

MARLON JOSÉ DO CARMO

**AMBIENTE EDUCACIONAL
MULTIFUNCIONAL INTEGRADO PARA
SINTONIA E AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO
DE MALHAS INDUSTRIAIS DE CONTROLE**

Juiz de Fora – MG

Agosto de 2006

Ambiente Educacional Multifuncional Integrado para Sintonia e Avaliação do Desempenho de Malhas Industriais de Controle

Marlon José do Carmo

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Colegiado do Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora.

Prof. Francisco José Gomes
Orientador, FENG-UFJF

Banca Examinadora:

Prof. Francisco José Gomes
Presidente, FENG-UFJF

Prof. Dr. Ronaldo Tadêu Pena
DELT, UFMG

Prof. Dr. Luis Oscar de Araujo Porto Henriques
CEFET-RJ

*Dedico este trabalho a minha esposa,
Ana Lúcia, pela compreensão, paciência acima de tudo,
apoio e dedicação oferecidos.*

*A meus irmãos, Marcio (in memorian) e Wilian,
pelo companheirismo.*

*A meus pais, José e Rita, pela confiança e total
apoio que sempre demonstraram
no curso de toda minha vida.*

Agradecimentos

A Deus por tudo...

Ao meu orientador, Prof. Dr. Francisco José Gomes, pela oportunidade de desenvolver uma pesquisa tão interessante e motivadora, que me possibilitou criar uma paixão intensa pela pesquisa e ciência.

A minha esposa por tirar-me da frente do computador quando necessário.

Ao Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG) por participar da minha formação acadêmica e pessoal.

"O temor do Senhor é o princípio da sabedoria; mas os tolos desprezam a sabedoria e a instrução..." Provérbios 1:7.

Resumo

Processos industriais bem como meios de produção baseados na filosofia da qualidade total, exigem controladores que trabalhem com seus parâmetros sintonizados, independente das situações de carga e distúrbios. Muito se tem discutido a respeito da sintonia de controladores PID, porém, a maioria, ainda, é utilizada em modo PI ou possuem parâmetros ajustados de forma inadequada, conduzindo a uma vida prematura dos atuadores e outros componentes do sistema. A teoria de controle já estuda controladores com algoritmo PID desde o início do século passado, sendo que diversos trabalhos comprovam a eficiência deste controlador em estruturas de controle clássicos e avançados. Apesar do controlador PID ser utilizado e estudado há muito tempo, o desempenho de malhas industriais não é satisfatório em muitos dos casos. Existem diversos critérios e índices de desempenho (IAE, ITAE, ISE, ITSE, Harris Index, tempo de estabilização, etc.) que permitem definir a eficiência de uma malha de controle. Apresenta-se neste trabalho um ambiente multifuncional, desenvolvido em C++, plataforma C++Builder, para sintonia e análise do desempenho de processos industriais simulados ou processos reais. Este ambiente pode também ser utilizado no treinamento de técnicos, operadores e engenheiros.

PALAVRAS-CHAVE: Controladores PID, Sintonia, Malhas Industriais, Análise de desempenho, Educação em Controle.

Abstract

Industrial processes as well as the production based on the philosophy of quality assurance demand controllers that work facilities with their finely parameters, independent of the load situations and disturbances. A lot has been spoken regarding the PID controllers tuning, however, still, most is used in way PI or they possess adjusted parameters in an inadequate way, fomenting, like this, a premature life of the actuators and other components of the system. The control theory already studies controllers with PID algorithm since the beginning of last century, and several works prove controller PID's efficiency for the classic and advanced control. In spite of PID controller to be used and studied at a long time, the acting of industrial loops is not satisfactory in many of the cases. Several criteria and acting indexes exist (IAE, ITAE, ISE, ITSE, Harris Index, time of stabilization, etc.) that allow to define the efficiency of a control loop. Comes in this work an environment multifunctional, developed in C++, platform C++Builder, for tuning and analysis of acting of simulated industrial processes or real processes. This environment can also be used in the training of actual plant technical staff.

KEYWORDS: Controllers PID, Tuning, Industrial loops, Performance Assessment, Education in Control.

Lista de Figuras

- 1 Sistema de controle realimentado, onde: y_r - referência, $C(s)$ - controlador PID, $G(s)$ - Processo a ser controlado, $D(s)$ - distúrbio e y - saída do sistema. p. 1
- 2 Malha sintonizada de uma torre de arrefecimento- Sintonia antiga em linha contínua; sintonia nova em tracejado - K_p antigo 1, novo 0,7 - T_i antigo 1,8 segundos, novo 264 segundos p. 11
- 3 Comportamento de diversos processos da resposta ao degrau. p. 21
- 4 Determinação gráfica para um modelo FODT. p. 23
- 5 Comportamento de uma malha no limite da sensibilidade. p. 24
- 6 a - Malha de controle com experimento a relé; b - Formas de onda da entrada e saída do processo para um experimento a relé. p. 25
- 7 Comportamento do relé para uma entrada senoidal. p. 26
- 8 Erro apresentado em função da resposta ao degrau em malha aberta e a atenuação do erro utilizando ação integral. p. 37
- 9 Resposta temporal - tempo de estabilização. p. 42
- 10 Resposta ao degrau para o processo de primeira ordem com constante de tempo unitária. p. 46
- 11 Resposta ao degrau para o processo de segunda ordem com $k = 1$, $T_1 = 7,5$; $T_2 = 5$ p. 47

12	Resposta ao degrau para o processo de segunda ordem de fase não-mínima com $k = 1$, $T_1 = 4$; $T_2 = 10$	p. 48
13	Resposta ao degrau para o processo de terceira ordem com tempo morto ajustável com $k = 1$, $T_1 = 10$; $T_2 = 7$; $T_3 = 3$; $T_t = 4$	p. 49
14	Resposta ao degrau para o processo de pólos múltiplos, para $N = 1$ e $N = 2$	p. 50
15	Resposta ao degrau para o processo de pólos múltiplos, para $N = 3$ e $N = 4$	p. 50
16	Resposta ao degrau para o processo de quarta ordem, para $\alpha = 0,2$ e $0,5$	p. 51
17	Resposta ao degrau para o processo de três pólos iguais, para $\alpha = 0,2$ e $0,5$	p. 52
18	Resposta ao degrau para o processo de três pólos iguais, para $\alpha = 1$ e 5	p. 52
19	Resposta ao degrau para o processo de primeira ordem com tempo morto, para $\tau = 0,5$; 2 e 10	p. 53
20	Resposta ao degrau para o processo de segunda ordem com tempo morto, para $\tau = 2$ e 5	p. 54
21	Resposta ao degrau para o processo com dinâmicas assimétricas.	p. 55
22	Resposta ao degrau para o processo condicionalmente estável.	p. 55
23	Resposta ao degrau para o processo oscilatório, diversos valores para ω_0	p. 56
24	Resposta ao degrau para o processo instável.	p. 57
25	Resposta ao degrau para o processo de primeira ordem mais tempo morto com integrador.	p. 57
26	Tela inicial do Ambiente.	p. 58
27	Tela para escolha do sistema a ser simulado, $N = 1$	p. 59

28	Tela para escolha do sistema a ser simulado, $N = 2$	p. 59
29	Ferramentas integrantes a tela de simulação.	p. 60
30	Tela para sintonia manual.	p. 61
31	Tela de configuração do método de identificação.	p. 62
32	Curva para identificação e sintonia para o método do degrau.	p. 63
33	Curva para identificação e sintonia para o método do relé.	p. 63
34	Sinal de saída de uma malha de controle sem zoom.	p. 64
35	Sinal de saída de uma malha de controle com zoom.	p. 64
36	Janela de configuração do método de auto-sintonia.	p. 65
37	Sinal de controle - à esquerda e o sinal proporcional - à direita.	p. 65
38	Sinal de transitório - à esquerda e o sinal derivativo - à direita.	p. 66
39	Janela para configuração e medidas de desempenho.	p. 66
40	Habilitação de um botão para melhoria do desempenho.	p. 67
41	Janela para o cálculo de k_p , T_i e T_d , baseado em valores ótimos de T_s	p. 68
42	Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=1$, para o método de sintonia Ziegler e Nichols - $K_p=9,71$ - $T_i=0,22$ - $T_d=0,055$	p. 69
43	Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=1$, para o método de sintonia Cohen-Coon - $K_p=11,28$ - $T_i=0,26$ - $T_d=0,039$	p. 70
44	Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=1$, para o método de sintonia Lambda - $K_p=1,62$ - $T_i=0,89$ - $T_d=0$	p. 70

45	Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, N=1, para o método de sintonia Haalman - $K_p=5,39$ - $T_i=0,89$ - $T_d=0$	p. 71
46	Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, N=1, para o método de sintonia Alocação de Pólos - $K_p=2,59$ - $T_i=0,18$ - $T_d=0$ com $\zeta = 0,5$ e $\omega_0 = 4$	p. 71
47	Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, N=2, para o método de sintonia Ziegler e Nichols - $K_p=9,71$ - $T_i=0,22$ - $T_d=0,055$	p. 72
48	Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, N=2, para o método de sintonia Cohen-Coon - $K_p=11,28$ - $T_i=0,26$ - $T_d=0,039$	p. 72
49	Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, N=2, para o método de sintonia Lambda - $K_p=1,62$ - $T_i=0,89$ - $T_d=0$	p. 73
50	Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, N=2, para o método de sintonia Haalman - $K_p=5,39$ - $T_i=0,89$ - $T_d=0$	p. 73
51	Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, N=2, para o método de sintonia Alocação de Pólos - $K_p=2,59$ - $T_i=0,18$ - $T_d=0$ com $\zeta = 1,86$ e $\omega_0 = 0,97$	p. 74
52	Simulação do sistema de pólos múltiplos e iguais, N=2, com parâmetros PID - $K_p=0,01$ - $T_i=0,05$ - $T_d=0,01$	p. 76
53	Índices de desempenho para a simulação do sistema de pólos múltiplos e iguais, N=2, com parâmetros PID - $K_p=0,01$ - $T_i=0,05$ - $T_d=0,01$	p. 77
54	Simulação do sistema de pólos múltiplos e iguais, N=2, com parâmetros PID - $K_p=48,14$ - $T_i=0,04$ - $T_d=0,01$	p. 77
55	Índices de desempenho para a simulação do sistema de pólos múltiplos e iguais, N=2, com parâmetros PID - $K_p=48,14$ - $T_i=0,04$ - $T_d=0,01$	p. 78
56	Simulação do processo de quarta ordem - método de sintonia Ziegler e Nichols	p. 79

57	Simulação do processo de quarta ordem - método de sintonia Cohen-Coon	p. 79
58	Simulação do processo de quarta ordem - método de sintonia Lambda	p. 80
59	Simulação do processo de quarta ordem - método de sintonia Haalman	p. 80
60	Simulação do processo de quarta ordem - método de sintonia Alocação de pólos com $\zeta = 1,98$ e $\omega_0 = 0,97$	p. 81
61	Resposta com distúrbios e mudança de referência - método de sintonia Ziegler e Nichols.	p. 83
62	Resposta com distúrbios e mudança de referência - método de sintonia Lambda.	p. 83
63	Resposta com distúrbios e mudança de referência - método de sintonia Haalman.	p. 84
64	Sintonia manual, utilizando o método de identificação por relé, processo de pólos múltiplos e iguais, $N = 1$.	p. 85
65	Reposta do processo de pólos múltiplos e iguais para o método de relé, conforme tabela 20.	p. 86
66	Reposta do processo de pólos múltiplos e iguais para o método do degrau, conforme tabela 20.	p. 86
67	Processo de auto-sintonia em uma malha de controle.	p. 87
68	Aproximação da função arco-tangente.	p. 94
69	Região de especificação para margem de fase e ganho.	p. 96
70	Comparação entre a Equação (4.7) e a solução numérica de Ts - IAE.	p. 98
71	Comparação entre as soluções analíticas e empíricas para Ts e Am, com determinação numérica para os modelos 1-5.	p. 98

72	Comparação entre as soluções analíticas e empíricas para T_s e ϕ_m , com determinação numérica para os modelos 1-5.	p. 99
73	Resposta do processo de pólos múltiplos e iguais, $N = 1$, ao degrau, com parâmetros PID novos, baseados em T_s ótimo.	p. 102
74	Resposta do processo de pólos múltiplos e iguais, $N = 2$, ao degrau, com parâmetros PID novos, baseados em T_s ótimo.	p. 103
75	Exemplo de um processo onde se encontra um servo-mecanismo (DATAPOOL, 2006).	p. 105
76	Módulo didático utilizado no ambiente.	p. 105
77	Instrumentação empregada no servo-mecanismo - Diagrama de blocos (DATAPOOL, 2006).	p. 106
78	Esquemas dos circuitos de distúrbio, driver e deslocador (DATAPOOL, 2006).	p. 108
79	Esquemas dos circuitos de condicionamento de velocidade e posição (DATAPOOL, 2006).	p. 109
80	Diagrama de blocos da placa conversor analógico-digital.	p. 111
81	Diagnóstico apresentado pelo ambiente.	p. 113
82	Calculo dos novos valores dos parâmetros de sintonia.	p. 113
83	Índices de desempenho e diagnóstico apresentado pelos novos valores de sintonia.	p. 114
84	Diagnóstico apresentado pelo ambiente.	p. 115
85	Calculo dos novos valores dos parâmetros de sintonia.	p. 116
86	Índices de desempenho e diagnóstico apresentado pelos novos valores de sintonia.	p. 117

Lista de Tabelas

1	Índices utilizados pela Plant Triage - ExperTune	p. 10
2	Ganhos típicos alcançados após a etapa de auditoria	p. 11
3	Problemas típicos encontrados em malhas auditadas	p. 17
4	Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método de Ziegler e Nichols	p. 29
5	Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método Cohen-Coon . . .	p. 30
6	Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método de Takahashi . .	p. 31
7	Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método Lambda	p. 33
8	Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método Haalman	p. 34
9	Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método de Chien, Hrones and Reswick 0%	p. 34
10	Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método de Chien, Hrones and Reswick 20%	p. 34
11	Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método de Alocação de pólos	p. 35
12	Modelos discretos para índices de desempenho baseados no erro	p. 39
13	Índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, N=1, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 74

14	Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, $N=1$, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 75
15	Índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 75
16	Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 75
17	Índices de desempenho medidos para o processo de quarta ordem , $\alpha = 0,5$; 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 81
18	Continuação da Tabela anterior para índices de desempenho medidos para o processo de quarta ordem , $\alpha = 0,5$; 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 82
19	Índices de desempenho medidos para o processo de quarta ordem , $\alpha = 0,2$; 400 amostras mediante distúrbio e mudança na referência	p. 84
20	Valores medidos para os parâmetros de sintonia PID e as constantes do modelo FODT do processo de pólos múltiplos e iguais, para $N = 2$	p. 86
21	Valores ótimos de T_s e IA_{Ed} para o controlador PI.	p. 99
22	Três classes propostas para controle.	p. 100
23	Valores mínimos e máximos da margem de ganho e fase considerados para sintonia do controlador PI para a classe de Alto Desempenho.	p. 100
24	Novos parâmetros PI, baseados em T_s ótimo.	p. 101
25	Índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, $N = 1$ e $N = 2$, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 102

26	Continuação da Tabela anterior para índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, $N = 1$ e $N = 2$, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 102
27	Índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 112
28	Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência. .	p. 112
29	Índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 114
30	Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência. .	p. 114
31	Índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 115
32	Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência. .	p. 115
33	Índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.	p. 116
34	Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência. .	p. 116

Lista de Abreviaturas e Siglas

AD Alto Desempenho

AR Auto-regressive

ARMA Auto-regressive moving average

EL Excessivamente Lento

CEFET Centro Federal de Educação Tecnológica

CLP Controlador lógico programável

CNC Controle Numérico Computadorizado

CVM Controlador de variância mínima

DEC Decodificador de endereços

ENV Linha de controle para sinalização de endereços válidos

ESC Linha de controle para escrita em interfaces

FODT First Order Delay Time

IE Integrated error

IAE Integrated of the absolute magnitude of the error

IAEd Integrated Absolute Error dimensionless

IMC Internal Model Control

ISE Integrated of the square of the error

ITAE Integrated of time multiplied by absolute error

ITSE Integrated of time multiplied by square error

LEI Linha de controle para leitura em interfaces

MA Moving average

MAE Mean absolute error

MISO Multiple Input - single output

MPC Model predictive control

OEE Overall Equipment Effectiveness

OS Oscilação

PID Proporcional + Integral + Derivativo

PRBS Pseudo random binary sequence

RtPM Real Time Performance Management

SISO Single input - single output

SR Sintonia Ruim

SZ Sintonia Razoável

Tar Average residence time

TMN Tempo Morto Normalizado

Sumário

1	INTRODUÇÃO	p. 1
1.1	Sintonia de controladores industriais	p. 2
1.2	Desempenho das malhas de controle	p. 5
1.3	Auditoria nas malhas de controle	p. 9
1.4	Procedimentos de avaliação de Desempenho: visão histórica	p. 12
1.5	Motivação para a pesquisa em Análise de Desempenho	p. 15
1.6	Organização da Dissertação	p. 19
2	Sintonia e desempenho para malhas industriais de controle	p. 20
2.1	Modelos dinâmicos	p. 20
2.2	Método de identificação em malha aberta - FODT	p. 22
2.3	Métodos de identificação em malha fechada	p. 23
2.3.1	Método da Sensibilidade Limite	p. 24
2.3.2	Método da realimentação a relé	p. 25
2.4	Modelos matemáticos baseados no ganho e período críticos - Método de Chen	p. 28

2.5	Métodos de Sintonia para controladores PID baseados na identificação do sistema	p. 28
2.5.1	Método de Ziegler-Nichols	p. 29
2.5.2	Método de Cohen-Coon	p. 29
2.5.3	Método de sintonia Takahashi	p. 31
2.5.4	Método de sintonia Lambda	p. 31
2.5.5	Método de sintonia Haalman	p. 33
2.5.6	Método de sintonia de Chien, Hrones e Reswick	p. 34
2.5.7	Método da Alocação de pólos	p. 34
2.6	Índices de desempenho baseados no erro	p. 36
2.7	Índices de Desempenho baseados na média e variância	p. 39
2.7.1	Média do sinal de Saída do sistema	p. 39
2.7.2	Média do sinal de Controle	p. 40
2.7.3	Variância da saída do sistema	p. 40
2.7.4	Variância do sinal de Controle	p. 41
2.8	Índices de Desempenho baseados no tempo de estabilização	p. 42
2.8.1	Tempo de estabilização normalizado	p. 43
2.8.2	IAE normalizado	p. 44
2.9	Conclusões	p. 44

3 Apresentação do ambiente	p. 45
3.1 Processos referenciais para sintonia e avaliação de controladores	p. 46
3.1.1 Processo de primeira ordem	p. 46
3.1.2 Processo de segunda ordem	p. 47
3.1.3 Processo de segunda ordem de fase não-mínima	p. 47
3.1.4 Processo de terceira ordem com tempo morto ajustável	p. 48
3.1.5 Processo de pólos múltiplos e iguais	p. 49
3.1.6 Processo de quarta ordem	p. 50
3.1.7 Processo com três pólos iguais e zero no semi-plano direito	p. 51
3.1.8 Processo de primeira ordem com tempo morto	p. 52
3.1.9 Processo de segunda ordem com tempo morto	p. 53
3.1.10 Processo com características dinâmicas assimétricas	p. 54
3.1.11 Processo condicionalmente estável	p. 55
3.1.12 Processo oscilatório	p. 56
3.1.13 Processo instável	p. 56
3.1.14 Processo de primeira ordem mais tempo morto com a presença de integrador	p. 57
3.2 Características do Ambiente Desenvolvido	p. 58
3.3 Resultados dos sistemas simulados	p. 68

3.3.1	Análise sobre o processo de pólos múltiplos e iguais	p. 69
3.3.2	Análise sobre o processo de quarta ordem	p. 78
3.3.3	Medidas comparativas de desempenho para distúrbios e mudança de referência na malha de controle	p. 82
3.3.4	Sintonia e auto-sintonia utilizando o método de relé	p. 85
3.4	Conclusões	p. 87
4	Ações corretivas para melhorar o desempenho das malhas industriais	p. 89
4.1	Desempenho de malhas industriais baseado no controlador IMC-PI	p. 90
4.1.1	Método de sintonia margem de ganho-fase	p. 92
4.1.2	Margem de ganho-fase a partir do tempo de estabilização normalizado	p. 96
4.2	Valores ótimos para o tempo de estabilização normalizado e IAEd .	p. 97
4.3	Metodologia para medida de desempenho, diagnóstico e melhoria do desempenho	p. 100
4.4	Resultados na melhoria do desempenho	p. 101
4.5	Conclusões	p. 103
5	Aplicação do ambiente nas medidas do desempenho de um servo- mecanismo	p. 104
5.1	Servo-mecanismo: Descrição do módulo	p. 105
5.1.1	Transdutores	p. 107

5.1.2	Driver de acionamento	p. 110
5.2	Placa conversora Analógico-Digital	p. 110
5.2.1	Diagrama de blocos da placa A/D	p. 111
5.3	Resultados e Simulações	p. 112
5.4	Conclusões	p. 117
6	CONCLUSÕES	p. 119
	Referências	p. 123

1 INTRODUÇÃO

Apesar do grande avanço na teoria de controle, o controlador Proporcional, Integral e derivativo - PID (figura 1) continua sendo largamente utilizado em malhas de controle industriais dados sua robustez e facilidade de implementação. Åström (ÅSTRÖM; HÄNGGLUND, 1995) aponta que 95 % dos controladores utilizados na industria possuem como estratégia algoritmos PID.

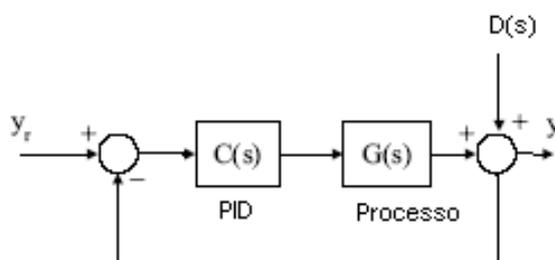


Figura 1: Sistema de controle realimentado, onde: y_r - referência, $C(s)$ - controlador PID, $G(s)$ - Processo a ser controlado, $D(s)$ - distúrbio e y - saída do sistema.

Existem vários métodos de sintonia para controladores PID utilizados com grande aceitação em processos industriais. Dentre estes, os mais utilizados são baseados na resposta ao degrau: Ziegler e Nichols (ZIEGLER; NICHOLS, 1942), Cohen-Coon (COHEN; COON, 1953), López (LÓPEZ et al., 1967). Embora novos procedimentos tenham sido desenvolvidos e venham ampliando sua aceitação, os métodos tradicionais ainda constituem marcos referenciais.

Estas técnicas se baseiam em modelos identificados para o processo controlado, que podem ser de primeira ordem a dois, três ou quatro parâmetros, podendo também encontrar-se modelos de ordem superior. Os métodos mais clássicos para a obtenção do modelo dinâmico de um sistema são a resposta ao degrau e o método do ganho crítico, que conduzem, neste caso, a um modelo de primeira or-

dem com três parâmetros a saber: o ganho estático do processo, o tempo morto e a constante de tempo do processo. Dentre os métodos de identificação de sistemas, podem ser citados os métodos de Relé (ÅSTRÖM; HÄNGGLUND, 1995), de Chen (CHEN, 1989), de Ho et al. (HO; HANG; CAO, 1995), de Lee e Sung (LEE; SUNG, 1993), de Yuwana e Seborg (YUWANA; SEBORG, 1982).

Contudo, independente do método de identificação do modelo, bem como o de sintonia utilizado, persiste o questionamento sobre a robustez do sistema bem como os efeitos nocivos que a ação de controle pode ter sobre os elementos atuadores e o desempenho do sistema como um todo. Sob uma ótica ideal, espera-se que o comportamento do sistema seja ótimo, considerando-se determinados critérios de desempenho, independente das técnicas utilizadas.

A medida quantitativa do desempenho de um sistema é necessária para a operação de sistemas de controle adaptativo modernos, para otimização paramétrica de sistemas de controle e para o projeto ótimo de sistemas. A avaliação de desempenho é possível graças a índices tais como o IAE, ITSE, ITAE, ISE (CARMO; GOMES, 2006), a variância de controle, a média de controle e a variância da saída da malha (COELHO; ALMEIDA; COELHO, 2000), mediante distúrbios e variação de referência. Uma descrição exhaustiva destes métodos pode ser encontrada em Kozub (KOZUB, 1996).

1.1 Sintonia de controladores industriais

A teoria de controle está cada vez mais integrada à área da computação, como se pode ver em Hemerly (HEMERLY, 2000). De forma crescente novos algoritmos e recursos computacionais estão sendo utilizados para realizar os mais diversos tipos de controle e podem ser encontrados em abundância em diversos setores da indústria.

Atualmente, estratégias modernas de controle surgem com a utilização de lógica nebulosa, redes neurais, computação evolucionária e muitos outros (HENRIQUES et al., 2000). Estas técnicas estão se disseminando de forma crescente, encontrando aplicabilidade diferenciada e com resultados cada vez mais promiss-

sores (MENDEL, 1995).

Apesar do uso crescente de novas tecnologias em controle de processos industriais, muitas malhas encontram-se operando baseadas em controladores PID, cujo principal problema, na indústria, é a sintonia adequada de seus parâmetros. Neste aspecto da sintonia é necessário, normalmente, produzir respostas suficientemente rápidas, porém sem sobre-sinal. Contudo, embora este controlador não seja recente, o ajuste dos seus parâmetros de sintonia é complexo para atender essas características na resposta da malha de controle, fazendo com que vários métodos de sintonia, ou ajustes empíricos, não produzam desempenho aceitáveis.

Esses controladores são, geralmente, projetados para determinado ponto de operação, ou valor de referência e, normalmente, apresentam bom desempenho em condições operacionais semelhantes àquelas do projeto. Porém, quando ocorrem mudanças maiores no ponto de operação do sistema, o controlador pode não apresentar desempenho satisfatório diante da nova condição operacional, fazendo-se necessário novos ajustes, sendo que, em muitos casos, não se alcança o desempenho desejado.

A sintonia de um algoritmo de controle consiste em selecionar valores adequados de seus parâmetros (CARMO; GOMES, 2005) que atendam às condições de projeto. Portanto, para o caso do controlador PID, trata-se de calcular os valores de seus parâmetros K_p , T_i , T_d que representam, respectivamente, o ganho proporcional, o tempo de integral e o tempo derivativo. Este ajuste é feito de forma a assegurar que o sistema completo se comporte segundo algumas especificações previamente definidas, como constantes de tempo, tempo de estabilização e sobre-sinal. De uma forma geral, em uma malha de controle, o objetivo primário é o rastreamento da referência e a rejeição de distúrbios.

Nas primeiras aplicações do algoritmo PID o ajuste se baseava unicamente na própria experiência do operador, ou ajustes prévios feitos pelo fabricante. Entretanto em 1942 Ziegler e Nichols (ZIEGLER; NICHOLS, 1942) propuseram técnicas empíricas que obtiveram grande aceitação e que tem servido de base para métodos mais recentes.

Esses métodos empíricos, ou experimentais, de ajuste dos parâmetros PID

estão especialmente orientados ao mundo industrial, onde existe grandes dificuldades de se obter uma descrição analítica dos processos a serem controlados. Esses métodos (ISA, 1989) constam de três passos:

Passo 1 - Estimação de algumas características da dinâmica do processo a ser controlado;

Passo 2 - Cálculo dos parâmetros do controlador, mediante determinadas características estimadas e a resposta desejada do sistema e

Passo 3 - Dado que os parâmetros calculados foram aproximados, torna-se necessário seu ajuste fino.

Entretanto, seguindo esses passos, não se alcança, em muitos casos, o objetivo desejado quanto às características previamente especificadas devido ao próprio modelo utilizado, à não-linearidades, distúrbios inerentes à malha de controle e incertezas do processo, tornando, assim, em várias situações, determinados métodos de sintonia ineficazes.

Além dos métodos de sintonia empíricos ou analíticos, destacam-se os métodos de auto-sintonia ou sintonia automática, efetuados em um tempo inferior que a manual (baseada em alguns casos em métodos empíricos). Nos últimos anos várias técnicas de auto-sintonia têm sido utilizadas, sendo sua praticidade muito maior devido à rapidez e facilidade de ajuste (PENA; TORRES, 2002) e (LEVA, 2000).

Vários autores propuseram procedimentos distintos de auto-sintonia, nos quais diferentes parâmetros são utilizados para ajustar o controlador PID, dependendo do método utilizado e das características da resposta ao degrau, ganho e período críticos, pontos da curva de Niquist e constante de tempo em malha fechada. Dentre os métodos mais utilizados pode-se citar: Nishikawa (NISHIKAWA, 1984), Leva (LEVA, 2000), Wang-Barnes-Cluett (WANG; BARNES; CLUETT, 1995), Poulin et al. (POULIN et al., 1996), Voda e Landau (VODA; LANDAU, 1995).

Outra característica que surge em uma malha de controle industrial é o desgaste de seus elementos, fazendo com que o ajuste feito anteriormente não seja válido, gerando, assim, um controle deficiente.

Portanto, a questão da sintonia de controladores para processos industriais, não sendo um assunto recente, é complexo e acarreta muitos problemas de desempenho em malhas de controle industriais, fazendo com que se estude e analise o desempenho através de indicadores, ou índices de desempenho, conforme vê-se no capítulo II.

1.2 Desempenho das malhas de controle

O monitoramento do desempenho de sistemas em tempo real buscando identificar as malhas que operam de forma insatisfatória, ou abaixo do desempenho esperado, tornou-se parte integrante das preocupações e ações associadas à engenharia de controle. Destacam-se, entre outras causas, os crescentes custos energéticos e a contínua demanda pela melhoria da qualidade valendo ressaltar, neste aspecto, que em um processo industrial, a qualidade final do produto constitui sempre o foco central da produção.

Tentativas diversificadas na busca de equacionamentos corretos e soluções factíveis para estas questões vêm sendo pesquisadas na área de controle automático de processos. Estas tentativas buscam, fundamentalmente, incorporar procedimentos que permitam monitoramento e análise do desempenho das diversas malhas constituintes do processo. Basicamente, dois fatores justificam esta postura frente aos controladores: inicialmente, assegurar que eles não se degradarão até um ponto onde possam colocar em risco a qualidade do produto final e, em segundo lugar, determinar até que ponto torna-se necessário a introdução de algoritmos de maior complexidade, ou seja, determinar, objetivamente, que benefícios poderão advir de uma estrutura mais complexa de controle.

Os recentes desenvolvimentos teóricos nas técnicas de avaliação do desempenho de controladores, *Controller Performance Assessment*, gerando técnicas que começam a ser inseridas nos algoritmos utilizados nos controladores comercialmente disponíveis, permitem ao engenheiro de controle obter informações que possibilitam a adoção de medidas para controle da qualidade do produto. Contudo, embora muitas soluções disponíveis nos controladores de processos apresentem indicativos de desempenho, é extremamente importante estabelecer corretamente

os propósitos, objetivos e limitações das várias técnicas de análise de desempenho, haja vista que cada índice adotado pode conter informações bastante específicas sobre a natureza do processo: podem ser encontradas soluções que trabalham com medidas que variam desde uma simples análise estatística a modelos extremamente complexos de análise de desempenho.

Neste enfoque, pode-se assinalar que, nas duas últimas décadas, as soluções disponíveis para controle de processos - e que possibilitam monitorar, em tempo real, o desempenho das diversas malhas industriais - transformaram-se em importantes ferramentas para o engenheiro de controle. A incorporação destas novas ferramentas ao conjunto de procedimentos sob responsabilidade do engenheiro de controle, contudo, aumentou a complexidade das soluções propostas, bem como das possíveis respostas encontradas, pois o número de testes e análises estatísticas que podem ser calculados para qualquer malha de controle pode ser exagerado. O problema central com o monitoramento do desempenho dos controladores, portanto, não é a ausência de métodos e técnicas. Na realidade, a questão central é a ausência de diretrizes que possibilitem transformar as estatísticas existentes em informações e práticas consistentes que possam ser aplicadas na melhoria do desempenho dos sistemas.

De uma forma geral, pode-se considerar três enfoques das técnicas de avaliação de desempenho. O primeiro passo consiste em identificar as características dos processos utilizando os dados já existentes. A segunda possibilidade é a utilização dos métodos para análise em tempo real, à medida que os dados vão sendo adquiridos do processo. Estas técnicas são vitais para identificação e interpretação das alterações no comportamento do processo que acarretem degradação da malha de controle. Um terceiro enfoque engloba as técnicas de identificação das interações entre as malhas de controle.

De forma similar ao incremento das concepções e estruturas dos controladores, os estudos da teoria e dos métodos para a análise de desempenho para sistemas de controle também recebem destaque crescente (HARRIS; SEPPALA; DESBOROUGH, 1999). Em tempos remotos, os sistemas de controle eram baseados em mecanismos simples, mas atualmente tem-se vasta gama de aplicações e tecnologias inerentes como sistemas mecânicos, pneumáticos, hidráulicos, elétricos,

eletrônicos, microprocessados, biológicos e sistemas inteligentes. Mas apesar desta vasta gama de aplicações e tecnologias, o questionamento a ser efetuado é se todas estas malhas estão operando em seu máximo desempenho. É notório que em muitos casos as empresas focam seus esforços em atender as demandas de mercado, dando-se pouca atenção ao desempenho destas malhas industriais. Pode-se observar, atualmente, a procura por resultados de produtividade em todos os aspectos. Observa-se este fator em buscas de monitoração de desempenho em tempo real ou RtPM "Real Time Performance Management". Dentro desta tendência do RtPM pode-se destacar três linhas de trabalho (TORRES et al., 2004):

- i - *Overall Equipment Effectiveness* - OEE ;
- ii - Gerenciamento de ativos, e
- iii - Avaliação de Desempenho das malhas de controle.

A primeira está voltada para os sistemas de controle automáticos dependentes de variáveis discretas, onde a produção é monitorada a partir do seu desempenho global. A segunda está voltada para sistemas onde as variáveis inerentes são analógicas. Os sistemas de gerenciamento de ativos disponíveis no mercado consideram basicamente apenas os elementos de medição, como os instrumentos, transmissores, e atuadores (válvulas, posicionadores, etc.), monitorando-os para que fiquem dentro do desempenho esperado. Este sistema de análise apresenta um ponto fraco ao não considerar o controlador e o processo a ser controlado, comprometendo, assim, a análise total do desempenho. A terceira linha de trabalho busca efetuar uma análise global do sistema, com todos os seus componentes.

A teoria de controle convencional possui critérios e índices devidamente estabelecidos na área de desempenho das malhas industriais (ÅSTRÖM, 1967) e DeVries (DEVRIES; WU, 1978), mas receberam atenção redobrada e apresentaram um desenvolvimento considerável na década de 90. As revisões e as análises críticas de diversas aproximações para avaliar o desempenho de uma malha de controle podem ser encontradas em Huang (HUANG; SHAH, 1998), Harris (HARRIS, 1989), e Qin (QIN, 1998). Muitos dos índices de desempenho trabalham com o conceito de avaliação estatísticas em sistemas SISO (*single input - single output*), onde se utiliza a comparação do controle em relação a um controlador de variância mínima. Para

se determinar estes índices utiliza-se distúrbios determinísticos, como o degrau ou estocásticos como o ruído branco. Ko e Edgar (KO; EDGAR, 2000) estenderam essas idéias para avaliar sistemas de controle em cascata. Horch (HORCH; ISAKSSON, 1999) propôs uma modificação nas medidas de desempenho básicas, tornando-as mais próximas aos objetivos da monitoração e do controle. Na maioria dos casos as malhas industriais apresentam problemáticas como:

- i - Sintonia inadequada;
- ii - Manutenção dos elementos da malha de controle;
- iii - Variações na dinâmica do processo (Tempo morto, constante de tempo, etc.);
- iv - Dimensionamento inadequado de componentes;
- v - Problemas de instalação;
- vi - Implementação errônea dos controladores PID, principalmente quando for implementados em CLP's, e
- vii - Desgaste dos elementos.

A literatura especializada registra a existência de diversos ambientes para análise do desempenho das malhas de controle. Entretanto, sua utilização no meio industrial ainda é restrita, fazendo com operem de forma inadequada, em muitos casos. Dentre as ferramentas industriais podemos citar:

- i - ABB : Loop optimizer suiteTM (ABB, 2006);
- ii - Honeywell: Loop scoutTM, @sset.MAXTM (HONEYWELL, 2006);
- iii - Pulp & Paper Research Inst. of Canada (PAPRICAN): LoopMDTM (PAPRICAN, 2006);
- iv - Matrikon: ProcessDocTM (MATRIKON, 2006), e

v - ExperTune: Plant Triage ManualTM (EXPERTUNE, 2006).

Embora diversos índices clássicos, que permitem definir a eficiência de uma malha de controle, como IAE, ITAE, ISE, ITSE sejam apresentados na teoria de controle, outros índices apresentados mais recentemente permitem monitorar, não apenas o desempenho do controlador, mas a malha de controle como um todo como, por exemplo, o esforço de uma válvula e variações na dinâmica do processo. A tabela 1 mostra alguns índices de desempenho utilizados no ambiente industrial e sua aplicabilidade (TORRES et al., 2004).

A forma de se garantir resultados esperados é manter as malhas de controle dentro de certas especificações, sendo necessária sua avaliação constante. Estas avaliações devem ser efetuadas para que sejam evidenciadas as causas dos problemas que afetam o desempenho das malhas. Uma boa ferramenta para análise deve permitir a avaliação contínua das variáveis de processo associadas e o cálculo dos seu índices de desempenho, que devem ser combinados, possibilitando adequar determinado processo, em função dos ganhos econômicos, da qualidade, da produtividade e redução do consumo. É importante frisar que muitos dos sistemas de otimização comercialmente disponíveis, dependem do desempenho adequado das malhas de controle, pois em muitos dos casos estes sistemas dependem do uso da referência adequada e obtém-se parâmetros de sintonia ótimos, resultando em ganhos expressivos para a indústria tais como:

- i - Diminuição dos custos de manutenção;
- ii - Redução do tempo de parada para manutenção, e
- iii - Aumento de produção, devido à variabilidade menor dos produtos gerados.

