



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA QUÍMICA
ENG07053 - TRABALHO DE DIPLOMAÇÃO EM ENGENHARIA
QUÍMICA



Estudo Comparativo de Técnicas de Autoajuste de Controladores PID

Autor: Cristhiane Jacques do Nascimento

Orientador: Prof. Dr. Jorge Otávio Trierweiler

Porto Alegre, julho de 13

Sumário

Sumário	ii
Agradecimentos	iv
Resumo	v
Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	viii
Lista de Símbolos	ix
Lista de Abreviaturas e Siglas	x
1 Introdução	1
2 Revisão Bibliográfica	3
2.1 Autoajuste de Controladores PID	3
2.2 Perturbação	4
2.2.1 Malha Aberta	4
2.2.2 Malha Fechada	4
2.3 Identificação de Modelos	6
2.3.1 Mínimos Quadrados	7
2.3.2 Aproximação por FOPDT	7
2.3.3 PEM (Método de Erro de Predição)	8
2.4 Métodos de Ajuste	9
2.4.1 IMC – Internal Model Control	9
2.4.2 SIMC – Simple IMC	10
2.4.3 Ziegler - Nichols	12
3 Materiais e Métodos	13
3.1 Métodos de Autoajuste Utilizados	13
3.2 Modo de Execução das Simulações	14
3.3 Sistemas Estudados	16
4 Resultados e Discussão	19
4.1 Estudo do impacto do distúrbio não medido na qualidade dos modelos identificados	19
4.1.1 Autotuner A – relé	19
4.1.2 Autotuner B – perturbações em malha aberta	20
4.1.3 Autotuner C – perturbações em malha fechada	22
4.2 Comparação das sintonias obtidas	26
4.3 Análise do comportamento dos sistemas em malha fechada	29
4.3.1 Autotuner A	29
4.3.2 Autotuner B	30
4.3.3 Autotuner C	32
5 Conclusões e Trabalhos Futuros	33
6 Referências	36
Apêndice A – Gráficos da resposta ao relé dos sistemas II a V	38

Apêndice B – Análise do impacto da ordem do modelo ARX utilizado na qualidade da identificação	40
Apêndice C – Gráficos das simulações realizadas para avaliação da função servo e regulatória dos controladores projetados	41
Apêndice D – Diagramas do <i>Simulink</i> utilizados nas simulações	45

Agradecimentos

À minha família, pelo apoio e carinho.

Aos meus amigos, pelo companheirismo em todos os momentos.

Ao meu orientador, por todo o auxílio na realização deste trabalho, pela disponibilidade e dedicação.

Aos meus colegas da TriSolutions, pela recepção calorosa, excelente ambiente de trabalho e boa vontade em ajudar e ensinar.

Resumo

Neste trabalho, foi realizada uma comparação entre métodos de autoajuste de controladores PID, sob o ponto de vista do impacto de distúrbios não medidos na qualidade da sintonia obtida. Além disso, outras características importantes para métodos de sintonia automática foram comparadas. Os procedimentos de autoajuste foram simulados com auxílio do software MATLAB. As sintonias obtidas através de simulações com e sem presença de distúrbio não medido foram comparadas com a sintonia obtida utilizando o modelo real do processo, para avaliar a qualidade dos modelos identificados por cada técnica e também para avaliar o impacto do distúrbio não medido na qualidade de tal modelo. Esta comparação foi baseada na variação percentual no valor de cada parâmetro do controlador projetado em relação à sintonia obtida utilizando o modelo real do processo, chamada de sintonia de referência. Outro critério de comparação utilizado foi a análise da alteração do comportamento do sistema em malha fechada do controlador projetado com distúrbio em relação ao comportamento do controlador projetado sem distúrbio. Através destas comparações, foi possível identificar os pontos fortes e fracos de cada método de autoajuste. O grau de impacto do distúrbio não medido na sintonia calculada observado nas simulações variou de uma técnica para outra, e também variou de um sistema para outro, analisando a mesma técnica. A análise dos resultados permitiu identificar os fatores que explicam esse fenômeno.

Lista de Figuras

Figura 2.1: Teste do relé (Fonte: Yu, 2006).....	5
Figura 3.1: Sequência de degraus utilizada pelos <i>autotuners</i> B e C	15
Figura 3.2: Sinal utilizado como entrada para geração do distúrbio não medido.....	18
Figura 3.3: Comportamento do distúrbio não medido inserido nas simulações.....	18
Figura 4.1: Comparação da resposta do sistema I ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita).....	19
Figura 4.2: Comparação da resposta do sistema VI ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita).....	19
Figura 4.3: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema I, <i>autotuner</i> B)	20
Figura 4.4: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema II, <i>autotuner</i> B) ...	20
Figura 4.5: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema III, <i>autotuner</i> B) ..	21
Figura 4.6: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema IV, <i>autotuner</i> B) ..	21
Figura 4.8: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema VI, <i>autotuner</i> B) ..	21
Figura 4.9: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema I, <i>autotuner</i> C)	23
Figura 4.10: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema II, <i>autotuner</i> C) .	23
Figura 4.11: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema III, <i>autotuner</i> C)	23
Figura 4.12: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema IV, <i>autotuner</i> C)	24
Figura 4.13: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema V, <i>autotuner</i> C) .	24
Figura 4.14: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema VI, <i>autotuner</i> C)	24
Figura 4.15: Modelos identificados pelo <i>autotuner</i> B para o sistema VI (à esquerda sem distúrbio e à direita com distúrbio não medido)	26
Figura 4.16: Modelos identificados pelo <i>autotuner</i> C para o sistema VI (à esquerda sem distúrbio e à direita com distúrbio não medido)	26
Figura 4.17: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> A para o sistema II	29
Figura 4.18: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados na presença de distúrbio não medido para o sistema VI pelos <i>autotuners</i> A e B, respectivamente	30
Figura 4.19: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> B para o sistema II	30
Figura 4.20: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> B para o sistema III	31
Figura 4.21: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> B para o sistema IV	31
Figura 4.22: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> B para o sistema V	31
Figura 4.23: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> C para o sistema II	32

Figura A.1: Comparação da resposta do sistema II ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita).....	38
Figura A.2: Comparação da resposta do sistema III ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita).....	38
Figura A.3: Comparação da resposta do sistema IV ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita).....	38
Figura A.4: Comparação da resposta do sistema V ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita).....	39
Figura B.1: Comparação entre o modelo real e o identificado utilizando ARX com $na = nb = 8$, para os sistemas I e II, respectivamente (ambos modelos obtidos na presença de distúrbios não medidos).....	40
Figura B.2: Comparação entre o modelo real e o identificado utilizando ARX com $na = nb = 4$, para os sistemas I e II, respectivamente (ambos modelos obtidos na presença de distúrbios não medidos).....	40
Figura C.1: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> A para o sistema I.....	41
Figura C.2: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> A para o sistema III.....	41
Figura C.3: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> A para o sistema IV.....	41
Figura C.4: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> A para o sistema V.....	42
Figura C.5: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> B para o sistema I.....	42
Figura C.6: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> B para o sistema VI.....	42
Figura C.7: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> C para o sistema I.....	43
Figura C.8: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> C para o sistema III.....	43
Figura C.9: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> C para o sistema IV.....	43
Figura C.10: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> C para o sistema V.....	44
Figura C.11: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo <i>autotuner</i> C para o sistema VI.....	44
Figura D.1: Diagrama do <i>Simulink</i> do <i>autotuner</i> A.....	45
Figura D.2: Diagrama do <i>Simulink</i> do <i>autotuner</i> B.....	45
Figura D.3: Diagrama do <i>Simulink</i> do <i>autotuner</i> C.....	46
Figura D.4: Diagrama do <i>Simulink</i> utilizado para avaliação do controlador projetado.....	46

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Sintonia sugerida pelo método IMC para controladores PI e PID (Fonte: Campos e Teixeira, 2006)	10
Tabela 2.2: Fórmulas para cálculo dos parâmetros do controlador para sistemas de primeira ordem com tempo morto e integradores pelo método SIMC (adaptado de Skogestad, 2003)	11
Tabela 2.3: Sintonia proposta pelo método Ziegler – Nichols (Fonte: Yu, 2006)	12
Tabela 3.1: Técnicas de autoajuste comparadas neste trabalho.....	13
Tabela 3.2: Funções de transferência representativas da dinâmica em malha aberta de sistemas hipotéticos	17
Tabela 4.1: Alteração percentual das sintonias obtidas pelos <i>autotuners</i> em relação à sintonia de referência.....	28
Tabela 5.1: Comparação das técnicas de autoajuste estudadas segundo outros critérios	34

Lista de Símbolos

P_u	Período ultimativo
h	Amplitude do relé
a	Amplitude da resposta do sistema ao relé
ω_u	Frequência crítica do sistema em malha fechada
K_u	Ganho crítico
ε	Tamanho da banda morta ao redor do valor de referência utilizado no relé
θ	Vetor de parâmetros estimados (no contexto de identificação de modelos)
θ	Tempo morto do sistema (no contexto de aproximação por modelo de primeira ordem com tempo morto)
φ	Modelo matemático que representa os dados experimentais
τ	Constante de tempo do modelo de primeira ordem com tempo morto
K	Ganho do modelo de primeira ordem com tempo morto
λ	Constante de tempo em malha fechada (parâmetro dos métodos IMC e SIMC)
K_p	Ganho proporcional do controlador PID
τ_i	Constante de tempo integral do controlador PID
τ_d	Constante de tempo derivativa do controlador PID
τ_F	Filtro da ação derivativa
K'	Ganho identificado para processos integradores

Lista de Abreviaturas e Siglas

PID	Proporcional Integral Derivativo (tipo de controlador)
FOPDT	First Order Plus Time Delay (Primeira Ordem Com Tempo Morto)
ARX	AutoRegressive with eXogenous input
ARMA	AutoRegressive Moving Average
OE	Output Error
BJ	Box Jenkins
PEM	Prediction Error Methods (Métodos de Erro de Predição)
IMC	Internal Model Control
SIMC	Simple IMC
PV	Variável de Processo
SP	<i>Setpoint</i> (do controlador)

1 Introdução

A etapa de sintonia de um controlador é de suma importância para a eficiência de sua operação. Dependendo da importância de uma determinada malha de controle em uma planta industrial, a baixa qualidade de sua operação pode comprometer a estabilidade do processo como um todo. Um controlador eficiente é capaz de atenuar rapidamente distúrbios que eventualmente ocorrem no processo, ou de fazer com que a variável de processo atinja um novo *setpoint* de forma rápida, dependendo de sua função (regulatória ou servo).

Sintonizar adequadamente um controlador é uma tarefa que, muitas vezes, pode ser difícil. É necessário um conhecimento prévio do processo industrial em questão como um todo para entender o papel da malha de controle que se deseja sintonizar, bem como da dinâmica da variável de processo. A experiência do profissional responsável pela sintonia faz muita diferença no resultado obtido. Adquirir tal experiência, em geral, demanda um tempo considerável.

De uma forma geral, um profissional apto a sintonizar controladores deve possuir bom conhecimento de engenharia química, bem como de diversos métodos de ajuste de controladores, além de saber quando utilizar cada um deles. Por isso, nota-se, na indústria, que a sintonia inadequada de controladores é um problema bastante frequente. Isso prejudica a estabilidade do processo, podendo também comprometer a qualidade dos produtos gerados.

Outro agravante é o fato de plantas industriais possuírem centenas de malhas de controle (grandes refinarias podem possuir milhares), o que dificulta o monitoramento da qualidade da sintonia dos controladores. Dessa forma, o ajuste automático de controladores é uma ferramenta de grande ajuda. Por ser um procedimento automatizado, é provável que nem sempre os resultados obtidos sejam os melhores possíveis, mas servirá ao menos como um bom ponto de partida, cabendo ao responsável pela sintonia apenas o seu refinamento, para se atingir o desempenho desejado.

Sem dúvida, utilizar um ajuste automático e após refinar a sintonia obtida pode ocupar menos tempo do profissional encarregado do que realizar todo o procedimento de sintonia (perturbação no processo, identificação de seu modelo matemático e cálculo dos parâmetros do controlador) manualmente. Isso fará com que este profissional tenha mais tempo para realizar outras tarefas, aumentando sua produtividade.

Por essa razão, nos últimos anos têm sido publicados muitos estudos na área de ajuste automático de controladores. Diversos métodos têm sido propostos, com diferentes graus de complexidade. Alguns deles utilizam diretamente os dados coletados na etapa de perturbação no processo para cálculo da sintonia do controlador, outros obtêm primeiramente o modelo matemático do processo para somente depois determinar os valores dos parâmetros do controlador, baseados neste modelo.

O objetivo deste trabalho é comparar o grau de impacto de distúrbios não medidos na sintonia calculada por três métodos de autoajuste de controladores PID. Este impacto será quantificado através da análise da variação percentual nos valores dos parâmetros calculados, comparando os resultados obtidos a partir de experimentos sem e com presença de distúrbios não medidos durante as perturbações realizadas no processo. A variação percentual será calculada utilizando como base uma sintonia de referência, que

será obtida utilizando o modelo real do processo. Também serão comparados os modelos matemáticos do processo obtidos sem e com presença de distúrbio não medido, bem como os comportamentos em malha fechada dos controladores projetados.

A relevância deste trabalho reside no fato de que distúrbios não medidos são um dos principais problemas no processo de identificação, já que eles podem mascarar certos aspectos do real comportamento dinâmico do processo. Justamente pelo fato de não haver possibilidade de medição de tais distúrbios, nada se pode fazer *a priori* para separar sua contribuição da resposta real do processo às perturbações aplicadas.

Uma menor influência na qualidade dos modelos identificados decorrente da presença de distúrbios não medidos é altamente desejável em métodos de sintonia automática, pois esta característica aumenta a confiabilidade dos resultados obtidos. Por esta lógica, busca-se determinar qual método de sintonia automática dentre os estudados irá gerar resultados menos discrepantes entre si, comparando as sintonias calculadas sem e com presença de distúrbios não medidos. Além disso, será avaliado o quão longe da sintonia de referência estão as sintonias calculadas por cada método para ambos os casos.

Além do estudo do impacto de distúrbios não medidos na sintonia calculada, neste trabalho também serão comparadas outras características importantes de um método de sintonia automática:

- **Bom desempenho:** a sintonia obtida é próxima da ideal, ou seja, a sintonia calculada utilizando o modelo real do processo;
- **Robustez:** a sintonia calculada é de boa qualidade (não instabiliza o sistema em malha fechada e gera comportamentos servo e regulatório razoáveis) em 5 das 6 dinâmicas estudadas;
- **Uso adequado das ações de controle:** evita movimentos desnecessários na ação de controle (baixo número de reversões, ou seja, baixo número de modificações na direção da ação de controle), o que aumenta a vida útil do atuador;
- **Facilidade de implementação:** o código escrito em MATLAB (ou em qualquer outro programa) é simples e possui tamanho reduzido. Além disso, o esforço computacional para execução de tal código é baixo.

2 Revisão Bibliográfica

Este capítulo é dedicado à definição e descrição do autoajuste de controladores PID, bem como de todas as etapas que compõem esse procedimento: perturbação no processo, identificação do modelo que o descreve e cálculo dos parâmetros do controlador.

2.1 Autoajuste de Controladores PID

A presente seção apresenta uma breve definição de autoajuste de controladores PID, além de suas características, vantagens e desvantagens frente à sintonia manual.

Autoajuste (ou em inglês *auto – tuning* ou *automatic tuning*) é um método no qual um controlador é sintonizado automaticamente por demanda do usuário, que enviará um comando ao controlador ao apertar um botão, por exemplo. A experiência industrial tem demonstrado que esta é uma funcionalidade muito útil e altamente desejável (Åström, Hägglund *et al.*, 1993).

Este procedimento envolve questões críticas, como a escolha do procedimento de identificação (usualmente baseada na resposta ao degrau ou em um experimento relé) de um modelo do processo (paramétrico ou não) escolhido *a priori* e de uma regra de sintonia (Visioli, 2006). Essa funcionalidade está disponível comercialmente desde 1981. Os *autotuners* incluem métodos para extrair a dinâmica do processo através de experimentos e também métodos de projeto do controlador (Åström, Hang *et al.*, 1992).

As técnicas de autoajuste de controladores podem ser divididas em dois grandes grupos: métodos diretos, nos quais os parâmetros do controlador são obtidos diretamente dos dados experimentais e métodos indiretos, nos quais primeiramente é obtido o modelo do processo e após os parâmetros do controlador são obtidos a partir deste modelo. Existem na literatura diversos métodos de autoajuste, tanto diretos quanto indiretos (Åström, Hägglund *et al.*, 1993).

O ajuste automático de controladores possui algumas vantagens frente à sintonia manual (Neves, 2009):

- Tempo reduzido de estimação de parâmetros;
- Menor custo de implementação;
- Conhecimento aprofundado de controle não é necessário;
- Aplicável à maioria dos sistemas de controle presentes na indústria.

Porém, a sintonia manual possui uma importante vantagem frente à automática, pois através dela é possível obter excelentes resultados, graças à capacidade humana de análise. No entanto, a formação de um especialista em controle é demorada, e diferentes especialistas podem chegar a diferentes conjuntos de parâmetros para um mesmo sistema. Além disso, o tempo para efetuar uma sintonia manualmente pode ser bastante longo, já que é necessário esperar e analisar a resposta do sistema (Neves, 2009).

2.2 Perturbação

Perturbar um sistema significa modificar o valor de uma variável manipulada, do sinal de saída do controlador ou do *setpoint* do mesmo, com o objetivo de extrair características da resposta do sistema no domínio do tempo ou da frequência e, com esses dados, utilizar um método de sintonia para calcular os parâmetros do controlador. Esta seção apresenta métodos de perturbação em malha aberta, onde o controlador ainda não existe ou foi retirado da malha no momento do experimento, e em malha fechada, onde o controlador é mantido na malha durante a aplicação da perturbação ou quando há realimentação, mesmo sem a presença de um controlador PID (por exemplo, em um experimento do tipo relé).

2.2.1 Malha Aberta

Perturbação Degrau

O degrau (*step test*) é o tipo de perturbação mais utilizado em *autotuners* baseados em experimentos. Sua implementação é simples: basta mudar o modo de operação do controlador para manual, esperar até que a variável de processo atinja um estado estacionário razoável e então mudar o valor da variável manipulada repentinamente. A magnitude desta modificação deve fazer com que seja possível distinguir a alteração no valor da variável de processo do ruído. O experimento se encerra quando a variável de processo estabilizar em um novo patamar (Leva, Cox *et al.*, 2001).

O *step test* permite que o processo seja mantido sob controle razoável, sem perturbá-lo excessivamente ou levá-lo à fronteira da estabilidade. Além disso, muitas características interessantes da dinâmica do processo surgem claramente de algumas características da resposta ao degrau, como o tempo morto, tempo de assentamento, e assim por diante (Leva, Cox *et al.*, 2001).

É uma boa prática repetir o experimento para diferentes amplitudes do sinal de entrada e em diferentes condições de operação. Dessa forma, é possível obter o range de sinal dentro do qual o modelo do processo é linear. Também é possível descobrir se há alterações no processo quando há mudanças nas condições operacionais (Aström e Hägglund, 1995).

