



QUANTIFICAÇÃO E COMPENSAÇÃO DE ATRITO EM VÁLVULAS DE CONTROLE

Felipe Nunes Radtke

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Fernando Cesar Lizarralde

Rio de Janeiro
Julho de 2015

QUANTIFICAÇÃO E COMPENSAÇÃO DE ATRITO EM VÁLVULAS DE
CONTROLE

Felipe Nunes Radtke

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE
ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE
JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Fernando Cesar Lizarralde, D.Sc.

Prof. Alessandro Jacoud Peixoto, D.Sc.

Dr. Mário César Mello Massa de Campos, Dr.Ing.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
JULHO DE 2015

Radtke, Felipe Nunes

Quantificação e Compensação de Atrito em Válvulas de Controle/Felipe Nunes Radtke. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2015.

XV, 115 p.: il.; 29,7cm.

Orientador: Fernando Cesar Lizarralde

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2015.

Referências Bibliográficas: p. 105 – 111.

1. Válvulas de Controle. 2. Atrito. 3. Quantificação. 4. Compensação. I. Lizarralde, Fernando Cesar. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*A todos que contribuíram para a
realização deste trabalho.*

Agradecimentos

Diversas pessoas foram fundamentais durante o cumprimento desta longa (e árdua) jornada: agradeço a Sérgio Barbosa, por ter me recepcionado em sua casa durante meus primeiros 3 meses de mestrado, facilitando enormemente minha fase de adaptação.

Agradeço também a Lucílio de Mesquita Barreto, uma grande pessoa que tive o prazer de conhecer, e que sempre se mostrou solícito para me ajudar no que eu precisasse.

À Mariana Morais Martins, por ter estado do meu lado o tempo todo, sempre me apoiando e motivando.

Aos colegas de curso Igor Moreira, Rafael Pereira, Fernando Coutinho e Victor Alvarez, pelas horas de estudo, ensinamentos e descontração.

Aos colegas Vítor Rangel da Silva e William Vianna do IFF Campos, pela grande ajuda e suporte com o *set up* experimental desenvolvido para o estudo de caso.

Ao meu orientador Fernando Lizarralde, e aos professores Cláudio Garcia e Celso Munaro pela ajuda e paciência em responder algumas de minhas diversas dúvidas.

Finalmente, gostaria de agradecer à minha família, e a todos que não foram citados aqui, mas que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

QUANTIFICAÇÃO E COMPENSAÇÃO DE ATRITO EM VÁLVULAS DE CONTROLE

Felipe Nunes Radtke

Julho/2015

Orientador: Fernando Cesar Lizarralde

Programa: Engenharia Elétrica

As válvulas de controle pneumáticas são os elementos finais de controle mais utilizados nas indústrias, responsáveis por implementar a estratégia definida pelo controlador através do ajuste da sua área de abertura. Entretanto, a presença de atrito estático elevado nestes elementos é um dos fatores que mais contribui para o má desempenho dos sistemas de controle, impedindo que as especificações desejadas para o produto final sejam atingidas, resultando em prejuízos materiais e financeiros. Desta forma, a adoção de técnicas de detecção, quantificação e compensação de atrito se faz necessária para minimizar os efeitos dessa não linearidade até a próxima parada programada.

Neste trabalho, o problema de quantificação e compensação de atrito em válvulas de controle será abordado a partir da realização de experimentos envolvendo uma válvula real e dois sistemas auto-regulatórios, simulados em uma arquitetura *hardware in the loop* por meio de modelos de primeira ordem com atraso e de terceira ordem. As principais contribuições oferecidas são: 1) a avaliação do desempenho de um método de quantificação baseado na identificação dos parâmetros de um modelo de atrito e de um modelo linear que representa a dinâmica do processo, e 2) a realização de um estudo comparativo entre duas metodologias de compensação de atrito baseadas na adição de pulsos de correção à saída do controlador; tais metodologias possuem como vantagem a utilização de estruturas de supervisão que minimizam ou desabilitam a ação dos compensadores quando determinadas condições operacionais são atingidas pela planta, evitando a movimentação desnecessária do elemento final de controle. A robustez de todos os métodos utilizados será verificada em simulações com três sintonias para os controladores de cada sistema, a partir da medição da posição da haste da válvula.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

FRICITION QUANTIFICATION AND COMPENSATION IN CONTROL VALVES

Felipe Nunes Radtke

July/2015

Advisor: Fernando Cesar Lizarralde

Department: Electrical Engineering

Pneumatic Control Valves are the industries' most used final control elements, responsible for implementing the strategy defined by the controller through the adjustment of its opening area. However, the presence of high static friction in these elements is one of the factors that contributes the most to the poor performance of control systems, preventing the final product to achieve its desired specifications, resulting in material and financial losses. Thus, the adoption of techniques for friction detection, quantification and compensation is necessary in order to minimize the effects of this nonlinearity until the next shutdown.

In this work, the problem of friction quantification and compensation in control valves will be approached from the conduction of experiments involving an actual valve and two self-regulatory systems, simulated in a hardware in the loop architecture by first order plus time delay and third order models. The main contributions are: 1) the performance evaluation of a quantification method based on parameter identification of a friction model and a linear model that represents the process dynamics, and 2) the conduction of a comparative study between two friction compensation methods based on the addition of correction pulses to the controller output; such methods have as advantage the use of supervision structures that minimize or disable the compensator action when certain operational conditions are met by the plant, avoiding the unnecessary movement of the final control element. The robustness of all the methods used will be verified with three controllers tunings to each system, from the measurement of the stem position.

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xiv
1 Introdução	1
1.1 Revisão Bibliográfica	4
1.1.1 Modelagem de Atrito	4
1.1.2 Detecção de Atrito	9
1.1.3 Quantificação de Atrito	10
1.1.4 Compensação de Atrito	12
1.2 Objetivos	13
1.3 Estrutura da Dissertação	14
2 Descrição do Problema	15
2.1 Válvulas de Controle	15
2.1.1 Não linearidades em válvulas de controle	16
3 Métodos para Quantificação e Compensação de Atrito	26
3.1 Quantificação de atrito	26
3.1.1 Simulação utilizando dados industriais	34
3.2 Compensação de atrito	50
3.2.1 Método 1	53
3.2.2 Método 2	55
4 Estudo de caso	59
4.1 Descrição do <i>set-up</i> Experimental	59
4.2 Metodologia	60
4.3 Resultados	64
4.3.1 Quantificação de Atrito	64
4.3.2 Compensação de Atrito	80

5	Conclusões e trabalhos futuros	102
5.1	Sugestões para trabalhos futuros	103
	Referências Bibliográficas	105
A	Implementação do compensador CF no LabVIEW™	112
A.0.1	Código do compensador <i>knocker</i>	113
A.0.2	Código do algoritmo CF	114

Lista de Figuras

1.1	Fluxograma do modelo de atrito de Stenman (Stenman et al. 2003).	7
1.2	Fluxograma do modelo de atrito de Choudhury (Choudhury, Thornhill & Shah 2005).	8
1.3	Fluxograma do modelo de atrito de He (He et al. 2007).	8
1.4	Fluxograma do modelo semi-físico de atrito de He (He & Wang 2014).	9
2.1	Válvula globo	15
2.2	Malha de controle com Válvula	16
2.3	Não linearidades existentes em uma válvula de controle	18
2.4	Assinatura de uma válvula com atrito estático	19
2.5	Fluxograma do modelo de atrito de Kano (Kano et al. 2004).	23
3.1	Malha de Controle com sistema Hammerstein	27
3.2	Diagrama de blocos de um modelo ARX	29
3.3	Procedimento para a quantificação de atrito (Bacci di Capaci & Scali 2014).	31
3.4	Intervalos para o fator de Regularidade	32
3.5	Razão de decaimento R_{acf}	32
3.6	Formatos da onda relé para diferentes valores de θ/τ .	33
3.7	Malha industrial 1 (CHEM2) - Dados	36
3.8	Malha industrial 1 (CHEM2) - Estimativa da variável controlada	37
3.9	Malha industrial 2 (CHEM10) - Dados	38
3.10	Malha industrial 2 (CHEM10) - Estimativa da variável controlada	39
3.11	Malha industrial 3 (CHEM11) - Dados	39
3.12	Malha industrial 3 (CHEM11) - Estimativa da variável controlada	40
3.13	Malha industrial 4 (CHEM24) - Dados	41
3.14	Malha industrial 4 (CHEM24) - Estimativa da variável controlada	42
3.15	Malha industrial 5 (CHEM29) - Dados	43
3.16	Malha industrial 5 (CHEM29) - Estimativa da variável controlada	44
3.17	Malha industrial 6 (PAP9) - Dados	44
3.18	Malha industrial 6 (PAP9) - Estimativa da variável controlada	45

3.19	Malha industrial 7 (PAP13) - Dados	46
3.20	Malha industrial 7 (PAP13) - Estimativa da variável controlada . . .	47
3.21	Malha industrial 8 (MET1) - Dados	47
3.22	Malha industrial 8 (MET1) - Estimativa da variável controlada	48
3.23	Diagrama dos compensadores <i>knocker</i> /CR	51
3.24	Sinal <i>knocker</i>	51
3.25	Diagrama de blocos do método de compensação 1	53
3.26	Estrutura de decisão do método de compensação 1	54
3.27	Diagrama de blocos do método de compensação 2	55
3.28	Etapas para o cálculo de $e_c(t)$	56
3.29	Etapas para o cálculo de $u_c(t)$	56
4.1	Diagrama do <i>set-up</i> Experimental	59
4.2	Válvula utilizada no estudo de caso	60
4.3	Conversão V/P	61
4.4	Histerese da válvula em 50%	62
4.5	Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): dados	64
4.6	Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): estimativa da variável controlada	65
4.7	Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): dados	66
4.8	Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): estimativa da variável controlada	67
4.9	Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): dados	67
4.10	Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): estimativa da variável controlada	68
4.11	Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): dados	69
4.12	Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): estimativa da variável controlada	70
4.13	Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): dados	70
4.14	Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): estimativa da variável controlada	71
4.15	Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): dados	72