1.3 Auditoria nas malhas de controle

Efetuada o diagnóstico de uma malha de controle, deve-se desenvolver ações que permitam alcançar o desempenho desejado. Para se estabelecer o desem-

Tabela 1: Índices utilizados pela Plant Triage - ExperTune

Índice de Desempenho	Aplicação
Variability	Variância como porcentagem de média
Average Error	Desvio do Set - point
Set Point crossings	Oscilação, problemas de válvula
Output Standard Daviation	Faixa de movimento da válvula
Noise Band	Problemas de medição
Harris(Normalized)	Problemas de controle, processo ou alteração de desempenho
Harris Index	Controle comparado com o controlador de variância mínima
Oscillating	Oscilação
Oscillating (hardware)	Oscilação devido a problemas de válvula
Oscillating (tuning)	Oscilação devido a problemas de sintonia
Oscillating (disturbance)	Oscilação devido a perturbações
Integral Absolute Error	Desvio de Set - point
Variance	Desvio da média
Time in normal	Problemas de controle ou de operação
Valve Reversals	Desgaste da válvula, alteração da variabilidade do processo
Valve Travel	Desgaste da válvula, alteração da variabilidade do processo
Output at limit	Problemas com o dimensionamento da válvula
ExperTune index	Melhoria do controle através da sintonia
Response Time	Interação ou sincronismo entre malhas
Robustness	Capacidade da malha de lidar com alterações no processo
Model Quality	Adequabilidade do último degrau de SP ou CO para sintonia
Process Gain	Alterações de processo
Process Dead Time	Alterações de processo
Process Lag1	Alterações de processo
Process Lead	Alterações de processo
Oscillation Strenght (1-3)	Contribuição da oscilação para com a variabilidade
Oscillating Period (1-3)	Interação entre malhas, fontes de oscilação

penho desejado é necessário implementar uma etapa denominada de auditoria na malha de controle. Portanto, além da análise de desempenho em uma malha de controle é necessário identificar e corrigir todos os problemas que afetam o seu desempenho. Todos os elementos de uma malha de controle devem ser auditados, abordando-se todos os problemas que a malha pode apresentar e indicadas as correções necessárias. Somente após a realização de correções é que são feitos os

ajustes finais necessários ao seu bom desempenho.

Esta situação pode ser ilustrada na figura 2, onde é utilizada a curva de robustez para avaliar o desempenho de um processo. Representa-se na figura o ganho do processo em função do tempo de atraso, em minutos. Nota-se que a sintonia anterior era inadequada, tornando todo o sistema instável (levava o sistema operar na região abaixo da cruz). A nova sintonia se encontra em uma região estável, à direita. A melhoria foi conseguida, neste caso, por uma re-sintonia adequada do controlador.

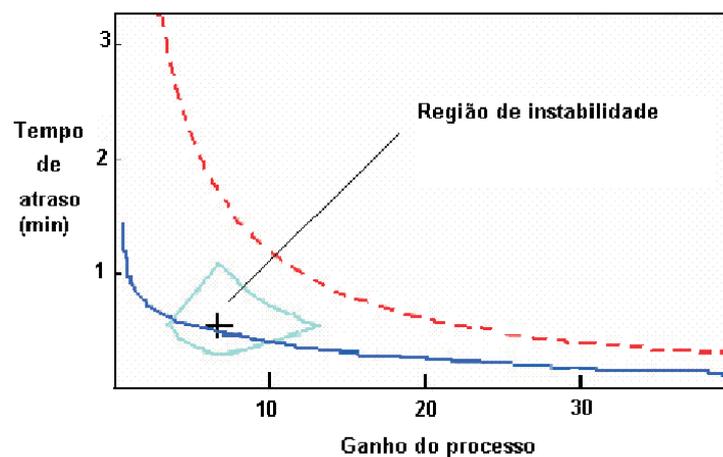


Figura 2: Malha sintonizada de uma torre de arrefecimento- Sintonia antiga em linha contínua; sintonia nova em tracejado - K_p antigo 1, novo 0,7 - T_i antigo 1,8 segundos, novo 264 segundos

É necessário que as ferramentas de auditoria para malhas industriais sejam utilizadas em conjunto com as ferramentas para análise de desempenho, maximizando a utilização dos dados do processo e reduzindo o tempo necessário para as atividades de auditoria. A tabela 2 apresenta os ganhos típicos alcançados após a etapa de auditoria em um processo (TORRES et al., 2004).

Tabela 2: Ganhos típicos alcançados após a etapa de auditoria

Desempenho	Melhoria Relativa
Variabilidade	Redução em 50 %
Erro IAE	Redução em 50 %
Tempo de acomodação	Redução em 50 %
Excursão total da válvula (desgaste)	Redução em 80 %
Número de inversões do movimento da válvula (desgaste)	Redução em 80 %
Percentual do tempo em modo manual	Redução em 50 %
Oscilações	Eliminação Total
Robustez	Aumento em 100 %

1.4 Procedimentos de avaliação de Desempenho: visão histórica

Os interesses preliminares nos procedimentos teóricos e nos métodos em tempo real para análise de desempenho dos sistemas de controle podem ser encontrados em Åström (ÅSTRÖM, 1967) e DeVries (DEVRIES; WU, 1978). Desde então os trabalhos nesta área tiveram prosseguimento, ressaltando-se grande contribuição na década de 90. Revisões e análises críticas dos vários enfoques utilizados para avaliação do desempenho das malhas de controle podem ser encontradas em Harris (HARRIS, 1989), Qin (QIN, 1998), Huang (HUANG; SHAH; KWORK, 1997) e Harris et al. (HARRIS; SEPPALA; DESBOROUGH, 1999).

Harris deu destaque à questão propondo a utilização do controle de variância mínima - CVM como um padrão de comparação. Utiliza-se, neste caso, o princípio da variância mínima bem como a autocorrelação para indicar o quanto o desempenho do controlador em operação se aproxima daquele conseguido por um controlador de variância mínima CVM. Em prosseguimento, DeVries estendeu o trabalho de Åström para o caso de processos multivariáveis estimando a variância do erro de predição de um estágio a partir dos dados normais do processo; na proposição de Harris o controlador de variância mínima é adotado como um limite inferior que permite avaliar o desempenho dos demais controladores monovariáveis, estimando-se este limite a partir da operação em malha fechada, para um processo com atraso de transporte, atraso este não considerado por DeVries.

As estatísticas referentes às capacidades dos sistemas de controle baseados em índices associados a variância mínima para sistemas monovariáveis constituíram a base conceitual para diversos trabalhos. Outras situações, como a regulação para perturbações estocásticas e determinísticas, rastreamento de referências, extensões para o caso de sistemas múltiplas entradas realimentadas com saída monovariável - MISO foram rapidamente acomodadas nesta estrutura conceitual, procedimentos estes abordados nas citadas referências.

Ko e Edgar (KO; EDGAR, 2000) estenderam estas idéias para avaliar o desempenho de sistemas de controle em cascata. Horch e Isaksson (HORCH; ISAKSSON, 1999) propuseram modificações nas medidas básicas de desempenho apresen-

tando, de forma mais direta, os objetivos de monitoramento e controle. Thornhill et al (THORNILL; OETTINGER; FEDENCZUK, 1999) disponibilizaram diretrizes básicas para avaliação do desempenho de malhas de controle enquanto Miller (MILLER; DESBOROUGH, 2000) descreveu produtos e serviços comerciais para análise de malhas de controle.

Extensões das técnicas de avaliação de desempenho para o caso de sistemas multivariáveis (MIMO) para sistemas com atrasos de transporte foram efetuadas, inicialmente, por Harris et al. (HARRIS; BOUDREAU; GREGOR, 1996) e Huang et al. (HUANG; SHAH; KWORK, 1997). Os desafios para a avaliação de sistemas de controle multivariáveis (em oposição às análises de malhas monovariáveis em sistemas de controle complexos) são consideráveis.

Em prosseguimento ao tema, Desborough e Harris (DESBOROUGH; HARRIS, 1992) (DEBOROUGH; HARRIS, 1993) propuseram:

i - A utilização de um índice, expresso pela relação entre o melhor valor da variância alcançável e a variância do controlador sob análise e

ii - A utilização da análise da variância para malhas de controle em versões realimentadas (*feedback*) e em avanço (*feedforward*), o que permite verificar à qual das duas concepções está associado o desempenho insatisfatório.

Stanflj et al. (STANFELJ; MARLIN; MACGREGOR, 1993) discutiram a utilização de uma análise de correlação cruzada para malhas de controle em concepções realimentadas e em avanço para tentar diagnosticar as causas do desempenho insatisfatório. Embora o atraso temporal possua importante papel na estimação da variância possível para o controlador de Variância Mínima, a estimação do atraso temporal a partir dos dados operacionais de malha fechada não foi considerada até o trabalho de Lynch e Dumont (LYNCH; DUMONT, 1996). Neste artigo, Lynch e Dumond discutiram:

i - A utilização de regressores com modelo fixo proposto por Elnaggar (ELNAGGAR, 1990) para estimar o atraso do processo;

ii - O emprego da malha de Laguerre para modelar a saída do controlador,

em substituição ao modelo ARMA de Harris e

iii - A determinação do grau de não linearidade do processo monitorando a relação entrada - saída estática.

Extensões da avaliação de desempenho para processos de fase não-mínima foram discutidos por Huang et al. (HUANG; SHAH, 1997). A utilização de enfoques de resposta em frequência para monitorar o desempenho da malha foi efetuada por Kendra e Cinar (KENDRA; CINAR, 1997). Tyler e Morari (TYLER; MORARI, 1995) propuseram a utilização da relação de máxima verossimilhança para determinar se o desempenho do controle é satisfatório ou não. Um sumário dos trabalhos na área publicados até 1996 pode ser encontrado em Kozub (KOZUB, 1996).

O melhor desempenho de um processo, baseado no Controlador de Variância Mínima - CVM, será conseguido quando a variância de sua saída for mínima: esta situação ocorrerá quando um CVM for utilizado em um processo com modelo e distúrbios perfeitamente conhecidos, o que requer, pelo menos, a incorporação de um preditor de Smith, para processos com atrasos temporais. Na prática, contudo, mais de 90% das malhas industriais de controle são do tipo PID sem compensação de atrasos temporais. Portanto, não importa quão bem o controlador seja sintonizado, a variância baseada no CVM não será plenamente alcançada para controladores PID, principalmente quando os atrasos temporais são significativos ou o processo apresenta distúrbios não estacionários.

Eriksson e Isaksson (ERIKSSON; ISAKSSON, 1994) estudaram este aspecto e propuseram a utilização de um controlador PI como padrão para um tipo especial de modelo de distúrbios. Postura mais realista foi proposta por Ko e Edgar (KO; EDGAR, 1998) que calcularam um limite inferior da variância restringindo o tipo de controlador somente ao PID e utilizando modelos mais gerais para os distúrbios. Este limite inferior possível para o PID é geralmente superior ao calculado para o CVM, mas será, possivelmente, alcançável por um controlador PID.

1.5 Motivação para a pesquisa em Análise de Desempenho

As referências na literatura especializada à importância do controlador PID são múltiplas e extensas, como assinalado ao longo deste capítulo. Contudo, a melhor forma de destacar o tema é buscar suporte nas palavras de Åström, que dispensa apresentações. De sua publicação especializada no assunto (ÅSTRÖM; HÄNGGLUND, 1995) podem ser destacados trechos, em tradução livre, apresentados a seguir:

"O controlador PID possui diversas e importantes funções: fornece realimentação, possui a habilidade para eliminar erros de *offsets* em regime através da ação integral e pode antecipar ações futuras pela ação derivativa. Os controladores PID são suficientes para solucionar muitos dos problemas de controle, particularmente quando a dinâmica do processo não é muito complexa e os requerimentos de desempenho são modestos.(..) No controle de processos, mais de 95% das malhas de controle são do tipo PID, com muitas operando, realmente, na concepção PI. Muitas das características do controle PID não têm sido largamente disseminadas por serem consideradas segredos industriais, tais como modos de chaveamento e *antiwindup*". Prosseguindo, ao discorrer sobre a aplicabilidade desta estrutura de controle, Åström afirma que "o controlador PID é freqüentemente combinado com lógica, máquinas seqüenciais, seletores a blocos de funções simples que integram complexos sistemas de automação utilizados na produção e transporte de energia e nas manufaturas. Muitas estratégias sofisticadas de controle, tais como o Controle Preditivo baseado em Modelo - MPC são também organizadas hierarquicamente: o controle PID é utilizado no nível mais inferior enquanto o controlador multivariável fornece referências para estes controladores. O controlador PID portanto, pode ser considerado como o "feijão com arroz" do engenheiro de controle e constitui, necessariamente, importante componente em qualquer de seus *toolboxes*".

Apesar desta importância e disseminação, Åström destaca que "existe espaço potencial para melhoria do controle PID". Evidência deste fato pode ser encontrada nas salas de controle de qualquer processo industrial. Muitos controladores são colocados em modo manual e, dentre aqueles que são colocados em modo automático, a ação derivativa é geralmente desligada pela razão elementar que sua

sintonia é mais complexa. As razões chave para um desempenho insatisfatório dos processos industriais podem ser encontradas em problemas de equipamentos, como válvulas e sensores, e nos procedimentos equivocados de sintonia dos controladores. Os problemas das válvulas incluem dimensionamento equivocado, histerese e *stiction*. Os problemas de medida incluem filtros *anti-aliasing* insuficientes ou inexistentes, excesso de filtragem em sensores inteligentes, ruídos excessivos e calibração imprópria. Melhorias substanciais podem ser conseguidas. Conhecimento e compreensão são os elementos fundamentais para se alcançar melhorias no desempenho das malhas de controle. Para isto, são necessários não só conhecimentos específicos sobre os processos, mas também sobre os controladores PID. Concluindo, Åström afirma acreditar que "baseado na experiência (por ele) acumulada, uma nova era do controlador PID está emergindo".

As questões colocadas por Åström refletem-se, atualmente, em uma questão fundamental colocada para os engenheiros de controle e de operação: "Apesar do controle automático estar funcionando há séculos será que o desempenho apresentado é o melhor possível?"

Uma análise desta questão é muito bem sintetizada por Fonseca e Torres (FONSECA; FILHO; TORRES, 2004) e colocada a seguir. A razão desta pergunta é que até hoje as indústrias dedicaram boa parte dos seus esforços em atender a outras demandas de mercado sem dedicar atenção ao desempenho dos sistemas de controle automático. Contudo, de alguns anos para cá, o mercado está redescobrendo os sistemas de controle automático e percebendo que os mesmos são determinantes na realização de resultados em todos os aspectos. Isto pode ser observado pelos recentes investimentos das empresas no gerenciamento de ativos e na busca pela monitoração de desempenho em tempo real - *Real Time Performance Management* - RtPM, como anteriormente analisado (Fonseca, 2004). O RtPM surgiu no mercado recentemente, já sendo considerado a "bola da vez" para melhorias de produtividade, qualidade, redução do consumo de insumos e consequente aumento dos lucros, dentre outros quesitos.

A importância da avaliação do desempenho das malhas de controle destaca-se imediatamente: apesar dos sistemas de gerenciamento de ativos cuidarem para que os elementos de medição e atuação desempenhem corretamente suas funções,

não há garantias de que a malha de controle, como um todo, esteja no seu melhor desempenho. Isto se deve ao fato que, para uma malha de controle ter um desempenho ótimo, além dos elementos de medição e atuação, tem-se que considerar mais dois elementos fundamentais, o controlador e o processo controlado. Sobre o processo nem sempre é possível alterá-lo de forma que o mesmo possa se comportar da melhor forma possível. Já para o controlador é possível verificar a sua estratégia, sua implementação e sintonia de forma a garantir o melhor desempenho para a malha como um todo, uma vez que este é o elemento que toma as ações de controle em função do comportamento dos demais elementos da malha (FONSECA; FILHO; TORRES, 2004).

Neste aspecto, vale ressaltar que o controlador é o principal responsável pelo desempenho do sistemas de controle automático, pois sua ação pode compensar deficiências dos demais elementos da malha, resultando que a malha de controle seja um dos principais ativos de uma empresa e seu funcionamento atendendo aos quesitos de desempenho esteja diretamente associado à obtenção de ganhos (produtividade, qualidade, eficiência) dentro de uma planta.

A tabela 3 mostra claramente que uma das grandes deficiências do desempenho das malhas de controle, dentre outros fatores, reside em sintonias inadequadas dos controladores, especialmente os de estrutura PID. Embora os métodos iniciais de sintonia existam há mais de 60 anos (ZIEGLER; NICHOLS, 1942) a questão é, atualmente, tema contínuo de pesquisas e desenvolvimento, sem perspectivas de se esgotar. Vale citar que uma busca na Internet, com a expressão "*controller tuning*", retorna mais de 75.000 páginas; se o enfoque é específico para a estrutura PID, o retorno ultrapassa 45.000 páginas.

Tabela 3: Problemas típicos encontrados em malhas auditadas

Problemas Típicos das Malhas de Controle	Percentual das Malhas Auditadas
Válvulas de controle com problemas	30%
Problemas de sintonia (parâmetros incoerentes)	30%
Problemas de sintonia (comprometimento do desempenho)	85%
Estratégia de controle inadequada	15%
Controlador em modo manual	30%
Desempenho da malha insatisfatório	85%
Malhas com melhor desempenho em automático que manual	25%

Adicionalmente à questão da sintonia, coloca-se também a questão da avali-

ação de desempenho das malhas de controle, tema que só recentemente começou a despertar o interesse da academia, embora já venha sendo trabalhado no meio industrial com alguma anterioridade. Vale destacar que não foram detectados, praticamente, conteúdos programáticos curriculares de graduação na área de controle de processos que abordem o tema.

No tocante à este segundo aspecto, pode-se ressaltar que os trabalhos mencionados para avaliação de desempenho na literatura (KOZUB, 1996) são fundamentalmente relacionados à avaliação da variância de saída devido às perturbações estocásticas, não mensuráveis, supostas provenientes de um sistema dinâmico excitado por um ruído branco, normalmente referidas como monitoramento de desempenho estocástico. Embora estes métodos coloquem importantes aspectos relacionados ao desempenho do controlador, não fornecem quaisquer informações sobre desempenho quando as perturbações, por exemplo, são do tipo degrau na referência ou nas variáveis de perturbação, bem como não traçam correlações com variáveis como tempo de decaimento, taxa de amortecimento e margem de estabilidade do sistema de controle. Estas técnicas de monitoramento são conhecidas como monitoramento de desempenho determinístico. Neste aspecto, os avanços ocorridos na área até 1991 são discutido em Åström (ÅSTRÖM, 1991). Merecem destaque os trabalhos de Shinskey (SHINSKEY, 1994), que propôs a utilização do atraso temporal para determinar o melhor desempenho determinístico possível e de Swanda e Seborg (SWANDA; SEBORG, 1997) que utilizaram o tempo de estabilização para avaliar o desempenho determinístico dos controladores PID. Vale a ressalva que uma avaliação de desempenho não pode ser efetuada, simultaneamente, para os dois procedimentos: estocástico e determinístico.

A proposta desta dissertação tem sua motivação nos aspectos anteriormente traçados, contemplando os aspectos didáticos da educação em controle. Buscou-se, com o desenvolvimento do trabalho, construir um ambiente multifuncional que trabalhasse, simultaneamente, a questão da sintonia de controladores PID e introduzisse, paralelamente, questões associadas ao desempenho das malhas de controle. Dentro desta proposta, adotou-se a seguinte metodologia de trabalho:

i - Desenvolver um ambiente de simulação auto-explicativo, de interface amigável com o usuário, que possibilitasse experimentação e aprendizado com as

questões associadas à sintonia dos controladores PID e o contato preliminar com aspectos ligados à avaliação de desempenho das malhas de controle;

ii - Incorporar, neste ambiente, as complexidades mais comuns e representativas das malhas industriais de controle automático;

iii - Possibilitar a utilização, comparação e análise dos métodos de sintonia de controladores PID correntes no ambiente industrial e/ou incorporados aos sistemas comercializados para controle de processos;

iv - Possibilitar avaliação de desempenho das malhas com controladores sintonizados pelos métodos contidos no ambiente, e

v - Permitir o desenvolvimento de trabalhos não só com sistemas simulados, mas operar também em tempo real, permitindo sintonia e avaliação de desempenho de malhas de controle aplicadas a sistemas físicos concretos.

1.6 Organização da Dissertação

Este trabalho está organizado da seguinte forma: no capítulo II apresentam-se as técnicas de sintonia e análise de desempenho que serão utilizadas no ambiente desenvolvido, com índices de desempenho. No capítulo III explora-se o ambiente como um todo, envolvendo as ferramentas desse ambiente, e os resultados das simulações. Já no capítulo IV apresenta-se as ações corretivas dos problemas encontrados para os diversos sistemas simulados. Ainda no capítulo V apresenta-se o diagnóstico de um servo-mecanismo usado no laboratório do CEFET-MG. As conclusões e sugestões de trabalhos futuros encerram a dissertação.

2 *Sintonia e desempenho para malhas industriais de controle*

Viu-se no capítulo I que a sintonia dos controladores industriais é complexa e que em alguns casos não leva a malha de controle a um desempenho desejado. Mas, para alguns processos a serem controlados, tem se conseguido um desempenho satisfatório usando-se técnicas de sintonia consagradas. Apresentam-se, neste capítulo, técnicas de sintonia utilizando modelos dinâmicos aproximados dos processos a serem controlados, bem como a avaliação do desempenho de malhas industriais baseada no conceito de índices de desempenho.

2.1 Modelos dinâmicos

A sintonia ideal para controladores PI e/ou PID pode ser conseguida quando se conhece as características dos processos controlados. Portanto, o ajuste dos parâmetros K_p , T_i e T_d deve ser baseado nas características do processo a ser controlado. A função de transferência do processo a ser controlado, porém, nem sempre está disponível ou é conhecida. O procedimento geral, nestes casos, é a utilização de modelos matemáticos aproximados, que possuam parâmetros representativos, significativos para a dinâmica do sistema e permitam a sintonia dos controladores.

Normalmente, para modelar um processo real, pode-se aplicar técnicas em malha aberta ou em malha fechada. Para se aplicar as técnicas de identificação, aplicam-se sinais em sua entrada, em malha aberta, ou utilizando-se de técnicas em malha fechada, como o método de relé (ÅSTRÖM; HÄNGGLUND, 1995). Isto per-

mite mensurar parâmetros como ganho e período críticos, constantes de tempo e tempo de atraso, entre outros.

Estes procedimentos, utilizados pela maioria dos métodos de sintonia de controladores, baseiam-se em parâmetros de modelos de ordem reduzida que permitem representar sistemas dinâmicos de ordem mais elevada, tornando os procedimentos de sintonia mais simples e factíveis.

A dinâmica de um processo pode ser determinada pela resposta a perturbações como o pulso, degrau, rampa, ou outros sinais determinísticos. Estes modelos apresentam aproximadamente a dinâmica do processo, sendo importantes e suficientes para a determinação dos parâmetros de sintonia do controlador PID ou PI. No presente trabalho, serão utilizadas técnicas que se baseiam na resposta ao degrau, método este bastante simples bastando, para tanto, que se coloque um degrau unitário na entrada do processo a ser controlado e mede-se o sinal de saída do processo, do qual serão adquiridos os dados necessários para obtenção de um modelo aproximado. É boa prática repetir esse procedimento diversas vezes para diferentes amplitudes, identificando a escala no qual o processo é linear. É possível constatar vários comportamentos à resposta ao degrau, conforme pode-se observar na figura 3. Em (a) tem-se a resposta a um degrau de um processo de 2ª ordem. Em (b) e (e) os processos são instáveis. Já em (d) o processo é oscilatório-amortecido. Em (c) tem-se um processo de 1ª ordem mais tempo morto e em (f) um processo de fase não-mínima.

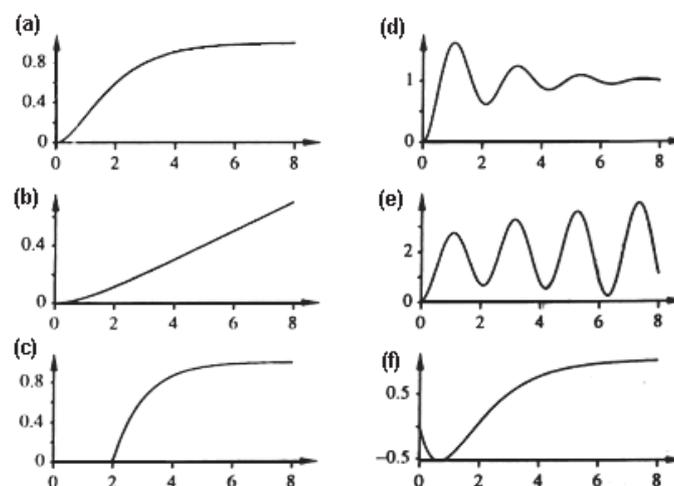


Figura 3: Comportamento de diversos processos da resposta ao degrau.

A resposta ao degrau é suficiente para se caracterizar o processo, devido a sua interpretação simples. Modelos matemáticos formais e aproximados podem ser obtidos a partir dessa resposta e podem ser classificados como modelo de 1ª ordem a dois, três, quatro parâmetros, modelos de 1ª ordem com integradores e modelos de 2ª ordem para sistemas oscilatórios.

2.2 Método de identificação em malha aberta - FODT

Uma aproximação utilizada para sintonia de controladores PID é o modelo de 1ª ordem a três parâmetros, ou primeira ordem mais tempo morto - *First Order Delay Time* - FODT. Como pode-se observar pela equação 2.1, estes parâmetros são o ganho do sistema K , a constante de tempo τ e o tempo morto L , que podem ser determinados graficamente (figura 4). Åström e Hägglund (ÅSTRÖM; HÄNGGLUND, 1995) quantificam a dificuldade de se controlar um sistema a partir da constante de tempo e do tempo morto, utilizando um parâmetro denominado tempo morto normalizado - TMN, denotado pela letra grega τ , conforme a equação 2.2. Quanto mais próximo de zero, maior a facilidade de controlar o sistema; quando o τ_{MN} é igual a 1 se tem um sistema caracterizado como apenas um tempo morto.

$$G(s) = \frac{K}{1 + s\tau} e^{-sL} \quad (2.1)$$

$$\tau_{MN} = \frac{L}{L + \tau} \quad (2.2)$$

Smith e Corripio (CORRIPIO; SMITH, 2001), apresentam três metodologias para se determinar graficamente a constante de tempo τ . Na metodologia 1 mede-se a distância AD (figura 4), sendo as distâncias AC e AB ligadas às metodologias 2 e 3, respectivamente. Nota-se que na metodologia 1 a constante de tempo é considerada no cruzamento da tangente com o eixo dos tempos até a assíntota de K , enquanto na metodologia 2 toma-se 62,3% do valor de K e na metodologia 3, 28,3% deste valor.

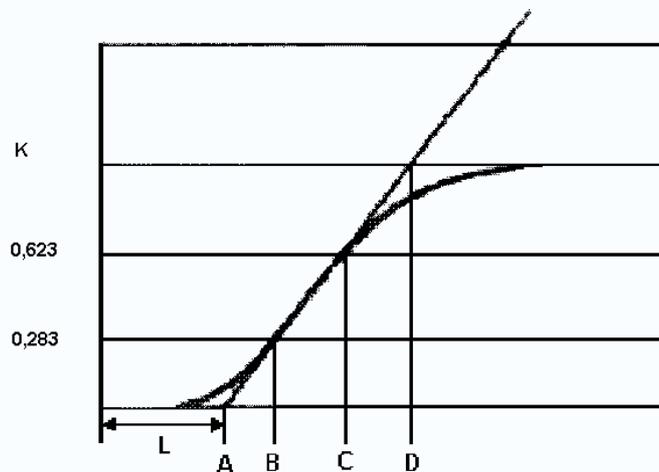


Figura 4: Determinação gráfica para um modelo FODT.

Este método será empregado na identificação dos processos, utilizando a distância AC como a constante de tempo do sistema, haja vista ser este um dos procedimentos integrantes da maior parte dos métodos de sintonia.

2.3 Métodos de identificação em malha fechada

O método a três parâmetros anteriormente descrito baseia-se na curva de resposta do processo obtida em malha aberta. Embora seja um procedimento essencialmente gráfico, pode ser adaptado para utilização em algoritmos computacionais. Outros procedimentos utilizam seqüências binárias pseudo-aleatórias - PRBS, métodos numéricos baseados nos mínimos quadrados para a identificação de modelos em tempo contínuo ou tempo discreto do tipo *Auto-regressive* - AR, *Auto-regressive moving average* - ARMA, *Moving average* - MA. Entretanto, pode-se modelar sistemas dinâmicos por modelos de primeira ordem a dois, três parâmetros ou modelos oscilatórios (2ª ordem), utilizando técnicas de malha fechada, facilitando, assim, implementação com maior facilidade, bem como praticidade. Como métodos de malhas fechadas podem ser citados o método da oscilação crítica de Ziegler e Nichols (ZIEGLER; NICHOLS, 1942), relé de Åström e Hagglund (ÅSTRÖM; HÄNGGLUND, 1988), método de Chen (CHEN, 1989), de Ho et al. (HO; HANG; CAO, 1995), de Lee e Sung (LEE; SUNG, 1993), de Yuwana e Seborg (YUWANA; SEBORG, 1982), de Jutan e Rodrigues (JUTAN; RODRIGUEZ, 1984), de Lee (LEE, 1989). Dentre

estes serão analisados o da oscilação crítica ou sensibilidade limite e o método de relé.

2.3.1 Método da Sensibilidade Limite

É denominado método da oscilação crítica, ou sensibilidade limite, pois leva os sistemas de controle ao limite de sua estabilidade e foi desenvolvido por Ziegler e Nichols em 1942. Os parâmetros obtidos, K_{cu} (ganho crítico) e T_u (período de oscilação crítico) correspondem ao ganho do controlador proporcional que leva o sistema ao limite da estabilidade e o período de oscilação do sistema ocorrido neste limite, respectivamente. Os parâmetros K_{cu} e T_u podem ser utilizados diretamente para sintonia de controladores PID ou para se calcular parâmetros de um processo, utilizando-se de métodos como o de Chen (CHEN, 1989). Neste método, adota-se os seguintes procedimentos:

i - Reduzir as ações integral e derivativa ao seu efeito mínimo;

ii - Iniciar a malha com ganho reduzido e

iii - Aumentar o ganho até que a variável controlada (saída do sistema) entre em oscilações com amplitude constante. Anota-se, então, o ganho K_{cu} , a partir do ganho do controlador (K_p), e o período de oscilação T_u (figura 5).

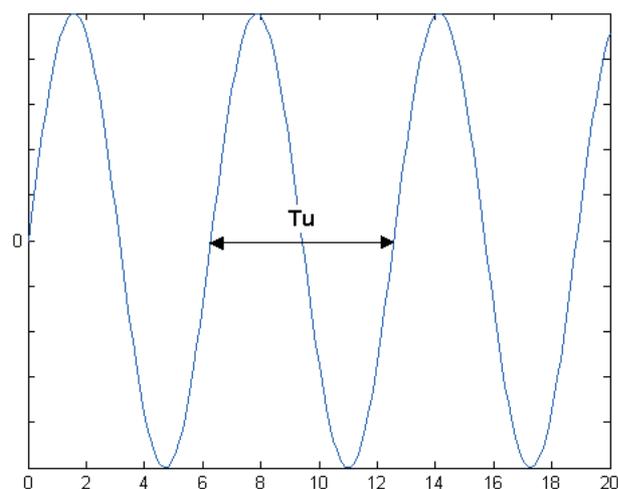


Figura 5: Comportamento de uma malha no limite da sensibilidade.

2.3.2 Método da realimentação a relé

Para se obter os parâmetros aproximados do processo, aplicando-se o método da oscilação crítica de Ziegler e Nichols, é necessário leva-lo ao limite de sua estabilidade. Alguns processos, entretanto, não permitem que este limite seja atingido, seja por questões operacionais, estruturais ou porque isto reduziria a vida útil dos componentes da planta.

Åström e Hägglund (ÅSTRÖM; HÄNGGLUND, 1988) desenvolveram um método que informa, de forma aproximada, os valores do ganho e período críticos, sem levar o processo controlado ao limite da estabilidade. Este método se baseia no fato do processo apresentar um atraso de pelo menos 180° em altas frequências e oscilar com um período igual ao período crítico. Este procedimento incluirá um relé para realizar a identificação, conforme figura 6.

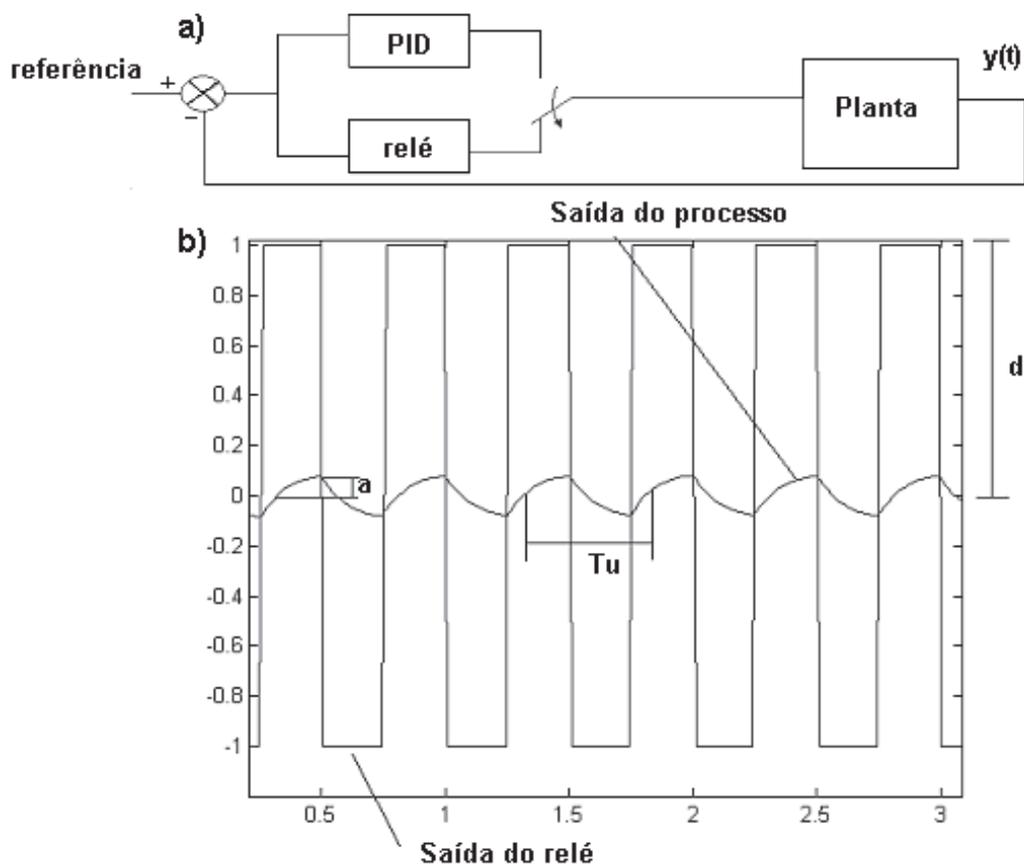


Figura 6: a - Malha de controle com experimento a relé; b - Formas de onda da entrada e saída do processo para um experimento a relé.

Pode-se observar características de não-linearidade dos sistemas mediante

a ação de um relé na malha de controle. Observa-se, contudo, que a saída deste elemento é uma constante positiva ou negativa e com isso, para uma entrada senoidal tem-se uma onda quadrada na saída do relé, conforme figura 7. Este comportamento da forma de onda da saída permite sua expansão em série de Fourier, sendo uma função ímpar, conforme a equação 2.3.

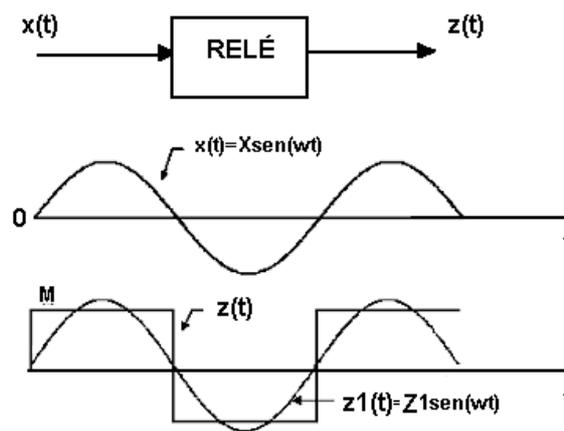


Figura 7: Comportamento do relé para uma entrada senoidal.

$$z(t) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \text{sen}(n\omega t) \quad (2.3)$$

Sabe-se que a componente harmônica fundamental é:

$$z_1 = B_1 \text{sen } \omega t \quad (2.4)$$

ou seja:

$$Z_1(t) = Z_1 \text{sen } \omega t \quad (2.5)$$

onde:

$$Z_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} z(t) \text{sen } \omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} z(t) \text{sen } \omega t d(\omega t) \quad (2.6)$$

Substituindo $Z_d(t) = d$, obtém-se:

$$Z_1 = \frac{2d}{\pi} \int_0^{\pi} \text{sen } \omega t d(\omega t) = \frac{4d}{\pi} \quad (2.7)$$

Da equação 2.4, chega-se a:

$$z_1(t) = \frac{4d}{\pi} \text{sen } \omega t \quad (2.8)$$

Por função descritiva N (OGATA, 1982), chega-se ao experimento de relé:

$$N = \frac{Z_1}{x} < 0^\circ = \frac{4d}{\pi x} \quad (2.9)$$

Generalizando:

$$K_{cu} = \frac{4d}{\pi a} \quad (2.10)$$

onde a é amplitude da saída $z(t)$ e d é a amplitude do relé.

O experimento do relé mostra que pode-se fazer a saída oscilar a uma amplitude controlada por um relé. Essas oscilações controladas atingem valores menores e, de posse desses valores, calcula-se, de forma aproximada, o ganho crítico. Sabe-se que a oscilação será a mesma do período crítico, podendo-se, calculá-la por algoritmos computacionais.

Este método será empregado para se identificar o ganho e período críticos no ambiente desenvolvido, sendo o mesmo aplicado como método de auto-sintonia. Na próxima seção será descrito como, a partir do ganho e período críticos, obtém-se o modelo FODT.

2.4 Modelos matemáticos baseados no ganho e período críticos - Método de Chen

O ganho e o período críticos podem ser obtidos a partir dos métodos de Ziegler e Nichols (Sensibilidade Limite) ou do experimento a relé e, a partir destes parâmetros, chega-se ao modelo matemático FODT. Um dos métodos utilizados para se chegar a um modelo FODT é o de Chen (CHEN, 1989).

De posse do ganho e período crítico calculados pelo método de relé, são aplicadas as seguintes equações:

$$k = \frac{\Delta y}{K_{cu}(\Delta u - \Delta y)} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{T_u}{2\pi} \sqrt{(K_{cu}^2)k - 1} \\ L &= \frac{T_u}{2\pi} \left[\pi - \tan^{-1} \left(\frac{2\pi T}{T_u} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.12)$$

onde Δy é a variação do sinal de saída e Δu a variação do sinal de controle.

De posse dos valores dos parâmetros L , τ e k , calculados de K_{cu} e T_u , sintoniza-se o controlador PI ou PID. Serão descritos os diversos métodos de sintonia dos controladores PI ou PID a partir da identificação dos parâmetros do processo.

