistema com a FDA não foi tão satisfatória, sendo equivalente apenas no período inicial, anterior à sobrelevação. Após este ponto, a resposta do sistema em malha fechada é sempre superior à resposta da FDA, tornando mais lento o retorno para a faixa de assentamento. Adicionalmente, as diferenças se tornam tão maiores quanto menos robusto for o sistema (maior desempenho requerido), e esta relação se faz notar tanto nos projetos realizados (diminuição de MS com aumento de σ), como na variação do desempenho alcançável para um determinado modelo fixo. Dessa forma, apesar dos projetos terem sido satisfatórios, acredita-se que o desempenho para estes casos possa ser melhorado através da adoção de outro padrão para a FDA, conforme foi feito com sistemas integradores.

4.1.7 Efeito de Modelos Integradores Puros

Para estudar o comportamento de um sistema integrador puro foram projetados controladores para os modelos representados pela Equação 4.7. Como estes sistemas não possuem uma constante de tempo específica, a sua dinâmica é variável através do ganho aparente (que representa a taxa de variação da resposta do sistema integrador) e do tempo morto. Como o primeiro possui influência (inversamente proporcional) somente no ganho do controlador, o estudo do efeito de modelos integradores é realizado através da avaliação do respectivo tempo morto, ou seja, o tempo em que o sistema permanece latente antes de reagir a um estímulo, conforme mostrado na Figura 4.14.

$$G = \frac{1}{s} \cdot e^{-\theta \cdot s} \quad \theta = 1; 2; 4; 8 \quad (4.7)$$

Conforme discutido na Subseção 3.4.1, para modelos integradores puros, é utilizado outro padrão para a função desempenho alcançável, uma função de segunda ordem com um zero, cujos coeficientes foram otimizados minimizando o critério ITAE em resposta a uma entrada do tipo rampa. Estas funções também possuem dinâmica variável através do parâmetro ω_n , especificado diretamente, baseado no valor do tempo morto, através da Equação 3.29.

Os parâmetros dos controladores projetados, bem como os índices de qualidade obtidos para a resposta de cada sistema a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência, são mostrados na Tabela 4.8. Na Figura 4.15, são mostrados gráficos contendo a resposta de cada sistema em malha aberta, em malha fechada e a respectiva FDA utilizada no projeto do controlador.

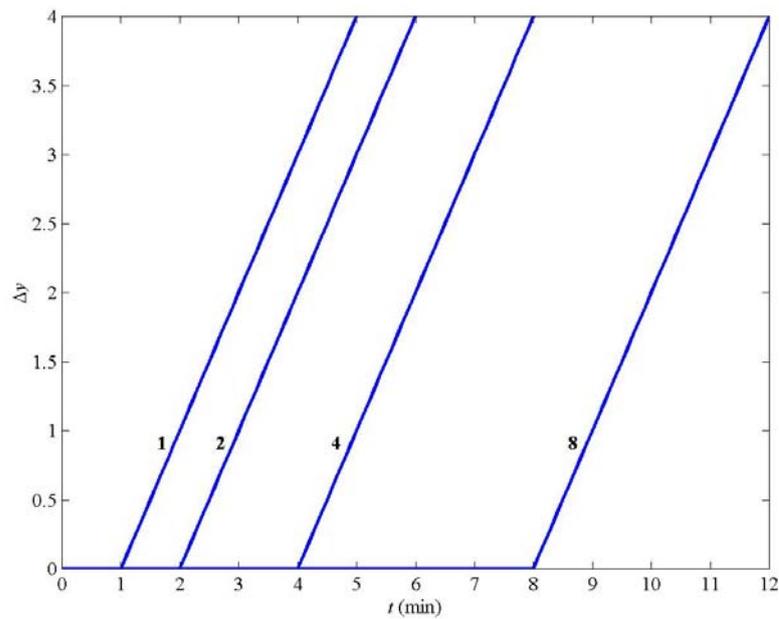


Figura 4.14: Resposta dos modelos da Equação 4.7 (variando θ) para uma entrada do tipo degrau unitário.

Tabela 4.8: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo do efeito do ganho de modelos integradores puros.

Modelo	FDA		Controlador				Índices de Qualidade						
	θ	m	ω_n	K_C	T_I (min)	T_D (min)	FO	t_A (min)	M_{So} (%)	IAE	$ITAE$	MG	RF
1	2	0,277	0,585	28,67	0,45	0,28	16,7	6,5	3,6	37,9	2,6	67,0	1,63
2	2	0,139	0,293	57,43	0,91	0,28	33,4	6,5	7,3	151,9	2,6	67,3	1,63
4	2	0,069	0,146	114,65	1,82	0,28	67,3	6,5	14,6	609,4	2,6	67,3	1,63
8	2	0,035	0,074	229,60	3,64	0,27	131,8	6,4	28,8	2408	2,6	66,9	1,64

Baseado nos resultados mostrados na Tabela 4.8, nota-se uma constância nos quatro projetos. As curvas apresentadas na Figura 4.15 são bastante semelhantes, preservadas a escala de tempo. Os critérios de robustez, bem como o valor da função objetivo mantiveram-se constantes, e os critérios de desempenho aumentaram proporcionalmente com o aumento de θ . Isto mostra que o processo recomendado para especificação do parâmetro de projeto ω_n , baseado no valor do tempo morto θ , foi satisfatório para sistemas integradores puros.

Com relação aos parâmetros do controlador, o ganho K_C diminuiu com o aumento de θ , enquanto que as constantes de tempo T_I e T_D aumentaram. Cabe ressaltar que o parâmetro T_D , apesar de ter sido relativamente baixo, mostrou-se importante para aumentar a robustez do sistema e diminuir a máxima sobrelevação. Baseado nestes resultados, recomenda-se uma regra de ajuste prática para sistemas integradores puros: $K_C = 0,585 / \theta$; $T_I = 28,67 \cdot \theta$;

$T_D = 0,45 \cdot \theta$. Com esta heurística, obtêm-se os seguintes valores aproximados para os critérios de robustez: $M_{SO} = 6,5\%$; $MG = 2,6$; $RF = 67$ e $MS = 1,63$.

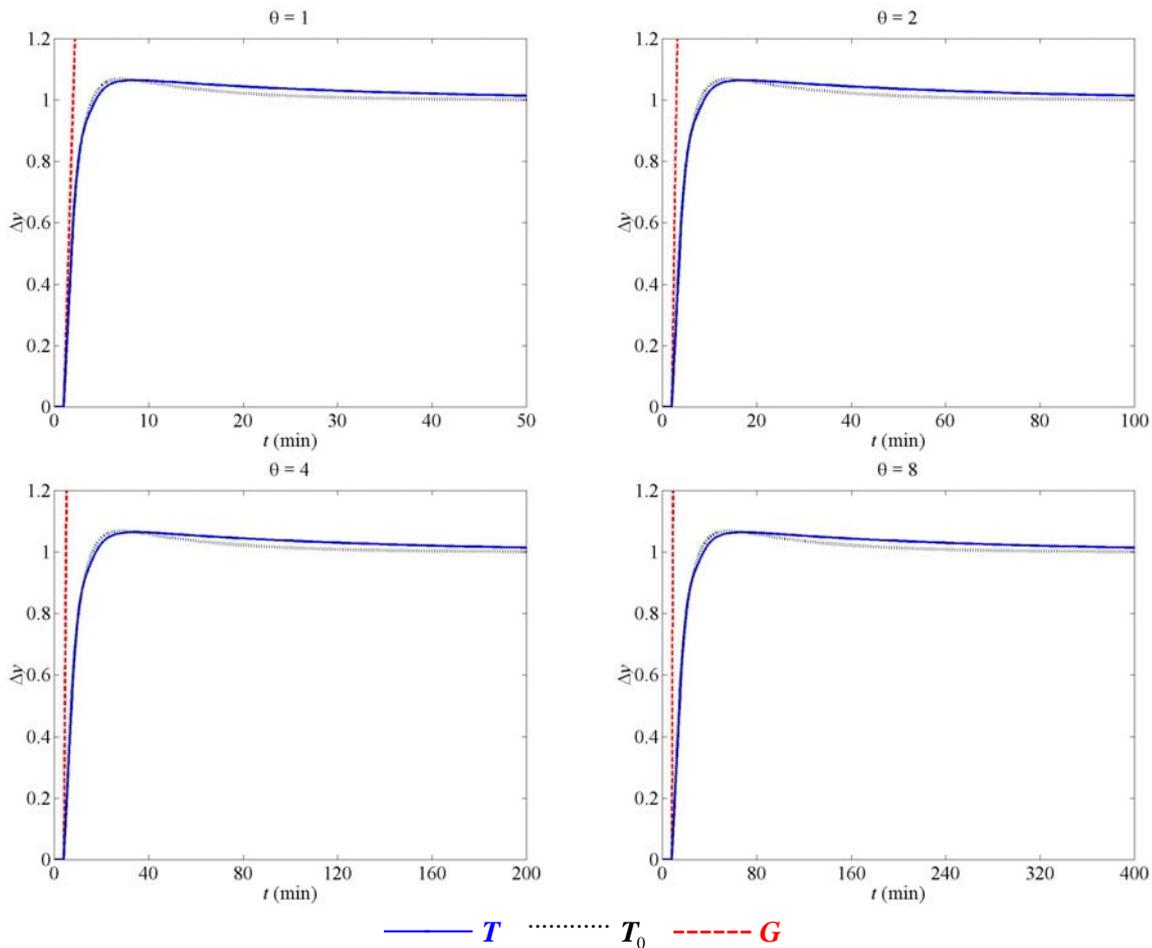


Figura 4.15: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada modelo da Equação 4.7.

4.2 Influência da Função Desempenho Alcançável

Nos estudos de caso anteriores, utilizou-se a metodologia proposta para projetar controladores PID para diferentes tipos de casos. Para cada caso, foram avaliados os índices de qualidade que quantificaram o sistema de controle quanto a seu desempenho e robustez. Em alguns deles, o projeto foi satisfatório, mas notou-se que o desempenho poderia ser melhorado, pois os critérios de robustez estavam muito aquém dos limites de estabilidade. Já em outros, contudo, os limites de estabilidade foram ultrapassados, tornando o controlador projetado inadequado. Cabe ressaltar, entretanto, que a metodologia proposta é bastante flexível, podendo-se atingir qualquer desempenho, desde que respeitadas as restrições de cada modelo (limitações do processo).

Nesta seção, será avaliado o efeito da função desempenho alcançável no projeto do controlador para um determinado caso. Adicionalmente, será realizada uma discussão de como pode-se melhorar o desempenho do sistema de controle, através da variação da ordem da FDA e do parâmetro ω_n , que funciona como um “botão de ajuste” da performance do sistema, através do qual é possível alterar a velocidade de resposta do sistema. Para tanto, utilizou-se um modelo de quarta ordem, com constantes de tempo diferentes, e tempo morto, conforme mostrado na Equação 4.8. A Figura 4.16 mostra a resposta do modelo a uma variação do tipo degrau unitário na entrada.

$$G = \frac{1}{(10 \cdot s + 1) \cdot (5 \cdot s + 1) \cdot (3 \cdot s + 1) \cdot (2 \cdot s + 1)} \cdot e^{-1 \cdot s} \quad (4.8)$$

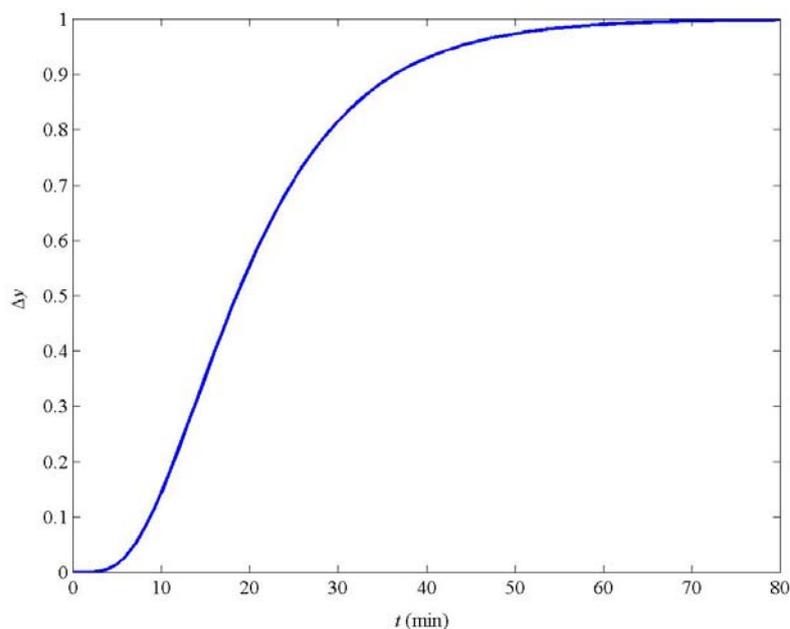


Figura 4.16: Resposta do modelo da Equação 4.8 para uma entrada do tipo degrau unitário.

Para este modelo, foram projetados seis controladores, cada um baseado em uma FDA diferente. Nos casos A e B, foram utilizadas funções de terceira e quarta ordem, respectivamente, com tempo de assentamento equivalente a 60% do valor em malha aberta. Nos casos C e D, também foram utilizadas funções de terceira e quarta ordem, respectivamente, com tempo de assentamento equivalente a 50% do valor em malha aberta. Já para os casos E e F, foram utilizadas funções (respectivamente, de terceira e quarta ordem) com tempo de assentamento equivalente a 40% do valor em malha aberta.

Os parâmetros dos controladores projetados, bem como os índices de qualidade obtidos para a resposta de cada caso a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência, são mostrados na Tabela 4.9. Na Figura 4.17, são mostrados gráficos contendo a resposta do sistema em malha aberta, em malha fechada e a respectiva FDA utilizada no projeto do controlador.

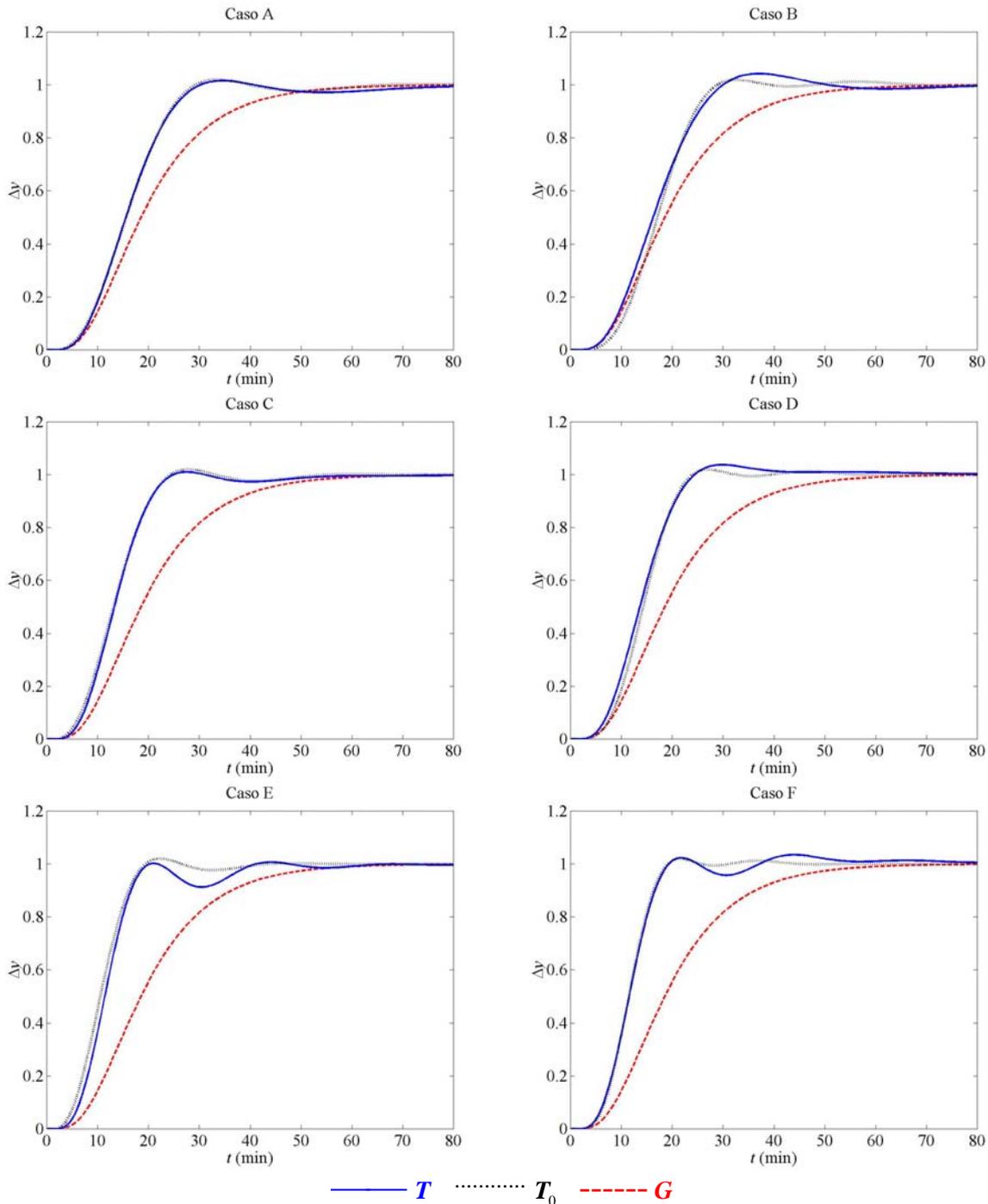


Figura 4.17: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada caso (A, B, C, D, E e F) do estudo da influência da função desempenho alcançável.

Com base nos resultados mostrados na Tabela 4.9, pode-se notar que todos os projetos foram satisfatórios. Com relação aos parâmetros projetados, os casos com FDA de quarta ordem apresentaram valores de ganho K_C menores, T_I menores e T_D maiores (com exceção do caso B), quando comparados com os respectivos casos com FDA de terceira ordem. Quando se faz a comparação para cada ordem separadamente (casos A, C e E; e casos B, D e F), nota-

se o aumento de todos os parâmetros com o aumento de ω_n (correspondente a uma resposta mais rápida, com diminuição da robustez e melhoria do desempenho).

Tabela 4.9: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo da influência da função desempenho alcançável.