2.2.2 Malha Fechada

Perturbação Relé

O relé consiste em uma perturbação que tem como objetivo provocar oscilação sustentada no processo, a fim de determinar o ganho crítico e a frequência crítica. Este método é baseado na seguinte observação: quando o sinal de saída tem um atraso de $-\pi$ radianos em relação ao sinal de entrada, a malha pode oscilar no período crítico (Yu, 2006). A Figura 2.1 ilustra esse tipo de perturbação. No gráfico inferior é mostrado o relé aplicado na variável manipulada e no gráfico superior, a resposta do sistema.

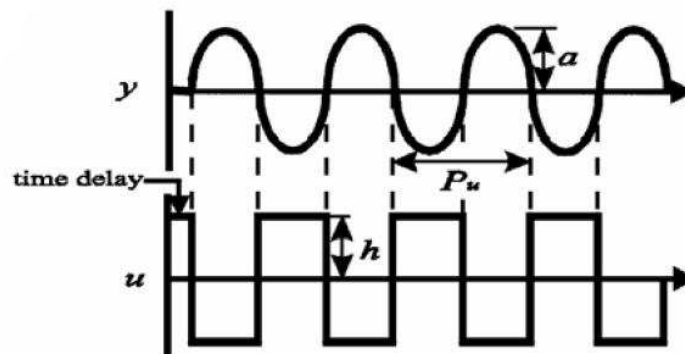


Figura 2.1: Teste do relé (Fonte: Yu, 2006)

Na figura acima, P_u é o período ultimativo, h é a amplitude do relé e a é a amplitude da resposta do sistema. Com essas informações em mãos, é possível calcular a frequência crítica (ω_u) e o ganho crítico (K_u), com auxílio das fórmulas apresentadas nas equações 2.1 e 2.2, que fornecem valores aproximados dessas grandezas (Yu, 2006).

$$\omega_u = \frac{2\pi}{P_u} \quad (2.1)$$

$$K_u = \frac{4h}{\pi a} \quad (2.2)$$

A fórmula de cálculo do ganho ultimativo é oriunda do primeiro harmônico da série de Fourier do relé, cuja amplitude é $4h/\pi$, sendo esta fórmula uma aproximação (Åström e Hägglund, 1984).

O procedimento que deve ser realizado em um teste relé é descrito a seguir: (Yu, 2006)

1. Levar o processo ao estado estacionário;
2. Aumentar um pouco (por exemplo 5%) o valor da variável manipulada (a magnitude da mudança depende da sensibilidade do processo e desvios permitidos da saída – valores típicos estão entre 3 e 10%);
3. Assim que a variável de processo alcançar um valor de referência estipulado, o valor da manipulada é chaveado para a posição oposta (-5% de mudança em relação ao valor original, no caso do exemplo citado);
4. Repetir o passo 2 até observar oscilação sustentada;
5. Obter o período ultimativo através da análise da resposta do processo e calcular o ganho ultimativo com auxílio da equação 2.2.

O autoajuste baseado no relé, proposto por Åström e Hägglund em 1984, foi um dos primeiros a ser comercializado e permanece atrativo devido a sua simplicidade e robustez. Muitos trabalhos de pesquisa focados na modificação e melhoria do método do relé, bem como sua extensão para sistemas multivariáveis, têm sido publicados nos últimos anos (Hang, Astrom *et al.*, 2002).

Este método fornece uma série de vantagens atrativas, dentre elas: (Neves, 2009)

- Requer pouco processamento matemático;
- É adequado para diferentes processos industriais;
- Evita o procedimento de tentativa e erro na determinação do ganho crítico;
- O relé é mais eficiente em termos de tempo (ou seja, o experimento demora menos para ser concluído) do que o *step test* em sistemas cuja razão θ/τ é menor do que 0,28, onde θ é o tempo morto e τ é a constante de tempo. Nesse caso, o período ultimativo é menor do que a constante de tempo (Yu, 2006).

Porém, o mesmo apresenta algumas limitações:

- Sua utilização como sinal de excitação provoca oscilação contínua durante a realização do teste de identificação, o que em muitos processos industriais não é permitido (Yang e Wang, 1997).
- A estimação do ponto crítico através do relé padrão pode ser bastante imprecisa se realizada em sistemas de alta ordem ou com grande tempo morto (Wang, Hang et al., 1999).

A forma original do relé é bastante sensível a ruídos de medição, que podem gerar chaveamento indevido. Para contornar esse problema, é utilizado o relé com histerese. Esse tipo de perturbação possui uma banda morta ao redor do valor de referência, ou seja, ocorrerá o chaveamento da variável manipulada quando a variável de processo cruzar os patamares referência - ϵ e referência + ϵ . Valores típicos de ϵ encontram-se entre 2 e 5% do valor da referência (Neves, 2009).

A inserção da histerese no relé altera a fórmula de cálculo do ganho crítico, conforme mostrado na equação 2.3. Já a determinação do período crítico é feita da mesma forma descrita para o relé clássico (Neves, 2009).

$$K_u = \frac{4h}{\pi\sqrt{a^2 + \epsilon^2}} \quad (2.3)$$

Perturbação no set point ou no sinal de saída do controlador

Perturbações deste tipo têm o propósito de refinar a sintonia de um controlador pré-existente (Leva, Cox *et al.*, 2001). Elas são utilizadas para experimentos cujos dados serão utilizados para realizar a identificação em malha fechada. Tal identificação é utilizada em sistemas que possuem comportamento integrador ou instáveis em malha aberta, ou ainda quando se deseja manter o controlador em automático durante o experimento (Racoski, 2009).

2.3 Identificação de Modelos

A identificação tem como objetivo determinar um bom modelo para um sistema dinâmico a partir de dados de planta (Racoski, 2009). Tal identificação pode ser realizada

em malha aberta ou em malha fechada. Na identificação em malha aberta, são utilizados dados da variável manipulada e da variável de processo. Já na identificação em malha fechada, utilizam-se os dados do sinal de saída do controlador e da variável de processo. Dessa forma, a diferença básica entre estes dois tipos de identificação não é o método utilizado para identificar o modelo, e sim a origem dos dados (Forsell, 1999).

Porém, observa-se que algumas técnicas de estimação de parâmetros que funcionam bem para dados obtidos em experimentos em malha aberta falham quando aplicados diretamente a dados obtidos a partir de experimentos em malha fechada. Isso ocorre pelo fato de a correlação entre o ruído de entrada e do ruído não medido na saída ser diferente de zero, o que é inevitável em um sistema em malha fechada (Forsell, 1999).

Na presente seção serão abordadas as seguintes técnicas de estimação de parâmetros: mínimos quadrados, método de aproximação por modelo de primeira ordem com tempo morto e métodos de erro de predição.

2.3.1 *Mínimos Quadrados*

O método dos mínimos quadrados foi desenvolvido por Karl Gauss. Seu objetivo era estimar seis parâmetros que caracterizavam os movimentos de planetas e cometas, utilizando medidas de telescópio. Este método é essencial na engenharia de controle. Ele fornece uma ferramenta simples para a estimação de parâmetros de sistemas lineares (Ikonen e Najim, 2002).

O objetivo da estimação de parâmetros é obter parâmetros do modelo, de modo que o mesmo se ajuste de forma satisfatória aos dados. No caso do método dos mínimos quadrados, o objetivo é calcular os parâmetros do modelo de forma a minimizar a soma dos quadrados residuais (Ikonen e Najim, 2002).

Dessa forma, deseja-se encontrar os valores do vetor de parâmetros θ que minimizem o valor da função J (equação 2.4), que expressa a média ponderada quadrática das diferenças entre os valores experimentais, $y(k)$, e os valores estimados pelo modelo, $\theta^T \phi(k)$. Os coeficientes escalares α_k permitem realizar a ponderação dos erros (Ikonen e Najim, 2002).

$$J(\theta) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \alpha_k [y(k) - \theta^T \phi(k)]^2 \quad (2.4)$$

O caráter quadrático da função objetivo apresenta uma grande vantagem: pelo fato de apresentar comportamento parabólico, este tipo de função possui apenas um ponto ótimo. Tal ponto (máximo ou mínimo) pode ser obtido analiticamente ao igualar a derivada a zero e examinar o sinal da segunda derivada. Para que o ponto ótimo seja um mínimo, a segunda derivada deve ser positiva (Ikonen e Najim, 2002).

2.3.2 *Aproximação por FOPDT*

Na prática, observa-se que a grande maioria dos métodos de ajuste de controladores PID assume que o modelo do processo é de primeira ordem com tempo morto (FOPDT: *First Order Plus Time Delay*). Isto ocorre porque muitos processos podem ser descritos de forma eficiente por esta dinâmica. O método descrito nesta seção identifica os parâmetros de tal modelo, descrito pela equação 2.5 (Visioli, 2006):

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-\theta s} \quad (2.5)$$

Onde τ e θ são positivos e representam a constante de tempo e o tempo morto, respectivamente. O parâmetro K representa o ganho do processo estimado (Visioli, 2006).

Método dos dois pontos (ou método SK)

Esta técnica é baseada na estimação de dois instantes de tempo na resposta do sistema ao degrau: t_1 e t_2 que são os instantes em que o sistema atinge 35,3% e 85,3% da resposta final, respectivamente. Com esses valores, é possível calcular τ e θ através das equações 2.6 e 2.7 (Sundaresan e Krishnaswamy, 1978).

$$\tau = 0,67 (t_2 - t_1) \quad (2.6)$$

$$\theta = 1,3t_1 - 0,29t_2 \quad (2.7)$$

O ganho do processo, K , é determinado pela razão entre a magnitude da mudança no valor da variável de processo pelo tamanho do degrau aplicado. Este método é de simples aplicação, podendo ser executado manualmente com facilidade. Porém, a qualidade da estimação dos parâmetros pode ser fortemente afetada pelo ruído de medição (Sundaresan e Krishnaswamy, 1978).

2.3.3 PEM (Método de Erro de Predição)

É uma ampla família de métodos de estimação de parâmetros que podem ser aplicados a parametrizações de modelos bastante arbitrárias. Aplicam-se a modelos típicos utilizados para sistemas dinâmicos e sinais. A ideia básica por trás deste método é a descrição do modelo como um preditor da saída no instante seguinte (Ljung, 2002):

$$y_m(t|t-1) = f(Z^{t-1}) \quad (2.8)$$

O termo à esquerda do sinal de igualdade na equação 2.8 denota a predição da saída no instante seguinte. Já f é uma função arbitrária de dados passados, representados por Z^{t-1} , que é o vetor responsável por armazenar dados passados (entradas e saídas) até o instante de tempo $t-1$ (Ljung, 2002).

Parametrizando o preditor em termos de um vetor de parâmetros (θ), de dimensão finita, obtém-se:

$$y(t|\theta) = f(Z^{t-1}, \theta) \quad (2.9)$$

O passo seguinte é realizar a estimativa de θ da parametrização do modelo e do vetor de dados coletados Z^N , de tal forma que a distância entre $y(1|\theta), \dots, y(N|\theta)$ e $y(1), \dots, y(N)$ seja minimizada (Ljung, 2002).

A forma geral do modelo identificado é dada por:

$$A(q)y(t) = \frac{B(q)}{F(q)}u(t) + \frac{C(q)}{D(q)}e(t) \quad (2.10)$$

Onde o primeiro e segundo termos à direita do sinal de igualdade são os modelos do processo e do distúrbio, respectivamente, $y(t)$ é a saída, $u(t)$ é a entrada e $e(t)$ é o ruído

branco de média zero e variância σ^2 . A letra q representa o operador, ou seja, $qu(t) = u(t+1)$. Os modelos diferem entre si pela presença dos polinômios A até F, cuja estrutura é mostrada através das equações 2.11 a 2.15.

$$A(q) = 1 - a_1q^{-1} - \dots - a_{na}q^{-na} \quad (2.11)$$

$$B(q) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_{nb}q^{-nb} \quad (2.12)$$

$$C(q) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_{nc}q^{-nc} \quad (2.13)$$

$$D(q) = 1 + d_1q^{-1} + \dots + d_{nd}q^{-nd} \quad (2.14)$$

$$F(q) = 1 + f_1q^{-1} + \dots + f_{nf}q^{-nf} \quad (2.15)$$

Onde na , nb , nc , nd e nf representam as ordens dos polinômios em questão.

Alguns exemplos destes modelos são (Zhao, Huang *et al.*, 2012):

- ARX (*AutoRegressive with eXogenous input*)
- ARMA (*AutoRegressive Moving Average*)
- OE (*Output Error*)
- BJ (*Box-Jenkins*)

Neste trabalho, será utilizado o modelo ARX, que utiliza os polinômios A e B.

Como dito anteriormente, existem métodos de identificação que funcionam bem para dados obtidos em experimentos em malha aberta, mas não apresentam bons resultados para experimentos em malha fechada. O método de predição do erro pode ser aplicado diretamente a dados obtidos em malha fechada, além de funcionar bem também em malha aberta (Forssell, 1999).

Como pontos positivos do PEM pode-se citar o fato de ser possível aplicá-lo para uma ampla gama de parametrizações de modelos e sua capacidade de lidar com sistemas que operam em malha fechada, sem nenhuma técnica especial. Porém, este método possui o inconveniente de requerer uma parametrização explícita do modelo. Além disso, a busca pelos parâmetros que fornecem a melhor predição da saída pode ser trabalhosa e envolver superfícies de busca que possuem muitos mínimos locais (Ljung, 2002).

2.4 Métodos de Ajuste

2.4.1 IMC – *Internal Model Control*

O objetivo deste método é obter o controlador adequado para um determinado sistema, partindo do modelo do processo e de uma especificação de desempenho. Tal desempenho está associado com a razão da constante de tempo de malha fechada, representada por λ , que é um parâmetro do método, com a de malha aberta, τ (Campos e Teixeira, 2006).

O parâmetro λ define o quão rápido se deseja que a saída de processo acompanhe o *setpoint*. Para sua escolha, as restrições dinâmicas do processo devem ser levadas em

conta. Por exemplo, se λ for menor do que o tempo morto do processo (θ), a sintonia será extremamente agressiva. Uma escolha conservativa de λ é que seu valor seja igual à maior constante de tempo do processo ($\tau_{\text{dominante}}$). Quanto maiores forem as não linearidades do sistema ou quanto maiores os erros de modelagem, maior deve ser o valor de λ (sintonia mais conservativa), de forma a garantir a robustez e estabilidade do sistema (Campos e Teixeira, 2006).

O IMC é um método geral para projeto de controladores que, em geral, leva a controladores de alta ordem. Porém, é possível obter controladores PI ou PID pelo uso de algumas hipóteses especiais. Neste método, a robustez é considerada explicitamente no projeto do controlador, e o mesmo pode ser projetado para fornecer boas respostas a mudanças de *setpoint* (Aström e Hägglund, 1995).

Este método foi introduzido por Garcia e Morari em 1982, mas um conceito similar foi previamente e independentemente usado por outros pesquisadores. Ao utilizar tal método, a complexidade do controlador depende exclusivamente de dois fatores: a complexidade do modelo e o desempenho desejado. O método IMC leva naturalmente a controladores PID, para os objetivos e modelos comuns no controle de processos químicos (Rivera, Morari *et al.*, 1986).

A sintonia fornecida por este método é conhecida por resultar em uma rejeição a distúrbios de má qualidade para processos integradores, mas em geral fornece bons resultados e é robusta para controladores de função servo, ou seja, que devem fornecer resposta rápida a mudanças de *setpoint* (Skogestad, 2003).

Quando o processo puder ser satisfatoriamente representado por um modelo de primeira ordem com tempo morto, o método IMC sugere os parâmetros de sintonia apresentados na Tabela 2.1.

2.4.2 SIMC – Simple IMC

O ponto de partida do método SIMC é o método IMC-PID, proposto por Rivera *et al.* em 1986, que atingiu grande aceitação na indústria com o passar dos anos. A forma de cálculo do termo integral foi modificada a fim de melhorar a rejeição a distúrbios para processos integradores (Skogestad, 2003).

Tabela 2.1: Sintonia sugerida pelo método IMC para controladores PI e PID (Fonte: Campos e Teixeira, 2006)

Controlador	K_p	τ_i	τ_D	Sugestão para o desempenho
PI	$\frac{2\tau + \theta}{2K\lambda}$	$\tau + \left(\frac{\theta}{2}\right)$	-	$\frac{\lambda}{\theta} > 1,7$
PID	$\frac{2\tau + \theta}{K(2\lambda + \theta)}$	$\tau + \left(\frac{\theta}{2}\right)$	$\frac{\tau\theta}{2\tau + \theta}$	$\frac{\lambda}{\theta} > 0,8$

O objetivo deste método é propor regras simples para a sintonia, sem perder a qualidade do comportamento do processo em malha fechada. Ao invés de propor regras

de sintonia para diferentes funções de transferência, é proposta uma única regra que é válida para modelos de primeira e segunda ordem com tempo morto. Além disso, são propostas fórmulas para transformar modelos de ordem mais elevada em uma das formas citadas anteriormente (Skogestad, 2003).

A regra de sintonia proposta fornece bons resultados para processos integradores e não integradores com tempo morto, bem como para controladores com função servo ou regulatória (rejeição a distúrbios). As fórmulas de cálculo dos parâmetros do controlador, para sistemas de primeira ordem com tempo morto e integradores, são apresentadas na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Fórmulas para cálculo dos parâmetros do controlador para sistemas de primeira ordem com tempo morto e integradores pelo método SIMC (adaptado de Skogestad, 2003)

Modelo do Processo	K_p	τ_I	τ_D
$\frac{K}{\tau s + 1} e^{-\theta s}$	$\frac{\tau}{K(\lambda + \theta)}$	mín ($\tau, 4(\lambda + \theta)$)	-
$\frac{K}{s} e^{-\theta s}$	$\frac{1}{K'(\lambda + \theta)}$	$4(\lambda + \theta)$	-

Onde K' , usado no caso de sistemas integradores, é determinado através da fórmula:

$$K' = \frac{PV_{t_2} - PV_{t_1}}{(OP_{t_2} - OP_{t_1}) \cdot (t_2 - t_1)} \quad (2.16)$$

Onde PV_{t_2} representa o valor da variável de processo no instante de tempo t_2 e OP_{t_2} representa o valor da variável manipulada no instante t_2 . Os instantes t_1 e t_2 são arbitrários, desde que t_2 seja maior do que t_1 .

As regras de sintonia foram desenvolvidas para a forma série (ou interativa) do controlador PID (equação 2.18), onde o termo derivativo só atua na variável de processo, evitando o *derivative kick*, que ocorre quando há mudança de *setpoint* em degrau. Porém, são fornecidas fórmulas de conversão dos parâmetros calculados para a forma paralela ideal (equação 2.17). Somente será necessário utilizar essas fórmulas se o controlador em questão for um PID, já que no caso de um controlador PI, as formas série e paralela são equivalentes (Skogestad, 2003).

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_I s} + \tau_D \right) \quad (2.17)$$

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{s \tau_I} \right) \left(SP(s) - \frac{\tau_D s + 1}{\tau_{FS} + 1} Y(s) \right) \quad (2.18)$$

Onde o parâmetro τ_F é o filtro da ação derivativa, cujo valor usual é $0,1\tau_D$. (Campos e Teixeira, 2006).