2.5 Métodos de Sintonia para controladores PID baseados na identificação do sistema

Serão descritos, neste trabalho, nove métodos de sintonia baseados na resposta ao degrau (curva de reação), na margem de ganho e na margem de fase ou baseados no modelo identificado a partir de uma não-linearidade na malha de controle do tipo relé. O método de sintonia, baseado na margem de ganho e fase não estará disponível diretamente ao usuário do ambiente com os outros oito, mas será

utilizado em conjunto com as medidas adotadas para melhoria do desempenho, conforme capítulo IV.

Os métodos serão descritos para o controle contínuo de processos, mas o ambiente é baseado em um controlador PID discreto, portanto, é necessário uma adaptação dos parâmetros de sintonia. É possível a utilização destes métodos adotando adaptações como as sugeridas em Isermann (ISERMANN, 1981), onde o tempo morto L é acrescido da metade do tempo de amostragem; com isso, na programação do ambiente, o tempo de atraso nas fórmulas de sintonia será $L + \frac{T}{2}$, onde T é o tempo de amostragem em segundos. Para tempos reduzidos de amostragem este acréscimo pode ser desconsiderado, porém, para maiores tempos de amostragem, esta correção torna-se necessária.

2.5.1 Método de Ziegler-Nichols

De posse dos parâmetros tempo do processo, tempo de atraso e o ganho estático determina-se os ajustes necessários no controlador PID. Estes parâmetros são obtidos conforme tabela 4, no que também é conhecido como segundo método de Ziegler e Nichols ou método de Ziegler e Nichols em malha aberta, pois o primeiro (Sensibilidade Limite) baseia-se no período e ganho críticos diretamente, sem a necessidade de sua conversão para um modelo baseado em função de transferência.

Tabela 4: Fórmulas para o cálculo dos parâmetros PID para o método de Ziegler e Nichols

Controlador	Fórmulas		
P	$K_p = \frac{\tau}{L}$		
PI	$K_p = 0,9 \frac{\tau}{L}$	$T_i = 3,33L$	
PID	$K_p = 1,2 \frac{\tau}{L}$	$T_i = 2L$	$T_d = \frac{L}{2}$

2.5.2 Método de Cohen-Coon

Também se baseia na constante de tempo do processo, no tempo de atraso e no ganho estático do processo. Cohen e Coon (COHEN; COON, 1953) recorreram a esta relação para determinar os valores teóricos dos parâmetros dos controladores.

O ajuste dos parâmetros é efetuado com base na tabela 5.

Tabela 5: Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método Cohen-Coon

Controlador	Fórmulas		
P	$Kp = \frac{\tau}{L(1+\frac{R}{3})}$		
PI	$Kp = \frac{\tau}{L(\frac{10}{9}+\frac{R}{12})}$	$Ti = L(\frac{30+3R}{9+20R})$	
PD	$Kp = \frac{\tau}{L(\frac{5}{3}+\frac{R}{6})}$		$Td = L(\frac{6-2R}{22+3R})$
PID	$Kp = \frac{\tau}{L(\frac{4}{3}+\frac{R}{4})}$	$Ti = L(\frac{32+6R}{13+8R})$	$Td = \frac{4}{13+8R}$

onde $R = \frac{L}{\tau}$.

Para verificar se a aproximação de um sistema de 2ª ordem ou superior por um sistema de 1ª ordem com tempo morto deve-se determinar o intervalo médio entre L e $0,632K$, o qual deve ser aproximadamente igual a τ , com um erro máximo de 15%. Se a aproximação não se verificar, é porque a tangente no ponto de inflexão não foi calculada corretamente ou porque existem não-linearidades no sistema; nesta última situação a aproximação não será válida.

A principal vantagem dos métodos baseados em curva de reação, como o Cohen-Coon, deve-se ao fato de que, uma vez determinada a curva, os parâmetros de sintonia podem ser ajustados imediatamente. Esta vantagem é particularmente útil em processos muito lentos, onde pode ser exigido um tempo maior até que o processo atinja a estabilidade crítica.

A sua principal desvantagem decorre que grande parte dos processos são mais complexos do que um simples processo FODT, o que em muitos casos exige ajustes no ganho antes de poder considerar que a resposta da malha é aceitável.

É importante ressaltar que não existem conclusões gerais relativas a exatidão destes métodos empíricos. A única inferência possível é que estes métodos conduzem a primeiras aproximações dos parâmetros dos controladores, que podem ser considerados razoáveis, e que os valores obtidos podem necessitar posteriores ajustes para se adequar às especificidades de cada sistema, até que o desempenho ótimo seja atingido.

Existem diversas variações dos métodos expostos nesta seção e na anterior, que serão descritos a seguir.

2.5.3 Método de sintonia Takahashi

Takahashi (TAKAHASHI; CHAN; AUSLANDER, 1971) adaptou os métodos de Ziegler e Nichols, tanto o da oscilação crítica quanto o da resposta ao degrau, para controladores PID discretos, levando-se em consideração no ajuste dos parâmetros PID o tempo de amostragem. Com isso, tem-se as seguintes fórmulas para ajuste:

Tabela 6: Fórmulas para o cálculo dos parâmetros PID para o método de Takahashi

Controlador	Fórmulas		
P	$Kp = \frac{\tau}{L+T}$		
PI	$Kp = 0,9\left(\frac{\tau}{R_1}\right) - 0,135\frac{\tau T}{R_1^2}$	$Ti = \frac{KR_1^2}{0,27\tau}$	
PID	$Kp = 1,2\left(\frac{\tau}{R}\right) - \frac{0,3\tau T}{R_1^2}$	$Ti = \frac{KR_1^2}{0,6\tau}$	$Td = \frac{0,5\tau}{K}$

onde $R = L + T$, $R_1 = L + \frac{T}{2}$ e T é o tempo de amostragem.

2.5.4 Método de sintonia Lambda

Método tradicional empregado para ajustes de controladores PI (DAHLIN, 1968), onde os valores de ajuste dos parâmetros Kp e Ti são definidos para a constante de tempo em malha fechada desejada. Para tal, define-se uma função de transferência em malha fechada:

$$G_c(s) = \frac{1}{G_p(s)} \left[\frac{G_{sp}(s)}{1 - G_{sp}(s)} \right] \quad (2.13)$$

onde,

$$G_{sp}(s) = \frac{1}{\lambda s + 1} \quad (2.14)$$

onde λ é a constante de tempo em malha fechada desejada. Alguns fatores devem ser levados em consideração na escolha da constante de tempo de malha fechada λ :

i - Robustez: desejando-se um controlador com desempenho apropriado quando submetido a diferentes pontos de operação, nos quais os parâmetros do

modelo do processo variam, a malha não deve ser sintonizada com altos ganhos, resultando na seguinte regra: escolher λ que satisfaça as condições: $\lambda \geq 3\tau$, $\lambda = 3L$ e $L > \tau$;

ii - Incertezas do modelo: quanto mais precisos os parâmetros do processo e quanto mais constante se mantiverem ao longo dos diferentes pontos de operação, maiores os ganhos possíveis;

iii - Saída do controlador: quanto maiores os ganhos, maiores e mais rápidas serão as mudanças na saída do controlador;

iv - Fatores externos à malha que está sendo sintonizada: o método de sintonia λ , que permite a escolha da velocidade de resposta, possui a flexibilidade de escolher λ de modo a:

(1) - Retardar a resposta em malha fechada para reduzir a interação com outras malhas de controle e

(2) - Utilizar a mesma velocidade de resposta em malha fechada de outras malhas para otimizar a operação do processo.

Suponha que o processo a ser controlado possa ser descrito por uma dinâmica de primeira ordem mais tempo de atraso (equação 2.1) e que se expanda e^{-sL} por série de Taylor:

$$e^{-Ls} = 1 - Ls + \frac{1}{2!}L^2s^2 - \frac{1}{3!}L^3s^3 + \dots \quad (2.15)$$

A aproximação por série de Taylor é adequada para obtenção da sintonia do controlador para um processo com tempo morto, onde a função de transferência aproximada é expressa por:

$$G_p(s) \cong K \frac{1 - Ls}{1 + \tau s} \quad (2.16)$$

Levando-se em consideração um controlador PI, com $T_i = \tau$, chega-se a

seguinte função de transferência em malha fechada:

$$G_{sp}(s) = \frac{-Ls + 1}{\left(\frac{T_i}{K K_p} - L\right) s + 1} \quad (2.17)$$

onde:

$$\begin{aligned} T_i &= \tau \\ K_p &= \frac{1}{K} \left(\frac{T_i}{\lambda + L} \right) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Chega-se, com isso, às equações de sintonia, de acordo com a tabela 7.

Tabela 7: Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método Lambda

Controlador	Fórmulas		
PID	$K_p = \frac{1}{K} \frac{T_i}{\lambda + L}$	$T_i = \tau$	$T_d = 0$

2.5.5 Método de sintonia Haalman

Definindo:

$$G_c(s) = \frac{G_l(s)}{G_p(s)} \quad (2.19)$$

onde $G_c(s)$ é a função de transferência do controlador, $G_p(s)$ é a função de transferência da planta a ser controlada e $G_l(s)$ é a função de transferência a ser utilizada para a sintonia do controlador. Haalman (HAALMAN, 1965) sugere, para sistemas com atraso utilizar:

$$G_l(s) = \frac{2}{3Ls} e^{-Ls} \quad (2.20)$$

O valor $\frac{2}{3}$ foi determinado a partir do critério da minimização do erro quadrático para uma resposta ao degrau. Aplicando-se este método e considerando um processo FODT (equação 2.1) chega-se a seguinte equação que define o controlador PI:

$$G_c(s) = \frac{2(1 + s\tau)}{3Ls} = \frac{2\tau}{3L} \left(1 + \frac{1}{s\tau} \right) \quad (2.21)$$

o que nos conduz aos seguintes parâmetros de sintonia:

Tabela 8: Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método Haalman

Controlador	Fórmulas		
PID	$K_p = 2\frac{\tau}{3L}$	$T_i = \tau$	$T_d = 0$

2.5.6 Método de sintonia de Chien, Hrones e Reswick

Existem muitas modificações efetuadas sobre o método de Ziegler e Nichols, conforme descrito anteriormente. Chien, Hrones e Reswick (CHIEN; HRONES; RESWICK, 1952) modificaram o método da curva de reação de Ziegler e Nichols para que a malha forneça uma resposta ao degrau com o menor tempo de subida. Para isto, sugeriram utilizar um método de resposta rápida, sem sobrelevação ou com 20% de sobrelevação, onde os parâmetros são determinados a partir da resposta ao degrau.

Tabela 9: Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método de Chien, Hrones and Reswick 0%

Controlador	Fórmulas		
P	$K_p = 0,3\frac{\tau}{KL}$		
PI	$K_p = 0,35\frac{\tau}{KL}$	$T_i = 1,2\tau$	
PID	$K_p = 0,6\frac{\tau}{KL}$	$T_i = \tau$	$T_d = 0,5L$

Tabela 10: Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método de Chien, Hrones and Reswick 20%

Controlador	Fórmulas		
P	$K_p = 0,7\frac{\tau}{KL}$		
PI	$K_p = 0,6\frac{\tau}{KL}$	$T_i = \tau$	
PID	$K_p = 0,95\frac{\tau}{KL}$	$T_i = 1,4\tau$	$T_d = 0,47L$

2.5.7 Método da Alocação de pólos

O método baseia-se também na função de transferência aproximada do processo. Supor que determinado processo possa ser aproximado por uma função de transferência de 1ª ordem:

$$G_p(s) = \frac{K}{1 + \tau s} \quad (2.22)$$

e que o controlador em questão seja PI. Uma função de transferência de segunda ordem pode ser obtida a partir da equação de malha fechada como segue:

$$G_{sp}(s) = \frac{G_p G_c}{1 + G_p G_c} \quad (2.23)$$

Dois pólos de malha fechada podem ser escolhidos arbitrariamente por um ajuste satisfatório do ganho proporcional K e do tempo de integral Ti do controlador, que poderiam ser escolhidos também a partir da equação característica do sistema:

$$1 + G_p G_c = 0 \quad (2.24)$$

O que conduz a:

$$s^2 + s \frac{1 + K_p K}{\tau} + \frac{K_p K}{\tau T_i} = 0 \quad (2.25)$$

Supor que a dinâmica de malha fechada seja caracterizada pelo amortecimento relativo e pela frequência natural, portanto:

$$s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2 = 0 \quad (2.26)$$

Igualando-se os coeficientes das equações características obtém-se os parâmetros Kp e Ti, conforme tabela 11:

Tabela 11: Fórmulas para o calculo dos parâmetros PID para o método de Alocação de pólos

Controlador	Fórmulas		
PID	$K_p = \frac{2\zeta\omega_0\tau - 1}{K}$	$T_i = \frac{2\zeta\omega_0\tau - 1}{\omega_0^2\tau}$	$T_d = 0$

A resposta do sistema dependerá dos parâmetros selecionados, que por sua vez depende da frequência natural e do amortecimento relativo, desejados para o

sistema em malha fechada. Este método tem a desvantagem de não levar em consideração o tempo morto inerente a muitos processos, mas mostra-se eficiente em processos de ordem mais elevada.

Embora diversos métodos de sintonia tenham sido desenvolvidos, é necessário avaliá-los do ponto de vista do desempenho da malha de controle. Para tal, apresenta-se, na próxima seção, medidas de desempenho baseadas no erro aplicado ao controlador e no tempo de estabilização da malha de controle, o que permite avaliar a eficiência da malha de controle e/ou do método de sintonia.

2.6 Índices de desempenho baseados no erro

Na literatura moderna associada a sistemas de controle pode-se encontrar formulação matemática para índices de desempenho, necessários em aplicações tais como controle adaptativo, otimização paramétrica de sistemas de controle e projeto ótimo de sistemas.

Pode-se definir o índice de desempenho como uma medida quantitativa do desempenho de uma malha, sendo escolhido de modo que a ênfase seja dada às especificações necessárias dos processos. Uma malha é considerada uma estrutura de controle ótimo quando seus parâmetros são ajustados para que o índice em questão alcance um valor mínimo ou máximo. Um índice, para ser significativo deve ter, em muitos casos, um valor positivo ou nulo, sendo que o sistema ótimo deve minimizar ou maximizar este índice.

Em se tratando de malhas de controle em geral, é comum surgirem perturbações, que fazem com que as variáveis de processo atinjam valores não desejados. Atenuação de perturbações é uma preocupação primária em controle de processos, mas em alguns sistemas persiste um erro em sua resposta dinâmica. Quando este erro é permanente se diz erro em regime. A figura 8 representa uma resposta a uma entrada em degrau em malha aberta e uma resposta utilizando um controlador com ação integral (ÅSTRÖM; HÄNGGLUND, 1995).

As quantidades caracterizadas na figura 8 são o erro máximo - e_{max} , o tempo

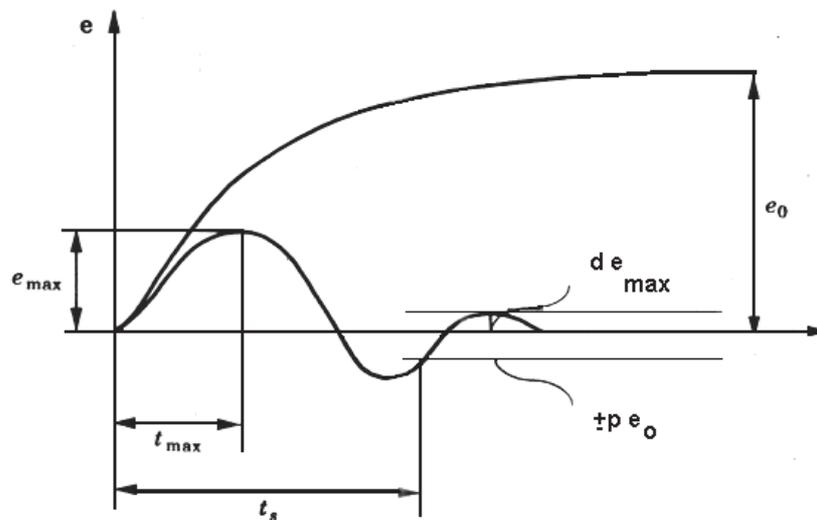


Figura 8: Erro apresentado em função da resposta ao degrau em malha aberta e a atenuação do erro utilizando ação integral.

em que ocorre o erro máximo - t_{max} , o tempo de estabilização - t_s e a relação de amortecimento - $p e_o$.

Para quantificar o erro ocorrido em função de uma perturbação utilizam-se critérios baseados na integral do erro, definindo-se o primeiro critério como a integral absoluta do erro - *integrated absolute error* - IAE :

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (2.27)$$

O critério IAE é em muitos casos uma escolha natural, mas sua desvantagem significativa é que sua avaliação requer grande precisão. Considerando que o critério está baseado em um integral infinita, é necessário simular por longos períodos para que o seu valor seja significativo.

Para processos não-oscilatórios é comum utilizar-se uma aproximação do critério IAE, denominado de integral do erro ou *integrated error* - IE. O critério IE é uma boa aproximação para IAE em sistemas oscilatórios que sejam bem amortecidos.

$$IE = \int_0^{\infty} e(t)dt \quad (2.28)$$

Outro critério que possui facilidade de implementação é a integral do erro quadrático ou *Integrated square error* - ISE, mas possui a desvantagem de quantificar em maior escala os erros iniciais que possam ocorrer em sistemas oscilatórios, sendo mais indicado para malhas com características menos oscilatórias.

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t)dt \quad (2.29)$$

Para lidar com o problema de quantificação dos erros iniciais em malhas oscilatórias utiliza-se critérios que ponderam os erros iniciais como a integral do tempo multiplicado pelo erro absoluto - *Integrated of the time multiplied by absolute error* - ITAE ou a integral do tempo multiplicado pelo erro quadrático - *Integrated of the time multiplied by square error* - ITSE , cujas equações se encontram abaixo.

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (2.30)$$

$$ITSE = \int_0^{\infty} te^2(t)dt \quad (2.31)$$

Dentre os índices baseado nos erros descritos acima, o que apresenta maior seletividade é ITAE, pois o valor mínimo da integral é prontamente verificável ao serem variados os parâmetros do sistema.

Quando se analisa sistemas de controle no espaço discreto, as integrais devem ser expressas em forma de somatório e o erro em forma de erro discreto $e(k)$ (tabela 12), onde N representa o número de amostras.

A análise do comportamento das malhas industriais deve ser efetuado medi-

Tabela 12: Modelos discretos para índices de desempenho baseados no erro

Índice de desempenho	Modelo Computacional
ISE	$\sum_{k=1}^N e^2(k)$
IAE	$\sum_{k=1}^N e(k) $
ITAE	$\sum_{k=1}^N t e(k) $
ITSE	$\sum_{k=1}^N te^2(k)$

ante alterações na referência e na presença de distúrbios, sejam determinísticos ou não, pois um sistema de controle ótimo deve rejeitar perturbações e rastrear referências. A próxima seção discute índices de desempenho que permitem qualificar a malha para um determinado método de sintonia em função de modificações que possam ocorrer em sua dinâmica.

2.7 Índices de Desempenho baseados na média e variância

Em uma auditoria de uma malha de controle é necessário analisar o quanto determinado sinal, presente na mesma, influencia seus componentes, sendo utilizado, em determinados casos, ferramentas estatísticas com objetivo de analisar-se quantitativa e qualificativa sua situação.

2.7.1 Média do sinal de Saída do sistema

Este índice permite avaliar como os sinais de saída variaram em relação ao valor de referência da malha. Por outro lado, quanto maior for o valor da média do sinal de saída em relação ao valor da referência, menor a rastreabilidade que o sistema apresenta para a referência, podendo ainda a malha possuir características oscilatórias. Pode-se definir a média da saída como:

$$\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y(k) \quad (2.32)$$

ou a relação percentual ao valor de referência:

$$\bar{y} \% = \frac{sp - \bar{y}}{sp} 100\% \quad (2.33)$$

onde sp é o valor da referência.

2.7.2 Média do sinal de Controle

Outra medida importante em uma malha de controle é a média do esforço de controle que em conjunto com a avaliação da variância do sinal de controle, representa o esforço sobre os elementos atuadores.

$$\bar{u} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N u(k) \quad (2.34)$$

2.7.3 Variância da saída do sistema

Se em um sistema de controle, na ocorrência de distúrbios e mudança na referência, for efetuado uma análise dos indicadores para N amostras, intuitivamente pode-se dizer que a média destas amostras tenderá ao valor ajustado na referência. Sabe-se, entretanto, que nem sempre a estabilidade relativa de um sistema de controle permite, em muitos casos, que se tenha este comportamento em relação à média de determinados sinais de uma malha. Uma boa medida para se analisar o quanto uma determinada variável dispersou em relação à média é a variância, que permite, adicionalmente, o cálculo de todos os valores observados, e o quanto a medida se distanciou da média. Por definição, a variância é expressa por:

$$\sigma^2 = \frac{\sum (x - \bar{x})^2}{n} \quad (2.35)$$

ou a variância é o desvio padrão ao quadrado.

Comumente, em análise de desempenho para sistemas de controle, é utilizada a variância de um determinado sinal. Como o objetivo é que determinada variável não se disperse em relação a média, pode-se concluir que o valor da variância de determinado sinal deve ser o menor possível, considerando sua otimalidade. Baseado nisso, pode-se definir a equação que apresenta a variância da saída de um sistema para N amostras:

$$S\sigma_{y(t)}^2 = \sum_{k=1}^N [y(k) - \bar{y}]^2 \quad (2.36)$$

2.7.4 Variância do sinal de Controle

Permite avaliar o esforço de controle sobre os atuadores. Este valor deve ser, em princípio, o menor possível, para que se tenha uma maior vida útil para o elemento atuador. Por definição:

$$S\sigma_{u(t)}^2 = \sum_{k=1}^N [u(k) - \bar{u}]^2 \quad (2.37)$$

Os índices apresentados são úteis para avaliar o comportamento de uma malha de controle sujeito a variações diversas. Contudo, pode-se afirmar que uma malha bem sintonizada gera um bom compromisso com relação às medidas de desempenho, razão pela qual serão apresentados índices de desempenho baseados agora não em distúrbios ou mudanças na referência, mas na resposta dinâmica que uma malha de controle apresente quando sujeita à variação no valor da referência.

2.8 Índices de Desempenho baseados no tempo de estabilização

Alguns parâmetros relacionados à resposta temporal de um sistema sujeito à mudança de referência têm sido utilizados para representar características de um sistema em malha fechada, no que se denomina estabilidade relativa, tais como o tempo de subida - t_r , tempo de estabilização - t_s e a sobrelevação (SEBORG; EDGAR; MELLICHAMP, 1989).

O tempo de estabilização é definido como o tempo em que a resposta do sistema oscila em torno de um valor α determinado, próximo ao valor de regime permanente. Neste trabalho, para efeito de análise irá-se considerar $\alpha = 0,1$ (figura 9).

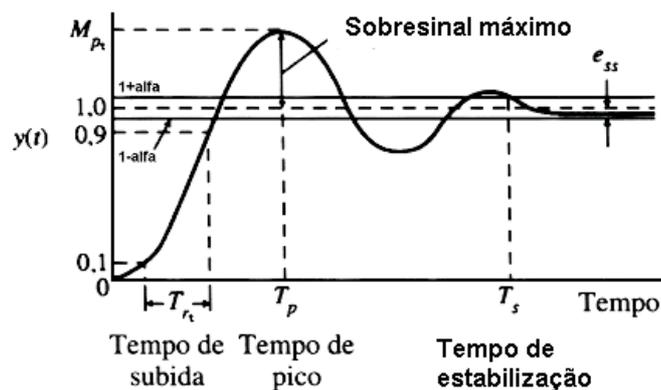


Figura 9: Resposta temporal - tempo de estabilização.

Considerar-se-á um processo FODT, conforme equação 2.1, para o desenvolvimento das equações para análise de desempenho, bem como na identificação do sistema a ser controlado para sintonia dos parâmetros PID.

IAE e t_s são utilizados em conjunto com o tempo morto aparente, gerando índices de desempenho normalizados. Estes índices, analisados em detalhes no capítulo IV, independem da ordem do sistema e podem ser utilizados para apresentar o quão bem sintonizada se encontra determinada malha de controle. Entretanto, limita-se sua utilização a controladores PI, e geralmente aplica-se com maior

eficiência em sistemas com maior tempo morto. A importância destes índices é ressaltada quando se verifica que modernos procedimentos de avaliação de desempenho são centrados em conceitos diretamente associados ou derivados destes índices, como, por exemplo, o tempo de estabilização normalizado (SWANDA; SEBORG, 1999) e a integral do erro absoluto normalizada.

Controladores PI podem ser utilizados segundo um modelo abreviado por *Internal Model Control* - IMC ou modelo interno para controle cuja a função de transferência é apresentada pela equação 2.38, onde o parâmetro de sintonia se limita apenas a τ_c .

$$G_c(s) = \frac{(\tau s + 1)}{K(\tau_c + L)s} \quad (2.38)$$

Muitos dos métodos de sintonia para controladores PI, como o método de sintonia Lambda (BIALKOWSKI, 1996) (FRUEHALF; CHEN; LAURITSEN, 1994) (CHIEN; FRUEHALF, 1990) e o método da síntese direta (SEBORG; EDGAR; MELLICHAMP, 1989) foram desenvolvidos utilizando este modelo. Muitos estudos adicionais têm sido realizados nos últimos anos a respeito da análise de desempenho utilizando-se o IMC-PI, principalmente no tocante a aplicações de indústrias químicas. Rivera (RIVERA; MORARI; SKOGESTAD, 1986) apontam que o parâmetro de sintonia τ_c deve ser escolhido de forma que o critério IAE seja mínimo.

2.8.1 Tempo de estabilização normalizado

O tempo de estabilização normalizado é a razão entre o tempo de estabilização e o tempo morto, levantado a partir da função de transferência aproximada do sistema. Deve-se lembrar que t_s é definido para a saída oscilando em torno do parâmetro α sendo importante para caracterizar a velocidade de resposta de uma determinada malha à mudanças de referência. Portanto, o tempo de estabilização normalizado leva em consideração essa velocidade em relação ao tempo morto apresentado pelo sistema, tornando esse índice mais eficiente do que t_s .

$$T_s \equiv \frac{t_s}{L} \quad (2.39)$$

2.8.2 IAE normalizado

O índice a ser utilizado, muito comumente em modelo IMC-PI é o IAE. Pode-se adaptá-lo para levar-se em consideração o tempo de atraso aparente e a mudança no valor da referência, gerando, assim, o índice de desempenho Integral do erro absoluto normalizado - *Integral Absolute Error dimensionless* - IAE_d. Este índice é definido como:

$$IAE_d \equiv \frac{IAE}{|r_o|L} \quad (2.40)$$

onde r_o representa a amplitude de variação da referência.

2.9 Conclusões

Foram mostrados, neste capítulo, os índices de desempenho que serão utilizados para caracterizar as malhas de controle no ambiente desenvolvido, fazendo-se assim um processo de auditoria sobre elas. Os índices baseados no erro e sinais da malha de controle, como o sinal de saída e o sinal de controle, serão desenvolvidos para mudanças de referência e/ou distúrbios determinísticos como o degrau, e espera-se que apresentem valores minimizados, para um bom comportamento relativo das malhas. Já os índices baseados na resposta dinâmica de uma malha de controle à mudança na referência também qualificam, como os métodos anteriores, uma malha bem sintonizada, mas não utiliza distúrbios para mensurá-los, tratando-se, assim, de uma outra metodologia a ser utilizada. No Capítulo IV, será discutida uma sistemática baseada nos índices temporais (tempo de estabilização) para a melhoria do desempenho de uma malha de controle, cujo índices não sejam favoráveis, constituindo, assim, uma ferramenta para melhoria na resposta da malha, em caso de mudanças na referência.

3 *Apresentação do ambiente*

O ambiente, desenvolvido em Linguagem C++, orientada a objetos, plataforma C++Builder, visa proporcionar treinamento de algumas técnicas de sintonia para controladores PID em sistemas SISO, bem como efetuar medidas de desempenho e ações corretivas com objetivo de realizar melhorias no desempenho dessas malhas, quando sujeitas à mudança na referência e a presença de distúrbios.

Todas estas técnicas serão empregadas em modelos matemáticos de processos industriais mais comuns, na forma de equações a diferenças. Primeiramente, os processos simulados serão modelados em espaço de estados, e discretizados para implementação computacional e controlados por um modelo PID digital. Os processos utilizados para a construção deste ambiente são baseados em modelos industriais, sendo, assim, os mais representativos com relação a maioria dos equipamentos utilizados.

As medidas de desempenho serão efetuadas em tempo real, ou seja, à medida em que os processos forem sendo simulados os parâmetros de desempenho são calculados.

Serão apresentados, neste capítulo, o ambiente desenvolvido e os resultados para alguns sistemas simulados.

3.1 Processos referenciais para sintonia e avaliação de controladores

A literatura destaca diversos processos referenciais que reproduzem dinâmicas com complexidades e não-linearidades específicas e correntes em ambientes industriais (ISERMANN, 1981) (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2000). Para o ambiente de simulação foram selecionados quatorze processos dentre os padrões sugeridos por Åström e Isermann. Apresentam-se a seguir estes sistemas referenciais, bem como as suas características, complexidades, não-linearidades e aplicabilidades.

3.1.1 Processo de primeira ordem

Processo simples, porém altamente disseminado nos ambientes industriais, como motores de pequeno porte. O que determina sua dinâmica é o ganho estático k e a constante de tempo do sistema τ .

$$G_p(s) = \frac{k}{(1 + \tau s)} \quad (3.1)$$

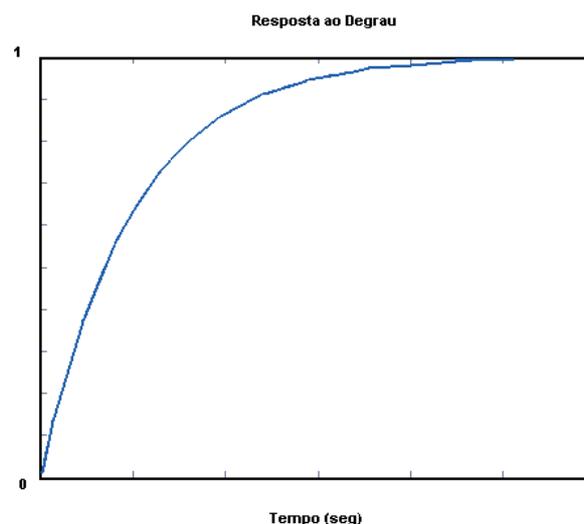


Figura 10: Resposta ao degrau para o processo de primeira ordem com constante de tempo unitária.

3.1.2 Processo de segunda ordem

Possui uma dinâmica de segunda ordem com características oscilatórias ou não oscilatórias, dependendo dos valores dos pólos. Trata-se de processos também amplamente disseminados no ambiente industrial. Os parâmetros de ajuste são os tempos T_1 , T_2 e o ganho estático k .

$$G_p(s) = \frac{k}{(1 + T_1s)(1 + T_2s)} \quad (3.2)$$

Por produzirem dinâmicas bem disseminadas no ambiente industrial são relevantes para testes de sintonia e avaliação de desempenho.

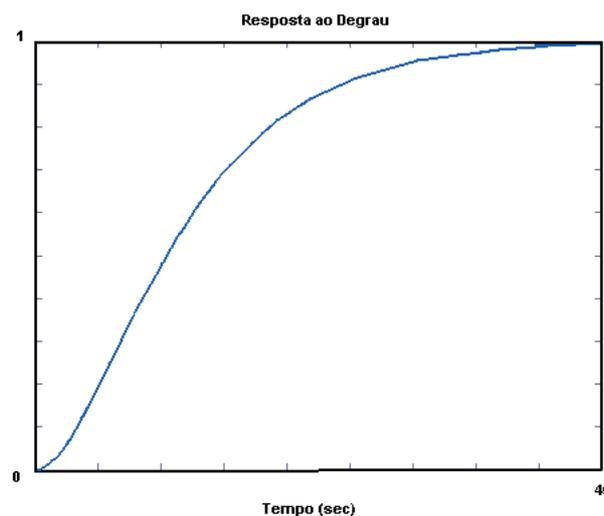


Figura 11: Resposta ao degrau para o processo de segunda ordem com $k = 1$, $T_1 = 7,5$; $T_2 = 5$.

3.1.3 Processo de segunda ordem de fase não-mínima

Possui uma característica de fase não-mínima, com zero no semi-plano direito do espaço s , cujo o exemplo mais conhecido é o da turbina hidráulica. Quando se aplica um degrau na entrada deste processo o mesmo tende a apresentar uma resposta inversa à entrada, rastreado a referência a seguir. Os parâmetros a serem escolhidos são: os tempos T_1 , T_2 e o ganho estático k .

$$G_p(s) = \frac{k(1 - T_1s)}{(1 + T_1s)(1 + T_2s)} \quad (3.3)$$

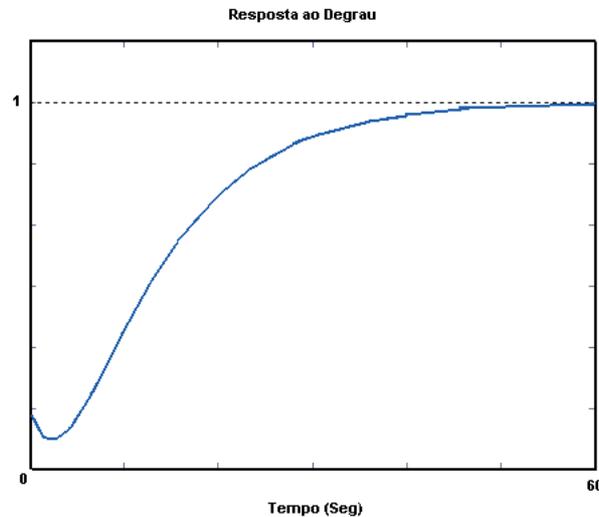


Figura 12: Resposta ao degrau para o processo de segunda ordem de fase não-mínima com $k = 1$, $T_1 = 4$; $T_2 = 10$.

3.1.4 Processo de terceira ordem com tempo morto ajustável

De forma semelhante ao processo anterior, apresenta características não-oscilatórias porem seu tempo morto pode ser ajustado pelo usuário. Seus parâmetros são: T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_t e o ganho estático k , o que permite a seleção de dinâmicas variadas.

$$G_p(s) = \frac{k(1 + T_4s)}{(1 + T_1s)(1 + T_2s)(1 + T_3s)} e^{-T_t s} \quad (3.4)$$

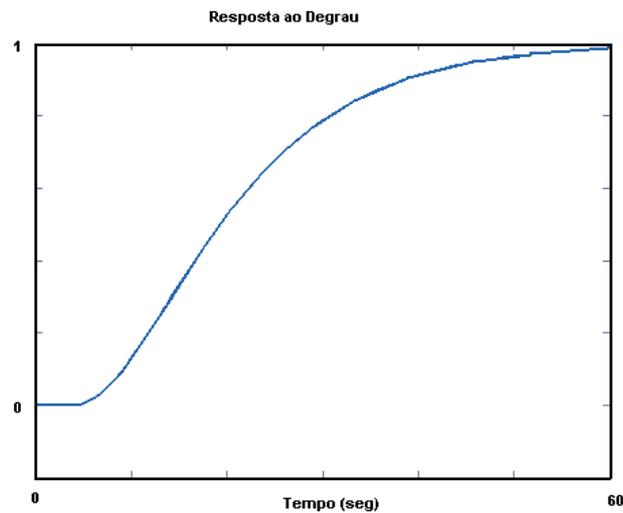


Figura 13: Resposta ao degrau para o processo de terceira ordem com tempo morto ajustável com $k = 1$, $T_1 = 10$; $T_2 = 7$; $T_3 = 3$; $T_t = 4$.

3.1.5 Processo de pólos múltiplos e iguais

É representado pela seguinte função de transferência:

$$G_p(s) = \frac{1}{(s + 1)^n} \quad (3.5)$$

onde n define a ordem do processo. Aström sugere a adoção de n variando em 1, 2, 3, 4 e 8. Serão utilizados valores de n até 4. Trata-se de processo muito comum em malhas de controle. Para $n = 1$ e $n = 2$ pode ser controlado facilmente utilizando-se controladores PI ou PID. Para $n \geq 3$, tem-se um processo caracterizado com longo tempo morto, que aumenta a dificuldade da utilização de controladores PID convencionais. Tem sido empregado em vários testes e simulações de processos de controle, tanto no âmbito acadêmico como industrial. Apresentam-se, nas figuras 14 e 15, as respostas ao degrau, variando-se N .

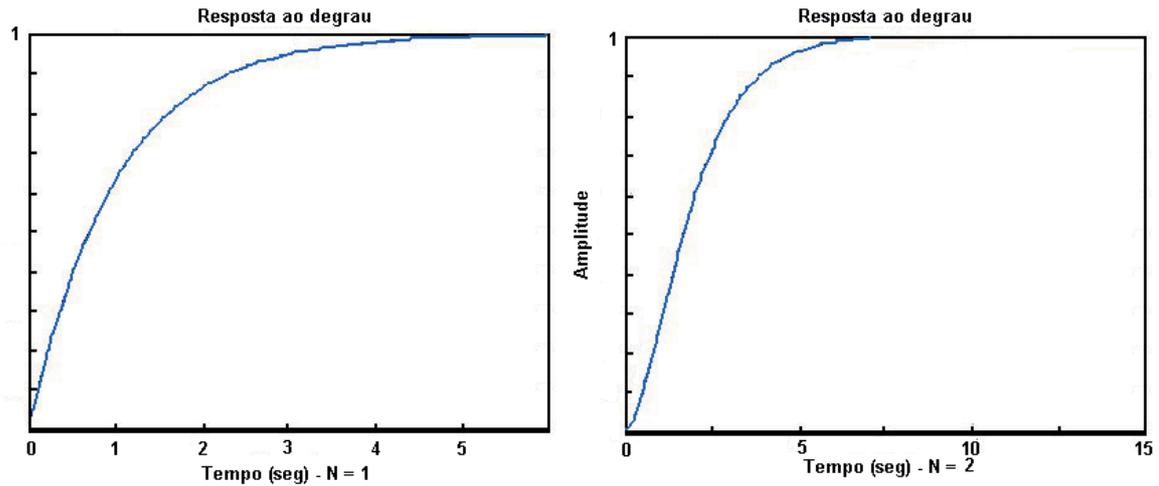


Figura 14: Resposta ao degrau para o processo de pólos múltiplos, para $N = 1$ e $N = 2$.