4.16	Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): estimativa da variável controlada	72
4.17	Simulação em ambiente HIL - Sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): comparação entre a posição da haste medida e estimada	75
4.18	Simulação em ambiente HIL - Sistema de terceira ordem (sintonia 2): comparação entre a posição da haste medida e estimada	75
4.19	Identificação intrusiva dos valores de banda morta e <i>stickband</i> da válvula - Teste 1	76
4.20	Identificação intrusiva dos valores de banda morta e <i>stickband</i> da válvula - Segundo ciclo do teste 1	77
4.21	Identificação intrusiva dos valores de banda morta e <i>stickband</i> da válvula - Teste 2	78
4.22	Algoritmo para estimação intrusiva do <i>slip-jump</i> da válvula	78
4.23	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): resposta ao compensador <i>knocker</i>	81
4.24	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): resposta ao compensador <i>knocker</i>	82
4.25	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): resposta ao compensador <i>knocker</i>	82
4.26	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): resposta ao compensador CR	83
4.27	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): resposta ao compensador CR	84
4.28	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): resposta ao compensador CR	84
4.29	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): resposta ao compensador <i>knocker</i>	85
4.30	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): resposta ao compensador <i>knocker</i>	86
4.31	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): resposta ao compensador <i>knocker</i>	86
4.32	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): resposta ao compensador CR	87
4.33	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): resposta ao compensador CR	87
4.34	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): resposta ao compensador CR	88
4.35	Pulsos de compensação aplicados incorretamente	90

4.36	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): resposta ao compensador CF	91
4.37	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): resposta ao compensador CF	92
4.38	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): resposta ao compensador CF	92
4.39	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): resposta ao compensador eCR	93
4.40	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): resposta ao compensador eCR	93
4.41	Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): resposta ao compensador eCR	94
4.42	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): resposta ao compensador CF	95
4.43	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): resposta ao compensador CF	95
4.44	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): resposta ao compensador CF	96
4.45	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): resposta ao compensador eCR	96
4.46	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): resposta ao compensador eCR	97
4.47	Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): resposta ao compensador eCR	97
4.48	Simulação em ambiente HIL - Variação máxima do compensador eCR	100
A.1	Diagrama de blocos simplificado do compensador CF no LabVIEW™	112

Lista de Tabelas

3.1	Prefixos utilizados para a nomenclatura das malhas industriais	35
3.2	Malha industrial 1 (CHEM2) - Resultados da quantificação de atrito .	37
3.3	Malha industrial 2 (CHEM10) - Resultados da quantificação de atrito	38
3.4	Malha industrial 3 (CHEM11) - Resultados da quantificação de atrito	40
3.5	Malha industrial 4 (CHEM24) - Resultados da quantificação de atrito	42
3.6	Malha industrial 5 (CHEM29) - Resultados da quantificação de atrito	43
3.7	Malha industrial 6 (PAP9) - Resultados da quantificação de atrito . .	45
3.8	Malha industrial 7 (PAP13) - Resultados da quantificação de atrito .	46
3.9	Malha industrial 8 (MET1) - Resultados da quantificação de atrito .	48
3.10	Simulação utilizando dados industriais - Resultados da etapa de de- tecção de atrito	49
3.11	Simulação utilizando dados industriais - Requisitos para a etapa de quantificação	50
4.1	Sintonias dos controladores PI	61
4.2	Simulação em arquitetura HIL - Resultados da quantificação de atrito	73
4.3	Simulação em arquitetura HIL - Erros na estimação do atrito	79
4.4	Simulação em ambiente HIL - Sintonia do <i>knocker</i> e CR	81
4.5	Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de primeira ordem com atraso e compensador <i>knocker</i>	83
4.6	Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de primeira ordem com atraso e compensador CR	85
4.7	Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de terceira ordem e compensador <i>knocker</i>	88
4.8	Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de terceira ordem e compensador CR	88
4.9	Simulações em ambiente HIL - Ajustes dos parâmetros do compensa- dor eCR	91
4.10	Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de primeira ordem com atraso e compensadores CF e eCR	98

4.11 Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de terceira ordem e compensadores CF e eCR	98
4.12 Simulação em ambiente HIL - Médias gerais dos índices de desempenho: compensadores CF e eCR	100

Capítulo 1

Introdução

Em qualquer indústria deseja-se operar de forma otimizada, gerando produtos de maior qualidade através de um consumo reduzido de energia e matéria prima; estas características estão diretamente ligadas à eficiência da malha de controle, o principal componente dos sistemas automatizados. Conseqüentemente, diversos métodos para a avaliação do desempenho das malhas de controle industriais têm sido propostos ao longo do tempo, contribuindo para o surgimento de um campo da engenharia chamado CPM, sigla para “*Control Performance Management/Monitoring*”; segundo Jelali (2013):

CPM fornece uma estrutura para se avaliar de maneira automática e sistemática o desempenho das malhas de controle, detectando e diagnosticando as principais causas de deterioração no desempenho, assim como sugerindo medidas para se melhorar ou evitar a degradação do desempenho das mesmas.

No primeiro trabalho sobre o assunto, Harris (1989) apresentou uma metodologia para estimar o melhor desempenho possível do controlador, com base apenas nos dados de rotina da planta e no conceito de Controlador de Variância Mínima (*Minimum Variance Control*) proposto por Åström (1970): este representa a estrutura de um controlador que, em uma malha de realimentação, reduzirá ao máximo a variabilidade da variável controlada através da minimização da variância do erro. Como as auditorias realizadas naquela época já apontavam que uma grande quantidade de malhas de controle industriais operavam de maneira insatisfatória (Jelali 2013), o trabalho de Harris se mostrou de extrema importância, sendo sucedido por muitos outros; entretanto, todos estes se limitavam apenas à aplicação de técnicas para determinar se a performance do controlador era boa ou ruim (Kvam 2009). Até que Thornhill & Hägglund (1997) estenderam o escopo de suas aplicações ao que se tornou um tópico chave de CPM: a detecção e diagnóstico de oscilações, cuja

presença interfere drasticamente no desempenho do sistema, e que são geralmente causadas por um ou mais dos seguintes fatores (Jelali & Huang 2009):

- Falhas nos instrumentos de medição;
- Controlador indevidamente projetado/sintonizado;
- Presença de distúrbios oscilatórios na planta;
- Presença de não-linearidades nos atuadores.

Dentre estes, grande atenção tem sido dada às não-linearidades existentes nas válvulas de controle, os atuadores mais utilizados em plantas industriais (de Campos & Teixeira 2006, Fisher-Rosemount 2005), cujo comportamento é degradado consideravelmente na presença de níveis elevados de atrito, de forma que muitos pesquisadores considerem este como uma das causas mais relevantes para a ineficiência dos sistemas de controle (Choudhury, Thornhill & Shah 2005, Kano et al. 2004, Rinehart & Marshalltown 2006, Romano 2010). De fato, diversos estudos realizados ao longo dos anos compartilham desta mesma opinião:

- Em Elliot & Bialkowski (1996) é afirmado que o comportamento indesejado da válvula é o fator que mais contribui para a deterioração no desempenho do sistema de controle e desestabilização da uniformidade do produto. Já uma auditoria citada por Rinehart (1997) revelou que 80% de todas as válvulas de uma empresa de engenharia foram reprovadas em testes de desempenho, uma vez que eram incapazes de assumir a posição desejada devido à erros de dimensionamento ou atrito.

- Em um artigo sobre a qualidade dos sistemas de controle industriais dos Estados Unidos, Desborough & Miller (2002) citam Miller (2000) ao afirmar que problemas nas válvulas de controle são responsáveis por um terço dos 32% de controladores que tiveram seus desempenhos classificados como “pobre” ou “razoável”. No mesmo período, uma auditoria citada por Hägglund (2002) mostrou que a variabilidade nas variáveis controladas de uma fábrica canadense é causada pela presença de atrito nas válvulas em aproximadamente 30% dos casos.

- Em Srinivasan & Rengaswamy (2005) é afirmado que de 20% a 30% das malhas exibem oscilações na variável controlada devido à presença de atrito na válvula de controle, enquanto a empresa Fisher ControlsTM (Fisher-Rosemount 2005) afirma que a banda morta (*deadband*), fenômeno causado principalmente por atrito e folgas, e que deveria ser menor do que 1% em uma válvula corretamente projetada, é da ordem de 4% ou maior em 30% das válvulas, e maior que 2% em 65% das válvulas.

- Em um artigo publicado após um estudo realizado durante 15 meses em 700 malhas de controle de 12 indústrias brasileiras, Torres et al. (2006) concluíram que 14% das malhas operavam com válvulas de controle desgastadas, e que 15% destas também apresentavam valores elevados de atrito estático e histerese.

- Por último, Rinehart & Marshalltown (2006), em artigo realizado sobre confiabilidade de plantas industriais, citam diversos relatórios sobre o impacto de válvulas de controle operando de forma insatisfatória: em um deles, um estudo realizado pela empresa multinacional MonsantoTM concluiu que melhorias de performance das válvulas de controle (considerada pela empresa como uma operação de baixa complexidade) representaria o maior impacto positivo no custo dos bens vendidos, representando um montante anual de 15 milhões de dólares. Em outro caso, uma audição realizada pela empresa Emerson Process ManagementTM com indústrias petroquímicas de refino, concluiu que em mais da metade das 7000 malhas analisadas, as válvulas necessitavam de melhorias para que uma performance ótima do sistema de controle fosse obtida. A audição afirma ainda que todas as malhas estudadas eram críticas no que diz respeito ao lucro das empresas, e que a maioria das válvulas não foi capaz de atender a uma mudança de 2% do setpoint, mesmo com muitas delas fazendo parte de unidades com estratégias de controle avançadas. Ao final, concluiu-se que a eficiência geral da unidade seria aumentada de 2% a 5% após a implementação de técnicas para otimização do desempenho das válvulas. Isto representa uma redução de custo significativa, visto que Desborough & Miller (2002) estimam que mesmo 1% em aumento de eficiência energética ou em cortes nos gastos de manutenção em malhas de controle representam centenas de milhões de dólares em economia para as indústrias de processo.

Todo este cenário impulsionou o desenvolvimento de métodos de detecção e quantificação do atrito existente na válvula principalmente sob a forma de atrito estático, o que representou aos engenheiros e técnicos de processo a possibilidade de avaliar com relativa precisão a influência deste atuador no má-desempenho da malha, assim como determinar as medidas a serem tomadas de acordo com a intensidade de atrito estimada, que vão da utilização de compensadores de atrito em casos mais brandos (para que a malha continue operando com um desempenho razoável até a próxima parada programada) à retirada imediata da válvula para manutenção, em casos mais extremos. Tais técnicas representaram um grande avanço, visto que são capazes de impactar consideravelmente a eficiência dos processos industriais; entretanto, conforme afirmado em Jelali & Huang (2009), nenhuma metodologia pode ser considerada perfeita, visto que todas possuem pontos fracos; conseqüentemente, tem-se pela frente um campo aberto para novos desafios, à espera de ideias inovadoras.