Caso	FDA		Controlador				Índices de Qualidade						
	m	ω_n	K_C	T_I (min)	T_D (min)	FO	t_A (min)	M_{SO} (%)	IAE	$ITAE$	MG	RF	MS
A	3	0,143	1,13	18,83	2,36	0,028	26,6	1,6	16,7	189,8	5,2	71,5	1,44
B	4	0,170	1,00	16,35	1,95	0,50	27,2	4,2	17,4	196,0	5,2	67,6	1,45
C	3	0,173	1,66	23,36	4,17	0,038	21,8	1,0	14,1	128,9	3,8	73,6	1,55
D	4	0,206	1,53	19,97	4,29	0,25	22,2	3,7	14,6	138,4	4,0	73,1	1,50
E	3	0,219	2,46	31,17	5,37	0,53	35,7	0,7	12,6	115,1	2,3	55,2	2,09
F	4	0,261	2,36	25,89	5,56	0,22	17,7	3,5	12,6	120,9	2,3	55,7	2,04

Para os desempenhos desejados especificados por 50% e 60% do tempo de assentamento em malha aberta, os projetos com FDA de terceira ordem (casos A e C) foram mais adequados, pois apresentaram valores da função objetivo menores, critérios de robustez semelhantes e critérios de desempenho levemente superiores. Pode-se, inclusive, observar na Figura 4.17 que, nos casos B e D, a resposta inicial do sistema é mais rápida que a da FDA. Já para os casos especificados por 40% do tempo de assentamento em malha aberta, o desempenho requerido está no limiar do alcançável (critérios de robustez próximo dos limites de estabilidade), e o projeto com FDA de quarta ordem foi mais adequado, apresentando valor da função objetivo mais baixo com critérios de robustez e desempenho bem semelhantes.

A Figura 4.17 mostra, inclusive, que para este nível de desempenho, uma FDA de terceira ordem (caso E) apresenta uma resposta inicial muito rápida, inatingível pelo sistema. Na tentativa de acompanhar a FDA, o método projeta um controlador mais agressivo, que produz uma oscilação acentuada, fazendo o sistema sair da faixa de assentamento e aumentando, conseqüentemente, o tempo de assentamento. Este comportamento ocorre, porque para resposta mais rápidas (casos E e F), as dinâmicas mais rápidas do modelo (constantes de tempo menores) apresentam importância relativa maior na resposta do sistema, havendo a necessidade de utilização de uma FDA de maior ordem, compatível com a ordem aparente do sistema para este nível de desempenho.

Dessa forma, pode-se concluir que o projeto dos parâmetros do controlador é fortemente influenciado pela FDA, e esta, dessa forma, deve ser compatível com a resposta do sistema em malha fechada. Adicionalmente, a ordem mais adequada para cada caso também é dependente do próprio nível de desempenho desejado, especificado através do parâmetro ω_n .

4.3 Influência da Ordem do Controlador

Nesta seção, serão discutidas estratégias alternativas para melhorar o desempenho dos sistemas de controle, baseadas na inserção de filtros específicos ao controlador PID, que aumentam a ordem efetiva do controlador. Os parâmetros destes filtros são projetados simultaneamente com os demais parâmetros do controlador através da metodologia proposta, de forma simples e direta, sem especificações adicionais.

Para tanto, foi utilizado o modelo de sexta ordem com tempo morto, representado pela Equação 4.1 com $n = 6$, previamente estudado na Subseção 4.1.1. Conforme verificado anteriormente, para este caso, um desempenho relativo de metade do valor do tempo de assentamento em malha aberta não foi factível de ser alcançado por um controlador PID convencional.

As alternativas avaliadas foram através da inserção de filtros do tipo *lead-lag* de primeira, segunda e terceira ordem (Caso A, B e C, respectivamente), ao bloco C_{PV} , ou seja o bloco que atua sobre a variável controlada. Estes filtros são representados respectivamente pelas equações 4.9, 4.10 e 4.11, e possuem um único parâmetro adicional, a constante de tempo do filtro T_F . A quarta alternativa estudada (Caso D) foi a utilização do algoritmo PID padrão ISA (Equação 3.10), fixando apenas $N = 10$. Neste caso, temos cinco parâmetros de ajuste: K_C , T_I , T_D , b e c .

$$C_{F1} = \frac{T_F \cdot s + 1}{0,1 \cdot T_F \cdot s + 1} \quad (4.9)$$

$$C_{F2} = \left(\frac{T_F \cdot s + 1}{0,1 \cdot T_F \cdot s + 1} \right)^2 \quad (4.10)$$

$$C_{F3} = \left(\frac{T_F \cdot s + 1}{0,1 \cdot T_F \cdot s + 1} \right)^3 \quad (4.11)$$

Para cada caso, foi utilizado o modelo especificado e a mesma FDA de sexta ordem com tempo de assentamento equivalente a metade do valor em malha aberta ($\omega_n = 0,108$). Os parâmetros dos controladores projetados, bem como os índices de qualidade obtidos para a resposta de cada sistema a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência, são mostrados na Tabela 4.10. Na Figura 4.18, são mostrados gráficos contendo a resposta do sistema em malha aberta, em malha fechada e a FDA utilizada no projeto do controlador.

Tabela 4.10: Parâmetros dos controladores projetados e índices de qualidade obtidos no estudo da influência da ordem do controlador.

Caso	Controlador							Índices de Qualidade						
	K_C	T_I (min)	T_D (min)	T_F (min)	b	c	FO	t_A (min)	M_{SO} (%)	IAE	$ITAE$	MG	RF	MS
A	1,84	80,61	15,44	14,56	-	-	4,44	234,5	2,4	58,6	3199	1,4	30,5	4,42
B	2,49	52,55	10,94	10,14	-	-	0,75	123,4	6,1	43,8	1380	1,6	30,9	3,45
C	3,00	46,98	8,48	7,59	-	-	0,083	53,4	4,9	39,9	976,8	2,3	38,0	2,37
D	0,474	89,33	27,52	-	2,71	0,62	1,09	124,1	8,7	42,2	1247	3,8	98,9	1,41

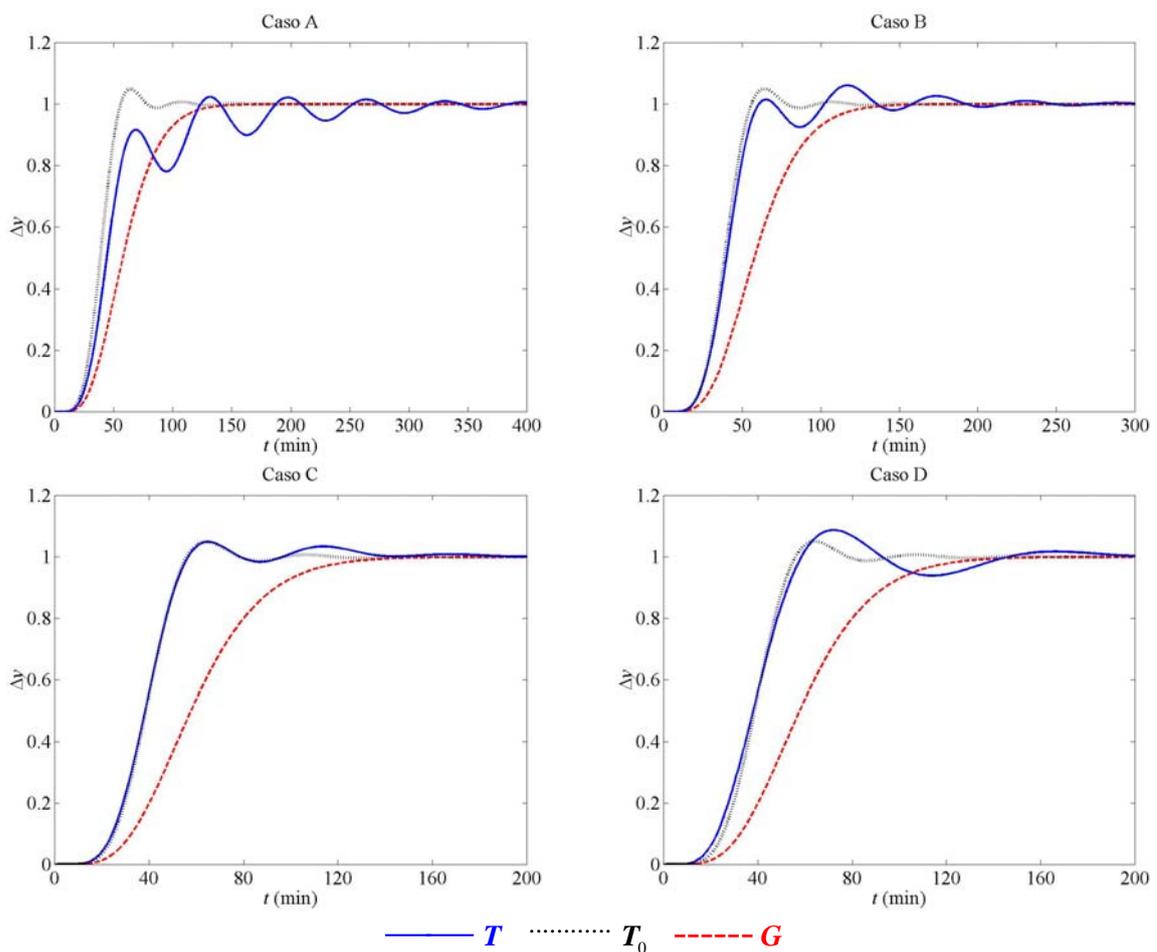


Figura 4.18: Resposta a uma mudança do tipo degrau unitário na variável de referência do sistema em malha aberta (G), em malha fechada (T) e da função desempenho alcançável (T_0) para cada caso (A, B, C e D) do estudo da influência da ordem do controlador.

Os resultados apresentados na Tabela 4.10 mostram que o aumento da ordem do controlador, através da inserção dos filtros especificados, aumenta a robustez e melhora o desempenho do sistema, diminuindo o caráter oscilatório da resposta e conseqüentemente o

tempo de assentamento. Além disso, observa-se na Figura 4.18 que a resposta do sistema se aproxima mais da FDA com o aumento da ordem do filtro (casos A, B e C), o que pode ser comprovado pela diminuição no valor da função objetivo. Contudo, todos os projetos tiveram os limites de estabilidade superados, mostrando que mesmo com o aumento da ordem do controlador, este desempenho requerido é bem difícil de ser alcançado, mantendo-se um nível adequado de robustez. Excepcionalmente, o projeto referente ao Caso C pode ser considerado satisfatório, visto que apenas o critério MS foi violado por uma pequena margem.

Com relação aos parâmetros projetados, nota-se um aumento no ganho K_C e uma diminuição nas constantes de tempo T_I , T_D e T_F , com o aumento da ordem do controlador. Isto comprova a forte influência da ordem do controlador no desempenho do sistema, pois mesmo com uma sintonia mais agressiva, o sistema se tornou relativamente mais robusto.

O Caso D apresentou uma configuração de parâmetros bem diferente, com um ganho K_C pequeno e constantes de tempo T_I e T_D elevadas, o que tornou o sistema bastante robusto. Mesmo assim, a resposta inicial do sistema foi mais rápida, mais até que a própria FDA (Figura 4.18). Isto se deve a um ajuste agressivo nos parâmetros b e c . O parâmetro b elevado (>1) faz com que o controlador sinta uma variação efetiva inicial na variável de referência maior do que a desejada (no caso, 2,71 vezes maior). Já o parâmetro c pondera parcialmente a ação derivativa sobre o sinal de erro, fazendo com que a ação de controle inicial gerada pelo controlador, para uma mudança do tipo degrau no valor da variável de referência, seja mais acentuada. De fato, mesmo com um ganho K_C seis vezes menor que o do Caso C, a variação inicial da ação de controle (não mostrada na Figura 4.18) foi três vezes maior. Com esta configuração, este sistema apresentou uma resposta semelhante ao do Caso C, porém um pouco mais oscilatória, tornando os critérios de desempenho maiores, principalmente o tempo de assentamento.

Em suma, existem diversas alternativas para melhorar o desempenho de sistemas de controle, cada qual com suas vantagens e desvantagens. Entre elas, a utilização de controladores de mais alta ordem se mostrou interessante, visto que o desempenho pode ser melhorado com o aumento da robustez. Estes controladores podem ser facilmente obtidos em sistemas de controle comerciais através da adição de filtros do tipo *lead-lag*, com um parâmetro de ajuste, que é ajustado simultaneamente com os demais, através da metodologia proposta.

Capítulo 5

Abordagem Multi-Modelos

“Modelos de sistemas físicos sempre possuem um certo grau de incerteza em relação a descrição precisa do comportamento do sistema físico. Esta incerteza é decorrente de diversas razões, dentre as quais se destacam dinâmicas não modeladas (desprezadas), incertezas paramétricas, ruídos, etc. Dado que o objetivo da teoria de controle é a obtenção de um controlador que atenda aos requisitos de projeto sobre o processo real, e não apenas sobre o modelo matemático, é natural a preocupação com a robustez do controle projetado.” (REGINATTO, 1998, p. 3).

5.1 Sistemas Multi-Modelos

Os processos industriais são não-lineares em essência e, geralmente, variantes no tempo. A consideração de linearidade e invariância no tempo é satisfatória na grande maioria dos casos, já que elas são necessárias para a determinação de modelos simplificados do processo e análise dos mesmos através das metodologias convencionais. Muitas vezes, esta consideração é bem menos impactante do que as aproximações realizadas na obtenção de modelos simplificados. Mas qual é a vantagem de se obter modelos simplificados do processo?

Atualmente, as técnicas de identificação de processos estão bastante desenvolvidas, permitindo a determinação de modelos mais complexos, os quais possuem informações mais detalhadas do processo, mas que não são normalmente utilizados no projeto de controladores PID, devido à inexistência de metodologias adequadas para tal. Na literatura, pode-se encontrar métodos de identificação não-linear de sistemas e metodologias de controle não-linear apropriadas, porém, não são amplamente utilizadas devido à sua complexidade e dificuldade de implementação nas plataformas de controle comerciais. Este paradoxo entre simplicidade e pouca eficiência, ou complexidade e dificuldade de utilização é um problema para muitos engenheiros de controle. Soluções complexas normalmente requerem maior tempo de envolvimento e maiores recursos financeiros. De acordo com LUYBEN e LUYBEN (1994), soluções simples devem ser sempre buscadas, contudo, nem sempre elas conseguem prover o desempenho desejado.

O objetivo deste capítulo é, portanto, sintetizar um controlador de baixa ordem, do tipo PID, encontrado em todas as plataformas de controle comerciais, que seja capaz de prover desempenho satisfatório, respeitando os limites de estabilidade, para processos industriais complexos, representados por sistemas multi-modelos, os quais são capazes de reproduzir, de forma simples e eficiente, um processo com características não-lineares pronunciadas, em diferentes pontos de operação. Outra vantagem adicional é que o método é capaz de trabalhar com funções de transferência de altas ordens e com fatores de fase não-mínima. Assim, tem-se um compromisso entre simplicidade e riqueza de informações para serem levadas em conta no projeto do controlador, garantindo um melhor desempenho do que os métodos de ajuste clássicos.

5.2 Metodologia

A metodologia desenvolvida para a síntese de controladores para sistemas multi-modelos é uma extensão da metodologia proposta anteriormente, onde o problema de otimização a ser resolvido é um problema multiobjetivo, ou seja, deseja-se minimizar, simultaneamente, a diferença entre a função de transferência em malha fechada dos diferentes pontos de operação e uma única função desempenho alcançável.

Existem diversas estratégias que expressam diferentes preferências por formulações para problemas multiojetivos. Algumas estratégias comuns (SECCHI, 2001) são: o método da soma ponderada das funções objetivos, que torna o problema de otimização escalar; o método das restrições, que consiste em minimizar uma das funções objetivos, expressando as demais como restrições de desigualdade; e o método da perseguição dos objetivos, onde é definido um conjunto de objetivos para serem seguidos simultaneamente pelas respectivas funções.

Como a solução deste problema de otimização deve expressar o melhor compromisso possível entre todos os modelos considerados, e não, obter uma solução ótima para modelos específicos, a formulação do tipo min-max, mostrada na Equação 5.1 e resolvida através do método da perseguição dos objetivos, se mostrou mais adequada para este problema, onde busca-se a minimização do máximo desvio apresentado entre a resposta de todos os modelos considerados e a FDA, em um intervalo de frequências específico. Com isto, garante-se que o controlador projetado irá funcionar de forma satisfatória em todos os pontos de operação.

$$\begin{aligned} \min_{\gamma, x \in \mathbf{R}^+} \quad & \gamma \\ \text{sujeito a: } & FO_i(x) - w_i \cdot \gamma \leq 0 \quad i = 1..M \end{aligned} \quad (5.1)$$

Na Equação 5.1, M é o número total de modelos considerados; w_i é o peso dado para o modelo i ; γ é uma variável auxiliar de otimização; x é o vetor das variáveis de decisão (parâmetros a serem otimizados); e $FO_i(x)$ é a função objetivo específica para o modelo i , dada pela Equação 5.2. Através do peso w_i , é possível dar mais ênfase para modelos mais importantes (onde se opera com maior frequência) ou com comportamento crítico (próximo dos limites de estabilidade). Quanto menor o valor de w_i , maior a importância do respectivo modelo no problema de otimização. Como padrão, todos os pesos são iguais à unidade.

$$FO_i(x) = \sum_{s=j \cdot \omega_0}^{j \cdot \omega_1} \left| \left(\left[T_i(s, x) - T_0(s) \right] \frac{1}{s} \right)^2 \right| \quad i = 1..M \quad (5.2)$$

A função de transferência em malha fechada de cada modelo é dada pela Equação 5.3.

$$T_i(s, x) = \frac{G_i(s) \cdot C_{PI}(s, x) \cdot C_{SP}(s, x)}{1 + G_i(s) \cdot C_{PI}(s, x) \cdot C_{PV}(s, x)} \quad i = 1..M \quad (5.3)$$

Na metodologia multi-modelos, foi utilizado o mesmo procedimento seqüencial iterativo (algoritmo mostrado na Figura 3.3), a mesma configuração de controle, e as mesmas particularidades na escolha da função desempenho alcançável e do vetor de frequências, mostradas na metodologia mono-modelo. Cabe salientar que, neste caso, a FDA deve apresentar um comportamento dinâmico desejado para todos os modelos considerados quando em malha fechada e, assim, ela deve respeitar todas as restrições individuais impostas por cada modelo. Para facilitar a utilização da metodologia proposta para projeto de controladores PID, bem como, a visualização e análise dos resultados obtidos, todo o procedimento desenvolvido foi implementado em uma ferramenta gráfica em ambiente Matlab[®]. Detalhes de utilização desta interface são discutidos no Apêndice B.

Os princípios básicos desta metodologia foram originalmente discutidos em FACCIN e TRIERWEILER (2004b). Além deste trabalho, aplicações práticas comprovando a eficácia da abordagem multi-modelos podem ser encontradas em FACCIN e TRIERWEILER (2004c) e FACCIN et al. (2004). A seguir, será proposto e discutido de forma mais detalhada um exemplo prático de utilização do método proposto para um sistema multi-modelos obtido de uma unidade didática de três tanques esféricos. Esta unidade constitui um ótimo exemplo para introduzir conceitos e necessidades da aplicação de controladores robustos.