2.4.3 Ziegler - Nichols

O método de sintonia proposto por Ziegler e Nichols em 1942 utiliza o ganho ultimativo (K_u) e o período ultimativo (P_u) para calcular os parâmetros do controlador PID, segundo a Tabela 2.3. É importante lembrar que a sintonia proposta é adequada para a forma série do controlador PID. Este método funciona relativamente bem para algumas malhas, mas tende a ser muito subamortecido para muitos sistemas de controle. Uma grande variedade de versões modificadas deste método tem sido proposta nos últimos 60 anos (Yu, 2006).

Tabela 2.3: Sintonia proposta pelo método Ziegler – Nichols (Fonte: Yu, 2006)

Controlador	K_p	τ_i	τ_D
P	$\frac{K_u}{2}$	-	-
PI	$\frac{K_u}{2,2}$	$\frac{P_u}{1,2}$	-
PID	$\frac{K_u}{1,7}$	$\frac{P_u}{2}$	$\frac{P_u}{8}$

Essas fórmulas de cálculo de sintonia são bastante simples e necessitam apenas de dados do ponto crítico, que podem ser facilmente estimados por simples métodos de identificação, como o relé, por exemplo. Porém, justamente pelo fato de este método utilizar dados ultimativos do processo, a sintonia calculada fornece controle com desempenho insatisfatório para sistemas subamortecidos ou processos com grande tempo morto (Zung, Lee *et al.*, 2009). Este método é conhecido por fornecer sintonia bastante agressiva, porém fornece rejeição a distúrbios de qualidade muito boa para sistemas integradores (Skogestad, 2003).

3 Materiais e Métodos

3.1 Métodos de Autoajuste Utilizados

Neste trabalho, foi realizada a comparação da sintonia calculada por três métodos de autoajuste, os quais são descritos na Tabela 3.1, sendo identificados pelas letras A, B e C, para facilitar sua referência dentro do texto. Tais procedimentos de autoajuste foram executados através de simulações.

Além da comparação realizada entre as sintonias obtidas por cada um dos métodos em estudo para cada um dos seis sistemas analisados (que serão descritos na seção 3.3), foi feita a comparação da sintonia obtida em simulações com e sem presença de distúrbio não medido durante a aplicação das perturbações no sistema, a fim de determinar seu grau de impacto na sintonia calculada. Este indicador foi medido pela variação percentual do valor de cada parâmetro do controlador PID (K_p , τ_i e τ_d) em relação à sintonia de referência e pela diferença de comportamento do sistema em malha fechada, ao comparar as sintonias geradas por experimentos com e sem distúrbio.

Tabela 3.1: Técnicas de autoajuste comparadas neste trabalho

Técnica	Tipo de Perturbação	Identificação	Método de Sintonia
A	Relé em malha fechada	Ganho e período críticos	Ziegler-Nichols
B	Sequência de degraus em malha aberta	Parâmetros de modelo FOPDT	SIMC
C	Sequência de degraus em malha fechada	Parâmetros de modelo FOPDT	SIMC

O primeiro procedimento utiliza o autoajuste baseado no relé, proposto por Aström e Hägglund em 1984. Como ele possibilita a identificação do ganho e período críticos, escolheu-se como método de sintonia o de Ziegler-Nichols, que utiliza estas grandezas.

O segundo método estudado pode ser considerado uma automatização de um procedimento bastante utilizado na prática para sintonia de controladores de forma manual: utilização do degrau (neste caso, uma sequência de degraus), aproximação da resposta do processo por modelo de primeira ordem com tempo morto e cálculo da sintonia do controlador. Neste método, foi inserida a etapa de identificação por modelo ARX de alta ordem antes da aproximação por FOPDT, com o objetivo de facilitar a obtenção dos parâmetros do modelo de primeira ordem com tempo morto, para então sintonizar o controlador.

Já o terceiro método em estudo é praticamente igual ao segundo, com a diferença de que na etapa de perturbações no processo há um controlador em operação. Dessa forma, será realizada identificação em malha fechada, utilizando modelo ARX da mesma ordem utilizada no segundo método. As etapas de aproximação por FOPDT e sintonia foram realizadas de forma idêntica à do método B.

3.2 Modo de Execução das Simulações

Todas as simulações realizadas foram executadas com auxílio do software MATLAB, da *MathWorks*, versão 7.8 (R2009a). O computador utilizado possui processador Intel Dual Core E2180 (2GHz) e 2 gigabytes de memória RAM.

A implementação em MATLAB de cada um dos métodos de autoajuste listados na Tabela 3.1 é constituída dos arquivos listados abaixo. Este conjunto de arquivos será referenciado neste texto como *autotuner* (termo bastante utilizado na literatura em inglês para se referir a um método ou implementação de sintonia automática de controladores).

1. Diagrama do *Simulink* (ambiente para desenvolvimento de diagramas de blocos para execução de simulações, integrante do pacote do MATLAB), onde foi gerada a infraestrutura básica do experimento de perturbação;
2. Arquivo de dados (extensão mat), no qual estão armazenadas diversas variáveis necessárias para execução da simulação, além da configuração da sequência de degraus que será aplicada ao sistema (no caso dos *autotuners* B e C).
3. Arquivo de código (extensão m) contendo instruções para executar a simulação montada, realizar a identificação do modelo (a partir dos dados coletados), e calcular a sintonia do controlador, utilizando os parâmetros do modelo de primeira ordem com tempo morto identificado. Este é o arquivo principal da simulação.
4. Diagrama do *Simulink* (idêntico para os três *autotuners*), que simula a resposta do sistema a uma mudança de *setpoint* e a um distúrbio na carga, com a sintonia recém obtida. Dessa forma, é possível avaliar a função servo e regulatória do controlador. O layout de todos os diagramas do *Simulink* utilizados neste trabalho pode ser encontrado no Apêndice D.

O procedimento de autoajuste montado com auxílio dos arquivos mencionados acima está estruturado de forma idêntica para os *autotuners* B e C e será descrito abaixo. A lista a seguir enumera as tarefas executadas pelo arquivo de código, responsável pelo carregamento e execução dos demais arquivos.

1. Inicialmente, é feita a definição de qual sistema será utilizado na simulação (I a VI);
2. O arquivo de dados é carregado (através do comando *load*);
3. A simulação gerada no *Simulink* é executada e os resultados são armazenados em variáveis;
4. Estimativa do tempo morto, através da função *selstruc* do MATLAB, que é responsável por selecionar uma determinada estrutura de modelo (ordens dos polinômios e tempo morto) dentre as fornecidas. A estrutura escolhida será a que apresentar menor erro entre os valores preditos pelo modelo e dados experimentais. As estruturas fornecidas possuíam a mesma ordem dos polinômios A e B (ordem 3), e apenas o tempo morto variava. Foi escolhida

baixa ordem do modelo para estimativa do tempo morto porque se observou que bons resultados foram gerados.

5. Identificação do modelo do processo utilizando ARX, onde $na = nb = 8$. A escolha de tal modelo se justifica pela sua simplicidade, além do fato de o mesmo fornecer resultados satisfatórios.
6. Conversão do formato do modelo identificado para função de transferência (neste caso, será obtida uma função de transferência de 8ª ordem);
7. Aplicação de um degrau na função de transferência recém obtida e coleta dos dados para aproximação da resposta do processo por um modelo de primeira ordem com tempo morto pelo método SK. Para o sistema VI, pelo fato de ser integrador, não foi utilizado o método SK. Neste caso, foram estimados os parâmetros K' e tempo morto;
8. Com os parâmetros obtidos anteriormente, a sintonia do controlador é calculada segundo as fórmulas propostas pelo método SIMC para modelos FOPDT ou processos integradores, dependendo do sistema em estudo (o parâmetro λ foi configurado como o tempo morto do processo em todas as simulações realizadas, seguindo a recomendação de Skogestad, 2003);
9. Execução da simulação responsável por aplicar um degrau no *setpoint* do controlador recém projetado e de um distúrbio na carga para avaliação do comportamento do sistema em malha fechada.

Vale ressaltar que a sequência de degraus utilizada nos *autotuners* B e C é exatamente a mesma (Figura 3.1). No *autotuner* B ela é aplicada diretamente na variável manipulada e no *autotuner* C a mesma é aplicada no sinal de saída do controlador. Esta sequência é composta de degraus curtos e longos, para possibilitar a captura de informações da dinâmica inicial e do estado estacionário final, respectivamente.

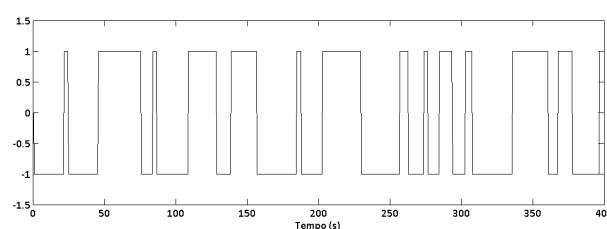


Figura 3.1: Sequência de degraus utilizada pelos *autotuners* B e C

No caso do *autotuner* A, o procedimento realizado pelo arquivo de código é mais simples, já que não envolve identificação por modelo ARX, nem aproximação por FOPDT pelo método SK. A descrição dos passos executados segue abaixo.

Vale ressaltar que a determinação da amplitude da resposta do processo ao relé e do período crítico foi implementada da forma mais simples possível, já que em Aström e Hägglund (1984), afirma-se que, na prática, não vale a pena utilizar métodos muito sofisticados para determinação destas grandezas.

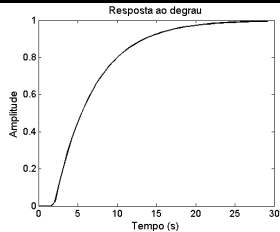

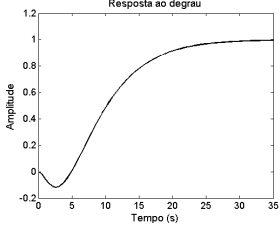
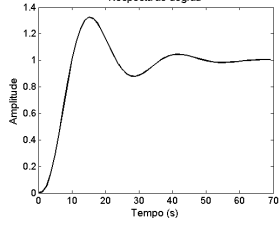
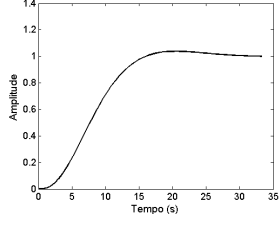
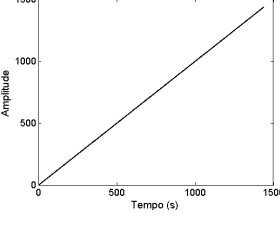
1. Inicialmente, é feita a definição de qual sistema será utilizado na simulação (I a VI);

2. O arquivo de dados é carregado (através do comando *load*);
3. A simulação montada no *Simulink* é executada e os resultados são armazenados em variáveis;
4. Determinação da amplitude da resposta do sistema ao relé, através da captura do maior valor desta resposta. Tal método de determinação desta grandeza é válido pelo fato de a variável de processo possuir caráter periódico durante a aplicação do relé, que também é um sinal periódico. Utiliza-se diretamente o maior valor encontrado pelo fato de o valor base do sinal da variável de processo ser nulo (ou seja, este sinal oscila em torno do zero). O valor da amplitude é utilizado na etapa de cálculo do ganho crítico.
5. Cálculo do ganho crítico, com auxílio da equação 2.3. Tal equação foi utilizada porque foi implementado o relé com histerese, com largura de banda morta (ϵ) igual a 0,04. Este valor foi escolhido após uma série de testes em que se buscou encontrar o menor valor possível de ϵ que fosse capaz de atenuar o efeito negativo do ruído sobre o padrão de chaveamentos da variável manipulada.
6. Determinação do período crítico. O relé tem por característica induzir o sistema a oscilar na frequência crítica. Assumindo que o processo esteja oscilando próximo a tal frequência, para determinar o período crítico basta medir o período de oscilação da variável de processo. Ao observar respostas típicas ao relé, nota-se que a variável de processo completa um ciclo a cada três chaveamentos (ver Figura 2.1). Os três primeiros chaveamentos (ou seja, o primeiro ciclo limite) foram desconsiderados, para aumentar a probabilidade de seleção de um ciclo limite em que a variável manipulada e a variável de processo estejam em contra-fase. Desta forma, a determinação do período crítico foi realizada através da medida do tempo decorrido entre o 4º e 6º chaveamentos;
7. Cálculo da sintonia do controlador pelo método Ziegler-Nichols, utilizando o ganho e período críticos;
8. Conversão dos parâmetros obtidos da forma série (para a qual o método Ziegler-Nichols foi desenvolvido) para a paralela clássica (padrão ISA), já que esta é a forma do controlador implementado no diagrama do *Simulink* que realizará a simulação do comportamento do sistema em malha fechada.
9. Execução da simulação responsável por aplicar um degrau no *setpoint* do controlador recém projetado e de um distúrbio na carga para avaliação do comportamento do sistema em malha fechada.

3.3 Sistemas Estudados

Os métodos de autoajuste mencionados na seção 3.1 serão aplicados a cada uma das seis funções de transferência listadas na Tabela 3.2, objetivando projetar um controlador PID para cada sistema. Tais funções representam o comportamento em malha aberta de sistemas hipotéticos.

Tabela 3.2: Funções de transferência representativas da dinâmica em malha aberta de sistemas hipotéticos

Sistema	Função de Transferência	Descrição	Resposta ao degrau em malha aberta ¹
I	$\frac{1}{5s + 1} e^{-2s}$	1ª ordem com tempo morto	
II	$\frac{1}{5s + 1} e^{-5s}$	1ª ordem com tempo morto 150% maior do que o sistema I	
III	$\frac{-3s + 1}{15s^3 + 23s^2 + 9s + 1}$	Resposta inversa	
IV	$\frac{1}{32s^3 + 20,8s^2 + 4,4s + 1}$	Muito subamortecido	
V	$\frac{1}{32s^3 + 27,2s^2 + 7,6s + 1}$	Pouco subamortecido	
VI	$\frac{1}{s} e^{-2s}$	Integrador com tempo morto	

¹ Os gráficos apresentados nesta coluna foram obtidos através do comando *step*, do MATLAB. Nestes gráficos, não há presença de ruído.

Em todas as simulações, foi adicionado ruído branco, de média $-3,35 \times 10^{-4}$ e variância $2,017 \times 10^{-4}$, com o objetivo de fazer com que as respostas dos sistemas estudados sejam mais próximas da realidade, já que a presença de ruído é um problema bastante comum nos processos industriais. A inclusão do ruído foi realizada com auxílio de um bloco gerador de ruído branco, disponível no *Simulink*. O parâmetro *Noise Power* deste bloco foi configurado como 10^{-4} . Tal valor mostrou-se adequado para as simulações, já que não mascarou a resposta do sistema às perturbações realizadas.

Além disso, todas as simulações foram realizadas com e sem a presença de distúrbios não medidos, de forma a avaliar seu impacto na qualidade da sintonia calculada em cada método. A importância dessa avaliação reside no fato de distúrbios não medidos aumentarem o grau de dificuldade do processo de identificação, já que os mesmos agregam informação aos dados que não está relacionada à dinâmica real do sistema.

Para realizar a simulação de um distúrbio não medido, a função de transferência mostrada na equação 3.1 foi escolhida para gerar os dados. A Figura 3.2 mostra o sinal de entrada aplicado e a Figura 3.3 mostra o sinal de saída resultante. KD representa a intensidade do distúrbio não medido, e para todas as simulações realizadas, seu valor foi configurado como 1,3. Este valor se mostrou satisfatório, já que não mascarou a resposta do sistema às perturbações realizadas. A escolha dessa função de transferência é justificada pelo fato de gerar um sinal de comportamento não uniforme, que representa de forma satisfatória um distúrbio. O sinal de saída representado pela Figura 3.3 foi aplicado na saída do processo em todas as simulações.

$$\frac{KD(s + 1)}{100s^2 + 8s + 0,1} \quad (3.1)$$

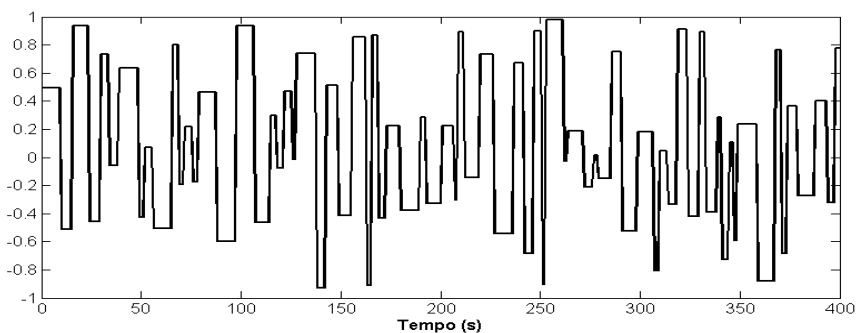


Figura 3.2: Sinal utilizado como entrada para geração do distúrbio não medido

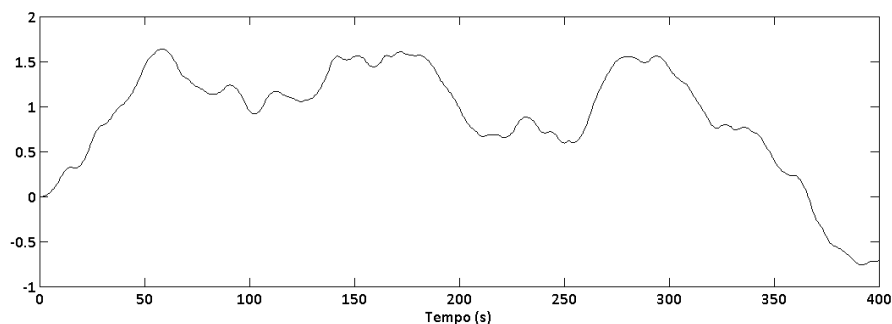


Figura 3.3: Comportamento do distúrbio não medido inserido nas simulações

4 Resultados e Discussão

No presente capítulo, serão apresentados e comentados os resultados das 36 simulações realizadas. Este capítulo está dividido em três seções: na seção 4.1, será analisado o impacto do distúrbio não medido na qualidade dos modelos identificados, na seção 4.2 será feita a comparação das sintonias calculadas por cada um dos *autotuners* e na seção 4.3 será analisado o comportamento dos sistemas em malha fechada, utilizando as sintonias calculadas.

4.1 Estudo do impacto do distúrbio não medido na qualidade dos modelos identificados

Os modelos apresentados nesta seção são os obtidos na etapa anterior à sua redução para modelo de primeira ordem com tempo morto pelo método SK.

4.1.1 Autotuner A – relé

Como a alteração na resposta dos sistemas I a V na presença de distúrbio não medido foi bastante semelhante, será apresentado apenas o gráfico do sistema I, para ilustrar os resultados das simulações. Os gráficos dos sistemas II a V podem ser encontrados no Apêndice A. As figuras 4.1 e 4.2 ilustram os principais resultados observados.

