

MARIO ANDREI COLOGNI

**ESTUDO E AVALIAÇÃO DE METODOLOGIAS DE
AUTO-SINTONIA DE CONTROLADORES PID
VISANDO UMA IMPLEMENTAÇÃO EM
CONTROLADOR INDUSTRIAL**

**FLORIANÓPOLIS
2008**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS**

**ESTUDO E AVALIAÇÃO DE METODOLOGIAS DE
AUTO-SINTONIA DE CONTROLADORES PID
VISANDO UMA IMPLEMENTAÇÃO EM
CONTROLADOR INDUSTRIAL**

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa
Catarina como parte dos requisitos para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

MARIO ANDREI COLOGNI

Florianópolis, Dezembro de 2008.

ESTUDO E AVALIAÇÃO DE METODOLOGIAS DE AUTO-SINTONIA DE CONTROLADORES PID VISANDO UMA IMPLEMENTAÇÃO EM CONTROLADOR INDUSTRIAL

Mario Andrei Cologni

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas, Área de Concentração em Controle, Automação e Sistemas, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D. Sc.
Orientador

Prof. Eugênio de Bona Castelan Neto, D. Sc.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas

Banca Examinadora:

Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D. Sc., DAS / UFSC
Orientador

Prof. Otacílio da Mota Almeida, D. Sc., DEE / UFC

Prof. Eugênio de Bona Castelan Neto, D. Sc., DAS / UFSC

*À minha esposa, ao meu pai,
à minha mãe e à minha irmã.*

Agradecimentos

Ao professor e amigo Antonio Coelho, pelo apoio, pela prestatividade, pela seriedade, pela orientação na minha dissertação e pela descontração nos momentos certos. A UFSC pelos anos de convívio, desde os tempos de graduação, por ter possibilitado a construção de amizades duradouras, pelo preparo para a vida.

A WEG Automação, personificada nas figuras dos engenheiros Valter Knih e Edson Basquioto, pela oportunidade oferecida de enfrentar este desafio, pelo complemento da minha instrução, pelo apoio e pela preparação para lidar com a pressão por resultados.

Aos meus pais, Sr. Sílvio e Sra. Marilene, por todo o amor que tiveram e ainda têm por mim. Pela educação que me proporcionaram, muitas vezes deixando de lado seus próprios desejos. A minha irmã, amiga fiel.

A minha esposa Patricia, por seu amor, carinho, dedicação, apoio, incentivo e compreensão. Por ter me ensinado, muitas vezes, a ser um pouco mais passional e um pouco menos racional.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

ESTUDO E AVALIAÇÃO DE METODOLOGIAS DE AUTO-SINTONIA DE CONTROLADORES PID VISANDO UMA IMPLEMENTAÇÃO EM CONTROLADOR INDUSTRIAL

Mario Andrei Cogni

Dezembro / 2008

Orientador: Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D. Sc.
Área de Concentração: Controle, Automação e Sistemas
Palavras-chave: Auto-sintonia, controle PID, controlador industrial
Número de Páginas: 120

A sintonia automática de controladores de processos é uma demanda crescente nas aplicações industriais, que busca acelerar as tarefas de comissionamento de malhas de controle e busca melhor desempenho por meio da re-sintonia. O controlador PID, por sua simplicidade e domínio público, continua sendo o mais empregado no controle de processos, apesar das pesquisas e desenvolvimentos recentes de novas técnicas de controle. Apresentam-se, nesta dissertação, o desenvolvimento do conhecimento e a avaliação de estruturas de auto-sintonia de controladores PID. Presta-se foco especial a questões relacionadas com a aplicação em controle de processos na indústria, visando uma implementação em controlador industrial.

Quatro estruturas de sintonia automática utilizando o relê realimentado são especialmente abordadas. Os algoritmos de auto-sintonia e de controle são desenvolvidos inicialmente em *Matlab* e simulações são realizadas em plantas tipo *benchmark*. A avaliação das topologias é realizada através de indicadores de desempenho e, principalmente, por meio da análise da relação custo-benefício de cada estratégia. Finalmente, um algoritmo PID com auto-sintonia é implementado no controlador lógico programável L40 da WEG/Bosch e experimentado, para estudos de caso, em processos lineares implementados com modelos eletrônicos analógicos.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Automation and System Engineering.

ESTUDO E AVALIAÇÃO DE METODOLOGIAS DE AUTO-SINTONIA DE CONTROLADORES PID VISANDO UMA IMPLEMENTAÇÃO EM CONTROLADOR INDUSTRIAL

Mario Andrei Cologni

December / 2008

Advisor:	Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D. Sc.
Area of Concentration:	Control, Automation and Systems
Keywords:	Auto-tuning, PID Control, industrial controller
Number of Pages:	120

Automatic tuning for process controllers is an increasing demand in industrial applications, in order to not only speed up commissioning tasks of feedback control systems but also to reach better performance through retuning. The PID controller, for its simplicity and public domain, continues to be the most employed in control systems, in spite of recent researches and development of new control techniques. They are presented, in this dissertation, the development of the knowledge and the evaluation of auto-tuning structures for PID controllers. Especial focus is given to questions related to its application in processes control in the industry, aiming at an implementation in an industrial controller.

Four structures of automatic tuning using feedback relay are especially derived. The auto-tuning and control algorithms are developed first in *Matlab* and simulations are realized using benchmark plants. The control topologies are assessed using performance indexes and via the cost-benefit relationship analyses over each strategy. Finally, a PID algorithm with auto-tuning is implemented in the programmable logic controller WEG/BOSCH L40 and experimented, for case studies, in linear processes implemented with analog electronic models.

Sumário

Sumário	vii
Lista de Tabelas	ix
Lista de Figuras	xi
Lista de Abreviaturas	xiii
Lista de Símbolos	xv
Capítulo 1 Introdução	1
Capítulo 2 Conceitos Básicos em Auto-sintonia de Controladores PID.....	7
2.1 Introdução.....	7
2.2 Controle de Processos utilizando PID	8
2.2.1 Controlador PID	9
2.2.2 PID Digital.....	11
2.2.3 Ruído e Interferência	13
2.2.4 Filtragem.....	14
2.2.5 Aspectos Práticos para Implementação	19
2.3 Identificação e Modelagem de Processos.....	20
2.4 Sintonia PID	24
2.5 Avaliação de Desempenho	28
2.6 Auto-Sintonia PID.....	31
2.6.1 Relê Ideal de Åström	33
2.6.2 Relê com Histerese	38
2.7 Conclusão	41
Capítulo 3 Aspectos Recentes em Auto-sintonia do Controlador PID.....	43
3.1 Introdução.....	43
3.2 Método do Duplo Relê Realimentado de Friman.....	44
3.3 Método do Relê Realimentado de Tan	49
3.3.1 Sintonia Direta.....	50
3.3.2 Sintonia Indireta	51
3.4 Método do Relê Realimentado de Ming.....	53

3.5	Relê Realimentado em Sistemas Não-Lineares e Multivariáveis	58
3.6	Outros Métodos de Auto-sintonia	61
3.7	Inicialização e Supervisão	63
3.8	Conclusão	64
Capítulo 4 Simulações e Resultados.....		67
4.1	Introdução.....	67
4.2	Metodologia do Ensaio.....	67
4.2.1	Processos Seleccionados	69
4.3	Simulações Numéricas	70
4.3.1	Processo 1 – SOPDT Atraso de Transporte Dominante.....	71
4.3.2	Processo 2 – SOPDT Atraso Dominante.....	74
4.3.3	Processo 3 – Integrador	76
4.3.4	Processo 4 – Transferência de Calor	78
4.3.5	Processo 5 – Coluna de Destilação.....	80
4.4	Resultados Comparativos – Vantagens e Desvantagens das Diferentes Estruturas de Auto-sintonia.....	81
4.5	Conclusão	83
Capítulo 5 Implementação e Experimentos em Controlador Industrial.....		85
5.1	Introdução.....	85
5.2	Controladores Industriais	85
5.2.1	Fabricantes e Características	88
5.2.2	Controlador Industrial - Rockwell.....	89
5.2.3	Controlador Industrial - Siemens.....	91
5.2.4	Controlador Industrial - Novus.....	93
5.3	Controlador WEG L40	94
5.4	Estrutura Proposta para o Controlador Industrial com Auto-Sintonia	96
5.5	Experimentos em Tempo Real	101
5.5.1	Experimento em Tempo Real – 2ª Ordem Sobre-amortecido	102
5.5.2	Experimento em Tempo Real – 2ª Ordem Oscilatório	104
5.5.3	Experimento em Tempo Real – 2ª Ordem de Fase Não-mínima	105
5.6	Conclusão	107
Capítulo 6 Conclusão		109
Referências Bibliográficas		113

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Sintonias para sistemas modelados via FOPDT ou IPDT.	27
Tabela 2.2 – Índices clássicos de desempenho de sistemas.	29
Tabela 3.1 – Resumo comparativo das topologias de auto-sintonia abordadas.	66
Tabela 4.1 – Dados identificados e erro obtido para o processo $G_{p1}(s)$	72
Tabela 4.2 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p1}/(1+G_c G_{p1})$	72
Tabela 4.3 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p1}$	73
Tabela 4.4 – Dados identificados e erro obtido para o processo $G_{p2}(s)$	75
Tabela 4.5 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p2}/(1+G_c G_{p2})$	75
Tabela 4.6 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p2}$	75
Tabela 4.7 – Dados identificados e erro obtido para o processo $G_{p3}(s)$	77
Tabela 4.8 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p3}/(1+G_c G_{p3})$	77
Tabela 4.9 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p3}$	77
Tabela 4.10 – Dados identificados e erro obtido para o processo $G_{p4}(s)$	79
Tabela 4.11 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p4}/(1+G_c G_{p4})$	79
Tabela 4.12 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p4}$	79
Tabela 4.13 – Índice de desempenho Φ para avaliação das topologias estudadas.....	81
Tabela 4.14 – Quadro resumo das vantagens e desvantagens das topologias de auto-sintonia.	82
Tabela 5.1 – Características principais do controlador industrial WEG L40.....	94
Tabela 5.2 – Características principais do controlador industrial proposto com auto-sintonia.	97
Tabela 5.3 – Variáveis de entrada e de saída do bloco de controle com auto-sintonia.	100
Tabela 5.4 – Aplicação em tempo real – $G_{pa}(s)$ – Ponto crítico identificado.....	103
Tabela 5.5 – Controlador industrial – $G_{pa}(s)$ – Sintonias obtidas no experimento em tempo real.	104
Tabela 5.6 – Controlador industrial – $G_{pb}(s)$ – Ponto crítico identificado.	105
Tabela 5.7 – Controlador industrial – $G_{pb}(s)$ – Sintonia para o experimento em tempo real.	105
Tabela 5.8 – Controlador industrial – $G_{pc}(s)$ – Ponto crítico identificado e modelo FOPDT estimado.....	106

Tabela 5.9 – Controlador industrial – $G_{pc}(s)$ – Sintonia para o experimento em tempo real.

..... 106

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Malha de controle de processo.....	9
Figura 2.2 – Controlador PID ideal.	11
Figura 2.3 – Resposta em frequência dos filtros passa-baixa tipo média-móvel e tipo 1ª ordem (a) e resposta temporal (b).....	17
Figura 2.4 – Relê de Åström realimentado.....	33
Figura 2.5 – Resposta temporal (a) e resposta frequencial (b) do ensaio relê realimentado.	34
Figura 2.6 – Erro na estimação da resposta em frequência como função do número de oscilações do ciclo limite, em um ensaio, para diferentes níveis de contaminação dos sinais com ruído.....	37
Figura 2.7 – Topologia do relê com histerese.	38
Figura 2.8 – Resposta temporal (a) e resposta frequencial (b) do ensaio com relê + histerese.	40
Figura 3.1 – Ação das parcelas do controlador PID na resposta frequencial do sistema. ...	45
Figura 3.2 – Estrutura do duplo relê de Friman e Waller.....	45
Figura 3.3 – Ciclo limite e ação com sobreposição do duplo relê.....	46
Figura 3.4 – Interpretação gráfica para o ponto identificado S e para o ponto projetado P no plano de Nyquist.....	48
Figura 3.5 – Topologia do relê realimentado de Tan <i>et al.</i>	50
Figura 3.6 – Topologia do relê realimentado de Ming e Xin.	53
Figura 3.7 – Sintonia automática utilizando relê realimentado.....	60
Figura 4.1 – Dinâmica da perturbação na saída do processo.....	68
Figura 4.2 – Procedimento geral de ensaio das topologias.	69
Figura 4.3 – Respostas temporais da saída do processo e controle para planta $G_{p1}(s)$, com atraso de transporte dominante.	72
Figura 4.4 – Respostas temporais para planta $G_{p2}(s)$, com atraso dominante.	74
Figura 4.5 – Respostas temporais para planta $G_{p3}(s)$, integradora.	76
Figura 4.6 – Respostas temporais para planta $G_{p4}(s)$, transporte de calor.....	78
Figura 4.7 – Resposta temporal da simulação de auto-sintonia do sistema TITO.	80
Figura 5.1 – Janela de interface do controlador PID <i>Enhanced</i> da Rockwell.....	90

Figura 5.2 – Interface gráfica da ferramenta de sintonia automática <i>RS Tune</i> do fabricante Rockwell.....	91
Figura 5.3 – Interface gráfica da ferramenta de auto-sintonia do fabricante Siemens.	92
Figura 5.4 – Controlador Industrial WEG L40.....	94
Figura 5.5 – Interface para programação do CLP WEG L40.....	96
Figura 5.6 – Diagrama do controlador implementado.....	98
Figura 5.7 – Bloco PID com auto-sintonia para o CLP L40.	99
Figura 5.8 – Respostas temporais para o experimento em tempo real: (A) Sintonia 1 Conservativa, (B) Sintonia 1 Moderada, (C) Sintonia 2 Conservativa, (D) Sintonia 2 Moderada.	103
Figura 5.9 – Experimento em tempo real com processo oscilatório.	104
Figura 5.10 – Experimento em tempo real com processo de fase não-mínima.....	106

Lista de Abreviaturas

BRM	Aproximação via <i>Back Rectangular Method</i>
FRM	Aproximação via <i>Forward Rectangular Method</i>
TRAP	Aproximação via <i>Trapezoidal Method</i>
FOPDT	<i>First-Order Plus Dead-Time</i>
IAE	Integral do Erro Absoluto
ITAE	Integral do Erro Absoluto ponderado pelo Tempo
ISE	Integral do Erro Quadrático
ITSE	Integral do Erro Quadrático ponderado pelo Tempo
IPDT	<i>Integral Plus Dead-Time</i>
IMC	<i>Internal Model Control</i>
GPC	<i>Generalized Predictive Control</i>
PID	Proporcional, Integral e Derivativo
MA	Malha Aberta
MF	Malha Fechada
SOPDT	<i>Second-Order Plus Dead-Time</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
MQR	Mínimos Quadrados Recursivo
CLP, PLC	Controlador Lógico Programável
BSR	<i>Bias-to-Signal-Ratio</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
MIMO	<i>Multi-Inputs Multi-Outputs</i>
TITO	<i>Two-Inputs-Two-Outputs</i>
IRF	<i>Independent-Relay-Feedback</i>
SRF	<i>Sequential-Relay-Feedback</i>
DRF	<i>Decentralized-Relay-Feedback</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
MBPC	<i>Model Based Predictive Control</i>
NA	Não Aplicável

Lista de Símbolos

$G_p(s)$ ou $G_p(z^{-1})$	função de transferência do processo
$G_c(s)$ ou $G_c(z^{-1})$	função de transferência do controlador
G_{cm}	função de transferência do controlador no método Ming e Xin
t	tempo contínuo
k	tempo discreto
s	operador transformada s
z	operador transformada z
Δ	termo integral, $\Delta = 1 - z^{-1}$
$y_r(k)$	referência
$y(k)$	saída ou variável do processo
$e(k)$	erro, $e(k) = y_r(k) - y(k)$
$u(k)$	controle ou variável de controle
$u_r(k)$	saída do relê
$p(k)$	perturbação com dinâmica passa-baixa na saída do processo
$p_u(k)$	perturbação degrau na saída do processo
K_p	ganho estático do processo
τ	constante de tempo do processo
θ	atraso de transporte
τ_{mf}	constante de tempo de malha fechada
$\tau_1; \tau_2$	constantes de tempo para modelos SOPDT sobre-amortecidos
ζ	coeficiente de amortecimento
ω_u	frequência crítica
T_u	período crítico
K_u	ganho crítico
K_v	constante de velocidade modelo IPDT
τ_f	constante de tempo do filtro IMC
$\Delta u(k)$	incremento do controle
$N(\%)$	relação sinal / ruído
S	nível do sinal
N	nível do ruído
T_f	constante de tempo do filtro de realimentação
σ^2	variância do ruído
TV	<i>Total Variation</i> do controle
IAE^*	valor ótimo para o índice <i>IAE</i>
ϕ	<i>IAE</i> normalizado
ε	amplitude da histerese do relê
a	amplitude do ciclo limite
h	amplitude do relê
h_p	amplitude do duplo relê sem integrador
h_i	amplitude do duplo relê com integrador
φ	fase do duplo relê
φ_s	margem de fase projetada

φ_p	margem de fase calculada
ω	freqüência identificada
$\eta(k)$	ruído
$\eta_y(k)$	saída com ruído
$y_f(k)$	saída filtrada
K_c	ganho proporcional
K_i	ganho integral
K_d	ganho derivativo
T_i	constante de tempo integral
T_d	constante de tempo derivativa
T_s	período de amostragem
α, β	parâmetros do método relê de Tan <i>et al.</i>
α_F, β_F	parâmetros do filtro de primeira ordem
J	parâmetro do filtro digital média-móvel
d	atraso discreto total do processo
$\zeta(k)$	ruído branco com média nula e variância σ^2
J_u	função custo da entrada do processo
J_{uotimo}	valor ótimo da função custo da entrada do processo
$\ x\ _2$	norma-2 da variável x
G_{yr}	função de transferência de malha fechada
G_{c0}	controlador com ganhos iniciais
K_{c0}	ganho proporcional inicial
T_{i0}	constante de tempo integral inicial
T_{d0}	constante de tempo derivativa inicial
$\alpha_m, \beta_m, a_d, a_1, a_2, \varepsilon_d$	parâmetros do método relê de Ming e Xin
J_{LS}	função de otimização em Ming e Xin
Y	matriz de saídas
G_{ol}	função de transferência de malha direta
ψ	vetor de malha direta
$x(\omega)$	parte real do número complexo
$y(\omega)$	parte imaginária do número complexo
ϕ	matriz aumentada de malha direta
$\rho(A)$	número de condicionamento da matriz A
y_l	componente da saída do processo relativa a perturbação
y_u	componente da saída do processo relativa a ação de controle

Capítulo 1

Introdução

Globalização. Está é a palavra chave que vem norteando as estratégias de crescimento de diferentes nações ao redor do mundo desde o final do século 20. O aumento de qualidade e produtividade das empresas nacionais é imprescindível e buscado incessantemente. Além disso, na atual conjuntura, uma preocupação crescente vem tomando espaço das ações globais: a redução da emissão de poluentes, visando à desaceleração do ritmo atual de aquecimento global.

Dentro destes contextos, almeja-se que os controladores industriais com sintonia automática e avaliação de desempenho possam contribuir na busca por melhores resultados tanto do ponto de vista econômico quanto ecológico e ambiental, pois uma boa sintonia contribui para a diminuição da variabilidade (dispersão estatística em torno da média) e aumento da robustez em sistemas de controle. Ganhos econômicos podem ser atingidos quando possibilitam que sistemas operem mais próximos dos limites de segurança. Melhores condições ambientais podem ser obtidas quando possibilitam uma diminuição do consumo de energia, entre outros aspectos.

Adicionalmente à necessidade contínua de se impor maior qualidade aos produtos e processos, existem outros fatores impulsionadores da utilização de sistemas de controle avançados: leis ambientais impõem limitações na emissão de poluentes; por razões de segurança e econômicas, a quantidade de produtos armazenados nos tanques de processos químicos tem sido reduzida, resultando na necessidade de controle mais apurado dos processos da cadeia; a busca por economia de energia tem encorajado engenheiros a projetar plantas que estão altamente integradas, acoplando processos que antes operavam independentemente, o que gera grandes desafios à engenharia de controle. Cada vez mais o engenheiro de controle moderno é desafiado a ser um engenheiro de sistemas, responsável por interligar os diferentes elementos que compõem um produto ou sistema complexo (Murray *et al.*, 2003).

Murray *et al.* (2003) relataram que os sistemas de controle podem auxiliar a humanidade no combate ao terrorismo, por meio dos recentes avanços no comando e controle de veículos não-tripulados, sistemas de transporte e infra-estrutura dos sistemas elétricos. Além disso, faz parte das tecnologias emergentes para detecção de agentes químicos e biológicos.

Apesar do controlador PID ser o mais utilizado industrialmente, o controle de processos vem sendo aprimorado no decorrer de décadas. Como estado da arte em controle industrial e sintonia destacam-se as técnicas de projeto *self-tuning*, *fuzzy*, *gain scheduling* e *internal model*. Dentre os aplicativos industriais, serve como referência o controlador ECA-600 do fabricante ABB, o qual dispõe em um único produto de diferentes tecnologias avançadas de controle e sintonia, tais como: sintonia automática utilizando o relê realimentado, *gain scheduling* e *self-tuning*. Mais recentemente surgiram técnicas baseadas em MBPC – *Model Based Predictive Control* – aplicadas à indústria (Qin e Badgwell, 2003). O controle preditivo baseado em modelo utiliza-se de um modelo explícito do processo para prever o comportamento futuro da planta. Tem grande força de aplicação em processos químicos e petroquímicos, devido à possibilidade de exploração de aspectos como o seguimento de referência futura, predição de perturbações e inclusão de restrições. São exemplos de técnicas MBPC os controladores GPC e DMC. Em Cologni *et al.* (2007a) e Cologni *et al.* (2007b) realiza-se uma análise comparativa entre estruturas de controle clássicas como o PID e avançadas como o IMC – *Internal Model Control* – e GPC – *Generalized Predictive Control*. Embora as técnicas avançadas de controle sejam atrativas e tenham contribuído para o crescimento da área, a sua participação ainda é pequena em aplicações industriais quando comparada ao controlador PID, devido à aplicabilidade, simplicidade e domínio público industrial.

Em Cheng (2006) encontram-se informações estatísticas reveladoras sobre a situação dos controladores nas indústrias químicas, papel e celulose, refinarias:

- Somente 32% das malhas de controle poderiam ser classificadas como de desempenho excelente ou aceitável;
- Cerca de 32% dos controladores foram classificadas como de desempenho regular ou fraco, o que indicava comportamento inaceitavelmente lento ou oscilatório;

-
- Por volta de 36% estavam operando em malha aberta devido à utilização da opção por operação em modo manual, ou com atuadores em saturação;
 - Controladores do tipo Proporcional – Integral – Derivativo (PID) são utilizados na imensa maioria das aplicações, por volta de 97%. Em raros casos, onde o processo apresentava dinâmica muito complexa ou atraso de transporte significativo, foram utilizados outros algoritmos de controle;
 - Controles baseados em modelo atuavam pouco como estruturas de controle multivariáveis e mais como otimizadores de processo que geram referências para controladores monovariáveis tipo PID.

Assim, pode-se concluir que o controlador PID ainda é e continuará sendo por muitos anos a mais importante estrutura de controle utilizada na indústria. Além disso, detecta-se um campo vasto para aplicação de técnicas que possibilitem a melhora do desempenho das malhas de controle.

Existem diferentes metodologias para obtenção do modelo matemático para um processo. As mais conhecidas são a resposta transitória temporal e o método de resposta em frequência. A metodologia tradicional de levantamento da resposta em frequência de um processo utiliza-se da medição da resposta estacionária de um processo sujeito a entradas sinusoidais. A sintonia automática baseada no método relê busca identificar automaticamente frequências de interesse, no caso, a frequência crítica (Åström e Hägglund, 2000).

Doravante, neste trabalho, o controlador PID com sintonia automática utilizando o relê realimentado, também conhecido como *auto-tuning*, é denominado controlador com auto-sintonia.

Com a introdução da auto-sintonia de malhas PID tornou-se possível acelerar a tarefa de comissionamento de plantas e também melhorar o desempenho de controladores por meio da re-sintonia (Gude *et al.*, 2006). Recentes pesquisas no mercado de controladores industriais apontam a função auto-sintonia como a mais valorizada pelos usuários, ao lado do próprio algoritmo PID e das interfaces de comunicação (VanDoren, 2006).

Para a implementação de controladores auto-ajustáveis no meio industrial, devem-se buscar conhecimentos específicos e avaliar as possibilidades para abordagem de questões como:

- Tratamento do ruído de medição;
- Supervisão do processo de auto-sintonia;
- Automatismo do processo, ou seja, pouca intervenção do operador;
- Aplicação a diferentes classes de plantas;
- Generalidade, simplicidade e robustez;
- Auto-sintonia em malha fechada.

Neste contexto e destacando a importância dos aspectos mencionados, esta dissertação é um estudo voltado ao tema: “avaliação de diferentes concepções de malha de controle com aplicativos na auto-sintonia PID por relê”.

Tem-se como objetivo fundamental do trabalho a avaliação de metodologias de auto-sintonia de controladores PID, visando implementação em um CLP industrial. Mais especificamente, são estudadas e avaliadas topologias diferentes para a auto-sintonia utilizando relê realimentado; avaliados os aspectos de estabilidade, identificação, sintonia, robustez e diagnóstico de malha; analisados aspectos recentes sobre o tema; verificadas as influências do ruído de medição sobre as diferentes metodologias; avaliados controladores com sintonia automática já existentes no meio industrial e, finalmente, proposta uma implementação em controlador industrial.

Inicialmente, é realizada uma revisão bibliográfica sobre o tema, procurando dar ênfase a aspectos relevantes da auto-sintonia de controladores PID: controle de processos via controlador PID, ruído e filtragem, avaliação de desempenho, topologia clássica de malha com relê realimentado, topologias modificadas e sua motivação, aplicação em sistemas não-lineares e multivariáveis, sintonia PID e supervisão do procedimento.

As topologias são testadas via simulação dos algoritmos em pacote computacional *Matlab*. Como estudo de caso, modelos de plantas tipo *benchmark* que tem grande penetração no contexto industrial são utilizadas: modelo de planta com atraso de transporte, modelo do tipo integrador e modelo de planta do tipo transporte de calor. As

diferentes topologias e os resultados são avaliados levando-se em consideração a contaminação do ensaio com ruído de medição. A avaliação das topologias e da sintonia resultante é realizada tanto para o seguimento de referência, através de índices de desempenho, quanto para rejeição de perturbação. A simulação do modelo de uma coluna de destilação de Wood-Berry é apresentada para avaliação da auto-sintonia em processos multivariáveis de duas entradas e duas saídas (Wood e Berry, 1973). Vantagens e desvantagens de cada estrutura são discutidas.

As características de alguns controladores de fabricantes consagrados na indústria são apresentadas. A factibilidade das topologias e algoritmos estudados é avaliada e são definidas as considerações necessárias para implementação dos algoritmos no controlador lógico programável CLP L40 do fabricante WEG/Bosch. A validação desta implementação é realizada experimentalmente para o controle de processos implementados eletronicamente.

Esta dissertação está estruturada em seis capítulos, assim organizados:

No capítulo 1 são apresentados os seguintes assuntos: a motivação do trabalho, os objetivos fundamentais e específicos, a metodologia seguida para o desenvolvimento do trabalho, bem como sua estrutura. O capítulo 2 traz aspectos teóricos dos processos dinâmicos e controladores PID, tais como: identificação, modelagem matemática, leis de controle PID, topologia clássica de auto-sintonia via relê realimentado e avaliação de desempenho de malhas fechadas. No capítulo 3 são discutidos os aspectos recentes em controladores auto-ajustáveis, onde especialmente são apresentadas três topologias modificadas. Também são relatadas aplicações de relês realimentados para auto-sintonia de processos não-lineares e multivariáveis. O capítulo 4 apresenta as simulações em pacote computacional e discute as vantagens e desvantagens das topologias de auto-sintonia selecionadas. A avaliação se dá por meio de indicadores de desempenho, análise das respostas temporal e freqüencial e análise do esforço computacional. No capítulo 5 é proposta uma implementação em controlador industrial CLP L40 – WEG/Bosch, a partir dos resultados obtidos nas seções anteriores. Aplicações em tempo real do controlador proposto são apresentadas. Por fim, as conclusões são descritas no capítulo 6.

“Um importante elemento para educação e desenvolvimento de tecnologia no país é a aproximação das universidades às indústrias e vice-versa. Os benefícios são mútuos à medida que é trazida para o meio acadêmico uma maior compreensão sobre os problemas do mundo real e são transferidos conhecimentos atualizados de volta para o meio industrial. (Murray *et al.*, 2003)”

Capítulo 2

Conceitos Básicos em Auto-sintonia de Controladores PID

2.1 Introdução

Åström e Hägglund (2000a) declararam que auto-sintonia, ou *auto-tuning*, é um método onde o controlador é sintonizado automaticamente conforme solicitação do usuário. Auto-sintonia é muitas vezes denominada sintonia sob demanda (*on demand*) ou sintonia de um disparo (*one-shot tuning*). Controladores monovariáveis e sistemas distribuídos são importantes áreas de aplicação. A maioria destes controladores é do tipo PID.

A técnica de sintonia automática utilizando o relê realimentado foi apresentada por Åström e Hägglund (1984) e tem grande sucesso e repercussão motivada por sua simplicidade. Porém, muito antes, a idéia de sintonizar uma malha de controle a partir do ganho crítico e período crítico do sistema em malha fechada foi apresentada por Ziegler e Nichols (1942).

Segundo Semino e Scali (1998), diante de processos cujos parâmetros são variantes no tempo há duas possibilidades: conferir robustez ao projeto do controlador ao custo da obtenção de uma resposta conservativa para o sistema; ou, preferivelmente, uma metodologia simples e rápida de projeto de controladores, que possa ser frequentemente repetida a fim de conferir respostas adequadas a todas as condições de operação. Estes fatos explicam o grande potencial das técnicas de auto-sintonia.

A auto-sintonia pode ser implementada na estrutura do controlador ou em dispositivos externos que são conectados a malha de controle durante o procedimento de sintonia. Experiência na indústria mostrou que a sintonia automática é, provavelmente, a aplicação mais profícua das técnicas adaptativas (Åström e Hägglund, 2000a). A técnica de

auto-sintonia de controladores encontra-se madura e pronta para um largo espectro de aplicações práticas (Hang *et al.*, 2002).