5.3 Unidade de Tanques Esféricos

Para testar a capacidade e habilidade da metodologia desenvolvida com abordagem multi-modelos foi proposto um sistema não-linear composto de três tanques esféricos em série. O objetivo de controle é manter o nível do terceiro tanque (h_3) em três pontos de operação distintos (inferior, intermediário e superior), manipulando a vazão líquida que alimenta o sistema (F_0). Os dois tanques anteriores, de maior volume, estão presentes para absorver distúrbios na vazão de alimentação, e tornam o sistema mais complexo. Este sistema pode ser melhor visualizado na Figura 5.1.

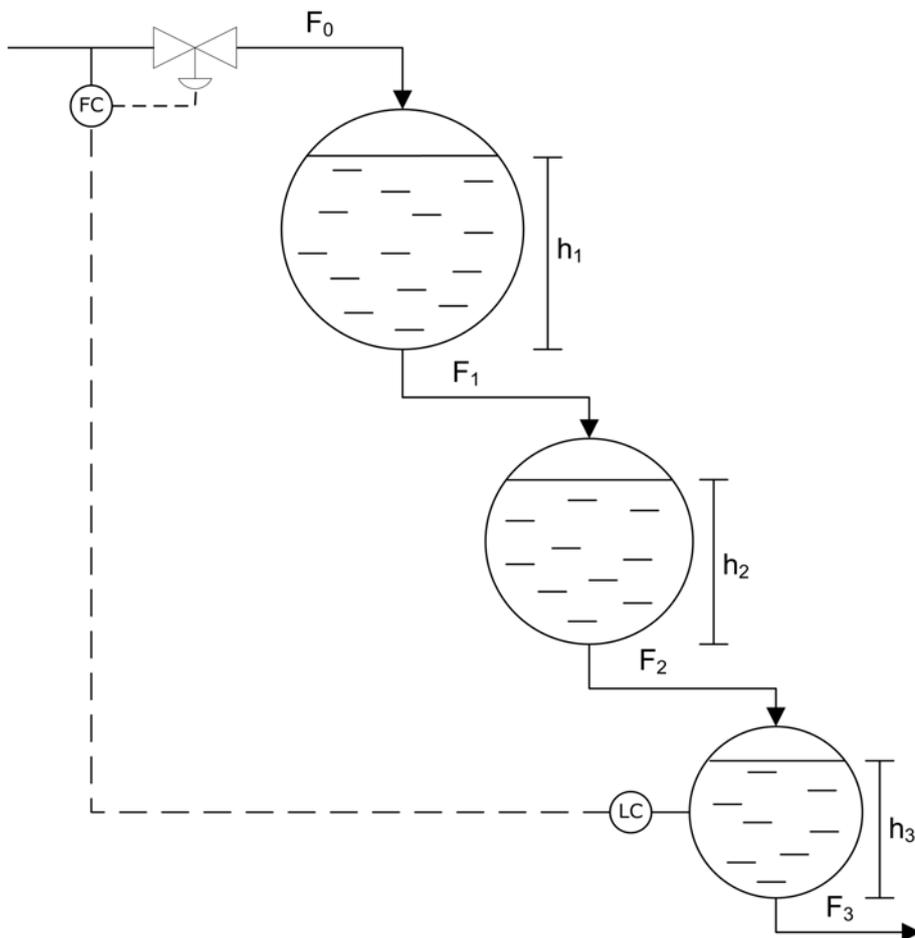


Figura 5.1: Representação esquemática simplificada do sistema de 3 tanques esféricos.

Nesta representação, a variável manipulada efetiva é a abertura de válvula da corrente de alimentação, contudo, a malha de controle considerada atua sobre o valor de referência da vazão F_0 , que, por sua vez é controlada por outra malha em uma configuração do tipo cascata. Na prática, esta configuração é bastante usual para diminuir o efeito de distúrbios sobre o sistema, pois a malha inferior apresenta dinâmica bem mais rápida. Dessa forma, para considerar este efeito (a malha inferior não será reproduzida) e a influência da dinâmica de sensores, atuadores e atraso inerente do processo, foi adicionado um tempo morto ao modelo do processo.

5.3.1 Modelagem Fenomenológica

O modelo descritivo do sistema de três tanques esféricos foi obtido através da modelagem fenomenológica do processo, considerando um balanço material sobre cada tanque esférico, da seguinte forma:

$$\frac{dV_i}{dt} = F_{i-1} - F_i \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.4)$$

Na Equação 5.4, V_i é o volume do tanque i , definido pela Equação 5.5, e F_i é a vazão de descarga do tanque i , dependente do nível de líquido, considerando fluxo turbulento, segundo a Equação 5.6.

$$V_i = \frac{\pi}{3} \cdot h_i^2 \cdot \left(\frac{3}{2} \cdot D_i - h_i \right) \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.5)$$

$$F_i = CD_i \cdot \sqrt{h_i} \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.6)$$

O diâmetro (D_i) e o coeficiente de descarga (CD_i), possuem diferentes valores para cada tanque, conforme mostrado na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros característicos dos tanques esféricos.

i	D_i (cm)	CD_i ($\text{m}^{2,5} \cdot \text{min}^{-1}$)
1	35	0,0169
2	30	0,0183
3	25	0,02

Substituindo as Equações 5.5 e 5.6 na Equação 5.4 e rearranjando, obtemos:

$$\frac{dh_i}{dt} = \frac{F_{i-1} - CD_i \cdot \sqrt{h_i}}{\pi \cdot h_i \cdot (D_i - h_i)} \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.7)$$

A função de transferência que relaciona o comportamento do nível do tanque h_i em função da vazão de alimentação F_{i-1} é obtida linearizando a Equação 5.7 e aplicando a transformada de Laplace. Assim, obtemos a seguinte função de transferência:

$$\frac{\Delta h_i(s)}{\Delta F_{i-1}(s)} = \frac{K_i}{\tau_i \cdot s + 1} \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.8)$$

O ganho (K_i) e a constante de tempo (τ_i), de cada tanque, são dados por:

$$K_i = \frac{2 \cdot F_0}{CD_i^2} \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.9)$$

$$\tau_i = \frac{2 \cdot \pi \cdot F_0^3 \cdot (D_i \cdot CD_i^2 - F_0^2)}{CD_i^6} \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.10)$$

Os níveis estacionários de cada tanque ($h_{i,\infty}$), em função da vazão de alimentação F_0 , são dados pela Equação 5.11.

$$h_{i,\infty} = \left(\frac{F_0}{CD_i} \right)^2 \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.11)$$

Para compor a função de transferência que determina o comportamento do nível do tanque 3 (h_3) em função da vazão de alimentação (F_0), é necessário ainda determinar as funções de transferência que relacionam a vazão de saída de cada tanque com o respectivo nível. Estas funções podem ser obtidas linearizando a Equação 5.6 e aplicando a transformada de Laplace. Assim, obtemos:

$$\frac{\Delta F_i(s)}{\Delta h_i(s)} = \frac{CD_i^2}{2 \cdot F_0} \equiv \frac{1}{K_i} \quad i = 1, 2, 3 \quad (5.12)$$

Dessa forma, a função de transferência desejada é dada por:

$$\frac{\Delta h_3(s)}{\Delta F_0(s)} = \frac{K}{(\tau_1 \cdot s + 1) \cdot (\tau_2 \cdot s + 1) \cdot (\tau_3 \cdot s + 1)} \cdot e^{-\theta \cdot s} \quad (5.13)$$

O ganho global (K) é igual ao ganho individual do tanque 3 (K_3), as constantes de tempo (τ_1 , τ_2 e τ_3) são, respectivamente, as constantes de tempo individuais de cada tanque e o tempo morto (θ), adicionado ao modelo para representar atrasos inerentes do processo, é considerado constante e igual a 0,1 min. O valor do ganho varia linearmente com a vazão de alimentação e as constantes de tempo apresentam um comportamento não-linear assimétrico, conforme mostrado na Figura 5.2a. Adicionalmente, também são mostrados os níveis estacionários de cada tanque em função da vazão de alimentação (Figura 5.2b).

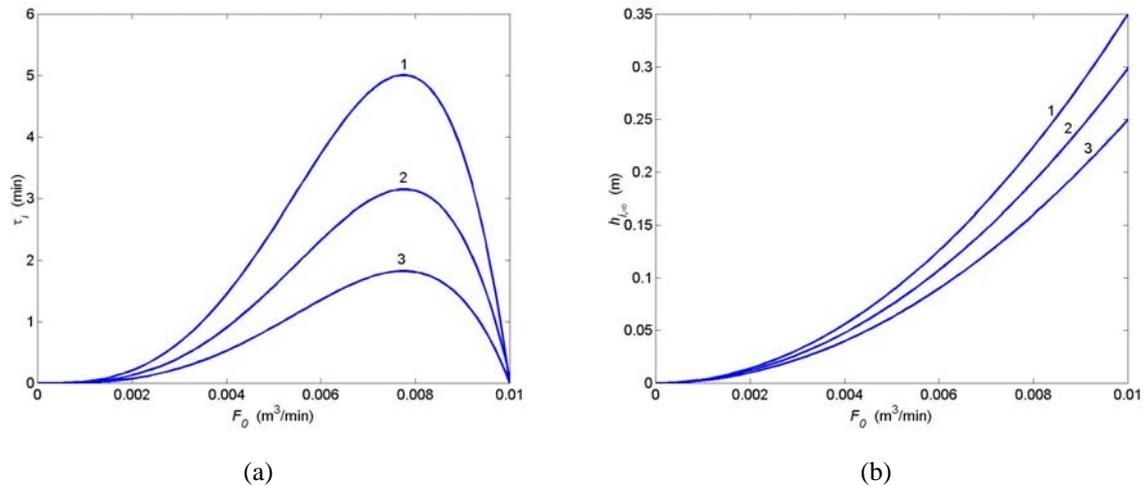


Figura 5.2: Constantes de tempo do modelo (a) e níveis estacionários dos tanques (b) em função da vazão de alimentação F_0 .

Assumindo que o tanque 3 deva operar normalmente em seu nível intermediário (12,5 cm), porém admitindo variações entre 5 e 20 cm, foram considerados três modelos representativos destes pontos de operação, o intermediário e os limites. O intervalo operacional de vazões é de 0-10 L/min (0-0,01 m³/min). Na Tabela 5.2, são mostrados os níveis estacionários dos três tanques, o respectivo valor de vazão de alimentação e os parâmetros característicos do modelo, para cada ponto de operação (PO1, PO2 e PO3).

Tabela 5.2: Caracterização dos pontos de operação do sistema.

	$h_{1,\infty}$ (cm)	$h_{2,\infty}$ (cm)	$h_{3,\infty}$ (cm)	F_0 (L/min)	K (min/m ²)	τ_1 (min)	τ_2 (min)	τ_3 (min)
PO1	7,0	6,0	5,0	4,47	22,36	1,929	1,204	0,703
PO2	17,5	14,9	12,5	7,07	35,36	4,764	2,985	1,736
PO3	28,0	23,9	20	8,94	44,72	3,852	2,450	1,405

5.4 Projeto dos Controladores

Para este sistema multi-modelos, que descreve o comportamento da unidade de três tanques esféricos sob diferentes condições de operação, foi utilizada a metodologia com abordagem multi-modelos proposta (SIOM-MMA) e projetado um único controlador PID capaz de controlar com desempenho robusto o sistema em todo o seu intervalo de operação. Para efeitos de comparação, também foi utilizado um controlador sintonizado através de um método clássico (baseado no método IMC) e finalmente, foi projetado um controlador de mais alta ordem (PID com filtro) capaz de melhorar o desempenho do sistema, através da metodologia proposta. O controlador PID utilizado nos testes foi a parametrização padrão ISA (Equação 3.10) com $c = 0$, $b = 1$ e $N = 10$.

5.4.1 Controlador MMA

O sistema multi-modelos da unidade de 3 tanques esféricos é definido pelos seguintes modelos:

$$M_1 = \frac{22,36}{(1,929 \cdot s + 1) \cdot (1,204 \cdot s + 1) \cdot (0,703 \cdot s + 1)} \cdot e^{-0,1 \cdot s} \quad (5.14)$$

$$M_2 = \frac{35,36}{(4,764 \cdot s + 1) \cdot (2,985 \cdot s + 1) \cdot (1,736 \cdot s + 1)} \cdot e^{-0,1 \cdot s} \quad (5.15)$$

$$M_3 = \frac{44,72}{(3,852 \cdot s + 1) \cdot (2,450 \cdot s + 1) \cdot (1,405 \cdot s + 1)} \cdot e^{-0,1 \cdot s} \quad (5.16)$$

A Figura 5.3 mostra o comportamento dinâmico dos modelos para uma entrada do tipo degrau unitário. O modelo M_1 apresenta o menor ganho e o menor tempo de assentamento (8,5 min). Já o modelo M_3 possui o maior ganho, porém um tempo de assentamento intermediário (17,0 min), enquanto que o modelo M_2 é o mais lento (20,9 min).

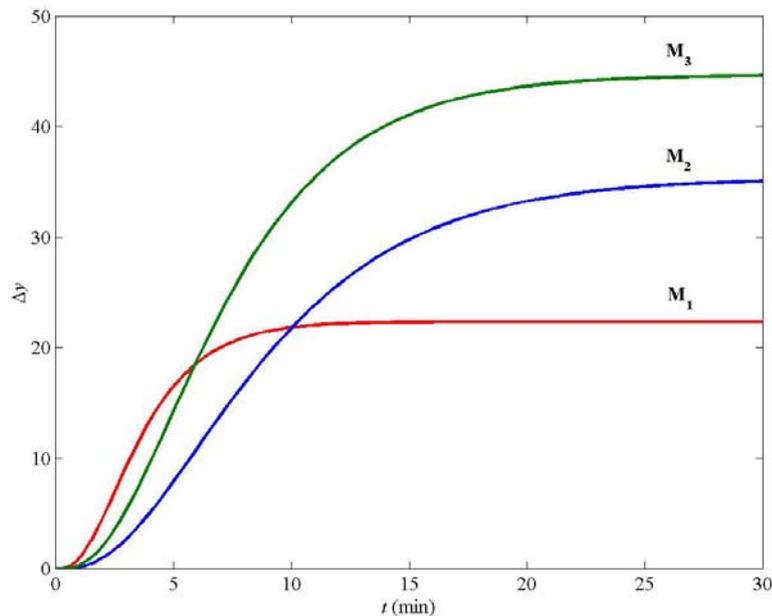


Figura 5.3: Resposta dos modelos M_1 , M_2 e M_3 a uma entrada do tipo degrau unitário.

Para este sistema, foi escolhida uma função desempenho alcançável de segunda ordem com $\omega_n = 0,592$ e tempo de assentamento de 5 minutos, conforme mostrado na Equação 5.17.

$$T_0 = \frac{0,35}{s^2 + 0,83 \cdot s + 0,35} \cdot e^{-0,1 \cdot s} \quad (5.17)$$

Assim, temos um desempenho alcançável aproximadamente duas vezes mais rápido que o modelo M_1 , três vezes mais rápido que o modelo M_3 e quatro vezes mais rápido que o modelo M_2 . Foram utilizados pesos iguais e unitários para os três modelos considerados. O problema de otimização multiobjetivo convergiu em 7 iterações e os resultados obtidos são mostrados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Resultados do problema de otimização multiobjetivo MMA.

<i>nit</i>	K_C (m ² /min)	T_I (min)	T_D (min)	erro [K_C] (%)	erro [T_I] (%)	erro [T_D] (%)
1	0,070	5,798	0	-	-	-
2	0,095	9,115	0,848	26,53	36,40	100,00
3	0,130	9,021	1,137	27,16	-1,05	25,44
4	0,155	10,745	1,427	16,34	16,05	20,33
5	0,159	10,536	1,381	2,16	-1,99	-3,36
6	0,160	10,693	1,460	1,06	1,47	5,43
7	0,162	10,726	1,468	0,74	0,30	0,49

Como pode-se notar na Tabela 5.3, os parâmetros convergem rapidamente para a solução. Esta evolução na convergência pode ser melhor visualizada na Figura 5.4. Apesar das curvas mostradas só terem sentido para os valores inteiros das iterações, os pontos foram ligados com retas para facilitar a noção de convergência dos parâmetros. Inicialmente, foi obtido apenas um controlador PI ($T_D = 0$), porém, houve um aumento progressivo e gradual nos valores dos parâmetros até a convergência na 7ª iteração.

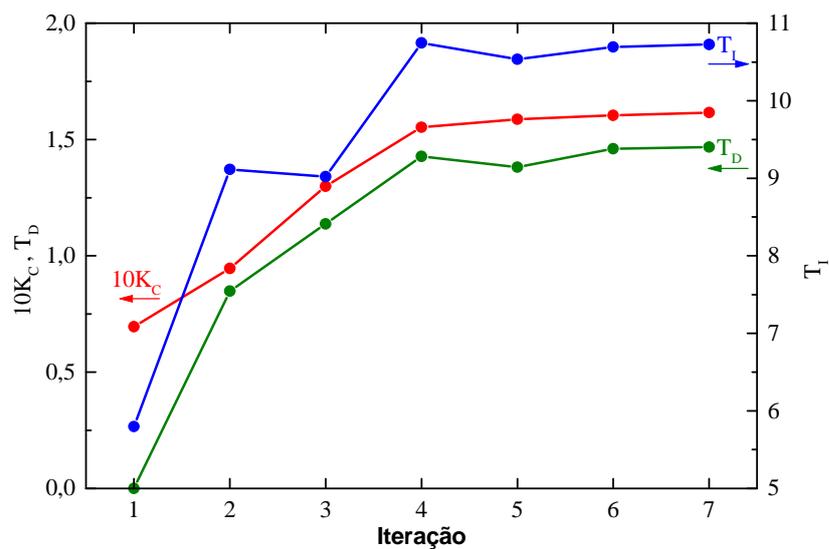


Figura 5.4: Convergência dos parâmetros do controlador MMA.

A Figura 5.5 mostra a simulação em malha fechada do controlador MMA obtido, com os modelos lineares representantes dos três pontos de operação, juntamente com a resposta da função desempenho alcançável para uma mudança no valor da variável de referência do tipo degrau unitário. Pode-se notar que a metodologia proposta obteve os parâmetros do controlador PID através de um compromisso entre o desempenho de cada sistema em malha fechada e o desempenho desejado, representado pela função desempenho alcançável.