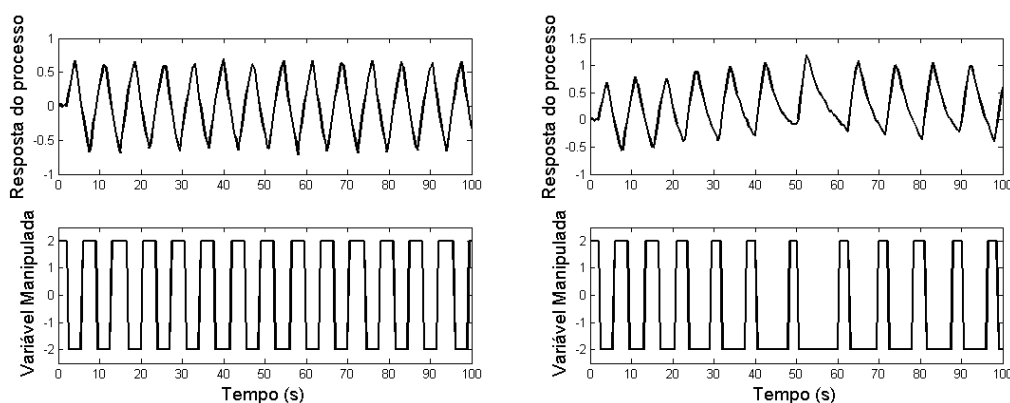


Figura 4.1: Comparação da resposta do sistema I ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita)

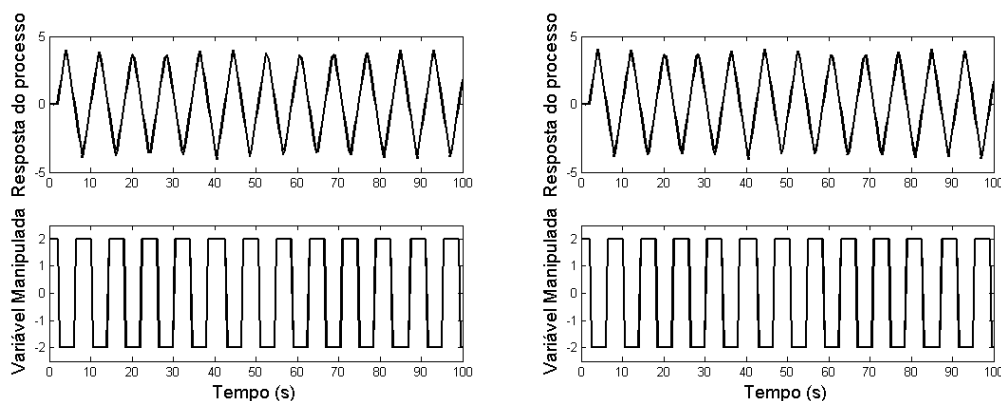


Figura 4.2: Comparação da resposta do sistema VI ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita)

Conclusões sobre o *autotuner A*

Em todos os sistemas estudados, com exceção do sistema VI, é possível notar que a presença do distúrbio não medido altera o padrão da resposta do processo ao relé. Tal modificação pode ser comparada à inserção de uma não linearidade no processo, pois as dinâmicas de subida e descida da variável de processo se tornaram diferentes. Esse fenômeno é observado através da diferença de inclinação da curva da variável de processo na subida e na descida.

As consequências desse comportamento são visíveis na alteração na periodicidade do relé. Nos sistemas I a V, nota-se que a variável manipulada passa mais tempo no seu patamar inferior do que no patamar superior, o que demonstra que a variável de processo leva mais tempo para alcançar a referência na descida do que na subida.

O grau de impacto dessas alterações nos padrões da resposta do processo ao relé nos valores do ganho e período críticos dependerá da forma como esses dados serão usados para sua determinação. Tais grandezas são utilizadas diretamente na sintonia do controlador pelo método de Ziegler-Nichols e, dessa forma, a qualidade de sua determinação afetará diretamente a sintonia calculada.

4.1.2 *Autotuner B – perturbações em malha aberta*

As figuras 4.3 até 4.8 ilustram os principais resultados obtidos. Os comentários referentes a este *autotuner* serão apresentados a seguir.

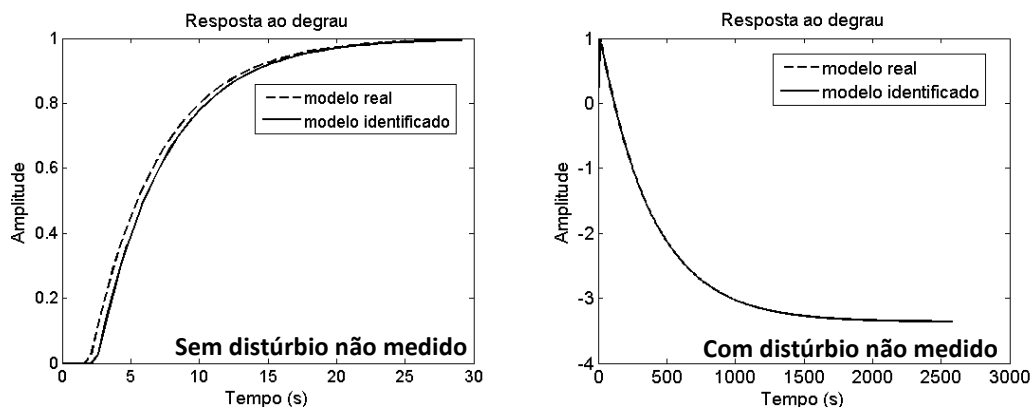


Figura 4.3: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema I, *autotuner B*)

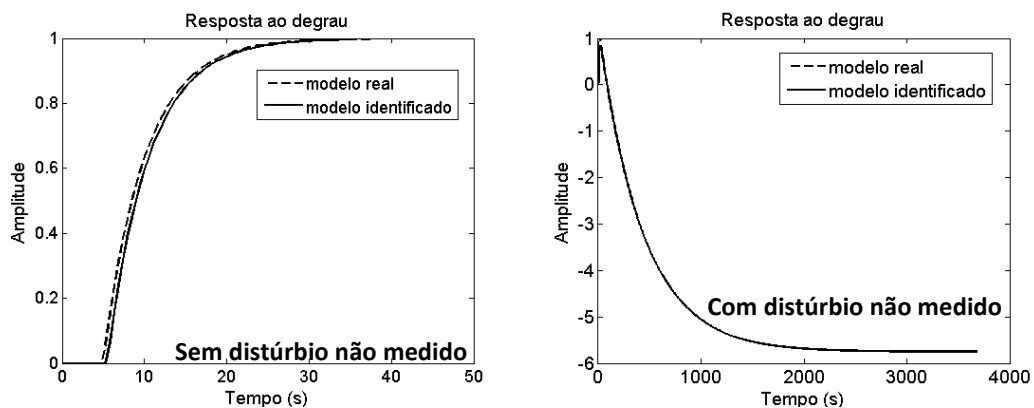


Figura 4.4: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema II, *autotuner B*)

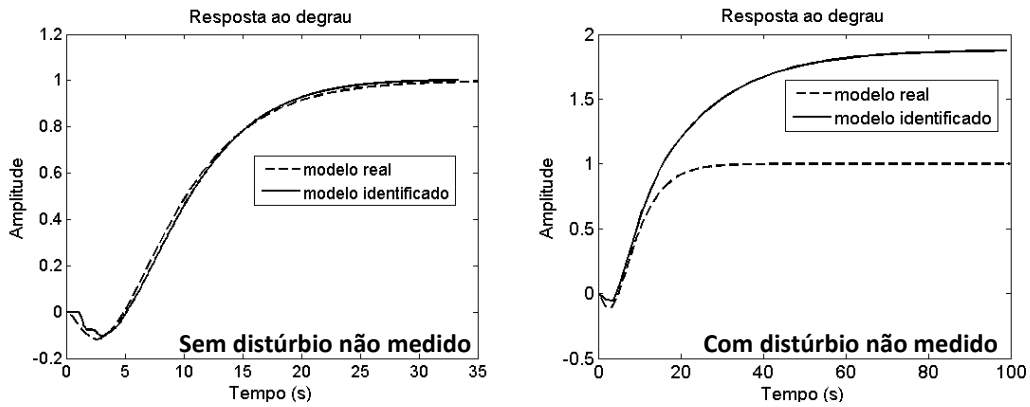


Figura 4.5: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema III, autotuner B)

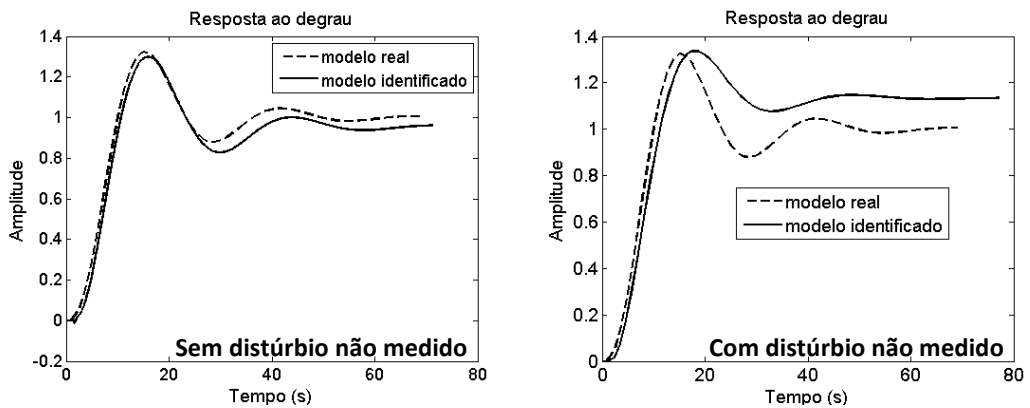


Figura 4.6: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema IV, autotuner B)

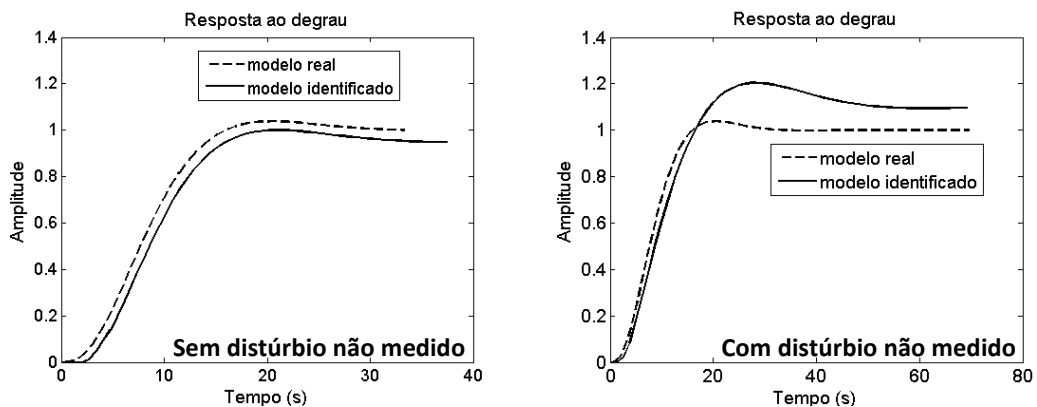


Figura 4.7: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema V, autotuner B)

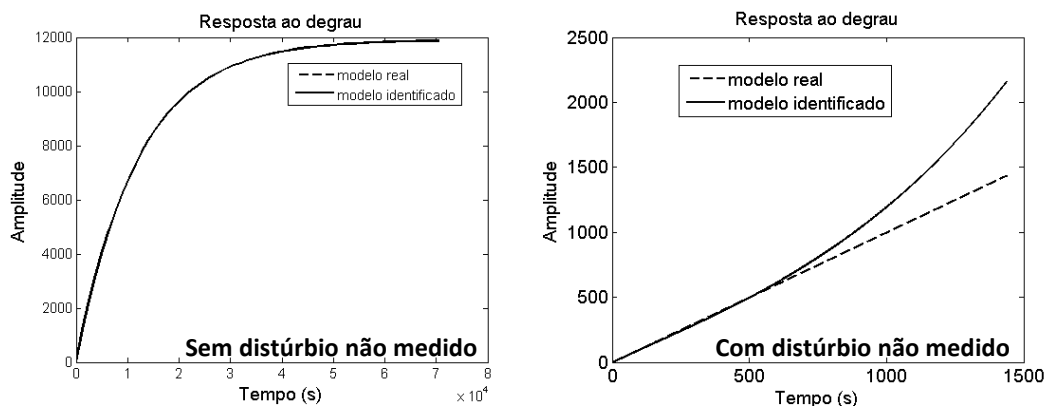


Figura 4.8: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema VI, autotuner B)

Conclusões sobre o *autotuner B*

Os resultados das simulações dos sistemas em estudo mostram que a presença do distúrbio não medido possui um impacto notável na qualidade do modelo identificado. Observa-se também que tal impacto varia de acordo com o sistema estudado: em alguns sistemas, houve erro na determinação do sinal do ganho (I e II). Esse tipo de erro é de alta gravidade, pois o controlador sintonizado a partir deste modelo tomará ações de controle na direção oposta à adequada para o sistema em questão, o que acarretará em instabilidade do sistema em malha fechada. Já em outros sistemas, o erro na magnitude do ganho não foi muito expressivo, já que não ultrapassou 20% do valor real do ganho (IV e V).

De uma forma geral, pode-se dizer que a dinâmica inicial (ou seja, o comportamento do sistema logo após a aplicação do degrau na variável manipulada) foi capturada de forma satisfatória em todos os casos. Tal fato merece destaque, já que a determinação acurada da dinâmica inicial garante uma boa identificação do parâmetro τ do modelo de primeira ordem com tempo morto.

Além da presença de distúrbios não medidos, outro fator que impacta na qualidade do modelo identificado é a ordem do modelo ARX utilizado. ARX de elevada ordem tem a vantagem de conseguir modelar de forma satisfatória diversos tipos de sistemas, fato comprovado pelos resultados apresentados acima. Porém, em sistemas de baixa ordem, os modelos obtidos podem apresentar baixa qualidade, como é o caso dos sistemas I e II com distúrbio não medido. A baixa qualidade do modelo nesses casos pode ser devida a problemas numéricos. Testes adicionais comprovaram que diminuir a ordem do ARX empregado melhora os resultados nesses casos (mais detalhes no Apêndice B).

Como dito anteriormente, a dinâmica inicial foi adequadamente capturada em todos os casos. Dessa forma, a determinação do parâmetro τ do modelo de primeira ordem com tempo morto terá uma boa precisão. Porém, como a sintonia não depende somente do τ , mas também do tempo morto e do ganho identificados, a presença do distúrbio não medido irá acarretar em modificações nas sintonias calculadas para esses sistemas, em comparação com as obtidas sem a presença do distúrbio não medido. Cabe avaliar se essas alterações serão capazes de modificar de forma significativa o comportamento do sistema em malha fechada. Esse estudo será realizado na seção 4.3.

4.1.3 Autotuner C – perturbações em malha fechada

As figuras 4.9 até 4.14 ilustram os principais resultados obtidos. Os comentários referentes a este *autotuner* serão apresentados a seguir.

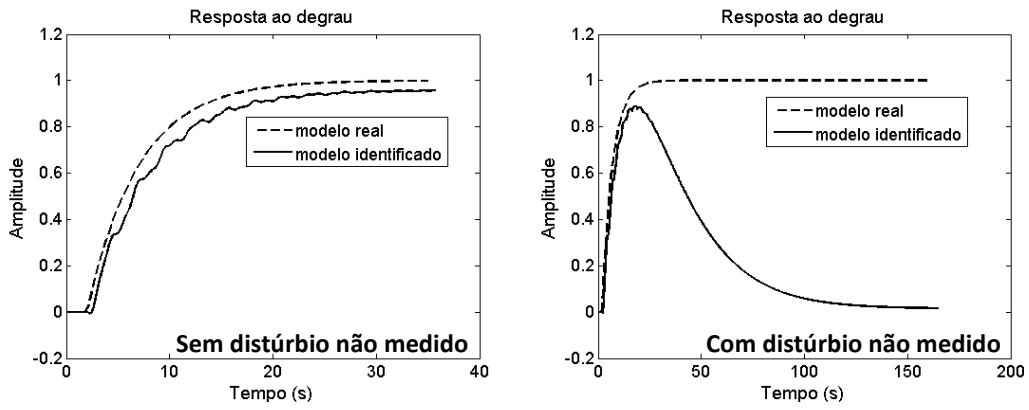


Figura 4.9: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema I, *autotuner C*)

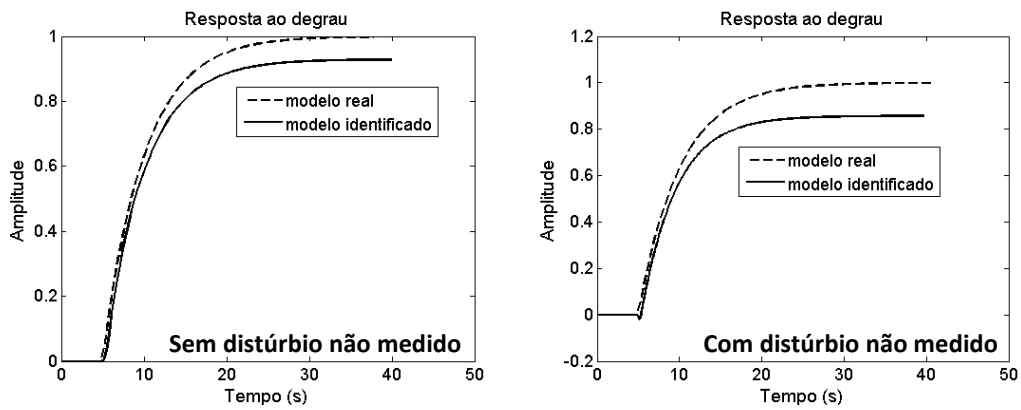


Figura 4.10: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema II, *autotuner C*)

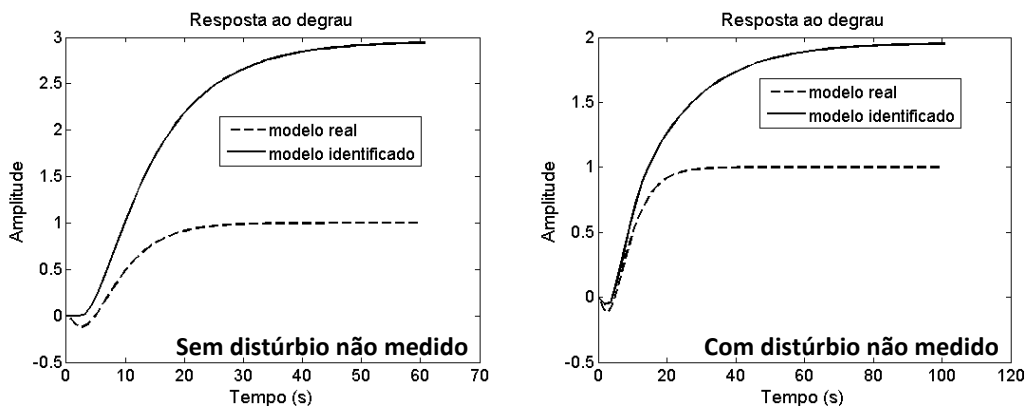


Figura 4.11: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema III, *autotuner C*)