Gude *et al.* (2006) afirmaram que quase 30% das malhas de controle na indústria mundial encontram-se operando em modo manual. Esta decisão operacional é normalmente tomada pelo usuário final diante de um desempenho não satisfatório do controlador, o qual pode ter sido ocasionado por diferentes razões: alteração do ponto de operação, histerese em válvulas de controle, problemas em atuadores e transmissores, projeto inadequado, alterações drásticas no ambiente e degradação de equipamentos, entre outros. Quando a sintonia de um controlador é realizada manualmente, o desempenho resultante do sistema de controle depende principalmente da experiência e conhecimento do processo por parte do engenheiro (Hang *et al.*, 2002). Indiscutivelmente, há muitas oportunidades para a aplicação dos controladores auto-ajustáveis, que podem recuperar, em parte, o desempenho das malhas de controle.

Neste capítulo 2, é realizada uma revisão bibliográfica objetivando-se a compreensão de diferentes tópicos e abordagens sobre o tema, os quais serão relevantes para o desenvolvimento deste trabalho. Parte-se inicialmente para a apresentação dos fundamentos sobre controle de processos via PID, onde diferentes aspectos, tais como a estrutura do controlador, sintonia, modelos de processos e avaliação de desempenho de malhas de controle são apresentados. Finalizando, a estrutura básica do ensaio relê realimentado é abordada.

Em seguida, a estrutura básica do ensaio relê realimentado é abordada. Finalizando, algumas técnicas para avaliação de desempenho de malhas de controle são discutidas.

2.2 Controle de Processos utilizando PID

Murray *et al.* (2003) definiram, de um modo simplista, um sistema de controle como um dispositivo onde uma quantidade medida é utilizada para modificar o comportamento do sistema por meio de computação e atuação. Uma visão moderna do papel do controle enxerga a realimentação como uma ferramenta para gerenciamento de incertezas, sejam elas paramétricas, de condições de funcionamento, de limites práticos ou advindas de alteração de sinais externos (ruído, perturbação) não controlados. Justamente esta visão, de

sistemas de controle como uma maneira de conferir robustez frente a uma incerteza, explica o porquê de o controle realimentado estar disseminado por todas as tecnologias do mundo moderno.

As contribuições para a área de controle vêm de diferentes campos de conhecimento, tais como: matemática, física; engenharias aeroespacial, química, mecânica e elétrica; economia, biologia, etc. A grande interação com diferentes áreas justifica a importância e a força que o controle tem adquirido na história. São desafios nos controles de processo a operação confiável, eficiente e robusta (Murray *et al.*, 2003).

2.2.1 Controlador PID

O controlador Proporcional-Integral-Derivativo é o controlador mais utilizado. Cerca de 90 a 95% de todos os problemas de controle podem ser resolvidos por este controlador (Levine, 1996). Apesar do aparecimento de novas técnicas de controle, os controladores PID dominarão por muito tempo ainda os parques industriais (Cardoso, 2002). Se algoritmos de controle mais sofisticados são utilizados, muitas vezes pode-se encontrar o controlador PID no nível mais baixo da hierarquia de controle (Gude *et al.*, 2006).

Åström e Hägglund (1995) utilizaram a seguinte denominação das estruturas PID: ideal, série e paralelo. Uma boa revisão sobre este tema pode ser encontrada em sua obra.

A Figura 2.1 representa a estrutura básica de um sistema realimentado, onde y_r é a referência, G_c representa o controlador, u é a ação de controle, G_p representa o processo e y é a saída do sistema.

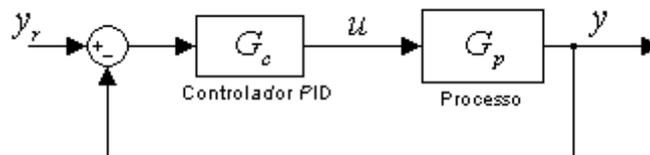


Figura 2.1 – Malha de controle de processo.

Entre as estruturas do controlador PID as duas mais utilizadas são a ideal e a série. Uma descrição detalhada sobre estas estruturas pode ser encontrada em Åström e Hägglund (1995). Apesar de, funcionalmente, a estrutura ideal ser a mais geral dentre as

duas, a estrutura série atingiu grande grau de utilização na era analógica pneumática devido ao menor custo de implementação (exige menos amplificadores, os quais representavam alto custo a algumas décadas atrás). Também, mesmo após a era da digitalização, os fabricantes ainda mantêm as estruturas originais e patenteadas, devido ao grau de familiarização que os usuários já possuem na base instalada. Recentemente, a estrutura ideal tem sido cada vez mais utilizada em sistemas de controle modernos (Tan *et al.*, 2001).

Neste trabalho é dada ênfase a estrutura ideal, por se tratar da estrutura padrão utilizada na empresa WEG Automação S.A. em diferentes produtos.

Com os parâmetros representados por constantes de tempo, a lei de controle do controlador PID ideal é calculada por

$$u(t) = K_c \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.1)$$

onde T_i corresponde à constante de tempo integral e T_d à constante de tempo derivativa.

Utilizando a transformada de Laplace, a lei de controle do controlador PID ideal, dada pela equação (2.1), no domínio freqüencial é representada através de

$$U(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \quad (2.2)$$

A funcionalidade dos termos P (proporcional), I (integral) e D (derivativo) pode ser brevemente descrita como:

Termo Proporcional: o ganho proporcional K_c fornece uma ação de controle de amplitude proporcional à amplitude do sinal de entrada, neste caso, o erro.

Termo Integral: o tempo de integração T_i equivale ao tempo necessário para que o ação integral seja duplicada. Reduz o erro de estado estacionário em relação a um sinal de referência de valor constante, através de um compensador de baixa freqüência. O controle

integral supera uma importante deficiência do controlador proporcional ao conseguir eliminar o erro de estado estacionário, dependendo do tipo de sinal de referência, sem precisar ganhos excessivamente grandes do controlador.

Termo Derivativo: o tempo derivativo T_d equivale a uma antecipação da ação de controle, considerando-se a tendência de variação do erro. Melhora a resposta transitória através de um compensador de alta frequência. O termo derivativo usa a taxa de variação do sinal do erro para introduzir um elemento de predição na ação de controle.

A forma ideal, cuja representação em blocos pode ser encontrada na Figura 2.2, é mais geral e também permite zeros complexos no controlador, sendo assim mais indicado para processos oscilatórios (Skogestad, 2003).

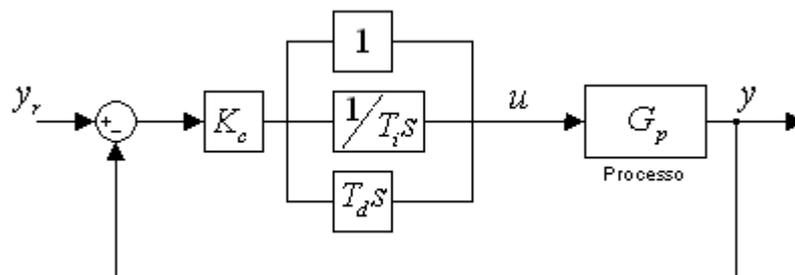


Figura 2.2 – Controlador PID ideal.

2.2.2 PID Digital

Um elemento importante no controle digital é a amostragem dos sinais, tanto de entrada quanto de saída do sistema. Uma boa revisão sobre o tema pode ser encontrada em Coelho e Coelho (2004) e Bobál *et al.* (2005). A seleção do tempo de amostragem, T_s , deve satisfazer o teorema de Shannon, deve ser adequada à capacidade de processamento do controlador e deve ser adequada ao nível de ruído da planta (Popescu *et al.*, 2000). O tempo de amostragem deve também ser adequado a dinâmica do sistema controlado e às propriedades do atuador (Bobál *et al.*, 2005).

Se a relação T_d/T_s é muito grande, o controlador reagirá muito mais ao ruído causando pulsos (degraus na saída do controlador). Devido à precisão dos conversores analógicos / digitais e digitais / analógicos (nível de quantização), caso a relação T_s/T_i seja

muito pequena, pode ocorrer um erro permanente no controlador resultado da perda de precisão nas operações de arredondamento, conversões e computação (Bobál *et al.*, 2005). Se o tempo de amostragem é muito pequeno comparado com a dinâmica do sistema, medições adjacentes podem apresentar pequena diferença. Neste caso, erros de medição influenciam significativamente nos resultados do experimento (Malik *et al.*, 1991). Teoricamente deve-se escolher uma frequência de amostragem ao menos duas vezes superior a frequência natural da malha de controle. Na prática, recomenda-se adotar uma frequência de amostragem da ordem 10 vezes superior a frequência natural da malha de controle (Cardoso, 2002).

No domínio discreto, a lei de controle PID ideal tem a seguinte forma:

$$u(k) = K_c \left(e(k) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=1}^k e(i) + \frac{T_d}{T_s} (e(k) - e(k-1)) \right) \quad (2.3)$$

Considerando uma amostra anterior na lei de controle da equação (2.3) tem-se

$$u(k-1) = K_c \left(e(k-1) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=1}^{k-1} e(i) + \frac{T_d}{T_s} (e(k-1) - e(k-2)) \right) \quad (2.4)$$

Fazendo a diferença das equações (2.3) e (2.4), o incremento do sinal de controle $\Delta u(k)$ é calculado por

$$\Delta u(k) = K_c \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s} \right) e(k) - K_c \left(1 + 2 \frac{T_d}{T_s} \right) e(k-1) + K_c \left(\frac{T_d}{T_s} \right) e(k-2) \quad (2.5)$$

Desta forma, a lei de controle incremental ou recursiva é dada pela equação:

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (2.6)$$

A equação (2.3) utiliza o método conhecido como BRM (*Back Rectangular Method*) para implementação do controlador PID digital. O método BRM não é o único método de discretização, também existem outros métodos, como o FRM (*Forward Rectangular Method*) e o TRAP (*Trapezoidal Method*). Estes métodos diferenciam-se pela forma em

que é aproximada a componente integral do controlador PID (Bobál *et al.*, 2005). O método FRM aproxima a componente integral pela relação

$$\int_0^t e(t)dt \approx T_s \sum_{i=0}^{k-1} e(i) \quad (2.7)$$

enquanto que o método TRAP usa uma aproximação trapezoidal da componente integral, ou seja,

$$\int_0^t e(t)dt \approx T_s \sum_{i=1}^k \frac{e(i) + e(i-1)}{2} \quad (2.8)$$

Visando adequação ao padrão já existente na WEG Automação, neste trabalho é utilizado o método BRM para aproximação da parcela integral, resultando no PID conforme lei de controle representada pelas equações (2.5) e (2.6).

2.2.3 Ruído e Interferência

O ruído elétrico é a presença de um sinal indesejado no circuito. Já a interferência é o efeito indesejado do ruído. Desta forma, o ruído representa problema e deve ser combatido quando está causando interferência no sistema de controle. O ruído não pode ser totalmente eliminado, somente atenuado em sua magnitude até que não cause mais interferência. Para atacar o problema da interferência nos sinais, ações podem ser tomadas na origem do ruído (por exemplo, circuitos de alta voltagem AC ou alta corrente), no acoplamento (campos elétricos, campos magnéticos, etc) ou nos circuitos receptores dos sinais (Park e Mackay, 2003). São exemplos de ações possíveis sobre as causas da interferência: separação física dos cabos de potência dos cabos de sinal numa instalação elétrica; utilização de cabos de sinal trançados, blindados e aterrados; utilização de barreiras metálicas ou isolamento galvânica.

Hang *et al.* (2002) definiram a relação Sinal-Ruído pela equação (2.9), ou seja:

$$N(\%) = \frac{n}{S} \times 100 \quad (2.9)$$

onde n é a amplitude do ruído e S é a amplitude do sinal de interesse, para um determinado ponto de operação.

2.2.4 Filtragem

Sistemas práticos estão sempre sujeitos a ruídos e perturbações aleatórias que podem dificultar os procedimentos de identificação. Para contornar este problema tem-se recorrido à utilização de filtros, a fim de se capturar somente os sinais com as dinâmicas de interesse presentes no sistema (Malik *et al.*, 1991).

Filtrar um sinal é deixar passar pelo sistema a informação de interesse e bloquear a informação indesejada (Aguirre *et al.*, 2007).

Filtros podem ser aplicados não somente para diminuir a influência do ruído do processo, mas também para “suavizar” o resultado de não homogeneidade de misturas, turbulências ou fluxos não uniformes (Seborg *et al.*, 2004).

Atualmente, a opção entre o processamento analógico e o processamento digital de um filtro tende quase sempre ao segundo. Somente em dois casos o filtro analógico é a melhor escolha: nos casos onde o filtro analógico é vantajoso economicamente ou quando os tempos de processamento devem ser tão pequenos (elevada frequência) que inviabilizam a utilização de processamento digital (Aguirre *et al.*, 2007).

Os filtros digitais garantem aspectos interessantes: repetibilidade, pois, diferentemente dos filtros analógicos, independem de tolerâncias e são invariantes no tempo (não há degradação de componentes eletrônicos como capacitores e indutores); alterabilidade e modularidade (Aguirre *et al.*, 2007).

Os filtros digitais comumente encontrados em sistemas de controle são do tipo (Seborg *et al.*, 2004):

- **Filtro de Primeira Ordem:** É o filtro mais comum. Para frequências maiores que a frequência de corte, cada vez que a frequência é dobrada o filtro atenua a amplitude do sinal pela metade, cerca de - 6 dB.

- Filtro de Segunda Ordem: Usualmente, um filtro de segunda ordem consta de dois filtros de primeira ordem em cascata. O filtro de segunda ordem tem uma taxa de atenuação maior que a taxa do filtro de primeira ordem, -12 dB cada vez que a frequência é dobrada.
- Filtro Noise-Spike: Um ruído tipo *noise-spike* acontece quando a medida do ruído muda abruptamente e depois volta ao valor original ou perto dele no próximo instante de tempo. Geralmente, os ruídos tipo *noise-spike* são causados por sinais elétricos espúrios no meio onde se encontra o sensor. Filtros *noise-spike* são usados para limitar a variação do sinal de ruído de uma amostra à próxima. Se uma mudança abrupta na medição acontece, o filtro substitui o sinal mensurado pela saída anterior do filtro mais ou menos o máximo valor de mudança permissível.
- Filtro Média-Móvel: O filtro média-móvel usa uma janela móvel de J amostras para calcular a média de uma seqüência de dados, a cada instante de tempo. Se for conhecida a frequência do ruído, este pode ser eliminado ajustando-se a janela de amostragem do filtro media-móvel ao valor do período do ruído ou a um múltiplo deste período.

O **filtro exponencial de 1ª ordem** é bastante aplicado, tanto em sua configuração analógica quanto digital, devido a sua simplicidade. Um filtro passa-baixa elimina oscilações de alta frequência devido a ruídos e pode ser representado pela seguinte equação diferencial de primeira ordem (Seborg *et. al.*, 2004):

$$T_f \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = u(t) \quad (2.10)$$

onde $u(t)$ é o valor medido (entrada do filtro), $y(t)$ é o valor filtrado (saída do filtro) e T_f é a constante de tempo do filtro. O valor de T_f é selecionado de modo que atenua somente a frequência do ruído, não modificando a resposta da planta. Para o desenvolvimento do filtro digital de primeira ordem utiliza-se a seguinte relação na equação do filtro contínuo exponencial:

$$\frac{dy(t)}{dt} \approx \frac{y(k) - y(k-1)}{T_s} \quad (2.11)$$

Com a aproximação da derivada é possível escrever a equação (2.10) como

$$T_f \frac{y(k) - y(k-1)}{T_s} + y(k) = u(k) \quad (2.12)$$

Logo, a equação a diferenças que descreve um filtro digital de primeira ordem é dada por

$$y(k) = \beta_F y(k-1) + \alpha_F u(k) \quad (2.13)$$

$$\beta_F = 1 - \alpha_F = \frac{T_f}{T_f + T_s}; \alpha_F = \frac{T_s}{T_f + T_s}$$

A equação indica que a medida filtrada é a soma ponderada da medida atual $u(k)$ e o valor filtrado no instante de amostragem anterior $y(k-1)$. Casos limitantes para α_F são

- $\alpha_F = 1$, não existe filtragem
- $\alpha_F = 0$, a medida é ignorada

Este filtro digital de primeira ordem é denominado filtro IIR (*Infinite Impulse Response*) e a resposta em frequência depende da seleção do parâmetro α_F .

Outro tipo muito utilizado é o **média-móvel**. Como exemplos de aplicação, podem-se citar: as entradas analógicas de CLPs, onde é possível configurar o período de amostragem (tipicamente, $25 \mu s$) e o número de amostras para a média (por exemplo, 25 amostras); e sensores de pressão da Motorola, onde a filtragem é realizada por uma conjunção de um filtro analógico RC (750Ω , $0,33 \mu F$) e um filtro digital tipo média-móvel (configurável de 10 a 64 amostras). O filtro média-móvel com 4 pontos tem sido utilizado com sucesso em aplicações de controle de processos (Popescu *et al.*, 2000).

Seja $H(z^{-1})$ a representação discreta de um sistema de filtragem. Para um filtro $H(z^{-1})$ tipo média-móvel, admite-se a seguinte representação recursiva

$$H(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{U(z^{-1})} = \frac{1}{J+1} \frac{1 - z^{-(J+1)}}{1 - z^{-1}} \quad (2.14)$$

$$y(k) = y(k-1) + \frac{u(k) - u(k-J)}{J} \quad (2.15)$$

onde J é o número de amostras que compõem a janela móvel, $u(k)$ é o valor medido ou entrada do filtro e $y(k)$ é a saída filtrada.

O filtro média-móvel tem um custo computacional de implementação baixo, permitindo ser empregado em conjunto com os demais algoritmos em tempo real (Monnerat, 2007). O filtro tipo média-móvel com o emprego de coeficientes constantes e iguais a 1 é um filtro passa-baixa, como pode ser observado na Figura 2.3 (a). Na Figura 2.3 (b), observa-se a resposta temporal do efeito da filtragem sobre um sinal ruído com variância $\sigma^2 = 0.0015$.

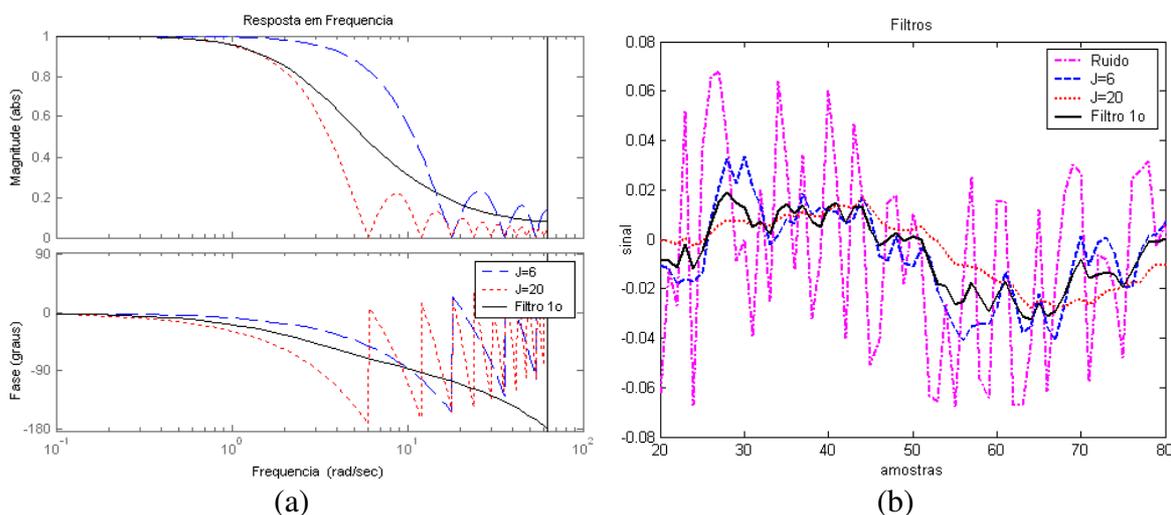


Figura 2.3 – Resposta em frequência dos filtros passa-baixa tipo média-móvel e tipo 1ª ordem (a) e resposta temporal (b).

A sua banda passante é função do tamanho da janela da média-móvel, quanto maior a janela menor a frequência de corte e maior o atraso de fase; quanto menor o tamanho da janela maior a frequência de corte e menor o atraso de fase introduzido. Para uma condição do sistema em regime, o filtro média-móvel pode ser empregado com uma janela grande o

suficiente para minimizar o ruído associado aos sensores. Porém, como os sistemas de controle estão sujeitos a mudanças de referência e perturbações que precisam ser prontamente rejeitadas, cujo comportamento é dinâmico, o filtro deve ser capaz de perceber quando houve uma variação do valor médio e o atraso deve influenciar minimamente o algoritmo de controle e identificação. Nestas condições dinâmicas é interessante que a janela J tenha uma largura cuja banda passante seja compatível com a banda passante do sistema, ou da excitação que está sendo aplicada.

Os efeitos do ruído sobre a avaliação de pontos específicos da resposta temporal de um sistema podem levar a erros significativos, principalmente na estimativa do atraso de transporte da planta. Na prática, os erros podem ser minimizados considerando-se uma média estatística, por exemplo, realizando múltiplos ensaios e obtendo a média do resultado destes ensaios. Outra importante abordagem ao problema do ruído é a realização de uma pré-filtragem do sinal de modo que uma parte importante do ruído seja eliminada. Uma boa recomendação é a utilização de um filtro do tipo passa-baixa que não afete a resposta dinâmica do processo. Pode-se projetar o filtro com constante de tempo T_f como sendo $\tau/10$, onde τ é a constante de tempo do processo (Normey-Rico e Camacho, 2007).

Ruel (2003) propôs um método empírico para a sintonia da constante de tempo do filtro: a escolha da constante de tempo T_f menor que o atraso de transporte θ (por exemplo, $T_f \leq \theta/5$) para sintonia do controlador visando o comportamento regulatório; e menor que a constante de tempo de malha fechada τ_{MF} para sintonia visando o comportamento servo.

O ruído deve ser filtrado de maneira que não ocasione ação de controle excessiva. Åström e Hägglund (2004) apresentaram uma simples e conveniente abordagem onde o controlador é sintonizado sem filtragem e, em seguida, um filtro é adicionado à malha de controle. A constante de tempo do filtro deve ser determinada como $T_f = 0.1\theta$, onde θ é o atraso de transporte presente na planta. Para filtros com menor frequência de corte, ou menor banda passante, devem-se alterar os parâmetros de sintonia do controlador simplesmente aplicando a regra de Skogestad (2003), onde os parâmetros do processo de

primeira ordem τ e θ , sendo τ a constante de tempo, são respectivamente substituídos por $\tau + T_f/2$ e $\theta + T_f/2$ nas equações de sintonia.

A utilização de um filtro na parcela derivativa do controlador PID é desejável para um sistema com elevado nível de ruído. A grande maioria dos ruídos encontra-se em elevadas frequências, justamente onde o ganho da parcela derivativa tende a infinito, podendo causar instabilidade no sistema. É razoável escolher o valor da frequência de corte do filtro cerca de 10 vezes superior a frequência mais relevante no processo. Escolhendo-se corretamente o valor do filtro, não se faz necessário levá-lo em consideração na sintonia do controlador PID (Cardoso, 2002).

Åström e Hägglund (2005) relataram que ao invés de filtrar somente a parcela derivativa do controle, é possível filtrar o sinal medido e, então, aplicar o sinal filtrado ao controlador PID. A utilização do filtro na realimentação reduz a robustez do controlador. Este fato é contornável com a re-sintonia do controlador. Uma possibilidade de projeto para o filtro é basear-se nos ganhos projetados para o controlador, normalmente uma fração do tempo integral ou tempo derivativo para os controladores PI e PID, respectivamente. A adição de um filtro atenua o ruído presente no sinal de saída do sistema ao custo de penalizar a resposta do sistema a perturbações. Skogestad (2003) mostrou que, caso a constante de tempo do filtro de realimentação seja no máximo próximo a $\theta/2$, não há prejuízo significativo para desempenho e robustez do sistema. A combinação de sistemas pouco amortecidos com filtros em baixa frequência e controlador PID apresentam uma concentração de pólos perto da origem, o que limita a margem de estabilidade do sistema (Cardoso, 2002).

2.2.5 Aspectos Práticos para Implementação

O controlador PID necessita de algumas funções adicionais além da própria lei de controle apresentada na equação (2.1) a fim de possibilitar sua aplicação prática (Bobál *et al.*, 2005; Åström e Hägglund, 1995; Åström e Hägglund, 2005):

- Modo de operação manual / automático: possibilidade de desabilitar o algoritmo PID, forçando uma ação de controle u ;

- Transferência “suave” dos modos de operação (*bumpless transfer*): as transferências do modo de operação manual -> automático e vice-versa não devem ser abruptas. A ação de controle em automático deve partir do último valor considerado para o modo manual e vice-versa;
- Limites máximos e mínimos para ação de controle: a ação de controle, quase que na totalidade das aplicações, deve ser limitada e deve estar consoante com a instrumentação utilizada;
- Saturação da ação integral (*Wind-up*): atingidos os limites de atuação do sinal de controle, a ação integral do controlador deve ser “congelada”. Deve-se evitar o fenômeno no qual uma alteração do sinal de erro na realimentação não seja imediatamente repassada a ação de controle. A ação integral deve ser “descarregada” imediatamente após o erro trocar de sinal;
- Alteração “suave” de parâmetros do controlador: uma alteração dos ganhos K_c , T_i e T_d pode causar alterações abruptas na ação de controle caso o algoritmo de controle não esteja implementado em sua forma incremental, conforme equação (2.6);
- Alteração do tipo de atuação direta ou reversa: quando o erro de realimentação é positivo, ocorre ação do controlador no sentido de aumentar a ação de controle, atuação esta denominada “reversa”. Entretanto alguns processos, tal como o controle de temperatura utilizando como agente a água fria, devem ter ação direta, ou seja, uma diminuição na saída do processo deve acarretar uma diminuição da ação de controle.

2.3 Identificação e Modelagem de Processos

As técnicas de modelagem de processos ocupam lugar importante nas práticas de controle. Modelar um processo significa atribuir um modelo matemático ao processo que seja capaz de representar as dinâmicas do sistema.

A Identificação de Sistemas trata do problema de construção de um modelo matemático para sistemas dinâmicos baseado em dados observados no sistema (Normey-Rico e Camacho, 2007).

Um modelo matemático pode ser obtido, basicamente, a partir de duas técnicas: modelagem teórica e modelagem experimental. Na primeira, a teórica, um modelo matemático é construído utilizando-se equações diferenciais e/ou algébricas oriundas das leis da física, química, biologia, etc. Em contrapartida, a modelagem experimental é obtida por meio da observação dos sinais de entrada e saída do sistema de um determinado processo real (Cunha *et al.*, 2008). A modelagem teórica pode ser uma tarefa bastante complicada: quando o sistema torna-se grande, complexo ou quando as interações das diferentes dinâmicas (ou variáveis controladas) são intensas, torna-se difícil descrevê-lo matematicamente. Por um lado, a indústria tem mostrado interesse em adquirir autonomia nos processos que constituem sua planta de produção. Por outro lado, os requisitos de desempenho e a complexidade dos processos, como já foram mencionados anteriormente, são cada vez maiores. Observa-se que estes dois fatos são contraditórios (Cunha *et al.*, 2008). Na modelagem experimental, também denominada Identificação de Processos, assume-se que o processo é desconhecido e os dados de entrada e saída são processados para obtenção de um modelo da planta. Não é necessário conhecimento do processo (sistema “caixa preta”), o que torna possível a resolução de problemas de identificação via algoritmos recursivos e não recursivos (Cunha *et al.*, 2008). Dentre as técnicas de modelagem experimental, a mais popular é o teste de resposta ao degrau. Outras técnicas de destaque são a modelagem via relê realimentado e a modelagem *self-tuning*. Em Coelho e Coelho (2004) é possível encontrar uma revisão sobre o tema.

Åström e Hägglund (2005) apresentaram modelos matemáticos utilizados para diferentes tipos de processo. Em especial, esta dissertação está focada nas seguintes tipos: plantas de primeira ordem com atraso de transporte, plantas de segunda ordem com atraso de transporte, plantas integradoras com atraso de transporte e processos de transferência de calor. A motivação para escolha destes tipos de planta como estudos de caso e validação é motivada por se tratarem de tipos de processos comumente encontrados em alguns aplicativos de atuação da empresa WEG Automação S.A., isto é,

- Máquinas de papel, laminadores de chapa de aço e caldeiras geradoras de vapor são processos industriais típicos com atraso de transporte, respectivamente, para controle de gramatura da folha de papel, da espessura da chapa de aço e temperatura do vapor.
- Reatores químicos podem apresentar reações exotérmicas quando são utilizados catalisadores, o que caracteriza um processo integrador. Reatores são também aplicações típicas com troca de calor para aquecimento e resfriamento.

Modelo FOPDT: *First-Order-Plus-Dead-Time* é um modelo muito utilizado em controle de processos e está caracterizado pela função de transferência da equação (2.16):

$$G_p(s) = \frac{K_p e^{-\theta s}}{(\tau s + 1)} \quad (2.16)$$

onde K_p é o ganho estático, τ é a constante de tempo e θ é o atraso de transporte. Algumas vezes, o parâmetro τ é chamado simplesmente “atraso”.

Trata-se de um modelo simples que descreve aproximadamente a dinâmica de muitos processos industriais. É normalmente utilizado quando se deseja um modelo de ordem reduzida para descrever a dinâmica de um processo. O atraso de transporte tem módulo unitário para qualquer frequência. O ângulo de fase varia linearmente com a frequência (Caon, 1999).

Para Johnson e Moradi (2005), o projeto de controladores e as tarefas de supervisão são frequentemente simplificados quando é utilizado um modelo FOPDT para o processo. Quando a relação entre atraso de transporte e constante de tempo (θ/τ) é pequena, pode-se dizer que o sistema é mais fácil para controlar (Caon, 1999; Gude *et al.*, 2006). O desempenho em malha fechada de processos com atraso de transporte dominante é limitado pela dinâmica do atraso. Para processos que são de atraso dominante, isto é, $\tau > 8\theta$, o desempenho é limitado pelo ruído de medição, que obriga a utilização de filtros, ou pela saturação nos atuadores. (Åström e Hägglund, 2004). Se um processo é de atraso

dominante, então os valores individuais para a constante de tempo τ e o ganho estático K_p podem ser de difícil obtenção.