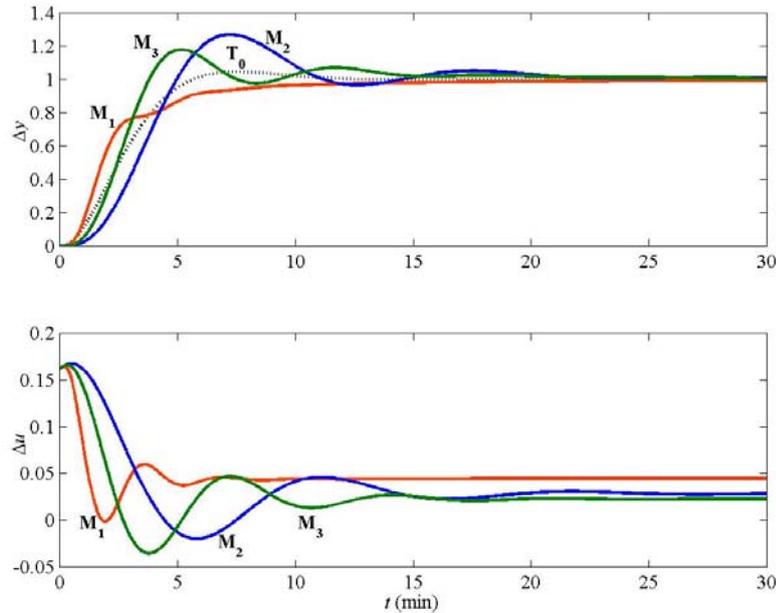


Figura 5.5: Comparação da resposta da função desempenho alcançável (T_0) com a resposta dos sistemas em malha fechada a uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) com o controlador MMA para os modelos lineares M_1 , M_2 e M_3 .

A Tabela 5.4 mostra os índices de qualidade produzidos pelo controlador MMA para cada sistema. Pode-se notar que os valores dos critérios de robustez estão próximos dos limites de estabilidade, no entanto, ainda são adequados, apesar da máxima sobrelevação (M_{SO}) para o modelo M_2 ser um pouco excessiva, o que acabou elevando o tempo de assentamento para este caso.

Tabela 5.4: Índices de qualidade produzidos pelo controlador MMA.

Modelo	MS	IAE	$ITAE$	MG	RF	M_{SO} (%)	t_A (min)
M_1	1,96	2,90	10,8	2,99	48,3	0,0	8,3
M_2	1,96	4,57	20,5	5,59	37,7	27,0	18,2
M_3	2,19	3,32	13,6	3,72	33,7	17,9	13,1
						Σt_A (min)	39,6

5.4.2 Controlador SIMC

Para efeito de comparação, foi utilizado o método desenvolvido por SKOGESTAD (2003), que apresenta regras de ajuste derivadas do método IMC (RIVERA et al., 1986). Segundo o autor, o método, denominado SIMC, apresenta bom desempenho para diversos tipos de sistemas (de alta ordem, com tempo morto, e com características integradoras), tanto para características servo quanto para regulatórias. As regras de ajuste para o controlador PID estão baseadas em funções de segunda ordem com tempo morto (Equação 5.18), que podem ser obtidas a partir de modelos de mais alta ordem através da regra da metade (*half-rule*), também apresentada no artigo.

$$G = \frac{K}{(\tau_1 \cdot s + 1) \cdot (\tau_2 \cdot s + 1)} \cdot e^{-\theta \cdot s} \quad (5.18)$$

Este método foi utilizado pelas características já comentadas e por considerar um controlador não ideal, com ação derivativa atuando apenas sobre a variável de processo e com filtro de primeira ordem, equivalente à estrutura utilizada. O método foi proposto para uma parametrização de controlador PID do tipo série, contudo, também são apresentadas fórmulas de conversão para a forma paralela, equivalente a que foi utilizada para o projeto MMA. Assim, a comparação entre o desempenho dos controladores é mais justa. As regras de ajuste do referido método, tanto para parametrizações de controlador do tipo série como paralela, são mostradas na Tabela 5.5.

Tabela 5.5: Regras de ajuste do método SIMC.

Parametrização Série	Parametrização Paralela	
	$(\tau_1 \leq 8 \cdot \theta)$	$(\tau_1 \geq 8 \cdot \theta)$
$K_c^* = \frac{0,5 \cdot \tau_1}{K \cdot \theta}$	$K_c = \frac{0,5}{K} \cdot \frac{(\tau_1 + \tau_2)}{\theta}$	$K_c = \frac{0,5 \cdot \tau_1}{K \cdot \theta} \cdot \left(1 + \frac{\tau_2}{8 \cdot \theta}\right)$
$T_D^* = \min\{\tau_1, 8 \cdot \theta\}$	$T_I = \tau_1 + \tau_2$	$T_I = 8 \cdot \theta + \tau_2$
$T_D^* = \tau_2$	$T_D = \frac{\tau_1 \cdot \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$	$T_D = \frac{8 \cdot \theta \cdot \tau_2}{8 \cdot \theta + \tau_2}$

Partindo dos modelos M_1 , M_2 e M_3 , dados pelas equações 5.14, 5.15 e 5.16, respectivamente, obtemos os modelos reduzidos MR_1 , MR_2 e MR_3 de segunda ordem com tempo morto, para os quais serão projetados controladores através do método SIMC. Estes modelos foram obtidos seguindo os preceitos da regra da metade, onde metade do valor da menor constante de tempo do modelo original foi adicionada ao valor da constante de tempo intermediária e a outra metade, ao valor do tempo morto. Como as constantes de tempo negligenciadas no modelo original são bem menores, quando comparadas com a constante de tempo dominante (de maior valor), o comportamento dinâmico dos modelos originais é bem aproximado pelo dos modelos reduzidos em todo o intervalo de tempo.

$$MR_1 = \frac{22,36}{(1,929 \cdot s + 1) \cdot (1,556 \cdot s + 1)} \cdot e^{-0,452 \cdot s} \quad (5.19)$$

$$MR_2 = \frac{35,36}{(4,764 \cdot s + 1) \cdot (3,853 \cdot s + 1)} \cdot e^{-0,968 \cdot s} \quad (5.20)$$

$$MR_3 = \frac{44,72}{(3,852 \cdot s + 1) \cdot (3,153 \cdot s + 1)} \cdot e^{-0,803 \cdot s} \quad (5.21)$$

Os controladores projetados para estes modelos reduzidos são mostrados na Tabela 5.6. O desempenho dos controladores SIMC1, SIMC2 e SIMC3 pode ser visualizado na Figura 5.6, Figura 5.7 e Figura 5.8, respectivamente. Os respectivos índices de qualidade são mostrados na Tabela 5.7.

Tabela 5.6: Controladores SIMC.

Controlador	Modelo	K_C (m ² /min)	T_I (min)	T_D (min)
SIMC1	MR_1	0,172	3,485	0,861
SIMC2	MR_2	0,126	8,617	2,130
SIMC3	MR_3	0,098	7,005	1,734

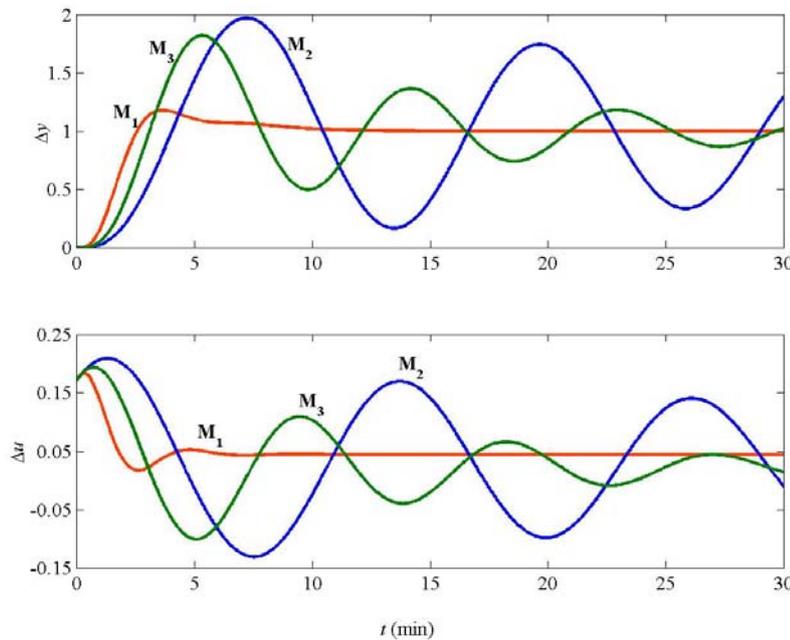


Figura 5.6: Resposta dos sistemas em malha fechada a uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) com o controlador SIMC1 para os modelos lineares M_1 , M_2 e M_3 .

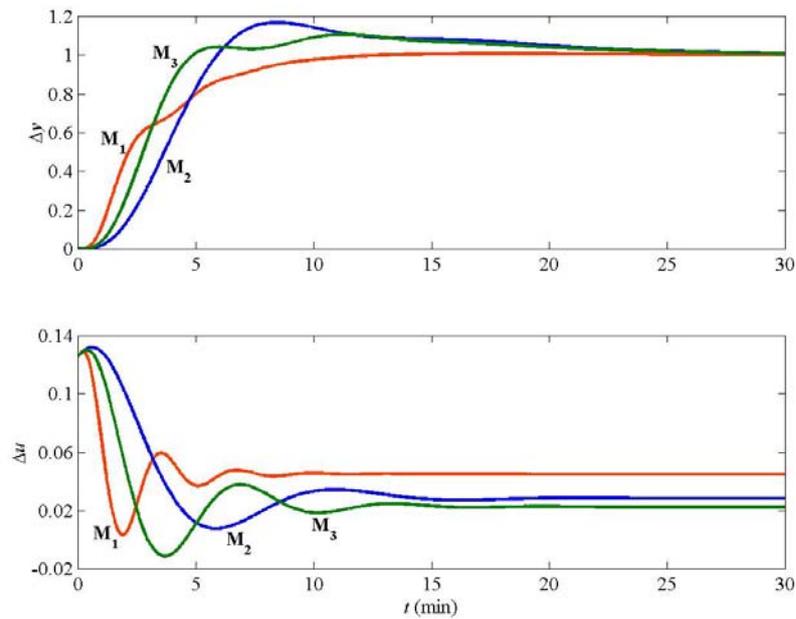


Figura 5.7: Resposta dos sistemas em malha fechada a uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) com o controlador SIMC2 para os modelos lineares M_1 , M_2 e M_3 .

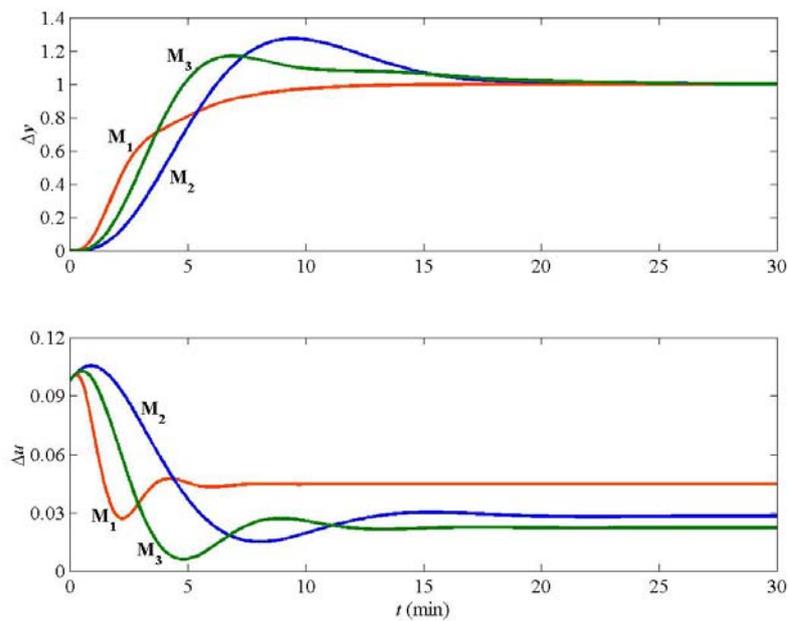


Figura 5.8: Resposta dos sistemas em malha fechada a uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) com o controlador SIMC3 para os modelos lineares M_1 , M_2 e M_3 .

Tabela 5.7: Índices de qualidade produzidos pelos controladores SIMC.

Controlador	Modelo	MS	IAE	ITAE	MG	RF	M_{SO} (%)	t_A (min)
SIMC1	M_1	1,71	2,28	5,4	4,49	50,1	18,1	8,3
	M_2	12,88	15,75	207,1	1,61	4,7	97,4	*
	M_3	4,89	8,59	79,2	2,78	12,4	82,2	29,0
							Σt_A (min)	*
SIMC2	M_1	2,11	3,27	10,1	2,58	46,4	0,8	8,5
	M_2	1,68	5,24	29,6	5,76	49,2	16,9	19,9
	M_3	2,01	3,96	21,8	3,50	40,5	10,6	18,7
							Σt_A (min)	47,1
SIMC3	M_1	1,58	3,22	8,5	4,15	72,4	0,1	8,4
	M_2	1,57	5,78	30,2	8,54	49,7	27,6	15,9
	M_3	1,69	4,32	20,5	5,43	49,0	17,1	16,3
							Σt_A (min)	40,6

* Este sistema não atingiu o estado estacionário dentro do tempo da simulação (30 min).

As curvas simuladas confirmam que, para cada modelo, o melhor desempenho é apresentado pelo controlador projetado baseado no respectivo modelo. O controlador SIMC1 não é adequado para os modelos M_2 e M_3 , pois os limites de estabilidade foram ultrapassados. O desempenho dos controladores SIMC2 e SIMC3 é um pouco semelhante, contudo os índices de qualidade mostram que o controlador SIMC3 apresenta, no âmbito geral, critérios de desempenho melhores aliado a uma maior robustez. Dessa forma, o controlador SIMC3 foi utilizado para comparação com os controladores projetados através do método proposto.

5.4.3 Controlador MMAF

Uma terceira opção foi testada, a utilização da metodologia MMA para projetar um controlador de mais alta ordem, resultante da adição do filtro C_{FI} (Equação 5.22), do tipo *lead-lag*, ao bloco C_{PV} do controlador PID original, com parametrização padrão ISA.

$$C_{FI} = \frac{T_F \cdot s + 1}{0,1 \cdot T_F \cdot s + 1} \quad (5.22)$$

Este filtro produz um avanço na fase para frequências intermediárias e amplifica o sinal de entrada para altas frequências. A magnitude destas ações é sempre fixa, e o parâmetro de ajuste T_F indica a faixa de frequências em que o filtro vai atuar, que pode ser melhor visualizada através do diagrama de bode mostrado na Figura 5.9.

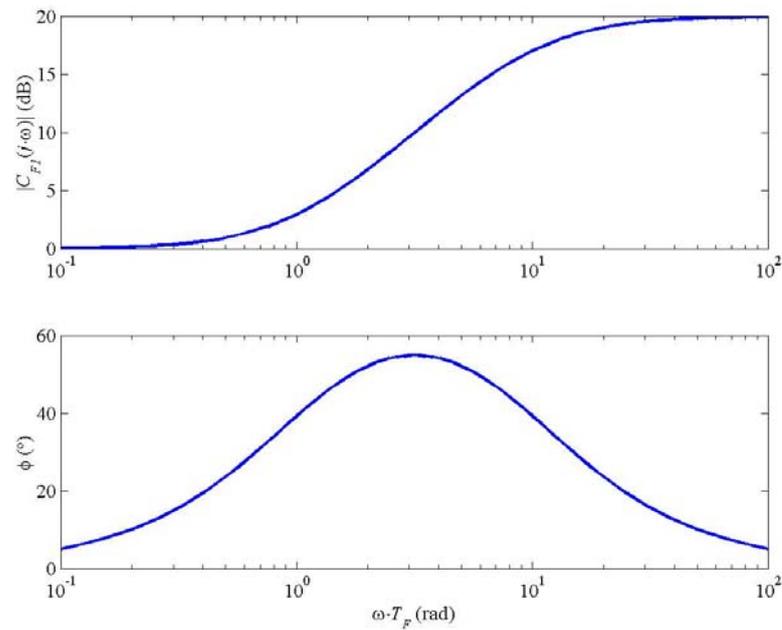


Figura 5.9: Diagrama de bode do filtro C_{FI} .

Dessa forma, utilizando os mesmos modelos e função desempenho alcançável considerados na Subseção 5.4.1 e a metodologia MMA, foram calculados os parâmetros do controlador PID filtrado pelo bloco C_{FI} atuando sobre a variável controlada (MMAF). Os resultados obtidos são mostrados na Tabela 5.8.

Tabela 5.8: Resultados do problema de otimização multiobjetivo MMAF.

nit	K_C (m^2/min)	T_I (min)	T_D (min)	T_F (min)	erro [K_C] (%)	erro [T_I] (%)	erro [T_D] (%)	erro [T_F] (%)
1	0,070	5,798	0	0,459	-	-	-	-
2	0,109	7,350	0,075	0,699	36,38	21,12	100,00	34,30
3	0,127	7,355	0,220	0,849	13,94	0,06	66,03	17,67
4	0,146	7,410	0,363	0,947	13,13	0,75	39,31	10,35
5	0,167	7,618	0,495	1,004	12,27	2,74	26,77	5,68
6	0,188	7,948	0,607	1,036	11,18	4,14	18,46	3,10
7	0,208	8,352	0,696	1,054	9,87	4,85	12,79	1,70
8	0,227	8,785	0,765	1,064	8,47	4,92	8,92	0,96
9	0,238	9,026	0,797	1,068	4,50	2,68	4,02	0,39
10	0,241	9,089	0,805	1,070	1,25	0,69	1,01	0,10
11	0,242	9,106	0,807	1,070	0,34	0,19	0,27	0,02

A evolução na convergência dos parâmetros deste controlador pode ser melhor visualizada na Figura 5.10. Apesar das curvas mostradas só terem sentido para os valores inteiros das iterações, os pontos foram ligados com retas para facilitar a noção de convergência dos parâmetros. As estimativas iniciais dos parâmetros K_C e T_I foram idênticas às estimativas iniciais do problema da Subseção 5.4.1, pois até este ponto o problema de otimização a ser resolvido era idêntico. Pode-se notar que a incorporação do filtro C_{FI} no bloco C_{PV} , permitiu um aumento no valor final do ganho do controlador e uma diminuição no valor final dos parâmetros T_I e T_D , quando comparados com os parâmetros do controlador MMA.

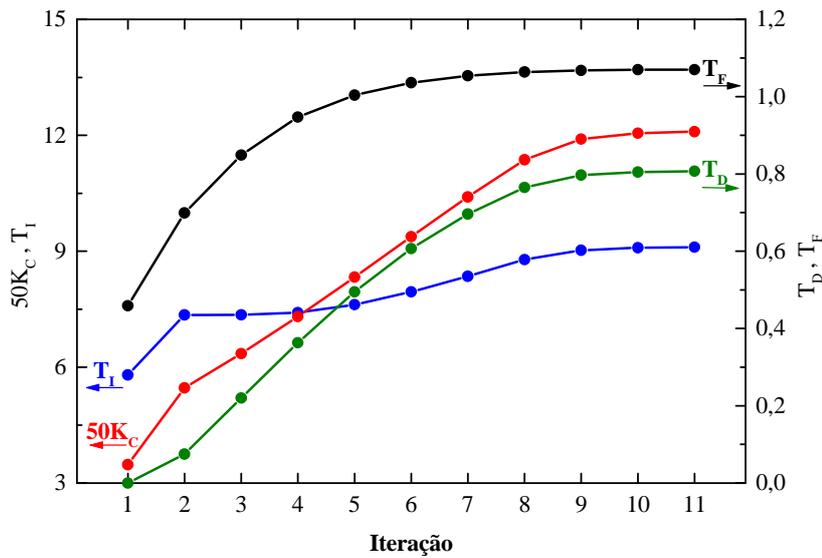


Figura 5.10: Convergência dos parâmetros do controlador MMAF.