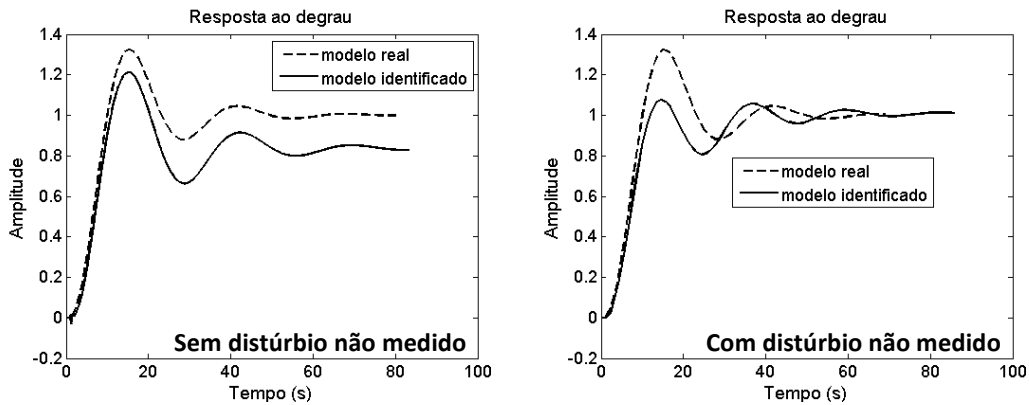


Figura 4.12: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema IV, *autotuner C*)

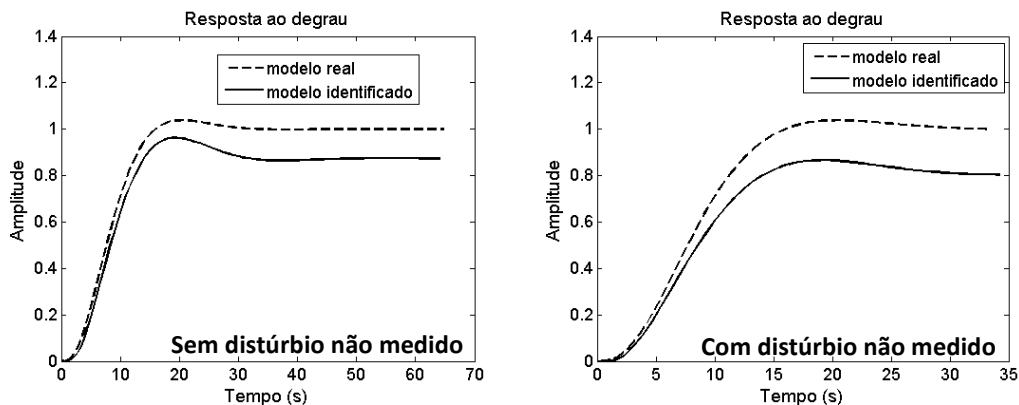


Figura 4.13: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema V, *autotuner C*)

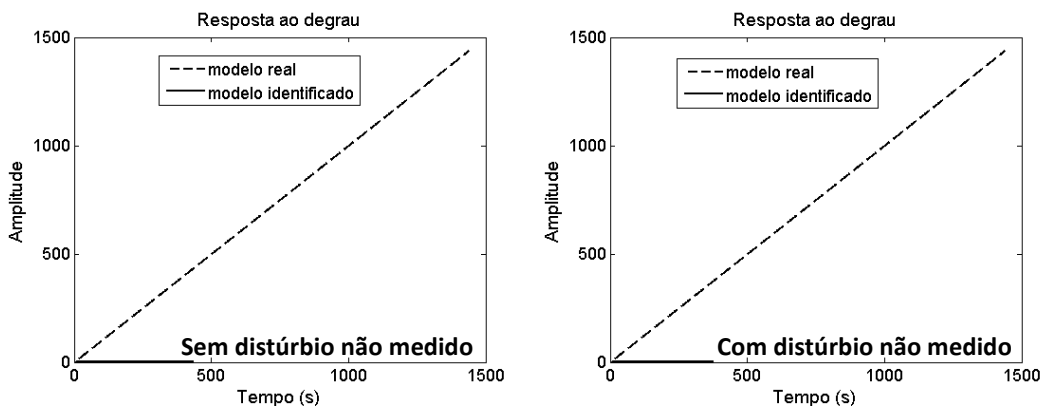


Figura 4.14: Comparação entre o modelo real e o identificado (sistema VI, *autotuner C*)

Conclusões sobre o *autotuner C*

Assim como ocorrido no caso do *autotuner B*, a dinâmica inicial foi satisfatoriamente capturada na maioria dos casos. Também é possível observar que, em alguns sistemas, o modelo obtido por identificação em malha fechada é mais próximo do real do que o modelo obtido em malha aberta (por exemplo, o sistema II na presença de distúrbio não medido).

Porém, em outros sistemas ocorreu o oposto (por exemplo, no sistema V, pois o erro no ganho foi menor em malha aberta do que em malha fechada, para os casos com e sem distúrbio não medido). Já no sistema III, a qualidade dos modelos obtidos por

identificação em malha aberta e em malha fechada foi bastante semelhante, comparando as simulações com distúrbio não medido.

Em todas as simulações, o controlador possuía o mesmo ajuste ($K_p = 2$; $\tau_i = 8,8$ e $\tau_d = 2$). Além disso, a intensidade do ruído branco, o padrão do distúrbio não medido e a ordem do modelo ARX utilizado para identificação foram idênticos para todos os sistemas. Dessa forma, é possível afirmar que, na identificação em malha fechada, a sintonia do controlador em operação durante a realização das perturbações cujos dados são utilizados para identificação também impacta na qualidade do modelo obtido.

Tal fato é comprovado pelas simulações mostradas acima. Como cada um dos seis sistemas estudados possui características dinâmicas diferentes, logo a sintonia utilizada pode ser bastante agressiva para alguns sistemas, porém adequada para outros. O grau de agressividade da sintonia impactará diretamente sobre o processo de identificação.

Para que se possa obter um bom modelo do processo, o ideal é que o comportamento da variável manipulada não dependa do comportamento da variável controlada. Em sistemas em malha aberta, é exatamente isso o que acontece. Porém, em sistemas em malha fechada, o controlador faz com que os valores da variável manipulada e controlada possuam relação direta entre si, ou seja, o controlador insere uma correlação entre os dados de entrada e saída do processo.

O nível de tal correlação depende diretamente da sintonia do controlador. Quanto mais agressiva a sintonia utilizada, maior é o valor dessa correlação. A existência desta correlação atrapalha o procedimento de identificação, e, dessa forma, torna-se necessária a utilização de uma técnica de identificação que seja capaz de lidar com este fenômeno. Os resultados mostrados acima indicam que o modelo ARX (mesmo sendo de alta ordem) não consegue lidar com esta alta correlação, já que para alguns sistemas o modelo obtido por identificação em malha fechada possui qualidade inferior ao obtido através de identificação em malha aberta (como no sistema III, por exemplo, no qual a estimativa do ganho foi melhor em malha aberta do que em malha fechada).

Comentários gerais sobre o sistema VI

Ao analisar os modelos identificados pelos *autotuners* B e C (com e sem presença de distúrbio não medido), é possível perceber que em nenhum dos casos a dinâmica do processo foi capturada de forma completamente precisa. Porém, a dinâmica inicial foi adequadamente capturada, o que já é suficiente para sintonizar o controlador no caso de sistemas integradores, já que os mesmos não estabilizam em um novo patamar após uma perturbação do tipo degrau.

Nos gráficos comparativos mostrados acima, é difícil visualizar o comportamento do modelo identificado para esses sistemas, devido à escala. Para facilitar a visualização, gráficos contendo apenas os modelos identificados para os *autotuners* B e C com e sem presença de distúrbio não medido são mostrados a seguir (figuras 4.15 e 4.16).

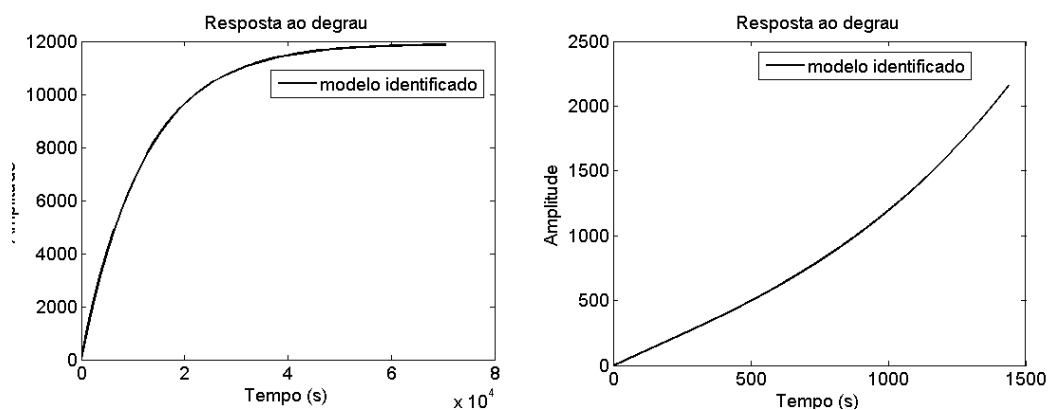


Figura 4.15: Modelos identificados pelo *autotuner* B para o sistema VI (à esquerda sem distúrbio e à direita com distúrbio não medido)

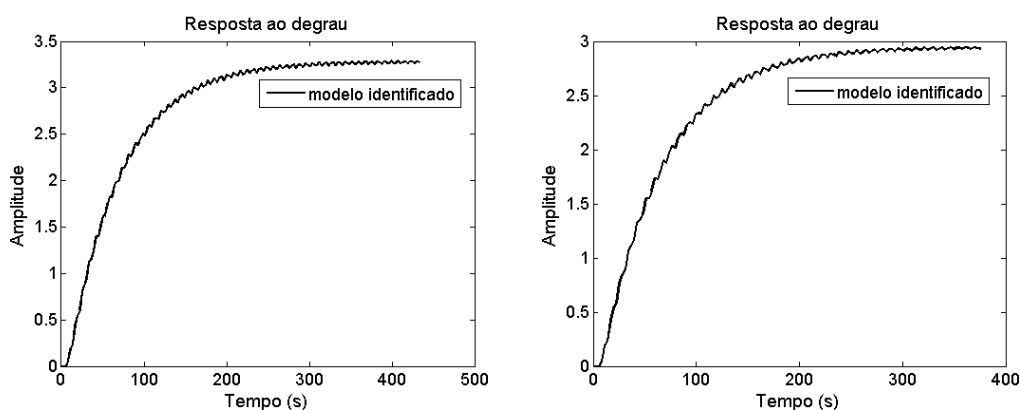


Figura 4.16: Modelos identificados pelo *autotuner* C para o sistema VI (à esquerda sem distúrbio e à direita com distúrbio não medido)

Como é possível observar ao analisar os gráficos acima, a identificação em malha fechada forneceu resultados bastante inferiores aos obtidos por identificação em malha aberta, pois o sistema em questão foi modelado como aproximadamente primeira ordem com tempo morto, com ganho em torno de 3, o que não corresponde à realidade.

No entanto, o modelo ARX não captura de forma precisa a dinâmica de sistemas integradores. O máximo que pode ser atingido é a captura da dinâmica inicial, o que já possibilita o cálculo do K' , que será diretamente utilizado na sintonia do controlador.

Sem dúvida, a sintonia do controlador em operação durante o experimento estava bastante agressiva para este sistema. O padrão “dente de serra” da resposta do sistema nas simulações do *autotuner* C pode indicar ocorrência de problemas numéricos.

4.2 Comparação das sintonias obtidas

Nesta seção, serão apresentadas as sintonias calculadas nas 36 simulações realizadas (Tabela 4.1). Os valores dos parâmetros K_p , τ_i e τ_d obtidos pelos *autotuners* serão apresentados na forma de variação percentual em relação à sintonia de referência, que é a sintonia calculada através do método SIMC, utilizando o modelo real do processo (aproximado por FOPDT pelo método SK) para cada sistema estudado, utilizando o parâmetro λ igual ao tempo morto do modelo FOPDT. Tal variação percentual foi calculada com auxílio da equação 4.1.

$$\Delta_{\text{parâmetro}} = \frac{PO - PR}{PR} \times 100 \quad (4.1)$$

Onde:

$\Delta_{\text{parâmetro}}$ = variação percentual no valor do parâmetro

PO = valor do parâmetro obtido pelo *autotuner*

PR = valor de referência do parâmetro (sintonia de referência)

O termo derivativo, que apenas está presente na sintonia fornecida pelo *autotuner A*, não terá sua alteração percentual calculada, já que a sintonia de referência não possui tal parâmetro.

Na seção 4.1, foi realizada uma análise qualitativa da deterioração da qualidade dos modelos obtidos decorrente da presença de distúrbios não medidos. A Tabela 4.1 fornece uma forma de quantificar essa deterioração através da comparação dos parâmetros do controlador PID obtidos por cada *autotuner* e dos parâmetros de sintonia obtidos utilizando o modelo real do processo. Dessa forma, é possível quantificar o afastamento do modelo identificado por cada *autotuner* do modelo real. Esta análise é válida para os *autotuners B e C*, que utilizam o mesmo método de identificação.

Ao analisar as sintonias apresentadas na Tabela 4.1, é possível notar que a presença do distúrbio não medido aumentou a distância dos parâmetros calculados pelos *autotuners* da sintonia de referência na maioria dos casos. Em alguns casos, o aumento no valor desta distância foi bastante expressivo, o que significa que a presença do distúrbio afetou severamente a qualidade da sintonia. Já em outros casos o aumento foi significativamente menor, o que indica que a presença do distúrbio afetou de forma mais branda a sintonia obtida.

Pode-se afirmar que quanto menor a diferença entre as distâncias das sintonias calculadas sem e com distúrbios não medidos em relação à sintonia de referência, melhor a qualidade do método de autoajuste, já que tal fato é um indicativo de baixo impacto de distúrbios não medidos na sintonia calculada. Analisando tal diferença, é possível notar que em alguns sistemas o aumento desse valor no caso do *autotuner B* foi inferior ao caso do *autotuner C*. Porém, em outros sistemas, ocorreu o oposto. Isso basicamente quer dizer que, em alguns sistemas, o modelo obtido por identificação em malha aberta sofreu menor impacto de distúrbio do que o obtido através de identificação em malha fechada. Já em outros sistemas, ocorreu o oposto.

Uma forma mais clara de enxergar o impacto do distúrbio não medido na sintonia calculada é a análise do comportamento do sistema em malha fechada, utilizando esta sintonia. Dessa forma, se torna mais fácil estabelecer se as alterações nos valores dos parâmetros, comparando sintonias obtidas sem e com presença de distúrbio não medido, são significativas ou não. Este estudo será realizado na seção a seguir.

Tabela 4.1: Alteração percentual das sintonias obtidas pelos *autotuners* em relação à sintonia de referência

Sistema/ Autotuner	Sintonia de Referência			Alteração percentual no valor do parâmetro (sem distúrbio não medido)			Alteração percentual no valor do parâmetro (com distúrbio não medido)		
	K_p	τ_i	τ_d	K_p	τ_i	ASG*	K_p	τ_i	ASG*
I/A	1,173	4,890	0	128,3	-4,15	não	34,19	-4,15	não
I/B	1,173	4,890	0	-19,94	-0,42	não	-139,5	7654	sim
I/C	1,173	4,890	0	-5,00	12,94	não	-7761	-1616	não
II/A	0,485	4,951	0	195,8	95,68	não	70,00	139,9	não
II/B	0,485	4,951	0	-9,61	-0,79	não	-184,9	8546	sim
II/C	0,485	4,951	0	-2,66	-5,11	não	-8,07	-15,54	não
III/A	0,468	5,705	0	209,7	97,21	não	116,1	173,9	não
III/B	0,468	5,705	0	-12,64	-5,10	não	122,0	183,0	não
III/C	0,468	5,705	0	-32,74	84,08	não	150,2	188,3	não
IV/A	2,476	8,715	0	-49,17	14,74	não	-63,68	21,91	não
IV/B	2,476	8,715	0	-90,55	-74,27	não	-89,93	-65,66	não
IV/C	2,476	8,715	0	-300,2	-298,4	não	341,3	-47,92	não
V/A	0,428	3,923	0	655,0	115,1	não	375,3	131,0	não
V/B	0,428	3,923	0	-10,55	-2,59	não	4,16	30,72	não
V/C	0,428	3,923	0	-4,72	-11,70	não	14,55	-8,95	não
VI/A	0,407	16,00	0	85,12	-68,75	não	81,68	-68,75	não
VI/B	0,407	16,00	0	-22,6	25,00	não	-5,41	25,00	não
VI/C	0,407	16,00	0	542,7	200,0	não	584,0	200,0	não

* ASG significa Alteração do Sinal do Ganho. Seu valor será sim nos casos em que os sinais do ganho real e identificado forem diferentes. Este erro é de alta gravidade, como comentado anteriormente.

4.3 Análise do comportamento dos sistemas em malha fechada

Nesta seção, serão comparadas as respostas dos sistemas à mudança de *setpoint* e a um distúrbio na carga (análise das funções servo e regulatória do controlador, respectivamente). Tal comparação será baseada na análise gráfica das simulações realizadas sob as mesmas condições em que o procedimento de autoajuste foi executado, ou seja, mesma intensidade de ruído branco e mesmo comportamento do distúrbio não medido.

Nesta seção, não serão apresentados todos os gráficos do comportamento servo e regulatório obtidos nas simulações realizadas. Apenas serão mostrados e comentados os gráficos mais representativos do comportamento apresentado pelos sistemas em malha fechada, utilizando a sintonia obtida no procedimento de autoajuste. Os gráficos das simulações omitidos nesta seção podem ser encontrados no Apêndice C.

4.3.1 Autotuner A

De uma forma geral, o comportamento dos seis sistemas em malha fechada não variou de forma significativa, ao comparar as sintonias obtidas sem e com presença de distúrbio não medido. É possível notar um padrão na alteração do comportamento do sistema em malha fechada: em todos os sistemas, a sintonia obtida na presença de distúrbio não medido é mais lenta do que a obtida sem distúrbio.

Porém, tal diferença não é muito significativa, pois a ação de controle em ambos casos permanece oscilatória. O que se percebe é apenas uma atenuação das oscilações da variável de processo. A Figura 4.17 ilustra bem esse fato. Dessa forma, é possível afirmar que a diferença entre as distâncias das sintonias calculadas sem e com distúrbios em relação à sintonia de referência não é suficiente para alterar o comportamento do sistema em malha fechada de forma significativa, no caso deste *autotuner*.

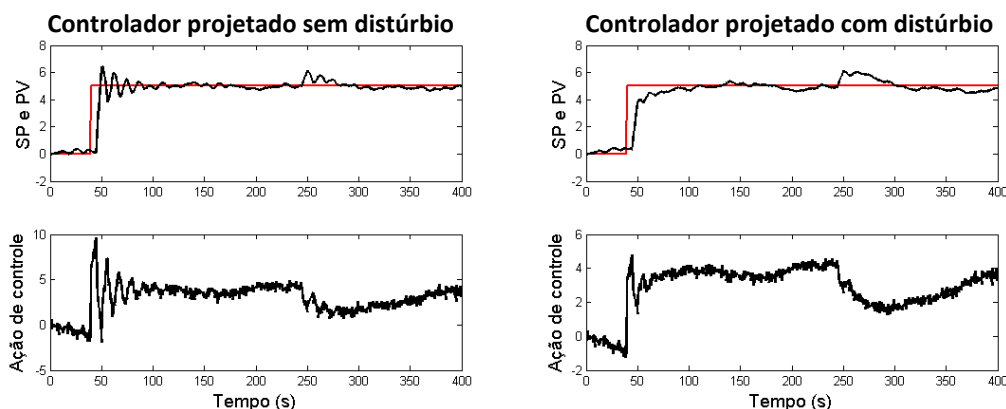


Figura 4.17: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner* A para o sistema II

Uma característica presente em todas as simulações realizadas com este *autotuner* foi a ação de controle bastante oscilatória. Como é possível observar na Figura 4., a variável de processo é mantida bastante próxima do *setpoint*, através de ações de controle agressivas. A longo prazo, isso causará grande desgaste no atuador (uma válvula por exemplo), diminuindo consideravelmente sua vida útil, já que o número de vezes em que a mesma abre e fecha (número de reversões) é bastante alto.