1.1 Revisão Bibliográfica

Os estudos envolvendo atrito em válvulas de controle podem ser categorizados em 4 tópicos: 1) modelagem, 2) detecção, 3) quantificação e 4) compensação (Bacci di Capaci & Scali 2014); a seguir, serão apresentados os principais trabalhos referentes a cada um destes.

1.1.1 Modelagem de Atrito

Basicamente, os modelos utilizados para representar os efeitos do atrito podem ser classificados como físicos ou empíricos: nos primeiros, a posição da haste é determinada através da aplicação de equações de balanço de forças, em que os parâmetros do modelo de atrito utilizado podem ser constantes (modelos estáticos) ou variáveis (modelos dinâmicos). Como exemplo de modelo estático, pode-se citar o modelo clássico de atrito (Olsson 1996, Olsson et al. 1998), dado por:

$$F_f = \begin{cases} F_f(v) & , \text{ se } v \neq 0, \\ F_{ext} & , \text{ se } v = 0 \text{ e } |F_{ext}| \leq F_s, \\ F_s \cdot \text{sgn}(F_{ext}) & , \text{ se } v = 0 \text{ e } |F_{ext}| < F_s, \end{cases} \quad (1.1)$$

em que F_s representa o coeficiente de atrito estático, F_{ext} as forças externas aplicadas na válvula e $F_f(v)$ a força de atrito, calculada como uma função da velocidade v da haste:

$$F_f(v) = [F_c + (F_s - F_c)e^{(v/v_s)^2}]\text{sgn}(v) + F_v v \quad (1.2)$$

Os coeficientes de atrito de Coulomb e de atrito viscoso são dados respectivamente por F_c e F_v ; por sua vez, o fator v_s se refere à velocidade de Stribeck, cuja função é representar uma parcela da força de atrito, denominada “atrito de Stribeck”, que decresce monotonicamente com o início do movimento (Romano 2010). A primeira linha da equação (1.1) se refere aos instantes em que a haste está em movimento, enquanto a segunda representa a força de atrito quando a haste está em repouso. Já a última linha corresponde à situação em que as forças externas excederam o somatório entre as forças de atrito estático e de Coulomb, e a haste está prestes a se mover. Esta estrutura é conhecida por ser capaz de representar fielmente os efeitos do atrito em diversos tipos de sistemas; no entanto, sua principal desvantagem consiste na dificuldade em satisfazer a condição $v = 0$ durante simulações computacionais, impedindo que a haste da válvula pare completamente (Garcia 2008). Este problema é solucionado por Karnopp (1985), através da introdução do conceito de “velocidade limite”, uma faixa de valores ao redor da condição $v = 0$ para qual a velocidade da haste também é considerada nula.

Em Dahl (1968) é proposto um modelo estático de atrito descrito pela seguinte

equação diferencial ordinária de primeira ordem:

$$\frac{dF_f}{dx} = \sigma \left(1 - \frac{F_f}{F_c} \text{sign}(\dot{x}) \right), \quad (1.3)$$

em que x é o deslocamento da haste, F_c é o coeficiente de atrito de Coulomb e σ é um parâmetro relativo a rigidez do material no ponto $F_f = 0$. Esta formulação é baseada nas propriedades de tensão e deformação, onde a força de atrito corresponde ao valor máximo de tensão que pode ser aplicado em um determinado material antes que se atinja a deformação plástica ou até mesmo a ruptura do mesmo (van Geffen 2009).

Em Armstrong-Hélouvry et al. (1994) é apresentado o modelo dinâmico de 7 parâmetros, onde a força de atrito F_f é calculada pelas seguintes equações:

$$F_f(x) = \sigma_0 x \quad (1.4)$$

$$F_f(v, t) = \left(F_c + F_v |v| + F_s(\gamma, t_d) \frac{1}{1 + [v(t - \tau_L)/v_s]^2} \right) \text{sgn}(v) \quad (1.5)$$

A primeira corresponde aos instantes em que a haste está em repouso, enquanto a segunda representa a fase de movimentação, na qual a força de atrito de Stribeck $F_s(\gamma, t_d)$ é dada por:

$$F_s(\gamma, t_d) = F_{s,a} + (F_{s,\infty} - F_{s,a}) \frac{t_d}{t_d + \gamma}, \quad (1.6)$$

em que $F_{s,a}$ é a força de atrito de Stribeck ao final da fase de movimentação anterior, e t_d é o tempo de duração da fase de repouso; este último termo tem como objetivo reproduzir efeito de variação da força de atrito de acordo com o tempo em que a haste se encontra parada, através do aumento de $F_s(\gamma, t_d)$. Os 7 parâmetros que devem ser ajustados são:

1. σ_0 : rigidez tangencial de contato estático
2. F_c : coeficiente de atrito de Coulomb
3. $F_{s,\infty}$: força de atrito de Stribeck após um longo período em repouso
4. F_v : coeficiente de atrito viscoso
5. v_s : velocidade de Stribeck
6. τ_L : tempo morto na dinâmica do atrito
7. γ : comportamento temporal do atrito estático

Nesta formulação, a transição entre as equações (1.4) e (1.5) não é clara, visto que não há uma equação para representar os instantes em que a haste está na eminência de se movimentar; como resultado, o modelo de 7 parâmetros falha na descrição do comportamento da haste durante a transição entre as fases de repouso e movimentação.

Em Canudas de Wit et al. (1995) é proposto o modelo dinâmico de LuGre, batizado a partir dos nomes dos institutos de pesquisa envolvidos no seu desenvolvimento: o Instituto de Tecnologia de Lund (Suécia) e o Laboratório de Controle Automático de Grenoble (França); a sua formulação é baseada no modelo de Dahl (1968), sendo dada a seguir (Olsson 1996, Olsson et al. 1998):

$$F_f = \sigma_0 z + \sigma_1 \frac{dz}{dt} + F_v v, \quad (1.7)$$

sendo:

$$\frac{dz}{dt} = v - \frac{|v|}{g(v)} z \quad (1.8)$$

$$g(v) = \frac{1}{\sigma_0} \left[F_c + (F_s - F_c) e^{-(v/v_s)^2} \right] \quad (1.9)$$

Os coeficientes de rigidez e amortecimento são dados por σ_0 , e σ_1 , respectivamente. A variável z pode ser interpretada como a deflexão média das cerdas elásticas, componentes utilizados para representar o contato entre as superfícies (visto que estas são irregulares a nível microscópico), enquanto $g(v)$ é uma função positiva que determina a contribuição da velocidade relativa entre as superfícies (v) no valor de z . Uma vantagem deste modelo está no fato de que tanto a fase de movimentação quanto a de pré-movimentação (instante quando as forças externas aplicadas na válvula estão prestes a vencer o atrito estático) são representadas pela mesma equação; além disso, a simulação de atrito assimétrico é possível através do ajuste de diferentes valores para os parâmetros do modelo, de acordo com o sinal (positivo ou negativo) da velocidade v .

Nos modelos empíricos a posição da haste é determinada por meio de estruturas de decisão baseadas em algoritmos, em que a posição da haste é calculada a partir do sinal de controle e de um número relativamente reduzido de parâmetros, que apesar de não estarem diretamente conectados a algum componente físico da válvula, representam fielmente os principais efeitos causados pelo atrito. Um modelo deste tipo é proposto em Stenman et al. (2003), cuja posição $x(t)$ da haste é determinada em função do sinal de controle $u(t)$ e do parâmetro de atrito d , como pode ser visto na figura 1.1, onde $x(t - 1)$ representa a posição da haste no instante anterior.

Choudhury, Thornhill & Shah (2005) apresentam um modelo composto por dois parâmetros, denominados S e J: o primeiro representa o atrito estático quando a válvula está em repouso, enquanto o segundo corresponde ao salto dado pela haste

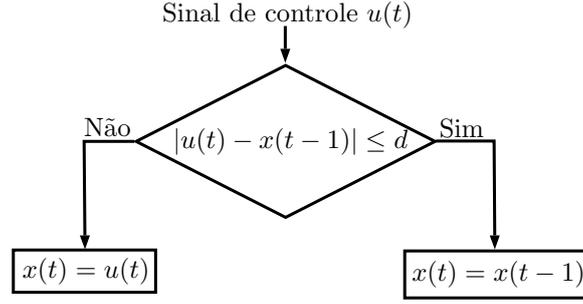


Figura 1.1: Fluxograma do modelo de atrito de Stenman (Stenman et al. 2003).

quando a fase de movimentação é alcançada. O fluxograma deste modelo é dado na figura 1.2, em que $y(t)$ é a atual posição da haste, xss é o valor do sinal de controle quando a haste emperra, v_{new} é a variação do sinal de controle entre um intervalo de amostragem dado por $\Delta t = t(k) - t(k-1)$, e I é um indicador de estado, cujo valor é 1 para as situações em que a haste está em repouso, e 0 quando em movimento.

Kano et al. (2004) salientam que o modelo de Choudhury tem como principal desvantagem o fato de não ser capaz de lidar com sinais estocásticos, falhando em representar os efeitos do atrito para diversos sinais de entrada; os autores propõem então uma nova metodologia, baseada nos mesmos parâmetros S e J , mas que utiliza o produto dos incrementos no sinal de controle ($\Delta u(t)$ e $\Delta u(t-1)$) no lugar de v_{new} .