Modelo SOPDT: *Second-Order-Plus-Dead-Time* são modelos que permitem uma melhor aproximação para processos oscilatórios ou sub-amortecidos. A equação (2.17) descreve sistemas de 2ª ordem oscilatórios com atraso de transporte:

$$G_p(s) = \frac{K_p e^{-\theta s}}{\tau^2 s^2 + 2\tau\zeta s + 1} \quad (2.17)$$

Processos de 2ª ordem sobre-amortecidos podem ser representados pela equação (2.18):

$$G_p(s) = \frac{K_p e^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} \quad (2.18)$$

Sistemas de controle de processos tais como posicionamento, tanques acoplados, sistemas de pressurização são exemplos típicos de processos que podem ser bem aproximados por modelos SOPDT.

Modelo IPDT: *Integral-Plus-Dead-Time* é um modelo que descreve processos onde uma entrada limitada em um sistema em malha aberta não o conduz a um valor de regime. Assintoticamente, a saída do sistema muda a uma taxa constante após uma entrada degrau no sinal de controle. A função de transferência que caracteriza plantas integradoras é dada pela equação (2.19):

$$G_p(s) = \frac{K_v}{s} e^{-\theta s} \quad (2.19)$$

O parâmetro K_v indica o quão veloz é a taxa de crescimento da saída do processo após uma entrada tipo degrau unitário. Este modelo descreve bem a dinâmica presente em processos químicos (Luo *et al.*, 1998). Processos integradores são surpreendentemente desafiadores em controle de processos. Métodos de sintonia aplicados com sucesso em processos auto-regulados podem resultar num desempenho pobre quando aplicados a processos integradores (Skogestad, 2003).

Modelo Transferência de Calor: o controle de temperatura é uma tarefa bastante comum delegada a controladores PID. A função de transferência que descreve este processo está representada pela equação (2.20), isto é,

$$G_p(s) = e^{-\sqrt{s}} \quad (2.20)$$

que representa a dinâmica de transferência de calor unidimensional. Caracteriza-se por apresentar uma resposta à entrada degrau bastante lenta no período inicial, seguida por um crescimento rápido e, novamente, aproxima-se do valor de regime lentamente.

Uma representação alternativa para a equação (2.20), que permite uma aproximação de 98%, é dada pela equação (2.21) (Åström e Hägglund, 2000b):

$$G_p(s) = \frac{0.57s^4 + 13.59s^3 + 5.59s^2 + 0.29s + 0.001}{s^5 + 9.57s^4 + 24.23s^3 + 7.61s^2 + 0.32s + 0.001} \quad (2.21)$$

ou, de forma alternativa, apresentando os pólos e os zeros da função de transferência

$$G_p(s) = \frac{(s + 23.43)(s + 0.36)(s + 0.06)(s + 0.0037)}{(s + 5.15)(s + 4.06)(s + 0.31)(s + 0.05)(s + 0.0034)} \quad (2.22)$$

2.4 Sintonia PID

A essência da sintonia de malhas de controle é identificar com que dinâmica um processo reage aos esforços de controle e, baseado em requisitos de desempenho, determinar a dinâmica necessária ao algoritmo PID para eliminar os erros (VanDoren, 2006). Independente da metodologia de projeto, as seguintes três etapas são comuns aos métodos de identificação da dinâmica do processo e sintonia de controladores PID: o processo é sujeito a perturbações no sinal de controle; a resposta do sistema a este distúrbio é analisada e quantificada; baseado no resultado e em especificações de desempenho, os parâmetros PID são sintonizados (Johnson e Moradi, 2005).

Historicamente, um importante passo no desenvolvimento de metodologias de sintonia de controladores PI/PID foi dado por Ziegler e Nichols (1942). O método é baseado em duas idéias: caracterizar a dinâmica do processo por dois parâmetros e calcular

os ganhos do controlador, a partir dos parâmetros do processo, por meio de fórmulas simples. Em contrapartida, o método fornece pouca informação sobre o sistema e produz sistemas em malha fechada com baixo amortecimento e baixa robustez. Ainda assim, este trabalho teve significativo impacto nas práticas de controle. Até hoje, a maioria dos fabricantes ou usuários de controladores PID aplicam o método, ou variantes do método, na sintonia de controladores. Anos depois, Cohen e Coon realizaram melhorias significativas nas metodologias de sintonia, que caracterizou a dinâmica do processo por meio de 3 parâmetros, porém os resultados obtidos não eram robustos. Muita pesquisa com a técnica de controle PID foi realizada nos últimos 60 anos, devido ao desenvolvimento dos controladores PID industriais, particularmente incentivada pela transição dos controladores pneumáticos para os digitalizados. Nos últimos 20 anos, tem ocorrido novamente um ressurgimento do controle PID, em virtude do desenvolvimento das técnicas de auto-sintonia (Hägglund e Åström, 2002).

Na apresentação da técnica de sintonia SIMC-PI, Skogestad (2003) preocupou-se não em otimizar a apresentação de sua solução para sintonia de controladores, mas sim em simplificar, utilizando a aproximação de sistemas de ordem elevada ou fase não-mínima por um modelo FOPDT, com bons resultados.

Diferentes estruturas do controlador PID têm influência direta na sintonia e desempenho resultante. Caso seja utilizado o método de sintonia tentativa e erro, estas implicações são minimizadas. Antes de um controlador PID ser sistematicamente e automaticamente sintonizado, faz-se necessário conhecimento exato de sua estrutura para que o procedimento de sintonia seja justificável e útil (Tan *et. al.*, 2001).

Segundo Cheng (2006), a sintonia de um controlador não somente é influenciada pela estrutura utilizada (ideal, paralela, série), mas também pelo tipo de processo. Podem-se dividir as técnicas de sintonia em duas classes: as baseadas no ganho crítico e período crítico e as baseadas em modelo do processo. Em ambas, os processos são divididos, levando em consideração a relação θ/τ , em: processos de primeira ordem mais atraso de transporte (FOPDT), processos integradores mais atraso de transporte (constante de tempo dominantes) e processos de atraso de transporte puros (atraso de transporte dominantes).

Normey-Rico e Camacho (2007) mostraram que o controlador PID tem ação preditiva necessária para aplicação a processos com atraso de transporte, desde que seja efetuada uma sintonia adequada dos ganhos do controlador. Métodos de sintonia são propostos para os casos planta estável, integradora ou de atraso de transporte dominante. Skogestad (2003) afirmou que não é recomendada a utilização da ação derivativa do controlador PID para contra-atacar o atraso de transporte. Na visão de Luyben (1996), a utilização de controladores PID não é recomendada na maioria dos processos, pois os controladores PID são mais complicados, as alterações na ação de controle são maiores e as malhas PID são menos robustas. Recomenda-se a utilização de controladores PI. A ação derivativa somente deve ser utilizada quando é realmente necessário um desempenho apurado ou quando mudanças bruscas na ação de controle são toleradas.

A seguir, na Tabela 2.1, um resumo das principais técnicas de sintonia PID ideal que foram estudadas no desenvolvimento deste trabalho e que são utilizadas nos próximos capítulos.

	Modelo FOPDT	Modelo IPDT
<p>PID-IMC (Rivera <i>et al.</i>, 1986) (Rice e Cooper, 2002)</p>	$K_c = \frac{\tau + \theta/2}{K_p (\tau_f + \theta/2)}$ $T_i = \tau + \theta/2$ $T_d = \frac{\tau\theta}{2(\theta/2 + \tau)}$	$K_c = \frac{2}{K_p (\tau_f + \theta/2)}$ $T_i = 2\tau_f + \theta$ $T_d = \frac{\tau_f\theta + \tau_f^2/4}{2\tau_f + \theta}$
<p>Luyben (1996)</p>	<p>NA</p>	$K_c = K_u/2.2$ $T_i = T_u/0.45$ $T_d = T_u/6.3$
<p>Zhuang e Atherton (1993)</p>	$K_c = 0.604K_u$ $T_i = 0.04(4.972K_p \times K_u + 1)T_u$ $T_d = 0.13T_u$	<p>NA</p>

Tabela 2.1 – Sintonias para sistemas modelados via FOPDT ou IPDT.

NA: Não Aplicável.

A metodologia *Internal Model Control* - IMC foi proposta por Rivera *et al.* (1986). Utiliza o parâmetro τ_f , que representa a constante de tempo de malha fechada do sistema, devendo ser especificado conforme o desempenho desejado. Recomenda-se que certos limites sejam observados:

$$\begin{aligned} \tau_f &> 0.1\tau \\ \tau_f &\geq 0.8\theta \end{aligned} \tag{2.23}$$

Para sintonia PID-IMC de processos integradores, Skogestad (2003) sugeriu o cálculo da constante de tempo τ_f como:

$$\tau_f = \theta\sqrt{10} \quad (2.24)$$

O desempenho da sintonia IMC é satisfatório quando o processo apresenta médios ou grandes atrasos de transporte. Quando o processo é de atraso dominante ($\theta/\tau < 0.3$) o cancelamento pólo-zero presente na sintonia IMC resulta num baixo desempenho para rejeição de perturbações (Hang *et al.*, 1993).

Skogestad (2003) descreveu que a sintonia PID-IMC é conhecida por resultar num baixo desempenho da rejeição a perturbação em plantas integradoras, porém é robusta e resulta em bom comportamento servo. A sintonia PID-SIMC, traz bons resultados tanto para processos integradores quanto para processos com atraso de transporte, para comportamento servo e regulatório.

Segundo Caon (1999), simulações de processos térmicos do tipo FOPDT indicaram que o método de sintonia proposto por Zhuang e Atherton (1993) apresenta resultados satisfatórios. É baseada em critério de otimização do índice de desempenho ITSE.

O'Dwyer (2000) publicou um conjunto de técnicas de sintonia para diferentes estruturas de controladores PI e PID (ideal, série, I+PD, com filtro na parcela derivativa, etc) e para diferentes tipos de plantas (FOPDT, SOPDT, IPDT, instáveis, etc).

2.5 Avaliação de Desempenho

Com o passar do tempo uma malha de controle pode apresentar deterioração no desempenho atingido para uma mesma sintonia PID. Este fato deve-se a alterações naturais dos processos ou do ponto de operação, ou ainda, deve-se à degradação ou a alterações da instrumentação (modelo / tipo de sensores, transmissores, atuadores). Surge então a necessidade da tarefa de manutenção da malha de controle, a qual utiliza como uma das ferramentas a avaliação de desempenho das malhas de controle.

Na Tabela 2.2, podem ser observados alguns índices usualmente utilizados para avaliação de desempenho de sistemas de controle, baseados na variabilidade do erro em malha fechada. O critério integral do erro absoluto (IAE), dado pela equação (2.25), tem por característica proporcionar peso similar a erros tanto pequenos quanto grandes. No

critério integral do erro absoluto ponderado pelo tempo (ITAE), apresentado na equação (2.26), o erro em tempos mais recentes tem maior ponderação. O critério integral do erro quadrático (ISE) dado pela equação (2.27) proporciona grande peso a erros grandes e pequeno peso para erros pequenos. No critério integral do erro quadrático ponderado pelo tempo (ITSE), apresentado na equação (2.28), um erro inicial grande é ponderado com peso baixo. Este critério apresenta melhor seletividade que o critério ISE.

IAE	ITAE	ISE	ITSE
$\int_0^{\infty} e(t) dt$	$\int_0^{\infty} t e(t) dt$	$\int_0^{\infty} e^2(t) dt$	$\int_0^{\infty} te^2(t) dt$
(2.25)	(2.26)	(2.27)	(2.28)

Tabela 2.2 – Índices clássicos de desempenho de sistemas.

Para Balestrino *et al.* (2006), o critério IAE é uma boa medida econômica do desempenho, pois o tamanho e comprimento do erro em ambas direções é proporcional a perda de rendimento.

Outra medida clássica de avaliação de sistemas de controle é via a análise freqüencial da margem de fase e margem de ganho do sistema. Para Ming e Xin (2005) o critério de variância mínima foi utilizado durante bastante tempo para avaliar o desempenho de malhas fechadas. Certamente é um critério importante, porém confere pouca atenção a critérios mais tradicionais de avaliação de desempenho como o seguimento de referência e a rejeição de perturbação. Além disso, outro importante critério de avaliação é a robustez, a qual não é avaliada diretamente. As avaliações no domínio do tempo são baseadas no erro ($y-y_r$) da variável controlada (ISE, IAE, etc) e não concluem sobre a estabilidade do sistema em malha fechada. Por outro lado, as margens de ganho e fase sempre servem como importantes medidas de estabilidade e robustez. Além disso, sabe-se que a margem de ganho está relacionada com o amortecimento do sistema e, portanto, pode ser utilizada como medida do desempenho da malha. Johnson e Moradi (2005) relataram que um bom projeto de sintonia de um sistema de controle deve ser suficientemente robusto às dinâmicas não modeladas, assim como deve possibilitar boas respostas a sinais externos a malha de controle que são variantes no tempo, incluindo ruído e perturbações de carga. No domínio da freqüência, as margens de ganho e fase fornecem uma avaliação da robustez do sistema compensado.

Skogestad (2003) utilizou como critério de avaliação da utilização da ação de controle a variação total da entrada do processo u , isto é,

$$TV = \sum_{k=1}^{\infty} |u(k) - u(k-1)| \quad (2.29)$$

Deseja-se que o índice TV (*Total Variation*) seja tão pequeno quanto possível. TV é uma boa medida da “suavidade” do controle.

Balestrino *et al.* (2006) propõe um índice de desempenho para avaliação do sinal de controle, baseado também na variação do controle, e calculado pela equação

$$J_u = \int_0^{\infty} \left| \frac{du(t)}{dt} \right| dt \quad (2.30)$$

onde o valor ótimo para o índice J_u pode ser aproximado por

$$J_{uotimo} = \frac{3.42 \left(\frac{K_p}{K_u} \right)}{1 - \left(\frac{K_p}{K_u} \right)} \quad (2.31)$$

onde K_u é o ganho crítico do processo.

Huang e Jeng (2002) derivaram um limite prático do desempenho que um sistema controlado por PID pode atingir:

$$IAE^* = 1.38\theta \quad (2.32)$$

onde IAE^* é o mínimo valor que o parâmetro IAE pode assumir para o comportamento servo (degrau de referência). E o índice de comparação dado por

$$\Phi = \frac{1.38\theta}{IAE} \quad (2.33)$$

O índice Φ , sempre menor que 1 (um), é utilizado para representar a habilidade de um sistema de controle em eliminar os erros de rastreamento da referência. Se Φ é

próximo a 1 (um), entende-se que o sistema está próximo do seu limite de desempenho. Este índice será utilizado mais adiante para a avaliação dos resultados das simulações.

Swanda e Seborg (1999) propuseram uma metodologia para avaliação de desempenho baseado no modelo de 1ª ordem mais atraso de transporte para planta e controlador PI-IMC. A partir de índices de desempenho adimensionais (baseados no tempo de estabilização e IAE), obtém-se uma relação com a robustez. São utilizados modelos de processo tipo *benchmark* para verificação da metodologia proposta. Por fim, relataram valores para os índices de desempenho para que controladores PI sejam considerados de alta performance.

A maioria dos trabalhos de análise de desempenho e monitoração de controladores está baseada na análise da variabilidade da saída do processo. Pouca atenção tem sido dada às questões tradicionais de avaliação de desempenho, tal como a resposta ao degrau de referência e perturbação (Swanda e Seborg, 1999).

Luyben (1996) descreveu ser mais importante prevenir que uma malha de controle torne-se instável do que atingir desempenhos excepcionais com um conjunto fixo de parâmetros e processo.

2.6 Auto-Sintonia PID

As técnicas apresentadas por Ziegler e Nichols (1942) para sintonia de controladores PID podem ser resumidas como:

- Via resposta ao degrau: pela caracterização da resposta ao degrau em malha aberta (K_p, τ, θ), determinam-se os ganhos do controlador PID;
- Via resposta em frequência: realizado em malha fechada, aumenta-se o ganho proporcional (ganho crítico, K_u) até que a planta G_p oscile no limite da estabilidade (período crítico, T_u ou frequência crítica, ω_u). É uma metodologia simples, porém extremamente perigosa e difícil de ser automatizada (Cardoso, 2002).

O método clássico da resposta em frequência de Ziegler-Nichols coloca o processo próximo a região de instabilidade fazendo com que seja necessário interromper os fluxos normais de operação de uma planta industrial, o que nem sempre é exequível (Coelho e Coelho, 2004).

Até a década de 60, a técnica de sintonia de Ziegler e Nichols (1942) era estritamente manual e executada sempre que uma nova malha de controle era comissionada. Tratava-se de uma técnica que consumia do engenheiro de controle tempo para execução. Além disso, muitas vezes os procedimentos precisavam ser repetidos para obtenção de um desempenho adequado da malha fechada (VanDoren, 2006).

Comparativamente, para sistemas com constantes de tempo longas, a sintonia utilizando relê realimentado mostra-se mais eficiente quando são considerados os tempos necessários para realização de ensaios convencionais como o degrau e impulso. Esta afirmação é válida sempre que a relação $\theta/\tau < 0.28$, o que é verdadeiro especialmente para processos químicos lentos (Cheng, 2006).

Algumas das vantagens da técnica de auto-sintonia são: necessário pouco conhecimento à priori da planta; os procedimentos são fáceis de automatizar e utilizar; é um procedimento em malha fechada onde a amplitude da entrada no processo é limitada e, desta forma, o processo pode ser mantido próximo a referência durante a identificação; fornece informações mais apuradas sobre as frequências importantes para o controle realimentado que métodos de resposta ao degrau.

Os controladores industriais com auto-sintonia possibilitam eliminar a figura do operador ou engenheiro especializado, únicos capazes de obter resultados satisfatórios no processo de sintonia manual dos parâmetros de um controlador (Caon, 1999). Aplicações típicas de controladores auto-ajustáveis têm sido, principalmente, na busca por melhores resultados quando comparados àqueles apresentados pelo conjunto de parâmetros atuais ou padrões de fábrica (Johnson e Moradi, 2005). A auto-sintonia é aplicada, muitas vezes, como um procedimento auxiliar para inicialização de um controlador adaptativo, denominado pré-sintonia (Hang *et al.*, 2002; Åström e Hägglund, 2005). É o caso dos controladores com *gain scheduling*, onde em cada ponto de operação do processo é

definido um controlador. Um equipamento industrial referência do mercado é o ECA-600 do fabricante ABB, que dispõe das técnicas de auto-sintonia, *gain scheduling* e *self-tuning*.

2.6.1 Relê Ideal de Åström

Åström e Hägglund (1984) apresentaram uma metodologia para auto-sintonia de controladores baseado nas idéias de Ziegler e Nichols via resposta em frequência do sistema. O grande avanço apresentado é a possibilidade de detecção do ponto crítico (K_u , ω_u) por intermédio de um ensaio realizado em malha fechada onde não se faz necessário atingir os limites da estabilidade. A estrutura fundamental do método de sintonia automática utilizando o relê realimentado é apresentada na Figura 2.4.

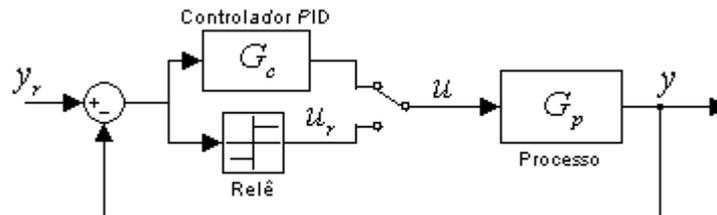


Figura 2.4 – Relê de Åström realimentado.

Durante o ensaio, o controlador é desabilitado da malha e a entrada do processo é conectada a saída do relê. A comutação do relê é regida pela seguinte regra:

- Se $(y_r(t) - y(t)) > 0$, então $u_r(t) = h$
- Se $(y_r(t) - y(t)) < 0$, então $u_r(t) = -h$

Na Figura 2.5 (a) é possível observar o efeito do relê sobre a saída do processo. Observa-se uma oscilação sustentada de amplitude a , denominada ciclo limite, e período T_u . A amplitude do relê é denominada h . Na Figura 2.5 (b) é possível identificar, no diagrama de Nyquist, o ponto crítico, onde a defasagem entre a entrada e a saída do processo atinge $-\pi$ rad.

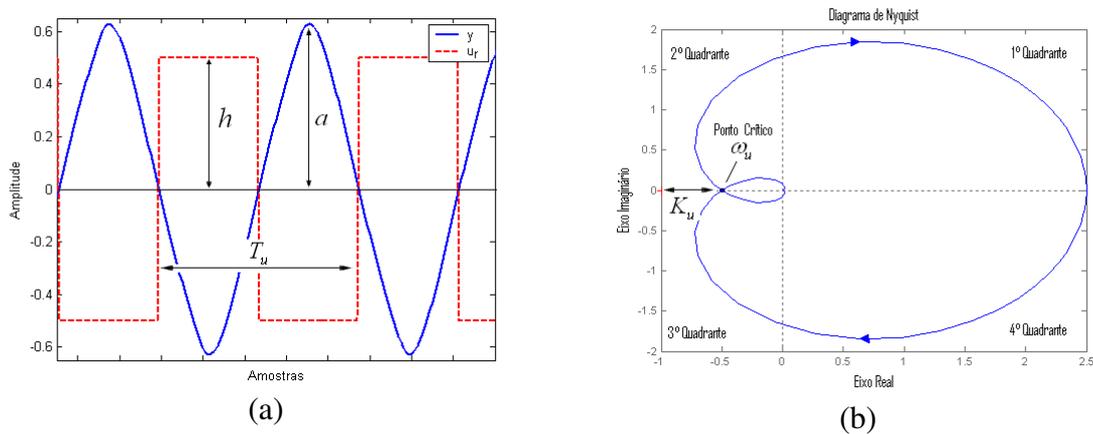


Figura 2.5 – Resposta temporal (a) e resposta freqüencial (b) do ensaio relê realimentado.

O relê padrão de Åström foi uma das primeiras metodologias implementadas em equipamentos industriais e seu sucesso deve-se à simplicidade e robustez (Cardoso, 2002).

Dentre as características que tornam a técnica do relê realimentado uma ferramenta importante para auto-sintonia de controladores estão: o arranjo automaticamente levanta um ponto importante da resposta em freqüência do sistema (atraso de $-\pi$ rad); por se tratar de um método com realimentação, a variável de processo é mantida perto do valor de referência; este fato permite que o processo permaneça operando próximo ao ponto de operação estável o que é de interesse especialmente para processos fortemente não-lineares (Johnson e Moradi, 2005).

A partir das informações levantadas pelo ensaio com relê realimentado (amplitude do ciclo limite a e período de oscilação T_u) é possível se determinar parâmetros do processo: ganho crítico K_u e freqüência crítica ω_u . Considerando a saída do relê como $u_r(t)$, uma onda quadrada periódica com freqüência ω e amplitude h , obtém-se a seguinte representação, via expansão da Série de Fourier (Johnson e Moradi, 2005):

$$u_r(t) = \frac{4h}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\text{sen}(2k-1)\omega t}{2k-1} \quad (2.34)$$

A função descritiva do relê, denominada $N(a)$, é a razão complexa da componente fundamental de $u_r(t)$ à entrada sinusoidal, ou seja,

$$N(a) = \frac{4h}{\pi a} \quad (2.35)$$

Desta forma, proveniente da aproximação pela componente fundamental da Série de Fourier, há um resíduo composto pelas harmônicas de ordem superior à fundamental.

Sejam as seguintes equações de malha fechada, considerando referência nula

$$\begin{aligned} E &= -Y \\ U_r &= N(a)E \\ Y &= G_p(j\omega_u)U_r \end{aligned} \quad (2.36)$$

onde Y é a saída do processo, E é o erro, U_r é a ação de controle, G_p é o processo. Das relações (2.36), obtém-se

$$Y = G_p(j\omega_u) = -\frac{1}{N(a)} \quad (2.37)$$

A intersecção das curvas de Nyquist de $G_p(j\omega)$ e $-1/N(a)$ no plano complexo resulta no ponto crítico do processo. O ganho crítico K_u , na frequência crítica ω_u , é dado por

$$K_u = \frac{1}{|G_p(j\omega_u)|} = \frac{4h}{\pi a} \quad (2.38)$$

A frequência crítica (rad/s) é obtida pela relação

$$\omega_u = \frac{2\pi}{T_u} \quad (2.39)$$

A partir da identificação do ponto crítico, caso necessário, pode-se determinar os parâmetros do modelo FOPDT, apresentado na equação (2.16), por (Cheng, 2006)

$$\tau = \frac{\sqrt{(K_p K_u)^2 - 1}}{\omega_u}$$

$$\theta = \frac{\pi - \arctan(\tau \omega_u)}{\omega_u}$$
(2.40)

Na equação (2.40) assume-se que o ganho estático do processo é conhecido ou pode ser obtido por meio do teste de resposta ao degrau.

Considerando o modelo de um processo integrador, determinado pela equação (2.19), têm-se os seguintes parâmetros do modelo a partir da resposta em frequência do sistema Luyben (1996):

$$K_v = \frac{\omega_u}{K_u}$$

$$\theta = \frac{\pi}{2\omega_u}$$
(2.41)

A amplitude de oscilação da saída do processo deve ser pequena o bastante de modo que a sua influência sobre o processo seja insignificante. Por outro lado, a amplitude de oscilação deve ser grande o bastante de modo que possa ser distinguido do ruído presente. Na prática, a amplitude do relê pode ser automaticamente ajustada de modo que a oscilação no processo seja três vezes a amplitude do ruído (Hang *et al.*, 1993).

Em plantas contaminadas com ruído de medição pode-se efetuar uma média dos períodos críticos identificados nas oscilações do ciclo limite durante um ensaio. A relação sinal-ruído dada pela equação (2.9), é um indicativo do número de oscilações estacionárias que devem ser consideradas. Hang *et al.* (2002) apresentaram uma relação entre o erro obtido na estimação da resposta em frequência via método relê e o número de oscilações estacionárias consideradas para o cálculo da média em um ensaio. Observando-se a Figura 2.6, pode-se concluir que, na faixa $N = 0\%$ a $N = 10\%$, um bom número a ser considerado são 4 oscilações.

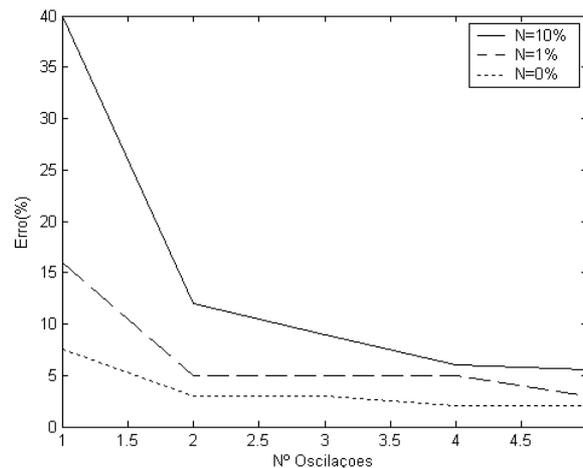


Figura 2.6 – Erro na estimação da resposta em frequência como função do número de oscilações do ciclo limite, em um ensaio, para diferentes níveis de contaminação dos sinais com ruído.

Jeng e Huang (2006b) sugeriram que a aproximação apresentada para amplitude a , ou seja, $|G_p(j\omega_u)|$, é pobre e que em alguns casos o erro pode ser próximo a 20%.

A técnica de sintonia automática utilizando o relê realimentado apresenta duas importantes limitações (Cardoso, 2002):

- i. A onda quadrada do relê é aproximada pelo primeiro termo da série de Fourier (ou função descritiva). Desta forma os parâmetros ganho e período crítico também são aproximações que podem comprometer o desempenho do controlador sintonizado;
- ii. Possibilita a identificação de apenas um ponto da resposta em frequência do sistema, o que pode não ser suficiente para uma sintonia satisfatória do controlador.

O método pode, em algumas circunstâncias tais como processos de ordem elevada ou grande atraso de transporte, apresentar erros significativos que levam a deterioração do desempenho do sistema (Hang *et al.*, 2002). Johnson e Moradi (2005) ainda acrescentaram como limitações: a sensibilidade do método na presença de perturbações e a necessidade do conhecimento da região estacionária do sistema. A aproximação efetuada pela função descritiva do relê tem bons resultados quando o ganho do processo é bastante atenuado na frequência crítica ω_u (Johnson e Moradi, 2005), ou seja,

$$|G_p(jk\omega_u)| \ll |G_p(j\omega_u)|, k = 3, 5, 7, \dots \quad (2.42)$$

Processos que normalmente não satisfazem a equação (2.42) são os que apresentam grandes tempos de atraso de transporte e processos com picos de ressonância em determinadas frequências (Johnson e Moradi, 2005).

Cheng (2006) ponderou em seu trabalho que as formas das curvas de resposta do sistema ao relê realimentado podem trazer importantes informações sobre a dinâmica do processo. Estas informações podem ser utilizadas para seleção do modelo mais adequado ao processo e, conseqüentemente, para seleção da estratégia de controle.

Uma desvantagem do método de Åström é a necessidade da planta estar operando em regime, próximo ao ponto de operação, o que muitas vezes exige que o PID seja pré-sintonizado pelo usuário a fim de manter o processo em regime. Além disso, muitas vezes o PID sintonizado via relê não atende aos requisitos de funcionamento definido pelo usuário ou método de sintonia, quando aplicado a processos reais, devido ao método de aproximação que é utilizado (Pi-Mira *et al.*, 1999).

Quando se introduz perturbação no sistema durante o ensaio com relê realimentado as oscilações podem se tornar assimétricas. Este fato leva a erros na identificação do ponto crítico ou, até mesmo, falhas na comutação. Para contornar esta deficiência recomenda-se a utilização do relê com *bias*, que pode ser entendido como um *off-set* na comutação do relê. Uma revisão sobre esta estratégia pode ser encontrada em Cheng (2006).

2.6.2 Relê com Histerese

Buscando contornar o problema de chaveamentos indevidos do relê devido ao ruído presente nos sinais de campo, Åström e Hägglund, (1984) propuseram a utilização de histerese no relê, conforme ilustra a Figura 2.7.