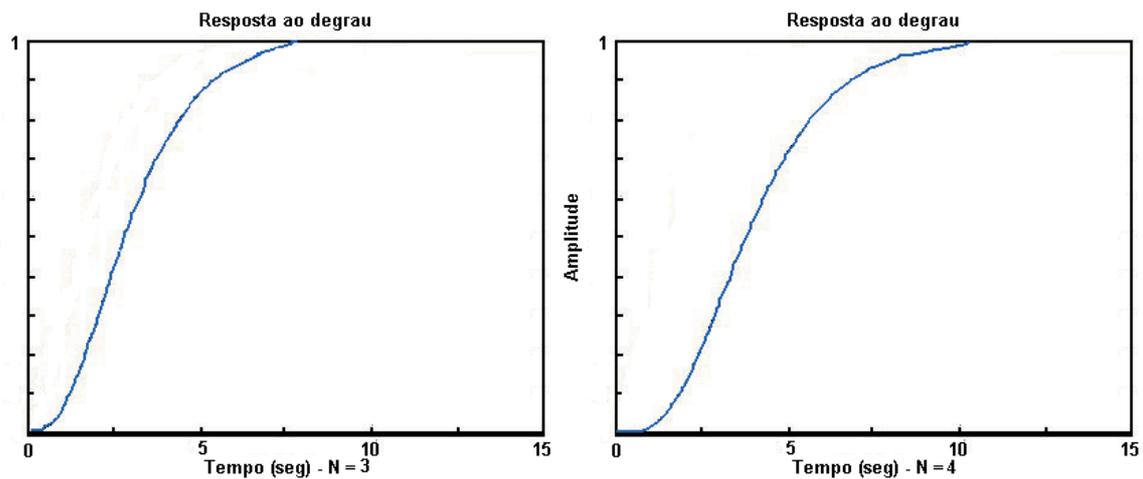


Figura 15: Resposta ao degrau para o processo de pólos múltiplos, para $N = 3$ e $N = 4$.

3.1.6 Processo de quarta ordem

Este processo apresenta quatro pólos distintos, determinados a partir do parâmetro α . Para pequenos valores de α pode ser controlado com razoável facilidade por controladores PI ou PID. Contudo, para $\alpha = 1$ o processo se torna idêntico ao anterior para $n = 4$. Nota-se que um aumento de α gera dificuldades crescentes para os controladores PID convencionais. Sua função de transferência é explicitada

como se segue abaixo:

$$G_p(s) = \frac{1}{(s+1)(\alpha s+1)(\alpha^2 s+1)(\alpha^3 s+1)} \quad (3.6)$$

onde α assume os seguintes valores: 0,1; 0,2; 0,5 e 1.

A figura 16 apresenta as respostas ao degrau para α igual a 0,2 e 0,5.

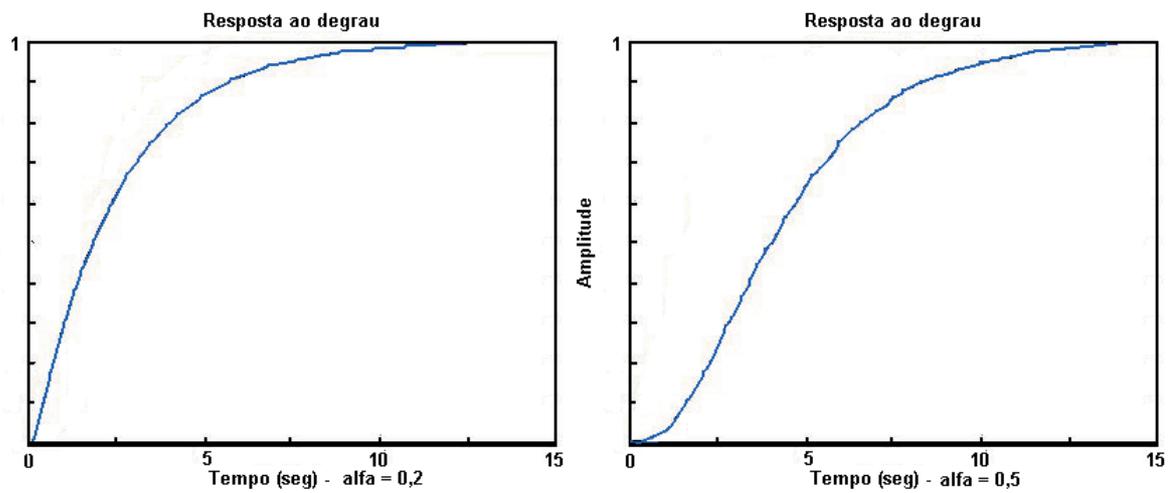


Figura 16: Resposta ao degrau para o processo de quarta ordem, para $\alpha = 0,2$ e $0,5$.

3.1.7 Processo com três pólos iguais e zero no semi-plano direito

Caracteriza-se por possuir três pólos iguais e um zero no semi-plano direito no espaço s . O desempenho deste processo em uma malha realimentada está condicionado ao parâmetro α . A dificuldade do seu controle aumenta com o crescimento do parâmetro α . Aström sugere utilizar valores de α igual a: 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2 e 5.

$$G_p(s) = \frac{1 - \alpha s}{(s+1)^3} \quad (3.7)$$

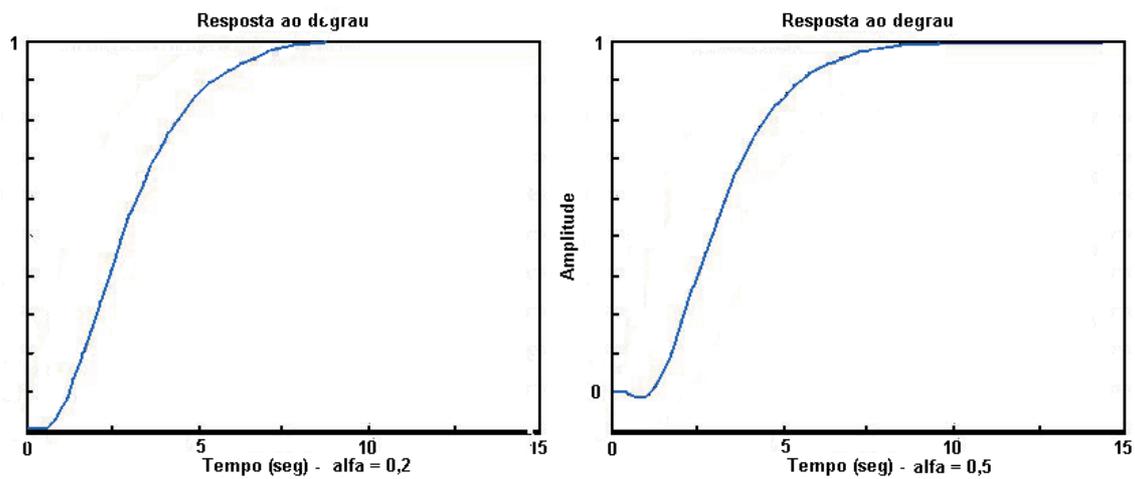


Figura 17: Resposta ao degrau para o processo de três pólos iguais, para $\alpha = 0,2$ e $0,5$.

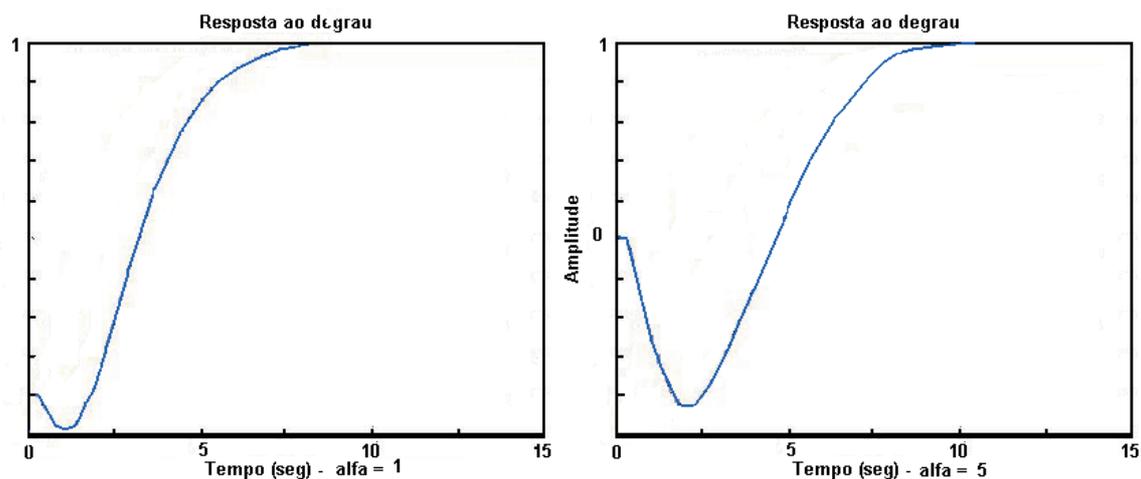


Figura 18: Resposta ao degrau para o processo de três pólos iguais, para $\alpha = 1$ e 5 .

3.1.8 Processo de primeira ordem com tempo morto

É um processo clássico utilizado em muitas investigações relacionadas ao controle PID. Possui dois parâmetros relacionados que são a constante de tempo do processo τ e o tempo morto L . Neste caso adotar-se-á $L = 1$. Este sistema se reduz a um tempo de atraso puro para $\tau = 0$. Muitos métodos de sintonia utilizam como base referencial este processo. No presente trabalho foram adotados os seguintes

valores para τ : 0; 0,1; 0,2; 0,5; 2; 5; 10. A figura 19 representa as respostas ao degrau para τ igual a 0,5; 2 e 10.

$$G_p(s) = \frac{1}{(\tau s + 1)} e^{-s} \quad (3.8)$$

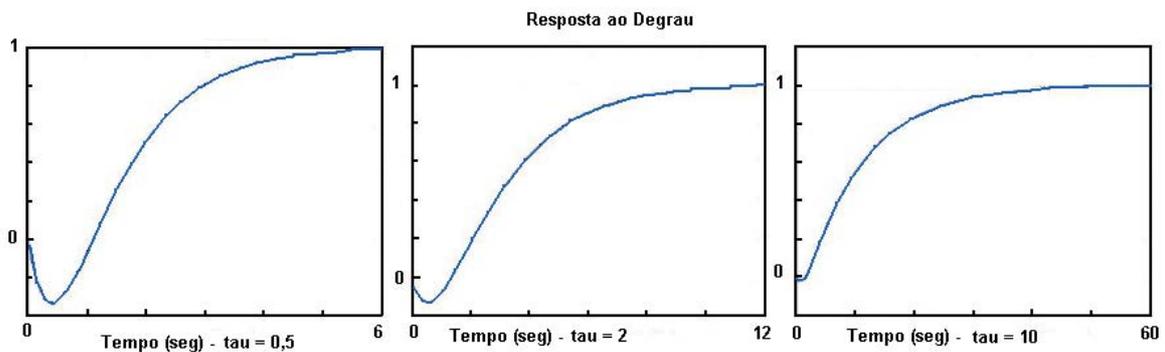


Figura 19: Resposta ao degrau para o processo de primeira ordem com tempo morto, para $\tau = 0,5; 2$ e 10 .

3.1.9 Processo de segunda ordem com tempo morto

Similar ao sistema anterior, apresentando, entretanto, dinâmica de segunda ordem e reduzindo-se a um puro atraso de tempo para $\tau = 0$. Valores comuns para a constante de tempo do sistema: $\tau = 0; 0,1; 0,2; 0,5; 2; 5; 10$.

$$G_p(s) = \frac{1}{(\tau s + 1)^2} e^{-s} \quad (3.9)$$

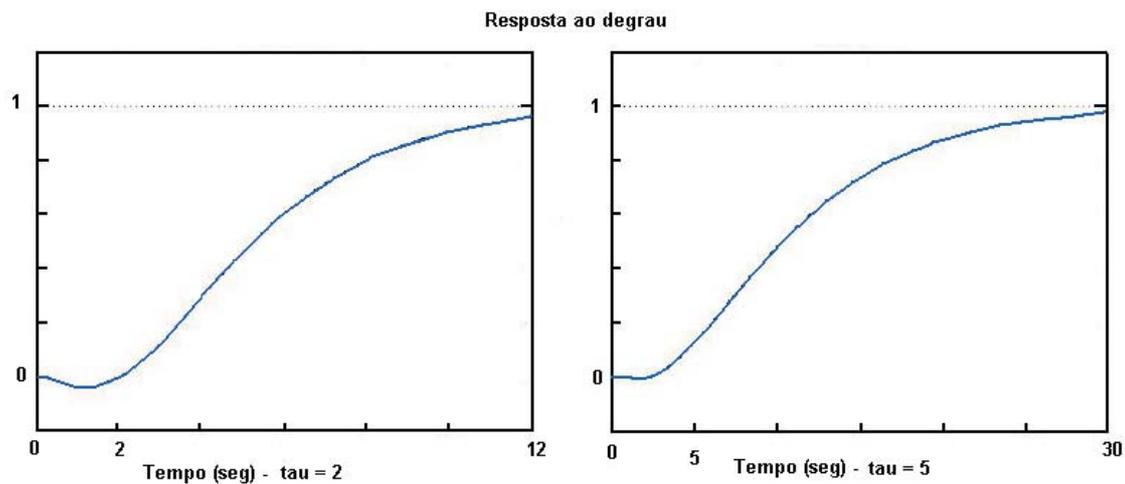


Figura 20: Resposta ao degrau para o processo de segunda ordem com tempo morto, para $\tau = 2$ e 5 .

3.1.10 Processo com características dinâmicas assimétricas

A principal característica deste sistema é a ocorrência simultânea de duas dinâmicas distintas. A dinâmica principal do sistema é rápida com constante de tempo igual a 1 e um ganho moderado também igual a 1. Possui um pólo que proporciona dinâmica lenta e um ganho elevado igual a 10. Métodos de sintonia mais simples como os baseados na resposta ao degrau normalmente não conduzem a um bom desempenho dos controladores, pois estimativas de ganho e constante de tempo para sua sintonia não estarão bem explicitadas. Sua formulação será:

$$G_p(s) = \frac{100}{(s+10)^2} \left(\frac{1}{s+1} + \frac{0,5}{s+0,05} \right) \quad (3.10)$$

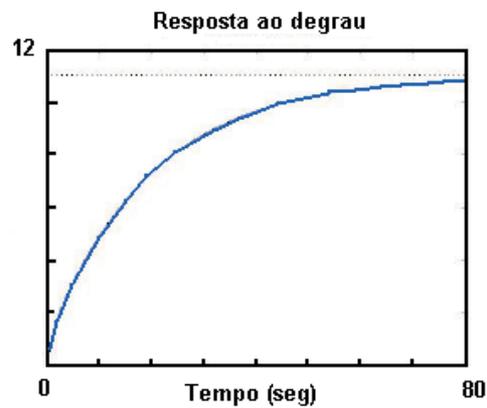


Figura 21: Resposta ao degrau para o processo com dinâmicas assimétricas.

3.1.11 Processo condicionalmente estável

Baseado na resposta ao degrau unitário este sistema possui um tempo de atraso de aproximadamente 0,1 segundos. Até dois segundos possui um tempo de subida elevado, mas acima deste tempo torna-se lento em sua resposta. Possui ganho estático igual a 11, e devido às características descritas, a estabilidade da malha estará condicionada ao ajuste dos controladores.

$$G_p(s) = \frac{(s + 6)^2}{s(s + 1)^2(s + 36)} \quad (3.11)$$

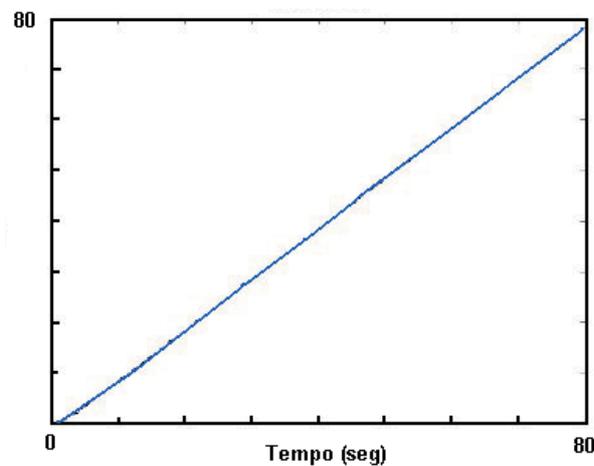


Figura 22: Resposta ao degrau para o processo condicionalmente estável.

3.1.12 Processo oscilatório

Processos deste tipo, com baixa relação de amortecimento, são bons candidatos para sintonia e avaliação de controladores PID, cujo desempenho se relaciona diretamente com ω_0 , crescendo diretamente com este valor. Seu desempenho pode ser melhorado drasticamente atuando-se sobre os parâmetros PID. Os valores sugeridos para ζ e ω_0 são: $\zeta = 0, 1$, $\omega_0 = 1, 2, 5$ e 10 . A figura 23 demonstra o comportamento deste processo com a variação de ω_0 .

$$G_p(s) = \frac{\omega_0^2}{(s+1)(s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2)} \quad (3.12)$$

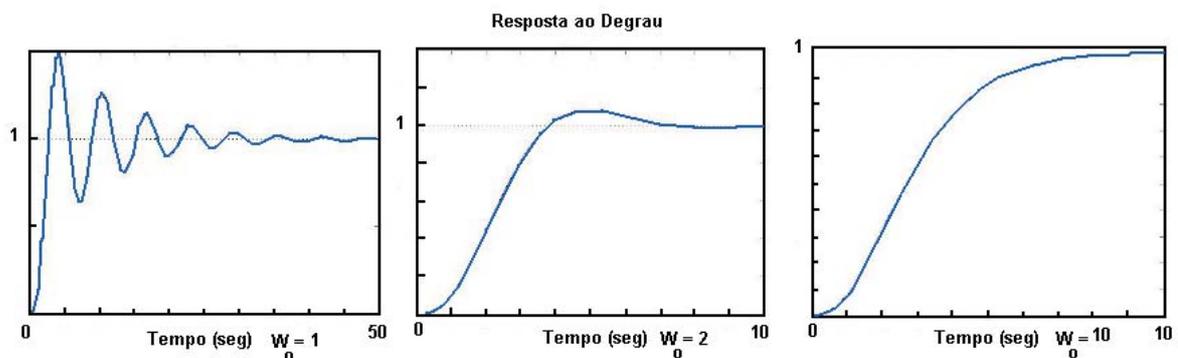


Figura 23: Resposta ao degrau para o processo oscilatório, diversos valores para ω_0 .

3.1.13 Processo instável

O processo, neste caso, é inerentemente instável. Exemplos podem ser encontrados no pêndulo invertido e alguns reatores químicos. Um cuidado especial necessário nestes processos se relaciona à saturação de elementos atuadores por esforço excessivo do controle.

$$G_p(s) = \frac{1}{s^2 - 1} \quad (3.13)$$

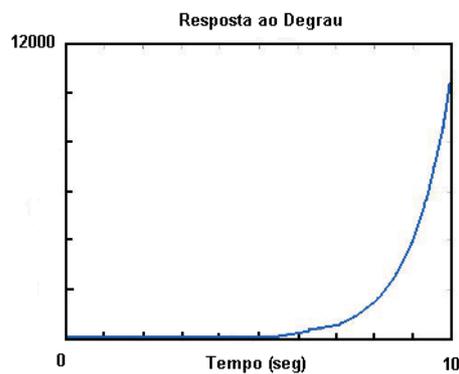


Figura 24: Resposta ao degrau para o processo instável.

3.1.14 Processo de primeira ordem mais tempo morto com a presença de integrador

Similar ao processo de primeira ordem mais tempo morto, mas possui uma dinâmica determinada por um pólo na origem, gerando instabilidade e ocasionando dificuldade de controle.

$$G_p(s) = \frac{1}{s(\tau s + 1)} e^{-s} \quad (3.14)$$

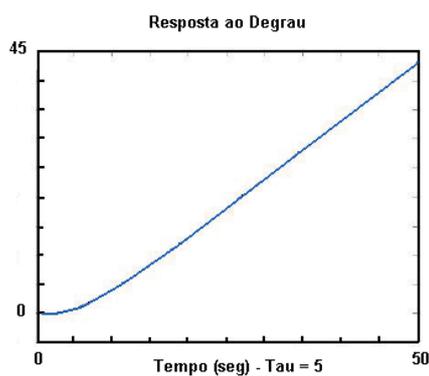


Figura 25: Resposta ao degrau para o processo de primeira ordem mais tempo morto com integrador.

3.2 Características do Ambiente Desenvolvido

Será apresentado a seguir uma descrição das características e facilidades proporcionadas pelo ambiente desenvolvido, bem como as ferramentas que disponibiliza. Esta apresentação busca mostrar o potencial do ambiente não só para utilização como ferramenta didática para operadores e alunos, mas inclusive como um sistema para avaliação de malhas de controle reais.

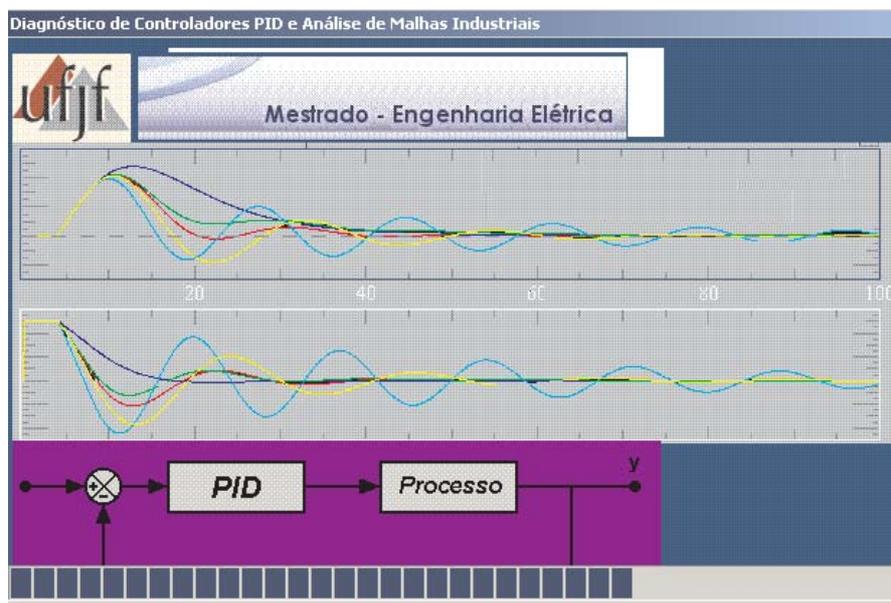


Figura 26: Tela inicial do Ambiente.

Após a tela inicial de abertura (figura 26) o ambiente disponibiliza as características gerais de cada processo, incluindo a aquisição de dados para análise de desempenho de processos reais (Figura 27 e 28).

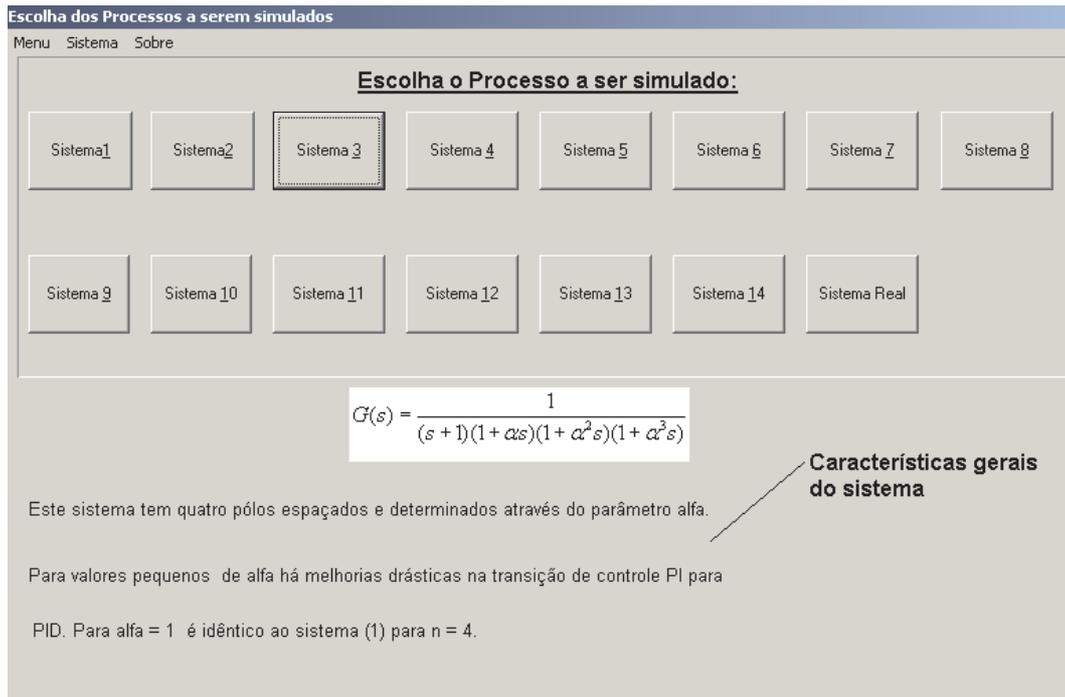


Figura 27: Tela para escolha do sistema a ser simulado, N = 1.

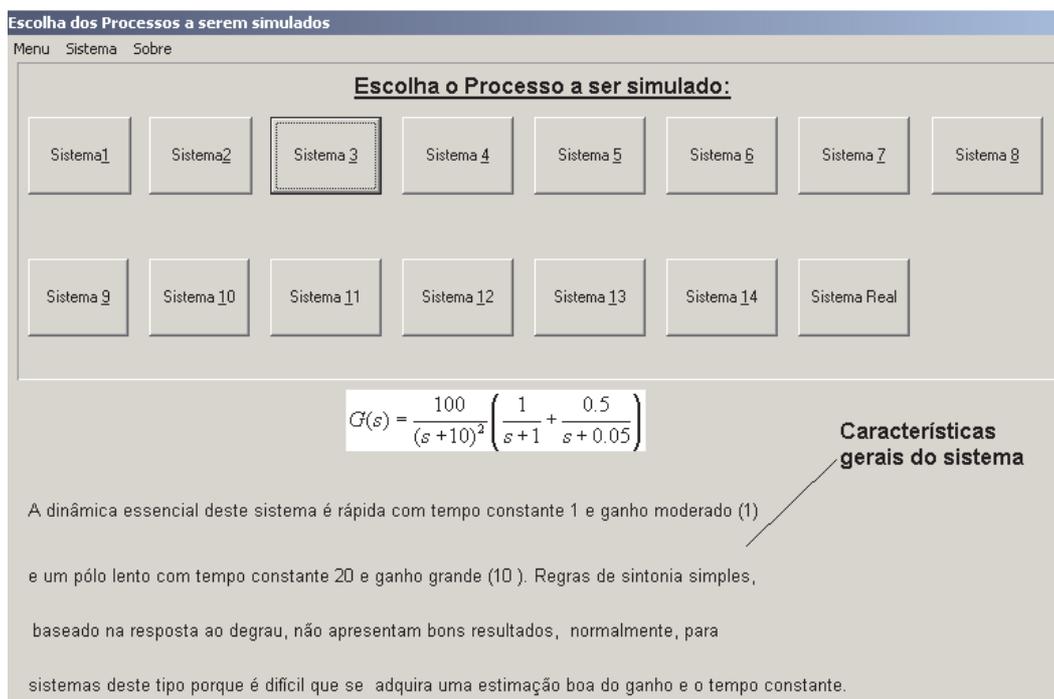


Figura 28: Tela para escolha do sistema a ser simulado, N = 2.

O ambiente de simulação é dotado de algumas ferramentas comuns à programação orientada a objetos. O ambiente possui botões para controle de simula-

ção, recursos de ajuste do valor da referência, ajuste dos parâmetros de sintonia, sintonia manual, auto-sintonia, régua de menu (configuração, sintonia, menu principal, credits e help), acesso aos índices de desempenho, modelo aproximado do processo, modelo real do processo, escolha dos parâmetros do processo, entre outros. Na figura 29, pode-se observar as ferramentas inerentes à tela de simulação de um processo. Os outros processos integrantes do ambiente possuem tela similar, com poucas alterações, de forma que a descrição será praticamente a mesma.

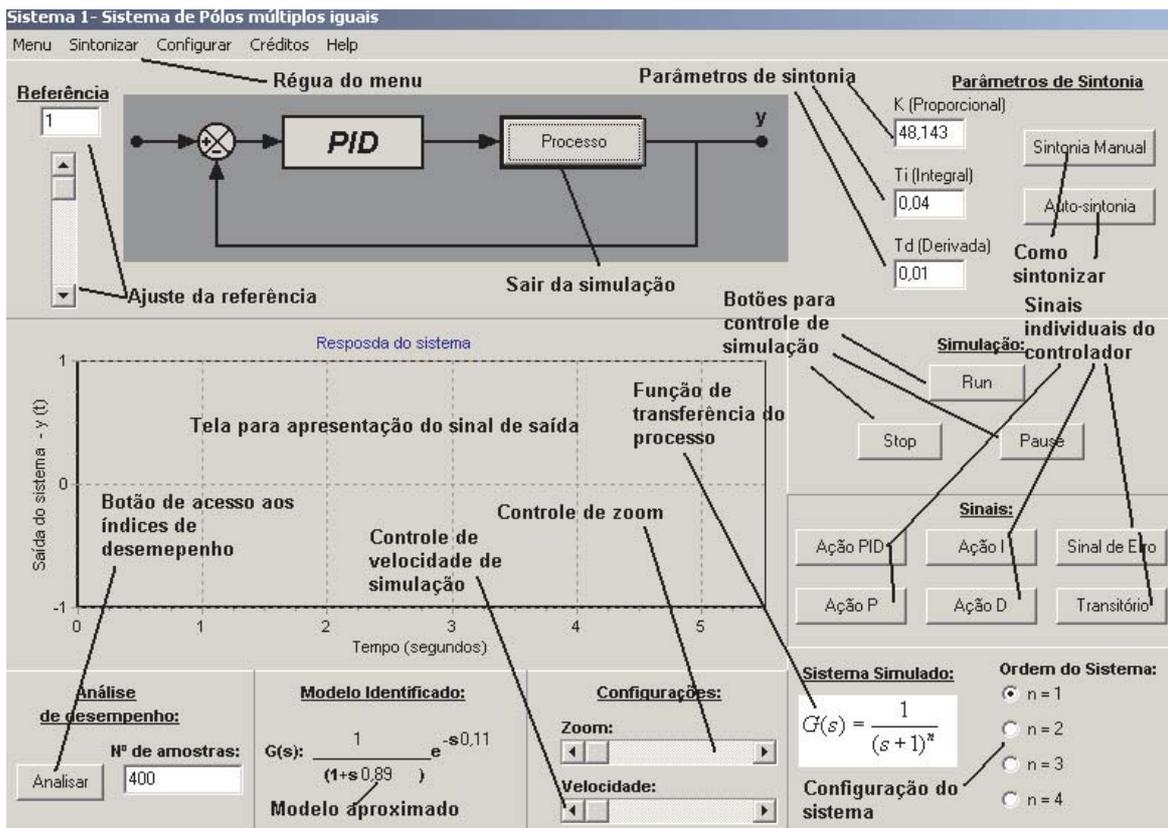


Figura 29: Ferramentas integrantes a tela de simulação.

Os botões de controle de simulação tem como objetivo dar início à simulação (Run), pausar ou reiniciar a simulação (pause/resume) e parar a simulação (Stop). O botão Processo possibilita sair do processo que está sendo simulado e escolher outro processo.

Identifica-se, ainda, na tela de simulação o modelo aproximado (obtido pela identificação do sistema pelo método de relé ou degrau) do processo a ser controlado e a função de transferência real do processo. Junto a essa função de transfe-

rência tem-se a configuração do processo a ser simulado que varia em função do processo, conforme descrições feitas no início do capítulo.

O ajuste da referência pode ser efetuado de duas formas, sendo a primeira por uma barra de rolagem e a segunda por um valor digitado dentro da caixa de texto específica. É interessante ressaltar que valores negativos de referência não são aceitos, e caso ocorra o ambiente automaticamente recoloca um valor unitário nesta caixa.

Os parâmetros PID podem ser ajustados de três formas: manualmente pelas caixas de texto específicas, através de sintonia manual (pressionando-se o botão de sintonia manual), que abrirá uma outra tela (tela de sintonia manual), ou ainda através de auto-sintonia. Na figura 30 apresenta-se a tela de sintonia manual.

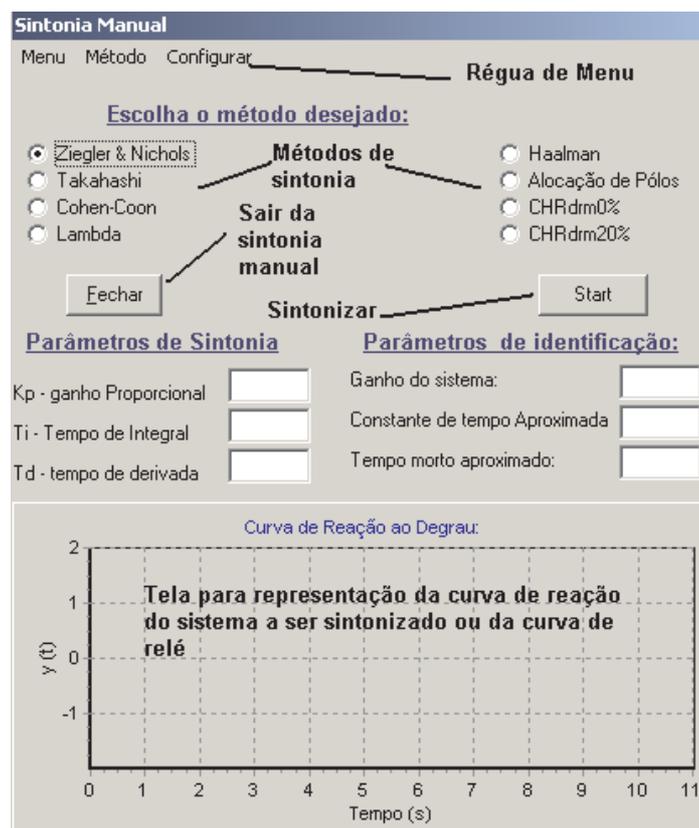


Figura 30: Tela para sintonia manual.

A figura 30 mostra as possibilidades de escolha dos métodos de sintonia pelos *radio-buttons* ou pelo menu, sendo que o início dos cálculos dos parâmetros de sintonia ocorre pelo botão Start. Para se calcular os parâmetros de sintonia

utiliza-se dois métodos de identificação do sistema, o método do degrau e o método de relé. Ao pressionar-se o menu-configurar da tela de sintonia manual, aparecerá uma outra tela para que se proceda a configuração(figura 31).

Configurar indentificação

Escolha a identificação

Sintonia a Relé

Sintonia Degrau

Cohen-Coon Lambda

Haalman Alocação de Pólos CHRdrm0% CHRdrm20%

Parâmetros de Sintonia

Kp - ganho Proporcional

Ti - Tempo de Integral

Td - tempo de derivada

Parâmetros de identificação:

Ganho do sistema:

Constante de tempo Aproximada

Tempo morto aproximado:

Curva de Reação ao Degrau:

y (t)

Tempo (s)

Figura 31: Tela de configuração do método de identificação.

As figuras 32 e 33 apresentam as respectivas curvas para os métodos de identificação por degrau e por relé.

Observa-se no ambiente (figura 29) controles de velocidade de simulação e zoom vertical. Vale ressaltar que o maior valor representado na tela de sinais é 25 e o mínimo é 1, de acordo com esse ajuste.

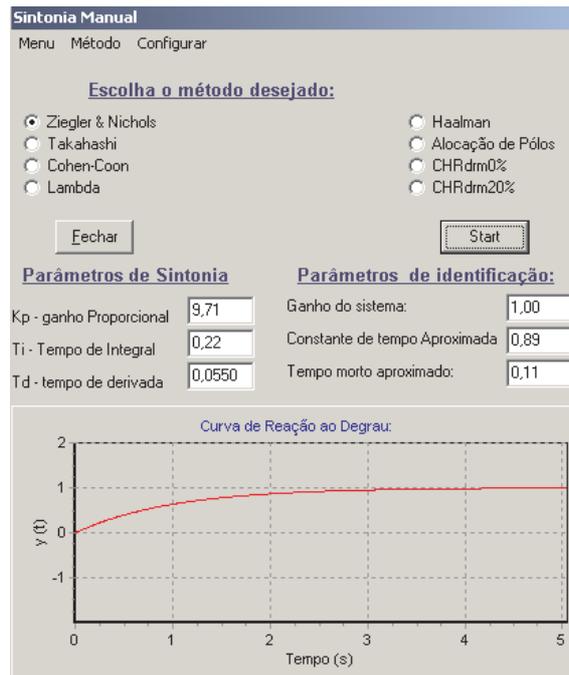


Figura 32: Curva para identificação e sintonia para o método do degrau.

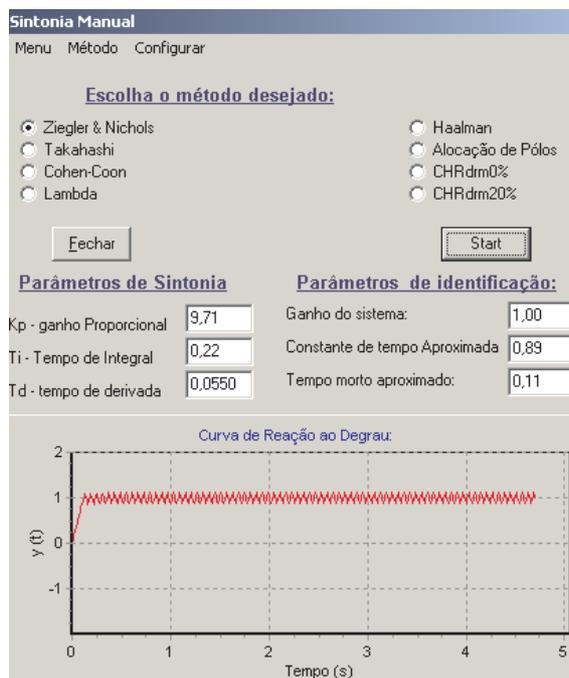


Figura 33: Curva para identificação e sintonia para o método do relé.

É possível ajuste de *zoom* horizontal, para fins de visualização do sinal, bastando que se pressione com o mouse, da esquerda para a direita e de cima para baixo, sobre a área em que se deseja ampliar (figuras 34 e 35).