Em He et al. (2007) é proposto um modelo empírico composto por 2 parâmetros, mostrado no fluxograma da figura 1.3; a variável cum_u representa a resultante das forças agindo sobre a válvula no instante atual: se este valor é maior do que a força de atrito estática F_s , a posição $x(t)$ da haste será a saída do controlador deslocada pela força de atrito dinâmico F_d ; caso contrário, a haste continuará em repouso, e a variável $u_r(t)$, que representa a parcela da força agindo sobre a válvula que não foi capaz de provocar o movimento da mesma, é atualizada. Em (He & Wang 2014), uma nova metodologia é desenvolvida, baseada na utilização do modelo de atrito de He et al. em conjunto com um parâmetro K , dado por:

$$K = 1 + \exp \left(\frac{-\pi \sqrt{\frac{F_v^2}{4km}}}{\sqrt{1 - \frac{F_v^2}{4km}}} \right), \quad (1.10)$$

sendo k a constante de elasticidade da mola, m a massa da haste da válvula e F_v o coeficiente de atrito viscoso. O parâmetro K representa o máximo de sobre-sinal (*overshoot*) observado em aplicações envolvendo modelos físicos, fazendo com que este modelo seja classificado como semi-físico. Seu fluxograma é dado na figura 1.4, em que além de k , as variáveis são normalizadas com base na área do diafragma (S_a), no deslocamento máximo da haste (x_m) e na força de atrito de Coulomb (F_c),

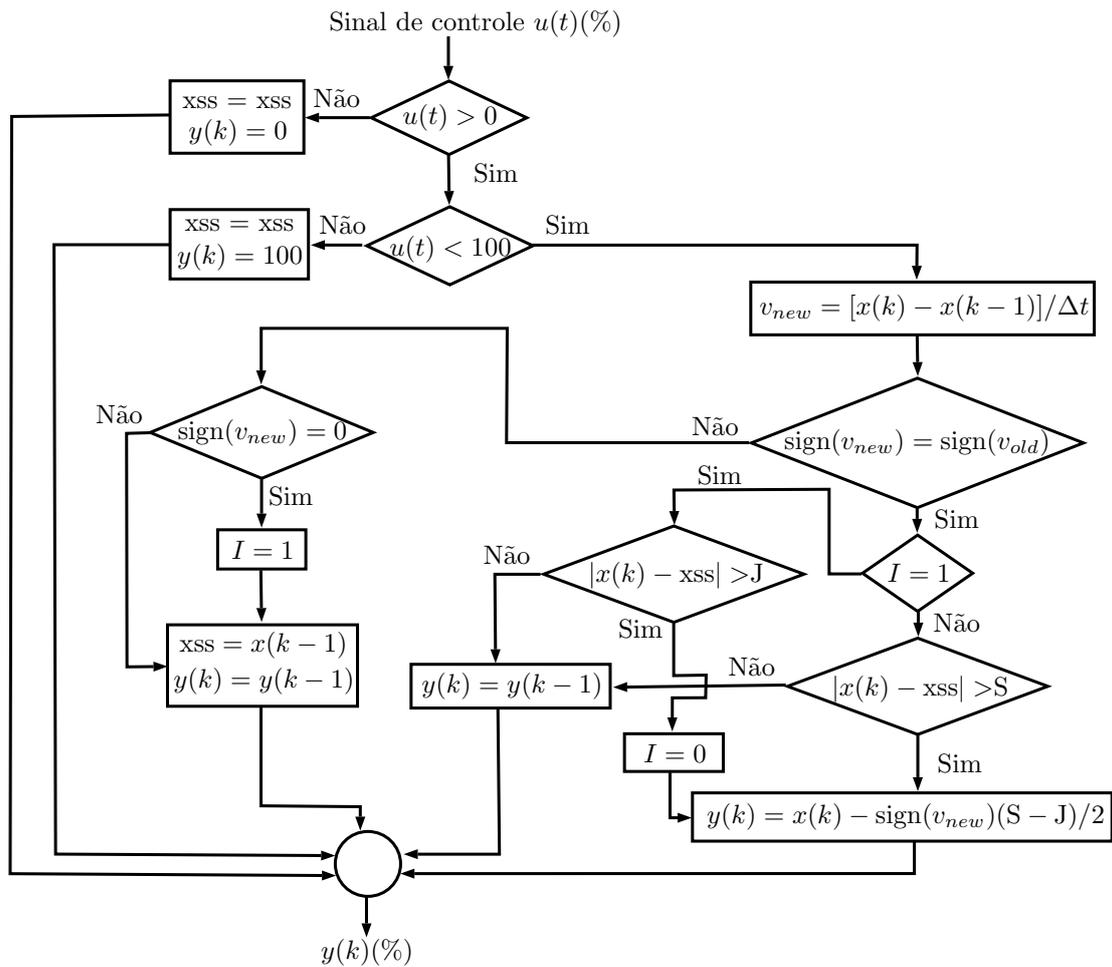


Figura 1.2: Fluxograma do modelo de atrito de Choudhury (Choudhury, Thornhill & Shah 2005).

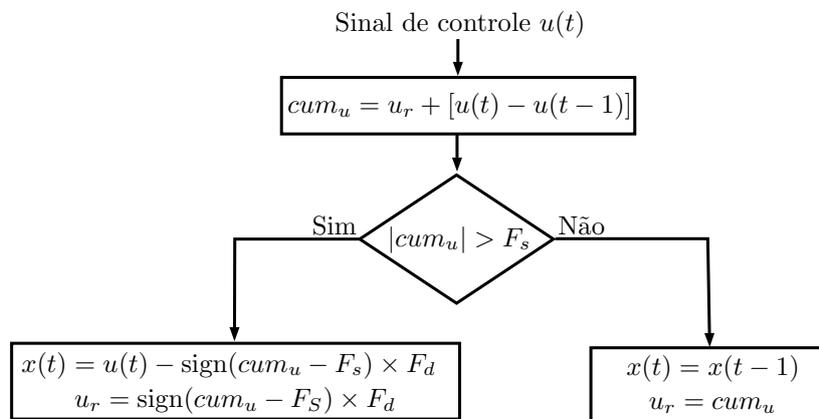


Figura 1.3: Fluxograma do modelo de atrito de He (He et al. 2007).

de acordo com as seguintes relações:

$$u' = (S_a u)/(kx_m) \quad x' = x/x_m \quad F'_d = F_c/(kx_m) \quad F'_s = F_s/(kx_m) \quad (1.11)$$

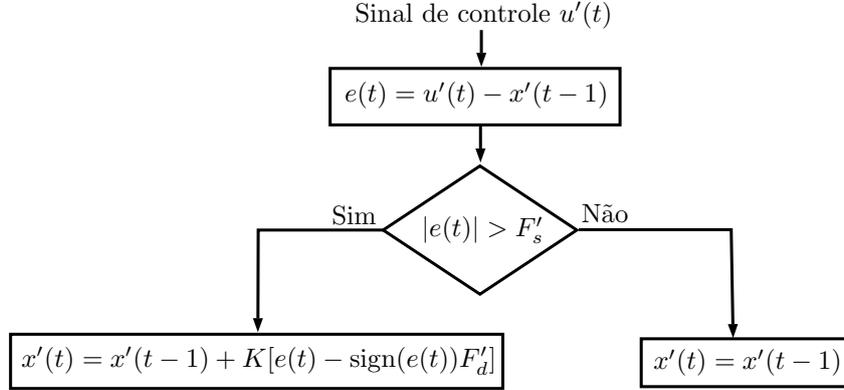


Figura 1.4: Fluxograma do modelo semi-físico de atrito de He (He & Wang 2014).

É de conhecimento comum que os modelos físicos são mais precisos; entretanto, estes possuem como grande desvantagem o fato de necessitarem de diversos parâmetros físicos dos componentes envolvidos, o que representa uma condição extremamente difícil de atender, principalmente se tomarmos como referência uma planta industrial. Desta forma, os trabalhos desenvolvidos atualmente têm optado pelo uso de formulações empíricas. No capítulo 2, o modelo físico de Karnopp (1985) e o modelo empírico de Kano et al. (2004) serão apresentados detalhadamente, onde se tornará evidente a preferência do segundo sobre o primeiro.

1.1.2 Detecção de Atrito

A primeira técnica de detecção de atrito foi apresentada em Horch (1999), consistindo no cálculo do índice de correlação cruzada entre a saída do controlador (OP) e a variável controlada (PV); inicialmente limitado a sistemas auto-regulatórios, o método foi aperfeiçoado por Horch & Isaksson (2001), de forma a considerar também a distribuição de probabilidades da segunda derivada da variável controlada, possibilitando a sua aplicação a sistemas com característica integradora.

Em Choudhury et al. (2002) é proposta uma técnica em que ferramentas estatísticas de alta ordem no domínio do tempo (cumulantes) e no domínio da frequência (biespectro, bicoerência e triespectro) são utilizadas para que se detecte a presença de não-linearidades em uma malha de controle; posteriormente, em Choudhury et al. (2004), a análise estatística é limitada apenas ao domínio da frequência, onde testes baseados na bicoerência são aplicados no sinal de erro

(SP-PV) de modo a calcular dois índices, que comparados a determinados limiares concluem sobre a presença de não-linearidades. Entretanto, esta metodologia necessita de uma etapa adicional, composta pela inspeção manual do gráfico OP x PV, para que se confirme o atrito na válvula de controle como o principal causador das não-linearidades detectadas.

Em He & Pottmann (2003) é apresentado um método baseado em ajuste de curvas, cujo princípio básico é o de que o gráfico de saída do primeiro elemento integrador (OP para sistemas auto-regulatórios e PV para sistemas integradores) possui um formato triangular na presença de atrito e senoidal para os demais casos, como má-sintonia do controlador ou distúrbios oscilatórios. Com isso, o gráfico de OP ou PV (dependendo do tipo de processo) é aproximado por uma onda quadrada e uma onda triangular através da utilização de mínimos quadrados, e a presença de atrito é determinada a partir do melhor gráfico ajustado. Rossi & Scali (2004) propõem uma técnica similar, na qual PV é aproximada por uma onda triangular, uma onda senoidal e pelo gráfico de resposta de um sistema de primeira ordem com tempo morto submetido a um controlador tipo relé (*on/off* com intervalo diferencial).

Em Singhal & Salsbury (2005) é proposto um método de detecção baseado no cálculo das áreas antes e após o pico de um sinal de erro (SP-PV) oscilatório; as áreas são calculadas e comparadas com padrões típicos de sistemas com atrito, obtendo-se ao final, um índice que indica a probabilidade do mesmo estar presente, em uma faixa de 0% a 100%.

Yamashita (2006) apresenta uma metodologia para sistemas de vazão, baseada na análise qualitativa dos gráficos da saída do controlador e da posição da haste da válvula (MV): a tendência temporal dessas variáveis é rotulada por meio de três identificadores, que combinados servem de base para o cálculo de um índice que detecta ou não a presença de atrito. Posteriormente, Scali & Ghelardoni (2008) propõem a inclusão outros padrões de atrito observados na indústria, gerados devido à atrasos de medição entre a saída do controlador e a posição da haste da válvula. Contudo, esta metodologia possui como desvantagem o fato de que necessita da medição da posição da haste da válvula, que na maioria dos casos não é disponível; desta forma, sua aplicação se torna restrita a processos auto-regulatórios com baixo tempo morto, de modo que a premissa $PV \approx MV$ possa ser considerada válida.