A Figura 5.11 mostra a simulação em malha fechada do controlador MMAF obtido, com os modelos lineares representantes dos três pontos de operação, juntamente com a resposta da função desempenho alcançável para uma mudança no valor da variável de referência do tipo degrau unitário. A adição do filtro C_{FI} permitiu melhorar o desempenho dos diferentes modelos e torná-los mais próximos do desempenho desejado. A Tabela 5.9 mostra os índices de qualidade produzidos pelo controlador MMAF para cada sistema, onde pode-se evidenciar uma redução significativa no somatório dos tempos de assentamento.

Tabela 5.9: Índices de qualidade produzidos pelo controlador MMAF.

Modelo	MS	IAE	$ITAE$	MG	RF	M_{SO} (%)	t_A (min)
M_1	1,83	2,62	7,5	2,71	58,0	0,0	6,1
M_2	1,55	3,72	12,7	18,12	42,7	20,6	9,1
M_3	1,40	2,73	8,0	8,26	49,5	7,3	6,5
						Σt_A (min)	21,7

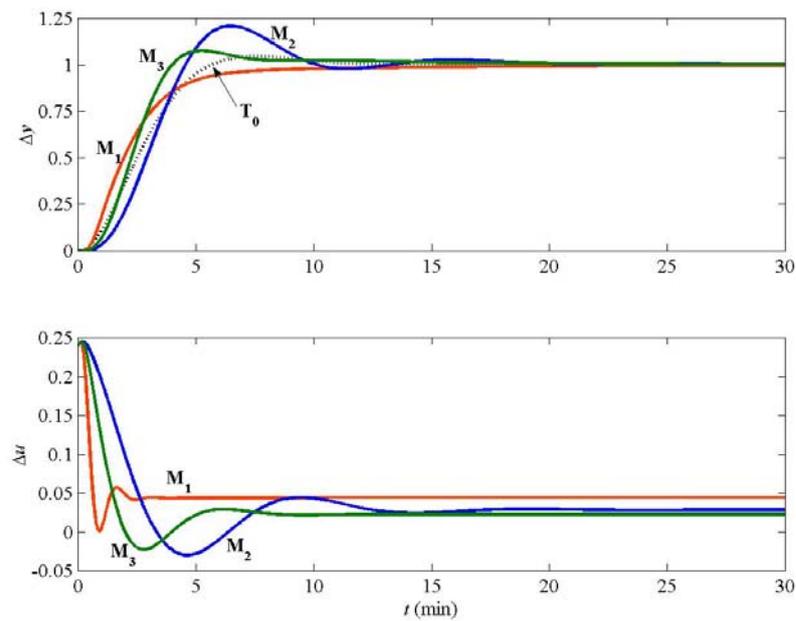


Figura 5.11: Comparação da resposta da função desempenho alcançável (T_0) com a resposta dos sistemas em malha fechada a uma mudança do tipo degrau unitário em y_R (Δy) e ação de controle gerada (Δu) com o controlador MMAF para os modelos lineares M_1 , M_2 e M_3 .

5.4.4 Resultados

Para facilitar a comparação dos resultados obtidos com os diferentes controladores projetados, os índices de qualidade dos controladores MMA, SIMC3 e MMAF são mostrados novamente na Tabela 5.10, porém ordenados por modelo. Dessa forma, é possível fazer uma análise comparativa mais detalhada.

Tabela 5.10: Comparação dos índices de qualidade produzidos pelos controladores MMA, SIMC3 e MMAF.

Modelo	Controlador	MS	IAE	ITAE	MG	RF	M_{SO} (%)	t_A (min)
M_1	MMA	1,96	2,90	10,8	2,99	48,3	0,0	8,3
	SIMC3	1,58	3,22	8,5	4,15	72,4	0,1	8,4
	MMAF	1,83	2,62	7,5	2,71	58,0	0,0	6,1
M_2	MMA	1,96	4,57	20,5	5,59	37,7	27,0	18,2
	SIMC3	1,57	5,78	30,2	8,54	49,7	27,6	15,9
	MMAF	1,55	3,72	12,7	18,12	42,7	20,6	9,1
M_3	MMA	2,19	3,32	13,6	3,72	33,7	17,9	13,1
	SIMC3	1,69	4,32	20,5	5,43	49,0	17,1	16,3
	MMAF	1,40	2,73	8,0	8,26	49,5	7,3	6,5

Com relação ao modelo M_1 , o controlador mais robusto é o SIMC3 (maior RF e MG e menor MS), apresentando também maior t_A e IAE . O controlador MMA apresenta uma pequena melhora nos critérios de desempenho com relação ao controlador anterior. Nota-se que o valor IAE é menor, porém, $ITAE$ é maior. Isto é explicado pois o controlador MMA apresenta uma variação inicial maior, porém apresenta valores maiores de erro que se mantém após certo tempo (o que é mais penalizado pelo critério $ITAE$). O controlador MMAF apresenta uma redução significativa nos critérios de desempenho (t_A , IAE e $ITAE$), porém com maior RF e menor MS que o controlador MMA.

Analisando os resultados referentes ao modelo M_2 , pode-se notar que os controladores MMA e SIMC3 produziram valores um pouco excessivos de M_{SO} . O controlador menos robusto foi o MMA, que teve critérios de desempenho melhores que o controlador SIMC3, apesar de apresentar um tempo de assentamento muito grande, devido ao fato da segunda sobrelevação sair fora da faixa de assentamento (5%). Novamente, o controlador MMAF apresentou os melhores critérios de desempenho aliados ainda ao menor MS e maior MG .

Os resultados relativos ao modelo M_3 são os mais enfáticos. O controlador SIMC3 apresentou os piores critérios de desempenho (maiores t_A , IAE e $ITAE$). O controlador MMA apresentou desempenho um pouco melhor, porém com perda de robustez (maiores MS e M_{SO} , e menores MG e RF). Para este caso, o controlador MMAF apresentou os melhores índices, tanto de desempenho como de robustez, mostrando que a simples adição de um filtro projetado de forma adequada, associado ao projeto do próprio controlador, pode garantir uma melhoria no desempenho do sistema, tornando-o ainda mais robusto.

5.5 Simulações com o Modelo Não-Linear

Para analisar o comportamento do sistema de 3 tanques esféricos, bem como para estudar o desempenho dos controladores projetados, foi implementado em ambiente Simulink[®] do Matlab[®] o modelo não-linear descritivo do processo. Com este modelo, foram realizados testes comparativos dos controladores MMA, SIMC3 e MMAF com o modelo não-linear para os três pontos de operação considerados (PO1, PO2 e PO3) e para outro ponto de operação (PO4), não considerado inicialmente. A realização de testes neste ponto de operação (PO4) tem o objetivo de comparar o desempenho e a robustez dos controladores em um ponto de operação que não foi considerado no projeto dos controladores.

Foi escolhido o ponto onde a resposta do sistema é a mais lenta, relativo à vazão de alimentação (F_0) correspondente ao ponto de máximo das curvas das constantes de tempo individuais de cada tanque em função de F_0 (Figura 5.2a). Os níveis estacionários dos três tanques, o valor da vazão de alimentação e os parâmetros característicos representativos do modelo neste ponto de operação (PO4) são mostrados na Tabela 5.11. Nestes testes, foi comparado o desempenho dos controladores para uma mudança no valor da variável de referência, seguido de um distúrbio na vazão de alimentação. Dessa forma, foi possível verificar a performance dos controladores também para problemas regulatórios.

Tabela 5.11: Caracterização do ponto de operação PO4.

$h_{1,\infty}$ (cm)	$h_{2,\infty}$ (cm)	$h_{3,\infty}$ (cm)	F_0 (L/min)	K (min/m ²)	τ_1 (min)	τ_2 (min)	τ_3 (min)
21,0	17,9	15,0	7,75	38,75	5,009	3,146	1,825

A Figura 5.12 mostra a comparação dos controladores citados para o primeiro ponto de operação (PO1). Neste caso, partindo-se do ponto estacionário $h_3 = 0,05$ m, realizou-se uma mudança no valor da variável de referência para 0,06 m em $t = 5$ min. Logo após, em $t = 30$ min, procedeu-se com um distúrbio na vazão de alimentação de $-0,001$ m³/min (-1 L/min).

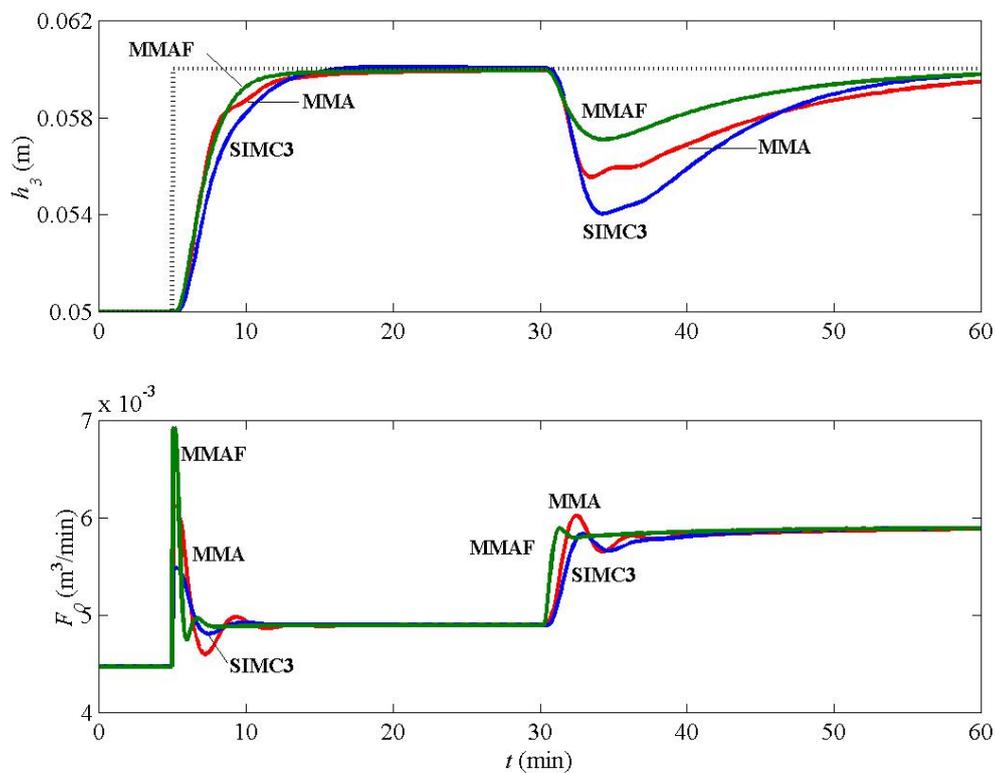


Figura 5.12: Teste dos controladores MMA, SIMC3 e MMAF com o modelo não-linear para o primeiro ponto de operação (PO1).

Para o segundo ponto de operação (PO2), partiu-se do nível estacionário $h_3 = 0,125$ m, realizou-se uma mudança no valor da variável de referência para 0,135 m em $t = 5$ min, seguido de um distúrbio na vazão de alimentação de $-0,001$ m³/min (-1 L/min), em $t = 30$ min (Figura 5.13).

De forma similar, a Figura 5.14 ilustra o teste realizado com o terceiro ponto de operação (PO3), onde partindo-se de $h_3 = 0,20$ m, foi realizado uma mudança no valor da variável de referência para 0,19 m em $t = 5$ min. Em $t = 30$ min, procedeu-se com um distúrbio na vazão de alimentação de $0,001$ m³/min (1 L/min).

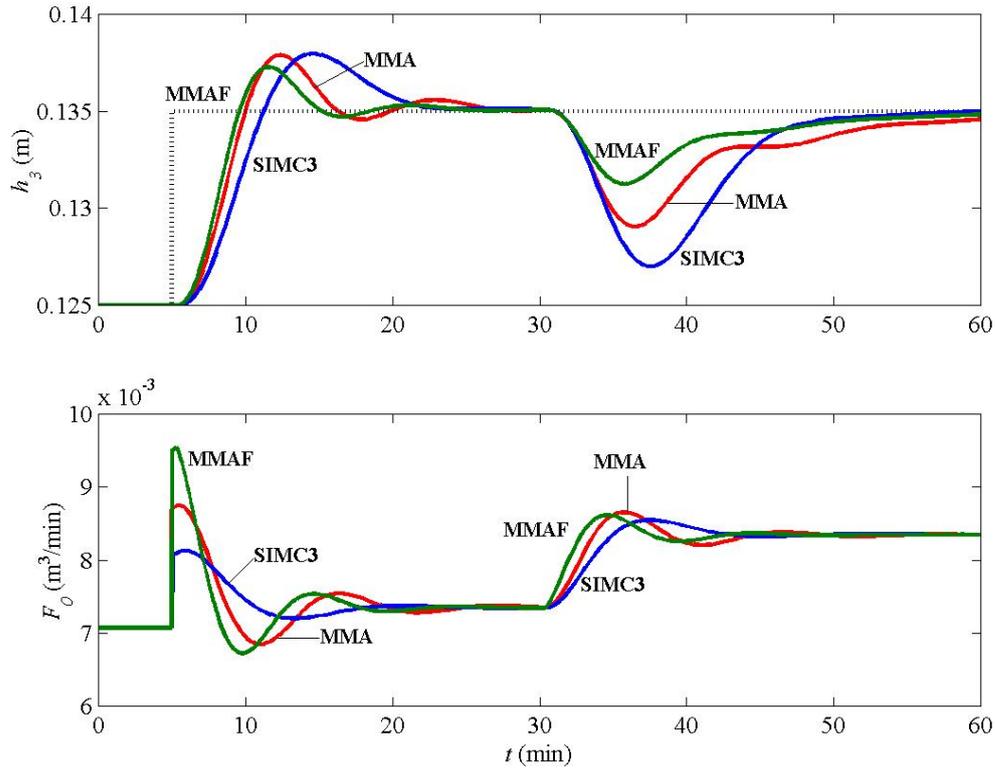


Figura 5.13: Teste dos controladores MMA, SIMC3 e MMAF com o modelo não-linear para o segundo ponto de operação (PO2).

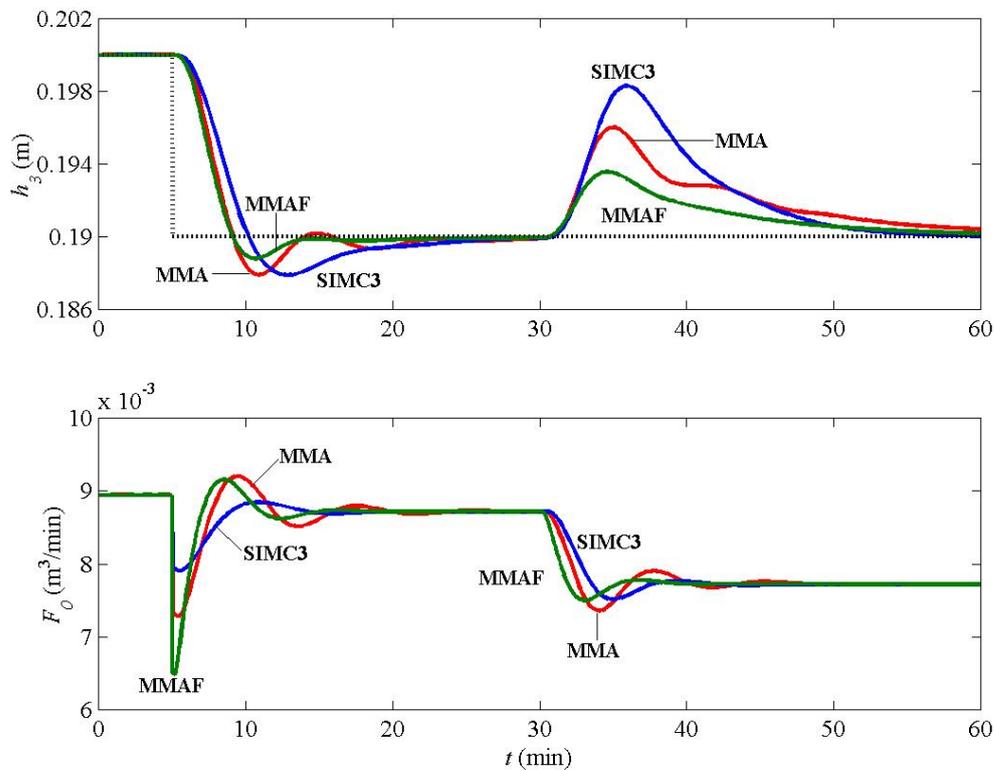


Figura 5.14: Teste dos controladores MMA, SIMC3 e MMAF com o modelo não-linear para o terceiro ponto de operação (PO3).

No teste realizado com o quarto ponto de operação (PO4), partiu-se de $h_3 = 0,15$ m e realizou-se uma mudança no valor da variável de referência para 0,14 m em $t = 5$ min, seguido de um distúrbio na vazão de alimentação de $0,001$ m³/min (1 L/min), em $t = 30$ min, conforme Figura 5.15.

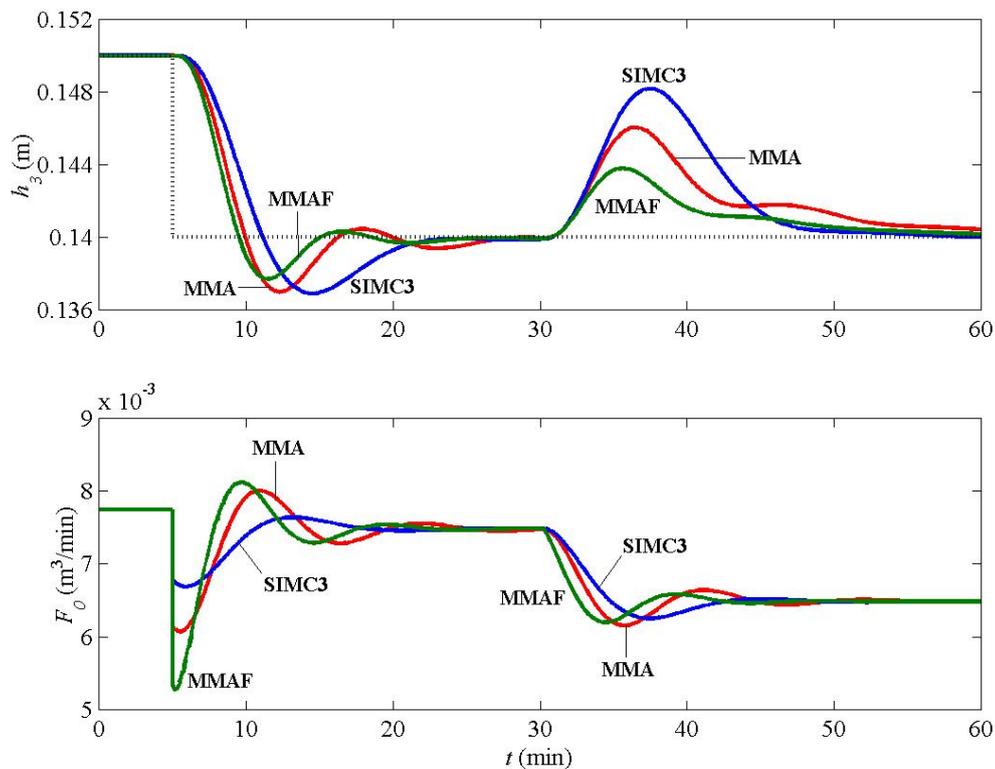


Figura 5.15: Teste dos controladores MMA, SIMC3 e MMAF com o modelo não-linear para o quarto ponto de operação (PO4).