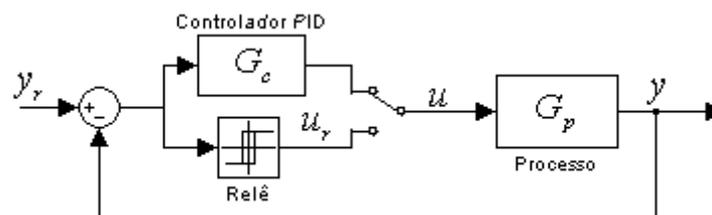


Figura 2.7 – Topologia do relê com histerese.

A comutação do relê é regida pela seguinte regra modificada, onde ε é a amplitude ou largura da histerese:

- Se $(y_r(t) - y(t)) > \varepsilon$, então $u_r(t) = h$
- Se $(y_r(t) - y(t)) < -\varepsilon$, então $u_r(t) = -h$
- Se $-\varepsilon < (y_r(t) - y(t)) < \varepsilon$, então $u_r(t) = u_r(t-1)$

Desta forma a função descritiva do relê com histerese é dada por (Johnson e Moradi, 2005)

$$-\frac{1}{N(a)} = \frac{\pi}{4h} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} + j \frac{\pi\varepsilon}{4h} \quad (2.43)$$

Por conseguinte, o ganho crítico deve ser calculado por

$$K_u = \frac{4h}{\pi\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}} \quad (2.44)$$

O período crítico, quando é utilizada a histerese no relê, pode ainda ser estimado como sendo o período da oscilação (ciclo limite). Comparando os valores obtidos para o ensaio com e sem a histerese, o ganho crítico obtido é tipicamente menor e o período crítico é maior quando a histerese é aplicada (Hang *et al.*, 1993).

Na Figura 2.8 pode-se observar a resposta temporal e o ponto identificado na curva de Nyquist quando se utiliza o relê com histerese.

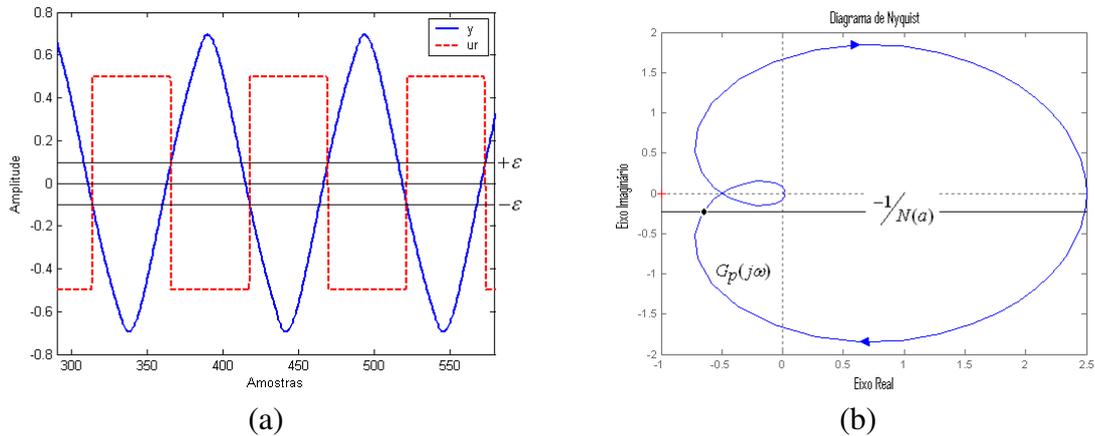


Figura 2.8 – Resposta temporal (a) e resposta freqüencial (b) do ensaio com relê + histerese.

O nível de histerese do relê deve ser tão grande quanto necessário para reduzir significativamente a influência do ruído no ensaio (Cardoso, 2002).

Em aplicações práticas, a histerese deve ser selecionada com base na amplitude do ruído, por exemplo, duas vezes maior que a amplitude do ruído (Hang *et. al.*, 1993; Coelho e Coelho, 2004), visando o estabelecimento do ciclo limite.

A relação sinal-ruído dada pela equação (2.9) deve ser utilizada como critério para seleção do limite mínimo para a amplitude do relê. O nível de ruído no sistema deve ser mensurado mantendo-se constante a entrada no sistema e medindo-se a oscilação pico a pico da saída do sistema. Esta amplitude pode ser tomada como amplitude do ruído (Hang *et al.*, 1993).

Ao se introduzir a histerese no relê, altera-se a curva da função descritiva, aproximando-a ou afastando-a do eixo real. Desta forma, executando-se diferentes ensaios, com diferentes relações entre a amplitude do relê e largura da histerese, encontram-se múltiplos pontos da resposta em freqüência do sistema (Coelho e Coelho, 2004).

2.7 Conclusão

Neste capítulo foram abordados conceitos básicos sobre modelagem de processos, controle de processos, sintonia de controladores PID, avaliação de desempenho. O método do relê de Åström para sintonia automática de controladores PID foi apresentado.

Por meio de uma extensa revisão bibliográfica, apresentou-se a opinião de diferentes pesquisadores sobre os diversos temas. Foco foi dado a aspectos que são importantes para a elaboração da dissertação.

Verificou-se que o método clássico de auto-sintonia de controladores PID proposto por Åström e Hägglund (1984) tem vantagens sobre as técnicas anteriores de modelagem e sintonia, como a resposta ao degrau ou resposta em frequência de Ziegler e Nichols. Destacam-se:

- i. Para detecção do ponto crítico não é necessário levar o sistema próximo aos limites de estabilidade;
- ii. Por ser realizado com realimentação, mantém o processo próximo da referência;
- iii. O tempo de execução do procedimento é normalmente menor.

A seguir, no próximo capítulo, apresentam-se técnicas recentes de auto-sintonia.

Capítulo 3

Aspectos Recentes em Auto-sintonia do Controlador PID

3.1 Introdução

Apesar dos avanços proporcionados para sintonia de controladores PID e aceitação por parte da indústria, há críticas ao método originalmente apresentado por Åström e Hägglund (1984) para auto-sintonia:

- i. Sensibilidade do método na presença de sinais de perturbação;
- ii. O controlador é desabilitado do sistema enquanto o procedimento é executado;
- iii. Não é realizada análise de desempenho para verificar a necessidade de re-sintonia;
- iv. A partir da determinação da histerese, não se pode prever a fase do ponto identificado.

Assim, surgiram novos estudos sobre o tema, que procuraram contornar algumas das limitações do relê de Åström e Hägglund (1984).

O método do duplo relê de Friman e Waller (1997) se propõe a identificar um ponto no terceiro quadrante do plano complexo para trazer os seguintes benefícios: identificação de um ponto da resposta em frequência com fase pré-determinada; a possibilidade de impor especificações de margem de fase e margem de ganho para um controlador PI; possibilitar que um controlador PID atenda uma especificação razoável de margem de fase sem para tanto exigir enorme ação derivativa.

Grégoire *et al.* (1999) relataram que o sistema excitado pelo relê, $G_p(s)$, pode ser tanto o processo propriamente dito ou o processo em malha fechada com um controlador

existente. Tan *et. al.* (2000) desenvolveram um método onde o relê é aplicado à malha interna de controle composta pelo controlador e processo. Desta forma, enquanto o experimento é conduzido, o processo é mantido sob controle em malha fechada, resultando num maior grau de robustez do processo de identificação a distúrbios externos e perturbações do processo.

Ming e Xin (2005) apresentaram uma nova metodologia para avaliação de desempenho de malhas de controle e sintonia utilizando o relê. A estrutura modificada do relê realimentado adiciona na malha direta, em série com o controlador PID e a planta, um relê com histerese. Margens de ganho e fase são estimadas por meio de dois testes com relê. A sintonia do controlador é baseada na minimização do erro entre o comportamento dinâmico atual e o comportamento desejado previamente especificado.

Neste capítulo, são abordados aspectos recentes da estratégia de auto-sintonia de controladores PID. Ênfase é dada a três estratégias que apresentam peculiaridades bastante distintas quanto a topologia da malha com o relê, técnica de sintonia e complexidade de implementação. Visando verificar a aplicabilidade do relê realimentado em estruturas complexas de controle, os sistemas do tipo multivariável e sistemas não-lineares são estudados. Finalmente, são apresentados aspectos de supervisão e inicialização de estruturas *self-tuning* que podem ser aproveitados em estruturas de auto-sintonia.

3.2 Método do Duplo Relê Realimentado de Friman

Friman e Waller (1997) criticaram o método de Åström e Hägglund (1984) na medida em que a intersecção da curva de Nyquist do processo com o eixo real negativo (ponto crítico) pode não fornecer a melhor informação possível sobre o processo para a sintonia do controlador. O objetivo do método proposto é identificar a planta num ponto especificado no terceiro quadrante do diagrama de Nyquist.

Uma interpretação geométrica, conforme Figura 3.1, para a sintonia do controlador PID é apresentada por Åström e Hägglund (1995). Um dado ponto na curva de Nyquist pode ser deslocado para uma posição arbitrária no plano complexo por meio das ações Proporcional, Integral e Derivativa. Isto sugere que um controlador PI não é capaz de atender especificações de margem de fase e que o controlador PID necessite de grande

ação derivativa, o que é indesejável para sistemas com ruído de medição, além de outras desvantagens (Friman e Waller, 1997).

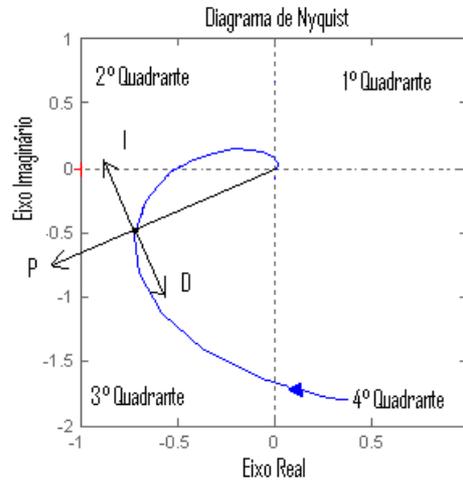


Figura 3.1 – Ação das parcelas do controlador PID na resposta freqüencial do sistema.

O método se propõe identificar um ponto no terceiro quadrante do plano complexo para trazer os seguintes benefícios: a possibilidade de impor especificações de margem de fase e margem de ganho para um controlador PI; possibilitar que um controlador PID atenda uma especificação razoável de margem de fase sem para tanto exigir enorme ação derivativa (Friman e Waller, 1997). A topologia sugerida pode ser observada na Figura 3.2.

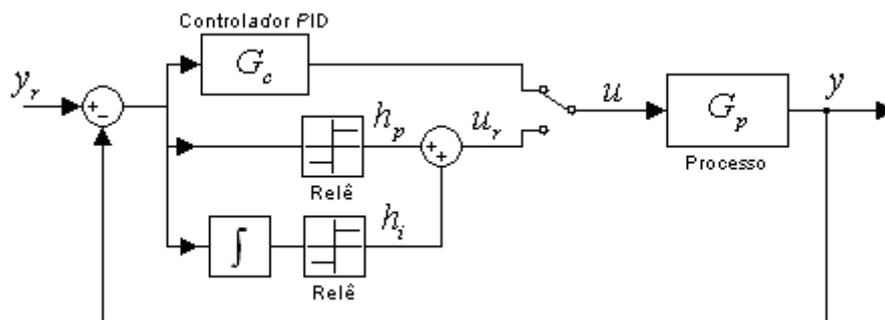


Figura 3.2 – Estrutura do duplo relê de Friman e Waller.

No experimento de identificação, deve-se especificar a amplitude total h do relê (somatório do duplo relê) e o ângulo φ_p de identificação (este ângulo pode ser observado adiante na Figura 3.4). A amplitude do relê é escolhida a partir dos mesmos critérios utilizados para o método relê padrão. O ângulo de identificação, no caso de controladores PI, deve ser maior que a margem de fase projetada. A partir da especificação do ângulo de

identificação e da amplitude total do relê, podem-se determinar as amplitudes individuais de cada relê (Friman e Waller, 1997).

Friman e Waller (1997) apresentam a função descritiva para os dois relês conectados em paralelo, ou seja,

$$N(a) = \frac{4h_p}{\pi a} - \frac{4h_i}{\pi a} j \quad (3.1)$$

onde h_p é a amplitude do relê acionado pelo sinal de erro na realimentação e h_i é a amplitude do relê acionado pela integral do sinal de erro na realimentação. Na Figura 3.3 é possível observar a sobreposição dos dois relês e o ciclo limite gerado.

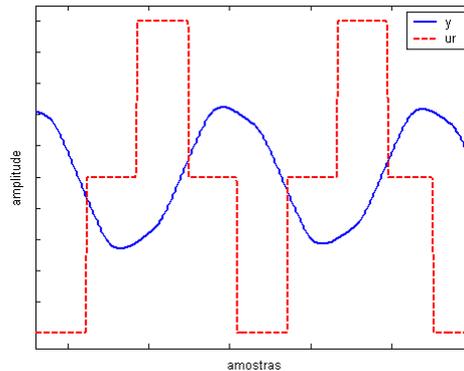


Figura 3.3 – Ciclo limite e ação com sobreposição do duplo relê.

A partir da equação (3.1), obtém-se as representações para a fase e o ganho do duplo relê de acordo com

$$\varphi = -\arctan\left(\frac{h_p}{h_i}\right) \quad (3.2)$$

$$K_u = \frac{4\sqrt{h_p^2 + h_i^2}}{\pi a} \quad (3.3)$$

Observa-se que, alterando-se os ganhos h_p e h_i , pode-se modificar a fase do duplo relê entre 0° e 90° , o que significa que se pode identificar o processo num determinado ponto do 3º quadrante (entre 90° e 180°), já que o sistema inteiro (relê mais processo) é identificado com o atraso de fase em 180° (ciclo limite).

Nota-se uma vantagem deste método sobre o método do relê de Åström com histerese, à medida que a determinação de uma fase para o ponto a ser identificado não é realizada diretamente a partir da determinação da amplitude para a histerese.

Na metodologia apresentada, a partir da especificação do ângulo de identificação φ_p e da amplitude $h=h_p+h_i$, obtém-se as amplitudes do duplo relê, isto é,

$$\begin{aligned} h_p &= \frac{h}{1 + \tan(\varphi_p)} \\ h_i &= \frac{h \tan(\varphi_p)}{1 + \tan(\varphi_p)} \end{aligned} \quad (3.4)$$

O método propõe ainda a sintonia de Åström e Hägglund (1995), baseada em especificações da margem de fase φ_s e margem de ganho $1/r_s$ para o sistema em malha fechada e expressa da forma

$$\begin{aligned} K_c &= \frac{r_s \cos(\varphi_s - \varphi_p)}{r_p} = \frac{4r_s \sqrt{h_p^2 + h_i^2}}{\pi a} \\ T_i &= \frac{1}{2\alpha\omega} \left(\tan(\varphi_s - \varphi_p) + \sqrt{4\alpha \tan^2(\varphi_s - \varphi_p)} \right) \\ T_d &= \alpha T_i \end{aligned} \quad (3.5)$$

onde α é normalmente escolhido como $\alpha=0.25$ e ω é a frequência identificada. Na Figura 3.4 podem-se observar graficamente a fase identificada φ_p e o ponto projetado $(\varphi_s, 1/r_s)$.

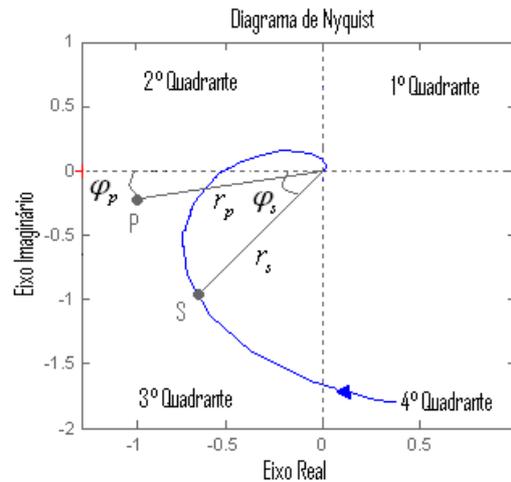


Figura 3.4 – Interpretação gráfica para o ponto identificado S e para o ponto projetado P no plano de Nyquist.

Friman e Waller (1997) classificaram os processos como fracamente atenuados em altas frequências, tais como processos com grande atraso de transporte, e processos fortemente atenuados em altas frequências, como os integradores e os de pequena relação θ/τ . Sistemas com relação pequena $\theta/\tau < 0.25$ podem ser sintonizados com as mesmas fórmulas derivadas para processos integradores. Além disso, propuseram que sintonias derivadas para sistemas com atraso de transporte dominante poderiam ser utilizadas para processos relação θ/τ pequenas.

Friman e Waller (1997) relataram diferentes parâmetros de sintonia para utilização com o método relê duplo em função do tipo de sistema: fracamente atenuados em altas frequências, fortemente atenuados em altas frequências, nem um tipo nem outro, sem informações sobre o processo.

Jeng e Huang (2006b) apresentaram um gráfico onde cada ponto da curva associa um par $(\varphi_s, 1/r_s)$ para um dado valor de M_s , magnitude da função da sensibilidade, onde

$$M_s = \frac{1}{1 + G_c(j\omega)G_p(j\omega)} \quad (3.6)$$

Atinge-se, desta forma, desempenho adequado para o comportamento regulatório em malha fechada.

Jeng e Huang (2006b) ainda sugeriram que a seguinte relação, $(\varphi_s, 1/r_s)$, deve ser respeitada para desempenho adequado do comportamento servo em malha fechada, caracterizada por

$$\varphi_s = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{r_s} \right) \quad (3.7)$$

3.3 Método do Relê Realimentado de Tan

Tan *et al.* (2000) destacaram algumas deficiências práticas do método relê. Primeiramente, a sensibilidade do método na presença de sinais de perturbações, sejam eles realmente advindos do processo ou equivalentes causados por não-linearidades, dinâmicas variantes, incertezas, etc. Para amenizar tais efeitos pode ser utilizada a estratégia iterativa de ajuste do *bias* (também denominado *off-set*) do relê até que uma oscilação simétrica seja apresentada. Entretanto, de modo geral, pode-se afirmar que não há solução efetiva para a questão. Além disso, apontaram a necessidade de levar o sistema às condições de operação em regime antes de iniciar os procedimentos de sintonia do relê. A determinação e detecção destas condições, operando em malha aberta, são tarefas difíceis. Em alguns processos não se tem um relê estabilizável como, por exemplo, em processos instáveis ou com mais de um integrador. Nestes casos, um ciclo limite estável e bem definido não pode ser alcançado. Por fim, Tan *et al.* (2000) comentaram que o método relê realimentado de Åström é um procedimento *off-line*, ou seja, durante a execução o controlador é desabilitado da malha de controle. Sendo assim, são necessários cuidados especiais para a transferência sintonia – controlador em malha fechada.

Tan *et al.* (2000) propuseram um método de auto-sintonia utilizando o relê aplicado a uma malha interna composto pelo processo G_p e pelo controlador G_c , conforme estrutura indicada na Figura 3.5.

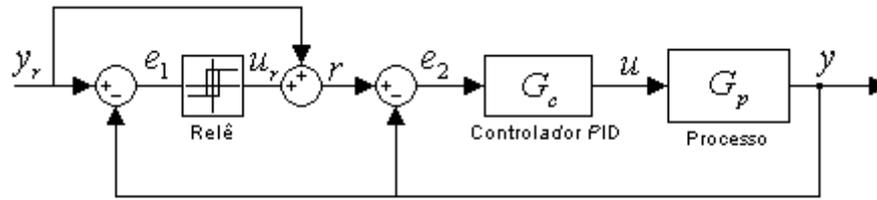


Figura 3.5 – Topologia do relê realimentado de Tan *et al.*

Há duas abordagens para o método de auto-sintonia proposto: a sintonia direta de parâmetros do controlador PID e a sintonia indireta.

Considera-se a função de transferência para a malha interna de controle descrita por

$$G_{yr}(s) = \frac{G_{c0}(s)G_p(s)}{1 + G_{c0}(s)G_p(s)} \quad (3.8)$$

onde G_{c0} representa o controlador inicial que está em operação durante a fase do relê e assume a forma

$$G_{c0}(s) = K_{c0} \left(1 + \frac{1}{T_{i0}s} + T_{d0}s \right) \quad (3.9)$$

Os parâmetros K_{c0} , T_{i0} , T_{d0} são as constantes iniciais e conhecidas do controlador PID. O controlador sintonizado é denominado $G_c(s)$, controlador PID em sua forma ideal, conforme equação (2.2).

3.3.1 Sintonia Direta

Caracteriza-se pela obtenção dos ganhos do controlador PID diretamente, sem necessidade de um modelo para o processo. Na abordagem direta, a sintonia do controlador é realizada a partir da resposta em frequência obtida do ensaio com o relê.

Considerando que o sistema atinja um ciclo limite em regime permanente, pode-se obter informação do sistema na frequência de oscilação $\omega = \omega_u$. Assim,

$$G_p(j\omega_u) = \frac{G_{yr}(j\omega_u)}{G_{c0}(j\omega_u)(1 - G_{yr}(j\omega_u))} \quad (3.10)$$

Seja a resposta de malha fechada desejada para o sistema na frequência $\omega = \omega_u$ dada por $\tilde{G}_{yr}(j\omega_u)$. Assim, a resposta do controlador na frequência em questão, para atingir a especificação de comportamento do sistema em malha fechada, é dada por

$$\tilde{G}_c(j\omega_u) = \frac{\tilde{G}_{yr}(j\omega_u)}{G_p(j\omega_u) \left(1 - \tilde{G}_{yr}(j\omega_u)\right)} \quad (3.11)$$

Das equações (3.10) e (3.11), a resposta em frequência desejada para o controlador pode ser escrita como

$$\tilde{G}_c(j\omega_u) = \frac{\tilde{G}_{yr}(j\omega_u) \left(1 - G_{yr}(j\omega_u)\right) G_{c0}(j\omega_u)}{G_{yr}(j\omega_u) \left(1 - \tilde{G}_{yr}(j\omega_u)\right)} \quad (3.12)$$

Deseja-se que a resposta do controlador $G_c(s)$ seja idêntica a $\tilde{G}_c(s)$ na frequência $\omega = \omega_u$. Para tanto os ganhos K_c , T_i e T_d do controlador devem ser corretamente ajustados. Considerando a seguinte relação heurística $T_d = 0.25T_i$, a fim de garantir uma solução única para o problema, tem-se

$$T_i = \frac{2}{\omega_u} \tan \left(\frac{\pi/2 + \arg \left(\tilde{G}_c(j\omega_u) \right)}{2} \right) \quad (3.13)$$

$$K_c = \frac{T_i \omega_u \left| \tilde{G}_c(j\omega_u) \right|}{0.25T_i^2 \omega_u^2 + 1}$$

3.3.2 Sintonia Indireta

Na abordagem indireta busca-se inicialmente um modelo FOPDT para o processo, conforme equação (2.16), utilizando as estimativas obtidas no ensaio relê.

Partindo-se do modelo de primeira ordem obtido, os ganhos do controlador PID podem ser sintonizados utilizando um dos algoritmos da grande variedade de métodos existentes na literatura, por exemplo, conforme apresentado na Tabela 2.1.

Tan *et al.* (2000) apresentaram as equações para obtenção dos parâmetros τ e θ advindos do ensaio relê sobre o sistema em malha fechada G_{yr} . Sugeriram ainda que o ganho de processo K_p deva ser obtido de forma preliminar a partir de um simples teste de resposta ao degrau.

Considerando as constantes α_1 e α_2

$$\alpha_{1,2} = \frac{T_{i0} \pm \sqrt{T_{i0}^2 - 4T_{i0}T_{d0}}}{2T_{i0}T_{d0}} \quad (3.14)$$

obtem-se

$$\tau = \frac{K_{c0}K_p(K_u + 1)\sqrt{(\omega_u^2 + \alpha_1^2)(\omega_u^2 + \alpha_2^2)}}{\omega_u^2 T_{i0}} \quad (3.15)$$

$$\theta = \frac{\frac{1}{2}\pi + \arctan\left(\frac{\omega_u}{\alpha_1}\right) + \arctan\left(\frac{\omega_u}{\alpha_2}\right) - \arctan(\omega_u \tau)}{\omega_u}$$

Segundo Tan *et al.* (2000), em ambas as abordagens direta e indireta, a configuração inicial de ganhos do controlador pode ser conservadora e proposta com o objetivo de estabilizar o processo. A configuração inicial do controlador não deve ser entendida como um fator complicador ao uso da metodologia, uma vez que são utilizadas informações iniciais normalmente disponíveis para a pré-sintonia. Na metodologia proposta os níveis de comutação do relê são baseados diretamente nos desvios do sinal de referência. Sendo assim, o experimento pode ser iniciado antes mesmo do sistema ter atingido a condição de regime. Pode ser aplicada em sistemas de controle novos ou existentes. A única interface necessária entre o sistema de controle existente e o relê proposto são os sinais da variável de processo, y , e a referência, y_r . A escolha da amplitude do relê é baseada no nível de ruído existente nos sinais e o desvio aceitável da variável do processo das condições de regime. Na presença de perturbação ou não-linearidades (por exemplo, no ganho), o

método relê básico apresenta assimetria no ciclo limite de oscilação. Enquanto isso a metodologia proposta garante a simetria das oscilações após um breve período transitório. Uma importante funcionalidade e a vantagem da sintonia *on-line* proposta é que o experimento pode ser realizado sob controle em malha fechada. Esta funcionalidade pode representar ganhos em processos de produção tanto durante os procedimentos de sintonia ou re-sintonia. Ao final do ensaio relê, ao contrário do método padrão, não há necessidade de uma rotina de transferência *bumpless* do relê para a operação em malha fechada, pois o experimento proposto já é executado *on-line*, ou seja, em malha fechada.

Tan *et al.* (2000) relataram ainda a possibilidade de utilização de múltiplos pontos da resposta em frequência do sistema em malha fechada para sintonia do controlador PID. A partir da resposta do sistema em frequências múltiplas e ímpares da frequência crítica, obtêm-se os ganhos do controlador resolvendo-se um problema de minimização. Na prática, propõe-se a utilização de três pontos.

3.4 Método do Relê Realimentado de Ming

Ming e Xin (2005) ressaltaram que o método padrão de auto-sintonia de controladores, proposto por Åström e Hägglund (1984), apresenta como grande virtude a simplicidade e, por este motivo, é amplamente utilizado nas aplicações industriais.

Ming e Xin (2005) propuseram uma nova metodologia para avaliação de desempenho de malhas de controle e sintonia utilizando o relê. A estrutura modificada do relê realimentado adiciona na malha direta, em série com o controlador, um relê com histerese, conforme apresentado na Figura 3.6. Margens de ganho e fase são estimadas por meio de dois testes com relê. A sintonia do controlador é baseada na minimização do erro entre o comportamento dinâmico atual e o comportamento desejado.

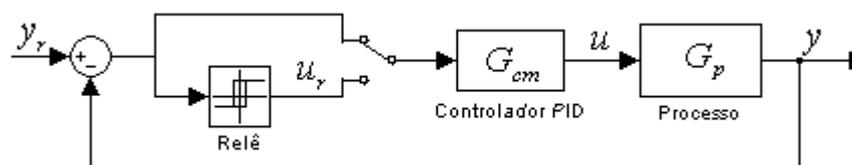


Figura 3.6 – Topologia do relê realimentado de Ming e Xin.

Alguns processos, como os químicos, são naturalmente não-lineares. Normalmente operam em diferentes condições. É difícil projetar um controlador que atenda satisfatoriamente a todos estes pontos de operação. Para estes casos, periodicamente é necessário avaliar o desempenho da malha e re-sintonizar o controlador (Ming e Xin, 2005).

A relação fundamental para a metodologia advém da seguinte equação:

$$a = \alpha_m \varepsilon + \beta_m h \quad (3.16)$$

A amplitude a do ciclo limite resultante na saída do processo, durante aplicação do relê, é proporcional à histerese ε e à amplitude h do relê. Para esta metodologia de projeto, Ming e Xin (2005) fixaram h e ajustam a variando ε .

Para a avaliação de desempenho da malha de controle são realizados dois experimentos relê. No primeiro não é utilizada histerese ($\varepsilon = 0$). Como resultados obtêm-se a margem de ganho do sistema (via análise do ganho crítico) e inicia-se o procedimento para encontrar a margem de fase.

O procedimento para encontrar a margem de fase é caracterizado por

- 1) Realizar um teste relê ideal ($\varepsilon = \varepsilon_1 = 0$) e calcular β_m com

$$\beta_m = a_1/h \quad (3.17)$$

onde a_1 é amplitude do ciclo limite do primeiro experimento relê.

- 2) Realizar um segundo experimento relê com histerese $\varepsilon = \varepsilon_2$ e calcular α_m por

$$\alpha_m = \frac{a_2 - \beta_m h}{\varepsilon_2} \quad (3.18)$$

onde a_2 é amplitude do ciclo limite do segundo experimento relê.

- 3) Para se obter o ponto de amplitude unitária no gráfico de Nyquist (ganho unitário), tem-se a partir da relação $\pi a/4h$ que

$$a_d = 4h/\pi \quad (3.19)$$

Para obtenção da amplitude a_d é necessária a seguinte histerese no relê:

$$\varepsilon_d = \frac{a_d - \beta_m h}{\alpha_m} \quad (3.20)$$

- 4) A partir dos dados obtidos, calcula-se a margem de fase φ_p , obtida por intermédio da relação geral

$$\varepsilon_d = \frac{4h}{\pi} \text{sen}(\varphi_p) \quad (3.21)$$

como sendo,

$$\varphi_p = \arcsen(\varepsilon_d/a_d) \quad (3.22)$$

Segundo Ming e Xin (2005) quanto mais próximo ε_2 está de ε_d , maior a convergência dos resultados obtidos. Recomenda-se utilizar a relação ε_d/h na faixa 0.1 a 0.4. Outra preocupação importante para o sucesso do método é a imunidade a ruído. Sabe-se que o uso de histerese no relê é um procedimento simples para minimizar a influência do ruído no resultado. Porém a primeira parte da metodologia proposta utiliza um relê ideal. Neste caso, recomenda-se a utilização de um filtro na realimentação do relé com banda 3 a 5 vezes superior a frequência crítica do processo. Segundo Ming e Xin (2005), uma alternativa de abordagem para contornar o problema poderia ser a utilização de múltiplos períodos do ciclo limite e, então, filtrar o ruído por meio de um método de média.