1.1.3 Quantificação de Atrito

Os métodos de quantificação de atrito podem ser classificados em duas categorias (Choudhury et al. 2006):

1. Intrusivos/invasivos: as análises são realizadas por meio intervenções na malha de controle, que vão da simples alteração nos ganhos do controlador à

operação manual da válvula (Choudhury, Kariwala, Shah, Douke & Takada 2005, Choudhury et al. 2006, Paiola 2008);

2. Não intrusivos/invasivos: necessitam apenas de dados obtidos durante o funcionamento automático da malha, não interferindo, portanto, no funcionamento desta.

Embora eficazes e de fácil implementação, os métodos intrusivos são tediosos e principalmente caros, já que a produção tem que ser interrompida para que os testes possam ser realizados (Cuadros 2011); desta forma, maior atenção têm sido dada aos procedimentos não intrusivos: inicialmente estes consistiam apenas na identificação dos parâmetros de modelos de atrito, como no método proposto por Choudhury et al. (2006), em que técnicas de clusterização *c-means*, *fuzzy c-means* e de ajustes de curvas eram aplicadas no gráfico OP x PV para estimar os parâmetros do modelo de atrito desenvolvido pelos próprios autores. Posteriormente, as novas metodologias desenvolvidas tiveram seu escopo aumentado, passando a identificar também os parâmetros de um modelo escolhido para representar a dinâmica da planta; como exemplo pode-se citar o trabalho de Srinivasan et al. (2005), no qual algoritmos de otimização por busca exaustiva são aplicados para identificar os parâmetros de um modelo Hammerstein, uma estrutura formada por um bloco contendo uma função estática não-linear seguida de um bloco com um modelo de dinâmica linear; o componente não-linear foi representado pelo modelo de atrito Stenman et al. (2003), enquanto a dinâmica da planta no bloco linear foi descrita por um modelo ARMAX.

Após concluírem que o modelo de Stenman et al. (2003) não é capaz de representar fielmente os efeitos do atrito em uma válvula de controle, Choudhury et al. (2008) propõem um método similar ao de Srinivasan et al. (2005), diferenciando-se apenas por utilizar o modelo de 2 parâmetros desenvolvido pelos próprios autores no bloco não linear. Nesta mesma época, Lee et al. (2008) apresentam um método em que os parâmetros de um sistema Hammerstein, composto pelo modelo de atrito de He et al. (2007) e uma função de primeira ou segunda ordem com tempo morto para representar a dinâmica da planta, são determinados a partir da solução de problemas de otimização restrita com algoritmos adaptativos de busca aleatória.

Em Karra & Karim (2009b) a dinâmica linear do sistema Hammerstein é representada por um modelo ARMAX estendido, que consiste em um modelo ARMAX adicionado de um termo referente aos distúrbios não-estacionários que possam estar presentes na planta (Karra & Karim 2009a), precedido pelo modelo de atrito de Kano et al. (2004), cujos parâmetros são identificados mediante a aplicação de algoritmos de otimização baseados em busca exaustiva.

Por último, é apresentado em Romano (2010) um método em que a planta é representada a partir de uma estrutura Hammerstein-Wiener, composta por um

bloco linear envolvido por dois blocos não-lineares: o atrito na válvula é representado pelo modelo de Kano et al. (2004) no primeiro bloco, enquanto a dinâmica do processo é representada pelos dois últimos, sendo a parte linear representada por um modelo ARMAX, enquanto as não linearidades são representadas por *splines* cúbicas. Segundo o autor, a escolha desta estrutura permite incorporar boa parte de eventuais comportamentos não lineares referentes ao processo, e que não estão necessariamente associados ao atrito estático existente na válvula. A quantificação é realizada através da utilização do algoritmo de otimização Simplex de Nelder-Mead.

1.1.4 Compensação de Atrito

O estudo da compensação de atrito em sistemas mecânicos é recente, com os primeiros trabalhos publicados na década de 90 (Gury 2008). Desde então, diversos métodos têm sido propostos na literatura; um compêndio abrangente é dado em Armstrong-Hélouvry et al. (1994), onde se nota a existência de duas principais categorias: os métodos não baseados e os baseados na utilização de modelos matemáticos para representar o fenômeno do atrito.

Brásio et al. (2014) salientam que, em geral a abordagem por modelos é complexa, inviabilizando sua aplicação em ambientes industriais. Desta forma, as técnicas não baseadas em modelo, como *dithering* e *impulsive control*, se tornaram preferíveis, pois consistem apenas na sintonia de alguns poucos parâmetros. Entretanto, estas se mostraram ineficientes quando aplicadas às válvulas de controle, uma vez que foram projetadas para servo mecanismos, elementos de dinâmica muito mais rápida do que os atuadores pneumáticos, presentes em mais de 90% das válvulas industriais (Hägglund 2002). Com o passar do tempo, métodos de compensação de atrito específicos para válvulas de controle passaram a ser desenvolvidos.

Em Kayihan & Doyle III (2000), o observador de Luenberger é aplicado ao modelo no espaço de estados de uma válvula pneumática, de forma a implementar uma estratégia de controle que cancele as não-linearidades produzidas pelo atrito; esta técnica é denominada *Input-Output Linearization* (IOL).

Hägglund (2002) propõe um método não baseado em modelos chamado *knocker*, que consiste na adição de pulsos ao sinal de controle; tais pulsos são caracterizados por 3 parâmetros, que devem ser corretamente ajustados para que os efeitos do atrito sejam anulados. Posteriormente, Srinivasan & Rengaswamy (2005) incluem o valor estimado de atrito na válvula como uma das principais referências para a sintonia dos parâmetros do compensador *knocker*, aumentando consideravelmente a efetividade deste.

Em Xiang Ivan & Lakshminarayanan (2009) é apresentada uma técnica similar ao *knocker*, denominada “Reforço Constante” (*Constant Reinforcement* - CR), cujo

sinal de correção adicionado à saída do controlador é caracterizado por apenas um parâmetro, simplificando a sua implementação. Entretanto, os autores afirmam que tanto o método do reforço constante quanto o *knocker* possuem como desvantagem o fato de acelerar de forma considerável o desgaste sofrido pela válvula, devido à uma movimentação agressiva assumida pela haste. Este fato também é observado por Srinivasan & Rengaswamy (2008), que propõem a metodologia não baseada em modelos chamada *two-move*, na qual a variável controlada é estabilizada no setpoint apenas com dois movimentos da haste: o primeiro para vencer o atrito estático, e o segundo para anular o erro estacionário do sistema.

Após constatar que o erro atuante na malha atinge um valor mínimo algum tempo após a utilização do *knocker*, Cuadros et al. (2012) desenvolvem uma metodologia baseada no uso deste compensador em conjunto com um módulo de supervisão, que ao detectar uma baixa variação no sinal de erro “desabilita” o sinal de controle, mantendo-o constante até que o erro torne a aumentar. Arifin et al. (2014) propõem uma técnica similar, na qual a amplitude dos pulsos de correção gerados pelos compensadores *knocker* ou CR é ajustada proporcionalmente ao erro.

1.2 Objetivos

Esta dissertação tem como objetivo abordar os problemas de quantificação e compensação de atrito em válvulas de controle de processos auto-regulatórios, partindo do pressuposto de que não se tenha nenhum conhecimento a priori sobre o sistema, e de que apenas os valores de setpoint, sinal de controle e variável controlada são disponíveis para análise.

Na etapa de quantificação, o atrito estático existente na válvula será estimado por uma técnica não intrusiva (Bacci di Capaci & Scali 2014), na qual algoritmos de busca exaustiva são utilizados para identificar os parâmetros de um sistema Hammerstein composto por um modelo ARX no bloco linear e um modelo empírico de atrito (Kano et al. 2004) no bloco não-linear. Esta abordagem é reconhecida pela sua capacidade de fornecer informações sobre diversos efeitos causados pelo atrito no comportamento da válvula, como também permitir que fatores como má-sintonia do controlador e/ou presença de distúrbios externos sejam detectados a partir de análises no modelo estimado para a planta (Farenzena & Trierweiler 2012, Jelali 2008). Além disso, a implementação de um procedimento de pré-análise, composto por técnicas de detecção de oscilações e atrito (Miao & Seborg 1999, Rossi & Scali 2005, Thornhill et al. 2003), impede que a quantificação seja realizada nos casos em que os resultados estejam sujeitos a incertezas, poupando esforço computacional e aumentando a confiabilidade do método.

A segunda etapa consiste na análise de duas técnicas de compensação de atrito

recentemente propostas na literatura (Arifin et al. 2014, Cuadros et al. 2012), provenientes dos compensadores *knocker* e CR, metodologias caracterizadas por sua simplicidade e eficiência, que consistem na adição de uma sequência de pulsos ao sinal de controle para que o atrito estático seja superado mais facilmente. As novas técnicas propostas possuem como principal vantagem o fato de que, diferentemente das estratégias *knocker* e CR, são dotadas de estruturas de supervisão que desacionam, ou minimizam os efeitos do compensador quando determinadas condições são atingidas no sistema, evitando a movimentação excessiva da haste e preservando a vida útil da válvula como um todo. O desempenho de cada técnica será avaliado mediante a realização de um estudo comparativo, e os resultados serão validados experimentalmente por meio da utilização de uma válvula de controle real e dois sistemas auto-regulatórios, simulados em uma arquitetura *hardware in the loop* por modelos lineares de primeira ordem com atraso e de terceira ordem.

1.3 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está organizada em 5 capítulos:

- No capítulo 2 será feita uma breve revisão sobre válvulas de controle de acionamento pneumático e os efeitos causados na sua dinâmica devido à ação de diversas não-linearidades. Maior ênfase será dada ao caso particular do atrito estático, onde também serão apresentados dois modelos para a representação deste.
- No capítulo 3 serão apresentados os métodos de quantificação (com aplicações a dados reais de processos industriais) e compensação de atrito utilizados neste trabalho.
- No capítulo 4 serão descritos o *set-up* experimental e as metodologias utilizadas durante o estudo de caso, assim como os resultados obtidos.
- No capítulo 5 serão apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Descrição do Problema

Neste capítulo será feita uma revisão sobre válvulas de controle de acionamento pneumático e suas não-linearidades. Posteriormente, serão descritos os efeitos do atrito no comportamento de uma válvula, assim como o modelo empírico utilizado neste trabalho para a representação destes.