Para estes testes com o modelo não-linear foram considerados três critérios de desempenho (*IAE*, *ITAE* e *MD*). Os critérios de erro foram considerados para todo o procedimento (mudança no valor da variável de referência e rejeição ao distúrbio), enquanto que o critério *MD* foi computado através do máximo desvio absoluto em relação ao valor de referência, ocasionado devido aos distúrbios especificados na vazão de alimentação F_0 . A Tabela 5.12 mostra os respectivos índices obtidos para os testes com o modelo não-linear nos quatro pontos de operação (PO1, PO2, PO3 e PO4).

Os resultados apresentados na Tabela 5.12 são decisivos, corroborando as conclusões prévias obtidas através dos testes simulados com os modelos lineares. O controlador MMA apresenta melhoria significativa de desempenho, em todos os critérios e pontos de operação considerados, quando comparado com o controlador SIMC3, obtido através de um método clássico. Contudo, os resultados ainda mais expressivos são do controlador MMAF, que apresentou, em média, *IAE* 32% e 43% menor que o controlador MMA e SIMC3, respectivamente; *ITAE* 41% e 48% menor que o controlador MMA e SIMC3, respectivamente; e *MD* 38% e 54% menor que o controlador MMA e SIMC3, respectivamente.

Tabela 5.12: Critérios de desempenho produzidos pelos controladores MMA, SIMC3 e MMAF nos testes com o modelo não-linear.

	Controlador	IAE	ITAE	MD (m)
PO1	MMA	0,089	2,73	$4,45 \cdot 10^{-3}$
	SIMC3	0,103	3,04	$5,96 \cdot 10^{-3}$
	MMAF	0,061	1,63	$2,89 \cdot 10^{-3}$
PO2	MMA	0,108	2,95	$5,95 \cdot 10^{-3}$
	SIMC3	0,130	3,38	$8,00 \cdot 10^{-3}$
	MMAF	0,074	1,76	$3,75 \cdot 10^{-3}$
PO3	MMA	0,097	2,82	$6,02 \cdot 10^{-3}$
	SIMC3	0,117	3,21	$8,30 \cdot 10^{-3}$
	MMAF	0,065	1,66	$3,56 \cdot 10^{-3}$
PO4	MMA	0,109	2,95	$6,04 \cdot 10^{-3}$
	SIMC3	0,130	3,37	$8,18 \cdot 10^{-3}$
	MMAF	0,074	1,75	$3,79 \cdot 10^{-3}$

Este trabalho não quer desmerecer o método de ajuste SIMC, muito pelo contrário, este método é considerado um dos melhores disponíveis, pela sua simplicidade na obtenção dos parâmetros do controlador, pelos resultados produzidos e pelo compromisso entre características servo e regulatórias. Na verdade, para modelos nominais representativos de sistemas simples (sem fatores de fase não-mínima predominantes), e não subamortecidos, este método apresenta a melhor relação custo-benefício com relação ao projeto do controlador, ou seja, apresenta resultados bastante satisfatórios com relativamente pouco esforço exigido, e por isso foi escolhido para comparação.

Capítulo 6

Conclusão

“Desde que os avanços na teoria e na prática de controle automático propiciam meios para atingir-se desempenho ótimo de sistemas dinâmicos, bem como melhoria na qualidade e diminuição do custo de produção, aumento da taxa de produção, operações manuais repetitivas etc., a maioria dos engenheiros e cientistas deve entender e conhecer bem este campo.” (OGATA, 1982, p. 1).

6.1 Considerações Finais

Otimidade no desempenho de sistemas de controle é uma condição sempre almejada, porém, difícil de ser alcançada industrialmente, visto a sua complexidade. Muito tem sido desenvolvido em teoria de controle ótimo (e controle robusto), contudo, na prática, fica-se limitado a dispositivos, equipamentos físicos e demais fatores relevantes (como sensores, atuadores e o próprio controlador) atuando sob condições não ideais. Com isso em mente, a metodologia desenvolvida visa auxiliar o processo de busca da condição ótima através de um projeto adequado de controlador, especificamente, do tipo PID. No entanto, um projeto satisfatório é uma qualificação relativa, dependente de cada caso e da própria avaliação do usuário, baseado no seu conhecimento global do processo. Na verdade, desempenho ótimo é um conceito relativo, baseado em algum critério, que pode ser quantitativo, qualitativo e até mesmo subjetivo, do tipo “desde que dê para operar sempre em automático” ou “ficando estável, está ótimo”. A primeira vista, não há nada de ótimo nestes critérios, porém, eles são reflexo da necessidade de minimização do tempo envolvido para resolver o problema.

Na tentativa de tornar este conceito menos subjetivo e mais abrangente, foram desenvolvidos, ao longo dos anos, índices de qualidade que quantificam alguma característica específica do sistema, que pode ser alterada através do controlador. Assim, utilizando-se de metodologias específicas para projeto do controlador, pode-se chegar a um determinado nível ótimo. Contudo, existem diversos critérios culturalmente aceitos como “ótimos” (razão de decaimento de 1/4, máxima sobrelevação de 20%, $MS = 2$, valor mínimo de ITAE, entre outros), nos quais estão baseados os métodos de ajuste clássicos. Apesar de serem práticos, eles são específicos para determinados processos e estruturas de controlador.

Dessa forma, a metodologia desenvolvida procurou ser mais flexível e genérica, de modo a contemplar os mais diferentes tipos de processos, diversas estruturas de controladores e qualquer nível de desempenho requerido (desde que, respeitando as restrições inerentes ao processo), num único problema de otimização no domínio da frequência. Como flexibilidade e generalidade normalmente se opõem à praticidade, o trabalho concentrou esforços em uma estrutura de controlador baseada no algoritmo PID e suas diversas variações, ocasionalmente com ordem aumentada.

Diversos estudos de caso mostraram as potencialidades da metodologia desenvolvida para síntese de controladores PID. Foi observado que o aumento da ordem do modelo limita o desempenho a ser alcançável, devido à maior inércia do sistema nos momentos iniciais. O tempo morto traz uma limitação semelhante, no entanto, passado o período latente, a variação da resposta do sistema é mais pronunciada (menos suave) do que para sistemas de alta ordem. Esta diferença na região de maiores variações da resposta pode ser, em alguns casos, o motivo do fracasso de projetos para modelos de baixa ordem com tempo morto, que visam aproximar processos reais de alta ordem.

O fator de amortecimento mostrou-se de grande influência no desempenho alcançável, visto que, apesar de tornar mais rápida a resposta do sistema em malha aberta, a diminuição do fator de amortecimento torna o sistema em malha fechada menos robusto, para um mesmo

nível de desempenho. Observou-se, inclusive, que modelos bastante superamortecidos conseguem atingir uma resposta em malha fechada muitas vezes mais rápida que a de malha aberta, mantendo critérios de robustez satisfatórios. Para os modelos que apresentam zeros ou pólos no semi-plano direito (SPD), as restrições intrínsecas devem ser incorporadas na própria FDA para garantir estabilidade interna. A fatoração recomendada para os dois casos se mostrou satisfatória, possibilitando projetos adequados. Verificou-se ainda um aumento na limitação no desempenho alcançável com a diminuição do valor do zero positivo e com o aumento do valor do pólo positivo, considerando cada caso individualmente.

Em suma, o nível de dificuldade do projeto de um controlador PID aumenta com o nível de complexidade do modelo, respectivamente, com o aumento da ordem, aumento do tempo morto, diminuição do fator de amortecimento, diminuição do valor do zero no SPD e aumento do valor do pólo no SPD. Para processos mais complexos, onde o nível de desempenho desejado não é factível de ser obtido com um controlador de baixa ordem do tipo PID, devido a restrições inerente do processo, foi recomendado a utilização de filtros específicos, projetados simultaneamente aos parâmetros convencionais através da metodologia proposta. Estes filtros são capazes de aumentar a ordem do controlador, melhorando o desempenho e a robustez do sistema de controle. O aumento da ordem do controlador mostrou-se benéfico em duas situações: quando temos um modelo nominal de ordem efetiva elevada (onde não é possível diferenciar uma única dinâmica dominante), cujo comportamento não é bem aproximado por modelos de baixa ordem com tempo morto; e para sistemas multi-modelos (mesmo que de baixa ordem), com características dinâmicas distintas.

Cabe ressaltar que, apesar da metodologia projetar sistemas de controle com um comportamento desejado para mudanças no valor da variável de referência, ela não é somente satisfatória para características servo, podendo considerar características regulatórias, através da seleção de um nível de desempenho alcançável bastante rigoroso, com índices de robustez muito próximos dos limites de estabilidade. Controladores com ajuste mais agressivo apresentam uma tendência natural maior à rejeição de distúrbios.

Os resultados apresentados no estudo de caso do sistema de 3 tanques esféricos mostram a importância da metodologia multi-modelos para melhorar o desempenho de sistemas mais complexos, quando comparada com uma metodologia convencional. Este tipo de abordagem se mostrou apropriado para o projeto de um único controlador PID capaz de prover desempenho satisfatório para todos os modelos considerados, através da minimização simultânea da diferença entre a resposta de cada sistema em malha fechada e a FDA, baseada em uma formulação do tipo min-max. Através da adição de um filtro do tipo *lead-lag*, de fácil implementação nas plataformas de controle industriais, e projetado simultaneamente com o próprio PID através da metodologia proposta, mostrou-se possível melhorar o desempenho do processo como um todo. Dessa forma, de maneira simples, pode-se obter um nível de desempenho elevado, superior, em alguns casos, ao desempenho provido por modernas e complexas ferramentas de controle comerciais existentes.

6.2 Principais Contribuições deste Trabalho

Acredita-se que este trabalho apresentou contribuições relevantes para a área de controle de processos. A primeira delas está relacionada com a revisão histórica realizada sobre sistemas de controle, que nos mostrou um pouco da evolução que ocorreu nesta área, desde a utilização de mecanismos puramente mecânicos até o surgimento dos primeiros controladores do tipo PID, que se tornou o algoritmo mais difundido industrialmente, e que ainda merece especial atenção da comunidade científica. Cabe salientar que a revisão realizada não se ateve a detalhes mais específicos de cada acontecimento e que muitos deles nem foram citados, procurou-se apenas descrever uma noção geral de como e por que chegou-se ao atual estágio de desenvolvimento na área de controladores PID, noção esta que, geralmente, não é encontrada em livros-texto, muito menos discutida em sala de aula.

Uma discussão de extrema importância, levantada neste trabalho, é a existência de diversas parametrizações de controladores PID nas plataformas de controle comerciais, fato desconhecido por muitos usuários. Cada fabricante implementa um algoritmo particular (respeitando apenas a presença das ações proporcional, integral e derivativa) e a maneira como é feito o arranjo destes modos, geralmente, não é aberta ao cliente (usuário final). Considerando ainda, que a implementação de controladores PID na forma digital apresenta maior facilidade e flexibilidade, as variações apresentadas por estes algoritmos podem ser muito mais acentuadas. Isto impede a utilização de todas as potencialidade do sistema de controle e tem influência direta no desempenho alcançável em cada malha.

Outra contribuição significativa foi a avaliação sistemática e comparação de alguns métodos clássicos de ajuste dos parâmetros de um controlador PID. Contudo, ao avaliar-se os trabalhos publicados em sua forma original, notou-se uma série de não conformidades constantes em livros-texto expressivos na área de controle de processos, como a reprodução de constantes aproximadas, erros de interpretação e até indicação errônea sobre para qual forma de controlador PID o ajuste era recomendado. Como o interesse específico por um determinado método de ajuste, geralmente, se limita à tabela onde fazem constar as regras recomendadas para cada parâmetro, muitos livros-texto reproduzem apenas os resultados de diversos métodos em um capítulo sobre ajuste de controladores PID, para facilitar a sua utilização. Neste processo, podem haver erros de transcrição, erros de interpretação, aproximações e a negligência de certas particularidades do método. Seja qual for o motivo, recomenda-se atenção na utilização de regras de ajuste de livros-texto, transcritas dos trabalhos originais. O exemplo mais curioso está relacionado com o método ZN, pois alguns livros-texto afirmam que suas regras foram sugeridas para uma parametrização do tipo paralela, outros (como CORRIPIO, 2001), para a forma série, e outros nem sequer mencionam o tipo de parametrização, visto que este detalhe não é discutido no artigo original.

Uma contribuição adicional está relacionada com a estrutura de controle alternativa, composta por uma malha de controle com retroalimentação com 2 graus de liberdade (Figura 3.2). Esta configuração foi proposta para viabilizar e facilitar a resolução do problema de otimização através do método sequencial iterativo desenvolvido para síntese de controladores PID, mas ela pode ser vista como uma nova maneira de representar um sistema

de controle, podendo ser útil para diversos tipos de análise. Através dela, por exemplo, é possível demonstrar uma diferença significativa nos algoritmos PID na forma série e paralela, baseado na ordem do respectivo bloco C_{PV} compatível com esta configuração. Os algoritmos baseados na forma série produzem um filtro de primeira ordem, enquanto que os baseados na forma paralela, produzem um filtro de segunda ordem, e portanto, mais genérico.

Outra vantagem desta configuração, é que ela é compatível com qualquer algoritmo PID, além de ser facilmente convertida de uma forma para outra. Essa característica permite a utilização de qualquer tipo de controlador PID em uma determinada plataforma de controle comercial (SDCD), mesmo que esta possua apenas uma estrutura fixa de controlador. Mantendo-se apenas o núcleo básico de um controlador PI, pode-se compor uma nova estrutura de controlador, inclusive de mais alta ordem, adicionando-se filtros específicos (blocos C_{SP} e C_{PV}), do tipo *lead-lag*, facilmente implementáveis.

A própria metodologia desenvolvida pode ser considerada uma inovação, tanto na forma original, como na abordagem estendida para sistemas multi-modelos, bem como todas as particularidades que tornaram viável a obtenção de resultados satisfatórios, como o método sequencial iterativo, através do qual consegue-se, de forma simples e eficiente, resolver o problema de otimização proposto, para a grande maioria dos casos; e a utilização de padrões específicos para a FDA, apropriados para diferentes tipos de casos, que determinam o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada, sendo perfeitamente especificados através de um único parâmetro de ajuste. Dessa forma, foi desenvolvida uma ferramenta inovadora para o projeto de controladores PID que alia simplicidade, flexibilidade e produz resultados satisfatórios para diversos tipos de processos, inclusive de elevadas ordens e para qualquer parametrização PID.

Por fim, uma contribuição não menos importante foi a proposição da unidade de tanques esféricos, através da qual realizou-se o estudo de caso da aplicação da abordagem multi-modelos. Esta unidade didática apresenta características de controle muito interessantes, pois possui diferentes níveis de operação com comportamentos dinâmicos distintos, sendo apropriada para a aplicação e estudo de técnicas de controle robusto.

6.3 Sugestões para Trabalhos Futuros

Para facilitar o ajuste de controladores PID no âmbito industrial, sugere-se o desenvolvimento de correlações práticas similares às desenvolvidas por ÅSTRÖM e HÄGGLUND (1995), para o método de Kappa-Tau, através da utilização dos resultados obtidos com a metodologia desenvolvida para condições específicas, conforme evidenciado nos estudos de caso do efeito da dinâmica e do efeito de modelos integradores puros. Adicionalmente, para determinados tipos de sistemas, poderiam ser determinados os limites de desempenho a ser alcançável em malha fechada, através de relações com os parâmetros do próprio modelo.

Outra sugestão que teria um forte apelo em termos de utilização em nível industrial seria a extensão da metodologia desenvolvida para controladores PID multivariáveis (MIMO). Esta nova metodologia estaria baseada nas particularidades discutidas neste trabalho, porém, o projeto dos controladores PID MIMO (com desacopladores), também seria obtido através da resolução de um problema multiobjetivo, onde todos os canais da matriz do controlador seriam calculados simultaneamente, levando em conta o acoplamento entre eles e as restrições de cada canal.

Sugere-se, ainda, a exploração de novas formas (equações) para serem usadas como padrões para a função desempenho alcançável (T_0), bem como, a determinação dos níveis de desempenho considerados adequados (satisfatórios) para diferentes tipos de modelos, como funções dos próprios parâmetros dos modelos.

Estudos dos efeitos da incerteza nos valores dos zeros e pólos positivos no procedimento da fatoração da função desempenho alcançável e, conseqüentemente, no projeto do controlador, também são recomendados, de modo a avaliar a robustez dos controladores projetados para estes casos.

Como última sugestão, poderia ser desenvolvida uma metodologia para projeto de controladores PID discretos baseada nas idéias discutidas neste trabalho. O problema de otimização a ser resolvido no domínio da frequência, seria aplicado diretamente para os modelos e controladores na forma discreta, fazendo $z = e^{j\omega \cdot h}$, onde z é a variável no domínio discreto. Com isso, considera-se automaticamente o efeito do tipo de discretização e o efeito do tempo de amostragem h . Assim, seriam levados em conta mais aspectos operacionais do algoritmo discreto de uma determinada plataforma de controle, porém, a grande dificuldade seria obter com o fabricante a respectiva implementação do algoritmo desejado na sua forma discreta.

Apêndice A

Parametrizações de Controladores PID

“Caution must be exercised when applying PID tuning rules, as there are a number of other parameterizations.” (GOODWIN et al., 2001, p. 160).

Tabela A.1: Algoritmos PID e respectivas formas convertidas para a configuração base.