Uma limitação da metodologia apresentada para a avaliação de desempenho do sistema é que a margem de fase pode ser encontrada apenas no terceiro quadrante da representação de Nyquist, que é, ainda assim, o caso mais comum em sistemas de controle (Ming e Xin, 2005).

Ming e Xin (2005) propuseram em seu artigo a sintonia do controlador PID paralelo utilizando a abordagem de resposta em frequência do processo e minimização de uma função custo (mínimos quadrados). Para manter a coerência com os objetivos desta dissertação a análise foi transportada para a configuração PID ideal.

A sintonia proposta pode ser resumida da seguinte forma:

Considera-se o controlador PID ideal, no domínio frequencial, representado por ganhos e não por constantes de tempo.

$$\begin{aligned} G_{cm}(s) &= K_c \left(1 + K_i \frac{1}{s} + K_d s \right) \\ G_{cm}(j\omega) &= K_c + j \left(K_c K_d \omega - K_c K_i \frac{1}{\omega} \right) \end{aligned} \quad (3.23)$$

A resposta frequencial da malha direta G_{ol} é dada por

$$\begin{aligned} G_{ol}(j\omega) &= G_{cm}(j\omega)G_p(j\omega) = \begin{bmatrix} G_p(j\omega) & -\frac{jG_p(j\omega)}{\omega} & j\omega G_p(j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_c \\ K_i \\ K_d \end{bmatrix} \\ G_{ol}(j\omega) &= G_{cm}(j\omega)G_p(j\omega) = \Psi\Theta = x(\omega) + jy(\omega) \end{aligned} \quad (3.24)$$

onde $x(\omega)$ e $y(\omega)$ representam, respectivamente, a parte real e a parte imaginária de um número complexo, neste caso, do ponto identificado por meio do ensaio com o relê aplicado à malha direta G_{ol} . Decompondo Ψ na equação (3.24) em partes real e imaginária, tem-se

$$\begin{bmatrix} x(\omega) \\ y(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_r \\ \Psi_i \end{bmatrix} \Theta = \begin{bmatrix} \Re(G_p(j\omega)) & \Re\left(-\frac{jG_p(j\omega)}{\omega}\right) & \Re(j\omega G_p(j\omega)) \\ \Im(G_p(j\omega)) & \Im\left(-\frac{jG_p(j\omega)}{\omega}\right) & \Im(j\omega G_p(j\omega)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_c \\ K_i \\ K_d \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Para dois experimentos, obtêm-se duas respostas em frequência do sistema e a equação (3.25) deve ser expandida de acordo com

$$Y_{4 \times 1} = \phi_{4 \times 3} \Theta_{3 \times 1} \quad (3.26)$$

A solução para o vetor de ganhos do controlador pode ser obtida pela minimização da função custo, ou seja,

$$J_{LS} = e^T e = (Y - \phi \hat{\Theta})^T (Y - \phi \hat{\Theta}) \quad (3.27)$$

$$\hat{\Theta} = (\phi^T \phi)^{-1} \phi^T Y \quad (3.28)$$

O método proposto apresenta duas aproximações que podem resultar em erros. A primeira está ligada ao fato de se assumir a relação linear dada pela equação (3.16). A outra, e muito mais importante, está relacionada com a aproximação do relê pela função descritiva. Ming e Xin (2005) sugeriram que a exatidão do procedimento é consideravelmente melhorada caso se utilize a Transformada de Fourier de $y(t)$ na frequência ω_u , substituindo a estimativa da amplitude do ciclo limite de a por A , isto é,

$$\begin{aligned} A &= \sqrt{A_{re}^2 + A_{im}^2} \\ A_{re} &= \frac{2}{T_u} \int_0^{T_u} y(t) \text{sen}(\omega_u t) dt \\ A_{im} &= \frac{2}{T_u} \int_0^{T_u} y(t) \text{cos}(\omega_u t) dt \end{aligned} \quad (3.29)$$

Strang (1987) apontou condições para que uma matriz seja não-singular, e, portanto, inversível. Dentre as condições, têm-se para verificação da não-singularidade de $\phi^T \phi$ na equação (3.28) as seguintes relações:

- $\det(\phi^T \phi) \neq 0$, determinante não-nulo;
- $\text{eig}(\phi^T \phi) \neq 0$, todos os autovalores não-nulos.

Caso estas condições sejam satisfeitas, contudo o determinante ou algum autovalor da matriz $\phi^T \phi$ seja próximo do valor nulo, podem ocorrer problemas numéricos para a inversão de $\phi^T \phi$. Segundo Brosilow e Joseph (2002), o número de condicionamento da matriz, dado pela Norma 2, deve ser suficientemente pequeno para que problemas numéricos não prejudiquem a estimação do vetor $\hat{\Theta}$.

$$\rho(\phi^T \phi) = \frac{\|(\phi^T \phi)\|_2 \cdot \|(\phi^T \phi)^{-1}\|_2}{\text{Min.Autovalor}} = \frac{\text{Max.Autovalor}}{\text{Min.Autovalor}} \quad (3.30)$$

Na prática, um número de condicionamento ρ superior a 100 indica que a matriz é “difícil” de ser invertida de modo preciso.

Esta análise de inversibilidade e condicionamento numérico de $\phi^T \phi$ não é realizada por Ming e Xin (2005) em seu trabalho.

3.5 Relê Realimentado em Sistemas Não-Lineares e Multivariáveis

Sistemas não-lineares apresentam comportamento dinâmico variante com as condições operacionais do processo. Processos químicos, por exemplo, são frequentemente operados em diferentes condições: temperaturas influenciam a velocidade das reações, há mudanças de ritmo de produção ou produto especificado. Uma maneira de contornar estes desafios é utilizar diferentes modelos do processo para as diferentes condições operacionais (Cheng, 2006).

Cheng (2006) defendeu a utilização do relê realimentado em sistemas não-lineares. O relê é empregado para identificação do processo e, posteriormente, os modelos encontrados são utilizados para obtenção de um modelo global a partir da combinação linear de modelos lineares.

Não-linearidades locais, ou seja, aquelas que estão presentes apenas num determinado ponto de operação, causam assimetria nas oscilações. O grau de assimetria dado pela relação BSR (*Bias-to-Signal-Ratio*) é um importante indicativo do grau de não-linearidade. O grau de não-linearidade determina a exatidão das estimativas do ponto crítico (Cheng, 2006).

Hang *et al.* (2002) destacaram que a sintonia via relê realimentado apresenta uma característica importante: por ser executada em malha fechada, possibilita que a saída do processo seja mantida próxima da referência. Sendo assim, a metodologia mantém o processo numa região linear onde a resposta em frequência é de interesse.

Park *et al.* (2004) propuseram a identificação de processos não-lineares do tipo *Hammerstein*, os quais consistem de uma série de funções estáticas não-lineares e um subsistema linear dinâmico, valendo-se da excitação do processo com o relê realimentado e, em seguida, uma onda triangular com realimentação. Exemplos práticos de processos não-lineares do tipo *Hammerstein* são aqueles cujo subsistema linear é controlado por atuador que opera na região de saturação. Resumidamente, o algoritmo proposto utiliza a análise da resposta em frequência do sistema sujeito ao relê realimentado para identificação do subsistema linear e a resolução de um problema de otimização utilizando mínimos quadrados para estimação da componente não-linear.

Segundo Johnson e Moradi (2005) a adoção do método relê para sistemas tipo SISO (*Single-Input, Single-Output*) estava bastante consolidada e aceita até mesmo no meio industrial, onde é utilizado em hardware de controladores PID e pacotes de softwares para sintonia de malhas e avaliação de desempenho. Porém grandes avanços podem ser ainda obtidos na aplicação industrial de controladores em **sistemas MIMO** (*Multi-Input, Multi-Output*).

Na visão de Xiong *et al.* (2006), o controle de sistemas MIMO ainda se apresentava como uma tarefa difícil de lidar por engenheiros de controle devido a falta de abordagens sistematizadas.

Os sistemas multivariáveis podem ser controlados por: um controlador multivariável ou centralizado; ou um conjunto de controladores SISO descentralizados. É justamente no segundo grupo que a aplicação de técnicas de sintonia automática via relê realimentado tem seu espaço.

Na Figura 3.7 encontra-se a representação em blocos de um sistema multivariável composto por duas entradas e duas saídas.

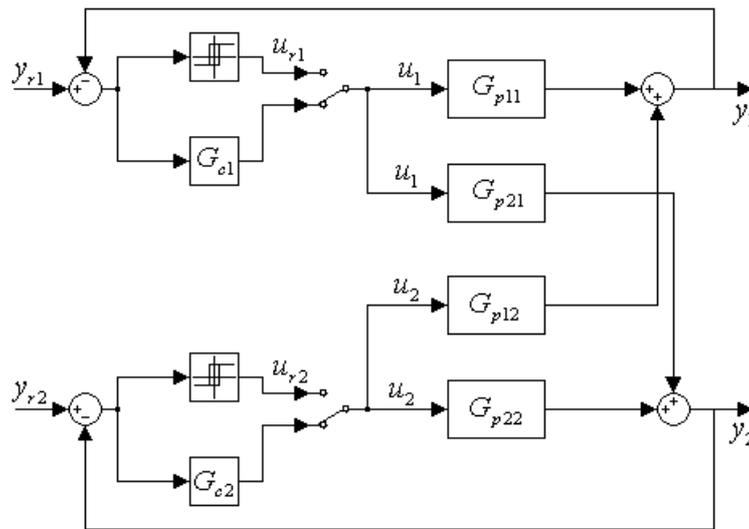


Figura 3.7 – Sintonia automática utilizando relê realimentado para um sistema TITO (Two Inputs - Two Outputs).

Dentre as estruturas possíveis para aplicação do relê em sistemas MIMO, estão (Johnson e Moradi, 2005):

- Relê realimentado independente (IRF): nesta configuração, somente uma malha é fechada e sujeita ao relê realimentado, enquanto as demais malhas permanecem abertas. A desvantagem principal é que a malha fechada independente não é capaz de excitar diretamente as interações existentes do sistema multivariável, dificultando a sintonia do controlador PID para as dinâmicas resultantes dos acoplamentos entre variáveis;
- Relê realimentado seqüencial (SRF): o controlador é sintonizado de modo seqüencial, onde cada malha de controle é fechada após ser sintonizada, uma a uma, até que todas as malhas estejam sintonizadas e fechadas. Para sintonizar cada malha, o relê realimentado é habilitado para determinar o ponto crítico (ganho crítico e frequência crítica) da malha correspondente. Então, o controlador é sintonizado a partir das informações obtidas e a malha é fechada. A grande vantagem desta estrutura é a garantia de estabilidade da malha fechada (Johnson e Moradi, 2005). O procedimento é repetido até que todos os controladores apresentem convergência dos parâmetros. Tipicamente, a convergência se dá após três ou quatro ensaios com o relê realimentado para sistemas de dimensão 2×2 .

Sistemas MIMO são tratados como uma seqüência de sistemas SISO (Cheng, 2006);

- Relê realimentado descentralizado (DRF): neste método os ensaios tipo relê são aplicados com todas as malhas de controle fechadas, permitindo que as interações do processo multivariável sejam identificadas (Johnson e Moradi, 2005). É especialmente eficiente em sistemas multivariáveis onde os acoplamentos são significativos (Hang *et al.*, 2002).

3.6 Outros Métodos de Auto-sintonia

Nesta seção são relatados outros métodos de sintonia automática de controladores PID. Apesar dessas topologias não serem exploradas mais adiante neste trabalho, intenciona-se prestar ao leitor informações adicionais sobre diferentes técnicas de auto-sintonia. Em geral, pode-se modificar o método padrão de auto-sintonia adicionando ao processo original um compensador, cuja função é alterar o ponto identificado, inclusive para o segundo e quarto quadrantes. O compensador inserido no processo pode ter outras funções, tal como estabilizar o sistema original. O compensador pode ser ainda um controlador inicial inserido na malha. Esta abordagem é muito utilizada para derivação de técnicas diferenciadas de auto-sintonia.

Luo *et al.* (1998) consideraram a utilização do relê em série com o processo em malha fechada, ou seja, sob ação de um controlador tipo P ou PID com parâmetros iniciais. Utiliza sintonia Ziegler-Nichols e apresenta como diferenciais a possibilidade de execução do experimento *on-line*, o que implica em menos sensibilidade a ação de perturbações e simplifica a determinação de amplitude de excitação do sistema por simples variação da referência da malha fechada.

Tan *et al.* (2001) propuseram uma metodologia que considera pela primeira vez a aplicação do relê realimentado para a identificação da configuração do controlador PID e parâmetros. De modo similar ao seu trabalho apresentado em Tan *et al.* (2000), o relê é aplicado à malha interna de controle composta pelo controlador e processo. Desta forma, enquanto o experimento é conduzido, o processo é mantido sob controle em malha fechada, resultando num maior grau de robustez do processo de identificação a distúrbios

externos e perturbações do processo. Ainda, no mesmo procedimento, o desempenho do controle pode ser avaliado quanto a sua adequação ou necessidade de re-sintonia. Tan *et al.* (2001) sugeriram que o número de frequências estimadas da resposta em frequência do controlador deve ser, empiricamente, igual a 3, o que representa um bom compromisso entre esforço computacional e qualidade da estimação do controle frente a ruídos de alta frequência. Nas simulações, preocuparam-se em evidenciar o comportamento do método frente a perturbações de carga, alteração de referência, variação paramétrica, sistemas com duplo integrador e instáveis. Muitas vezes deseja-se agregar a auto-sintonia em uma base instalada de controladores. Dado que o procedimento interage com a malha interna somente através da geração de referências, o método Tan *et al.* (2001) pode ser especialmente útil quando empregado a plantas cujas malhas de controle monovariáveis são existentes e se desconhece a estrutura do controlador.

Cardoso (2002) apresentou um método capaz de identificar múltiplos pontos da resposta em frequência do sistema com um único ensaio do relê. A metodologia utiliza a Transformada Rápida de Fourier (FFT - *Fast Fourier Transform*) e Mínimos Quadrados Recursivo (MQR). Permite a sintonia com alto grau de precisão a um custo computacional elevado.

Majhi e Litz (2003) desenvolveram uma estrutura de sintonia automática utilizando o relê em paralelo com o controlador. O ensaio é executado com o controlador inicial *on-line* com o processo, ou seja, o sinal do relê é sobreposto ao controlador PID. Utilizou-se da identificação da planta, baseado no modelo SOPDT, e da sintonia baseada em especificações de margem de fase e ganho.

Gyöngy e Clarke (2005) propuseram um método de sintonia automática que difere dos tradicionais testes de resposta ao degrau e relê realimentado. Trata-se de uma metodologia que prevê a injeção de um sinal senoidal com frequência variável à malha fechada de controle. Apesar de não ser muito desejada, a injeção de tal perturbação senoidal na malha de controle não representa prejuízo caso a amplitude seja compatível com o nível de ruído inerente aos processos. A metodologia proposta é comparável, em termos de esforço computacional e simplicidade de aplicação, ao método relê realimentado. Ainda, é capaz de manter a malha de controle continuamente sintonizada caso se mantenha a excitação senoidal continuamente, porém exige supervisão. Gyöngy e

Clarke (2005) apresentaram uma série de simulações nos pacotes computacionais *Matlab / Simulink* utilizando, primeiramente, plantas sem ruído. Em seguida, o potencial de aplicação prática é avaliado utilizando simulações com ruído de medição, perturbações e mudanças de referência. Entretanto, quando Gyöngy e Clarke (2005) compararam diferentes métodos de sintonia de controladores PID não estabeleceram a mesma topologia do controlador para as simulações: para a avaliação da sintonia proposta o autor utiliza a topologia PI+PD, enquanto a topologia PID ideal é utilizada nos demais métodos de sintonia automática simulados.

Jeng e Huang (2006a) descreveram uma metodologia para análise de desempenho e sintonia PID baseada em especificações de margem de fase e margem de ganho. É introduzida uma alteração na estrutura clássica do relê de Åström, onde um atraso de transporte é inserido na malha direta, em série com o relê. Não é necessário o conhecimento à priori dos parâmetros do controlador e da dinâmica do processo. O atraso de transporte adicionado tem por objetivo a obtenção de outros pontos na curva de Nyquist, além do ponto crítico. A estrutura apresentada é capaz de garantir a existência de um ciclo limite até mesmo para processos de baixa ordem e sem atraso de transporte.

3.7 Inicialização e Supervisão

Segundo Ramos *et al.* (2004) a inicialização é o procedimento necessário para definir parâmetros iniciais, selecionar uma estrutura de modelo e propor o critério de controle desejado. Para tanto, podem ser utilizados regras heurísticas e procedimentos inteligentes.

Hägglund e Åström (2000) destacaram que todo controlador necessita de uma tarefa de supervisão. Até mesmo o simples controlador PID, por exemplo, necessita de rotinas auxiliares para tratar a saturação da ação integral, transferência manual – automático – manual tipo *bumpless*, etc. Neste trabalho, especialmente voltado à supervisão de técnicas de controle adaptativas, são relatadas algumas verificações que podem também ser aproveitadas para técnicas de auto-sintonia, ou seja,

- A saída de um processo pode ser decomposta em duas partes: $y(t)=y_u(t)+y_l(t)$, onde $y_u(t)$ é a resposta do sistema ao sinal de controle e $y_l(t)$ é a resposta do sistema a

perturbação de carga. Deve-se evitar o procedimento de identificação quando y_l é dominante sobre y_u ;

- Não se deve aplicar o procedimento de identificação caso y saturar ou u saturar;
- Deve-se prever *bumpless transfer* entre os modos de operação: manual, automático e auto-sintonia;
- Recomenda-se prever limites aos parâmetros estimados;
- Os controladores adaptativos são menos robustos que os controladores a parâmetros constantes. Esta observação pode ser relevante também para os controladores com auto-sintonia, pois uma incorreta identificação da resposta em frequência do sistema pode levar a uma sintonia inadequada.

Perturbações são inerentes a todos os processos, na maioria das vezes são imprevisíveis ou não mensuráveis e podem levar a uma incorreta identificação do processo. Apesar de ser mais imune que a técnica de identificação via resposta ao degrau, as estimativas para K_u e ω_u via o método relê são deterioradas exponencialmente quando a magnitude da perturbação aumenta. A sensibilidade a perturbações de carga deve ser um critério para avaliação de uma técnica de identificação (Cheng, 2006).

3.8 Conclusão

Destinou-se este capítulo à revisão bibliográfica de aspectos recentes das técnicas de auto-sintonia de controladores utilizando o relê realimentado. Enfoque principal foi dado a três topologias, as quais apresentam diferenças significativas quanto à metodologia do ensaio, técnica de sintonia e complexidade. Um resumo das características dessas técnicas pode ser encontrado na Tabela 3.1. Realizou-se também uma breve abordagem da aplicabilidade do relê realimentado a sistemas não-lineares e multivariáveis, e apresentação das técnicas de supervisão de controladores adaptativos que podem ser aproveitadas em estruturas PID com sintonia automática via relê realimentado.

Conforme pôde ser verificado, as técnicas de sintonia automática utilizando o relê realimentado têm se desenvolvido desde sua criação na década de 80. Grande parte do interesse dos pesquisadores deve-se à simplicidade e aplicabilidade dos procedimentos de auto-sintonia em controladores industriais. Os trabalhos recentes procuraram implementar alterações na topologia original de Åström e Hägglund (1984) visando agregar à técnica alguns aspectos desejáveis, tais como: possibilidade de realização do ensaio com o controlador *on-line*; avaliação de desempenho; refinamento na determinação da amplitude do ciclo limite; eliminação de restrições quanto ao tipo de planta em que pode ser aplicado, entre outros aspectos.

Em seguida, avaliam-se as topologias estudadas via resultados de simulação, onde o enfoque é dado à obtenção de vantagens e desvantagens de cada estrutura.

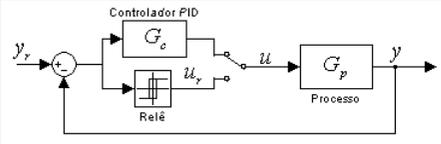
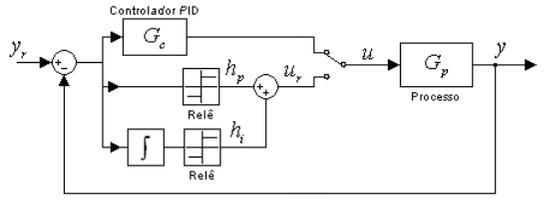
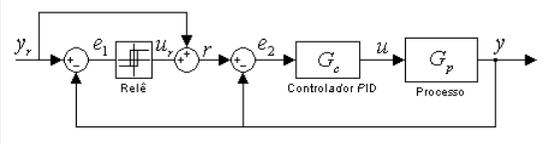
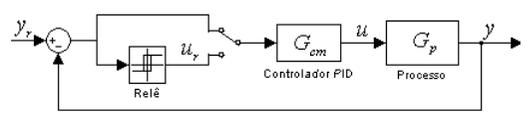
ARTIGO	TOPOLOGIA	CARACTERÍSTICAS	SINTONIA	DESTAQUES
Åström e Hägglund (1984)		<ul style="list-style-type: none"> - Relê realimentado aplicado com o controlador desabilitado (<i>off-line</i>); - Possibilidade de uso de histerese, bias, etc. 	<ul style="list-style-type: none"> - Sintonia indireta (via modelo da planta); - Sintonia direta (a partir de K_u e ω_u). 	<ul style="list-style-type: none"> - Topologia mais estudada e utilizada; - Não pode ser aplicado a plantas instáveis ou com duplo integrador.
Friman e Waller (1997)		<ul style="list-style-type: none"> - <i>Off-line</i>; - Superposição de dois relês, defasados em 90°; - Especificação da fase φ_s desejada para o ponto identificado no 3° quadrante. 	<ul style="list-style-type: none"> - Sintonia direta, baseada em especificações de margem de fase (φ_s) e margem de ganho ($1/r_s$) desejados. 	<ul style="list-style-type: none"> - Avaliado em plantas com atraso de transporte, integradores, fase não-mínima, etc; - Especificação do par ($\varphi_s, 1/r_s$) segundo tipo de processo: fracamente ou fortemente atenuados em altas frequências. .
Tan <i>et al.</i> (2000)		<ul style="list-style-type: none"> - Relê realimentado aplicado a malha interna, ou seja, <i>on-line</i>; - Possibilidade de identificação de múltiplos pontos; - Exige-se que o controlador PID inicial deva garantir malha fechada estável, não impondo, desta forma, restrições quanto a tipos de processos. 	<ul style="list-style-type: none"> - Sintonia indireta utilizando modelo de ordem reduzida (1ª ordem) e sintonia GPC-PI; - Sintonia direta pela imposição de um modelo de referência de 2ª ordem para resposta em malha fechada; - Controlador inicial deve ser do tipo PID, necessariamente. 	<ul style="list-style-type: none"> - Metodologia é robusta perante perturbações, variações paramétricas e mudanças de referência durante o ensaio; - Exigido termo derivativo no controlador inicial; - Exemplos apresentados sempre mantêm a relação $T_d=0.25T_i$.
Ming e Xin (2005)		<ul style="list-style-type: none"> - <i>On-line</i>; - Identificação de múltiplos pontos a partir de múltiplos ensaios com relê, sendo necessários no mínimo dois ensaios; - Executa avaliação de desempenho (levantamento das margens de fase e ganho) com apenas dois ensaios com relê realimentado. 	<ul style="list-style-type: none"> - Sintonia direta, utilizando critério de otimização, via mínimos quadrados; - Utiliza imposição de um modelo de referência de 2ª ordem para resposta em malha fechada. 	<ul style="list-style-type: none"> - Emprega refinamento para estimação da amplitude do ciclo limite; - Necessariamente no primeiro ensaio não se pode utilizar histerese; - Cuidados são necessários com estabilidade numérica na resolução do problema de otimização.

Tabela 3.1 – Resumo comparativo das topologias de auto-sintonia abordadas.

Capítulo 4

Simulações e Resultados

4.1 Introdução

A simulação é uma etapa fundamental para a avaliação de uma técnica de controle, pois traz como resultado informações importantes sobre o entendimento da técnica, a dificuldade para implementação, tamanho do esforço computacional necessário, grau de robustez do procedimento e desempenho possível de se atingir.

Nesta etapa do trabalho, as técnicas de auto-sintonia propostas por Åström e Hägglund (1984), Friman e Waller (1997), Tan *et al.* (2000), Ming e Xin (2005) são avaliadas, utilizando a implementação algorítmica no pacote computacional *Matlab*. Conforme pôde ser observado no capítulo anterior, as quatro estratégias apresentam características distintas quanto a topologia da malha com o relê (*on-line* e *off-line*), técnica de sintonia (especificação de margens de fase e ganho, modelo de referência, critério de otimização, etc) e complexidade de implementação. Por esses motivos foram selecionados para uma investigação mais detalhada. Atenção especial é dada para a influência do ruído e filtragem na técnica relê. Uma simulação é apresentada para sistema do tipo TITO com objetivo de avaliar a aplicabilidade da técnica a sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas.

Neste capítulo, inicialmente, discute-se a metodologia de ensaio empregada. Em seguida, resultados são apresentados do ponto de vista qualitativo (por meio de gráficos) e quantitativo (por meio de tabelas). Por fim, vantagens e desvantagens de cada uma das técnicas são abordadas.

4.2 Metodologia do Ensaio

As topologias de auto-sintonia apresentadas no capítulo anterior são implementadas em pacote computacional *Matlab*. Este ambiente computacional e o tipo de codificação utilizada propiciam uma maior convergência às linguagens de programação de PLCs,

alinhando-se, desta forma, ao objetivo final desta dissertação que é desenvolver e apresentar uma implementação em controlador industrial. O pacote computacional *Simulink* foi utilizado, numa etapa preliminar, como ferramenta de apoio para o entendimento dos procedimentos e para a ágil reprodução de ensaios com cada topologia.

Elementos foram adicionados na tentativa de reprodução, mesmo que parcialmente, das condições reais de operação de um sistema de controle:

- Ruído branco com média nula e variância $\sigma^2 = 0.0015$, inserido na saída do processo, o que representa uma relação Sinal-Ruído de 8%, aproximadamente;
- Objetivando-se a avaliação do comportamento regulatório, inseriu-se perturbação de carga, na saída do processo, com amplitude equivalente a 25% do ponto de operação e dinâmica passa-baixa representada pela Figura 4.1 e equação (4.1):

$$p(k) = 0.8948p(k-1) + 0.1052p_u(k) \quad (4.1)$$

onde p é a perturbação com dinâmica passa-baixa associada e p_u é uma entrada de perturbação tipo degrau.

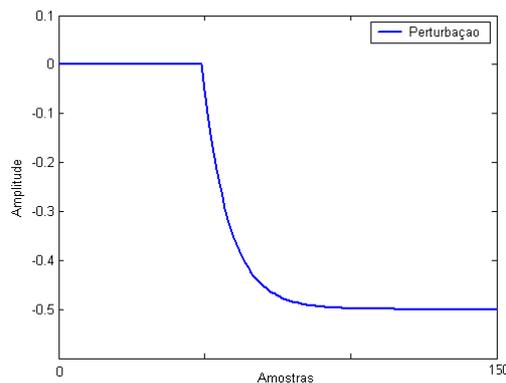


Figura 4.1 – Dinâmica da perturbação na saída do processo.

- Inserida mudança de referência y_r para verificação do comportamento servo, após definição dos ganhos PID via auto-sintonia.

Na Figura 4.2 é possível verificar de forma gráfica os procedimentos utilizados para simulação das topologias. Na região A é injetado um degrau na entrada do sistema para

avaliação do ganho estático do processo e dinâmica de resposta em malha aberta. Na região B é definida a amplitude da histerese. Na região C é aplicado o relê e os ganhos PID são calculados. Na região D ocorre mudança na referência para avaliação da resposta temporal e índices de desempenho do sistema em malha fechada com o controlador sintonizado. Por fim, na região E é avaliada a rejeição do sistema à perturbação.

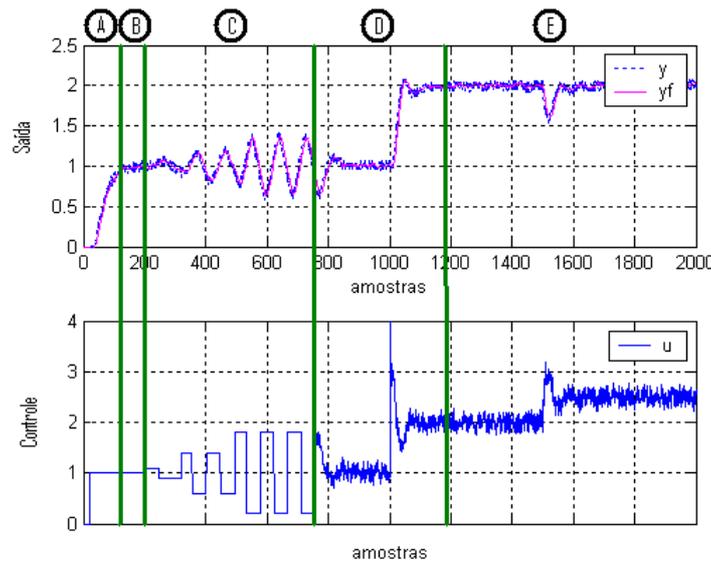


Figura 4.2 – Procedimento geral de ensaio das topologias.

4.2.1 Processos Seleccionados

Åström e Häggglund (2000b) apresentaram processos tipo *benchmark* que podem ser utilizados para avaliação de técnicas de controle. Quatro tipos de planta foram seleccionadas para os ensaios: plantas de 2ª ordem com atraso de transporte representadas pela equação (2.18), integradora representada pela equação (2.19) e planta de transferência de calor que pode ser representada pela equação (2.20). Experimenta-se também a técnica relê em um sistema TITO – duas entradas, duas saídas.