2.1 Válvulas de Controle

De uma forma geral, uma válvula de controle é um dispositivo cuja área de abertura é ajustada proporcionalmente a um sinal recebido na sua entrada, na maior parte dos casos proveniente de um controlador. O tipo construtivo mais comumente encontrado em processos industriais é a válvula de eixo deslizante do tipo globo (Fisher-Rosemount 2005), composta por três partes denominadas corpo, atuador e castelo, como mostrado na figura 2.1:

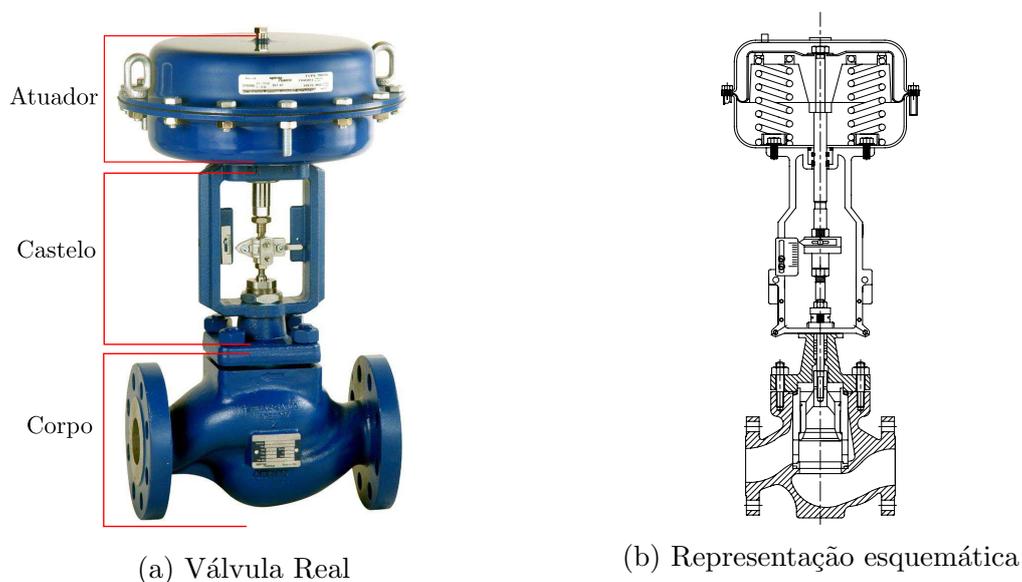


Figura 2.1: Válvula globo

O fluido do processo escoar pelo corpo da válvula, onde o orifício de abertura é dado com base na distância relativa entre o obturador, elemento conectado à haste que entra em contato efetivo com o fluido, e a sede, parte fixa dentro do corpo. O atuador realiza o acionamento da válvula, convertendo o sinal de entrada em movimento linear da haste; sua configuração mais usual consiste em uma câmara dividida em duas seções por meio de uma membrana flexível (diafragma), na qual a haste é acoplada. De um lado do diafragma é aplicada uma pressão proporcional ao sinal de entrada, empurrando a haste em um sentido, enquanto do outro lado uma ou mais molas empurram a haste no sentido oposto. De acordo com a posição relativa entre as molas e o ponto de aplicação da pressão, a válvula pode fechar ou abrir totalmente quando a pressão aplicada é mínima, sendo classificada como APA (“ar/acionamento para abrir”) ou APF (“ar/acionamento para fechar”), respectivamente.

O castelo é a seção que conecta o atuador ao corpo, sendo responsável por abrigar e dissipar o calor produzido no sistema de engastamento (gaxetas); este último é constituído por anéis e acessórios com a função de evitar vazamentos do fluido de processo. As gaxetas podem ser construídas de vários materiais, sendo o TeflonTM a opção mais utilizada (Bega et al. 2011).

2.1.1 Não linearidades em válvulas de controle

O diagrama de blocos de uma malha que utiliza uma válvula como elemento final de controle é mostrado na figura 2.2, em que são mostrados os termos normalmente utilizados para as variáveis de interesse:

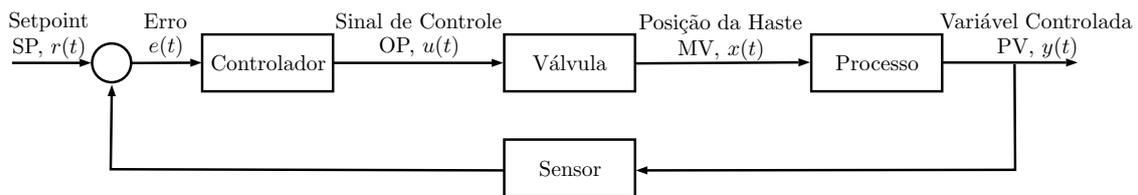


Figura 2.2: Malha de controle com Válvula

Enquanto o erro de realimentação for não nulo, o controlador irá reposicionar a haste da válvula na tentativa de estabilizar a variável controlada no seu setpoint. Idealmente, deseja-se que a posição da haste se comporte exatamente como determinado pelo controlador, de modo que a relação entre o sinal de controle e a posição da haste seja praticamente linear. Essa condição implicaria na eliminação do erro de forma mais eficaz; entretanto, a relação entre essas variáveis é afetada, entre outros fatores, pelo atrito, uma força que se opõe ao movimento relativo entre duas superfícies em contato, se manifestando sob as formas de atrito estático e

dinâmico: a primeira é a força que deve ser excedida para que se saia da condição de repouso, enquanto a segunda é dada como a força que se opõe ao movimento relativo já existente (Fisher-Rosemount 2005). A presença do atrito cria diferentes comportamentos não lineares na dinâmica da válvula (Kvam 2009), cujos efeitos são facilmente identificados através do gráfico (Sinal de controle/OP) x (Posição da haste/MV), comumente chamado de “gráfico de assinatura da válvula”. Estas não linearidades são constantemente referenciadas na literatura, sendo definidas a seguir, de acordo com a Sociedade Internacional de Automação (ISA 1979):

- Histerese: propriedade evidenciada pela dependência do valor da variável de saída em relação à direção de movimentação do valor de entrada, sendo calculada como a maior diferença existente entre o sinal de saída para o mesmo sinal de entrada nas direções ascendente e descendente.
- Banda morta (*deadband*): definida como a faixa em que o sinal de entrada pode ser variado, após a realização de uma mudança de direção, sem causar nenhuma alteração no sinal de saída, produzindo assim uma defasagem entre estes. É calculada como uma porcentagem do span do sinal de entrada.
- Zona morta (*dead zone*): é uma faixa do sinal de entrada, havendo ou não mudança de direção, na qual a variável de saída se mantém constante; diferencia-se da banda morta pelo fato de não provocar defasagem entre as variáveis de entrada e saída.

Algumas válvulas estão submetidas aos efeitos de banda morta e histerese, onde a posição da haste é afetada tanto pela trajetória do sinal de entrada (ascendente ou descendente) como pelos instantes em que são realizadas mudanças de direção do sinal de controle, conforme mostrado na figura 2.3c; nestes casos, a histerese deve ser calculada como a maior diferença entre o sinal de saída para o mesmo sinal de entrada nas duas direções de movimentação, subtraída do valor estimado de banda morta.

Atrito Estático

Na seção anterior os efeitos na dinâmica entre o sinal de controle e a posição da haste causados por histerese, banda morta e zona morta foram verificados através de gráficos de assinatura; torna-se evidente que, para uma malha de controle como a mostrada na figura 2.2, estas não-linearidades irão prejudicar o desempenho do sistema; contudo, o pior cenário associado ao uso de válvulas como elementos finais de controle é a ocorrência de ciclos limite (*limit cycles*), oscilações de amplitude e frequência constantes que se mantém mesmo com o setpoint nulo (ISA 2000),

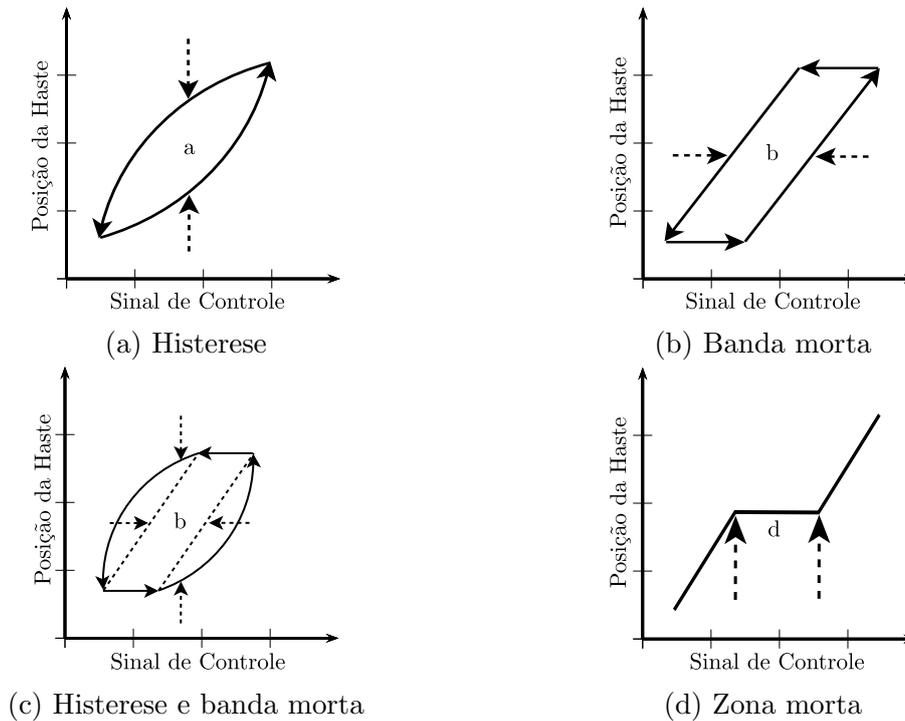


Figura 2.3: Não linearidades existentes em uma válvula de controle

impedindo a eliminação do erro de realimentação e reduzindo a vida útil da válvula devido à movimentação excessiva da mesma. Este fenômeno é observado apenas em malhas cujos controladores possuam ação integral e, exceto no caso de plantas com natureza integradora, só podem ser induzidos na presença de atrito estático, comumente referenciado na literatura inglesa pelo termo *stiction*, criado a partir da combinação entre as palavras *static* e *friction*, e usado para se referir à influência do atrito estático em sistemas mecânicos; esta é a não-linearidade mais comum em válvulas e um dos problemas mais persistentes na indústria de processos em geral (Choudhury, Thornhill & Shah 2005), de forma que diversas definições para este fenômeno têm sido dadas na literatura, sendo a proposta por Choudhury, Thornhill & Shah (2005) a mais utilizada:

Atrito estático (*stiction*) é um fenômeno no qual a movimentação suave de um elemento em resposta a uma entrada variável é precedida por um salto abrupto denominado *slip-jump*. O *slip-jump* é expresso como uma porcentagem da faixa de trabalho da variável de saída. Sua origem em um sistema mecânico é o atrito estático, superior ao atrito existente durante a movimentação suave.