Porém, uma vantagem observada deste *autotuner* é a excelente capacidade regulatória apresentada para sistemas integradores, inclusive superior à apresentada pela sintonia obtida pelos *autotuners* B e C. A Figura 4.18 mostra a comparação entre os resultados das simulações dos *autotuners* A e B (a sintonia utilizada foi a obtida na presença de distúrbios não medidos em ambos os casos), para fins ilustrativos.

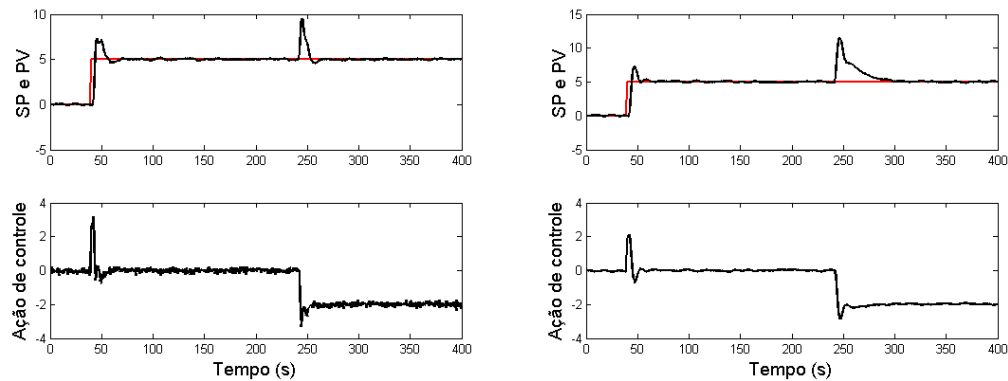


Figura 4.18: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados na presença de distúrbio não medido para o sistema VI pelos *autotuners* A e B, respectivamente

É possível notar que, no caso do gráfico do *autotuner* A, a variável de processo retorna ao *setpoint* após o distúrbio na carga de forma bastante rápida (o tempo que o controlador projetado pelo *autotuner* B leva para trazer a variável de processo de volta ao *setpoint* é cerca de quatro vezes maior do que o tempo necessário para o controlador projetado pelo *autotuner* A realizar esta tarefa).

4.3.2 Autotuner B

Diferentemente do observado no *autotuner* A, o comportamento em malha fechada dos seis sistemas sintonizados pelo *autotuner* B diferiu bastante na intensidade do impacto do distúrbio não medido na sintonia calculada. A sintonia obtida para o sistema II na presença do distúrbio instabilizou a malha (Figura 4.19). Já no sistema III (Figura 4.20), é visível que a sintonia obtida com distúrbio é mais agressiva (ação de controle oscilatória) do que a obtida sem distúrbio. Porém, no sistema IV (Figura 4.21), ocorre o oposto. No sistema V, o comportamento em malha fechada de ambas sintonias foi bastante semelhante (Figura 4.22).

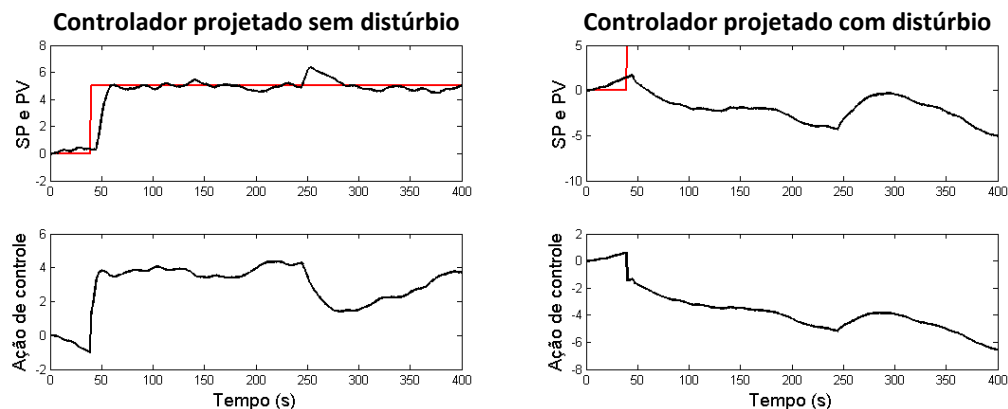


Figura 4.19: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner* B para o sistema II

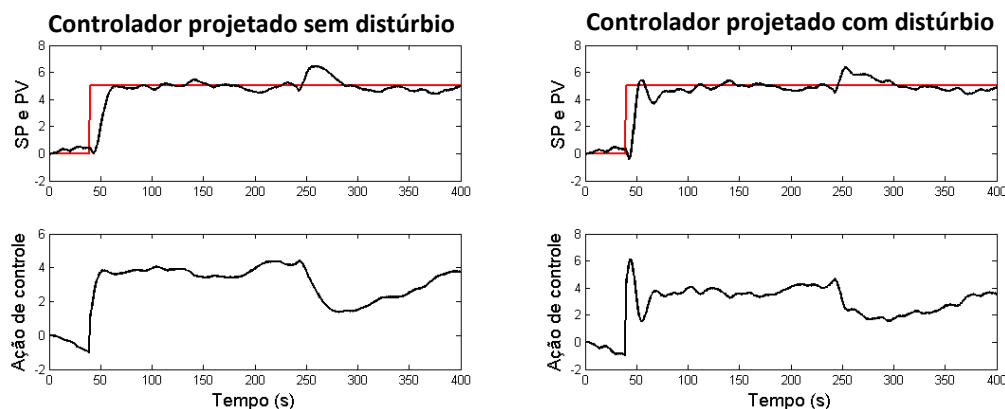


Figura 4.20: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner B* para o sistema III

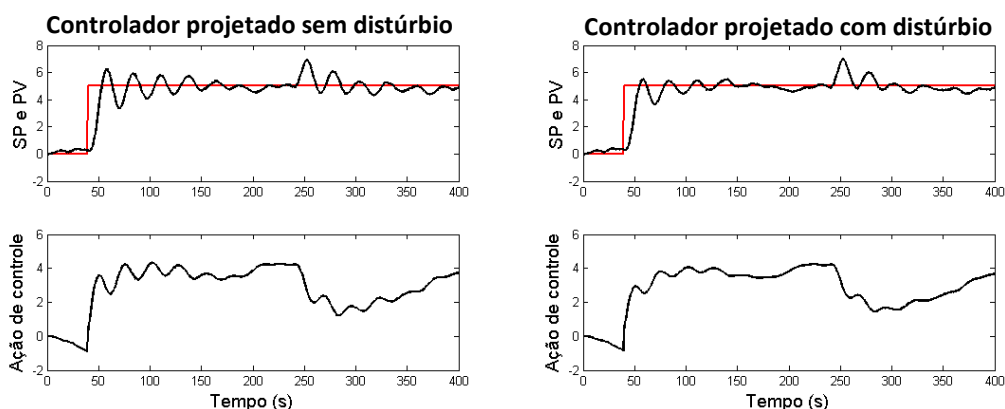


Figura 4.21: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner B* para o sistema IV

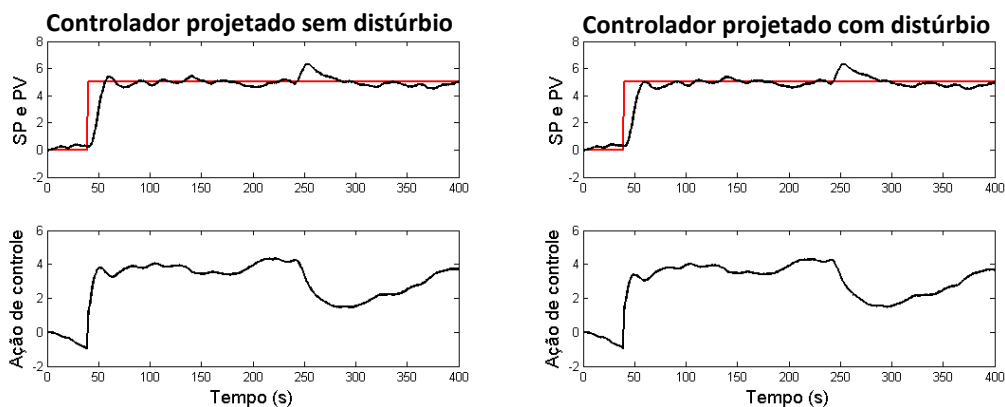


Figura 4.22: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner B* para o sistema V

Essas discrepâncias observadas têm origem na etapa de identificação. Como comentado anteriormente, o modelo ARX de alta ordem pode fornecer resultados ruins para sistemas de baixa ordem (como é o caso do sistema I, onde houve erro na determinação do sinal do ganho do processo, provocando um mau projeto do controlador).

4.3.3 Autotuner C

Alguns comportamentos descritos na seção anterior se repetiram para este *autotuner* (como o do sistema V), porém outros não. No caso do sistema II, a presença do distúrbio não induziu ao projeto de um controlador que instabilizasse a malha, como ocorreu no *autotuner* B. Ao invés disso, o comportamento em malha fechada dos controladores projetados com e sem presença de distúrbio foi bastante semelhante, como mostrado na Figura 4..

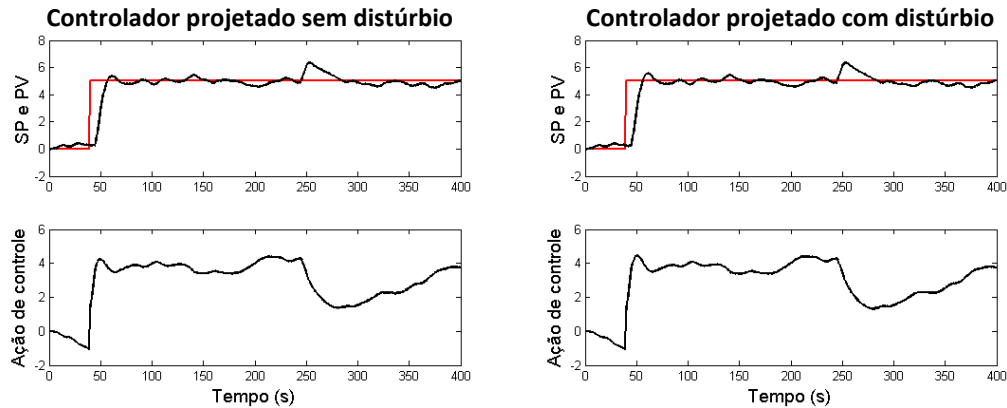


Figura 4.23: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner* C para o sistema II

5 Conclusões e Trabalhos Futuros

Neste trabalho, foram comparadas três técnicas de autoajuste de controladores PID, com o objetivo de determinar qual delas fornece resultados menos sensíveis à presença de distúrbios não medidos para uma maior variedade de dinâmicas de processo. Os resultados mostraram que cada uma das técnicas estudadas apresenta vantagens e limitações. De uma forma geral, nenhuma técnica se sobressaiu em relação às demais.

Um ponto forte a ser destacado na análise do *autotuner A* é a baixa diferença de comportamento em malha fechada dos controladores projetados utilizando dados obtidos a partir de experimentos com e sem presença de distúrbio não medido. Tal característica é oriunda da baixa sensibilidade que a variável de processo apresentou à presença de distúrbio não medido durante o teste relé. Consequentemente, a sintonia calculada não sofreu alterações suficientemente grandes para alterar de forma significativa o comportamento do sistema em malha fechada.

Porém, tal sintonia foi responsável por ações de controle bastante agressivas em todos os sistemas estudados, o que poderá gerar desgaste significativo do atuador (uma válvula, por exemplo). Esse problema pode ser resolvido através da escolha de outro método de sintonia. Os estudos realizados neste trabalho mostraram que o método SIMC é uma boa opção, já que as ações de controle decorrentes das sintonias obtidas não apresentaram comportamento agressivo.

De uma forma geral, o relé mostrou um bom desempenho como sinal de perturbação para identificação de modelos dinâmicos. A baixa sensibilidade a distúrbios não medidos e o fato de ser uma forma automatizada de realizar perturbações no processo, sem necessidade de conhecimento prévio da dinâmica do mesmo, são pontos bastante positivos deste tipo de perturbação.

No caso do *autotuner B*, foi possível observar que, em alguns sistemas, a diferença de comportamento em malha fechada foi grande, comparando os controladores projetados a partir de dados de experimentos com e sem presença de distúrbio não medido. Porém, em outros sistemas, essa diferença não foi significativa. Um fator que pode ter contribuído para os comportamentos observados é a ordem do modelo ARX utilizada. A vantagem de se utilizar alta ordem é a possibilidade de identificação de diversos tipos de dinâmicas. Porém, em sistemas de baixa ordem, há o risco de ocorrência de problemas numéricos, o que compromete seriamente a qualidade do modelo obtido. Para resolver este problema, basta diminuir a ordem do ARX utilizada.

Foi possível observar que, em alguns casos, os resultados obtidos pelo *autotuner C* foram inferiores aos fornecidos pelo *autotuner B*. Já em outros sistemas, ocorreu o oposto. Tal comportamento indica que a sintonia do controlador em operação durante o experimento de identificação faz toda a diferença, no caso dos *autotuners* estudados neste trabalho (identificação realizada através de modelo ARX). Se tal sintonia estiver agressiva para o sistema em questão, o modelo obtido a partir dos dados não terá boa qualidade, já que o modelo ARX não consegue lidar de forma satisfatória com a alta correlação entre os dados de entrada e saída do processo, causada pela sintonia do controlador.

Tal fato leva a concluir que o *autotuner* C é adequado para ajuste fino da sintonia já existente. O mesmo também pode ser utilizado para auditoria da sintonia atual: se a sintonia calculada for próxima da atual, isto indica que a sintonia atual está adequada.

Levando em consideração a análise dos resultados das simulações realizadas, é possível concluir que a união dos *autotuners* B e C pode originar uma técnica poderosa de ajuste automático de controladores PID. Para a primeira sintonia do controlador, se utilizaria o *autotuner* B. Com a sintonia obtida, o segundo passo seria utilizar o *autotuner* C para refinar a sintonia atual do controlador, já que o resultado obtido pelo *autotuner* B pode ter sua qualidade prejudicada pela presença de distúrbios não medidos. Outro fato que reforça o potencial de geração de bons resultados por estes *autotuners* é a utilização do método de sintonia SIMC, que forneceu ajustes com ações de controle suaves (ou seja, com baixo número de reversões), o que preserva o atuador.

Uma característica notável do modelo ARX é que o mesmo capturou de forma satisfatória a dinâmica inicial de todos os sistemas, porém deixou a desejar na estimativa do ganho estacionário. Uma alternativa viável para contornar este problema é a utilização de um método de sintonia que não utilize esta grandeza. O método SIMC para sistemas integradores poderia ser utilizado para os outros sistemas, já que o mesmo utiliza o parâmetro K' , que de certa forma é a inclinação da reta tangente à resposta inicial do processo, região muito bem identificada pelo modelo ARX.

Além da comparação do impacto de distúrbios não medidos no valor da sintonia calculada, também é válido comparar as três técnicas de autoajuste descritas neste trabalho utilizando os critérios apresentados na introdução. Tal comparação é apresentada na Tabela 5.1. Os números de 1 a 5 representam o quanto cada técnica de autoajuste atende a cada requisito. O número 1 indica que tal critério não é atendido e o número 5 indica que o critério em questão é completamente atendido.

Tabela 5.1: Comparação das técnicas de autoajuste estudadas segundo outros critérios

Critério	Autotuner		
	A	B	C
Bom desempenho	3	3	3
Robustez do método	4	3	3
Uso adequado das ações de controle	1	5	5
Facilidade de implementação	5	3	3

Observações sobre os resultados mostrados na Tabela 5.1:

Bom desempenho: os resultados mostraram que nenhuma técnica forneceu resultados próximos da sintonia de referência para a grande maioria dos sistemas estudados. De uma forma geral, cada técnica forneceu bons resultados para alguns sistemas, porém em outros casos os resultados deixaram a desejar.

Robustez do método: o *autotuner* A não instabilizou nenhum sistema em malha fechada. Além disso, os comportamentos servo e regulatório se mostraram satisfatórios de uma forma geral (variável de processo levada ao *setpoint* de forma rápida e boa rejeição a distúrbios). Já os *autotuners* B e C forneceram sintonias que instabilizaram o sistema em malha fechada em alguns casos isolados. O comportamento em malha fechada das sintonias obtidas por estes *autotuners* foi em geral satisfatória, exceto no comportamento regulatório para sistemas integradores, em que o desempenho mostrado pela sintonia obtida através do *autotuner* A foi muito superior.

Uso adequado das ações de controle: O *autotuner* A fornece sintonia bastante agressiva, com alto número de reversões. Já os *autotuners* B e C fornecem sintonias com ações de controle bem mais suaves, o que aumenta a vida útil do atuador.

Facilidade de implementação: O *autotuner* A é o método de implementação mais simples, já que não envolve identificação paramétrica. Além disso, a determinação do ganho e período críticos é um procedimento bastante simples, e o relé é uma forma fácil de aplicar perturbações, já que não é necessário nenhum conhecimento prévio da dinâmica do processo. Porém, os *autotuners* B e C são de implementação mais complicada, principalmente na etapa de definição da sequência de degraus a ser utilizada, que impacta fortemente na qualidade do modelo obtido. A definição de tal sequência não é simples, já que é necessário que a mesma seja adequada para uma variedade considerável de dinâmicas, a fim de possibilitar a obtenção de bons modelos de processo.

Sugestões de Trabalhos Futuros

O estudo apresentado neste trabalho pode ser estendido para outras técnicas de autoajuste, de forma a determinar o quanto a presença de distúrbio não medido pode deteriorar a qualidade da sintonia obtida. Para quantificar essa alteração, é possível utilizar outros critérios, como robustez (margem de ganho, reserva de fase e máxima sensibilidade) e desempenho (integral do erro), além da análise da alteração percentual da sintonia e avaliação da mudança do comportamento do sistema em malha fechada, contemplados neste estudo.

Este trabalho contemplou apenas modelos lineares. Também é válido repetir o estudo realizado em sistemas não lineares, para determinar a qualidade dos modelos obtidos e verificar se as conclusões apontadas aqui serão as mesmas. Outra análise interessante de se realizar é se o controlador projetado conseguirá lidar de forma satisfatória com as não linearidades do processo.

Todas as conclusões descritas estão baseadas em resultados de simulações. Outra possível extensão deste trabalho é a validação das observações realizadas através da análise de dados reais de processo. Tal estudo também será válido para observação de outras características dos resultados fornecidos por cada *autotuner* que não foram contempladas neste trabalho.