Algoritmo	Conversão
<p>PID paralelo padrão:</p> $\Delta U(s) = K_C \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1} \right) \cdot [\Delta Y_R(s) - \Delta Y(s)]$	$C_{SP} = C_{PV} = \frac{(1 + \alpha) \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + (T_I + \alpha \cdot T_D) \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + (T_I + \alpha \cdot T_D) \cdot s + 1}$
<p>PID paralelo padrão - D atuando apenas sobre y:</p> $\Delta U(s) = K_C \cdot \left[\begin{array}{l} \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} \right) \cdot \Delta Y_R(s) \\ - \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1} \right) \cdot \Delta Y(s) \end{array} \right]$	$C_{SP} = 1$ $C_{PV} = \frac{(1 + \alpha) \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + (T_I + \alpha \cdot T_D) \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + (T_I + \alpha \cdot T_D) \cdot s + 1}$
<p>PID paralelo padrão - P e D atuando apenas sobre y:</p> $\Delta U(s) = K_C \cdot \left[\begin{array}{l} \left(\frac{1}{T_I \cdot s} \right) \cdot \Delta Y_R(s) \\ - \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1} \right) \cdot \Delta Y(s) \end{array} \right]$	$C_{SP} = \frac{1}{T_I \cdot s + 1}$ $C_{PV} = \frac{(1 + \alpha) \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + (T_I + \alpha \cdot T_D) \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + (T_I + \alpha \cdot T_D) \cdot s + 1}$
<p>PID paralelo alternativo:</p> $\Delta U(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D \cdot s}{\alpha \cdot s + 1} \right) \cdot [\Delta Y_R(s) - \Delta Y(s)]$	$C_{SP} = C_{PV} = \frac{(T_D + \alpha) \cdot T_I \cdot s^2 + (T_I + \alpha) \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_I \cdot s^2 + (T_I + \alpha) \cdot s + 1}$ $K_P = K_C; K_I = \frac{K_C}{T_I}; K_D = K_C \cdot T_D$
<p>PID série padrão:</p> $\Delta U(s) = K_C \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} \right) \cdot \left(\frac{T_D \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1} \right) \cdot [\Delta Y_R(s) - \Delta Y(s)]$	$C_{SP} = C_{PV} = \frac{T_D \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1}$
<p>PID série padrão - D atuando apenas sobre y:</p> $\Delta U(s) = K_C \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} \right) \cdot \left[\Delta Y_R(s) - \left(\frac{T_D \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1} \right) \cdot \Delta Y(s) \right]$	$C_{SP} = 1; C_{PV} = \frac{T_D \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1}$
<p>PID série padrão - P e D atuando apenas sobre y:</p> $\Delta U(s) = K_C \cdot \left(\frac{1}{T_I \cdot s} \right) \cdot \left[\Delta Y_R(s) - \left(1 + \frac{T_D \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1} \right) \cdot \Delta Y(s) \right]$	$C_{SP} = \frac{1}{T_I \cdot s + 1}; C_{PV} = \frac{T_D \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1}$
<p>PID série alternativo:</p> $\Delta U(s) = K_C \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} \right) \cdot \left(1 + \frac{T_D \cdot s}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1} \right) \cdot [\Delta Y_R(s) - \Delta Y(s)]$	$C_{SP} = C_{PV} = \frac{(1 + \alpha) \cdot T_D \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_D \cdot s + 1}$

Apêndice B

Interface para Projeto de Controladores PID

“Todo o desenvolvimento tecnológico tende a deixar os processos mais rápidos.” (TENNER apud GWERCMAN, 2005, p. 53).

Com o intuito de facilitar o projeto de controladores PID, foi criada uma ferramenta, com uma interface gráfica amigável, que implementa toda a rotina de programação desenvolvida na metodologia proposta. Esta ferramenta é executada através do aplicativo Matlab®, e apresenta-se dividida em três seções: *INITIATION*, onde importa-se os modelos que irão compor o sistema multi-modelos e escolhe-se uma FDA adequada; *OPTIMIZATION*, onde é efetivamente realizado o cálculo dos parâmetros do controlador; e *SIMULATION*, onde pode-se visualizar a resposta simulada de cada sistema com o controlador projetado e analisar os respectivos índices de qualidade. O objetivo deste apêndice é, portanto, servir como um manual de utilização simplificado desta interface, onde demonstra-se os procedimentos a serem seguidos.

Inicialmente, no aplicativo Matlab®, define-se os modelos a serem considerados na forma de funções de transferência (τf) e executa-se a rotina *mma*, que abre a interface em modo *INITIATION* (Figura B.1). Assim, define-se o número de modelos (de 1 a 6) que irão compor o sistema multi-modelos no campo [1] (# Models:) e pressiona-se o botão OK. Esta ação irá liberar os botões [2] para importação dos respectivos modelos na moldura Import Models:. Clicando-se, por exemplo, no botão M2, abre-se uma janela auxiliar (Figura B.2) com uma listagem dos modelos disponíveis no *workspace* para seleção do desejado. Após a seleção, o nome do respectivo modelo aparece no campo ao lado do botão. Abaixo desta moldura, há um campo para seleção da ação do controlador, seja ela reversa ou direta, através dos *radiobuttons* [3].

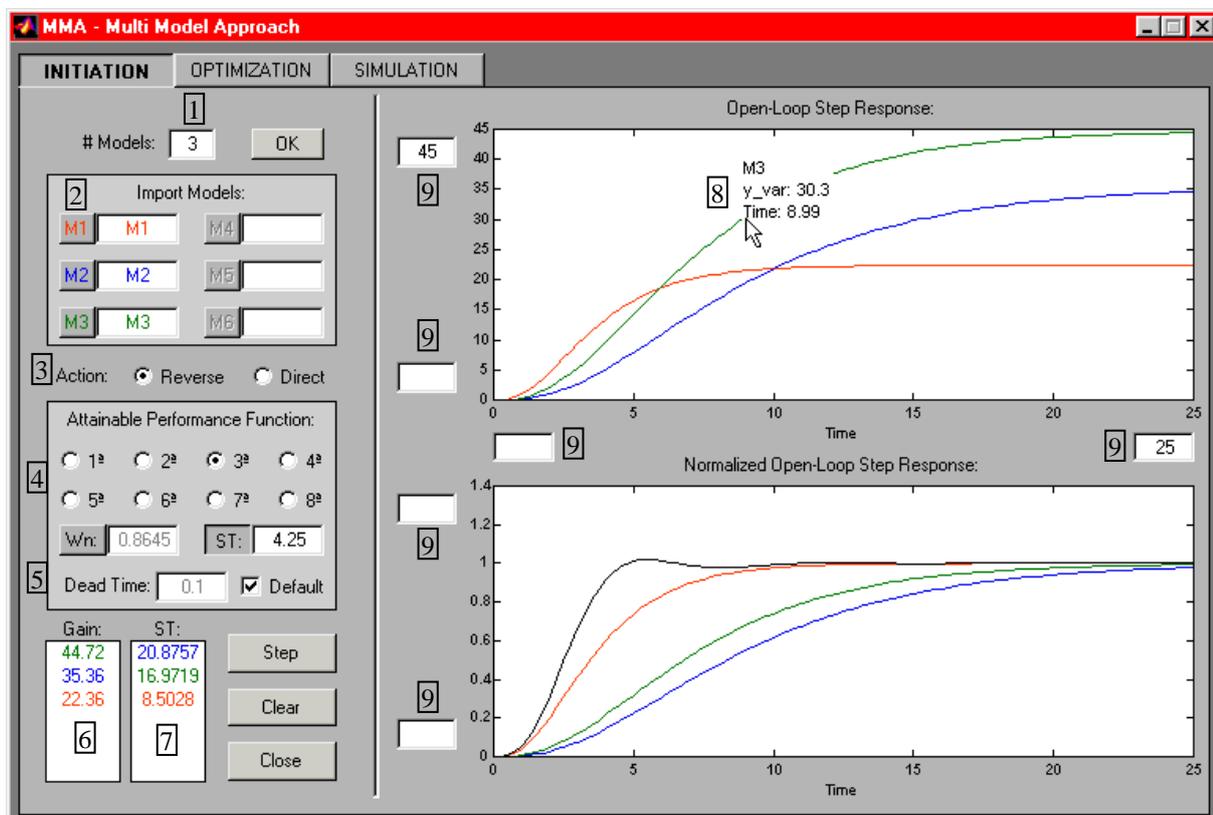


Figura B.1: Interface em modo *INITIATION*.

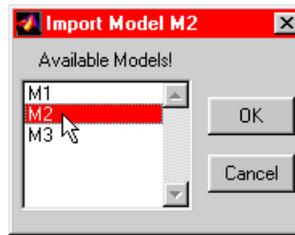


Figura B.2: Janela auxiliar para importação de modelos.

Após a definição do sistema multi-modelos, parte-se para a escolha de uma FDA apropriada. Na moldura *Attainable Performance Function*: é possível escolher a ordem desejada (de 1ª a 8ª) através dos *radiobutons* [4]. A dinâmica da resposta pode ser ajustada através da seleção direta do parâmetro ω_n (botão *Wn*:) ou através da especificação do tempo de assentamento (botão *ST*:). O tempo morto da FDA [5] é automaticamente especificado como igual ao maior tempo morto entre os modelos considerados (*Checkbox Default*). Contudo, ele pode ser alterado quando este *Checkbox* não estiver marcado.

Selecionada a FDA, pressiona-se o botão *Step*. Com isto, são atualizadas as informações referentes a este modo, liberados os modos *OPTIMIZATION* e *SIMULATION* e informados os ganhos estacionários e tempos de assentamento de cada modelo em ordem decrescente, respectivamente nos campos [6] e [7]. Adicionalmente, são geradas curvas com a resposta de cada modelo a uma entrada do tipo degrau unitário (gráfico superior: *Open-Loop Step Response*:). No gráfico inferior (*Normalized Open-Loop Step Response*:), são apresentadas as mesmas curvas normalizadas pelo ganho estacionário, comparadas com a resposta da FDA (curva preta). Para facilitar a diferenciação entre as diversas curvas, cada modelo possui uma cor específica. Clicando-se sobre qualquer uma das curvas com o botão esquerdo do *mouse* [8], pode-se visualizar o nome do respectivo modelo e as coordenadas do ponto correspondente. Há ainda um recurso disponível para alteração da escala dos eixos dos gráficos, onde pode-se mudar os limites inferior e superior do eixo das abscissas e das ordenadas para cada gráfico, através dos campos [9].

No modo *OPTIMIZATION* (Figura B.3) é feita a escolha do tipo de parametrização PID para projeto dos parâmetros, dentre as disponíveis [10]. A título de informação, pode-se visualizar a estrutura do controlador para cada tipo de parametrização, clicando-se sobre o botão *Parameterization*. Esta ação faz aparecer uma janela auxiliar contendo a estrutura do controlador e os parâmetros a serem otimizados (Figura B.4). Os valores limites utilizados na composição do vetor de frequências, calculados automaticamente baseados na FDA, são mostrados nos campos *MIN*: e *MAX*: [11] da moldura *Frequency Vector*:. Para alterar manualmente estes valores, é necessário selecionar o *radiobutton* *Manual*. Alguns fatores do problema de otimização, como o número de pontos considerados no vetor de frequências, o número máximo de iterações e a tolerância utilizada como critério de parada, podem ser definidos através dos campos [12], [13] e [14], respectivamente. Caso eles não sejam informados, utiliza-se como padrão, 100 pontos, 12 iterações e 1% de erro relativo entre os parâmetros de duas iterações sucessivas.

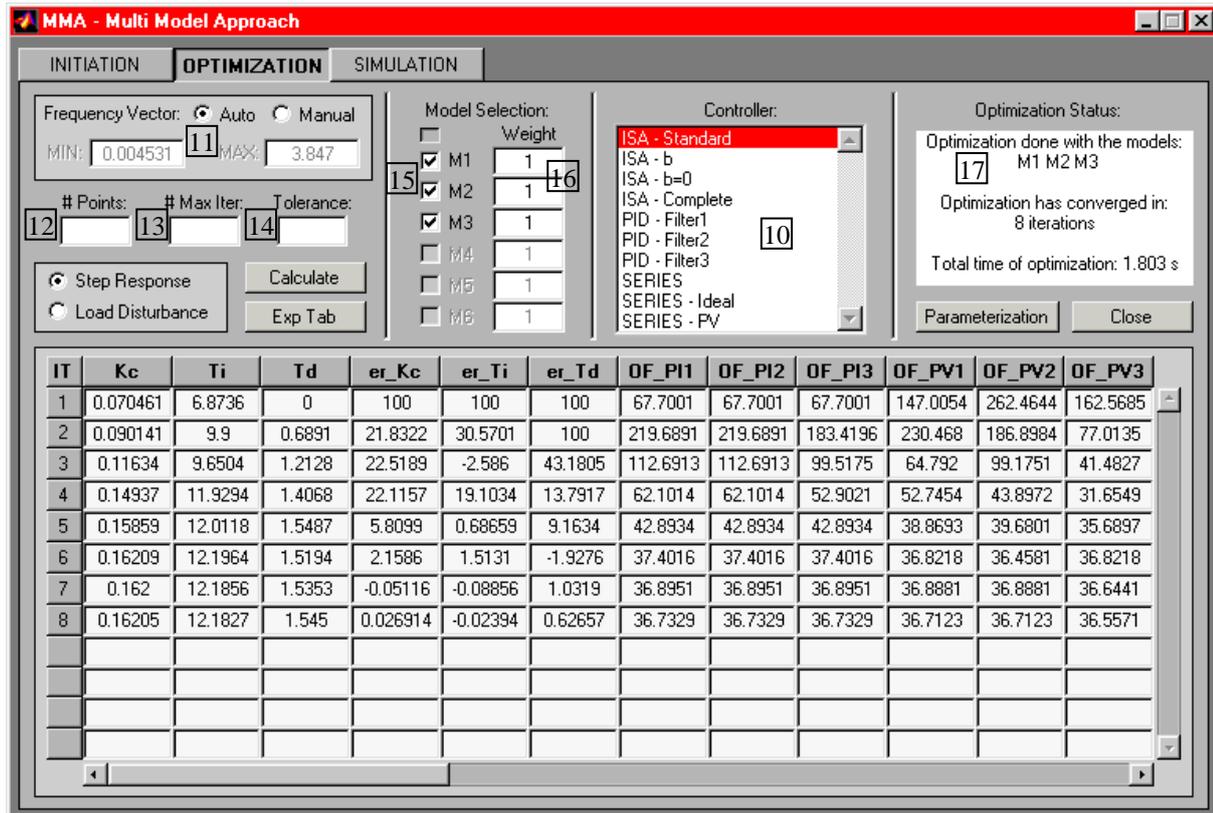


Figura B.3: Interface em modo *OPTIMIZATION*.

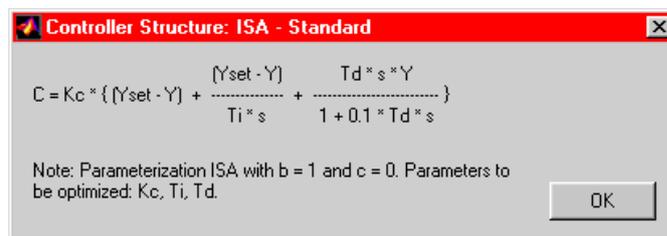


Figura B.4: Janela auxiliar mostrando a estrutura do controlador selecionado.

Adicionalmente, pode-se excluir algum modelo do projeto, desmarcando o respectivo *CheckBox* [15], ou alterar o peso de algum modelo específico em [16]. Quanto maior o peso de um determinado modelo, menor deverá ser o valor obtido da função objetivo respectiva, em relação aos outros modelos. O método seqüencial iterativo para cálculo dos parâmetros do controlador PID é ativado ao clicar-se sobre o botão *Calculate*. Enquanto o algoritmo é executado, mostra-se a iteração a ser processada no campo *Optimization Status*:, para avaliar o progresso do método. Neste campo [17], também é mostrada a situação final do processo de otimização, quais modelos foram utilizados, se houve convergência, o número de iterações realizadas e o tempo necessário no procedimento. A situação completa do método, parâmetros calculados e erros relativos para cada iteração realizada, bem como o valor da função objetivo para cada modelo e cada etapa do método são mostrados numa tabela completa, que pode ser exportada para o aplicativo Excel®, clicando-se no botão *Exp Tab*.

Terminado o processo de otimização, parte-se para o modo *SIMULATION* (Figura B.5). Na moldura *Parameters*: constam os parâmetros convergidos (no caso K_C , T_I e T_D) nos respectivos campos [18]. Cada controlador possui um nome contendo um número seqüencial e os modelos para os quais ele foi projetado. Através do *ListBox Controller*: [19] é possível alternar entre diversos controladores armazenados. Um determinado controlador pode ser excluído através do botão *Delete*. Pode-se, inclusive, inserir um determinado controlador de forma manual, alterando os valores dos parâmetros nos seus respectivos campos, e clicando no botão *Save*:. Esta ação irá armazenar o controlador desejado na lista de controladores sob o nome digitado no campo [20].

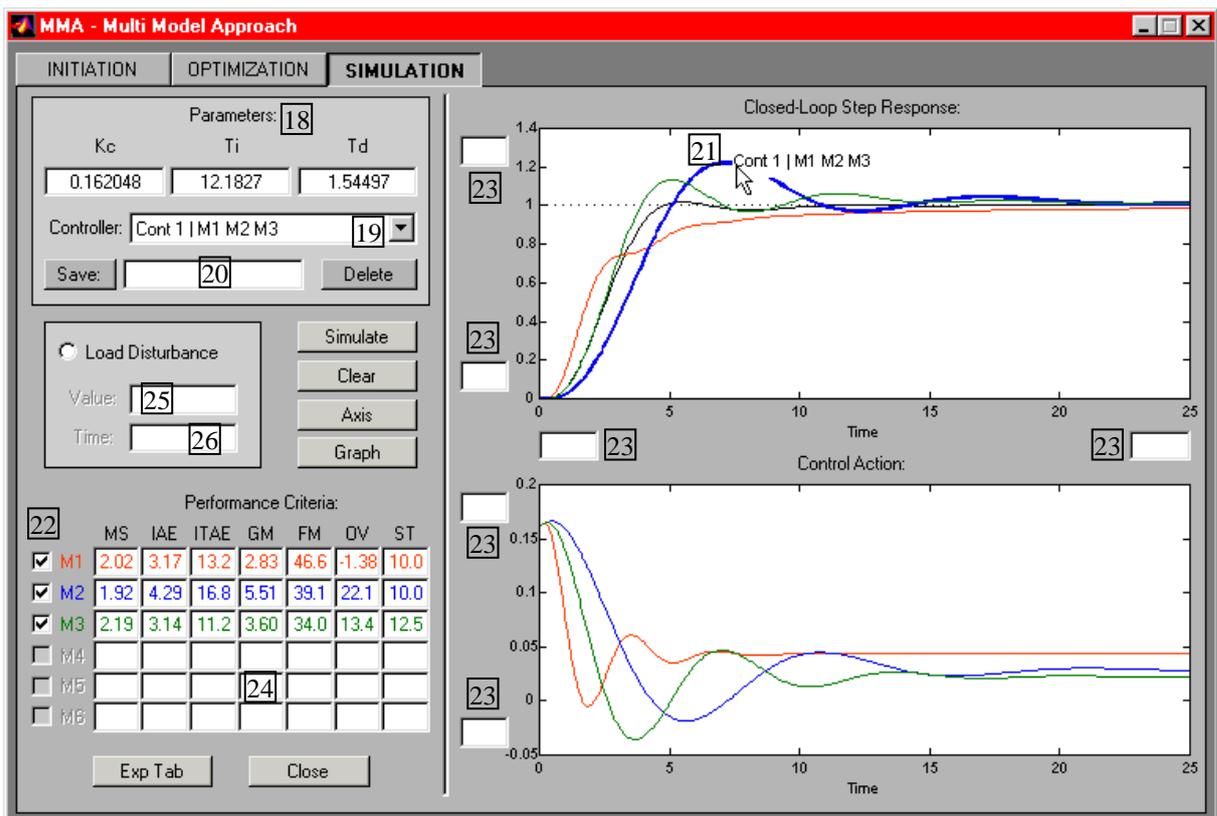


Figura B.5: Interface em modo *SIMULATION*.