Especialmente, serão tratados os seguintes modelos de processo:

Processo 1:
$$G_{p1}(s) = \frac{e^{-s}}{(0.2s + 1)^2} \quad (4.2)$$

Processo 2:
$$G_{p2}(s) = \frac{e^{-s}}{(2s + 1)^2} \quad (4.3)$$

$$\text{Processo 3:} \quad G_{p3}(s) = \frac{e^{-s}}{s} \quad (4.4)$$

$$\text{Processo 4:} \quad G_{p4}(s) = \frac{0.57s^4 + 13.59s^3 + 5.59s^2 + 0.29s + 0.001}{s^5 + 9.57s^4 + 24.23s^3 + 7.61s^2 + 0.32s + 0.001} \quad (4.5)$$

Processo 5:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = G_{p5}(s) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{12.8e^{-s}}{16.7s+1} & \frac{-18.9e^{-3s}}{21s+1} \\ \frac{6.6e^{-7s}}{10.9s+1} & \frac{-19.4e^{-3s}}{14.4s+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Justifica-se a adoção das plantas numéricas para experimentação primeiramente pelo fato das plantas do tipo SOPDT representarem bem uma grande parte dos processos industriais. Além disso, procura-se avaliar a dificuldade da aplicação da técnica de auto-sintonia para plantas com diferentes relações θ/τ . As plantas integradoras apresentam particularidades e normalmente são contra-exemplos nas tentativas de generalização. Plantas de transferência de calor representam grande parte das aplicações da empresa WEG, especialmente na indústria química.

O processo 5 é *benchmark* e representa a dinâmica da coluna de destilação Wood-Berry (*WB*) *Column*. A simulação da planta do tipo TITO é apresentada com objetivo de experimentar a possibilidade de aplicação de técnicas simples de controle na composição de estruturas mais complexas, como é o caso dos sistemas multivariáveis.

4.3 Simulações Numéricas

Apresentam-se, nesta seção, as simulações das topologias de auto-sintonia de controladores PID. As repostas temporais da saída do processo e ação de controle são destacadas, pois ilustram a dinâmica imposta à planta pelo ensaio com relê, bem como permitem observação qualitativa da dinâmica temporal obtida com a sintonia tanto para o comportamento servo quanto regulatório. Procurando evidenciar a eficácia das técnicas na identificação da resposta em frequência do sistema bem como a influência da filtragem e do ruído sobre as estimativas, são apresentadas tabelas contendo o ponto crítico estimado e o ponto crítico teórico para as diferentes topologias.

Como complemento da análise quantitativa, o índice de desempenho Φ definido pela equação (2.33) é apresentado para avaliação do comportamento servo. Procura evidenciar experimentalmente a influência do ruído e filtragem sobre as técnicas de auto-sintonia.

Foram considerados os seguintes requisitos de projeto para a sintonia: erro nulo em regime, *overshoot* inferior a 5%, tempo de estabilização total 5% inferior a três vezes a constante de tempo dominante em malha aberta e, principalmente, robustez perante o ruído de medição e filtragem da realimentação.

Quando a estratégia de auto-sintonia não determina uma técnica de sintonia (Åström e Hägglund, 1984 e Tan *et al.*, 2000), são utilizadas as técnicas de Zhuang e Atherton (1993), PID-IMC e Luyben (1996) para a sintonia direta (via parâmetros da resposta em frequência) ou indireta (via parâmetros do modelo FOPDT e IPDT) de controladores PID, conforme Tabela 2.1. Justifica-se a adoção destes métodos de sintonia, primeiramente, devido aos bons resultados relatados na literatura, conforme Caon (1999), Cheng (2006) e Pi-Mira *et al.* (2000). Além disso, as técnicas de sintonia selecionadas demonstram simplicidade computacional e flexibilidade para imposição da dinâmica de resposta em malha fechada, como é o caso do PID-IMC.

4.3.1 Processo 1 – SOPDT Atraso de Transporte Dominante

O processo 1 é considerado “difícil” de controlar pelo fato de apresentar a relação $\theta/\tau \approx 1.2$ (levando-se em consideração um modelo equivalente de ordem reduzida). Na Figura 4.3 pode-se observar a resposta temporal para as simulações das quatro topologias de ensaio relê.

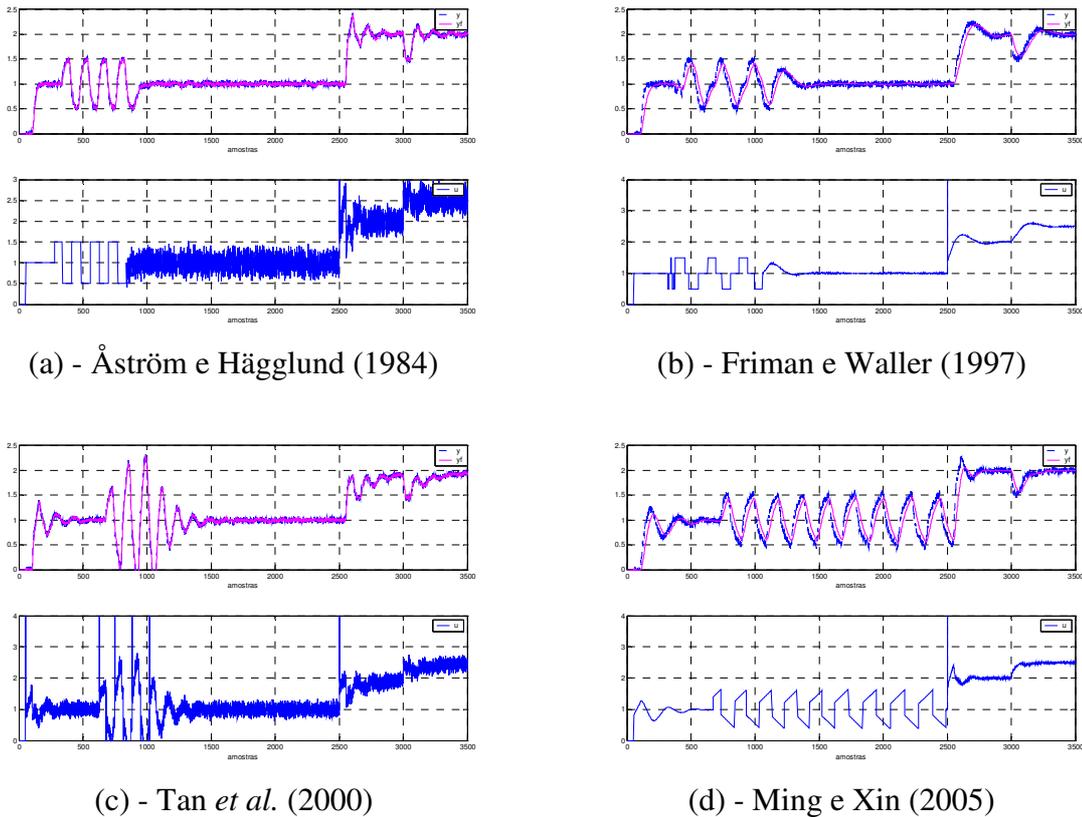


Figura 4.3 – Respostas temporais da saída do processo e controle para planta $G_{pI}(s)$, com atraso de transporte dominante.

Na Tabela 4.1, verifica-se o erro de estimação dos métodos de Åström e Hägglund (1984) e Friman e Waller (1997) para o ponto crítico do processo $G_{pI}(s)$. Já na Tabela 4.2 tem-se a aproximação obtida para a malha interna fechada $G_c G_{pI}/(1+G_c G_{pI})$, via topologia Tan *et al.* (2000). Por fim, na Tabela 4.3 pode-se verificar a resposta freqüencial obtida por Ming e Xin (2005) para a malha direta $G_c G_{pI}$.

Parâmetros	Teórico	Åström e Hägglund (1984)		Friman e Waller (1997)	
		Estimado	Erro (%)	Estimado	Erro (%)
K_u	1.22	1.23	<1%	1.05	15%
ω_u (rad/s)	2.33	2.20	5%	1.27	45%

Tabela 4.1 – Dados identificados e erro obtido para o processo $G_{pI}(s)$.

Parâmetros	Teórico	Tan <i>et al.</i> (2000)	
		Estimado	Erro (%)
K_u	0.53	0.47	11%
ω_u (rad/s)	2.53	2.29	9%

Tabela 4.2 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{pI}/(1+G_c G_{pI})$.

Parâmetros	Teórico	Ming e Xin (2005)	
		Estimado	Erro (%)
K_u	1.44	1.30	9%
ω_u (rad/s)	2.15	1.44	33%

Tabela 4.3 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{pl}$.

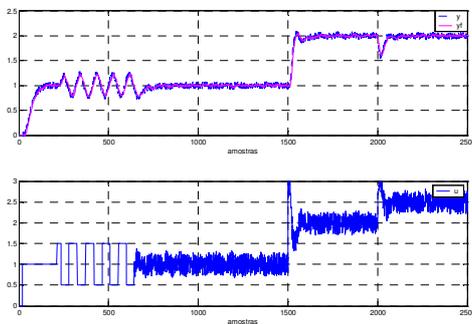
Os seguintes aspectos relevantes são considerados nos ensaios:

- Tempo de amostragem: $T_s = 20ms$;
- Na topologia de Åström e Hägglund (1984) considera-se a sintonia de Zhuang e Atherton (1993). Para Friman e Waller (1997), impõe-se $\varphi_s = 30^\circ$ e $r_s = 0.5$. No ensaio Tan *et al.* (2000) utiliza-se a sintonia PID-IMC e em Ming e Xin (2005) o modelo de referência de 2ª ordem com $\zeta = 0.7$ e $\tau = 0.2s$, conforme equação (2.17);
- Para as topologias que admitem histerese no relê - Åström e Hägglund (1984) e Tan *et al.* (2000) - o filtro é projetado como $T_f \approx \tau/10$. Nos ensaios onde a histerese não pode ser considerada - Friman e Waller (1997) e Ming e Xin (2005) -, é necessário projetar um filtro com frequência de corte menor, $T_f \approx \tau$, o que minimiza os chaveamentos indevidos do relê ocasionado pelo ruído e confere estabilidade a simulação;
- A histerese, quando se aplica, é determinada como duas vezes a amplitude do ruído;
- É evidente a penalização do sinal de controle advindo da parcela derivativa em virtude do ruído, especialmente para os ensaios onde $T_f \approx \tau/10$;
- A filtragem com menor banda passante necessária às técnicas de Friman e Waller (1997) e Ming e Xin (2005) resultam em maior erro nas estimativas da resposta em frequência.

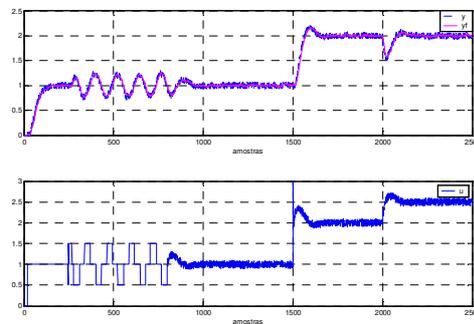
Como resultado geral das simulações com o processo 1, tem-se que a topologia e a sintonia proposta por Ming e Xin (2005) é a que mais se aproxima dos requisitos de desempenho em malha fechada considerados.

4.3.2 Processo 2 – SOPDT Atraso Dominante

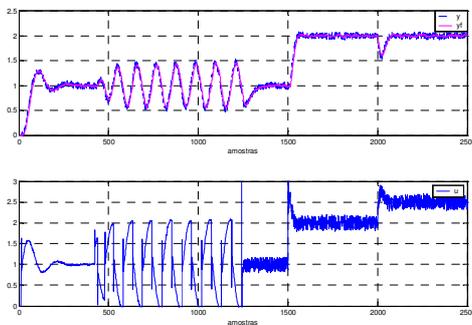
O processo 2 apresenta uma relação $\theta/\tau \approx 0.2$ (levando-se em consideração um modelo equivalente de ordem reduzida). Na Figura 4.4 pode-se observar a resposta temporal para as simulações das quatro topologias de ensaio relê.



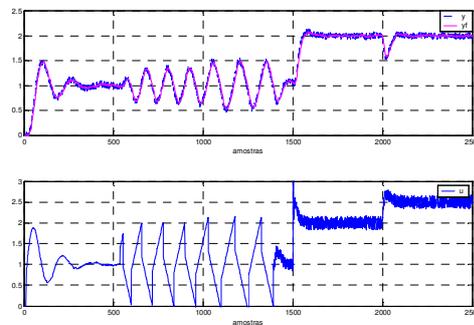
(a) - Åström e Hägglund (1984)



(b) - Friman e Waller (1997)



(c) - Tan *et al.* (2000)



(d) - Ming e Xin (2005)

Figura 4.4 – Respostas temporais para planta $G_{p2}(s)$, com atraso dominante.

Assim como na seção 4.3.1, na Tabela 4.4, Tabela 4.5 e Tabela 4.6 os pontos críticos (resposta em frequência) de cada topologia são apresentados.

Parâmetros	Teórico	Åström e Hägglund (1984)		Friman e Waller (1997)	
		Estimado	Erro (%)	Estimado	Erro (%)
K_u	4.69	2.70	42%	2.03	56%
ω_u (rad/s)	0.96	0.71	26%	0.51	46%

Tabela 4.4 – Dados identificados e erro obtido para o processo $G_{p2}(s)$.

Parâmetros	Teórico	Tan <i>et al.</i> (2000)	
		Estimado	Erro (%)
K_u	3.62	1.70	53%
ω_u (rad/s)	0.50	0.40	20%

Tabela 4.5 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p2}/(I+G_c G_{p2})$.

Parâmetros	Teórico	Ming e Xin (2005)	
		Estimado	Erro (%)
K_u	2.69	1.78	33%
ω_u (rad/s)	0.65	0.50	23%

Tabela 4.6 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p2}$.

Novamente, consideram-se os seguintes aspectos relevantes dos ensaios:

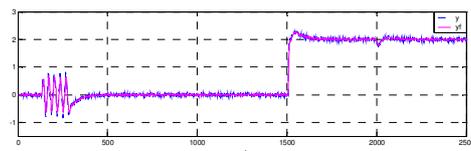
- Tempo de amostragem: $T_s=100ms$;
- Em Åström e Hägglund (1984) considera-se a sintonia de Zhuang e Atherton (1993). Para Friman e Waller (1997), impõe-se $\varphi_s = 30^\circ$ e $r_s = 0.5$. No ensaio Tan *et al.* (2000) utiliza-se a técnica de sintonia direta e modelo de referência de 2ª ordem com $\zeta = 0.7$ e $\tau = 0.25s$, conforme equação (2.17). Em Ming e Xin (2005) é estabelecido o modelo de referência de 2ª ordem com $\zeta = 0.7$ e $\tau = 1.5s$;
- Para todas as topologias projeta-se o filtro exponencial e 1ª ordem com $T_f \approx \tau/10$, ou seja, $T_f = 0.5s$;
- O método de Tan *et al.* (2000) com sintonia direta não apresenta bons resultados (malha oscilatória). Além disso, observa-se que um bom ensaio é fortemente dependente de uma sintonia adequada para o controlador inicial;
- Mesmo apresentando elevados erros na estimação do ponto crítico, em função do ruído e da necessidade de filtragem, todas as topologias e sintonias foram capazes de resultar uma resposta temporal satisfatória;

- Aproximações com erros inferiores a 15% na estimação do ponto crítico são obtidos, em todas as topologias, quando são omitidos o ruído e o filtro na realimentação.

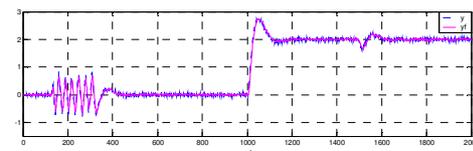
Assim, nas simulações com o processo 2, que é considerado um processo “bem comportado”, tem-se que as quatro topologias e sintonias simuladas atendem os requisitos de desempenho em malha fechada considerados.

4.3.3 Processo 3 – Integrador

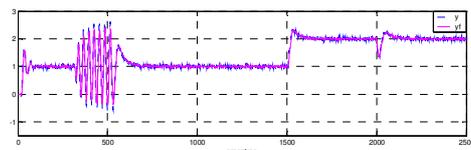
O processo 3 é do tipo integrador, por isso não se promoveu o teste degrau no início da simulação. Na Figura 4.5 pode-se observar a resposta temporal para as simulações das quatro topologias de ensaio relê.



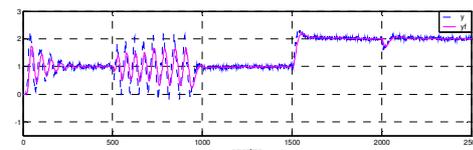
(a) - Åström e Hägglund (1984)



(b) - Friman e Waller (1997)



(c) - Tan *et al.* (2000)



(d) - Ming e Xin (2005)

Figura 4.5 – Respostas temporais para planta $G_{p3}(s)$, integradora.

Nas Tabela 4.7, Tabela 4.8 e Tabela 4.9 os pontos críticos de cada topologia são apresentados.

Parâmetros	Teórico	Åström e Hägglund (1984)		Friman e Waller (1997)	
		Estimado	Erro (%)	Estimado	Erro (%)
K_u	1.58	0.97	38%	0.99	37%
ω_u (rad/s)	1.58	1.01	36%	1.16	26%

Tabela 4.7 – Dados identificados e erro obtido para o processo $G_{p3}(s)$.

Parâmetros	Teórico	Tan <i>et al.</i> (2000)	
		Estimado	Erro (%)
K_u	1.08	0.39	63%
ω_u (rad/s)	1.67	1.08	35%

Tabela 4.8 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p3}/(1+G_c G_{p3})$.

Parâmetros	Teórico	Ming e Xin (2005)	
		Estimado	Erro (%)
K_u	1.98	0.81	59%
ω_u (rad/s)	1.58	0.64	59%

Tabela 4.9 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{p3}$.

Têm-se como pontos notáveis dos ensaios:

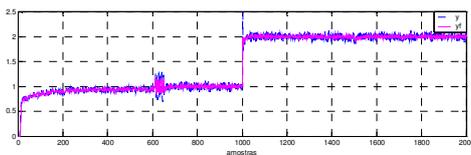
- Tempo de amostragem: $T_s=200ms$;
- Na topologia Åström e Hägglund (1984) considera-se a sintonia de Luyben (1996). Para Friman e Waller (1997), impõe-se $\varphi_s = 60^\circ$ e $r_s = 0.5$. No ensaio Tan *et al.* (2000) utiliza-se a técnica de sintonia indireta via PID-IMC. Em Ming e Xin (2005) é estabelecido o modelo de referência de 2ª ordem com $\zeta = 0.7$ e $\tau = 1.2s$, conforme modelo da equação (2.17);
- Com exceção da topologia Ming e Xin (2005) onde se estabelece $T_f = 2s$, para todas as demais se utiliza filtro exponencial de 1ª ordem na realimentação com $T_f = 0.5s$. Um filtro com menor banda passante foi necessário no projeto de Ming e Xin (2005) para conferir estabilidade ao procedimento;
- A estratégia Tan *et al.* (2000) com sintonia direta apresenta resultados insatisfatórios (não houve convergência);

- Aproximações com erros inferiores a 15% na estimação do ponto crítico são obtidos, em todas as topologias, quando são omitidos o ruído e o filtro na realimentação.

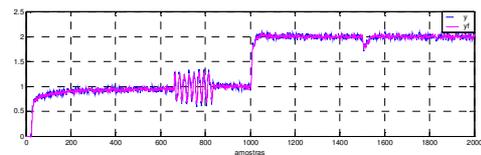
Como resultado geral das simulações com o processo 3 (integrador), tem-se que a topologia e a sintonia proposta por Friman e Waller (1997) não atingiu os requisitos de desempenho em malha fechada considerados, especialmente em relação à amplitude do *overshoot*.

4.3.4 Processo 4 – Transferência de Calor

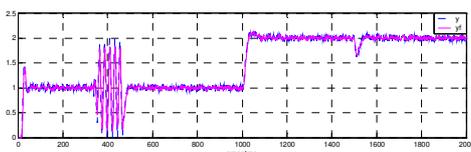
O processo 4 é do tipo transferência de calor. Na Figura 4.6 pode-se observar a resposta temporal para as simulações das quatro topologias de ensaio relê.



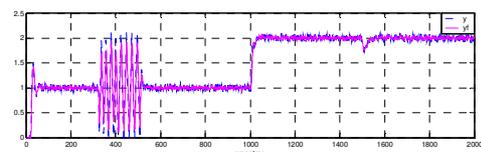
(a) - Åström e Hägglund (1984)



(b) - Friman e Waller (1997)



(c) - Tan *et al.* (2000)



(d) - Ming e Xin (2005)

Figura 4.6 – Respostas temporais para planta $G_{p4}(s)$, transporte de calor.

Na Tabela 4.10, Tabela 4.11 e Tabela 4.12 os pontos críticos de cada topologia são apresentados.

Parâmetros	Teórico	Åström e Hägglund (1984)		Friman e Waller (1997)	
		Estimado	Erro (%)	Estimado	Erro (%)
K_u	∞	4.17	-	1.49	-
ω_u (rad/s)	NA	4.19	-	1.14	-

Tabela 4.10 – Dados identificados e erro obtido para o processo $G_{pd}(s)$.

Parâmetros	Teórico	Tan <i>et al.</i> (2000)	
		Estimado	Erro (%)
K_u	∞	0.62	-
ω_u (rad/s)	NA	1.20	-

Tabela 4.11 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{pd}/(I+G_c G_{pd})$.

Parâmetros	Teórico	Ming e Xin (2005)	
		Estimado	Erro (%)
K_u	∞	1.86	-
ω_u (rad/s)	NA	1.14	-

Tabela 4.12 – Dados identificados e erro obtido para $G_c G_{pd}$.

Têm-se como aspectos importantes que devem ser destacados:

- Tempo de amostragem: $T_s=250ms$;
- No experimento do relê de Åström e Hägglund (1984) considera-se a sintonia de Zhuang e Atherton (1993). Para Friman e Waller (1997), impõe-se $\varphi_s = 45^\circ$ e $r_s = 0.5$. No ensaio Tan *et al.* (2000) utiliza-se a técnica de sintonia direta e modelo de referência de 2ª ordem com $\zeta = 0.7$ e $\tau = 2s$, conforme equação (2.17). Em Ming e Xin (2005) é estabelecido o modelo de referência de 2ª ordem com $\zeta = 0.7$ e $\tau = 0.5s$;
- Para todas as topologias é projetado filtro exponencial e 1ª ordem na realimentação com $T_f = 0.5s$.

Nas simulações com o processo 4 as quatro topologias e sintonias simuladas atendem os requisitos de desempenho em malha fechada considerados.

4.3.5 Processo 5 – Coluna de Destilação

Grande desafio dos sistemas de controle multivariável é o acoplamento dos estados do sistema, ou seja, a dinâmica de determinada entrada ou saída tem influência sobre a dinâmica de outras saídas do processo. Tomando como base a topologia apresentada na Figura 3.7, a seguinte seqüência de ensaio é realizada, baseando-se na técnica do Relê Realimentado Seqüencial (SRF):

- 1) Relê aplicado em u_1 , estando o controle u_2 desabilitado;
- 2) Relê aplicado em u_2 , mantendo o controle u_1 operando em malha fechada;
- 3) Relê aplicado em u_1 , permanecendo o controle u_2 operando em malha fechada.

Na Figura 4.7 pode-se observar a seqüência executada no ensaio e o resultado temporal da sintonia obtida.

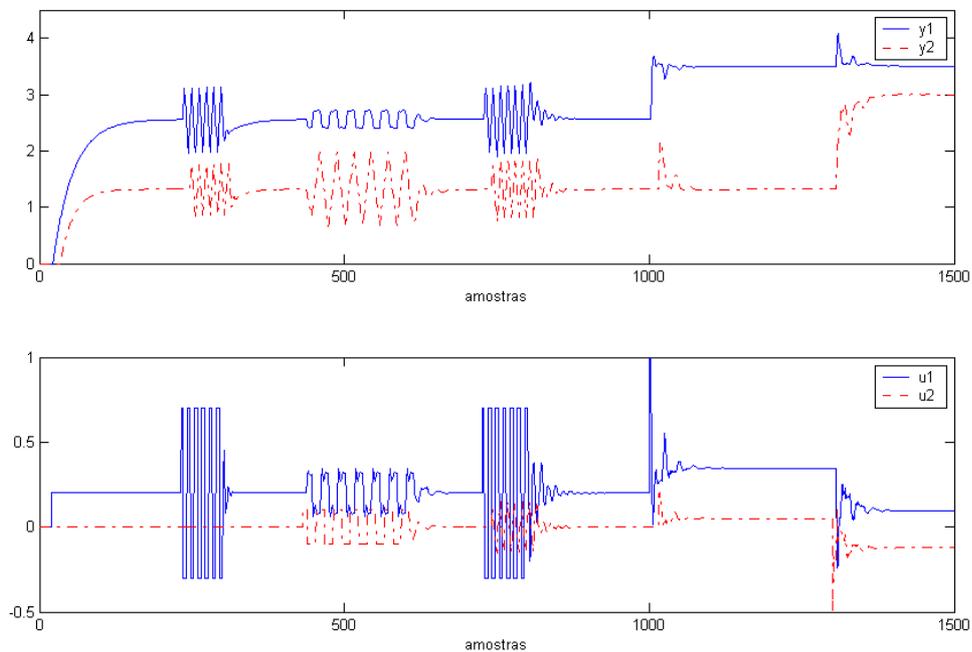


Figura 4.7 – Resposta temporal da simulação de auto-sintonia do sistema TITO.

Destacam-se os seguintes pontos na simulação:

- Tempo de amostragem: $T_s=500ms$;

- A sintonia selecionada: Zhuang e Atherton (1993);
- Utilizou-se a técnica do relê de Åström e Hägglund (1984);
- Não foi adicionado ruído de medição.

Como resultado, destaca-se a confirmação da viabilidade de aplicação do relê realimentado em estruturas mais complexas de controle. Além disso, dadas as condições de acoplamento dos estados do sistema, os requisitos de desempenho projetados são satisfatoriamente atingidos.

4.4 Resultados Comparativos – Vantagens e Desvantagens das Diferentes Estruturas de Auto-sintonia

De um modo geral, pode-se dizer que a utilização do ruído nos experimentos leva à obtenção de estimativas para o ponto crítico com um erro relevante. Ainda assim, os métodos de sintonia utilizados resultaram num desempenho satisfatório da malha de controle sintonizada.

O resultado quantitativo para o desempenho da sintonia (comportamento servo) utilizando as diferentes topologias de ensaio relê é apresentado na Tabela 4.13 onde se utilizou o índice de desempenho dado pela equação (2.33). O índice ótimo é atingido quando o parâmetro Φ é unitário. Novamente aqui, o resultado é penalizado pela consideração do ruído nas simulações.

	Åström e Hägglund (1984)	Friman e Waller (1997)	Tan <i>et al.</i> (2000)	Ming e Xin (2005)
Φ (Processo 1)	0.76	0.54	0.45	0.59
Φ (Processo 2)	0.41	0.28	0.39	0.37
Φ (Processo 3)	0.17	0.31	0.20	0.17
Φ (Processo 4)	NA	NA	NA	NA

Tabela 4.13 – Índice de desempenho Φ para avaliação das topologias estudadas.

A utilização do ruído nas simulações tem como efeito a não obtenção de repetibilidade de resultados. Especialmente para a topologia Ming e Xin (2005) pôde-se observar resultados insatisfatórios das simulações. Muitas vezes o resultado obtido leva o

sistema em malha fechada à instabilidade. Verificou-se que o condicionamento da matriz $(\phi^T \phi)$ é inadequado na maioria das simulações (>1000), para todos os processos considerados.

Na Tabela 4.14 procura-se evidenciar as vantagens e desvantagens de cada topologia, a partir dos resultados das simulações em pacote computacional.

TOPOLOGIA	VANTAGENS	DESvantagens
Åström e Hägglund (1984)	<ul style="list-style-type: none"> - Simplicidade; - Uso da histerese; - Sintonia direta ou indireta. 	<ul style="list-style-type: none"> - Não pode ser aplicado a plantas instáveis ou duplo-integradoras; - Usuário deve levar o processo em modo manual até o ponto de operação, em malha aberta.
Friman e Waller (1997)	<ul style="list-style-type: none"> - Simplicidade; - Especificação da fase a ser identificada. 	<ul style="list-style-type: none"> - Não pode ser aplicado a plantas instáveis ou duplo-integradoras; - Usuário deve levar o processo em modo manual até o ponto de operação, em malha aberta; - Não utilização da histerese no relê implica na necessidade de projeto de filtro “pesado” na realimentação, que pode ser incompatível com a dinâmica do processo.
Tan et al. (2000)	<ul style="list-style-type: none"> - Aplicação a qualquer tipo de planta; - <i>Bumpless</i> na passagem do modo auto-sintonia para controle automático; - Permite uso de histerese; - Robustez perante perturbações durante ensaio. 	<ul style="list-style-type: none"> - Dependente de controlador com “bom” ajuste inicial; - Sintonia direta não traz bons resultados para planta integradora.
Ming e Xin (2005)	<ul style="list-style-type: none"> - Avaliação de desempenho realizado como parte da técnica; - Sintonia ótima para o desempenho selecionado pelo usuário. 	<ul style="list-style-type: none"> - Complexidade computacional; - Instabilidade numérica devido ao mal-condicionamento do problema linear; - Não utilização da histerese no relê na primeira etapa do procedimento implica na necessidade de projeto de filtro “pesado” na realimentação, que pode ser incompatível com a dinâmica do processo.

Tabela 4.14 – Quadro resumo das vantagens e desvantagens das topologias de auto-sintonia.

4.5 Conclusão

Procurou-se experimentar, por meio de simulações em pacote computacional, os algoritmos PID com auto-sintonia selecionados para investigação. Por apresentarem topologias, métodos de sintonia e complexidade computacional diferentes, proporcionaram o levantamento de vantagens e de desvantagens de cada técnica.

As topologias foram avaliadas utilizando observação da resposta temporal tanto para seguimento de referência quanto para rejeição de perturbação. Constatou-se a influência do ruído e do filtro de realimentação na identificação da resposta em frequência dos sistemas. Foram utilizados índices para quantificação dos resultados da sintonia.

Como resultado do trabalho de levantamento das vantagens e desvantagens das técnicas conclui-se que a topologia introduzida por Åström e Hägglund (1984), mesmo depois de duas décadas de evoluções da técnica de sintonia automática utilizando relê, apresenta uma boa relação custo-benefício, sendo a simplicidade e a robustez os seus grandes diferenciais.

Nas simulações, atenção foi dada a aspectos considerados importantes para uma posterior implementação da técnica em controlador industrial, tais como: modularidade dos códigos computacionais, portabilidade para uma implementação em tempo real, técnicas de filtragem, determinação automática da amplitude da histerese, influência do ruído e da filtragem na técnica e complexidade computacional. A partir dos resultados coletados em ambiente de simulação, parte-se para implementação de um algoritmo em controlador industrial.