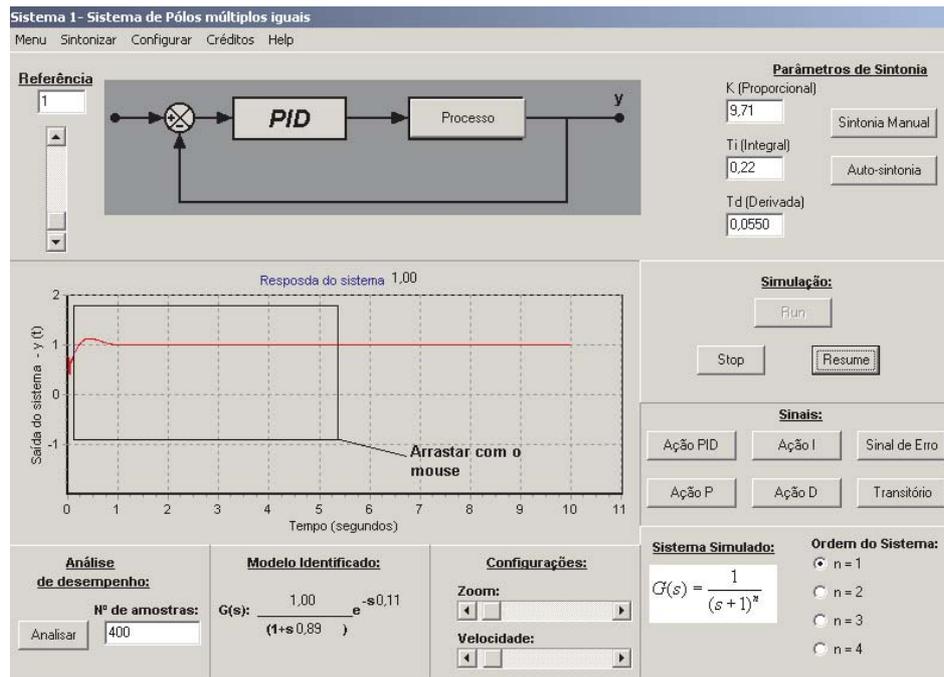


Figura 34: Sinal de saída de uma malha de controle sem zoom.

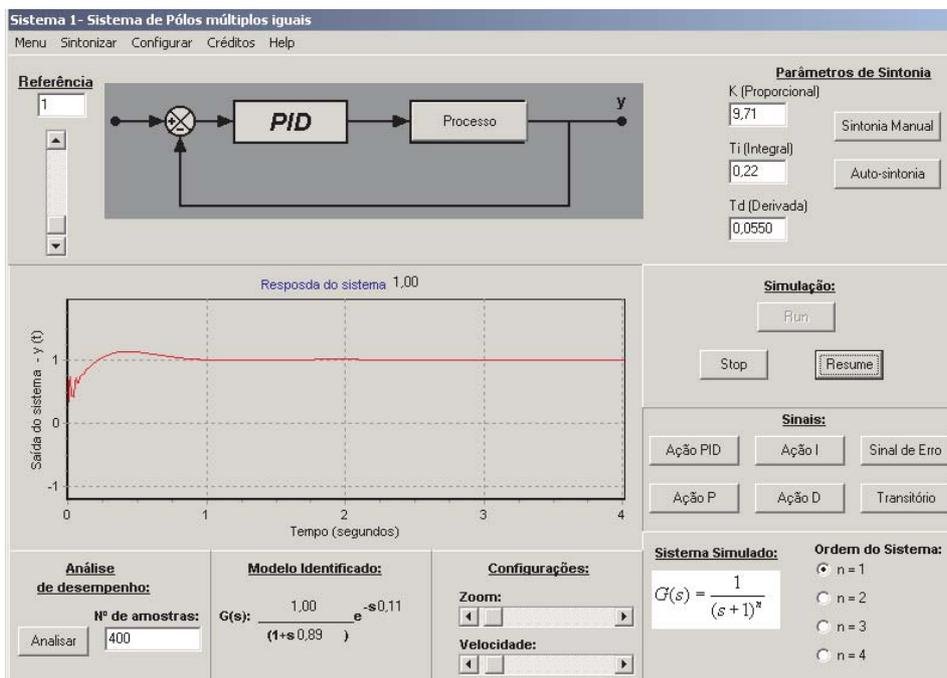


Figura 35: Sinal de saída de uma malha de controle com zoom.

No processo de auto-sintonia é possível a utilização dos métodos de identificação do degrau e de relé, bastando acessar pelo menu - método de identificação. Se a opção for pelo método de relé os parâmetros ganho e período críticos são

transformados em um modelo FODT, conforme equação 2.1. Caso a identificação ocorra pela auto-sintonia, será adotado um dos métodos já discutidos, onde a configuração ocorre pelo menu - configurar método de auto-sintonia, aparecendo a caixa de configuração de acordo com a figura 36.

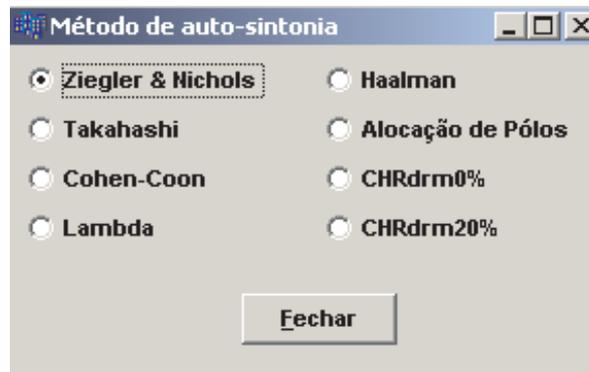


Figura 36: Janela de configuração do método de auto-sintonia.

Ao pressionar-se com o mouse os botões de sinais individuais do controlador (figura 29), a ação de controle PID pode ser visualizado como um todo ou de forma independente, ou seja, o sinal proporcional, integral e derivativo separadamente. É possível ainda observar o sinal de erro e o sinal transitório com mais detalhes:

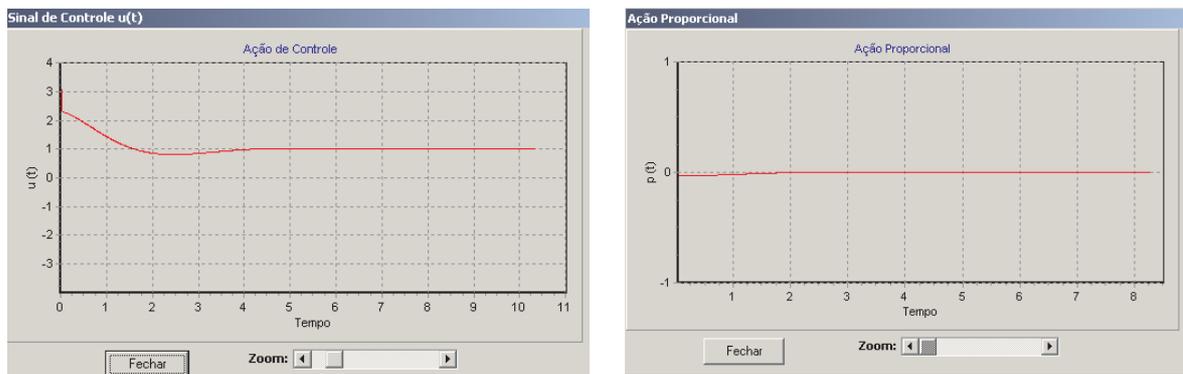


Figura 37: Sinal de controle - à esquerda e o sinal proporcional - à direita.

Caso se necessite visualizar melhor os sinais auxiliares do sistema (proporcional, PID, integral, etc.), utiliza-se o *zoom* vertical, disponível nas janelas individuais, ou o zoom horizontal, arrastando-se o mouse sobre a área relativa da curva.

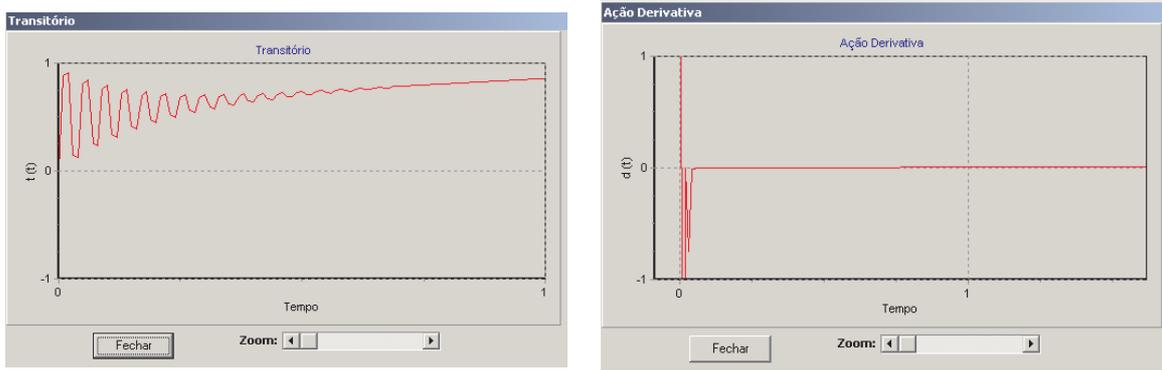


Figura 38: Sinal de transitório - à esquerda e o sinal derivativo - à direita.

Os índices de desempenho baseados na integral do erro, na média e variância do sinal estão relacionados ao número de amostras, que é determinado na tela principal do simulador (figura 29). Ao pressionar-se o botão "Analisar" tem-se o acesso a uma janela que apresenta os índices de desempenho medidos. Ao mover-se o mouse sobre os índices de desempenho apresenta-se, ao lado de suas caixas indicativas, um breve descritivo dos mesmos (figura 39).

Desempenho

<u>Índices de Desempenho:</u>		<u>Descritivo dos índices de desempenho:</u>	
I1: IAE	11,55	Somatório Var Saída	I6: 421,75
I2: ITSE	36,58	Settling Time (Seg)	I7: 0,17
I3: ISE	3,20	Settling Time Normalizado	I8: 1,55
Somatório Var Controle	I4: 10358,15	IAEd	I9: 1,24
Média do Controle	I5: 0,0050	Tempo de Atraso Norm.	I10: 0,12
Diagnóstico:			
Alta Performance!			
<u>Configuração do Distúrbio:</u>		<u>Mudança na Referência:</u>	
Amostra Inicial:	220	Amostra Inicial:	0
Amostra Final:	350	Amostra Final:	80
Valor do Distúrbio:	0,45	<u>Referência (Set-point):</u>	
<input type="button" value="Fechar"/>		Valor inicial:	2
<input checked="" type="radio"/> Sem distúrbio e mudança na referência <input type="radio"/> Mudança na referência <input type="radio"/> Presença de distúrbio <input type="radio"/> Mudança na referência + presença de distúrbio		Valor Final:	1
<input type="button" value="Melhorar Desempenho"/>			

Integral do erro quadrático

$$ISE = \int_0^T e^2(t) dt$$

Discrimina excessivamente sistemas superamortecidos de subamortecidos. Elimina o efeito do erro negativo.

Figura 39: Janela para configuração e medidas de desempenho.

Esta janela permite também configurar a forma pela qual os índices de de-

sempenho serão medidos, ou seja, sem distúrbio e mudança na referência, com distúrbio e/ou mudança na referência, sendo que as amostras em que o distúrbio e a mudança na referência ocorrem são selecionadas pelo usuário do ambiente em caixas específicas da figura 39. Caso o desempenho seja insatisfatório, em relação aos índices baseados no tempo de estabilização, essa janela permitirá que o usuário melhore o desempenho através do botão "melhorar desempenho" (figura 40). Nisto, abrirá uma outra janela (figura 41) que permitirá o cálculo de novos parâmetros de sintonia, levando-se em consideração o tempo de estabilização ótimo. Este botão somente será habilitado quando estiver sendo analisado o desempenho da malha de controle sem distúrbio e com mudança na referência.

Desempenho

Índices de Desempenho:

IAE	Somatório Var Saída
I1: 55,60	I6: 329,27
ITSE	Settling Time (Seg)
I2: 822,91	I7: 1,25
ISE	Settling Time Normalizado
I3: 29,36	I8: 11,36
Somatório Var Controle	IAEd
I4: 577,69	I9: 5,51
Média do Controle	Tempo de Atraso Norm.
I5: 0,0050	I10: 0,12

Diagnóstico:
Sintonia Razoável!

Configuração do Distúrbio:
Amostra Inicial: 220 Amostra Final: 350
Valor do Distúrbio: 0,45 **Fechar**

Mudança na Referência:
Amostra Inicial: 0 Amostra Final: 80
Referência (Set-point):
Valor inicial: 2 Valor Final: 1

Botão para Melhoria do Desempenho

Sem distúrbio e mudança no Set-point
 Mudança no Set-point
 Presença de distúrbio
 Mudança no Set-Point + presença de distúrbio

Melhorar Desempenho

Figura 40: Habilitação de um botão para melhoria do desempenho.

Melhorias na Performance	
Menu Calcular Help	
Parâmetros da Malha de Controle atual:	
Settling Time	1,25
Settling Time Normalizado	11,36
IAEd	5,51
Parâmetros ótimos de sintonia:	
Kp	2,66
Ti	0,14
Td	0,03
Parâmetros do Sistema:	
Tempo de atraso	0,11
Constante de tempo	0,89
Ganho Estático do sistema	1,00
Calcular Sugestões	
Atualizar Fechar	

Figura 41: Janela para o cálculo de k_p , T_i e T_d , baseado em valores ótimos de T_s .

Na próxima seção serão apresentados resultados de alguns processos discutidos em função dos métodos de sintonia selecionados.

3.3 Resultados dos sistemas simulados

Serão apresentados resultados dos processos que compõem o ambiente de simulação, para os diversos métodos de sintonia, bem como o acompanhamento dos índices de desempenho. Considerando o grande número de processos disponibilizados pelo ambiente, bem como as diversas opções de sintonia, os exemplos ilustrativos serão colhidos de apenas dois dos processos existentes. No tocante aos índices de desempenho, a análise do comportamento das malhas em questão utilizará o tempo de estabilização para cada malha, adotando-se uma classificação, como alto desempenho (AD), sintonia ruim (SR), sintonia razoável (SZ) ou resposta excessivamente lenta (EL). Essa classificação é discutida no capítulo IV. Será também analisado o comportamento da malha em questão sujeito a mudança ao degrau e à presença de distúrbios, verificando-se quantitativamente e qualitativamente os outros índices, como a variância do sinal de saída.

3.3.1 Análise sobre o processo de pólos múltiplos e iguais

Nas figuras 42 a 46 apresentam-se simulações para o processo de pólos múltiplos e iguais em alguns métodos de sintonia para $N=1$ e as figuras 47 a 51 apresentam a resposta do processo para $N=2$. Por se tratar de um processo de primeira ordem, em todos métodos de sintonia, com exceção do Lambda, têm-se um comportamento de alto desempenho da malha. Porém, para $N=2$ pode-se verificar que o método Lambda proporciona um desempenho ruim, embora não haja sobreelevação, pois a malha responde de forma lenta, diagnosticando, assim, uma sintonia razoável (SZ), permitindo a aplicações de técnicas para melhoria do desempenho da malha, o que será efetuado no capítulo IV.

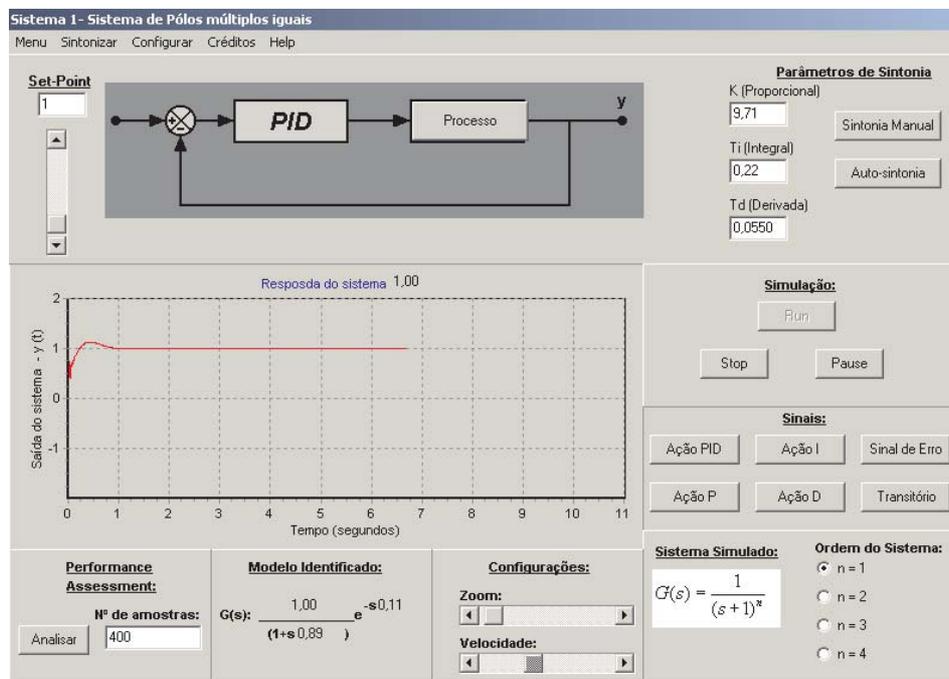


Figura 42: Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=1$, para o método de sintonia Ziegler e Nichols - $K_p=9,71$ - $T_i=0,22$ - $T_d=0,055$.

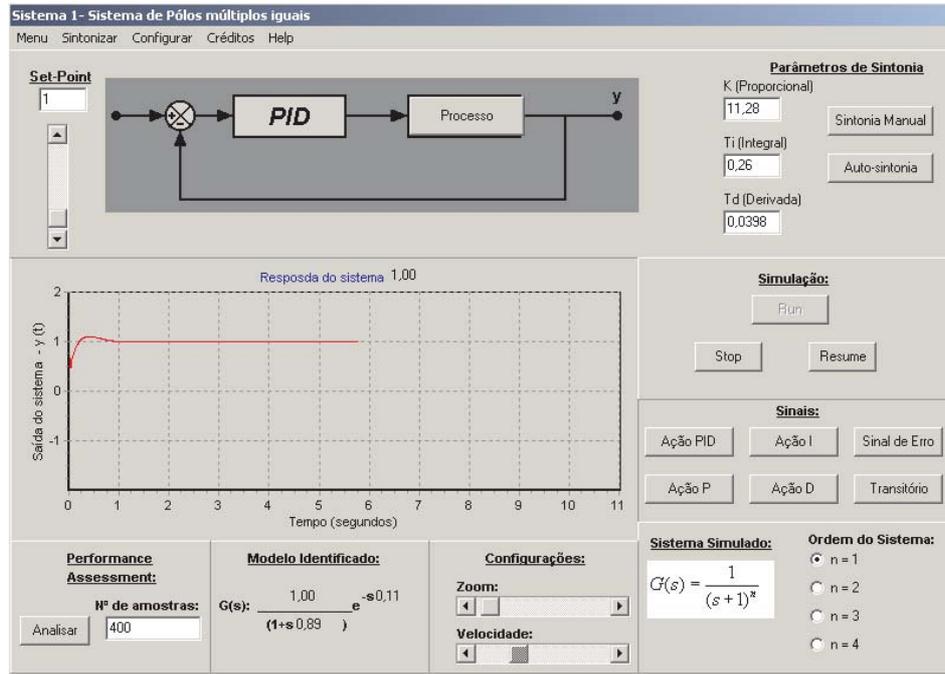


Figura 43: Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=1$, para o método de sintonia Cohen-Coon - $K_p=11,28$ - $T_i=0,26$ - $T_d=0,039$.

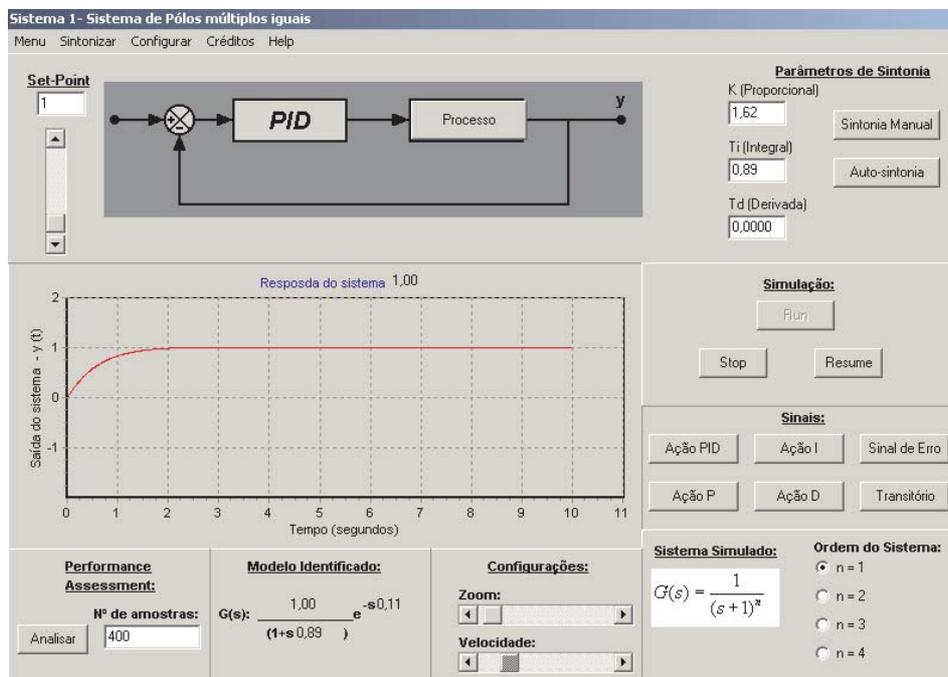


Figura 44: Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=1$, para o método de sintonia Lambda - $K_p=1,62$ - $T_i=0,89$ - $T_d=0$.

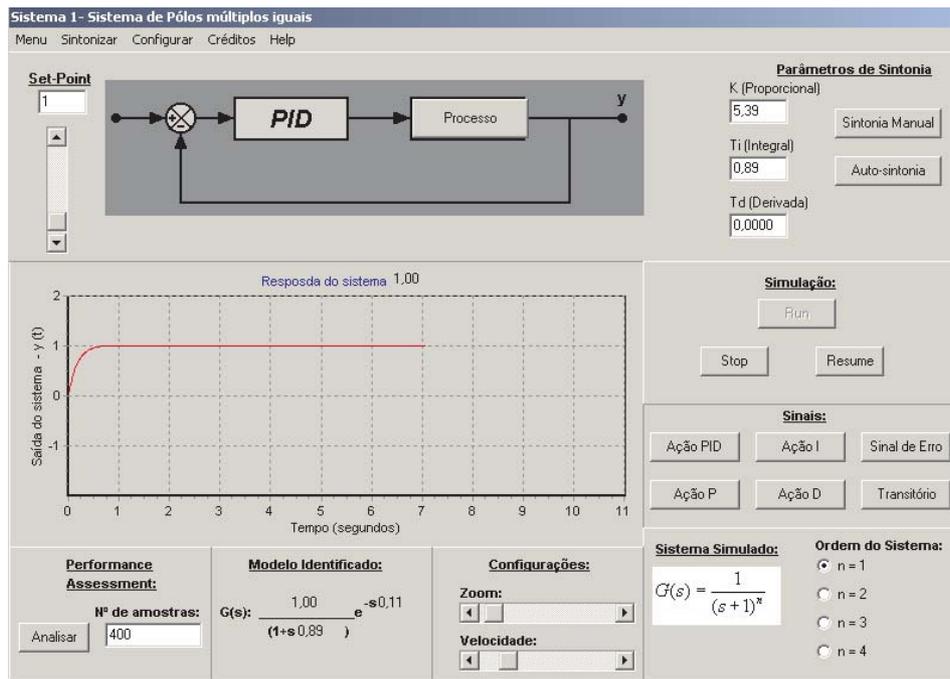


Figura 45: Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=1$, para o método de sintonia Haalman - $K_p=5,39$ - $T_i=0,89$ - $T_d=0$.

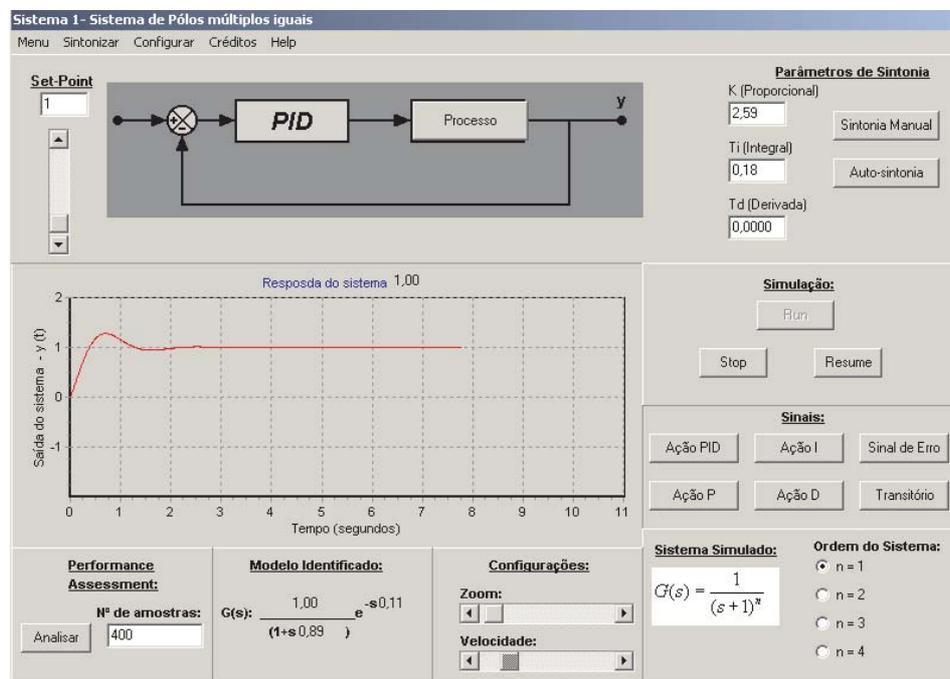


Figura 46: Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=1$, para o método de sintonia Alocação de Pólos - $K_p=2,59$ - $T_i=0,18$ - $T_d=0$ com $\zeta = 0,5$ e $\omega_0 = 4$.

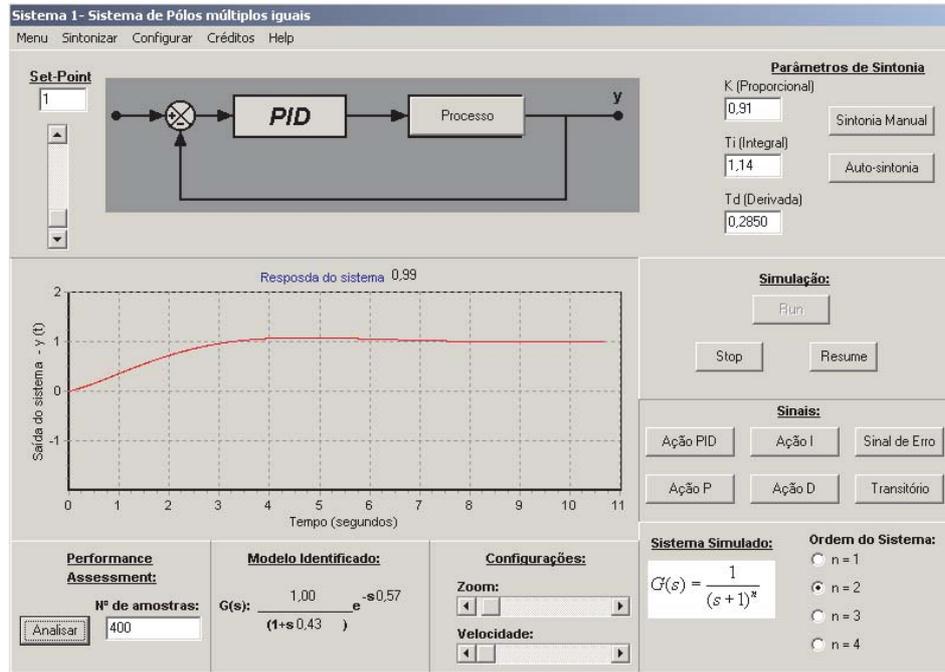


Figura 47: Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, para o método de sintonia Ziegler e Nichols - $K_p=9,71$ - $T_i=0,22$ - $T_d=0,055$.

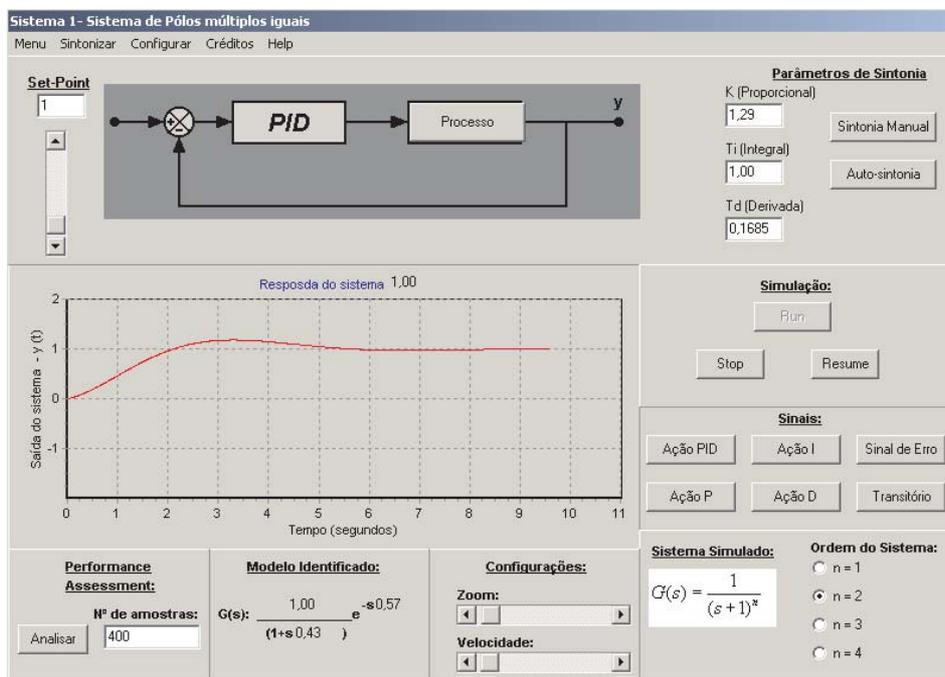


Figura 48: Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, para o método de sintonia Cohen-Coon - $K_p=11,28$ - $T_i=0,26$ - $T_d=0,039$.

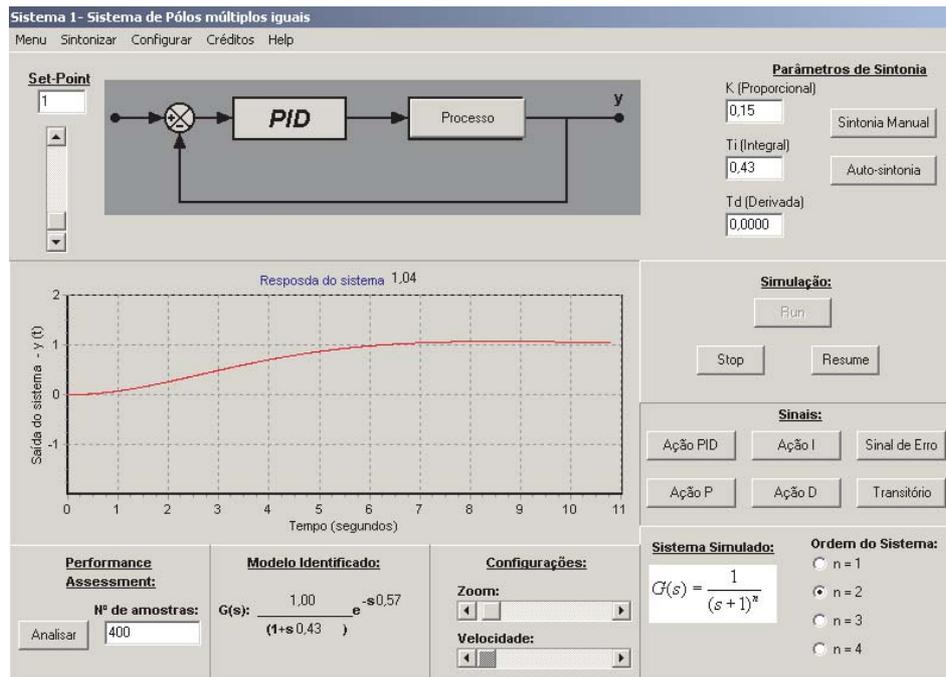


Figura 49: Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, para o método de sintonia Lambda - $K_p=1,62$ - $T_i=0,89$ - $T_d=0$.

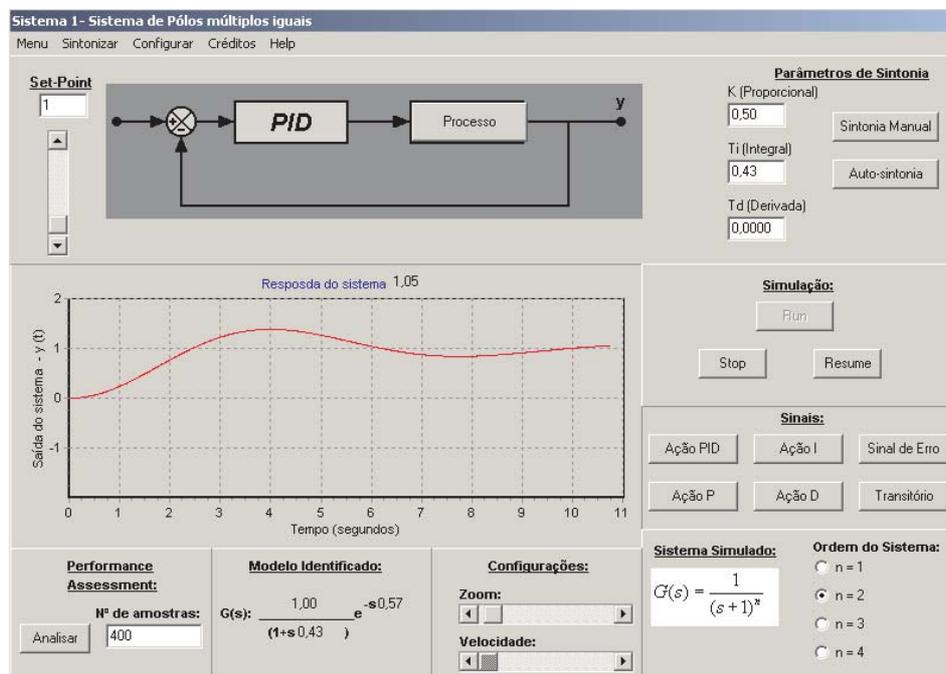


Figura 50: Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, para o método de sintonia Haalman - $K_p=5,39$ - $T_i=0,89$ - $T_d=0$.

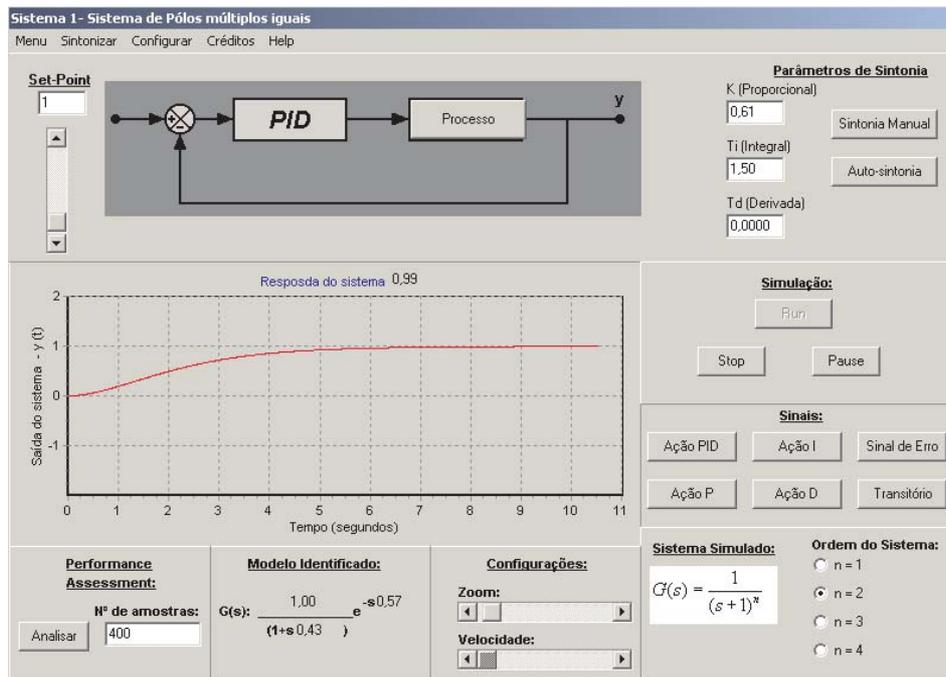


Figura 51: Simulação do processo de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, para o método de sintonia Alocação de Pólos - $K_p=2,59$ - $T_i=0,18$ - $T_d=0$ com $\zeta = 1,86$ e $\omega_0 = 0,97$.

Com base nas simulações apresentadas nas figuras 42 a 51 pode-se apresentar os seguintes índices de desempenho para 400 amostras, conforme tabelas 13 a 16.

Tabela 13: Índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, $N=1$, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

Ordem do Sistema	Método de sintonia	Índices				
		IAE	ITSE	ISE	$varu(t)$	$u(t)/N$
N=1	Ziegler e Nichols	11,55	36,58	3,20	10358,15	0,005
N=1	Cohen-Coon	11,55	36,58	3,20	10358,15	0,005
N=1	Lambda	55,60	822,91	29,36	577,69	0,005
N=1	Haalman	17,67	77,99	8,92	1258,26	0,005
N=1	Alocação de Pólos	37,45	385,07	15,69	1031,41	0,005

Tabela 14: Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, $N=1$, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

$vary(t)$	ts	Ts	IAEd	TMN	Diagnóstico
421,75	0,17	1,55	1,24	0,12	AD
421,75	0,17	1,55	1,24	0,12	AD
329,27	1,25	11,36	5,51	0,12	SZ
391,40	0,38	3,45	2,07	0,12	AD
418,30	0,33	3	1,87	0,12	AD

Tabela 15: Índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

Ordem do Sistema	Método de sintonia	Índices				
		IAE	ITSE	ISE	$varu(t)$	$u(t)/N$
N=2	Ziegler e Nichols	147,24	6766,60	95,93	1362,69	0,0054
N=2	Cohen-Coon	133,86	5247,20	79,85	1401,81	0,0045
N=2	Lambda	284,77	30545,19	222,76	225,42	0,0052
N=2	Haalman	187,64	12196,19	126,5	890,53	0,0054
N=2	Alocação de Pólos	218,59	15665,39	150,96	353,19	0,0049

Tabela 16: Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

$vary(t)$	ts	Ts	IAEd	TMN	Diagnóstico
216,56	2,68	4,70	2,61	1,33	AD
232,15	1,85	3,25	1,98	1,33	AD
54,42	5,26	9,23	4,58	1,33	SZ
315,85	2,25	3,95	2,28	1,33	AD
116,20	4,61	8,09	4,08	1,33	SZ

Os valores apresentados nas tabelas 13 a 16 são especificados para resposta da malha a um degrau unitário na referência a partir do tempo igual a zero. Portanto, não estão representadas as medidas de índices de desempenho, mudanças de referência ou distúrbios na malha, inerentes ao ambiente.