Ao clicar-se sobre o botão *Simulate*, será realizada uma simulação em malha fechada dos sistemas considerados com o controlador selecionado, frente a uma variação do tipo degrau unitário no valor da variável de referência. As respostas simuladas obtidas são mostradas em dois gráficos. No superior (*Closed-Loop Step Response*:), é visualizada a resposta da variável controlada para cada modelo, juntamente com a resposta da FDA (curva sólida preta) e uma curva correspondente à variável de referência (curva pontilhada). No gráfico inferior (*Control Action*:), são mostradas as respectivas ações de controle geradas pelo controlador para cada caso, seguindo o mesmo arranjo de cores. Ao clicar sobre uma determinada curva com o botão direito do *mouse* [21], ela é realçada (a linha torna-se temporariamente mais grossa), e pode-se visualizar o respectivo nome do controlador utilizado na simulação. Somente aparece nos gráficos, o modelo cujo *CheckBox* estiver marcado [22].

Da mesma forma que nos gráficos da seção *INITIATION*, pode-se mudar os limites inferior e superior do eixo das abcissas e das ordenadas para cada gráfico, através dos campos [23], porém eles só serão atualizados após clicar sobre o botão *Axis*. O botão *Graph*, ao ser clicado, gera uma figura padrão do aplicativo Matlab®, reproduzindo as curvas dos gráficos, conforme mostrado na Figura B.6, para facilitar a utilização e exportar para outros aplicativos. Diversos índices de qualidade são computados e mostrados para cada caso [24], podendo, inclusive, serem exportados para o aplicativo Excel®, clicando-se no botão *Exp Tab*. A moldura *Load Disturbance*, quando ativa, permite que se adicione na simulação um distúrbio na carga de amplitude variável, especificada em [25], e no tempo desejado, especificado em [26].

Esta interface se mostrou de extrema utilidade para o projeto de controladores PID para sistemas multi-modelos utilizando a metodologia proposta pois, através dela, é possível realizar diversos projetos e compará-los visualmente através das curvas simuladas e através dos índices de qualidade.

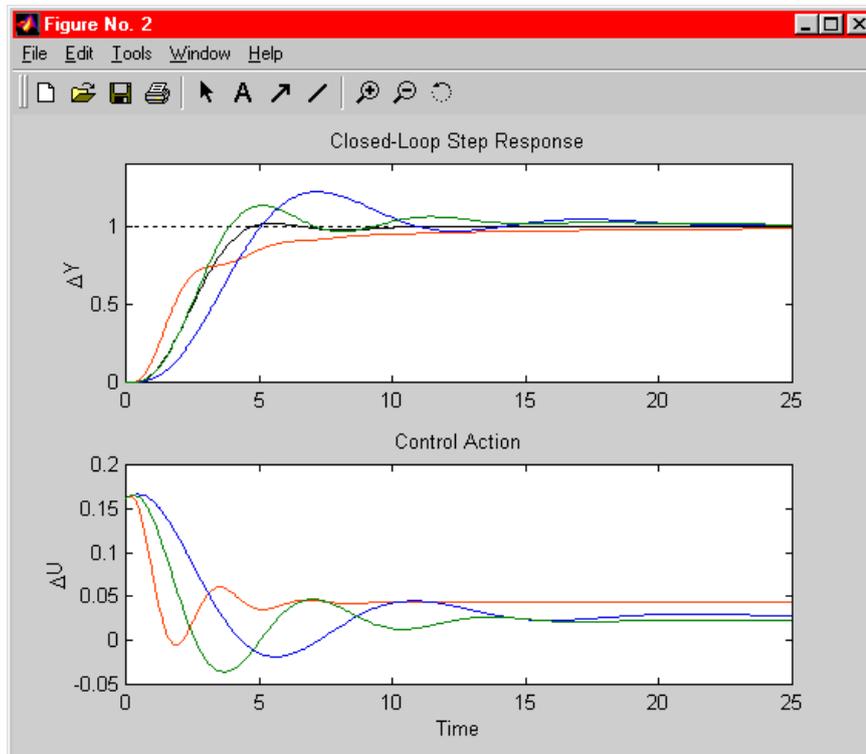


Figura B.6: Figura reproduzindo as curvas obtidas nas simulações.

Referências Bibliográficas

AGUIRRE, L. A. *Introdução à identificação de sistemas: técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais*. 2ª ed. Belo Horizonte: UFMG (2004).

ÅSTRÖM, K. J. e HÄGGLUND, T. *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*. 2ª ed. Research Triangle Park: Instrument Society of America (1995).

_____. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*, **14**, 635-650 (2004).

ÅSTRÖM, K. J. e WITTENMARK, B. *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. 3ª ed. Upper Saddle River: Prentice Hall (1997).

AUTONOMIA e Inteligência em Controle. Grupo de Sistemas Inteligentes, Departamento de Informática, Universidade Estadual de Maringá. Maringá (2004). Disponível em: <<http://www.din.uem.br/ia/intelige/controle/pontvista1.html>> Acesso em: 25 maio 2004.

BALCHEN, J. G. How have we arrived at the present state of knowledge in process control? Is there a lesson to be learned? *Journal of Process Control*, **9**, 101-108 (1999).

BAZANELLA, A. S. e SILVA JR., J. M. G. *Ajuste de Controladores PID*. Apostila do Curso de Extensão, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre (1999).

BENNETT, S. The Past of PID Controllers. *Annual Reviews in Control*, **25**, 43-53 (2001).

BISSELL, C. C. *Control Engineering*. London: Chapman & Hall (1993).

BOLTON, W. *Engenharia de Controle*. São Paulo: Makron Books do Brasil (1995).

BOYD, S. P. e BARRATT, C. H. *Linear Controller Design: Limits of Performance*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall (1991).

CASTRUCCI, P. B. L. *Controle Automático*. São Paulo: Edgard Blücher (1969).

CHEN, D. e SEBORG, D. E. PI/PID Controller Design Based on Direct Synthesis and Disturbance Rejection. *Ind. Eng. Chem. Res.*, **41**, 4807-4822 (2002).

_____. Design of decentralized PI control systems based on Nyquist stability analysis. *Journal of Process Control*, **13**, 27-39 (2003).

- CHIEN, K. L.; HRONES, J. A.; RESWICK, J. B. On the Automatic Control of Generalized Passive Systems. *Trans. A.S.M.E.*, **74**, 175-185 (1952).
- COHEN, G. H. e COON, G. A. Theoretical Consideration of Retarded Control. *Trans. A.S.M.E.*, **75**, 827-834 (1953).
- COLEMAN, T.; BRANCH, M. A.; GRACE, A. *Optimization Toolbox. for use with Matlab*[®]. 3ª ed., versão 2.0. Natick: MathWorks (1999).
- CORRIPIO, A. B. *Tuning of Industrial Control Systems*. 2ª ed. Research Triangle Park: ISA (2001).
- CRUZ, J. J. *Controle Robusto Multivariável*. São Paulo: USP (1996). Disponível em: <<http://www.usp.br/edusp/livros/livro456.htm>> Acesso em: 23 abr. 2004.
- D'AZZO, J. J. e HOUPIS, C. H. *Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares*. Tradução de: FILHO, B. S. S. Rio de Janeiro: Guanabara Dois (1978).
- DISTEFANO, J. J.; STUBBERUD, A. R.; WILLIAMS, I. J. *Sistemas de Retroação e Controle*. Tradução de: CARDIM, O. A. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil (1977).
- DORF, R. C. e BISHOP, R. H. Design Using Performance Indices. In: LEVINE, W. S. (Edit.) *The Control Handbook*. Boca Raton: CRC (1996).
- _____. *Modern Control Systems*. 8ª ed. Menlo Park: Addison Wesley Longman (1998).
- EDGAR, T. F. et al. Process Control. In: GREEN, D. W. (Edit.) *Perry's Chemical Engineers' Handbook*. 7ª ed. New York: McGraw-Hill (1999).
- EICOMPENDEX *Engineering Information*. Hoboken: Elsevier (2004). Disponível em: <<http://www.engineeringvillage2.org>> Acesso em: 05 jul. 2004.
- ENGELL, S. *Optimale lineare Regelung*. Berlin: Springer-Verlag. (1988).
- ENGELL, S. e MÜLLER, R. Multivariable Controller Design by Frequency Response Approximation. *Proc. of the 2nd European Control Conference*, **3**, 1715-1720 (1993).
- FACCIN, F. e TRIERWEILER, J. O. Performance Limitations of Some Industrial PID Controllers. In: *14º ESCAPE Symposium*. Lisboa (2004a).
- _____. A Novel Tool for Multi-Model PID Controller Design. In: *7º DYCOPS Symposium*. Cambridge (2004b).
- _____. Método de Ajuste de Controladores PID com Desempenho Robusto para Sistemas Multi-Modelos. In: *XV Congresso Brasileiro de Engenharia Química*. Curitiba (2004c).

- FACCIN, F. et al. Análise da Estratégia de Controle de Temperatura de um Reator de Polimerização em Leito Fluidizado. In: *XV Congresso Brasileiro de Automática*. Gramado (2004).
- FARENZENA, M. *Número de Desempenho Robusto Não-Linear: uma Nova Medida do Grau de Não-Linearidade*. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre (2003).
- FONSECA, M. O.; FILHO, C. S.; TORRES, B. S. Avaliação de Desempenho e Auditoria de Malhas de Controle. *InTech Brasil*, **63**, 32-37 (2004).
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. 3ª ed. Reading: Addison-Wesley (1995).
- GARCIA, C. E. e MORARI, M. Internal Model Control - 1. Unifying Review and Some New Results. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, **21**, 308-323 (1982).
- GIBSON, J. E. *Nonlinear Automatic Control*. New York: McGraw-Hill (1963).
- GOODWIN, G. C.; GRAEBE, S. F.; SALGADO, M. E. *Control System Design*. Upper Saddle River: Prentice Hall (2001).
- GRAEBE, S. F. e AHLÉN, A. Bumpless Transfer. In: LEVINE, W. S. (Edit.) *The Control Handbook*. Boca Raton: CRC (1996).
- GWERCAMAN, S. Cada vez mais acelerado. *Super Interessante*, **211**, 52-55, Mar. (2005).
- HELLEM, S. M. *Evaluation of simple methods for tuning of PID-Controllers*. Project Report, Department of Chemical Engineering, Norwegian University of Science and Technology. Trondheim (2001).
- HWANG, C. e HSIAO, C. A new approach to mixed H_2/H_∞ optimal PI/PID controller design. In: *15th IFAC World Congress*. Barcelona (2002).
- INGIMUNDARSON, A. e HÄGGLUND, T. Performance comparison between PID and dead-time compensating controllers. *Journal of Process Control*, **12**, 887-895 (2002).
- ISAKSSON, A. J. e GRAEBE, S. F. Analytical PID parameter expressions for higher order systems. *Automatica*, **35**, 1121-1130 (1999).
- JOHNSON, C. D. *Process Control Instrumentation Technology*. 5ª ed. Upper Saddle River: Prentice-Hall (1997).
- LATHI, B. P. *Signal Processing and Linear Systems*. Carmichael: Berkeley Cambridge (1998).

- LOPEZ, A. M.; MILLER, J. A.; SMITH C. L.; MURRIL, P. W. Tuning Controllers With Error-Integral Criteria. *Instrumentation Technology*, **14**, 57-62, Nov. (1967).
- LOPEZ, A. M.; MURRILL, P. W.; SMITH, C. L. Tuning PI and PID Digital Controllers. *Instruments and Control Systems*, **42**, 89-95, Feb. (1969).
- KUO, B. C. *Sistemas de Controle Automático*. Tradução de: SALES, R. M. e LEITE, V. M. P. 4ª ed. Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil (1985).
- KWOK, K. E.; PING, M. C.; LI, P. A model-based augmented PID algorithm. *Journal of Process Control*, **10**, 9-18 (2000).
- LACERDA, C. A. e GEIGER, P. *Dicionário Aurélio Eletrônico - V. 2.0*. [s.l.]: Nova Fronteira (1998).
- LUYBEN, M. L. e LUYBEN, W. L. *Essentials of Process Control*. New York: McGraw-Hill (1997).
- MAKAROVSKY, C. e ARBEX, R. Reduzindo Custos Variáveis, Diminuindo as Variabilidades dos Processos. *InTech Brasil*, **63**, 38-44 (2004).
- MARLIN, T. E. *Process Control*. New York: McGraw-Hill (1995).
- MOORE, C. F. Control Modes - Closed-Loop Response. In: LIPTÁK, B. G. (Edit.) *Instrument Engineers' Handbook: Process Control*. 3ª ed. Boca Raton: CRC (1999).
- MORADI, M. H.; KATEBI, M. R.; JOHNSON, M. A. MIMO predictive PID controls. In: *15th IFAC World Congress*. Barcelona (2002).
- MÜLLER, R. *Entwurf von Mehrgrößenreglern durch Frequenzgang-Approximation*. Tese de Doutorado (em Alemão), Lehrstuhl für Anlagensteuerungstechnik, University of Dortmund. Shaker Verlag (1996).
- NISE, N. S. *Control Systems Engineering*. Redwood City: Benjamin/Cummings (1992).
- O'DWYER, A. *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. London: World Scientific (2003).
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. Tradução de: KOHN, A. F. e MORAES, J. C. T. B. Rio de Janeiro: Prentice/Hall do Brasil (1982).
- OGUNNAIKE, B. A. e RAY, W. H. *Process Dynamics, Modeling, and Control*. New York: Oxford (1994).

- PEIXE, B. C. S. *Finanças Públicas - Controladoria Governamental*. Curitiba: Juruá (2002). Disponível em: <<http://www.juruua.com.br/bv/conteudo.asp?arq=contrgov&pag=28#>> Acesso em: 25 maio 2004.
- PHILLIPS, C. L. e HARBOR, R. D. *Sistemas de Controle e Realimentação*. Tradução de: RICARDO, L. F. São Paulo: Makron Books (1997).
- PIAZZI, A. e VISIOLI, A. Improved PI control via dynamic inversion. In: *15th IFAC World Congress*. Barcelona (2002).
- POSSER, M. S. *Rede de Modelos Locais*. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre (2000).
- REGINATTO, R. *Controle Robusto de Sistemas Não-Lineares: Técnicas de Projeto*. Relatório Técnico, Departamento de Automação e Sistemas, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis (1998).
- RHINEHART, R. R. Control Modes - PID Variations. In: LIPTÁK, B. G. (Edit.) *Instrument Engineers' Handbook: Process Control*. 3^a ed. Boca Raton: CRC (1999).
- RIVERA, D. E.; MORARI, M.; SKOGESTAD, S. Internal Model Control. 4. PID Controller Design. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, **25**, 252-265 (1986).
- ROESSLER, D. Fine-tune imperative. *InTech*, **51**, 22-26, June (2004).
- ROMANO, V. F. *Robótica Industrial*. São Paulo: Edgard Blücher (2002).
- ROVIRA, A. A.; MURRILL, P. W.; SMITH, C. L. Tuning Controllers for Setpoint Changes. *Instruments and Control Systems*, **42**, 67-69, Dec. (1969).
- SECCHI, A. R. *Otimização de Processos*. Apostila, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre (2001).
- SHINSKEY, F. G. *Process-Control Systems*. 2^a ed. New York: McGraw-Hill (1979).
- _____. *Process Control Systems*. 3^a ed. Cingapura: McGraw-Hill (1988).
- SILVEIRA, P. R. e SANTOS, W. E. *Automação e Controle Discreto*. 2^a ed. São Paulo: Érica (1999).
- SKOGESTAD, S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller design. *Journal of Process Control*, **13**, 291-309 (2003).

- SKOGESTAD, S. e POSTLETHWAITE, I. *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. Chichester: John Wiley & Sons (1996).
- SMITH, C. A. e CORRIPIO, A. B. *Principles and Practice of Automatic Process Control*. New York: John Wiley & Sons (1985).
- STEPHANOPOULOS, G. *Chemical Process Control*. Englewood Cliffs: Prentice Hall (1984).
- TAKATSU, H.; ITOH, T.; ARAKI, M. Future needs for the control theory in industries - report and topics of the control technology survey in Japanese industry. *Journal of Process Control*, **8**, 369-374 (1998).
- TAN, K. K.; HUANG, S.; FERDOUS, R. Robust self-tuning PID controller for nonlinear systems. *Journal of Process Control*, **12**, 753-761 (2002).
- TRIERWEILER, J. O. *A Systematic Approach to Control Structure Design*. Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Química, Universidade de Dortmund. Dortmund (1997).
- TRIERWEILER, J. e FACCIN, F. O. A Novel Tuning Method for Industrial PID Controllers. In: *XIV Congresso Brasileiro de Automática*. Natal (2002).
- TRIERWEILER, J. O. e POSSER, M. S. *PID-Toolbox: Uma Ferramenta Para o Ensino e Ajuste de Controladores PIDs*. Apostila, Departamento de Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre (2002).
- TRIERWEILER, J. O.; MÜLLER, R.; ENGELL, S. Multivariable Low Order Structured-Controller Design by Frequency Response Approximation. *Brazilian Journal of Chemical Engineering*, **17**, n.º 4, 793-807 (2000).
- WANG, Q., Book review: Autotuning of PID controllers. *Journal of Process Control*, **11**, 105-107 (2001).
- ZHONG, Q. e LI, H. A delay-type PID controller. In: *15th IFAC World Congress*. Barcelona (2002).
- ZHOU, K.; DOYLE, J. C.; GLOVER, K. *Robust and Optimal Control*. Upper Saddle River: Prentice Hall (1996).
- ZIEGLER, J. G. e NICHOLS, N. B. Optimum Settings for Automatic Controllers. *Trans. A.S.M.E.*, **64**, 759-768 (1942).