Capítulo 5

Implementação e Experimentos em Controlador Industrial

5.1 Introdução

Na visão de Cardoso (2002), o nível de automação do procedimento de auto-sintonia deve levar em consideração: o desempenho desejado, o nível do sinal de saída do relê, o tempo de amostragem, a ponderação no sinal de referência e o tempo de duração do ensaio.

O usuário muitas vezes necessita fornecer ao controlador algumas informações a respeito do tipo de processo controlado e desempenho esperado. Porém estas informações são mais simples de serem especificadas do que os ganhos do controlador (Johnson e Moradi, 2005).

Neste capítulo, parte-se para a apresentação de uma implementação em controlador industrial da técnica de sintonia automática utilizando relê realimentado. Antes, realiza-se uma revisão dos controladores industriais disponíveis comercialmente, onde são apresentadas suas principais funcionalidades. Em seguida, o controlador industrial utilizado pela empresa WEG para automação de processos é apresentado quanto as suas características. As principais funcionalidades do bloco controlador desenvolvido são apresentadas brevemente. Como estudos de caso, são discutidos os resultados de ensaios em tempo real para controle de plantas modeladas por filtros analógicos.

5.2 Controladores Industriais

Controladores industriais são equipamentos destinados ao controle de processos de plantas industriais. Dentre as características básicas que todo controlador industrial dispõe destacam-se:

- Possibilidade de programação das funções via teclas diretamente no equipamento ou via *software* proprietário.

- Interação com a instrumentação de campo da planta controlada por intermédio de entradas e saídas analógicas e digitais ou por meio de rede de comunicação industrial (*Profibus-PA, ASI, Fieldbus Foundation, etc*).

- Possibilidade de troca de informações, via rede de comunicação (*Ethernet, RS-232, RS-485, etc*), com o nível de automação superior, usualmente um sistema de supervisão em PC.

Além destas características, é uma demanda da indústria a possibilidade de sintonia dos controladores de maneira rápida e robusta, sem a necessidade de especialistas para manutenção de um bom desempenho regulatório do processo controlado.

Neste contexto, Grégoire *et al.* (1999) listaram algumas qualidades essenciais que um controlador industrial deve apresentar:

- A função auto-sintonia deve ser simples de utilizar. Os parâmetros que devem ser configurados pelo usuário devem ser auto-explicativos;
- A seqüência de auto-sintonia não pode ser muito longa e os procedimentos não devem interferir significativamente na produção;
- Deve ser capaz de lidar com diferentes tipos de dinâmicas: processos com e sem atraso de transporte, integradores, fase mínima e não-mínima, etc;
- Deve resultar num desempenho superior da malha de controle.

Grégoire *et al.* (1999) indicaram que histerese deve ser utilizada no relê para tornar os procedimentos mais imunes aos ruídos, inerentes aos ambientes industriais. Apresentaram também informações que são solicitadas ao usuário para o controlador industrial com auto-sintonia:

- Tipo de processo: integrador, estável ou instável;

-
- Tipo de ação: direta ou reversa;
 - Valor inicial para amplitude do relê;
 - Amplitude máxima do ciclo limite da saída do processo;
 - Máximo valor da saída do processo;
 - Máxima amplitude do relê;
 - Número mínimo e máximo de oscilações;

Pode-se ainda acrescentar as seguintes funções desejáveis a um controlador industrial com auto-sintonia: devem ser utilizados limites para os ganhos do controlador, deve existir a possibilidade de abortar o procedimento, deve-se alarmar ou advertir o operador quando as situações limites são atingidas.

Pi-Mira *et al.* (1999) propuseram uma metodologia de sintonia automática de controlador PID, a ser aplicado industrialmente, baseado em três etapas:

- 1) Estágio de pré-sintonia: onde ganhos iniciais para o controlador PID são obtidos, automaticamente, via resposta impulsiva do processo. O objetivo desta etapa é estabilizar o processo e levá-lo a região de operação em regime;
- 2) Estágio do relê: onde o relê é aplicado ao processo e os ganhos do controlador são calculados e carregados;
- 3) Estágio de re-sintonia: onde o usuário pode, através de uma interface *fuzzy*, definir quais características de desempenho do controlador devem ser melhoradas. Estão novos parâmetros PID são calculados a fim de atingi-los.

Para aceitação de um controlador com sintonia automática por parte da indústria, é necessário que o usuário final não seja forçado a tomar decisões que afetem o seu funcionamento. A função de inicialização automática surge, então, como um importante componente da estrutura do controlador com sintonia automática. Para o procedimento de inicialização, informação do processo pode ser obtida em malha aberta por meio de um trem de pulsos aplicado na entrada no processo (Gude *et al.*, 2006).

5.2.1 Fabricantes e Características

Åström e Hägglund (2005) realizaram uma revisão de fabricantes e respectivos equipamentos que dispõem de tecnologia para sintonia automática de controladores:

- No Foxboro Exact a amplitude do ruído é determinada colocando-se a entrada do processo num valor constante (controlador em modo manual) e filtrando-se a saída do processo em um filtro passa-alta. O valor pico a pico da saída do filtro é tomado como amplitude do ruído;
- Nos controladores ABB o método de auto-sintonia utiliza histerese no relê. A amplitude da histerese é determinada automaticamente em função do nível de ruído, que é medido instante antes da aplicação do relê no processo. Quando o procedimento detecta que o sistema é de atraso dominante, o controlador é sintonizado com parâmetros conservativos ou um controlador PI é utilizado;
- A técnica de sintonia automática utilizada nos equipamentos Emerson é baseada no relê realimentado. A partir do ensaio é possível obter um modelo FOPDT. Estão disponíveis diferentes opções de método para sintonia do controlador, dentre elas: Ziegler-Nichols, IMC *tuning* e *Lambda tuning*. Existe também a possibilidade de simular a sintonia proposta no modelo do processo antes de efetivamente colocá-la em operação;
- O controlador da empresa Techmation Inc. tem como ponto relevante a necessidade do operador prestar algumas informações sobre o processo e o controlador, tais como: deve ser determinado se o processo é estável ou se é integrador, estrutura do controlador, tempo de amostragem, etc. Para sintonia, é possível selecionar o tipo de resposta desejada: lenta, moderada ou rápida.

No artigo de Pi-Mira *et al.* (2000) foi apresentada a implementação em um controlador industrial, denominado LS-3000, da técnica descrita em Pi-Mira *et al.* (1999).

Normalmente os fabricantes de controladores industriais não mencionam a tecnologia utilizada para auto-sintonia. Sabe-se que grande parte baseia-se na identificação

após algumas oscilações do ciclo limite. Porém alguns controladores, onde estão incluídos os equipamentos Siemens Sipart DR19 e Ascon's Delta Due, podem efetuar o procedimento de identificação com uma única oscilação do processo (VanDoren, 2006).

5.2.2 Controlador Industrial - Rockwell

Rockwell (2002) apresentou a função *auto-tuning* do bloco controlador PID para a ferramenta de programação dos Controladores Lógicos Programáveis (PLCs) da família Logix5000.

Dentre os pontos notáveis da implementação estão:

- Permite ao usuário selecionar o tipo de processo controlado: temperatura, pressão, vazão, nível, posição, velocidade, integrador, não-integrador e desconhecido;
- Seleção da amplitude do degrau na ação de controle;
- Necessidade de manter o controlador PID em manual durante o procedimento de sintonia automática;
- Existência de comandos “inicia” e “aborta” procedimento;
- Seleção de sintonia de ganhos para obtenção de uma resposta lenta, moderada ou rápida do sistema em malha fechada, a partir dos resultados do experimento;
- Apresenta os parâmetros estimados do processo para um modelo de primeira ordem com atraso de transporte (FOPDT);
- Proteção contra falhas do procedimento que o abortam automaticamente: excursão da variável controlada além dos limites de segurança, *timeout*, saída do processo oscilatória durante o procedimento, etc.

Analisando os dados de entrada e saída apresentados pelo fabricante, pode-se concluir que é utilizada uma metodologia de auto-sintonia *off-line* utilizando o teste de resposta ao degrau, ou seja, o controlador é desabilitado do processo. Além disso, a

sintonia parece ser realizada por método indireto, pois parâmetros de modelo FOPDT são apresentados como resultado. Na Figura 5.1 encontra-se o ambiente de interface do controlador com o usuário.

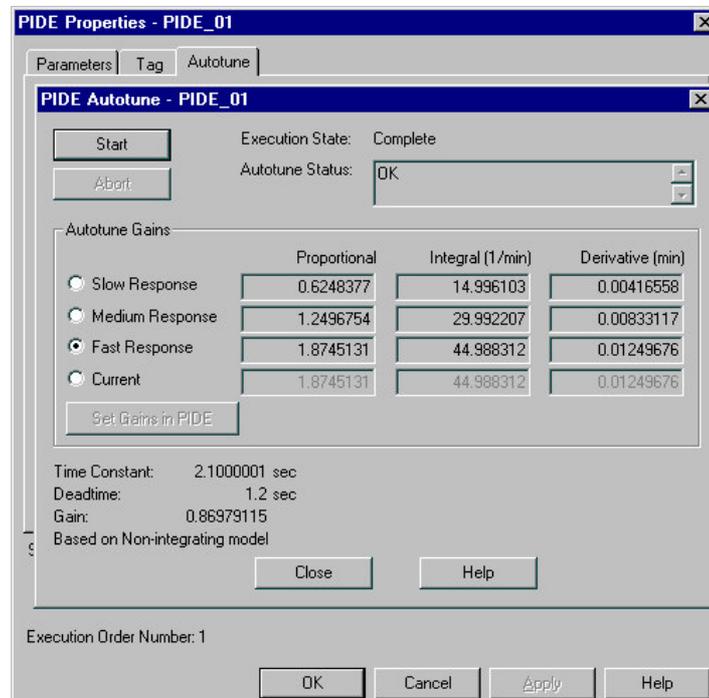


Figura 5.1 – Janela de interface do controlador PID *Enhanced* da Rockwell.

O fabricante Rockwell disponibiliza também uma ferramenta de análise e sintonia de controladores PID, o *RSTune*, a qual apresenta recursos adicionais (Rockwell, 2001):

- Visualização de gráficos de tendência em tempo real;
- PID *auto-tuning* enfocando perturbações (comportamento regulatório) ou rastreamento de referência (comportamento servo);
- Análise gráfica de robustez da sintonia proposta pelo procedimento e possibilidade de ajuste do operador por meio de um fator de segurança;
- Análise e simulação *off-line*, incluindo gráficos da resposta em frequência, modelo da planta, etc;
- Tratamento dos dados através de filtros e análises estatísticas;

- Diagnóstico da presença da não-linearidade histerese nos elementos de atuação em campo (por exemplo, válvulas).

O *RSTune* é uma ferramenta que apresenta recursos importantes tais como gráficos e tratamento de sinais. Entretanto sua utilização está restrita ao nível dois da hierarquia de automação, ou seja, o algoritmo de auto-sintonia não é executado no PLC (nível 1 na hierarquia de automação). Na Figura 5.2 visualiza-se a interface do software com o usuário.



Figura 5.2 – Interface gráfica da ferramenta de sintonia automática *RS Tune* do fabricante Rockwell.

5.2.3 Controlador Industrial - Siemens

O documento Siemens (2005) apresentou a função *auto-tuning* do bloco controlador PID para a ferramenta de programação dos Controladores Lógicos da família S7-200. Na Figura 5.3 pode-se observar a interface com o usuário da ferramenta computacional.

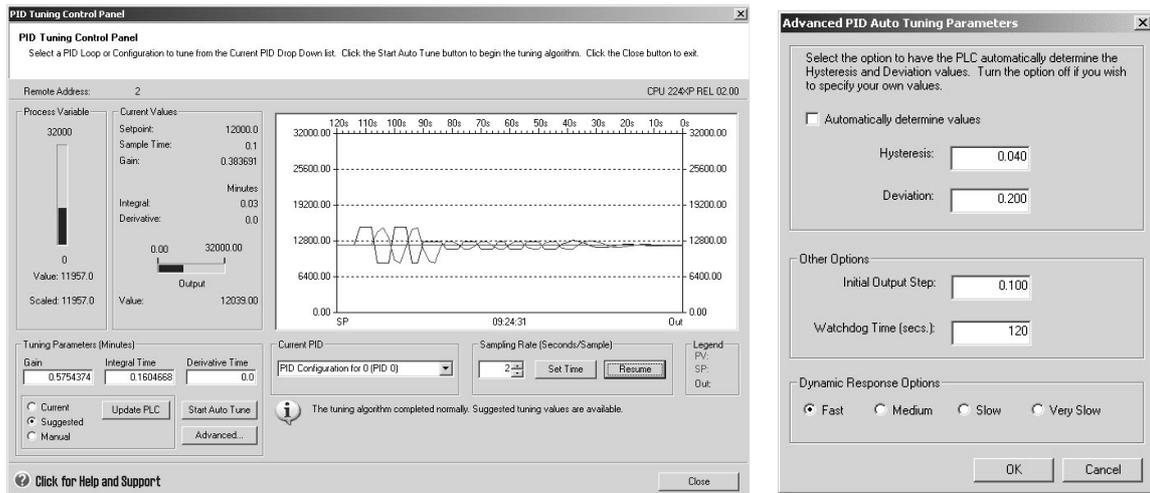


Figura 5.3 – Interface gráfica da ferramenta de auto-sintonia do fabricante Siemens.

Dentre os pontos notáveis da implementação estão:

- Aplicação do relê de Åström e Hägglund (1984) para determinação do ganho crítico K_u e período crítico ω_u ;
- Histerese para o relê, que pode ser calculada automaticamente como duas vezes o desvio padrão da variável controlada;
- Determinação da amplitude de oscilação da saída do processo, que pode ser escolhida pelo usuário ou automaticamente como sendo 4.5 vezes a histerese. A amplitude do relê é proporcionalmente ajustada para obtenção da amplitude de saída desejada;
- Seleção de sintonia de ganhos para obtenção de uma resposta muito lenta, lenta, moderada ou rápida do sistema em malha fechada. Esta seleção deve ser realizada antes de se iniciar o experimento;
- São necessários seis períodos de oscilação para finalização do procedimento;
- Alertas e falhas são emitidos caso: a amplitude de oscilação da saída do processo não seja ao menos 4 vezes o valor da histerese; ocorra timeout; a saída do processo atinja os limites de escala, etc.

5.2.4 Controlador Industrial - Novus

A Novus é fabricante brasileira de instrumentos para controle, aquisição, registro e supervisão de dados, atuando principalmente no segmento de automação industrial. Dentre os equipamentos que compõem sua linha de produtos está o recém-lançado controlador N1200. Em Novus (2008) pode-se observar algumas características relevantes do equipamento:

- PID com auto-sintonia de parâmetros;
- Rede de comunicação RS-485;
- Função automático / manual com transferência *bumpless*.

Para função de auto-sintonia, o controlador utiliza o relê realimentado com histerese e *bias*. O ajuste da amplitude do relê e nível do *bias* são ajustados automaticamente visando uma oscilação simétrica da saída do processo. A sintonia está baseada nos critérios de Ziegler-Nichols, com pequena modificação.

Como ponto de destaque desta implementação está a monitoração do desempenho da malha de controle. O índice de desempenho utilizado é uma composição da variabilidade na saída do processo e da variabilidade na ação de controle. Há a possibilidade do controlador disparar automaticamente a função de auto-sintonia, independentemente de um comando do operador, sempre que a monitoração de desempenho indique deterioração na malha de controle. Em virtude desta funcionalidade o fabricante denomina seu controlador como “Auto-Adaptativo”.

Como ponto que merece crítica, observa-se que o controlador da Novus inicia a aplicação do relê com amplitude máxima, convergindo em seguida para um valor adequado à amplitude e simetria requerida para o ciclo limite. Entretanto não há supervisão para abortar o processo de auto-sintonia caso os limites de segurança sejam atingidos.

5.3 Controlador WEG L40

Descreve-se aqui, brevemente, o controlador lógico programável CLP WEG L40 utilizado neste projeto, abordando as especificações técnicas quanto à capacidade de processamento e o *software* de programação do equipamento. O equipamento L40, mostrado na Figura 5.4, é um Controlador Lógico Programável (CLP) utilizado em aplicações industriais.



Figura 5.4 – Controlador Industrial WEG L40.

Na forma padrão possui 8 entradas e 8 saídas digitais, expansíveis através dos módulos de entrada e saídas tanto analógicas quanto digitais. A Tabela 5.1 ilustra algumas características técnicas do CLP L40.

Processador	National Geode SC1200 (266 MHz)
Memória	32 Mbytes DRAM – 64 Kbytes NvRam
Interface para módulos funcionais	Bosch Rexroth PC104
Interface para I/O	Rexroth Inline Interface
Interfaces de Comunicação	Ethernet (RJ 45, 10/100 Base-T)
	Serial – RS 232
	Profibus DP
Entradas e Saídas	8 entradas digitais
	8 saídas digitais
Tensão nominal de operação	24 VDC

Tabela 5.1 – Características principais do controlador industrial WEG L40.

O CLP L40 possui um tempo de processamento de aproximadamente de 100 μ s para cada 1000 operações lógicas e pode realizar até 16 tarefas (*tasks*) simultaneamente. Os

controladores com auto-sintonia implementados ocupam menos da capacidade de memória mencionada na Tabela 5.1 e os períodos de amostragem utilizados tipicamente na indústria são superiores ao tempo de processamento dos algoritmos de controladores PID com auto-sintonia. Assim, as limitantes computacionais para a implementação dos algoritmos são eliminadas.

Para comunicação do micro com o CLP seleciona-se a interface de comunicação Ethernet, já que permite a possibilidade de acessar o controlador desde qualquer PC conectado à mesma rede local.

O software *IndraWorks* utilizado para a programação e configuração possui as seguintes linguagens de programação, previstas na norma IEC 61131-3: texto estruturado *Structured Text* - ST e as linguagens gráficas, *Sequential Function Chart* - SFC, *Function Block Diagram* - FBD e *Ladder Diagram* - LD.

Para o projeto é definido como linguagem de programação o texto estruturado ou ST. A principal motivação é a semelhança com a linguagem utilizada no pacote computacional *Matlab* (programa utilizado nas simulações). Além disso, a linguagem de programação selecionada possibilita produtividade na geração do código e depuração da lógica que são vantajosas quando comparadas às outras previstas na norma IEC 61131-3.

O software *IndraWorks*, apresentado na Figura 5.5, utilizado para configuração do CLP e programação das instruções, é um software amigável e flexível, que possibilita a edição do código de programação, além de permitir visualização das variáveis do processo em tempo real, tanto por meio da monitoração *on-line* do código programado, quanto por meio de gráficos de tendência.

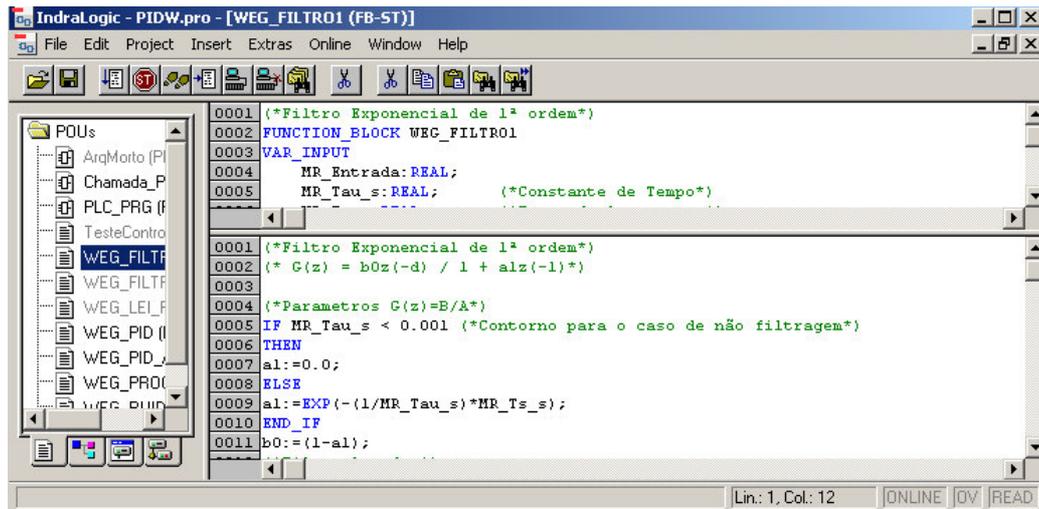


Figura 5.5 – Interface para programação do CLP WEG L40.

O equipamento tem sido aplicado com sucesso em projetos de automação de plantas industriais diversificadas, tais como: papel e celulose, laminação, geração de energia, química, máquinas operatrizes, etc.

5.4 Estrutura Proposta para o Controlador Industrial com Auto-Sintonia

Um controlador industrial necessita, segundo pesquisas recentes de mercado, a funcionalidade de auto-sintonia. Dentre as justificativas para a demanda existente por tal tecnologia destacam-se: a agilidade para comissionamento de malhas de controle e a simplicidade para manutenção.

A partir das informações colhidas na extensa revisão bibliográfica realizada neste trabalho, buscando atender funcionalidades presentes em controladores similares já existentes no mercado e sob a ótica da experiência prática do pós-graduando em controle de processos, propõe-se um controlador com auto-sintonia, cujas principais características podem ser resumidas na Tabela 5.2.

PID AT	
Controlador:	<ul style="list-style-type: none"> • PID ideal; • <i>Bumpless</i> manual / automático; • Saturação da ação integral; • Ação direta / reversa; • Filtro tipo passa-baixa para referência.
Auto-Sintonia:	<ul style="list-style-type: none"> • Relê realimentado; • Dois métodos de sintonia, com seleção de desempenho desejado pelo usuário; • Ação direta / reversa; • Opção para levantamento do ganho estático automaticamente; • Amplitude do relê automaticamente adaptada (<i>on-line</i>) à amplitude do ciclo limite.
Tratamento do ruído:	<ul style="list-style-type: none"> • Histerese calculada automaticamente; • Filtro tipo passa-baixa para realimentação.
Supervisão:	<ul style="list-style-type: none"> • Amplitude máxima e mínima do ciclo limite; • Amplitude máxima do relê; • Duração máxima do procedimento; • Indicação de saturação do controle; • Detecção do processo em regime; • Apresentação do modelo da planta identificado; • Comando para abortar.

Tabela 5.2 – Características principais do controlador industrial proposto com auto-sintonia.

A opção pelo controlador PID em sua estrutura ideal justifica-se, além dos argumentos já apresentados no Capítulo 2 deste trabalho, pelo fato de ser uma estrutura padrão na empresa WEG.

Na Figura 5.6 pode-se observar o diagrama em blocos da estrutura implementada, considerando contaminação com ruído de medição (ξ), filtragem para a realimentação e para a referência, supervisão e controle.

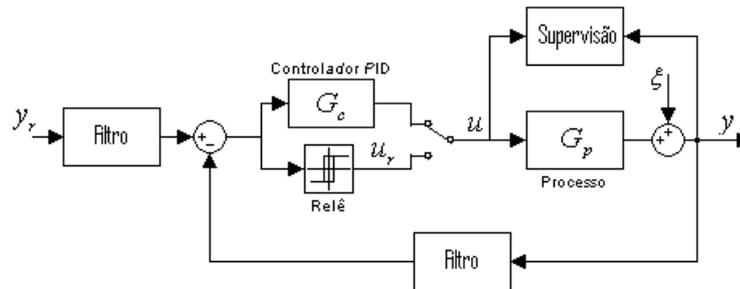


Figura 5.6 – Diagrama do controlador implementado.

Justifica-se a adoção do relê de Åström e Hägglund (1984) pela simplicidade e robustez, conforme demonstrado nos resultados de simulação e na análise das vantagens e desvantagens de cada topologia de auto-sintonia.

O procedimento implementado no controlador industrial, em síntese, é composto por 3 etapas:

- 1) Levantamento da relação sinal-ruído N e da histerese ε necessária para o relê;
- 2) Levantamento do ganho estático K_p do processo (opcional);
- 3) Aplicação do relê e determinação dos ganhos do controlador.

O usuário do controlador tem a possibilidade de selecionar se deseja uma sintonia denominada “conservadora” ou “moderada”. O método de sintonia aplicado é dependente do tipo de planta: integradora ou não.

Na Figura 5.7 pode-se observar o bloco de controle desenvolvido, utilizando a linguagem de programação em texto estruturado (ST), a qual está prevista na norma IEC 61131-3 para programação de CLPs. Objetiva-se com a criação do bloco, primeiramente, conferir modularização ao código desenvolvido para fácil replicação da estrutura e do conhecimento, a partir da utilização de instâncias do objeto. Além disso, por se tratar de um bloco compilado e disponível na forma de uma biblioteca, é possível a proteção da

tecnologia empregada. Destacam-se também como boas práticas que são facilitadas pela utilização do bloco: o aumento da qualidade do software e a maior estruturação da aplicação.

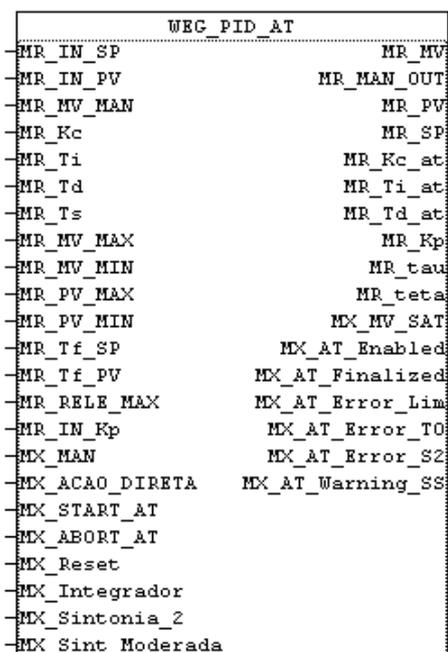


Figura 5.7 – Bloco PID com auto-sintonia para o CLP L40.

Como metodologia para o desenvolvimento, destaca-se a utilização de módulos funcionais tais como: a lei de controle PID, filtragem, *bumpless* manual / automático, etc, possibilitando, desta forma, o teste individualizado das funções antes da composição final do controlador PID com auto-sintonia. Foram desenvolvidos também blocos que simulam um ruído branco com variância definida pelo usuário e blocos que simulam a resposta de sistemas FOPDT e IPDT. Para validação, os resultados obtidos foram comparados com os resultados de simulações complementares realizadas no pacote matemático *Matlab*.

Na Tabela 5.3 pode-se verificar a função de cada uma das entradas do bloco funcional e os valores que são retornados como resultado do procedimento. A nomenclatura para as *tags* utilizada segue padrão WEG para determinação de nomes de variáveis em controladores lógicos programáveis.

	TAG	DESCRIÇÃO / FUNÇÃO
ENTRADAS	MR_IN_SP	Referência do Controlador
	MR_IN_PV	Realimentação do Controlador
	MR_MV_MAN	Valor do Controle em Modo Manual
	MR_Kc	Ganho Proporcional
	MR_Ti	Tempo Integral (s)
	MR_Td	Tempo Derivativo (s)
	MR_Ts	Tempo Amostragem (s)
	MR_MV_MAX	Máximo Valor do Controle - Saída do PID
	MR_MV_MIN	Mínimo Valor do Controle - Saída do PID
	MR_PV_MAX	Saída máxima do processo - realimentação
	MR_PV_MIN	Saída mínima do processo - realimentação
	MR_Tf_SP	Filtro 1ª ordem de referência - Constante Tempo (s)
	MR_Tf_PV	Filtro 1ª ordem de realimentação - Constante Tempo (s)
	MR_RELE_MAX	Máxima amplitude do rele
	MR_IN_Kp	Ganho estático do processo. Caso seja 0, procedimento executará teste degrau
	MX_MAN	Controle em Modo Manual=1 / Automático=0
	MX_ACAO_DIRETA	Seleciona ação direta(1) onde erro = PV-SP ou ação reversa(0) onde erro = SP-PV
	MX_START_AT	Trigger - pulso - para disparar início do AT
	MX_ABORT_AT	Trigger - pulso - para abortar AT
	MX_Reset	Reset dos alarmes do AT
MX_Integrador	Indica se o processo é do tipo Integrador=1 ou auto-regulado=0	
MX_Sintonia_2	Seleciona algoritmo 2 de sintonia PID	
MX_Sint_Moderada	Seleciona sintonia moderada=1 (rápida) ou conservativa=0 (lenta)	
SAÍDAS	MR_MV	Ação de Controle - Saída do PID
	MR_MAN_OUT	Valor do Controle em Modo Manual
	MR_PV	Realimentação PV Filtrada
	MR_SP	Referência SP Filtrada
	MR_Kc_at	Ganho Proporcional obtido pela auto-sintonia
	MR_Ti_at	Tempo integral (s) obtido pela auto-sintonia
	MR_Td_at	Tempo derivativo (s) obtido pela auto-sintonia
	MR_Kp	Ganho estático do processo estimado
	MR_tau	Constante de tempo do processo estimada
	MR_teta	Atraso de transporte do processo estimado
	MX_MV_SAT	Indica que PID está saturado
	MX_AT_Enabled	Indica que auto-sintonia está em andamento
	MX_AT_Finalized	Indica que procedimento AT foi finalizado com sucesso
	MX_AT_Error_Lim	Alarme indicativo (aborta) de limites atingidos pela ação MV ou limites atingidos pela realimentação PV durante AT
	MX_AT_Error_TO	Alarme indicativo (aborta) de tempo máximo do procedimento atingido
MX_AT_Warning_SS	Advertência indicativa de processo inicializado fora do regime ou ruído muito elevado	

Tabela 5.3 – Variáveis de entrada e de saída do bloco de controle com auto-sintonia.

Analisando a utilização de recursos do hardware, o bloco de função desenvolvido ocupa uma área de memória de dados de 308 bytes dos 4 Mbytes disponíveis no controlador L40 (inferior a 0.01%). Considerando a área de memória dedicada ao código de programação, o algoritmo desenvolvido ocupa 7944 bytes dos 4 Mbytes disponíveis (inferior a 0.2%). O tempo de processamento do código é inferior a 1 milissegundo. Deste modo, o bloco de função encontra-se dentro dos limites de memória e processamento do controlador.

Como perspectivas para a empresa WEG Automação, espera-se que o controlador desenvolvido traga os seguintes benefícios às atividades da empresa:

- Agilidade na tarefa de comissionamento de malhas de controle em processos industriais;
- Produtividade na tarefa de elaboração do software de controle (PLC);
- Preservação da tecnologia empregada;
- Penetração em novos clientes que exigem a função de auto-sintonia de controladores PID em aplicações nas suas plantas industriais.