Ao analisar-se as tabelas 13 a 16, verifica-se que, para $N=1$ o método de sintonia Lambda teve como diagnóstico sintonia razoável (SZ) e para $N=2$ este caso ocorreu para os método lambda e alocação de pólos. Com isso, verifica-se uma necessidade de melhora do desempenho da malha, o que ocorrerá no capítulo IV.

São possíveis três outros diagnósticos em função do desempenho de uma malha de controle: Sintonia Ruim (SR), Excessivamente Lento(EL) e Oscilação (OS). Nota-se, pela figura 52, para $N = 2$, onde os parâmetros de sintonia PID foram $K_p = 0,01$; $T_i = 0,05$ e $T_d = 0,01$, que a resposta não apresentou sobrelevação mas, entretanto, foi mais vagarosa, caracterizando, assim um diagnóstico excessivamente lento, conforme figura 53.

Todavia, aplicando-se parâmetros mais expressivos como o da figura 54, onde se apresenta $K_p = 48,14$; $T_i = 0,04$ e $T_d = 0,01$, verifica-se que para $N = 2$ que há oscilação no sistema, e os diagnósticos com relação às medidas de variação como média, variância, mais expressivos, conforme figura 55, bem como o fato da malha de controle não rastrear a referência.

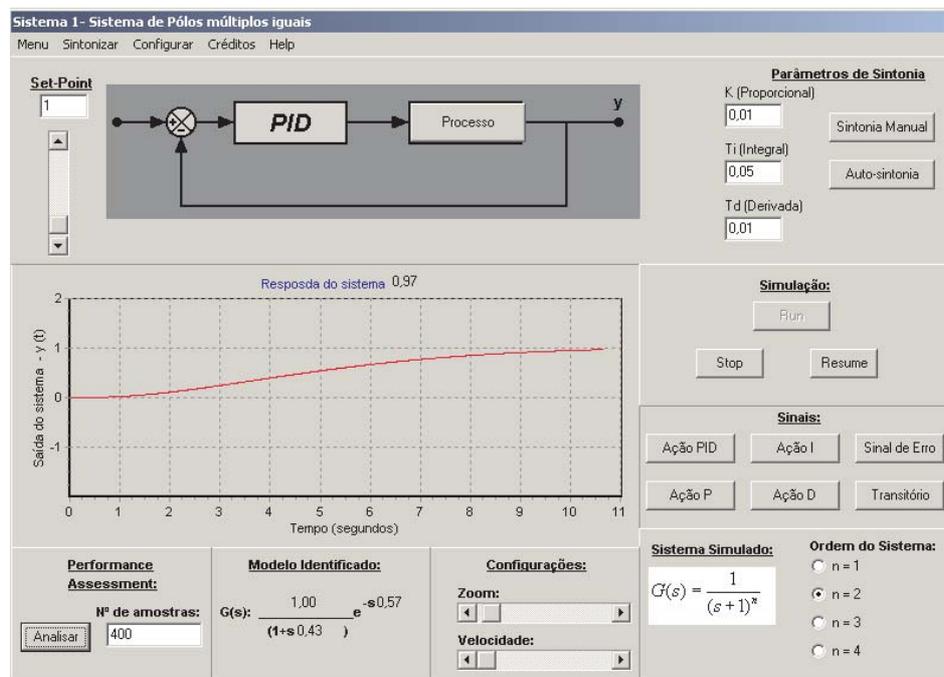


Figura 52: Simulação do sistema de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, com parâmetros PID - $K_p=0,01$ - $T_i=0,05$ - $T_d=0,01$.

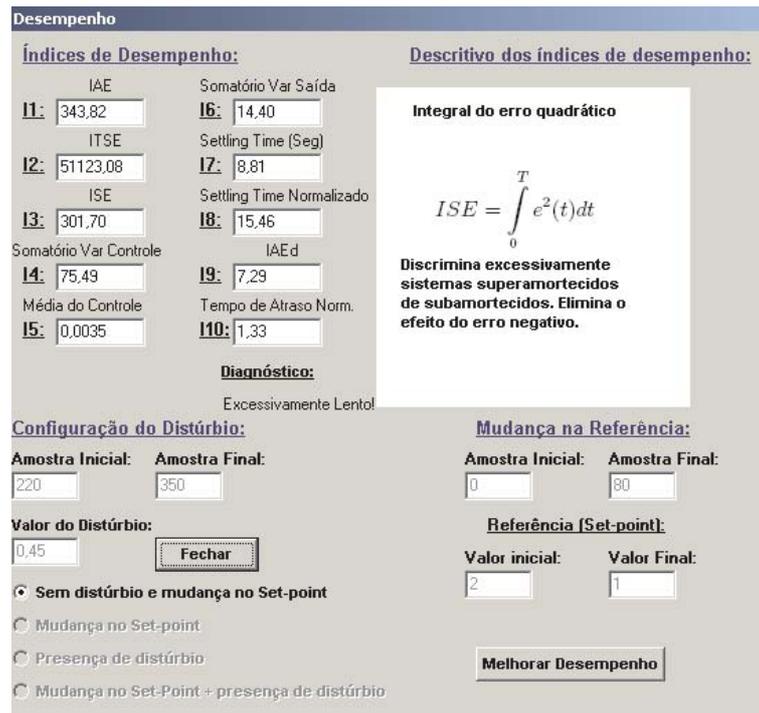


Figura 53: Índices de desempenho para a simulação do sistema de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, com parâmetros PID - $K_p=0,01$ - $T_i=0,05$ - $T_d=0,01$.

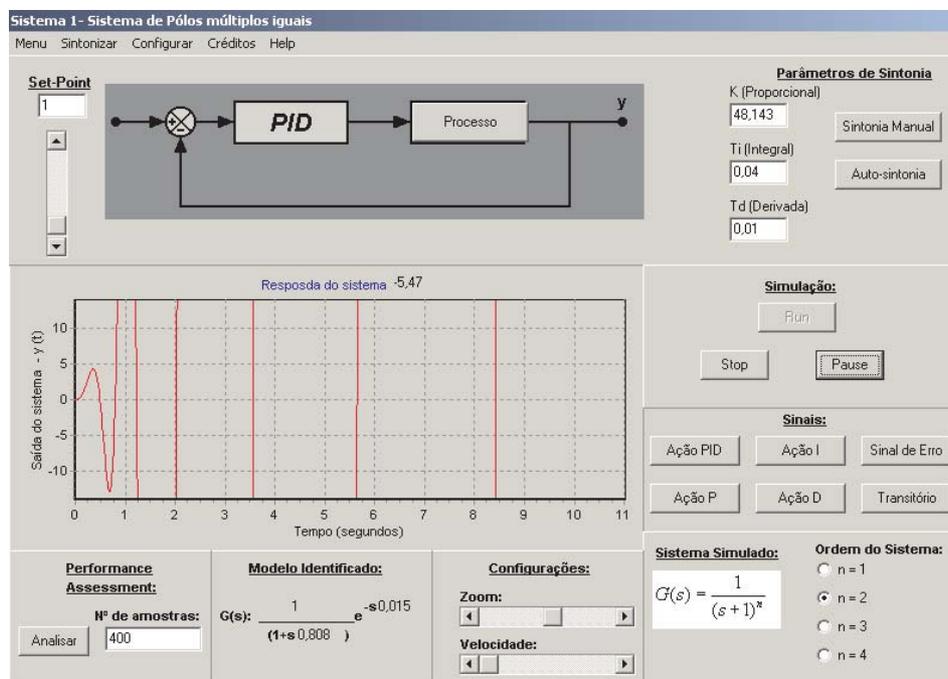


Figura 54: Simulação do sistema de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, com parâmetros PID - $K_p=48,14$ - $T_i=0,04$ - $T_d=0,01$.

Desempenho

Índices de Desempenho:

IAE	Somatório Var Saída
I1: 8053,01	I6: 200163,12
ITSE	Settling Time (Seg)
I2: 46596828,7	I7:
ISE	Settling Time Normalizado
I3: 192912,85	I8:
Somatório Var Controle	IAEd
I4: 558946730	I9:
Média do Controle	Tempo de Atraso Norm.
I5: -64,1639	I10: 1,33

Descritivo dos índices de desempenho:

IAEd - Integral do erro absoluto normalizado.

$$IAEd \equiv \frac{IAE}{|r_o| L}$$

Razão entre IAE e o módulo de 0,9SP e o tempo de atraso do sistema.

Diagnóstico:

Oscilação!

Configuração do Distúrbio:

Amostra Inicial: 220 Amostra Final: 350

Valor do Distúrbio: 0,45

Sem distúrbio e mudança no Set-point

Mudança no Set-point

Presença de distúrbio

Mudança no Set-Point + presença de distúrbio

Mudança na Referência:

Amostra Inicial: 0 Amostra Final: 80

Referência (Set-point):

Valor inicial: 2 Valor Final: 1

Melhorar Desempenho

Figura 55: Índices de desempenho para a simulação do sistema de pólos múltiplos e iguais, $N=2$, com parâmetros PID - $K_p=48,14$ - $T_i=0,04$ - $T_d=0,01$.

Ações corretivas com relação a desempenho insatisfatório serão vistas no capítulo IV, onde serão tratadas as técnicas baseadas no tempo de estabilização. Pode-se também verificar que em sete dos oito métodos de sintonia o desempenho foi aceitável, caracterizando, um alto desempenho, com exceção do método lambda. Portanto, essas ações poderão ser empregadas quando se utilizar métodos que produzam resposta lenta, ou sintonia de processos de forma empírica.

3.3.2 Análise sobre o processo de quarta ordem

Explicações com relação às ferramentas inerentes a este processo são dispensadas pois são as mesmas descritas para o sistema de pólos múltiplos e iguais. Considerando-se α igual a 0,5 obtém-se os seguintes resultados para os diversos métodos de sintonia considerados (figuras 56 a 60).

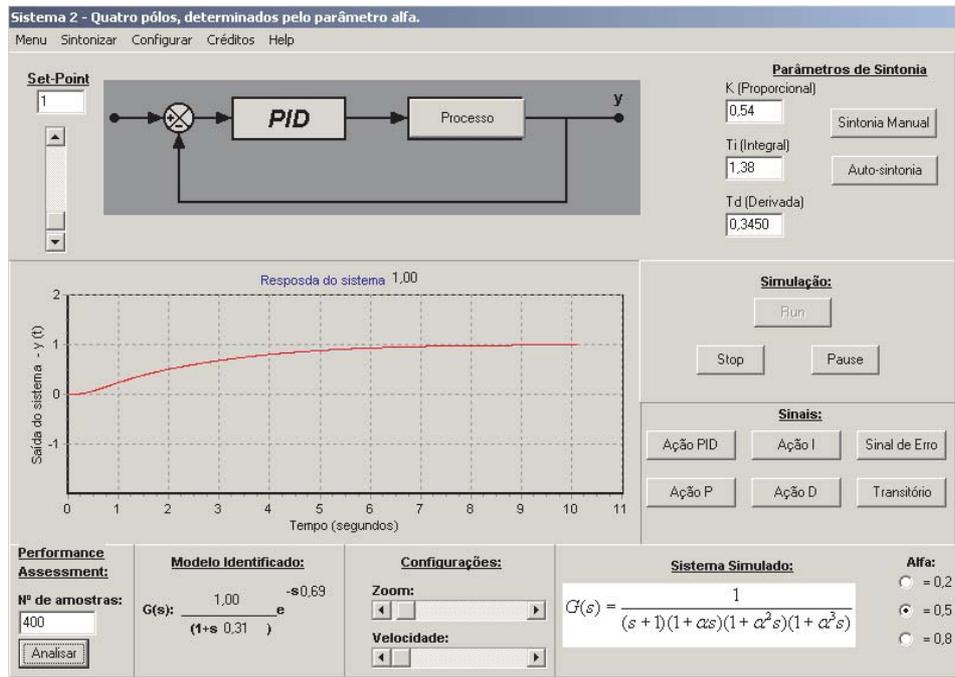


Figura 56: Simulação do processo de quarta ordem - método de sintonia Ziegler e Nichols

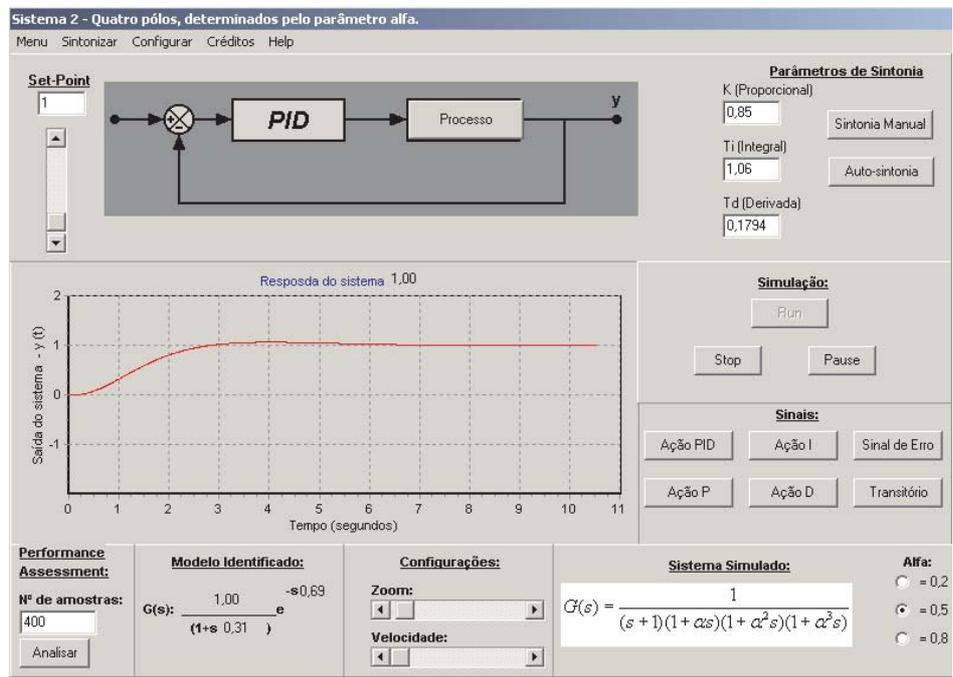


Figura 57: Simulação do processo de quarta ordem - método de sintonia Cohen-Coon

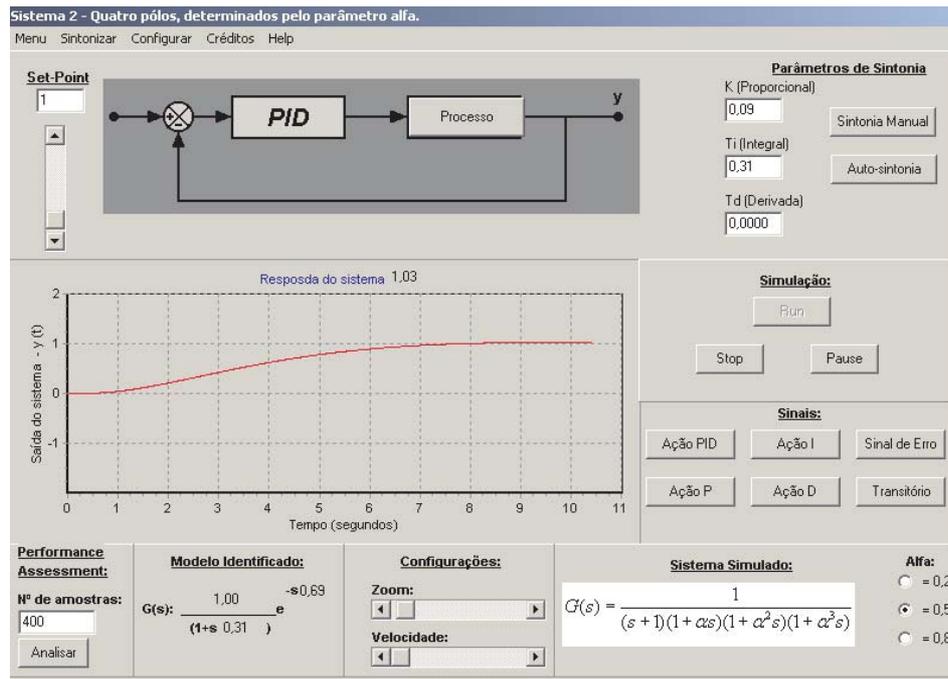


Figura 58: Simulação do processo de quarta ordem - método de sintonia Lambda

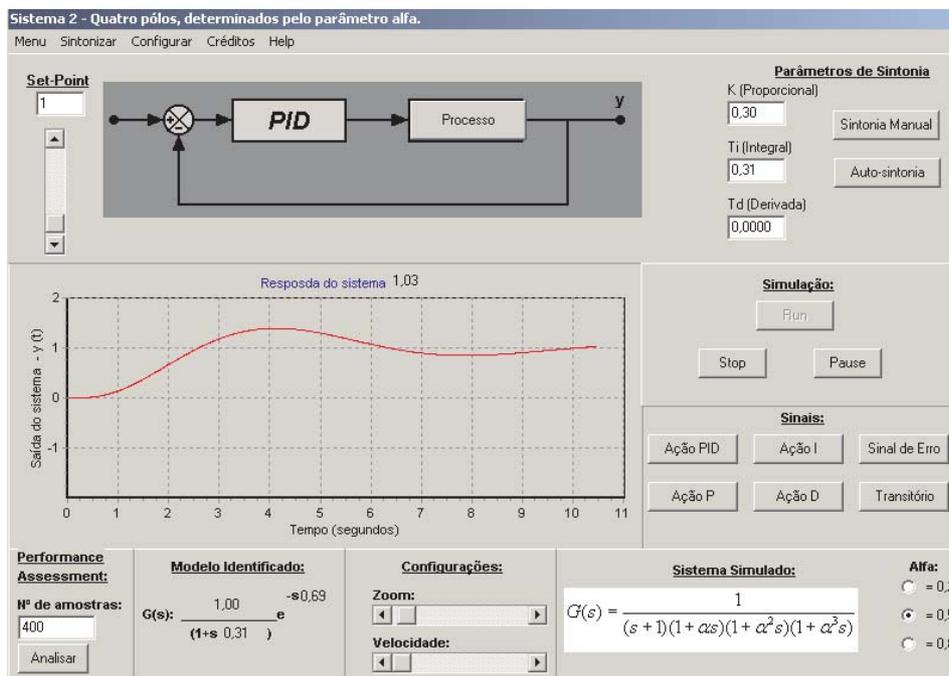


Figura 59: Simulação do processo de quarta ordem - método de sintonia Haalman

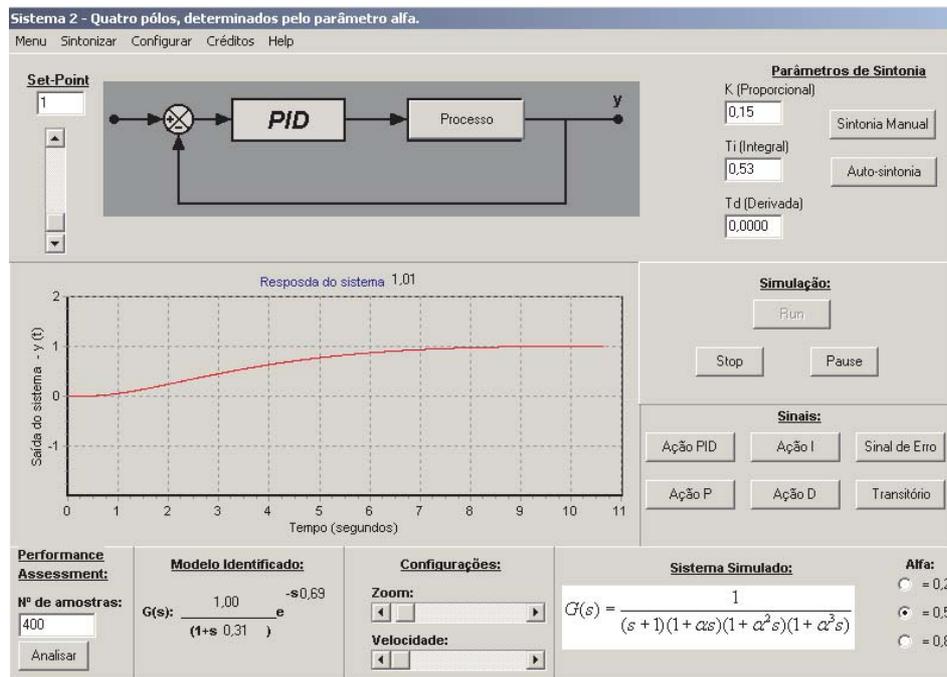


Figura 60: Simulação do processo de quarta ordem - método de sintonia Alocação de pólos com $\zeta = 1,98$ e $\omega_0 = 0,97$

Mediante às simulações acima pode-se medir os índices de desempenho, para 400 amostras, sem distúrbio na malha e com mudança na referência, de acordo com as tabelas 17 e 18.

Tabela 17: Índices de desempenho medidos para o processo de quarta ordem , $\alpha = 0,5$; 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

Ordem do Sistema	Método de sintonia	Índices				
		IAE	ITSE	ISE	$varu(t)$	$u(t)/N$
$\alpha = 0,5$	Ziegler e Nichols	219,15	15731,72	146,24	684,57	0,0047
$\alpha = 0,5$	Cohen-Coon	143,67	6515,80	101,97	849,66	0,0051
$\alpha = 0,5$	Lambda	303,10	35828,45	246,09	159,76	0,0046
$\alpha = 0,5$	Haalman	203,17	14351,45	146,72	758,72	0,0059
$\alpha = 0,5$	Alocação de Pólos	295,06	33412,27	234,88	164,94	0,0045

Tabela 18: Continuação da Tabela anterior para índices de desempenho medidos para o processo de quarta ordem, $\alpha = 0,5$; 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

$vary(t)$	ts	Ts	IAEd	TMN	Diagnóstico
110,26	5,31	7,7	3,91	2,23	SZ
239,43	2,32	3,36	2,03	2,23	AD
40,81	6,09	8,83	4,4	2,23	SZ
286,27	2,41	3,49	2,08	2,23	AD
45,76	6,4	9,28	4,6	2,23	SZ

Os índices apresentaram, principalmente para os critérios de desempenho baseados na integral do erro, valores mais elevados em alguns dos métodos de sintonia devido ao tempo maior de estabilização. Pode-se observar que nos métodos de sintonia Ziegler e Nichols, Lambda e Alocação de pólos o desempenho foi razoável, necessitando-se, assim, da melhoria do desempenho.

3.3.3 Medidas comparativas de desempenho para distúrbios e mudança de referência na malha de controle

Em alguns casos torna-se importante comparar se determinados métodos de sintonia tornam a malha mais ou menos sensíveis quanto a distúrbios que possam se apresentar na mesma, ou quais efeitos que as mudanças no valor de referência produz na dinâmica do sistema, em termos de variação sobre os elementos da malha de controle. Para analisar-se comparativamente os métodos de sintonia o ambiente dispõe de ferramentas para análise dos efeitos da mudança de referência e da presença de distúrbios. No caso do ambiente desenvolvido analisa-se apenas para distúrbio em forma de degrau, cujo valor é configurável pelo usuário. Como meio de apresentação desta técnica, considerar-se-á os métodos de sintonia Ziegler e Nichols, Lambda e Haalman, e que se está simulando o sistema de quarta ordem para α igual a 0,2. Foram adotadas 400 amostras para análise, onde na amostra inicial o valor da referência será 2 e na amostra 80 passará ser igual a 1. Na amostra 220 terá na malha um distúrbio em degrau no valor de 0,45 unidades e em 350 retira-se o distúrbio.

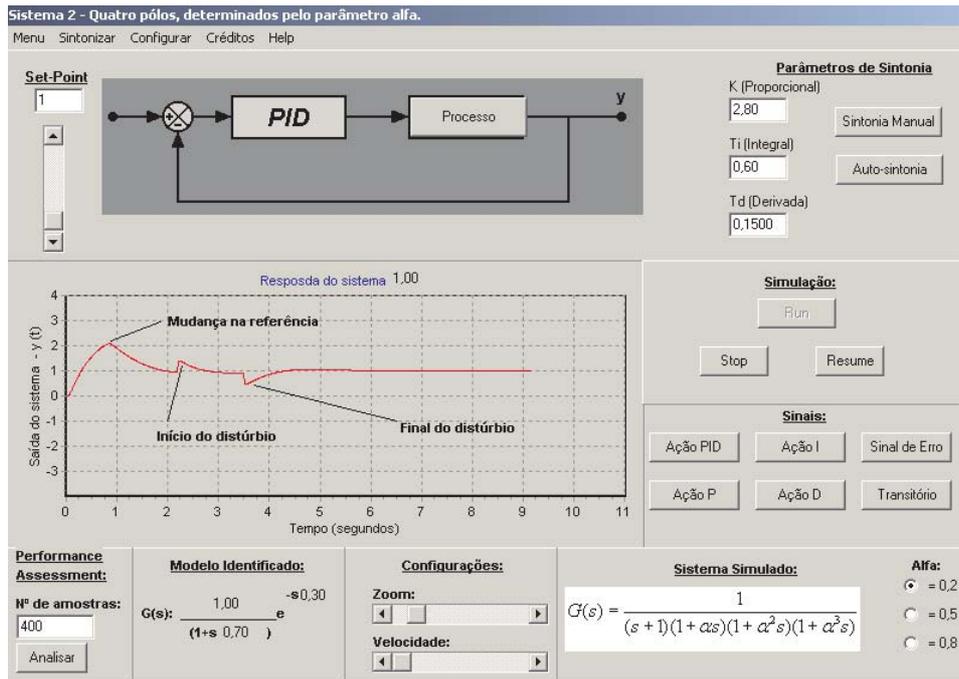


Figura 61: Resposta com distúrbios e mudança de referência - método de sintonia Ziegler e Nichols.

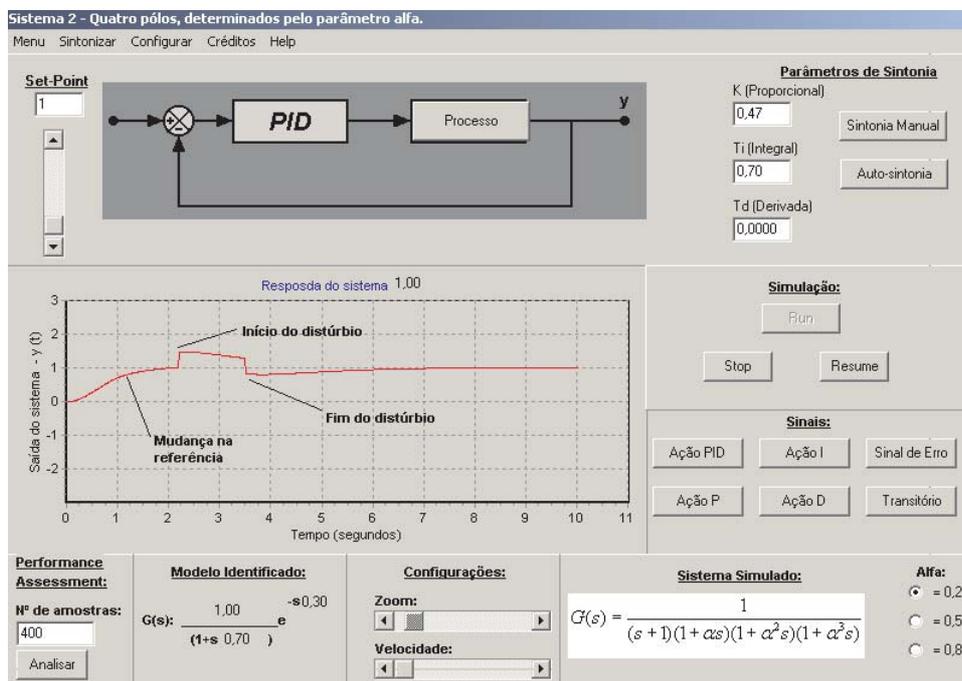


Figura 62: Resposta com distúrbios e mudança de referência - método de sintonia Lambda.

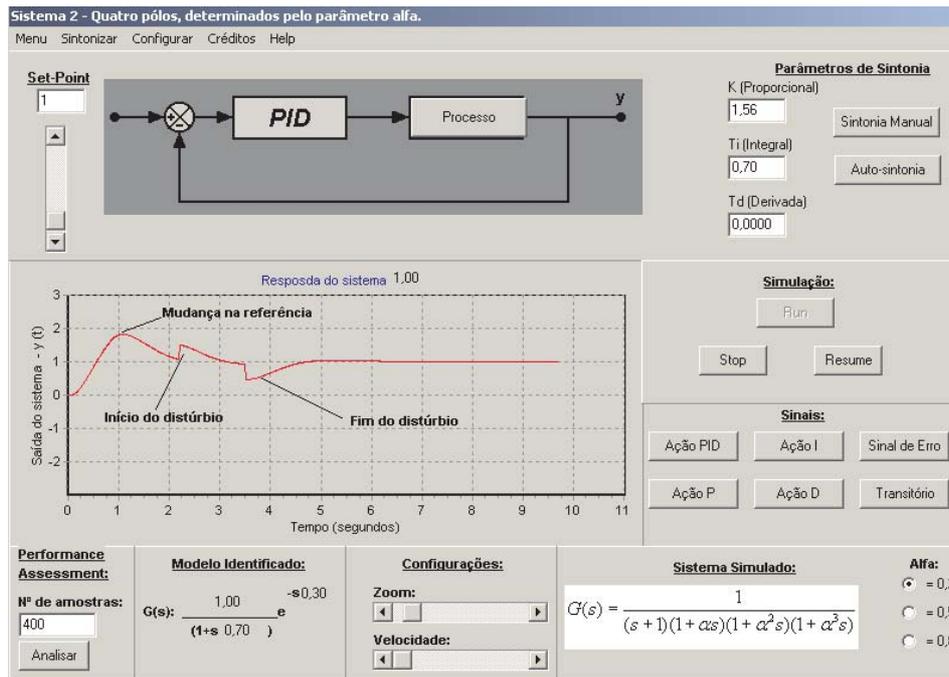


Figura 63: Resposta com distúrbios e mudança de referência - método de sintonia Haalman.

Baseados nas simulações efetuadas acima pode-se apresentar os seguintes valores medidos dos índices de desempenho:

Tabela 19: Índices de desempenho medidos para o processo de quarta ordem, $\alpha = 0,2$; 400 amostras mediante distúrbio e mudança na referência

Ordem do Sistema	Método de sintonia	Índices				
		IAE	ITSE	ISE	$var_u(t)$	$var_y(t)$
$\alpha = 0,2$	Ziegler e Nichols	154,45	8739,00	140,07	14456,90	621,24
$\alpha = 0,2$	Lambda	223,10	16249,67	285,09	471,99	408,98
$\alpha = 0,2$	Haalman	227,05	15867,74	232,43	1531,89	593,07

Ao analisar-se os índices acima vê-se que para o método de Ziegler e Nichols os índices de desempenho baseados no erro apresentaram valores menores, indicando, assim, que este método se comportou melhor para rastrear a referência e rejeitar distúrbios, porém apresentou variância maior no sinal de controle bem como no sinal de saída. Com isso, o efeito sobre os sensores e atuadores em uma malha seria mais nocivo, reduzindo, assim a vida útil dos mesmos. Os outros dois métodos apresentam variância menor, contribuindo para uma vida útil maior dos elementos da malha de controle, mas não se mostraram eficientes para rastrear referências e

rejeitar distúrbios.

3.3.4 Sintonia e auto-sintonia utilizando o método de relé

O método de relé é utilizado para identificar um modelo matemático que descreva, de forma aproximada, o processo a ser controlado, levando a valores aproximados do ganho e período críticos. De posse destas variáveis e do ganho estático, facilmente identificado pelo método do degrau, determina-se as constantes utilizadas para um modelo FODT, segundo Chen (ganho estático, tempo de atraso e constante de tempo, conforme equação 2.1). Tem-se, na figura 64, um exemplo de identificação dos parâmetros de um processo, utilizando o método de identificação por não-linearidade do tipo relé. O processo em questão é o de pólos múltiplos e iguais, para $N = 1$, adotando-se a sintonia manual.

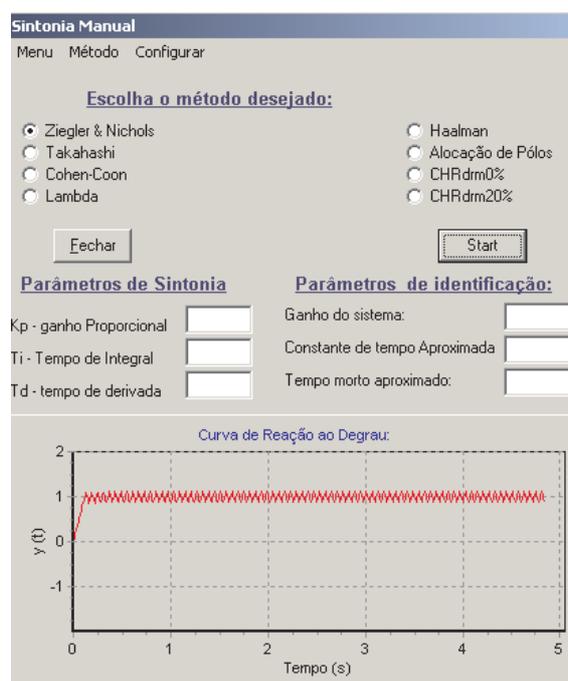


Figura 64: Sintonia manual, utilizando o método de identificação por relé, processo de pólos múltiplos e iguais, $N = 1$.

Considerando ambos os métodos de identificação, tanto o relé quanto o degrau, torna-se interessante analisá-los comparativamente. Para isso, na tabela abaixo apresentam-se os parâmetros de sintonia para o método de Ziegler e Nichols,

e os parâmetros do modelo identificado, considerando o processo de pólos múltiplos e iguais, $N = 2$.

Tabela 20: Valores medidos para os parâmetros de sintonia PID e as constantes do modelo FODT do processo de pólos múltiplos e iguais, para $N = 2$.

Método de Identificação	Índices					
	Kp	Ti	Td	L	τ	K
Degrau	3,01	1,14	0,285	0,57	1,43	1
Relé	4,66	0,9	0,225	0,45	1,75	1

Pode-se observar valores identificados de forma diferente para os dois métodos em questão. Isso se deve ao fato do próprio método de relé ser um método aproximado e também pelo fato do método do degrau medir os valores da constante de tempo e tempo de atraso de forma aproximada, baseado em tolerâncias, ocasionando valores diferentes.

As diferenças encontradas devido ao método utilizado traduz-se nas seguintes respostas para o sistema analisado:



Figura 65: Reposta do processo de pólos múltiplos e iguais para o método de relé, conforme tabela 20.



Figura 66: Reposta do processo de pólos múltiplos e iguais para o método do degrau, conforme tabela 20.

Nota-se que a identificação do tipo relé produz uma sobre-elevação maior na saída, com um tempo de subida menor, produzindo, assim uma resposta mais rápida, através de parâmetros mais expressivos.

A auto-sintonia utiliza o mesmo algoritmo empregado para a sintonia manual. Contudo, a mesma ocorre *on-line*, desligando-se o controlador PID e ligando a não-linearidade do tipo relé. Mas, todavia, antes de se aplicar o relé na malha de controle para fins de identificação e sintonia, faz-se a mesma responder a um degrau unitário com objetivo de se medir o ganho estático do sistema. A figura 67, apresenta um processo de auto-sintonia.

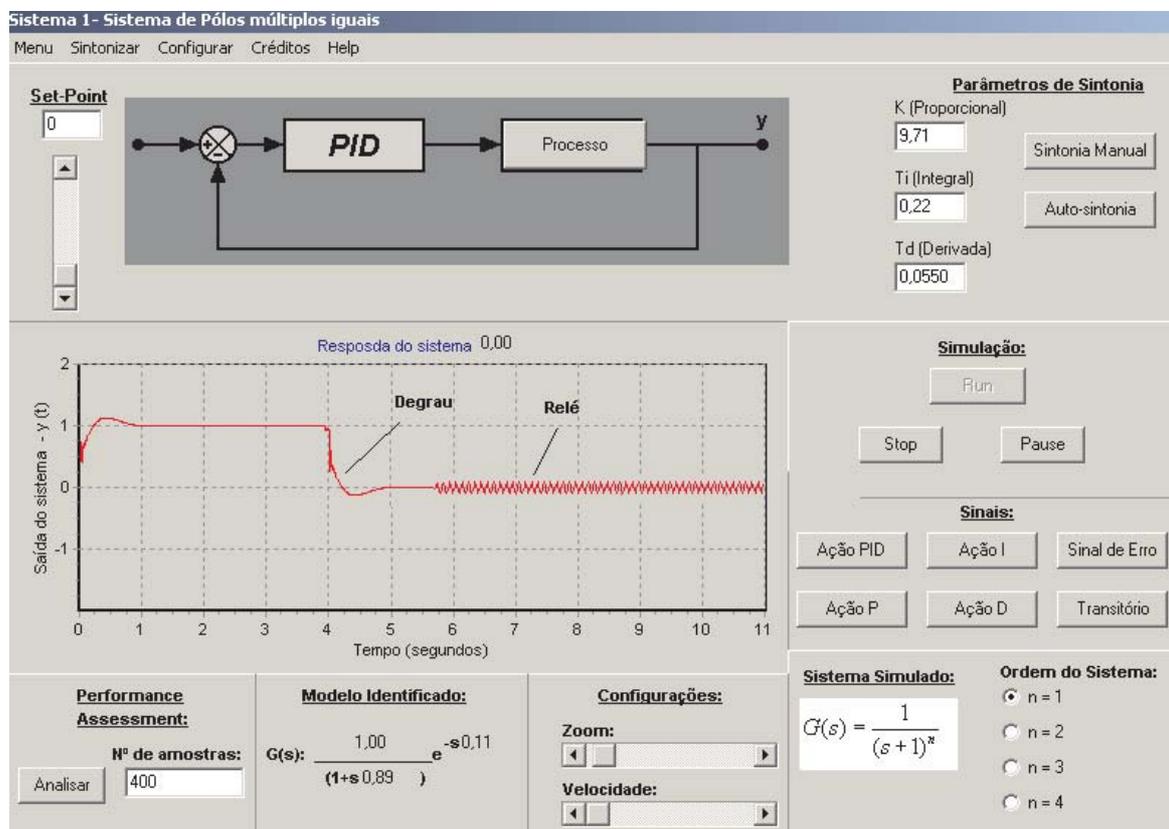


Figura 67: Processo de auto-sintonia em uma malha de controle.

3.4 Conclusões

Apresentou-se neste capítulo os sistemas padrão segundo Åström (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2000), com suas características. Vê-se as ferramentas inerentes ao

ambiente, qualificando-o como uma importante ferramenta educacional no ensino de controle de processos, no tocante ao controlador PID e análise de desempenho. Verifica-se que nem todos os processos de sintonia produzem respostas rápidas, com desempenho desejado. Por exemplo, o método Lambda não produziu sobre-elevação, porém respondeu de forma lenta, qualificando-se em todas as análises como um método de sintonia razoável.