A assinatura de uma válvula com atrito estático é mostrada na figura 2.4; a linha tracejada central representa a relação entre o sinal de controle e a posição da haste em uma situação ideal, onde um incremento no sinal de controle produziria

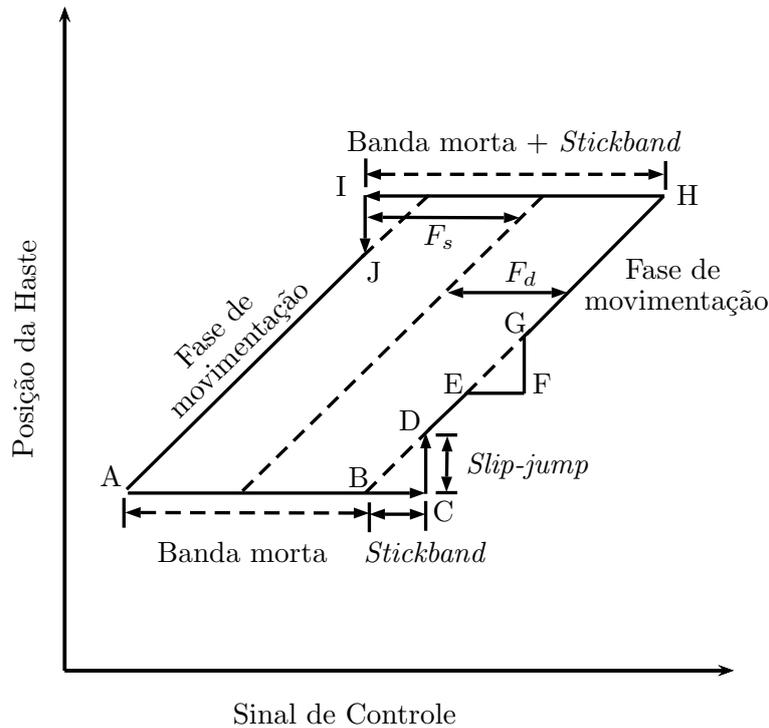


Figura 2.4: Assinatura de uma válvula com atrito estático

o mesmo incremento na posição da haste. Já sob a influência de atrito estático, o comportamento da válvula é dividido em três fases distintas: agarramento/emperamento, *slip-jump* e movimentação. Sempre que a haste da válvula entra em repouso, ou efetua uma mudança de direção, como no ponto A da figura 2.4, a haste emperra. A partir deste instante a saída do controlador aumenta gradativamente devido à ação de controle integral, aumentando conseqüentemente a pressão aplicada sobre o atuador da válvula. Quando esta for maior que o valor de banda morta e *stickband* (segmentos AB e BC, respectivamente) a haste reinicia seu movimento; neste instante o atrito dinâmico passa a agir sobre a válvula, fazendo com que a haste dê um salto (*slip-jump*) do ponto C para o ponto D, devido à liberação da energia potencial armazenada durante a fase de emperramento. O tamanho do salto é dado pela diferença entre o máximo atrito estático F_s e o atrito dinâmico F_d . Os segmentos DE, GH e JA representam a fase em que a haste está em movimento sem mudança de direção, sob o efeito do atrito dinâmico. Caso ocorra uma parada durante estes instantes (ponto E), a haste emperrará novamente, retornando a se movimentar quando o sinal do controlador superar o valor do *stickband* apenas (segmento EF), visto que a banda morta é nula nestes momentos. Quando isto acontecer, um novo salto será dado pela haste (segmento FG). Os segmentos HI e IJ correspondem respectivamente a uma nova fase de agarramento (quando novamente o sinal de controle muda de direção) e um novo *slip-jump*.

De uma forma resumida, o comportamento mostrado na figura 2.4 pode ser descrito a partir de 3 parâmetros: *deadband*, *stickband* e *slip-jump*; os dois primeiros correspondem aos instantes em que a haste não está se movimentando mesmo com uma variação no sinal de controle, enquanto o último representa o salto dado pela haste quando seu movimento é iniciado, sendo um componente crucial para a criação de ciclos limites, conforme demonstrado nos trabalhos de Choudhury et al. (2008), Choudhury, Thornhill & Shah (2005), onde funções descritivas aplicadas a funções de transferência em malha fechada e simulações computacionais foram utilizadas para provar que, em processos auto-regulatórios governados por controladores PI, os ciclos limites são causados apenas na presença do *slip-jump*, e que a amplitude deste também determina diretamente a amplitude e frequência das oscilações dos ciclos limite.

A respeito de suas características e causas, o atrito geralmente varia ao longo do tempo, de acordo com o regime de operação (ex.: condições severas de pressão, temperatura, corrosão, etc) a que a válvula está submetida e até mesmo em decorrência da posição assumida pela haste da válvula, visto que o desgaste sofrido por esta não é uniforme ao longo de todo o seu curso. Além disso, fatores como a presença de corpos em suspensão, esgotamento de lubrificante, entre outros, também podem contribuir para a sua existência (Jelali & Huang 2009); entretanto é de consenso comum que a realização de apertos excessivos no sistema de engaxetamento é principal causador de atrito estático em válvulas de controle.

Modelos de Atrito

Nesta seção, o modelo físico de Karnopp (1985) e o modelo empírico de Kano et al. (2004) serão apresentados em detalhes, com o objetivo de demonstrar as vantagens na utilização das formulações empíricas. Estes modelos foram escolhidos pelo fato de serem bastante referenciados nos estudos envolvendo o atrito em válvulas de controle.

Como dito anteriormente, os efeitos do atrito no comportamento de uma válvula de controle, mais especificamente do tipo linear com atuador do tipo diafragma, podem ser representados através de dois tipos de modelos: analíticos (físicos) ou empíricos (*data-driven*). No primeiro caso, o atrito é um componente presente no balanço de forças aplicado à válvula, dado a partir da seguinte equação (Choudhury, Thornhill & Shah 2005, Kayihan & Doyle III 2000):

$$M\ddot{x}(t) = \Sigma \text{forças} = F_a - F_m - F_{\text{fluido}} - F_{\text{sede}} - F_f, \quad (2.1)$$

em que M e $x(t)$ são respectivamente a massa e a posição da haste da válvula, determinada a partir do somatório dos seguintes termos:

- $F_a = A_d P$: força aplicada no atuador, dada pelo produto entre a área do diafragma A_d e a pressão P aplicada no mesmo;
- $F_m = kx$: força aplicada pela mola de coeficiente elástico k ;
- $F_{\text{fluido}} = \alpha \Delta P$: é a força aplicada no obturador da válvula pelo líquido em escoamento, onde α : área do obturador e ΔP : diferencial de pressão à montante e jusante da válvula;
- F_{sede} : força adicional necessária para manter o obturador em contato com a sede;
- F_f : força de atrito.

Em situações práticas, as contribuições de F_{fluido} e F_{sede} são inferiores em relação aos demais termos, de modo que podem ser desprezadas; desta forma, a equação (2.1) é reescrita como:

$$\begin{aligned} M\ddot{x}(t) &= F_a - F_m - F_f \\ &= A_d P - kx - F_f \end{aligned} \quad (2.2)$$

Diversos modelos físicos para a força de atrito F_f têm sido propostos na literatura; uma formulação bastante utilizada devido a uma boa relação entre simplicidade e representação correta da maioria dos efeitos gerados por atrito (Romano & Garcia 2007), é o modelo estático de Karnopp (1985), definido na equação (2.3):

$$F_f = \begin{cases} F_c \cdot \text{sgn}(\dot{x}(t)) + F_v \cdot \dot{x}(t) & , \text{ se } |\dot{x}(t)| \geq DV \\ F_a - F_m & , \text{ se } |\dot{x}(t)| < DV \text{ e } |F_a - F_m| \leq F_s \\ F_s \cdot \text{sgn}(F_a - F_m) & , \text{ se } |\dot{x}(t)| < DV \text{ e } |F_a - F_m| > F_s \end{cases} \quad (2.3)$$

A primeira linha representa os instantes em que a haste está em movimento, submetida ao atrito de Coulomb e ao atrito viscoso, representados respectivamente pelos coeficientes F_c e F_v . A segunda linha representa os instantes em que a haste está emperrada; consequentemente a velocidade $\dot{x}(t)$ e aceleração $\ddot{x}(t)$ são nulas, fazendo com que a força de atrito se iguale à soma entre a força aplicada no atuador e a força aplicada pela mola, de modo que o resultado da equação (2.2) seja zero. A terceira linha representa os instantes de transição, quando o valor máximo de atrito estático F_s foi vencido e a haste está na eminência de se movimentar. A mudança entre as linhas é dada, entre outros fatores, pelo parâmetro DV , denominado “velocidade limite” (*limit velocity*), definido como uma faixa de valores ao redor da condição $\dot{x}(t) = 0$ para a qual a velocidade da haste também é considerada nula. Esta é uma adaptação do modelo clássico de atrito (Olsson 1996, Olsson et al. 1998), onde o cálculo de F_f era dado apenas com base na condição $\dot{x}(t) = 0$, o que gerava problemas durante sua implementação computacional. De acordo com Karnopp (1985), o efeito do parâmetro DV na resposta do modelo de atrito é insignificante.