6 Referências

ÅSTRÖM, K. J. et al. Towards intelligent PID control. **Automatica**, v. 28, n. 1, p. 1-9, 1// 1992. ISSN 0005-1098. Disponível em: < <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/000510989290002W> >.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. **Automatica**, v. 20, n. 5, p. 645-651, 9// 1984. ISSN 0005-1098. Disponível em: < <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0005109884900141> >.

ÅSTRÖM, K. J. et al. Automatic tuning and adaptation for PID controllers - a survey. **Control Engineering Practice**, v. 1, n. 4, p. 699-714, 8// 1993. ISSN 0967-0661. Disponível em: < <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/096706619391394C> >.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID Controllers: Theory, Design and Tuning**. Second. USA: Instrument Society of America, 1995. 343.

CAMPOS, M.; TEIXEIRA, H. **Controles típicos de equipamentos e processos industriais**. Edgard Blücher, 2006.

FORSSELL, U. **Closed-loop Identification: Methods, Theory, and Applications**. 1999. Department of Electrical Engineering, Linköping University, Linköping.

HANG, C. C.; ÅSTRÖM, K. J.; WANG, Q. G. Relay feedback auto-tuning of process controllers — a tutorial review. **Journal of Process Control**, v. 12, n. 1, p. 143-162, 1// 2002. ISSN 0959-1524. Disponível em: < <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959152401000257> >.

IKONEN, E.; NAJIM, K. **Advanced Process Identification and Control**. Marcel Dekker, 2002.

LEVA, A.; COX, C.; RUANO, A. **Hand-on PID autotuning: a guide to better utilisation**. p.84. 2001

LJUNG, L. Prediction error estimation methods. **Circuits, Systems and Signal Processing**, v. 21, n. 1, p. 11-21, 2002. ISSN 1531-5878. Disponível em: < <http://link.springer.com/article/10.1007/BF01211648> >. Disponível em: < <http://link.springer.com/content/pdf/10.1007/BF01211648.pdf> >.

RACOSKI, B. **Viabilidade de Aplicação de Malhas Virtuais na Identificação de Sistemas em Malha Fechada**. 2009. Departamento de Engenharia Química, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre.

RIVERA, D. E.; MORARI, M.; SKOGESTAD, S. Internal model control: PID controller design. **Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development**, v. 25, n. 1, p. 252-265, 1986/01/01 1986. ISSN 0196-4305. Disponível em: < <http://dx.doi.org/10.1021/i200032a041> >. Acesso em: 2013/04/03.

SKOGESTAD, S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning.

Journal of Process Control, v. 13, n. 4, p. 291-309, 6// 2003. ISSN 0959-1524. Disponível em: < <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959152402000628> >.

SOUZA NEVES, M. G. D. **Auto-tuning de Controladores PID pelo Método Relay**. 2009. Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Universidade Técnica de Lisboa

SUNDARESAN, K. R.; KRISHNASWAMY, P. R. Estimation of time delay time constant parameters in time, frequency, and laplace domains. **The Canadian Journal of Chemical Engineering**, v. 56, n. 2, p. 257-262, 1978. ISSN 1939-019X. Disponível em: < <http://dx.doi.org/10.1002/cjce.5450560215> >.

VISIOLI, A. **Practical PID Control**. Springer, 2006. 310.

WANG, Q.-G. et al. Implementation and testing of an advanced relay auto-tuner. **Journal of Process Control**, v. 9, n. 4, p. 291-300, 8// 1999. ISSN 0959-1524. Disponível em: < <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959152499000037> >.

YANG, Z.; WANG, J. Auto-tuning of PID parameters based on switch step response. Intelligent Processing Systems, 1997. ICIPS '97. 1997 IEEE International Conference on, 1997, 28-31 Oct 1997. p.779-782 vol.1.

YU, C.-C. **Autotuning of PID Controllers - A Relay Feedback Approach**. Second. 2006. 267.

ZHAO, Y. et al. Prediction error method for identification of LPV models. **Journal of Process Control**, v. 22, n. 1, p. 180-193, 1// 2012. ISSN 0959-1524. Disponível em: < <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959152411001892> >.

ZIAEI, K.; SEPEHRI, N. Modeling and identification of electrohydraulic servos. **Mechatronics**, v. 10, n. 7, p. 761-772, 10/1/ 2000. ISSN 0957-4158. Disponível em: < <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0957415899000422> >.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. **Optimum settings for automatic controllers**. Transactions of the American Society of Mechanical Engineers. 64: 759-765 p. 1942.

ZUNG, S. W.; LEE, J.; LEE, I.-B. **Process Identification and PID Control**. 2009.

Apêndice A – Gráficos da resposta ao relé dos sistemas II a V

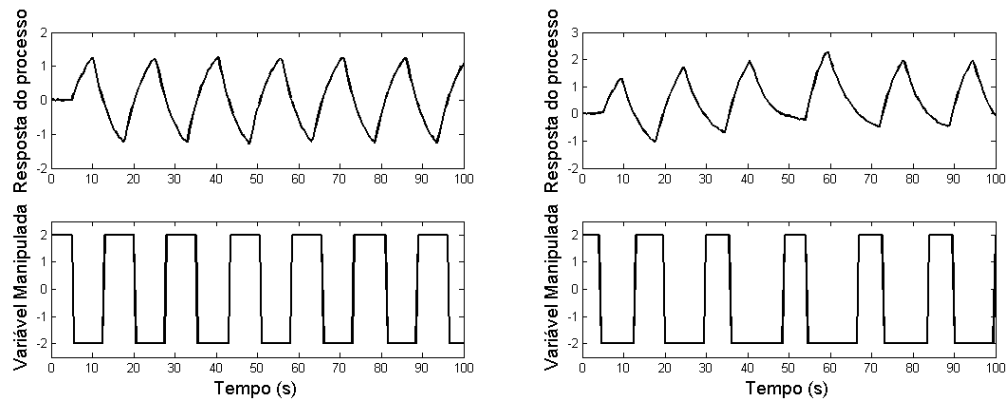


Figura A.1: Comparação da resposta do sistema II ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita)

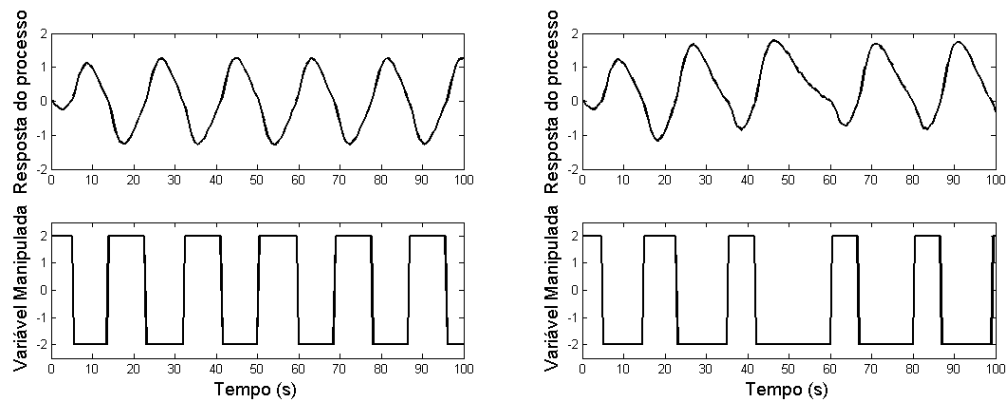


Figura A.2: Comparação da resposta do sistema III ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita)

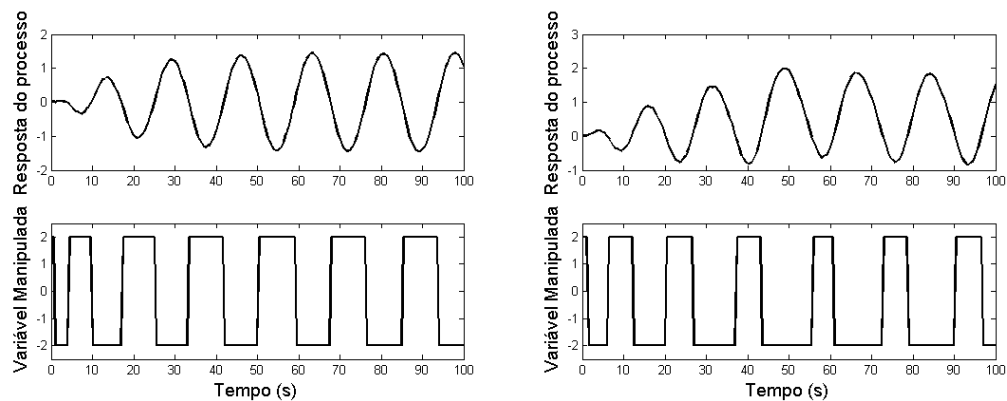


Figura A.3: Comparação da resposta do sistema IV ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita)

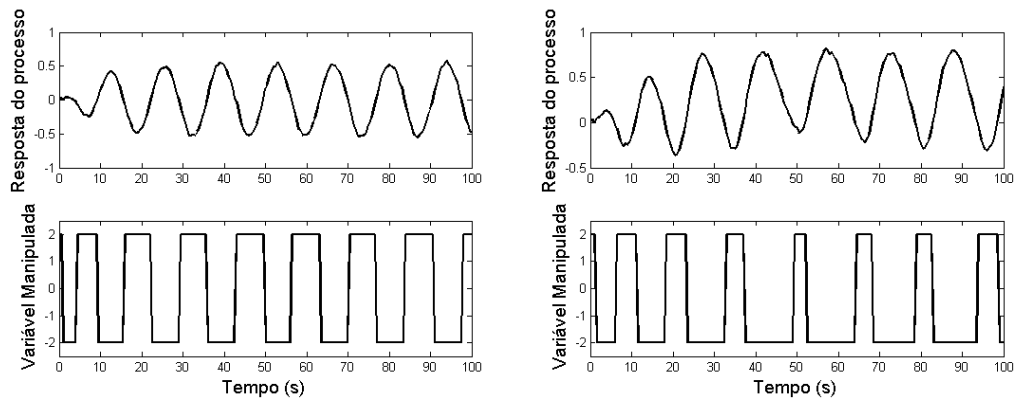


Figura A.4: Comparação da resposta do sistema V ao relé sem distúrbio (à esquerda) e com distúrbio não medido (à direita)

Apêndice B – Análise do impacto da ordem do modelo ARX utilizado na qualidade da identificação

Conforme comentado durante a análise dos resultados obtidos com auxílio do *autotuner* B, foi comprovado através de testes que diminuir a ordem do modelo ARX utilizado para identificação de sistemas de baixa ordem resolve o problema da má qualidade dos resultados observados em alguns casos destes sistemas. Os resultados de tais testes são mostrados abaixo. Em ambos casos, foi utilizado o *autotuner* B.

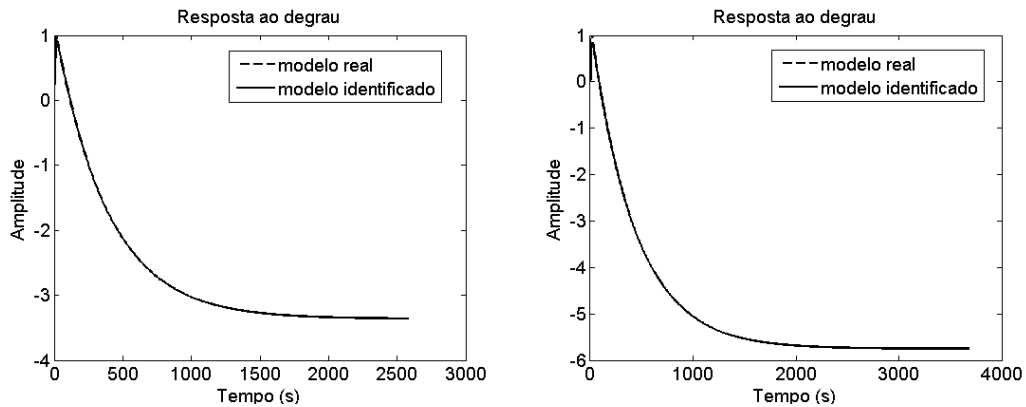


Figura B.1: Comparação entre o modelo real e o identificado utilizando ARX com $na = nb = 8$, para os sistemas I e II, respectivamente (ambos modelos obtidos na presença de distúrbios não medidos)

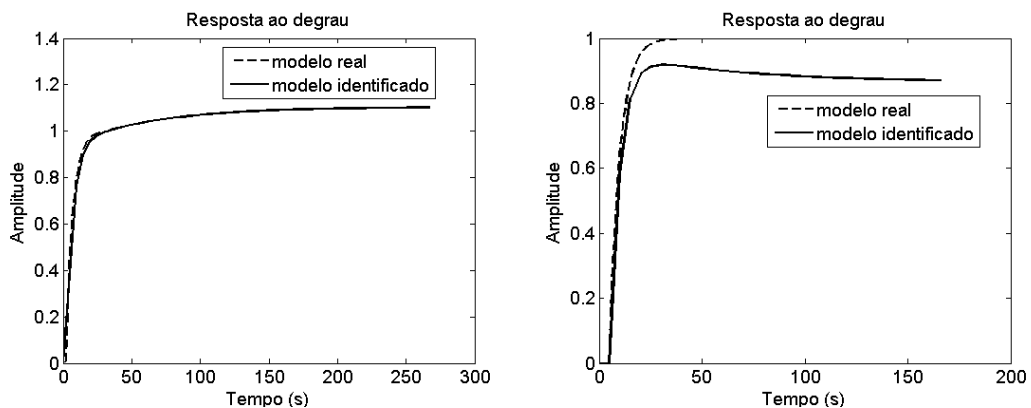


Figura B.2: Comparação entre o modelo real e o identificado utilizando ARX com $na = nb = 4$, para os sistemas I e II, respectivamente (ambos modelos obtidos na presença de distúrbios não medidos)

Apêndice C – Gráficos das simulações realizadas para avaliação da função servo e regulatória dos controladores projetados

Nesta seção, serão apresentados os resultados das simulações omitidos na seção 4.3, por apresentarem comportamento semelhante aos mostrados naquela seção.

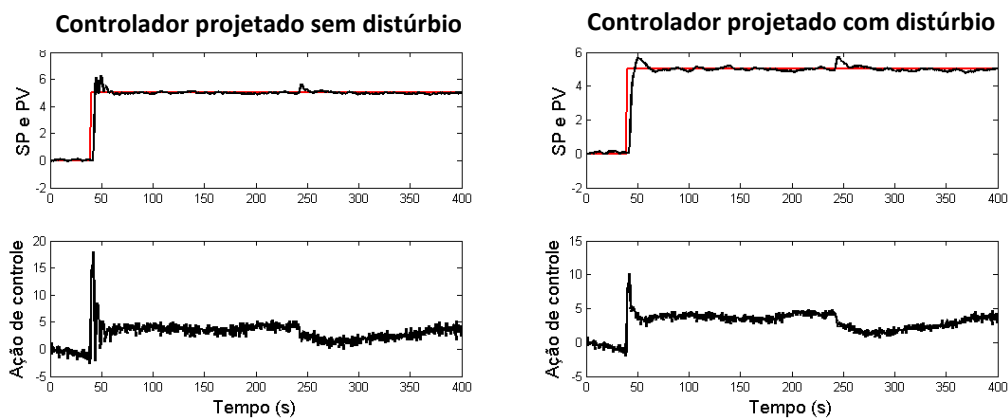


Figura C.1: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner A* para o sistema I

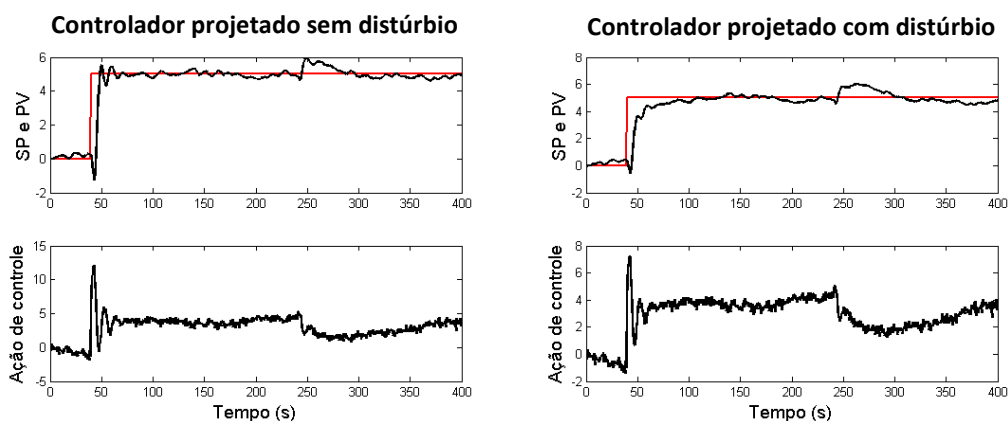


Figura C.2: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner A* para o sistema III

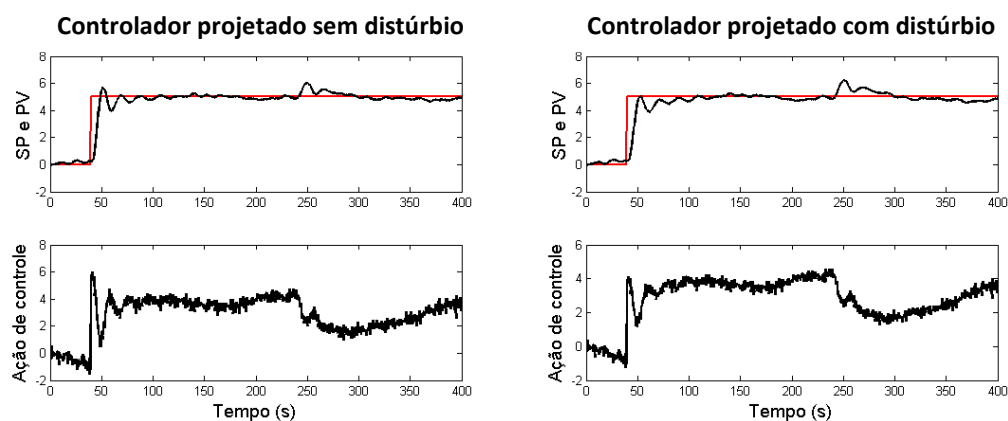


Figura C.3: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner A* para o sistema IV

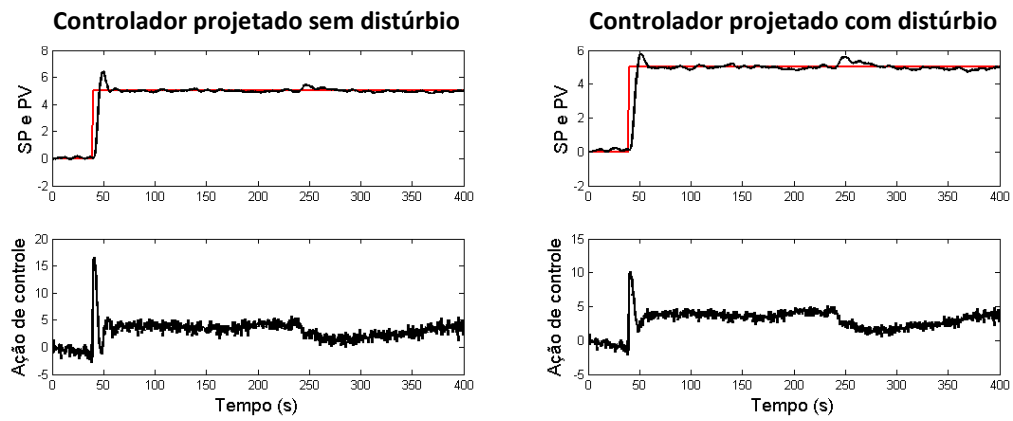


Figura C.4: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner* A para o sistema V