5.5 Experimentos em Tempo Real

Plantas modeladas por filtros analógicos são utilizadas para ensaio do controlador industrial com auto-sintonia desenvolvido para o CLP WEG L40. Para interação com a planta real, utilizaram-se no CLP módulos de entradas e saídas analógicas com resolução 15 bits. A escala de tensão utilizada no ensaio é 0-10V. A fim de tornar as condições do experimento em tempo real (realizado em bancada) mais próximas das condições encontradas num ambiente industrial, inseriu-se na realimentação, via bloco de simulação dentro do controlador, um ruído branco com média nula e variância $\sigma^2 = 0.0015$.

Basicamente, o procedimento de auto-sintonia, quando habilitado, executa a seguinte seqüência:

- i. Com o controlador em modo manual e o processo em regime, é realizado pelo usuário comando para iniciar o procedimento de auto-sintonia;
- ii. É executado período de escuta, onde é levantado o nível de ruído presente na realimentação;
- iii. Em seguida, executa-se o teste degrau para levantamento do ganho estático do processo, somente para processos auto-regulados;
- iv. Executado ensaio com relê realimentado.

Em todos os experimentos preocupa-se com a validação das funções de supervisão do procedimento de auto-sintonia. As plantas ensaiadas são intencionalmente conduzidas aos limites de segurança pré-determinados, sendo verificada a correta detecção dos seguintes alarmes que abortam o procedimento de sintonia: limites atingidos para a saída do processo e ação de controle, tempo de execução excedido (*timeout*). São verificadas também as advertências emitidas automaticamente pela estrutura de auto-sintonia, como: falha na sintonia S2 e ruído elevado ou sistema fora das condições de operação em regime.

Para estudos de caso, três processos modelados por filtros analógicos são experimentados em tempo real. As plantas e os resultados são apresentados a seguir.

5.5.1 Experimento em Tempo Real – 2ª Ordem Sobre-amortecido

Conforme observado na seção 2.3, as plantas de segunda ordem sobre-amortecidas são comuns em processos industriais. A seguinte planta de 2ª ordem é experimentada:

$$G_{p_a}(s) = \frac{1}{(s+1)(5.17s+1)} \quad (5.1)$$

A realimentação com ruído é filtrada, aplicando um filtro passa-baixa com constante de tempo $T_f=0.6s$. Na Figura 5.8 podem-se encontrar as respostas temporais para as

diferentes sintonias disponíveis no controlador desenvolvido. Para avaliação da resposta temporal obtida a partir dos novos ganhos PID, o controlador é habilitado para modo automático e o sistema rastreia referência.

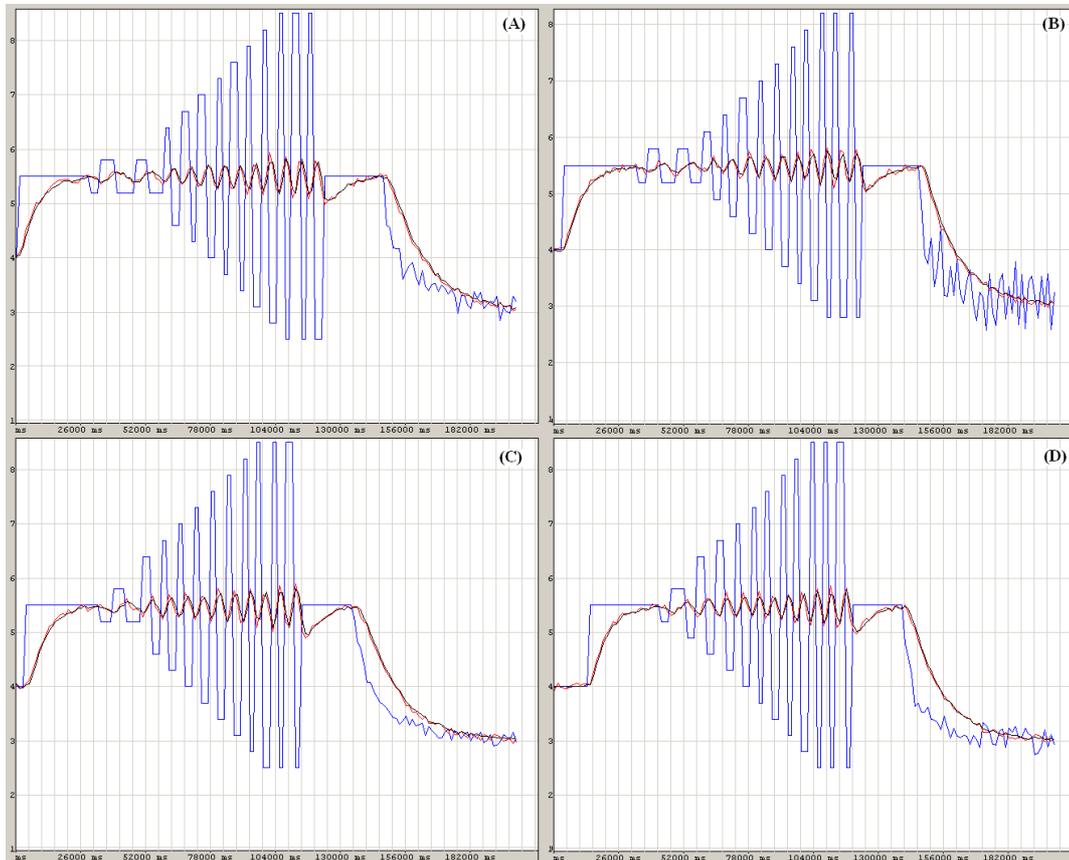


Figura 5.8 – Respostas temporais para o experimento em tempo real: (A) Sintonia 1 Conservativa, (B) Sintonia 1 Moderada, (C) Sintonia 2 Conservativa, (D) Sintonia 2 Moderada.

Na Tabela 5.4 pode-se observar a identificação da resposta em frequência da planta modelada por filtros analógicos.

Parâmetros	Modelo Teórico	Estimado via Controlador Industrial
K_u	∞	10.9
ω_u (rad/s)	N.A.	1.01

Tabela 5.4 – Aplicação em tempo real – $G_{pa}(s)$ – Ponto crítico identificado.

Os ganhos obtidos no experimento em tempo real utilizando o controlador industrial desenvolvido podem ser encontrados na Tabela 5.5. Cabe ao usuário a escolha da sintonia mais adequada aos requisitos de desempenho determinados para a malha de controle.

Parâmetros	Sintonia 1		Sintonia 2	
	Moderada	Conservativa	Moderada	Conservativa
K_c	6.72	3.27	3.18	1.52
T_i	12.9	13.4	11.6	10.9
T_d	0.75	0.79	0.65	0.71

Tabela 5.5 – Controlador industrial – $G_{pa}(s)$ – Sintonias obtidas no experimento em tempo real.

5.5.2 Experimento em Tempo Real – 2ª Ordem Oscilatório

Procurando certificar-se da abrangência dos resultados obtidos com experimentos em tempo real, outras plantas modeladas por filtros eletrônicos foram utilizadas para validação em bancada do controlador industrial proposto. Exemplo de processo fortemente presente na indústria, especialmente em aplicativos da WEG Automação, são os de 2ª ordem oscilatórios, característicos de sistemas pneumáticos.

Neste experimento complementar, podem-se observar a dinâmica temporal imposta pelo relê e, em seguida, a resposta temporal para mudança de referência do sistema de controle re-sintonizado. Assumiram-se os seguintes parâmetros para o sistema de controle: $T_s = 20ms$, ruído branco com média nula e variância $\sigma^2 = 0.0015$, filtro na realimentação com $T_f = 0.06s$ e sintonia tipo 1 e conservativa.

Na Figura 5.9 pode-se encontrar a resposta temporal do experimento realizado com uma planta oscilatória de segunda ordem modelada por

$$G_{pb}(s) = \frac{918.3}{s^2 + 4.5s + 918.3} \quad (5.2)$$



Figura 5.9 – Experimento em tempo real com processo oscilatório.

Comparando a equação (5.2) com a equação (2.17), obtêm-se os seguintes parâmetros do modelo SOPDT para $G_{pb}(s)$: $K_p = 1$; $\tau = 0.33$; $\zeta = 0.297$; $\theta = 0$. Ou seja, trata-se de um processo rápido e com baixo amortecimento.

Na Tabela 5.6, pode-se encontrar o ponto crítico identificado. Na Tabela 5.7 tem-se a sintonia obtida, via sintonia tipo 1 conservativa.

Parâmetros	Modelo Teórico	Estimado via Controlador Industrial
K_u	∞	0.48
ω_u (rad/s)	N.A.	28.56

Tabela 5.6 – Controlador industrial – $G_{pb}(s)$ – Ponto crítico identificado.

Parâmetros	Sintonia 1 – Conservativa
K_c	0.145
T_i	0.031
T_d	0.029

Tabela 5.7 – Controlador industrial – $G_{pb}(s)$ – Sintonia para o experimento em tempo real.

5.5.3 Experimento em Tempo Real – 2ª Ordem de Fase Não-mínima

Sistemas de fase não mínima representam desafio ao controle de processos devido à resposta inversa inicial apresentada. Pode-se citar como exemplo de sistema de fase não-mínima o controle de nível de água em caldeira geradora de vapor.

Neste experimento podem-se observar a dinâmica temporal imposta pelo relê e, em seguida, a resposta temporal para mudança de referência do sistema de controle re-sintonizado. Assumiram-se os seguintes parâmetros para o sistema de controle: $T_s = 20ms$, ruído branco com média nula e variância $\sigma^2 = 0.0015$, filtro na realimentação com $T_f = 0.06s$ e sintonia tipo 1 conservativa.

Na Figura 5.10 é apresentado o resultado temporal do experimento realizado com uma planta de fase não mínima modelada por

$$G_{pc}(s) = \frac{-0.22s + 1}{(0.22s + 1)^2} \quad (5.3)$$



Figura 5.10 – Experimento em tempo real com processo de fase não-mínima.

Na Tabela 5.8, pode-se encontrar o ponto crítico identificado e parâmetros do modelo de ordem reduzida estimado. Na Tabela 5.9 tem-se a sintonia obtida, via seleção tipo 1 conservativa.

Parâmetros	Modelo Teórico	Estimado via Controlador Industrial
K_u	2.00	1.32
ω_u (rad/s)	4.55	4.62
K_p	1.00	0.99
τ	NA	0.18
θ	NA	0.53

Tabela 5.8 – Controlador industrial – $G_{pc}(s)$ – Ponto crítico identificado e modelo FOPDT estimado.

Parâmetros	Sintonia 1 – Conservativa
K_c	0.40
T_i	0.41
T_d	0.18

Tabela 5.9 – Controlador industrial – $G_{pc}(s)$ – Sintonia para o experimento em tempo real.

Como resultado dos experimentos em tempo real, tem-se a constatação de que o controlador industrial proposto se encontra satisfatoriamente preparado para testes em processos industriais.

5.6 Conclusão

Inicialmente foram estudadas as características desejáveis de um controlador industrial com auto-sintonia. Logo em seguida, verificaram-se as principais funcionalidades de controladores industriais disponíveis comercialmente.

O controlador industrial WEG L40 foi introduzido quanto a suas características de *hardware* e *software*. Propôs-se, então, uma implementação de um controlador PID com auto-sintonia, onde aspectos estudados no decorrer deste trabalho foram reunidos para compor uma solução com grau de portabilidade, segura em termos de proteção do *know-how*, amigável e, ao mesmo tempo, com certo grau de flexibilidade para configuração do usuário. Foram abordados resultados de sua aplicação em tempo real em plantas modeladas por filtros eletrônicos.

Apesar das aplicações em tempo real desenvolvidas serem estudos de caso, os resultados são animadores e permitem projetar que o controlador PID desenvolvido encontra-se “maduro” para ser aplicado em testes numa planta industrial, tomando-se, evidentemente, todos os cuidados necessários para garantir a segurança de pessoas e equipamentos.

Capítulo 6

Conclusão

Os sistemas de controle têm importância destacada para o aumento de produtividade, garantia de segurança de operação e incremento na qualidade de processos industriais. Neste contexto, como pôde ser observado no decorrer deste trabalho, o controlador PID com auto-sintonia surge como uma alternativa capaz de atingir resultados satisfatórios para as expectativas da indústria.

Como principal atrativo do controlador PID com estrutura de auto-sintonia destaca-se a simplicidade. Controladores não-lineares, preditivos e *self-tuning* também têm seu lugar em aplicações industriais, com resultados muitas vezes superiores, ao custo de maiores exigências em termos computacionais (equipamentos) e de mão de obra qualificada para implementação e manutenção das estruturas de controle.

Estabeleceu-se como objetivo primordial do trabalho a avaliação de metodologias de auto-sintonia de controladores PID, visando implementação de um controlador industrial. Em especial, buscou-se estudar e avaliar a topologia clássica para a auto-sintonia utilizando relê realimentado; compreender os aspectos de estabilidade, identificação, sintonia e diagnóstico de malha; analisar aspectos recentes sobre o tema; verificar as influências do ruído de medição e filtragem sobre as diferentes metodologias; estudar os controladores auto-ajustáveis já existentes no meio industrial e, finalmente, propor uma implementação em controlador industrial.

Uma extensa revisão bibliográfica sobre o tema foi realizada, buscando-se informações sobre diferentes aspectos que envolvem a técnica tais como: o controle PID, modelagem, filtragem, sintonia PID, diferentes topologias, etc. Como resultados parciais, destacam-se:

- I. Determinados os modelos de processo para os quais foco seria dado no decorrer do trabalho, procurando englobar classes diferentes de plantas e processos de interesse da empresa WEG
- II. Filtros digitais para atenuação do ruído de medição foram selecionados, bem como foram estabelecidos critérios para determinação da banda passante, baseados na dinâmica desejada para a malha de controle;
- III. Foram estudadas regras de sintonia PID capazes de atender as classes de planta selecionadas e a possibilidade de sintonia direta (a partir da resposta em frequência do sistema) ou indireta (via modelo do processo);
- IV. Identificadas características necessárias em uma implementação industrial de um controlador PID;
- V. Verificadas as características das topologias para auto-sintonia de controladores PID utilizando o relê realimentado: procedimento de ensaio, técnica de sintonia e complexidade computacional;
- VI. Realizada constatação da aplicabilidade do relê em sistemas não-lineares e multivariáveis. Levantados aspectos desejáveis de supervisão e inicialização de algoritmos de controle que poderiam ser transportados para a realidade das técnicas de sintonia automática via relê;

Finalizada a revisão bibliográfica, partiu-se para a simulação em pacote computacional *Matlab*, onde novos resultados parciais foram obtidos:

- VII. Evidenciaram-se as vantagens e desvantagens de cada estrutura de auto-sintonia. Identificou-se a penalização da estimativa do ponto crítico do sistema em função do ruído e da filtragem na realimentação;
- VIII. Nos estudos de caso, foi possível também observar a robustez dos procedimentos: o não uso da histerese nas topologias de Friman e Waller (1997) e Ming e Xin (2005) exigiram filtragem com menor banda passante na

realimentação, a qual pode ser incompatível com a dinâmica do processo; a estratégia de Tan *et al.* (2000) era fortemente dependente de um adequado ajuste do controlador PID inicial. Além disso, dependendo da planta e do método empregado (direto o indireto), Tan *et al.* (2000) gerava uma sintonia que levava o sistema a instabilidade em malha fechada. A técnica introduzida por Ming e Xin (2005) tinha problemas numéricos advindos do mal-condicionamento do problema linear;

- IX. Levando-se em consideração a relação custo-benefício, estabeleceu-se que a técnica primordial de Åström e Hägglund (1984) com histerese é uma boa alternativa devido, principalmente, a sua simplicidade e robustez;

Finalmente, a partir do estudo de controladores existentes no mercado e dos resultados obtidos nas simulações, partiu-se para o desenvolvimento de um controlador industrial com auto-sintonia, sobre a plataforma de um controlador lógico programável - PLC:

- X. Originou-se uma implementação com supervisão, com grau de portabilidade, segura em termos de proteção do *know-how*, amigável e, ao mesmo tempo, com certo grau de flexibilidade para configuração do usuário. Para estudos de caso em plantas eletrônicas modeladas por filtros, o controlador industrial implementado trouxe resultados compatíveis com aqueles evidenciados no ambiente de simulação.

Como resultado tangível final, tem-se um controlador industrial que deverá ser validado em breve em aplicações industriais da empresa WEG Automação.

Como futuros trabalhos, podem ser sugeridos:

- i. Estudo de diferentes filtros que possam atacar o problema de ruído de medição minimizando, desta forma, a influência sobre a estimativa da resposta em frequência do sistema e minimizando a amplitude necessária para a histerese do relê;

- ii. Avaliação das técnicas de auto-sintonia com diferentes topologias de controladores PID, por exemplo: PID de dois graus de liberdade com compensação *feedforward*, I+PD, PI+PD, PI+D com filtro na parte derivativa. Verificação da estratégia proposta por Lo *et al.* (1999), onde foi utilizado o relê realimentado para sintonia do controlador PI Preditivo (PPI);
- iii. Estudo das técnicas para detecção de não-linearidades, como a histerese, em elementos de atuação de campo (válvulas, posicionadores, etc);
- iv. Simulação de outras topologias de sintonia automática que utilizam relê, tais como Tan *et al.* (2001), Gyöngy e Clarke (2005) e Jeng e Huang (2006a);
- v. Em Cheng (2006) é possível encontrar informações sobre outros modelos de relê, como por exemplo, o relê com saturação, onde a comutação do relê não ocorre abruptamente, mas sim por meio de uma rampa, com taxa de crescimento / decrescimento constante. Considera-se o relê saturado uma generalização do relê ideal. Espera-se com este tipo de relê contornar alguns problemas do relê ideal (aproximação por função descritiva, a qual utiliza somente a componente fundamental da Série de Fourier) para obtenção de melhores estimativas para o ponto crítico;
- vi. A estimação do ganho estático do processo pode ser realizada utilizando o relê com *bias*, conforme relatado por Cheng (2006) e Coelho e Coelho (2004). Esta metodologia pode ser utilizada como alternativa ao teste de resposta ao degrau, o qual apresenta importantes limitações quanto a aplicação em processos reais.

Referências Bibliográficas

- Aguirre, L. A.; Silva, A. P. A.; Campos, M. F. M. e Amaral, W. C. (2007). Enciclopédia de Automática: Controle e Automação, vol. 3 , 1. ed., Ed. Blucher.
- Åström, K. J. e Hägglund, T. (1984). Automatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase and Amplitude Margins. *Automatica*, 1984, vol. 20, pp. 645-651.
- Åström, K.J. e Hägglund, T. (1995). PID Controllers: Theory, Design and Tuning, 2nd ed. Research Triangle Park, NC, USA:Instrument Society of America.
- Åström, K. J. e Hägglund, T. (2000a). Advanced PID Control. ISA- The Instrumentation, Systems and Automation Society.
- Åström, K. J. e Hägglund, T. (2000b). Benchmark Systems for PID Control, *IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*, Terrassa, Spain.
- Åström, K. J. e Hägglund, T. (2004). Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*, vol. 14, pp. 635-650.
- Åström, K. J. e Hägglund, T. (2005). Advanced PID Control. ISA- The Instrumentation, Systems and Automation Society.
- Balestrino A.; Landi A.; Medaglia M. e Satler M. (2006). Performance Indices and Tuning in Process Control. *14th Mediterranean Conference on Control and Automation*, pp. 1-6.
- Bobál, V.; Böhm, J.; Fessl, J. e Macháček, J. (2005). Digital Self-tuning Controllers, Springer.

- Brosilow C. e Joseph B. (2002). *Techniques of Model-Based Control*. Prentice Hall. (Series: Prentice-Hall international series in the physical and chemical engineering sciences.)
- Caon Jr., José R. (1999). *Controladores PID Industriais com Sintonia Automática por Realimentação*, Dissertação de Mestrado, Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos.
- Cardoso, P. M. (2002). *Estudo, Proposta e Avaliação de Novas Metodologias de Sintonia Automática de Controladores PID Baseadas no Ensaio do Relê Realimentado*, Dissertação de Mestrado, Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia.
- Cheng, C. Y. (2006). *Autotuning of PID Controllers: a Relay Feedback Approach*. 2nd ed, Springer-Verlag, London.
- Coelho, A. A. R. e Coelho, L. S. (2004). *Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares*, Editora da UFSC.
- Cogni, M. A.; Coelho, A. A. R. e Knih, V. L. (2007a). Estudo Comparativo de Três Métodos de Controle para uma Planta com Atraso de Transporte. In: *V Seminário Nacional de Controle e Automação*, Salvador, vol. 1. pp. 1-6.
- Cogni, M. A.; Coelho, A. A. R. e Knih, V. L. (2007b). Estudo Comparativo de Três Métodos de Controle para uma Planta com Atraso de Transporte. *Revista C & I. Controle & Instrumentação*, nº 130, pp. 50-57.
- Cunha, M. J.; Brandão, D. e Pinotti, M. (2008). Identificação de Sistemas em Ambiente Fieldbus. *Revista Mecatrônica Atual – Automação Industrial de Processos e Manufatura*, nº 37, Editora Saber Ltda.
- Friman, M. e Waller, K. V. (1997). A Two-Channel Relay for Autotuning, *Ind. Eng. Chem. Res.* 1997, vol. 36, pp. 2662-2671.

-
- Grégoire M.; Desbiens A. e Richard É. (1999). Development of an Auto-tuning PID and Applications to the Pulp and Paper Industry , *Third International Conference on Industrial Automation, Montréal, Canada*, pp. 3.5-3.8.
- Gude, J. J.; Kahoraho, E. e Etxaniz, J. (2006). Practical Aspects of PID Controllers: An Industrial Experience. *IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation, ETFA'06*, pp. 870 - 878.
- Gyöngy, I. J. e Clarke, D. W. (2005). On the Automatic Tuning and Adaptation of PID Controllers. *Control Engineering Practice*, vol. 14, pp. 149-163.
- Hägglund, T. e Åström, K. J. (2000). Supervision of Adaptive Control Algorithms. *Automatica*, vol. 36, pp. 1171-1180.
- Hägglund, T. e Åström, K. J. (2002). Revisiting the Ziegler-Nichols Tuning Rules for PI Control. *Asian Journal of Control*, vol. 4, pp. 364-380.
- Hang, C. C. ; Lee, T. H. e Ho, W. K. (1993). Adaptive Control. Instrument Society of America.
- Hang C.C.; Åström K. J. e Wang Q. G. (2002). Relay Feedback Auto-tuning of Process Controllers - A Tutorial Review. *Journal of Process Control*, vol. 12, pp. 143-162, Elsevier.
- Huang, H. P. e Jeng, J-C. (2002). Monitoring and Assessment of Performance for Single Loop Control Systems. *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 41, pp. 1297-1309.
- Jeng, J. C. e Huang, H. P. (2006a). Performance Assessment and Controller Design for Unknown Systems Based on Gain and Phase Margins Using Modified Relay Feedback. *16th European Symposium on Computer Aided Process Engineering and 9th International Symposium on Process Systems Engineering*, pp. 1501-1507.

- Jeng, J. C. e Huang, H. P. (2006b). Modified Relay Feedback Approach for Controller Tuning Based on Assessment of Gain and Phase Margins. *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 45, pp. 4043 -4051.
- Johnson, M. A. e Moradi, M. H. (2005). PID Control - New Identification and Design Methods. Springer-Verlag, London.
- Levine, W. S. (1996). The Control Handbook. CRC Press, Boca Raton, FL.
- Lo, W. L.; Rad, A. B e Tsang K. M. (1999). Auto-tuning of Output Predictive PI Controller. *ISA Transactions*, vol. 38, pp. 25-36.
- Luo, R.; Qin, S.J. e Chen D. (1998). A New Approach to Closed Loop Autotuning for PID Controllers. *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 37, pp. 2462 -2468.
- Luyben, W.L. (1996). Tuning Proportional-Integral-Derivative Controllers for Integrator/Deadtime Processes. *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 35, pp. 3480-3483.
- Majhi, S. e Litz, L. (2003). On-line Tuning of PID Controllers. *Proceedings of the American Control Conference*, vol.6, pp. 5003-5004.
- Malik, O. P.; Hope, G S e Cheng S J. (1991). Some Issues on the Practical Use of the Recursive Least Squares Identification in Self-Tuning Control. *International Journal of Control*, vol. 53, pp. 1021-1033.
- Ming, D. M. e Xin, J. Z. (2005). Performance Assessment and Controller Design Based on Modified Relay Feedback. *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 44, pp. 3538-3546.
- Monnerat, N. L. P. M. (2007). Desenvolvimento e Implementação de um Filtro para Redução de Ruído em Giroscópio DTG. Tese de Doutorado, Engenharia Civil, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro.

-
- Murray, R. M.; Åström, K. J.; Boyd, S.P.; Brockett, R.W. e Stein, G. (2003). Future Directions in Control in an Information-Rich World. *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 23, pp. 20-33, April.
- Normey-Rico, J. E. e Camacho E. F. (2007). Control of Dead-time Processes, Springer-Verlag London Limited.
- Novus (2008). Controlador N1200 - Controlador Universal - Manual de Instruções - V1.0x. Novus Produtos Eletrônicos Ltda.
- O'Dwyer, A. (2000). A Summary of PI and PID Controller Tuning Rules for Processes with Time Delay. Part 2: PID Controller Tuning Rules, Preprints of PID'00 – *IFAC Workshop on Digital Control – Past, Present and Future of PID Control*, Terrassa, Spain, April, pp. 242-247.
- Park J. e Mackay S. (2003). Practical Data Acquisition for Instrumentation and Control Systems, Newnes, Elsevier.
- Park, H. C.; Koo, D. G.; Youn, J. H.; Lee, J. e Sung S. W. (2004). Relay Feedback Approaches for the Identification of Hammerstein-Type Nonlinear Processes. *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 43, pp. 735-740.
- Qin, S. J. e Badgwell T. A.. (2003) A Survey of Industrial Model Predictive Control Technology. *Control Engineering Practice*, vol. 11, pp. 733-764..
- Pi-Mira, J.; Mateo, E.; Sarrate, R. e Quevedo, J. (1999). A Three-stage Automatic PID Tuning System. *Proceedings European Control Conference*. ECC'99 Publications.
- Pi-Mira, J.; Mateo, E.; Sarrate, R. e Quevedo, J. (2000). LS-3000 Digital PID Controller. *IFAC Digital Control : Past, Present and Future of PID Control*, pp. 409-415.

- Popescu, D.; Tambozi, G. e Petrescu, C. (2000). Some Considerations about the Refinements and the Accuracy of PID Controllers. *IFAC Digital Control: Past, Present, and Future of Pid Control*, Volume from the Ifac Workshop, pp. 247-252, Terrassa, Spain.
- Ramos, M. A. P.; Marquez, E. Q. M. e Jimenez, J. T. (2004). Automatic Intelligent Initialization for a Modified Generalized Minimum Variance Controller. *5th Asian Control Conference*, vol. 2, pp. 1232-1239.
- Rexroth (2007). IndraControl L40 - Project Planning Manual. DOK-CONTRL-IC*L40*****-PR03-EN-P, Bosch Rexroth AG.
- Rice, R. e Cooper D. J. (2002). Design and Tuning of PID Controllers for Integrating (Non-Self Regulating) Processes. *Proc. ISA 2002 Annual Meeting*, pp. 424-434 [Paper 057], Chicago, IL.
- Rivera, D. E.; Morari, M. e Skogestad, S. (1986). Internal Model Control: PID controller design. *Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development*, vol. 25, pp. 252-265.
- Rockwell (2002). Getting Results with the PIDE Autotuner. Doc ID PIDE-GR001B-EN-P. Rockwell Software Inc..
- Rockwell (2001). RSTune – PID Loop Tuner - User's Guide. Doc ID TUNE-UM001B-EN-P. Rockwell Software Inc..
- Ruel, Michael (2003). Using Filtering to Improve Performance. *ISA Expo 2003*, pp. 21-23 October, Houston, TX.
- Seborg D. E.; Edgar T. F. e Mellichamp D.A. (2004). *Process Dynamics and Control*. 2nd ed., John Wiley & Sons.

-
- Semino, D. e Scali, C. (1998). Improved Identification and Autotuning of PI Controllers for MIMO Processes by Relay Techniques. *J. Proc. Cont.* vol. 8, pp. 219-227. Elsevier Science Ltd..
- Siemens (2005). S7-200 Programmable Controller System Manual. Manual order number: 6ES7298-8FA24-8BH0. Edition 08/2005. Siemens AG.
- Skogestad S. (2003). Simple Analytic Rules for Model Reduction and PID Controller Tuning. *Journal of Process Control*, Volume 13, Number 4, June 2003 , vol. 19, pp. 291-309, Elsevier.
- Strang, G. (1988). Linear Algebra and its Applications. Harcourt Brace Jovanovich, Inc., 3rd ed.
- Swanda, A. P. e Seborg, D. E. (1999), Controller Performance Assessment Based on Setpoint Response Data, *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 3863-3867.
- Tan K. K.; Lee T. H. e Jiang X. (2000). Robust On-line Relay Automatic Tuning of PID Control Systems, *ISA Transactions*, vol. 39, pp. 219-232, Elsevier Science Ltd..
- Tan K. K.; Lee T. H. e Jiang X. (2001). On-line Relay Identification, Assessment and Tuning of PID Controller, *Jornal of Process Control*, vol. 11, pp. 483-496, Elsevier Science Ltd..
- VanDoren, V. (2006). Auto-Tuning Control Using Ziegler Nichols. *From the pages of Control Engineering: <http://www.controleng.com/article/CA6378136.html>*, 1º de outubro de 2006.
- Xiong, Q; Cai W. J. e He M.. (2006). A Practical Decentralized PID Auto-Tuning Method For TITO Systems Under Closed-Loop Control. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol. 2, pp. 305-322.

Wood, R. K. e Berry, M. W (1973). Terminal Composition of a Binary Distillation Column. *Chemical. Engineering Sciences*, vol. 28, pp. 1707-1717.

Zhuang, M. e Atherton, D. P.(1993). Automatic Tuning of Optimum PID Controllers. *IEEE Proceedings Control Theory and Applications*, vol. 140, pp. 216-224.

Ziegler, J. G. e Nichols, N. B. (1942). Optimum settings for automatic controllers. *Trans. ASME*, vol. 64, pp 759-768.