Com relação ao rastreamento da referência e rejeição de distúrbios verifica-se que o método de sintonia de Ziegler e Nichols se comporta bem no tocante a rejeição de perturbação, pois voltou rapidamente ao valor da referência na presença de distúrbio, entretanto, os métodos de Haalman e Lambda deixaram a desejar com relação a rejeição de distúrbios e rastreamento da referência, devido ao longo tempo de estabilização proporcionado por estes métodos. E neste ponto os índices de desempenho baseados na integral do erro, apresentados na tabela 19, comprovam numericamente o que já se observa pelos gráficos das figuras 61 a 63.

Viu-se, também uma aplicação do método do relé e verificou-se que o mesmo apresenta uma identificação aceitável, sendo um dos grandes fatores de utilização crescente na indústria, porém houve algumas discrepâncias com relação aos valores encontrados no modelo do processo. Isto se deve à própria aproximação do método de relé, bem como aos algoritmos utilizados tanto no método do relé quanto no método do degrau.

4 Ações corretivas para melhorar o desempenho das malhas industriais

Foram vistos, no capítulo anterior, diversos métodos de sintonia e índices para avaliação do desempenho das malhas. Verificou-se ainda que os índices de desempenho podem ser medidos de três formas: mudanças na referência, presença de distúrbio em degrau, tempo de estabilização e os respectivos índices a ele associados.

As ações efetuadas pelo ambiente, até este ponto funcionam como um diagnóstico do processo juntamente com a malha de controle. Se o diagnóstico não satisfaz às exigências do controle há então a necessidade de se promover ações corretivas que levem a malha de controle o mais próximo possível da situação desejada, com melhoria do desempenho global.

Como técnica para melhoria do desempenho das malhas industriais vai se aplicar o método apontado por Swanda e Seborg (SWANDA; SEBORG, 1999). Neste método o desempenho é avaliado através do tempo de estabilização - t_s , o tempo de estabilização normalizado e o IAEd normalizado. De posse destas medidas, verifica-se se os valores medidos estão dentro de um padrão estabelecido e, caso negativo, ações devem ser tomadas para re-sintonizar a malha, conduzindo aos indicadores desejados, ou o mais próximo possível destes valores.

4.1 Desempenho de malhas industriais baseado no controlador IMC-PI

Serão analisadas as características de uma malha sintonizada segundo o modelo *Internal Model Control* - IMC (CHIEN; FRUEHALF, 1990). Para analisarmos este modelo, serão supostos o controlador IMC-PI (equação 4.1) e o modelo FODT.

$$G_c = \frac{(\tau s + 1)}{K(\tau_c + L)s} \quad (4.1)$$

A seleção do parâmetro de sintonia τ_c , depende do objetivo a ser alcançado para a malha de controle. Fruehalf (FRUEHALF; CHEN; LAURITSEN, 1994) e Rivera (RIVERA; MORARI; SKOGESTAD, 1986) apotam que τ_c deve ser escolhido maior ou igual do que o tempo morto (modelo FODT); o valor mínimo recomendado para o parâmetro de sintonia τ_c é o tempo morto, para que o controlador PI apresente um índice IAE mínimo, sem sobrelevação na saída. Portanto, para efeitos de análise será considerado, neste trabalho, $\tau_c \geq L$.

A função de transferência em malha fechada baseado em um modelo FODT e o controlador IMC-PI é:

$$G_{SP}(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} = \frac{e^{-Ls}}{\left(\frac{\tau_c}{L} + 1\right) Ls + e^{-Ls}} \quad (4.2)$$

Esta função de transferência possui propriedades interessantes: a resposta é independente da constante de tempo do processo e a forma como o sinal da saída se apresenta será determinada por τ_c/L , ou seja, a resposta dependerá diretamente do valor do tempo morto (L). Aproximando-se o termo exponencial e^{-Ls} por expansão de Taylor em primeira ordem, ter-se-á uma função de transferência em malha fechada:

$$G_{SP}(s) = \frac{e^{-Ls}}{\tau_c s + 1} \quad (4.3)$$

Swanda (SWANDA; SEBORG, 1999) aponta que a aproximação acima apresenta pouca precisão na resposta à mudanças na referência, para pequenos valores de τ_c/L . Todavia, pode ser utilizada para estimar o tempo de estabilização normalizado.

O tempo de estabilização é obtido medindo-se o tempo necessário para a saída $y(t)$ atingir 90% do valor de mudança na referência, ou seja, $0,9r_0$, onde r_0 é a magnitude da mudança na referência. Dividindo o resultado de t_s estimado pela expressão obtida do tempo de atraso L , tem-se:

$$T_s = 2,30 \frac{\tau_c}{L} + 1 \quad (4.4)$$

A equação 4.4 é razoavelmente precisa pois sobrestimou-se o valor do tempo de estabilização normalizado. Uma expressão analítica para o critério IAE pode também ser aproximada como em 4.2 utilizando-se a expansão de Padé de ordem 1 para o tempo morto, no denominador, o que resulta na seguinte função de transferência:

$$G_{SP}(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} = \frac{\frac{L}{2}s + 1}{\left(\frac{\tau_c}{L} + 1\right) \frac{L^2}{2}s^2 + \left(\frac{\tau_c}{L} + \frac{1}{2}\right) Ls + 1} e^{-Ls} \quad (4.5)$$

Utilizando-se o critério IAE na equação 4.5 obtém-se o seguinte resultado para IAE normalizado (IAEd):

$$IAEd = 1 + \frac{\tau_c}{L} \quad (4.6)$$

A equação 4.6 apresenta um resultado com precisão razoável para $\tau_c/L \geq 1$, considerando sistemas com pequeno, médio ou grande tempo morto.

Combinando-se as Equações 4.6 e 4.4 pode-se estabelecer uma relação entre T_s e IAEd:

$$IAEd = \frac{T_s}{2,30} + 0,566 \quad (4.7)$$

para $T_s \geq 3,30$

A condição $T_s \geq 3,3$ é apenas válida para $\tau_c/L \geq 1$.

4.1.1 Método de sintonia margem de ganho-fase

A solução para o projeto de controladores, satisfazendo critérios de margem de ganho e margem de fase, são obtidas por métodos numéricos, por tentativa e erro ou utilizando o diagrama de Bode (JÚNIOR, 1999). Entretanto, estas aproximações não são convenientes em se tratando de controladores adaptativo ou com auto-sintonia. Algumas aproximações foram desenvolvidas sem a utilização de métodos numéricos ou gráficos. As fórmulas foram desenvolvidas para o projeto de controladores PI, com especificações de margem de fase e margem de ganho, para processos com dinâmica de FODT. Com as funções de transferência do processo e do controlador dadas por $G_p(s)$ e $G_c(s)$ e as especificações de margem de ganho e de fase por A_m e ϕ_m , respectivamente, das definições de margem de ganho e fase, o seguinte conjunto de equações pode ser obtido:

$$\arg [G_c(j\omega_c)G_p(j\omega_c)] = -\pi \quad (4.8)$$

$$A_m = \frac{1}{|G_c(j\omega_c)G_p(j\omega_c)|} \quad (4.9)$$

$$|G_c(j\omega_g)G_p(j\omega_g)| = 1 \quad (4.10)$$

$$\phi_m = \arg [G_c(j\omega_g)G_p(j\omega_g)] + \pi \quad (4.11)$$

onde ω_c e ω_g são a frequência de cruzamento de fase e ganho, respectivamente.

Sabe-se que o controlador PI é dado por:

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sTi} \right) \quad (4.12)$$

e o processo descrito por 2.1 (FODT), tem-se a função de transferência de malha:

$$G_c(s)G_p(s) = \frac{K_p K (1 + sTi)}{sTi(1 + \tau s)} e^{-sL} \quad (4.13)$$

Substituindo a equação 4.13 em 4.8 a 4.11, obtém-se:

$$\frac{1}{2}\pi + \arctan(\omega_c Ti) - \arctan(\omega_c \tau) - \omega_c L = 0 \quad (4.14)$$

$$A_m K_p K = \omega_c Ti \sqrt{\frac{\omega_c^2 \tau^2 + 1}{\omega_c^2 Ti^2 + 1}} \quad (4.15)$$

$$K_p K = \omega_g Ti \sqrt{\frac{\omega_g^2 \tau^2 + 1}{\omega_g^2 Ti^2 + 1}} \quad (4.16)$$

$$\phi_m = \frac{1}{2}\pi + \arctan(\omega_g Ti) - \arctan(\omega_g \tau) - \omega_g L \quad (4.17)$$

Para um dado processo (K , τ , L) e especificações (A_m , ϕ_m), as equações anteriores podem ser solucionadas numericamente para os parâmetros do controlador PI e frequências de cruzamento, mas não analiticamente, devido à presença da função arco-tangente. Entretanto uma solução analítica aproximada pode ser obtida se a seguinte aproximação da função arco-tangente for utilizada:

$$\arctan x \simeq \begin{cases} \frac{1}{4}\pi x & |x| \leq 1 \\ \frac{1}{2}\pi - \frac{\pi}{4x} & |x| > 1 \end{cases} \quad (4.18)$$

como mostrado na figura 68, pela aproximação da função arco-tangente.

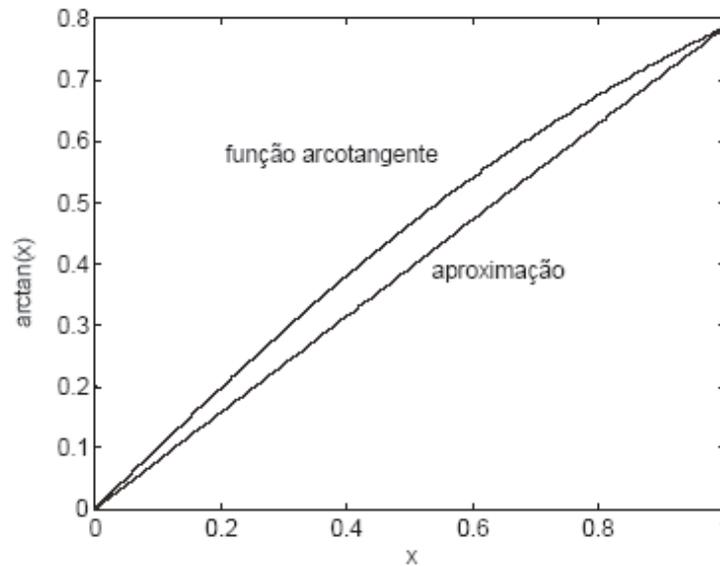


Figura 68: Aproximação da função arco-tangente.

A identidade:

$$\arctan x = \frac{1}{2}\pi - \arctan \frac{1}{x} \quad |x| > 1 \quad (4.19)$$

é usada na expressão 4.16 quando $|x| > 1$.

A solução numérica das equações (4.13) a (4.17) mostram que para $L/\tau > 0,3$, $Ti \approx \tau$ e para $L/\tau < 0,3$, $x \gg 1$, onde x é cada um dos argumentos $\omega_c Ti$, $\omega_c \tau$, $\omega_g Ti$ e $\omega_g \tau$. A aproximação dada por (4.18) para o caso $|x| > 1$ é melhor que o caso $|x| < 1$. Isso ajuda a aproximar (4.15) e (4.16) como:

$$A_m K K_p = \omega_c \tau \quad (4.20)$$

$$K K_p = \omega_g \tau \quad (4.21)$$

respectivamente.

A relação L/τ é definida como tempo de atraso normalizado. Usando a aproximação em (4.18), as equações (4.14) e (4.17) são aproximadas como:

$$\frac{1}{2}\pi - \frac{\pi}{4\omega_c T_i} + \frac{\pi}{4\omega_c \tau} - \omega_c L = 0 \quad (4.22)$$

$$\phi_m = \frac{1}{2}\pi - \frac{\pi}{4\omega_g T_i} + \frac{\pi}{4\omega_g \tau} - \omega_g L \quad (4.23)$$

respectivamente.

Solucionando-se as equações (4.20) a (4.23) para K_p e T_i , tem-se:

$$K_p = \frac{\omega_c \tau}{A_m K} \quad (4.24)$$

$$T_i = \left(2\omega_c - \frac{4\omega_c^2 L}{\pi} + \frac{1}{\tau} \right)^{-1} \quad (4.25)$$

onde

$$\omega_g = \frac{A_m \phi_m + \frac{1}{2}\pi A_m (A_m - 1)}{(A_m^2 - 1)L} \quad (4.26)$$

As equações de sintonia dos parâmetros do controlador PI são as apresentadas nas equações (4.24) a (4.26).

Na escolha dos pares (A_m, ϕ_m) existem algumas restrições. Uma usual é que os parâmetros do controlador obtido sejam positivos, $K_p > 0$ e $T_i > 0$. Das equações (4.24) e (4.26) esta restrição nos leva a fronteira AB na figura 69. Esta fronteira é em função de L/τ e na figura 69 é mostrado caso $L/\tau = 0,5$. a solução numérica mostra que as Equações (4.24) e (4.25) tornam-se menos precisas fora da região CD. Portanto, as especificações válidas para os pares (A_m, ϕ_m) para a sintonia dos parâmetros é dada na área hachurada da figura 69, sendo que ela mantêm-se satisfatoriamente para $L/\tau \leq 1$. Como regra geral é utilizar $A_m = 4$ e $\phi_m = 60^\circ$.

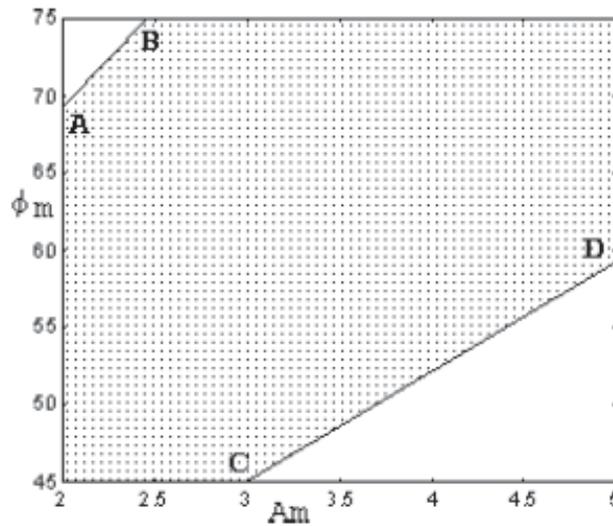


Figura 69: Região de especificação para margem de fase e ganho.

4.1.2 Margem de ganho-fase a partir do tempo de estabilização normalizado

A função de transferência em malha aberta para o controlador IMC-PI e o modelo FODT é:

$$G_{OL}(s) = G_c(s)G_p(s) = \frac{1}{\left(\tau_c + \frac{L}{2}\right)s} e^{-Ls} \quad (4.27)$$

A margem de ganho, A_m , e a margem de fase, φ_m , respectivamente, podem ser expressas em função de τ_c/L :

$$A_m \equiv \frac{1}{|G(j\omega_c)|} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\tau_c}{L} + 1 \right) \quad (4.28)$$

$$\phi_m \equiv \pi + \arg \{G_{OL}(j\omega_g)\} = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{\frac{\tau_c}{L} + 1} \quad (4.29)$$

onde ω_c é a frequência de cruzamento de fase e ω_g é a frequência de cruzamento de ganho. Ho et al (HO; HANG; CAO, 1995) foi o primeiro que estabeleceu a relação da margem de ganho e margem de fase com o parâmetro de sintonia do controlador IMC-PI. As equações acima podem ser usadas para determinar o valor apropriado

de τ_c para os valores desejados da margem de ganho-fase. Além do mais, também pode ser utilizado para determinar os valores de margem de fase-ganho a partir dos índices de desempenho. Portanto, substituindo a equação 4.4 em 4.28 e 4.29, tem-se:

$$A_m = \frac{\pi}{2} \left(\frac{T_s}{2,30} + 0,565 \right) \quad (4.30)$$

$$\phi_m = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{\frac{T_s}{2,30} + 0,565} \quad (4.31)$$

Serão destacados, na seqüência, os valores ótimos do tempo de estabilização normalizado e como aplicá-los para o melhor desempenho de uma malha.

4.2 Valores ótimos para o tempo de estabilização normalizado e IAEd

Swana e Seborg (SWANDA; SEBORG, 1999) apresentam valores ótimos de T_s e IAEd para 5 modelos de processos (equações 4.32 a 4.36) estáveis e que representam alguns dos processos mais utilizados na indústria. O objetivo de Swana e Seborg é verificar se os valores da margem de ganho e fase médios, baseados em T_s e IAEd ótimos, são independentes dos sistemas particulares.

$$G_p(s) = \frac{k}{(\tau s + 1)} e^{-Ls} \quad (4.32)$$

$$G_p(s) = \frac{e^{-s}}{(s + 1)^2} \quad (4.33)$$

$$G_p(s) = \frac{(1,25s + 1)e^{-0.4s}}{(s + 1)^2} \quad (4.34)$$

$$G_p(s) = \frac{1}{(s+1)^5} \quad (4.35)$$

$$G_p(s) = \frac{-0,75s + 1}{(s+1)^3} \quad (4.36)$$

Na figuras 70, 71 e 72 têm-se a comparação entre a determinação numérica de T_s e IAEd, T_s - A_m e T_s - ϕ_m para os modelos 1-5 e a equação analítica de (4.7).

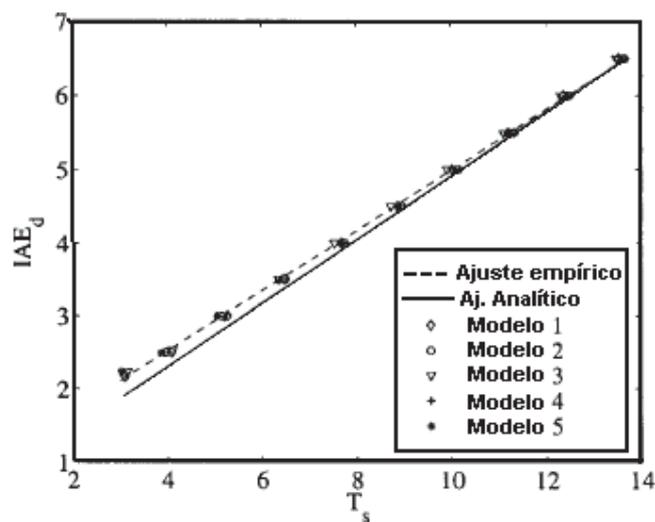


Figura 70: Comparação entre a Equação (4.7) e a solução numérica de T_s - IAEd.

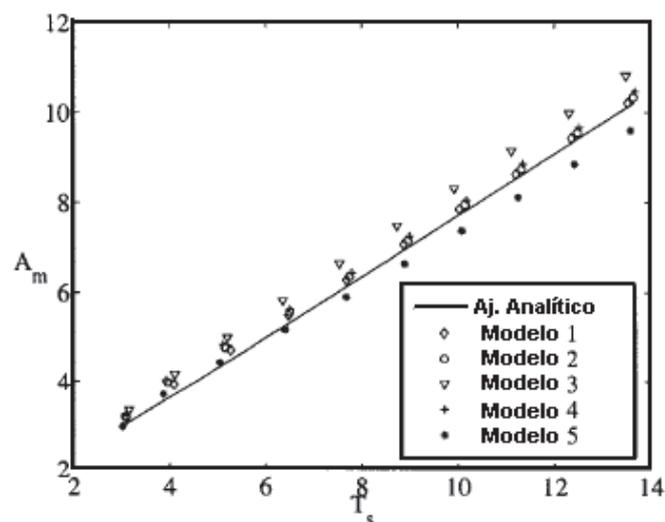


Figura 71: Comparação entre as soluções analíticas e empíricas para T_s e A_m , com determinação numérica para os modelos 1-5.

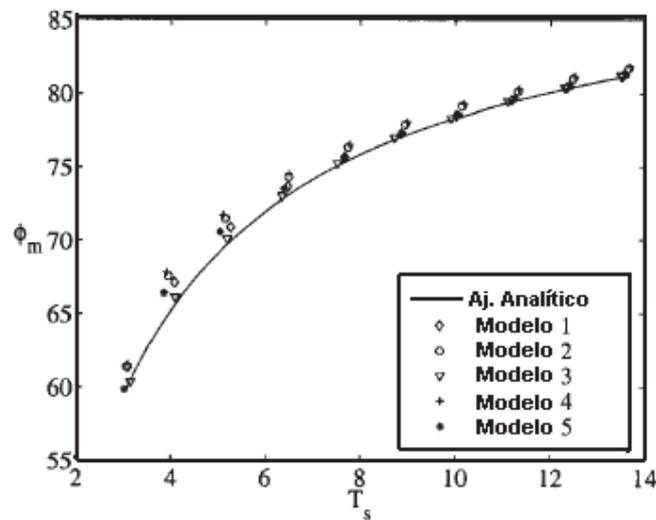


Figura 72: Comparação entre as soluções analíticas e empíricas para T_s e ϕ_m , com determinação numérica para os modelos 1-5.

Percebe-se pequena diferença entre os valores numéricos determinados e a equação 4.7. Com isso, determina-se uma equação mais precisa por regressão linear:

$$IAEd = \frac{T_s}{2,43} + 0,878 \quad (4.37)$$

para $T_s \geq 3,30$.

Utilizando a *TOOLBOX* de otimização do Matlab (GRACE, 1995), determinou-se os valores ótimos de T_s e IAEd, apresentados tabela 21.

Tabela 21: Valores ótimos de T_s e IAEd para o controlador PI.

Modelo do Processo	T_s	IAEd
1 ($L/\tau = 0,1$)	2,4	2,1
1 ($L/\tau = 0,5$)	2,3	2,0
1 ($L/\tau = 1,0$)	2,2	1,9
2	2,3	2,0
3	2,3	2,0
4	2,4	2,0
5	2,3	2,0

4.3 Metodologia para medida de desempenho, diagnóstico e melhoria do desempenho

Para aplicar-se os valores ótimos determinados e apresentados na Tabela 21, deve-se, primeiramente medir os valores dos índices Ts e IAEd, que servem para quantificar e qualificar o desempenho do controlador utilizado. Baseado nos índices discutidos classifica-se o controle de uma determinada malha como: Alto Desempenho (AD), Excessivamente Lento (EL), Sintonia Ruim (SR). Valores intermediários não assinalados na Tabela 22 serão classificados como Sintonia Razoável (SZ). Se ao sintonizar os sistemas, a saída oscilar, será classificada como malha oscilante (OS). Na Tabela 22 são definidas três classes de desempenho, em termo dos índices Ts e IAEd.

Tabela 22: Três classes propostas para controle.

Classe	Ts	IAEd	Sobreelevação
Alto Desempenho	$\leq 4,6$	$\leq 2,8$	$\leq 10\%$
Excessivamente Lento	$> 13,3$	$> 6,3$	$\leq 10\%$
Sintonia Ruim	$> 13,3$	$> 6,3$	$> 10\%$

Na Tabela 23 tem-se os valores mínimos e máximos para a margem de ganho e a margem de fase, considerando um controlador PI para que a malha esteja trabalhando em alto desempenho.

Tabela 23: Valores mínimos e máximos da margem de ganho e fase considerados para sintonia do controlador PI para a classe de Alto Desempenho.

Modelo do Processo	Am		ϕ_m	
	min	max	min	max
1 ($L/\tau = 0,1$)	1,9	4,1	40	69
2	2,1	4,6	46	76
3	1,9	4,7	40	75
4	2,2	4,5	49	76
5	2,0	4,2	46	75
Média	2,0	4,4	44	74

Logo após, ao classificar a malha de acordo com os índices e resultados apresentados no capítulo III, se ela foi diagnosticada como sintonia ineficiente, aplicam-se ações corretivas de acordo com as tabelas 23 re-sintonizando-se a

malha, com o método das margens de fase e ganho, o que poderá melhorar o seu desempenho. Os resultados e metodologias propostas acima, só são aplicáveis para sistemas com tempo morto normalizado maior que 0,1.

4.4 Resultados na melhoria do desempenho

Verificou-se no capítulo III, que o processo de pólos múltiplos e iguais apresentou, para alguns métodos de sintonia, desempenho abaixo do esperado. Pode-se comprovar também que, para alguns valores dos parâmetros PID, o sistema respondeu de forma excessivamente lenta ou oscilou. Portanto, torna-se necessário aplicar ações corretivas descritas na seção anterior, onde através de uma especificação ótima do tempo de estabilização, determina-se os valores das margens de ganho e fase, aplicando-se este método de sintonia.

Na tabela 14 pôde-se verificar que para o método de sintonia Lambda, o tempo de estabilização normalizado (T_s) foi de 11,36, apresentando um valor acima de 4,6 especificado pela tabela 22. Notadamente, a tabela 22 não apresenta um resultado intermediário, ou seja, para $4,6 < T_s < 13,3$, portanto neste trabalho se classificou esta faixa como Sintonia Razoável (SZ), necessitando, assim, da melhoria no desempenho.

Calculando-se os novos valores PID para o processo de pólos múltiplos e iguais, considerando os casos $N=1$ e $N=2$ com sintonia razoável, obtém-se os novos parâmetros de sintonia PI, conforme tabela 24.

Tabela 24: Novos parâmetros PI, baseados em T_s ótimo.

Ordem do Processo	T_s anterior	T_s novo	Parâmetros PID antigos	Parâmetros PID novos
N=1 - Lambda	11,36	2,82	$k_p=1,62$ $T_i=0,89 - T_d=0$	$k_p=2,66$ $T_i=0,14 - T_d=0,034$
N=2 - Lambda	9,23	4,51	$k_p=0,15$ $T_i=0,43 - T_d=0$	$k_p=0,28$ $T_i=0,28 - T_d=0,071$
N=2 - Alloc. de Pólos	8,09	4,51	$k_p=0,61$ $T_i=1,5 - T_d=0$	$k_p=0,28$ $T_i=0,28 - T_d=0,071$

Nas tabelas 25 e 26 têm-se os valores dos índices de desempenho para a sintonia antiga e a nova, baseada em T_s ótimo.

Tabela 25: Índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, $N = 1$ e $N = 2$, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

Ordem do Sistema	Método de sintonia	IAE	ITSE	Índices ISE	$\sum \text{varu}(t)$	$u(t)/N$
N=1	Lambda	55,60	822,91	29,36	577,69	0,005
N=1	Ótimo	37,34	395,89	14,13	1248,31	0,005
N=2	Lambda	284,77	30545,19	222,76	225,42	0,0052
N=2	Alocação de Pólos	218,59	15665,39	150,96	353,19	0,0049
N=2	Ótimo	196,40	13087,12	139,35	831,58	0,0068

Tabela 26: Continuação da Tabela anterior para índices de desempenho medidos para o processo de pólos múltiplos e iguais, $N = 1$ e $N = 2$, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

$\sum \text{vary}(t)$	ts	T_s	IAEd	TMN	Diagnóstico
329,27	1,25	11,36	5,51	0,12	SZ
420,98	0,31	2,82	1,79	0,12	AP
54,42	5,26	9,23	4,58	1,33	SZ
116,20	4,61	8,09	4,08	1,33	SZ
254,77	2,57	4,51	2,53	1,33	AP

Pode-se também visualizar nas figuras 73 e 74, as respostas da malha para $N = 1$ e $N = 2$, agora utilizando-se os valores novos dos parâmetros PID, baseados em T_s ótimo.

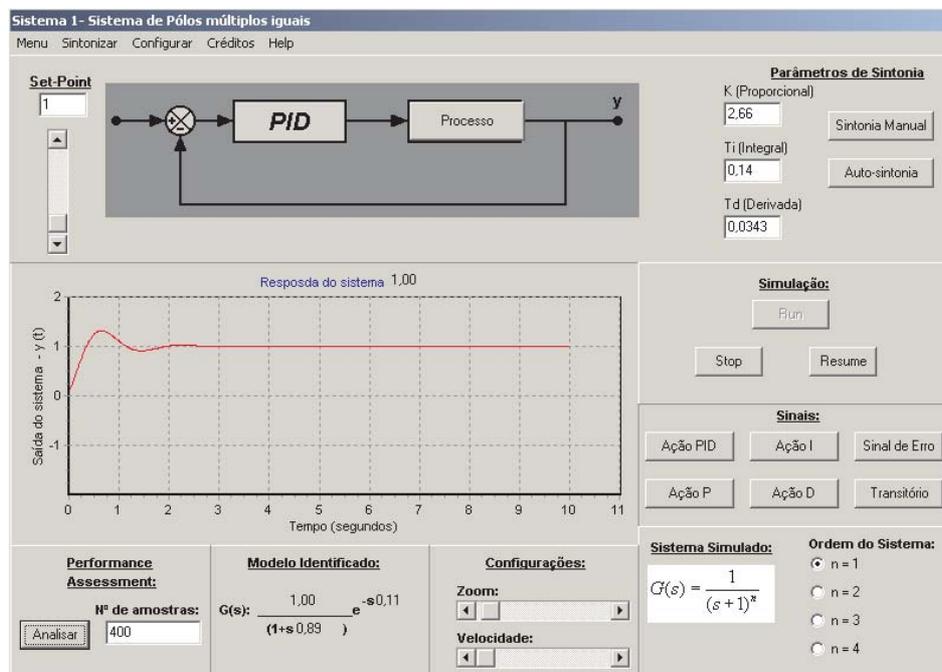


Figura 73: Resposta do processo de pólos múltiplos e iguais, $N = 1$, ao degrau, com parâmetros PID novos, baseados em T_s ótimo.

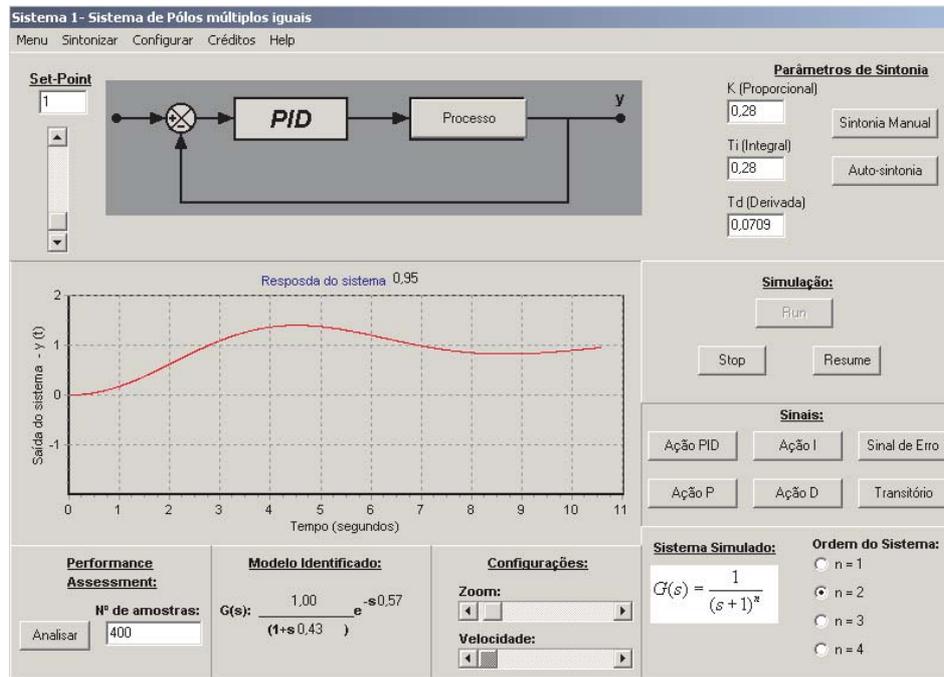


Figura 74: Resposta do processo de pólos múltiplos e iguais, $N = 2$, ao degrau, com parâmetros PID novos, baseados em T_s ótimo.

4.5 Conclusões

Neste capítulo verificou-se a aplicação do tempo de estabilização normalizado ótimo no cálculo de novos parâmetros PID após verificar-se em que os parâmetros antigos produziam baixo desempenho da malha. Estes novos índices foram determinados para vários processos e calculou-se os valores ótimos para o tempo de estabilização normalizado, bem como o IAEd.

Em alguns exemplos explicitados no capítulo III, viu-se que o desempenho para determinados ajustes foi abaixo do esperado, fazendo-se, assim, necessário a aplicação do método descrito neste capítulo. Ao aplicar-se o método de Swana e Seborg obteve-se melhora no desempenho dos sistemas, com maior representatividade para $N = 1$ do que para $N = 2$, onde a melhora não foi tão expressiva como se pode acompanhar nas tabelas 25 e 26 e na figura 74.

5 *Aplicação do ambiente nas medidas do desempenho de um servo-mecanismo*

Equipamentos industriais de controle de posição e/ou velocidade angular são freqüentes em alguns processos e equipamentos encontrados na indústria. Como exemplo pode-se citar braços de robôs, CNC's e correias transportadoras. Em todos estes processos, entre outros em que encontram presentes dispositivos de servo-mecanismos, determinadas grandezas físicas necessitam ser controladas, objetivando, assim, características operativas específicas (DATAPOOL, 2006). Essas grandezas típicas encontradas em sistemas de controle para servo-mecanismo geralmente são o deslocamento angular θ e/ou a rotação W . Torna-se necessário, então, a leitura de ângulos, informações que são fornecidas por determinados sensores. Exemplos de sensores para deslocamento angular, denotado por T_a são: servo potenciômetros, transformadores rotativos, sincros, resolvers, encoders, etc.; exemplos para transdutores de rotação T_r são: tacômetros, encoders, etc. Normalmente, os transdutores estão associados com sinais elétricos (tensão ou corrente), pois possuem função de converter determinada grandeza física nestes sinais. Padrões industriais para estes sinais elétricos têm sido apresentados como correntes de 0 a 20mA, 4 a 20mA, ou sinais de tensão como 1 a 5V, 0 a 10V, -5 a 5V ou -10 a 10V, entre outros. A figura 75 mostra um exemplo de um processo típico de servo-mecanismo. Pode-se observar que dispositivos como motores (M) acionam transmissões mecânicas (engrenagens, polias, etc.), produzindo, assim, movimentos angulares.

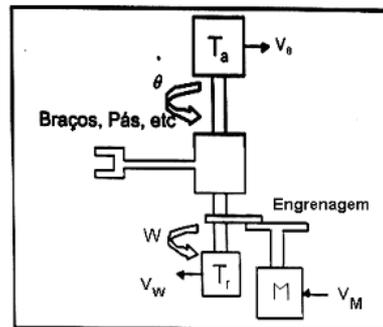


Figura 75: Exemplo de um processo onde se encontra um servo-mecanismo (DATAPOOL, 2006).

5.1 Servo-mecanismo: Descrição do módulo

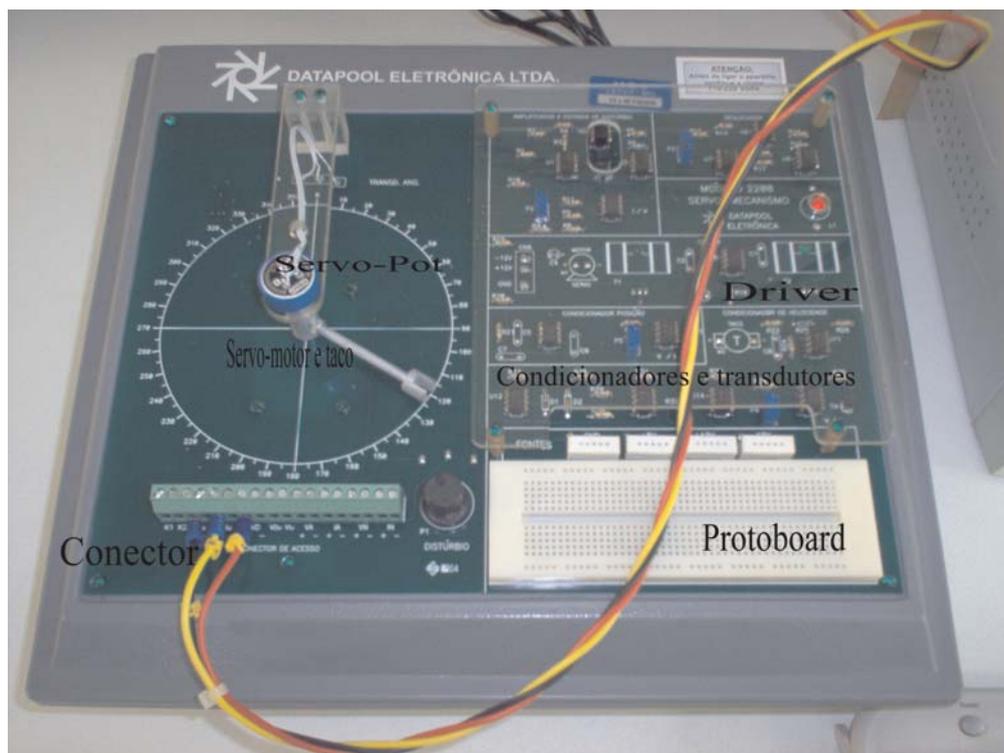


Figura 76: Módulo didático utilizado no ambiente.

O servo-mecanismo é constituído por dois transdutores, servomotor, driver de acionamento, conector de acesso, protoboard e fontes de alimentação. A figura 76 ilustra o módulo, modelo 2208 da Datapool.

Nela pode-se destacar os dois sensores mencionados que são o taco e o servo-pot, o protoboard para experiências adicionais, os circuitos condicionadores de sinais elétricos que convertem os sinais oriundos dos transdutores, o conector para conexão na porta de uma placa A/D, e o servo-motor propriamente dito. A instrumentação empregada no servo-mecanismo é apresentada na figura 77.

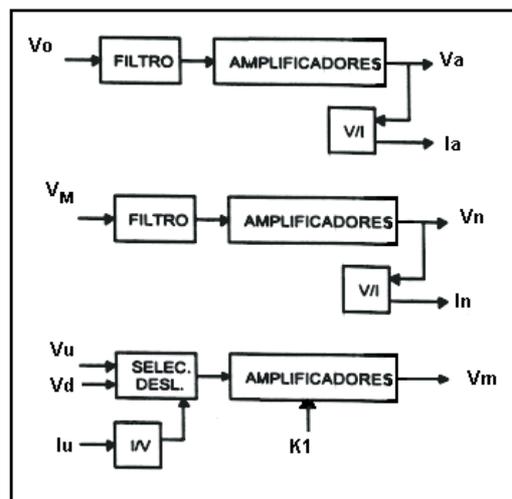


Figura 77: Instrumentação empregada no servo-mecanismo - Diagrama de blocos (DATAPOOL, 2006).

Neste diagrama (figura 77) pode-se destacar: o bloco V/I, onde se tem um circuito eletrônico cujo objetivo é converter um sinal de tensão em uma corrente proporcional; o bloco I/V, onde se tem um circuito eletrônico que converte um sinal de corrente em tensão proporcional.