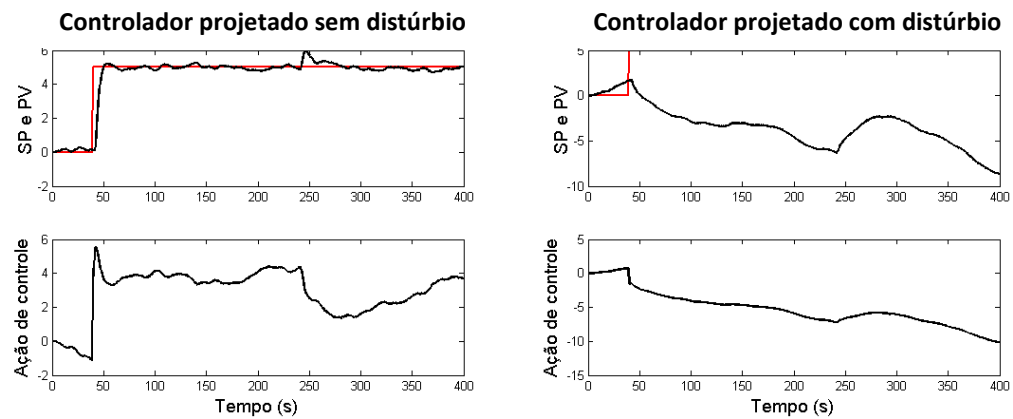


Figura C.5: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner* B para o sistema I

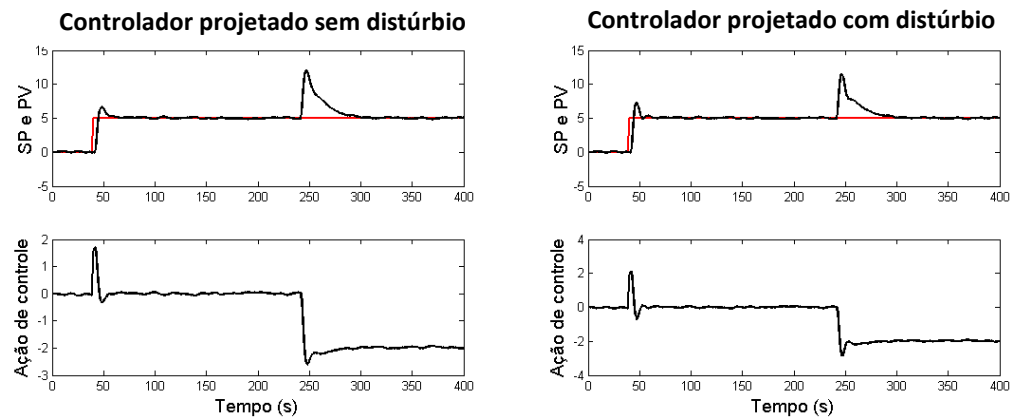


Figura C.6: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner* B para o sistema VI

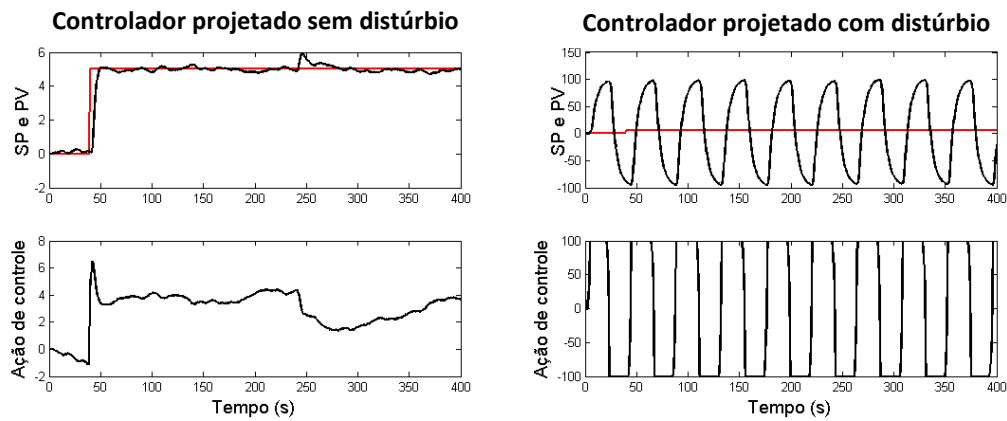


Figura C.7: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner* C para o sistema I

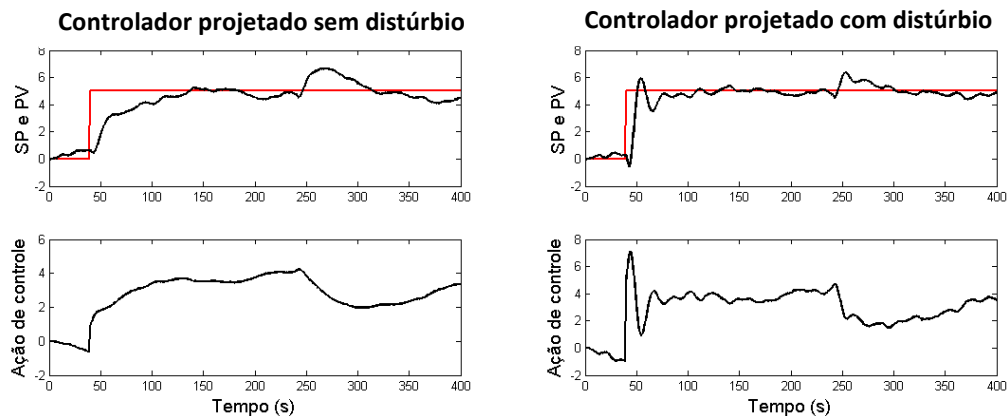


Figura C.8: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner* C para o sistema III

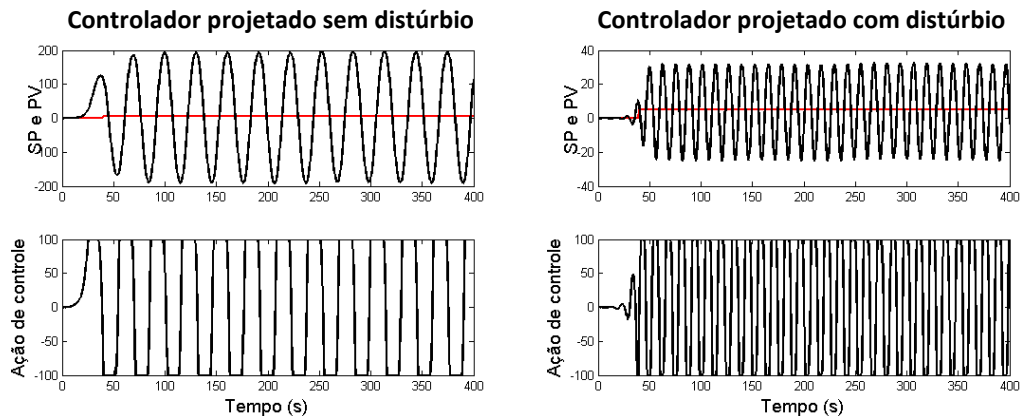


Figura C.9: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner* C para o sistema IV

Observação: no caso deste sistema, a dinâmica inicial e o estado estacionário final foram adequadamente capturados. Dessa forma, a causa da má sintonia observada está na etapa de aproximação da resposta do processo por FOPDT pelo método SK, já que o mesmo pode apresentar resultados de baixa qualidade quando o modelo em questão não possui comportamento parecido com FOPDT, como é o caso do sistema IV.

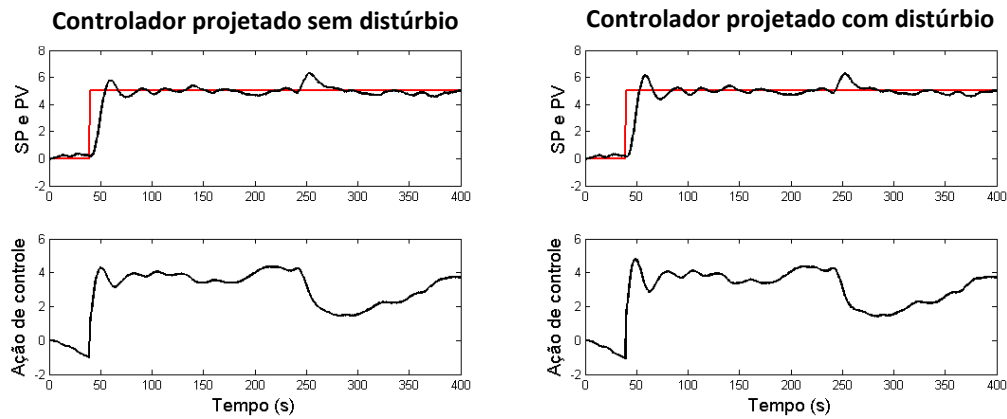


Figura C.10: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner* C para o sistema V

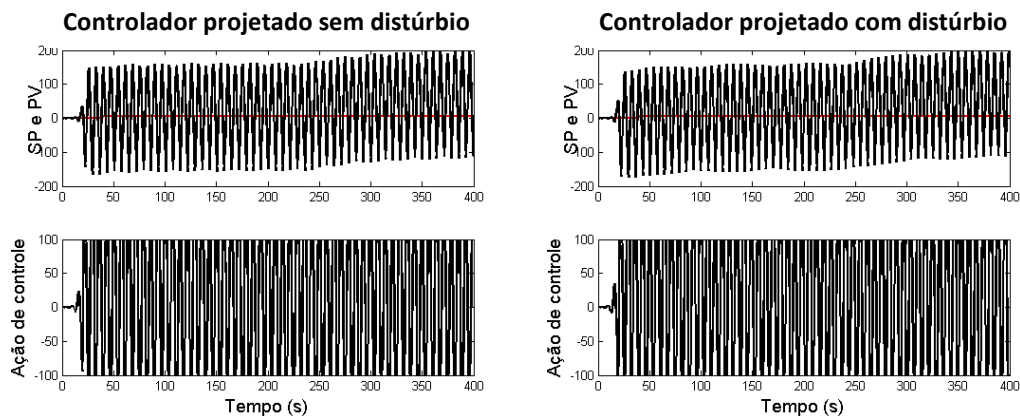


Figura C.11: Comparação da capacidade servo e regulatória dos controladores projetados pelo *autotuner* C para o sistema VI

Observação: no caso do sistema VI, como comentado na seção 4.3, os modelos obtidos por identificação em malha fechada apresentaram qualidade inferior aos obtidos em malha aberta. Isto é um indicativo de que a sintonia do controlador em operação durante a etapa de perturbações desse sistema estava bastante agressiva, o que causou uma alta correlação entre os dados de entrada e saída do processo. Tal correlação prejudicou bastante a qualidade do modelo obtido.

Apêndice D – Diagramas do *Simulink* utilizados nas simulações

Nesta seção, serão apresentados os diagramas do *Simulink* utilizados nas simulações. Os diagramas dos *autotuners* A, B e C (Figuras D.1 a D.3) realizam a etapa de perturbação do sistema e coleta de dados. O restante do procedimento de autoajuste (ou seja, a identificação do modelo do processo e cálculo dos parâmetros do controlador) é realizado pelo *script* em MATLAB (arquivo de extensão m).

Já o diagrama apresentado na Figura D.4 é responsável por aplicar um degrau no *setpoint* e um distúrbio na carga (degrau no sinal de saída do controlador, instantes depois do degrau no *setpoint*), para possibilitar a avaliação da resposta servo e regulatória do controlador em avaliação, respectivamente. Assim como os outros diagramas apresentados, este também realiza a coleta de dados.

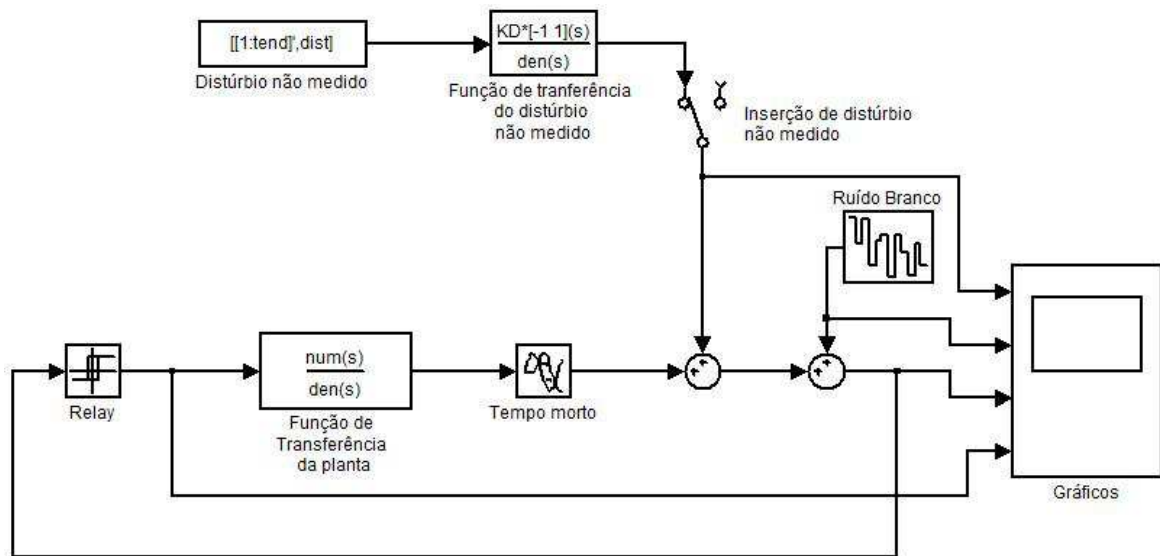


Figura D.1: Diagrama do *Simulink* do autotuner A

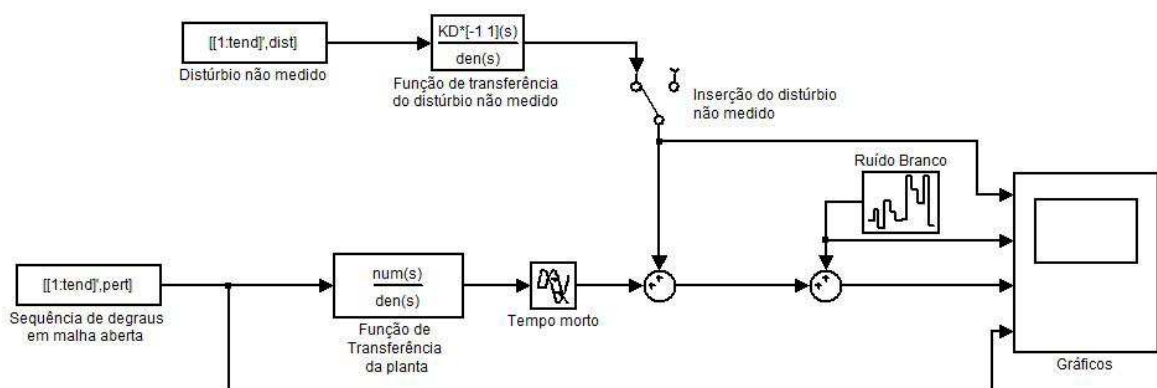


Figura D.2: Diagrama do *Simulink* do autotuner B

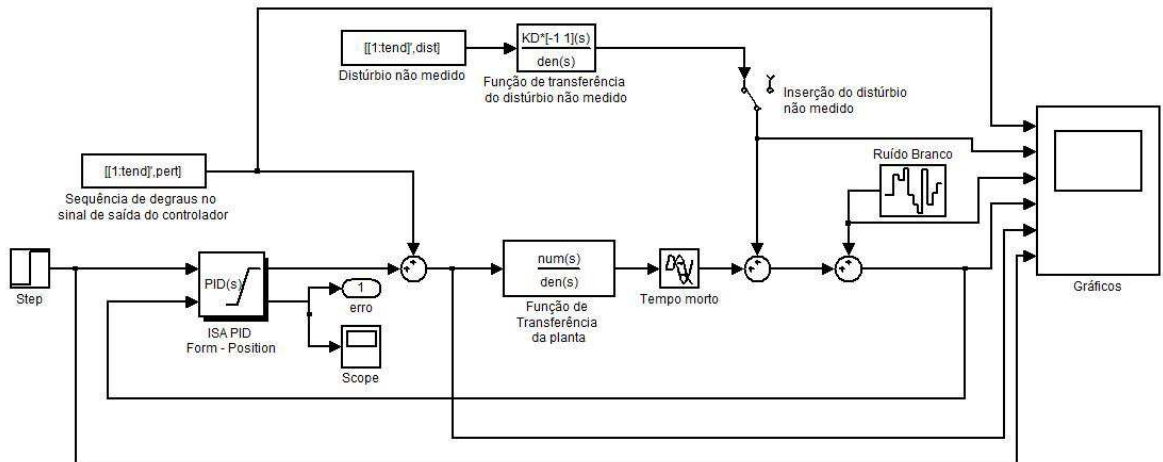


Figura D.3: Diagrama do *Simulink* do autotuner C

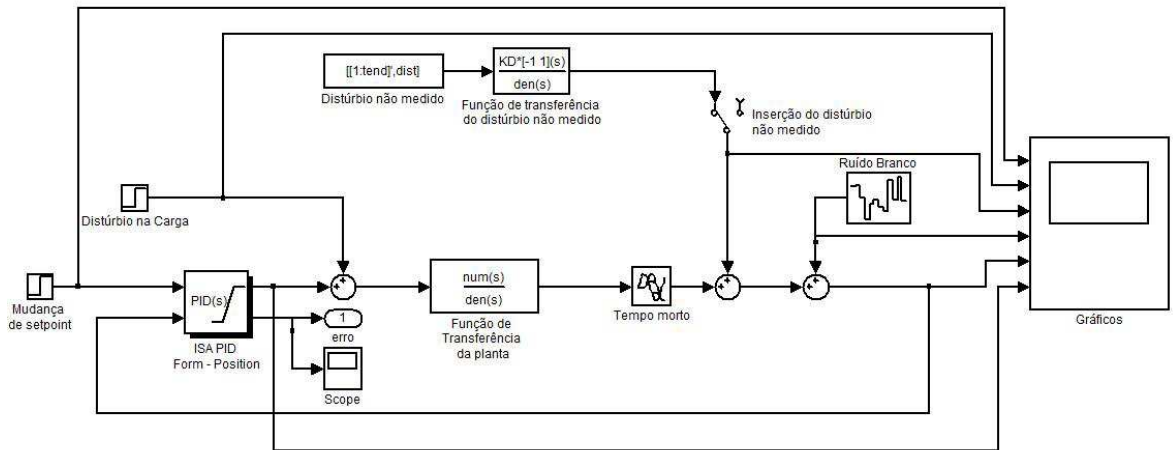


Figura D.4: Diagrama do *Simulink* utilizado para avaliação do controlador projetado