Segundo o fabricante, este módulo pode ser ligado a qualquer equipamento de controle como controladores de malhas analógicas, controladores digitais, CLP (Controlador lógico programável), placa de aquisição de dados, etc, que possuam entradas e saídas analógicas em níveis de 0 a +5V ou de 0 a 20mA. É necessária uma saída analógica para que haja um sinal de comando e uma entrada onde é possível fazer experiências com controle de posição ou velocidade. É recomendado pelo fabricante que essas entradas e saídas analógicas tenham resolução mínima de 8 bits, para não-comprometimento da precisão. Também é recomendado um tempo de varredura menor que 100 ms para atender os requisitos de resposta dinâmica do sistema.

Todos os circuitos eletrônicos necessários para o condicionamento de sinais do servo-mecanismo como os filtros, amplificadores, driver, etc. são apresentados nas figuras 78 e 79.

5.1.1 Transdutores

O transdutor em um processo de instrumentação tem como objetivo transformar sinais físicos em elétricos. Entretanto, ao transformar essas grandezas é necessário uma etapa que compreende a amplificação, a filtragem e transmissão dos sinais colhidos. Essa etapa é denominada de condicionamento de sinais, sendo necessária para atender os requisitos dos equipamentos que receberão estes sinais.

É usado um servo-potenciômetro como transdutor de deslocamento angular, onde o mesmo é alimentado com uma fonte de tensão fixa. Quando são provocados deslocamentos angulares no seu eixo, estes produzem uma tensão proporcional V_{θ} do seu cursor. Logo após, há um processo de filtragem cujo objetivo é minimizar eventuais ruídos que possam ser induzidos, devido a comutação dos coletores do motor de acionamento da parte mecânica do acionamento. Contudo, o sinal desprovido de parte do ruído é amplificado, adequando, assim, níveis de tensão, proporcionando uma tensão V_A na faixa de 0 a 5V, ou uma corrente de 0 a 20mA proporcionada por um conversor V/I.

Para o transdutor de rotação utiliza-se um tacômetro que fornece um sinal de tensão V_W , sendo este sinal proporcional à rotação. Como todo o processo de transdução e condicionamento, este sinal passa por um processo de filtragem para minimizar ruídos elétricos, já que o tacômetro é uma pequena máquina elétrica com coletores. Contudo, o sinal filtrado é amplificado apresentando uma tensão V_n disponível na faixa de 0 a 5V, ou uma corrente de 0 a 20mA por um bloco V/I.

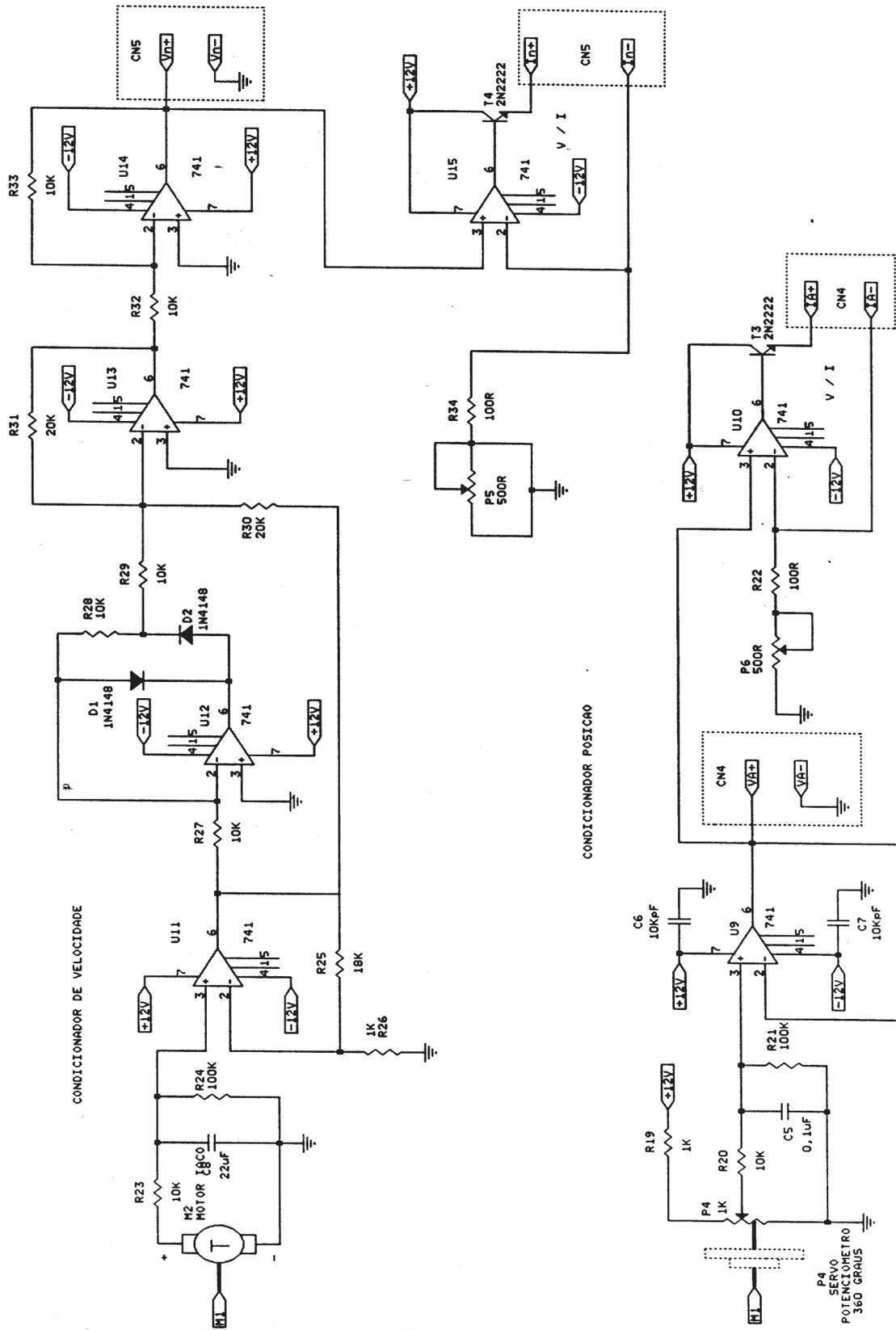


Figura 79: Esquemas dos circuitos de condicionamento de velocidade e posição (DATAPOOL, 2006).

5.1.2 Driver de acionamento

Os drives são amplificadores de potência com finalidade de alterar tensões de comando para acionamento de dispositivos como motores de corrente contínua. Sabe-se que os mesmos são implementados por chaves eletrônicas de potência com transistores, IGBTs, SCRs entre outras.

Neste equipamento é empregado um servo-motor de corrente contínua de ímã permanente acoplado com um conjunto de engrenagem que aciona um conjunto mecânico (braço/ponteiro) do sistema posicionador e/ou de rotação angular. A tensão de armadura do motor é modificada por um driver linear a transistores a partir de sinais de comando V_u , V_D ou I_u de baixa potência. Os sinais de comando podem estar na faixa de -5 a +5V ou de 4 a 20mA), onde a seleção destes sinais é feita por conectores de acesso dos sinais. O driver amplifica estes sinais em um sinal V_M com capacidade de até +/- 12V e 1,5A para acionamento do motor. Um sinal adicional K_1 e K_2 provoca variações no torque do motor, simulando, assim, distúrbios no sistema.

5.2 Placa conversora Analógico-Digital

Trata-se de um conversor A/D, com resolução de oito bits, com oito entradas (em conector DB-25). Esta interface tem a função de converter sinais analógicos em digitais com as seguintes características:

- i - Conversor analógico-digital (A/D) de 8 bits, de $100\mu s$ (aproximações sucessivas);
- ii - Oito entradas analógicas (em conector DB-25), multiplexadas de 0 a +5V;
- iii - Taxa de amostragem em função do uP e clock utilizado (tipicamente 5000/s para micros da linha XT) e;
- iv - Alimentação do próprio microcomputador ou rack de aquisição.

5.2.1 Diagrama de blocos da placa A/D

Na figura 76 pode-se visualizar o diagrama de blocos da placa conversora analógico-digital, onde podem ser destacados: o Slot, onde se encontra a conexão com o microcomputador, contendo as linhas de dados, endereços e controle utilizadas; as linhas de dados (Dad); as linhas de endereços (End); as linhas de controle constituindo-se de linhas para controle de leitura em interfaces (LEI), linha de controle para escrita em interfaces (ESC) e linha de controle para sinalização de endereços válidos (ENV); decodificador de endereços (DEC); chaves do tipo dip, para seleção de endereços de acionamento do A/D; conversor analógico-digital; sample-hold, ou seja, o circuito amostrador/retentor; EA1 a EA8, entradas analógicas em modo comum.

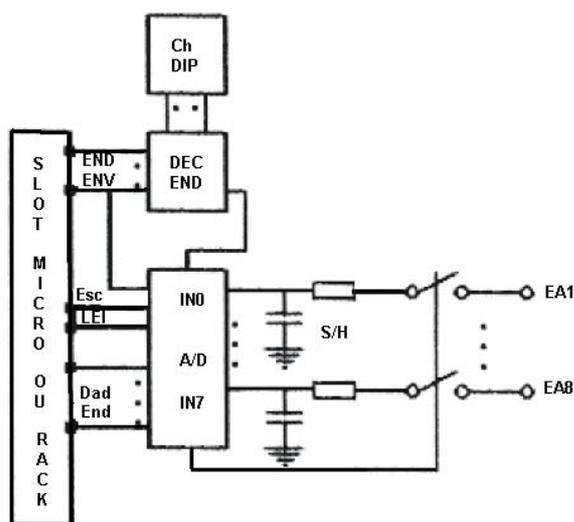


Figura 80: Diagrama de blocos da placa conversor analógico-digital.

Cada componente de um computador pessoal possui um endereço específico para funcionamento. Portanto, a placa A/D possui uma chave do tipo dip para seleção do endereço de funcionamento da placa.

O acionamento da placa é realizado da seguinte maneira: escreva no endereço especificado pelas chaves dip, pois, assim, estamos selecionando a saída a ser utilizada (EA1 a EA8); implemente uma espera (delay) de no mínimo $100\mu s$, para o A/D converter o dado analógico em digital; logo após, leia o endereço, que

contém o dado convertido através de uma instrução de leitura em interface, em C++.

5.3 Resultados e Simulações

O objetivo do ambiente desenvolvido neste caso é de medir os valores na saída do servo-mecanismo e, através destes dados, diagnosticar a malha de controle em questão. Para isso, será utilizado a placa conversor analógico-digital para colher os dados apresentados pelo sistema.

Para o controle do sistema servo-mecanismo, será utilizado um controlador PID analógico, montado na matriz de contatos (Proto-board) do kit de servo-mecanismo, formado por amplificadores operacionais, e cujo ajuste é feito sobre resistores e capacitores inerentes ao circuito PID.

Utilizando os seguintes ajustes no controlador PID analógico, pelo cálculo do valor de seus componentes (resistor, capacitor): $K_p = 0,5$; $T_i = 0,04$ e $T_d = 0,01$, obtiveram-se os seguintes índices de desempenho:

Tabela 27: Índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

Ordem do Sistema	Método de sintonia	Índices				
		IAE	ITSE	ISE	$varu(t)$	$u(t)/N$
Segunda ordem	Ajustado pelo operador	68,49	1480,95	28,33	283,97	0,0023

Tabela 28: Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

$vary(t)$	ts	Ts	IAEd	TMN	Diagnóstico
440,37	2,26	20,55	9,50	0,12	SR

Com os valores apresentados nas tabelas 27 e 28, o ambiente diagnosticou como uma sintonia ruim, de acordo com a figura 81.

Desempenho

Índices de Desempenho:

IAE	Somatório Var Saída
I1: 68,49	I6: 440,37
ITSE	Settling Time (Seg)
I2: 1480,95	I7: 2,26
ISE	Settling Time Normalizado
I3: 28,33	I8: 20,55
Somatório Var Controle	IAEd
I4: 283,97	I9: 9,50
Média do Controle	Tempo de Atraso Norm.
I5: 0,0023	I10: 0,12

Diagnóstico:
Sintonia Ruim!

Descritivo dos índices de desempenho:

Integral do erro quadrático

$$ISE = \int_0^T e^2(t) dt$$

Discrimina excessivamente sistemas superamortecidos de subamortecidos. Elimina o efeito do erro negativo.

Configuração do Distúrbio:

Amostra Inicial: 220 Amostra Final: 350

Valor do Distúrbio: 0,45 Fechar

Sem distúrbio e mudança no Set-point

Mudança no Set-point

Presença de distúrbio

Mudança no Set-Point + presença de distúrbio

Mudança na Referência:

Amostra Inicial: 0 Amostra Final: 80

Referência (Set-point):

Valor inicial: 2 Valor Final: 1

Melhorar Desempenho

Figura 81: Diagnóstico apresentado pelo ambiente.

Aplicando-se a melhoria no desempenho (figura 82), obtiveram-se os novos valores na sintonia:

Melhorias na Performance

Menu Calcular Help

Parâmetros da Malha de Controle atual:

Settling Time: 2,26

Settling Time Normalizado: 20,55

IAEd: 9,50

Parâmetros ótimos de sintonia:

Kp: 2,66

Ti: 0,14

Td: 0,03

Parâmetros do Sistema:

Tempo de atraso: 0,12

Constante de tempo: 0,89

Ganho Estático do sistema: 1

Calcular Sugestões

Atualizar Fechar

Figura 82: Cálculo dos novos valores dos parâmetros de sintonia.

Aplicando-se os novos valores dos parâmetros de sintonia ($k_p = 2,66$; $T_i = 0,14$; $t_d = 0,03$) sobre o controlador PID analógico, obtém-se os novos índices de desempenho:

Tabela 29: Índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

Ordem do Sistema	Método de sintonia	Índices				
		IAE	ITSE	ISE	$varu(t)$	$u(t)/N$
Segunda ordem	Ajustado pelo operador	15,33	65,31	5,42	498,58	0,0025

Tabela 30: Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

$vary(t)$	ts	Ts	IAEd	TMN	Diagnóstico
420,68	0,16	1,45	1,20	0,12	AD

Baseado nos índices medidos acima pode-se apresentar o diagnóstico conforme figura 83:

Figura 83: Índices de desempenho e diagnóstico apresentado pelos novos valores de sintonia.

Um outro exemplo de ajuste para o controlador PID analógico, pelo cálculo do valor de seus componentes: $K_p = 0,75$; $T_i = 0,05$ e $T_d = 0,4$, obtiveram-se os seguintes índices de desempenho:

Tabela 31: Índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

Ordem do Sistema	Método de sintonia	Índices				
		IAE	ITSE	ISE	$varu(t)$	$u(t)/N$
Segunda ordem	Ajustado pelo operador	41,83	556,28	10,01	1778,61	0,0025

Tabela 32: Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

$vary(t)$	ts	Ts	IAEd	TMN	Diagnóstico
424,13	1,55	14,09	6,69	0,12	SZ

Com os valores apresentados nas tabelas 31 e 32, o ambiente diagnosticou como uma sintonia razoável, de acordo com a figura 84.

Figura 84: Diagnóstico apresentado pelo ambiente.

Aplicando-se a melhoria no desempenho (figura 85), obtiveram-se os novos valores na sintonia:

Melhorias na Performance
 Menu Calcular Help

Parâmetros da Malha de Controle atual:

Setting Time: 1,55
 Settling Time Normalizado: 14,09
 IAEd: 6,69

Parâmetros ótimos de sintonia:

Kp: 2,66
 Ti: 0,14
 Td: 0,03

Parâmetros do Sistema:

Tempo de atraso: 0,12
 Constante de tempo: 0,89
 Ganho Estático do sistema: 1

Buttons: Calcular, Sugestões, Atualizar, Fechar

Figura 85: Cálculo dos novos valores dos parâmetros de sintonia.

Aplicando-se os novos valores dos parâmetros de sintonia ($k_p = 2,66$; $T_i = 0,14$; $t_d = 0,03$) sobre o controlador PID analógico, obtém-se os novos índices de desempenho:

Tabela 33: Índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

Ordem do Sistema	Método de sintonia	Índices				
		IAE	ITSE	ISE	$varu(t)$	$u(t)/N$
Segunda ordem	Ajustado pelo operador	15,33	65,31	5,42	498,58	0,0025

Tabela 34: Continuação da tabela anterior para índices de desempenho medidos para o servo-mecanismo, 400 amostras sem distúrbio e mudança na referência.

$vary(t)$	ts	Ts	IAEd	TMN	Diagnóstico
420,68	0,16	1,45	1,20	0,12	AD

Baseado nos índices medidos acima pode-se apresentar o diagnóstico conforme figura 86:

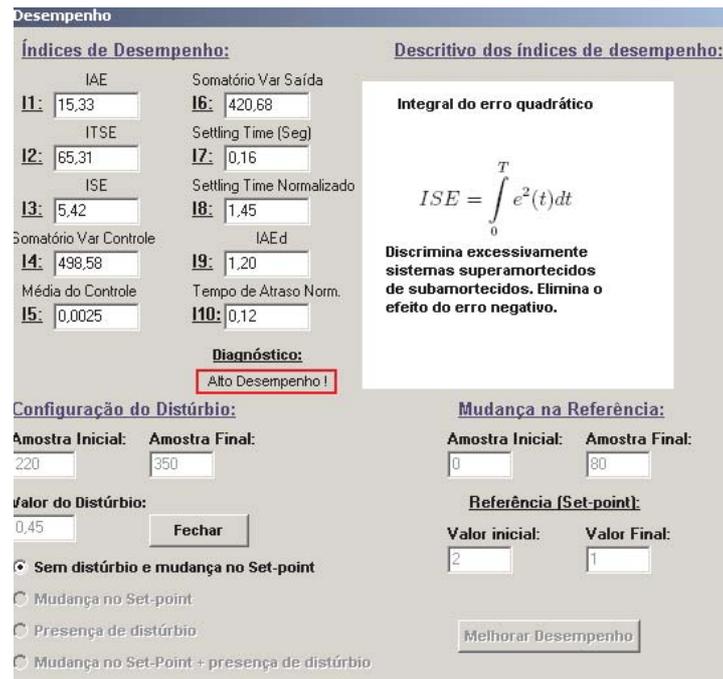


Figura 86: Índices de desempenho e diagnóstico apresentado pelos novos valores de sintonia.

Pode-se observar que os novos valores de sintonia são os mesmos determinados para os dois casos, isto se deve pelo fato de que os novos parâmetros são calculados mediante a média da margens de fase e ganho apresentada na tabela 23 (capítulo IV).

5.4 Conclusões

Viu-se neste capítulo uma aplicação do ambiente no diagnóstico de servomecanismo. Os dados foram coletados mediante o uso de uma placa A/D. Por disponibilidade técnica não se utilizou o controlador PID digital desenvolvido no ambiente, pois haveria, assim, de se ter disponível uma placa conversor digital-analógico (D/A) e computadores com slots ISA (em desuso), já que o fabricante necessita deste componente. Nota-se que os valores antigos dos parâmetros de sintonia produziam valores dos índices baseados na integral do erro bem mais expressivos, bem como um tempo de estabilização maior, provavelmente pelo fato do sistema ter oscilado até estabilizar-se. Após a melhoria houve uma redução signi-

ficativa nos índices de desempenho baseados na integral do erro, colocando-se em destaque o índice ITSE, onde a redução foi de quase 96% ! Verifica-se também, que o tempo de estabilização reduziu bastante, o que nos leva a crer que o sistema estabilizou-se rapidamente. Contudo o novo valor da variância do esforço de controle foi maior, o que em muitos casos práticos deve ser avaliado, pois este valor mais alto produziu uma resposta melhor da malha, mas aumentou o esforço, o que reduziria a vida útil dos elementos atuadores.

6 CONCLUSÕES

Apresentou-se neste trabalho um ambiente de simulação auto-explicativo, com interface amigável com o usuário, onde se procurou apresentar as características mais importantes de uma malha de controle SISO. Foi explorado, na construção do ambiente, questões associadas à sintonia dos controladores PID, bem como um contato preliminar com aspectos relacionados à avaliação do desempenho das malhas de controle.

A incorporação, neste ambiente, das complexidades mais representativas das malhas de controle foi viabilizada com a inserção de modelos lineares dos sistemas mais comuns no meio industrial, processos estes descritos por Åström (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2000).

Explorou-se, no desenvolvimento do ambiente, a utilização, análise e comparação dos diversos métodos de sintonia correntes na literatura atual e, em muitos casos, incorporados aos sistemas de controle comercializados. O desenvolvimento dos trabalhos comprovou a ainda existente complexidade para uma sintonia correta dos controladores PI e PID, levando os técnicos, operadores e engenheiros de controle a optar por soluções de compromisso entre uma resposta ótima em termos de saída da malha de controle, ou por um esforço maior de controle, baseado na relação custo benefício de cada processo específico, bem como nas restrições correntes à sua operação.

Os enfoques atuais, contudo, adotados para auditorias das malhas de controle exigem análises econômicas que permitam estabelecer o que se deseja alcançar: uma produtividade maior proporcionada por uma resposta na saída da malha ótima, um esforço menor de controle ou um desempenho razoável na saída

em conjunto com menor esforço de controle. É necessário viabilizar, contudo, o desenvolvimento de tais competências na formação de técnicos e engenheiros no tocante à análise financeira do que se deseja alcançar em uma malha de controle.

Os diversos exemplos analisados e utilizados ao longo do trabalho mostraram que, em caso de mudança de referência e presença de distúrbios na malha, o método de sintonia Ziegler e Nichols mostrou-se bastante eficiente. Observou-se ainda que os métodos de Lambda e Haalman, contudo, não atingiram resultados razoáveis com relação ao comportamento servo e regulatório, devido possivelmente aos altos tempos de estabilização apresentados. Estes resultados sugerem que, em malhas de controle sujeitas às mudanças de carga e referência constantes e abruptas, tais métodos de sintonia não sejam aconselhados. Foi também possível constatar que o método de relé mostrou-se bastante aceitável com relação à identificação do sistema, embora os valores encontrados para os parâmetros neste procedimento diverjam em relação à resposta ao degrau, fato este também associado às características inerentes à cada algoritmo. Pode-se ainda assinalar que, devido à aproximação aceitável dos dados do sistema, sua aceitação industrial é crescente. Vale, como comentário, a observação que as sintonias dos controladores baseadas no método de relé, no ambiente desenvolvido, produziram respostas com sobre elevação maior que os demais.

O ambiente desenvolvido possibilitou ainda a introdução de procedimentos relacionados à avaliação de desempenho das malhas de controle para os diversos métodos de sintonia integrantes do ambiente. Para tal foi utilizado o procedimento sugerido por Swana e Seborg (SWANDA; SEBORG, 1999) podendo-se constatar, pelos resultados das simulações efetuadas, que o método é altamente eficaz quando se consideram as figuras de mérito utilizadas e a proposta de otimização da malha, especialmente para processos que não possuem dinâmica oscilatória. Para sistemas de ordem mais elevada, com parâmetros de sintonia que proporcionavam uma resposta razoável ou lenta, este método apresentou uma considerável melhoria no desempenho, como pode ser verificado ao longo do trabalho. Há que se assinalar, contudo, que o comportamento do sinal de controle, bem como o comportamento da saída do sistema, quando se utilizam os procedimentos de sintonia para melhoria do desempenho geral da malha, apresentaram valores de variância e média maiores que os demais métodos utilizados. Em uma situação real, na indústria,

deve-se efetuar estudos para verificação da vida útil dos elementos da malha, pois em algumas otimizações baseada apenas no erro ou tempo de resposta podem levar a sinais de controle e saída menos conservadores, comprometendo, assim, esses elementos.

Verificou-se também a utilização do ambiente na operação com sistemas em tempo real, ou seja, na avaliação e sintonia de sistemas físicos concretos. Avaliou-se o desempenho de um servomecanismo, re-sintonizando, assim, a malha de controle de acordo com o método proposto, fomentando uma melhora no desempenho global da malha de controle (servo-mecanismo).

As características do ambiente desenvolvido classificam-no como uma ferramenta didática para educação em controle de processos industriais. A adoção do ambiente como uma ferramenta didática auxiliar exige traçar com maior clareza, o objetivo principal no desenvolvimento de ferramentas pedagógicas tecnológicas para as instituições de ensino. A definição de educação como processo de desenvolvimento da competência humana fomenta a condição de não apenas fazer, mas de fazer saber e sobretudo de refazer (DEMO, 1998).

O processo de aprendizagem é fortemente baseado na prática, no trabalho desenvolvido pelos próprios estudantes. Este tipo de aprendizagem requer facilidades mínimas de infra-estrutura como bibliotecas e laboratórios. Para uma melhor qualidade e maior freqüência na elaboração e realização dos experimentos, os laboratórios exigiriam uma grande infra-estrutura de atualização tecnológica e suporte de material (SOUZA; FILHO, 2001). Portanto, este ambiente será utilizado nas disciplinas de controle e automação dos seguintes cursos técnicos e de graduação do CEFET-MG, UNED Leopoldina: Eletrotécnica/Automação, Informática Industrial e Engenharia de Controle e Automação. Também será utilizado no curso de graduação em Engenharia Elétrica da UFJF.

Baseado nos resultados alcançados e dando-se o enfoque em avaliação de desempenho de malhas industriais de controle pode-se sugerir os seguintes trabalhos futuros:

i - O controle de sistemas reais, procurando acesso de dispositivos externos por outras portas de comunicação do computador;

ii - A implementação de novos procedimentos de análise de desempenho, dando agora enfoque à pesquisa em análise de desempenho estocástico, como a implementação do índice de Harris (HARRIS; SEPPALA; DESBOROUGH, 1999);

iii - Desenvolvimento de novas ferramentas para ações corretivas em malhas com desempenho abaixo do esperado, aumentando, assim, a possibilidade de se escolher a melhor opção de acordo com as características do sistema auditado e

iv - Avaliação do desempenho focando os sistemas aqui apresentados, mas utilizando outros controladores como o PID2 (ISERMANN, 1981), Dahlin (ISERMANN, 1981), PID adaptativo (HEMERLY, 2000), para que, através destas análises comparativas, se possa estabelecer a melhor sintonia para um sistema, dentro dos critérios estipulados.

Referências

- ABB. *ABB: Loop optimizer suite*. [S.l.], July 2006. Artigos publicados no site da empresa.
- BIALKOWSKI, W. L. *Control of the Pulp and Paper Making Process*. [S.l.]: The Control Handbook CRC Press & IEEE Press, 1996.
- CARMO, M. J.; GOMES, F. J. sintonia de controladores e análise funcional de malhas industriais em ambiente multifuncional integrado. In: *XXXIII Cobenge*. Campina Grande: [s.n.], 2005.
- CARMO, M. J.; GOMES, F. J. Diagnóstico de controladores pid e performance de malhas industriais em ambiente multifuncional integrado. In: *CLCA XII Latin American Congress on Automatic Control*. [S.l.: s.n.], 2006.
- CHEN, C. L. A simple method for on-line identification and controller tuning. *AIChE Journal*, v. 35, n. 12, p. 156–168, 1989.
- CHIEN, I. L.; FRUEHALF, P. S. Consider imc tuning to improve controller performance. *Chem. Eng. Prog.*, v. 86, n. 10, p. 33–41, 1990.
- CHIEN, K. L.; HRONES, A.; RESWICK, J. B. On the automatic control of generalized passive systems. *Trans. ASME*, v. 74, p. 175–185, 1952.
- COELHO, A. A. R.; ALMEIDA, O. M.; COELHO, L. S. Controlador nebuloso pid auto-ajustável com especificação de margem de fase e de ganho: implementação e análise de um processo não linear de luminosidade. In: *CBA 2000*. Florianópolis: [s.n.], 2000. p. 747–752.
- COHEN, G. H.; COON, G. A. Theoretical considerations of retarded control. *ASME Transactions*, Vol. 75, p. 827–834, 1953.
- CORRIPIO, A. B.; SMITH. *Tuning of Industrial Control System*. NC. EUA: The Instrumentation, systems and Automation society, 2001.
- DAHLIN, E. B. Designing and tuning digital controllers. *Instruments and Control systems*, v. 42, p. 77–83, June 1968.
- DATAPOOL. *Servo-mecanismo 2208 Datapool manual de experiências, calibração e manutenção*. Itajubá, 2006.
- DEBOROUGH, L. D.; HARRIS, T. J. Performance assessment measures for univariate feedforward/feedback control. *Journal of Chemical Engineering*, v. 71, p. 605–616, 1993.

- DEMO, P. *Educar pela pesquisa*. 3^a. ed. [S.l.]: Campinas: Autores associados, 1998.
- DESBOROUGH, L. D.; HARRIS, T. J. Performance assessment measures for univariate feedback control. *Journal of Chemical Engineering*, v. 70, p. 1186–1197, 1992.
- DEVRIES, W. R.; WU, S. M. Evaluation of process control effectiveness and diagnosis of variation in paper basis weight via multivariate time series analysis. *IEEE Trans.*, v. 23, p. 702–708, 1978.
- ELNAGGAR, A. *Variable regression estimation of unknown system delay*. 1990. Tese (Doutorado) — Univ. Bristish Columbia, 1990.
- ERIKSSON, P.; ISAKSSON, A. J. Some aspects of control loop performance monitoring. In: *the 3th IEEE conference on control applications*. [S.l.: s.n.], 1994.
- EXPERTUNE. *ExpertTune: Plant Triage Manual*. [S.l.], 2006.
- FONSECA, M. O.; FILHO, C. S.; TORRES, B. S. Avaliação de desempenho e auditoria em malhas de controle. *InTech*, v. 63, p. 32–37, 2004.
- FRUEHALF, P. S.; CHEN, I.; LAURITSEN, M. D. Simplified imc - pid tuning rules. *ISA trans*, v. 33, p. 43–59, 1994.
- GRACE, A. *Optimization TOOLBOX*. Prime Park Way, 24 Natick, MA, 01760: The MathWorks, Inc, 1995.
- HAALMAN, A. Adjusting controllers for a deadtime process. In: *Control Engeneering*. [S.l.: s.n.], 1965. p. 71–73.
- HARRIS, T. J. Assessment of control loop performance. *Canadian Journal of Chemical Engineering*, v. 67, p. 856–861, 1989.
- HARRIS, T. J.; BOUDREAU, F.; GREGOR, J. F. MAC. Performance assessment of multivariable feedback controllers. *Automática*, v. 32, p. 1505–1518, 1996.
- HARRIS, T. J.; SEPPALA, C. T.; DESBOROUGH, L. D. A review of performance monitoring and assessment techniques for univariate and multivariate control system. *J. Process Control*, v. 9, p. 1–17, 1999.
- HEMERLY, ELDER MOREIRA. *Controle por computador de Sistemas dinâmicos*. 2^a. ed. São Paulo: Ed. Edgard Blucher LTDA, 2000.
- HENRIQUES, L. O. A. P.; SUEMITSU, W. I.; ROLIM, L. G. B.; BRANCO, P. J. C.; DENTE, J. A. Neuro-fuzzy compensation strategy to minimise torque ripple in switched reluctance motor drives. In: *1st IFAC-Conference on Mechatonics Systems*. [S.l.: s.n.], 2000.
- HO, W. K.; HANG, C. C.; CAO, L. S. Tuning pid controllers based on gain and phase margin specifications. *Automatica (UK)*, v. 31, n. 3, p. 497–502, 1995.
- HONEYWELL. *Honeywell: Loop scout*. [S.l.], 2006.

- HORCH, A.; ISAKSSON, A. J. A modified index for control performance assessment. *J. Proc. Control*, v. 9, p. 475–483, 1999.
- HUANG, B.; SHAH, S. L. Feedback control performance assessment of non-minimum phase mimo systems. In: *AIChE*. [S.l.: s.n.], 1997.
- HUANG, B.; SHAH, S. L. Practical issues in multivariable feedback control performance assessment. *J. Proc. Control*, v. 8, p. 421–430, 1998.
- HUANG, B.; SHAH, S. L.; KWORK, K. E. Good, bad or optimal? performance assessment of multivariable process. *Automática*, v. 6, p. 1175–1183, 1997.
- ISA. Advanced control reference. In: *NEC, Birmingham*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 12–14.
- ISERMANN, ROLF. *Digital control systems*. [S.l.]: Springer-Verlag, 1981.
- JÚNIOR, J. R. C. *Controladores PID industriais com sintonia automática por realimentação a Relê*. 1999. Dissertação (Mestrado) — USP, Faculdade de Engenharia de São Carlos - São Carlos - SP, 1999.
- JUTAN, A.; RODRIGUEZ, E. S. Extension of a new method for on-line controller tuning. *The Canadian Journal of Chemical Engineers*, Vol. 62, p. 78–90, 1984.
- KENDRA, S. J.; CINAR, A. Controller performance assessment by frequency domain techniques. *J. Process Control*, v. 7, p. 181–194, 1997.
- KO, B.; EDGAR, T. F. Assessment of achievable pi control performance for linear process with dead time. In: *Proc. American control conference*. [S.l.: s.n.], 1998.
- KO, B. S.; EDGAR, T. F. Performance assessment of cascade control loops. *AIChE J*, v. 46, p. 281–291, 2000.
- KOZUB, D. J. Controller performance monitoring and diagnosis: experiences and challenges. In: *IN: Proc. 5th Int. Conf. on Chemical Process control and Tahoe Cs and AIChE and CACHE*. [S.l.: s.n.], 1996.
- LEE, J. On-line pid controller tuning from a single, close - loop test. *AIChE Journal*, Vol. 35, n. N° 2, p. 78–90, Feb 1989.
- LEE, J.; SUNG, S. W. Comparison of two identification methods for pid controller tuning. *AIChE Journal*, v. 39, n. 4, p. 89–95, Abril 1993.
- LEVA, A. Pid autotuning algorithm based on relay feedback. *IEE Proceedings-D*, v. 140, p. 328–338, 2000.
- LÓPEZ, A. M.; MILLER, J. A.; SMITH, C. L.; MURRIL, P. W. Tuning controllers with error-integral criteria. In: *Instrumentation Technology*. [S.l.: s.n.], 1967.
- LYNCH, C. B.; DUMONT, G. A. Control loop performance monitoring. *IEEE Trans. Cont. Sys. Tech.*, v. 4, p. 184–192, 1996.
- MATRIKON. *Matrikon: ProcessDoc*. [S.l.], 2006.

- MENDEL, J.M. Fuzzy logic systems for engineering: a tutorial. *Proc. IEEE*, v. 83, p. 345–377, 1995.
- MILLER, R. M.; DESBOROUGH, L. D. Web-enabled control loop assessment. In: *Chemical Engineering*. [S.l.: s.n.], 2000.
- NISHIKAWA, Y. A method for auto-tuning of pid control parameters. *Automatica*, v. 20, n. 3, p. 321–332, 1984.
- OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: Prentice Hall do Brasil, 1982.
- PAPRICAN. *Pulp & Paper Research Inst. of Canada (PAPRICAN): LoopMD*. [S.l.], 2006.
- PENA, R. T.; TORRES, B. S. Estudo e aplicação de um software de sintonia automática de controladores pid. *Revista InTech Brasil*, v. 5, n. 46, p. 30–34, 2002.
- POULIN, E.; POMERLEAU, A.; DESBIENS, A.; HODOUIN, D. Development and evaluation of an auto-tuning and adaptative pid controller. *Automatica*, v. 32, n. 1, p. 71–82, 1996.
- QIN, S. J. Control performance monitoring a review and assessment. *Computers and Chemical Engineering*, v. 23, p. 173–186, 1998.
- RIVERA, D. E.; MORARI, M.; SKOGESTAD, S. Internal model control. 4. pid controller desingn. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, v. 25, p. 252–265, 1986.
- SEBORG, D. E.; EDGAR, T. F.; MELLICHAMP, D. A. *Process Dinamic and Control*. New York: John Wiley & Sons, 1989.
- SHINSKEY. *Feedback controllers for the process industries*. [S.l.]: McGraw-Hill, 1994.
- SOUZA, C. P.; FILHO, J. T. *Controle por Computador: desenvolvendo sistema de aquisição de dados para PC*. São Luís: Ed. EDUFMA, 2001.
- STANFELJ, N.; MARLIN, T. E.; MACGREGOR, J. F. Monitoring and diagnosing processo control performance: the single-loop case. *Ind. Eng. Chem.*, v. 32, p. 301–314, 1993.
- ÅSTRÖM, K. Computer control of a paper machine an application of linear stochastic control theory. *IBM*, v. 11, p. 389–405, 1967.
- ÅSTRÖM, K. J. Assessment of achievable performance of simple feedback loops. *J. Adaptative control and signal process*, v. 5, p. 3–19, 1991.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. Benchmark systems for pid control. In: *IFAC Digital Control: Past, Present and :Future*. Spain: [s.n.], 2000. p. 165–166.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄNGGLUND, T. *Automatic Tuning of PID Controllers*. NC. EUA: Instrument Society of America, 1988.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄNGGLUND, T. *PID controllers: Theory, Design and Tuning*. 2nd. ed. North Carolina: Instrument Society of America, 1995.

SWANDA, A.; SEBORG, D. Evaluating the performance of pid-type feedback control loops using normalized settling time. In: *ADCHEM 97*. [S.l.: s.n.], 1997.

SWANDA, A. P.; SEBORG, D. E. Controller performance assessment based on set-point response data. In: *Proceedings of the American Control Conference*. San Diego, California: [s.n.], 1999. p. 3863–3867.

TAKAHASHI, Y.; CHAN, C. S.; AUSLANDER, D. M. Parameterinstellung bei linearen ddc-algorithmen. *Regelungstechnik un ProzeBtenverarbeitung*, v. 19, p. 237–244, 1971.

THORNILL, N. F.; OETTINGER, M.; FEDENCZUK, P. Refinery-wide control loop performance assessment. *J. Process control*, v. 9, p. 109–124, 1999.

TORRES, B. S.; FONSECA, M. DE O.; AQUINO, R. D.; FARIA, D. C. DE. *Aplicação de Software dedicado para diagnóstico de malhas de controle, sintonia e redução de variabilidade de processos*. [S.l.], 2004.

TYLER, M. L.; MORARI, M. Performance monitoring of control systems using likelihood ratio methods. In: *Proc. American control conf.* [S.l.: s.n.], 1995.

VODA, A. A.; LANDAU, I. D. A method for the auto-calibration of pid controllers. *Automatica*, v. 31, n. 1, p. 41–53, 1995.

WANG, L.; BARNES, T. J.; CLUETT, W. R. New frequency domain design method for pid controllers. *IEE Proc. Control Theory appl.*, v. 142, n. 4, p. 265–271, 1995.

YUWANA, M.; SEBORG, D. E. A new method for on-line controller tuning. *AIChE Journal*, v. 23, n. 3, p. 55–61, Mayo 1982.

ZIEGLER, J. B.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controls. *ASME Transactions*, v. 64, p. 759–768, 1942.