Apesar de serem extremamente precisos, uma grande desvantagem inerente à utilização dos modelos analíticos em geral consiste no fato de que diversos parâmetros físicos do sistema devem ser conhecidos, implicando na realização de ensaios experimentais, e/ou utilização de dados do fabricante que em grande parte das vezes já não condizem com os valores reais, devido à redução de vida útil sofrida pelos componentes da válvula. Com isso, modelos empíricos têm sido adotados como uma alternativa simples, porém eficaz, proporcionando um grande avanço no desenvolvimento e aplicação de técnicas de quantificação e compensação de atrito em plantas reais; tais modelos são baseados em algoritmos compostos por um número reduzido de parâmetros, na maioria dos casos facilmente identificáveis (Romano 2010), que afetam diretamente a relação existente entre o sinal de controle e a posição da haste observada no gráfico de assinatura da válvula. Além disso, exigem esforço computacional reduzido durante simulações, visto que possuem estruturas mais simples em comparação às formulações clássicas, baseadas no balanço de forças. Um exemplo de modelo empírico de atrito amplamente utilizado é o modelo proposto por Kano et al. (2004), composto por apenas dois parâmetros, denominados “S” e “J” o primeiro corresponde ao incremento no sinal de controle necessário para que a haste, após uma mudança de direção, vença o atrito estático e saia do repouso, enquanto o segundo representa a amplitude do *slip-jump* existente após o início do movimento. Com base nestas definições e na assinatura representada na figura 2.4, as seguintes relações podem ser estabelecidas:

$$\begin{aligned} S &= F_s + F_d; \\ J &= F_s - F_d \end{aligned} \tag{2.4}$$

O fluxograma que representa o modelo de Kano et al. (2004) é dado na figura 2.5: inicialmente o sinal de controle é verificado, de modo a se manter na faixa $0 \sim 100\%$, e a variação $\Delta u(t)$ do sinal de controle atual em relação ao instante anterior é calculada. O algoritmo pode então assumir dois estados distintos: 1) um estado de movimentação, dado pela condição $stp = 0$, e 2) um estado de repouso/agarramento da haste, onde $stp = 1$. A variável u_s tem por finalidade armazenar o sinal de controle nos momentos de transição do estado de movimentação ($stp = 0$) para o de repouso ($stp = 1$). Desta forma, sempre que a haste se encontra em movimento ($stp = 0$) e muda de direção, ou então para completamente ($\Delta u(t)\Delta u(t-1) \leq 0$), o valor de stp é alterado para 1, e u_s é atualizado. Quando isto acontece, duas condições relacionadas à diferença entre $u(t)$ e u_s são testadas: a primeira verifica se após uma mudança de direção da válvula, o incremento no sinal de controle a partir de u_s superou o atrito estático, enquanto a segunda verifica se o atrito foi vencido com a válvula se movendo na mesma direção. A variável $d = \pm 1$ representa

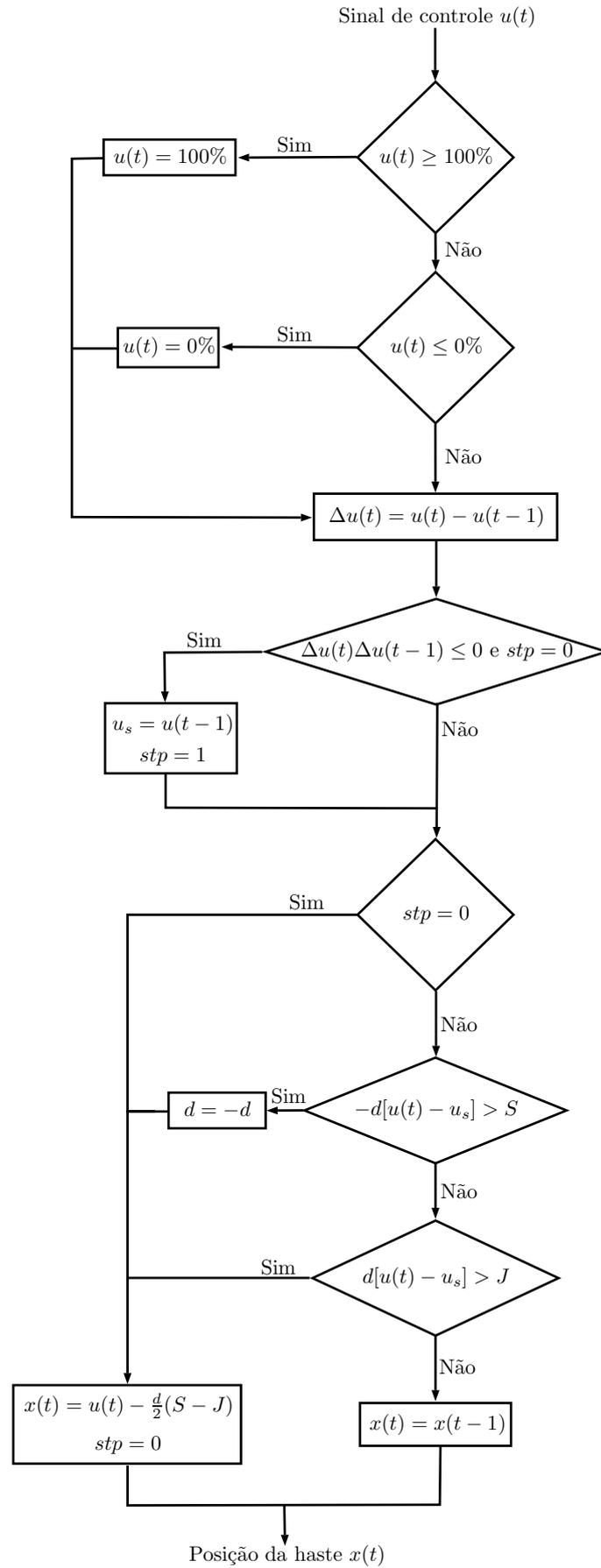


Figura 2.5: Fluxograma do modelo de atrito de Kano (Kano et al. 2004).

a direção da força de atrito. Caso alguma destas condições sejam satisfeitas, ou se a válvula já estiver em movimento, a nova posição $x(t)$ da haste é calculada a partir da equação (2.5):

$$x(t) = u(t) - df_d = u(t) - \frac{d(S - J)}{2}, \quad (2.5)$$

onde os parâmetros S e J são dados como uma porcentagem do span de $u(t)$ e $x(t)$, respectivamente. Caso nenhuma destas condições sejam satisfeitas, a posição da haste se mantém inalterada (i.e., $x(t) = x(t - 1)$).

Comparando os modelos apresentados como exemplo (o modelo físico de Karnopp (1985), dado pela equação (2.3) e o modelo empírico de Kano et al. (2004), dado pelo fluxograma na figura 2.5), nota-se que o segundo dispõe de todas as vantagens descritas anteriormente: a posição da haste é calculada sem o uso de equações diferenciais, de forma muito mais simples e de fácil implementação, se traduzindo em uma demanda reduzida de esforço computacional. A diferença entre o número de parâmetros também é evidente: a equação de balanço de forças em conjunto com o modelo de Karnopp (1985) utiliza 6 parâmetros físicos (massa M da haste, área A_d do diafragma, constante de elasticidade k da mola e coeficientes de atrito F_c , F_v e F_s), e necessita da medição da posição $x(t)$ da haste da válvula, uma variável indisponível na maioria das aplicações industriais. Por sua vez, o modelo empírico utiliza apenas dois parâmetros que englobam os efeitos de diversos parâmetros físicos de um sistema real e o sinal de controle representado em valores de porcentagem, variável facilmente obtida em aplicações práticas. Desta forma, o único fator que pode inviabilizar a opção por um modelo empírico é uma possível incapacidade do mesmo em reproduzir de forma correta os reais efeitos do atrito estático, fato este observado em alguns casos.

Atentando-se especificamente ao modelo de Kano et al. (2004), pode-se perceber que, devido ao caráter numérico da equação (2.5), nem toda a dinâmica existente em uma válvula de controle real será captada pelo modelo. Além disso, sinais ruidosos podem gerar problemas de implementação computacional, visto que a posição da haste é calculada com base nas mudanças de direção do sinal de controle $u(t)$. Ainda assim, em um estudo comparativo realizado em Garcia (2008), no qual diversos modelos físicos e empíricos foram submetidos a testes de assinatura recomendados pela Sociedade Internacional de Automação (ISA 2000, 2006), concluiu-se que o modelo de Kano et al. (2004) é capaz de representar de forma satisfatória os efeitos do atrito em válvulas de controle. Este resultado é endossado em Uehara et al. (2008), em que se provou ainda ser possível obter um modelo físico de Karnopp (1985) a partir dos parâmetros S e J do modelo de Kano et al. (2004) com base nas

seguintes relações:

$$S = \frac{F_c + F_s}{\Delta p_{max} \cdot A_d}, \quad \text{e} \quad J = \frac{F_s - F_c}{\Delta p_{max} \cdot A_d}, \quad (2.6)$$

onde o coeficiente de atrito viscoso F_v é desconsiderado devido à sua contribuição desprezível em relação aos demais termos. Já os problemas causados por ruídos são minimizados mediante a sugestão de Jelali & Huang (2009) em utilizar uma função de transferência de primeira ordem para representar a dinâmica de um atuador pneumático, atenuando assim os ruídos existentes no sinal de controle. Consequentemente, todos estes fatores tornam preferível a adoção do modelo empírico de Kano et al. (2004) em detrimento de formulações físicas na realização de pesquisas cujo objeto de estudo é a detecção, quantificação e compensação de atrito em válvulas de controle.

Capítulo 3

Métodos para Quantificação e Compensação de Atrito

Sempre que um sistema de controle está operando de forma insatisfatória, é função dos engenheiros e operadores do processo utilizar técnicas de CPM para que as causas do mau desempenho da malha sejam identificadas e erradicadas; tendo em vista que o atrito estático nas válvulas de controle é um dos fatores que mais contribuem para a desestabilização da variável controlada, a detecção e quantificação desta não-linearidade se tornou uma etapa fundamental no que diz respeito à otimização de processos industriais.

Quando uma válvula de controle é diagnosticada com níveis elevados de atrito, a melhor ação a ser tomada é a retirada da mesma para manutenção, ou a sua substituição definitiva, em casos mais extremos. Entretanto, estas operações são geralmente realizadas durante os períodos de parada programada (*shutdown*) da planta, que dependendo das características do processo em questão, ocorrem entre intervalos de tempo demasiadamente longos (Xiang Ivan & Lakshminarayanan 2009). Nestes casos, uma estratégia capaz de minimizar os efeitos desta não-linearidade até o próximo *shutdown* é a utilização de compensadores de atrito, ferramentas capazes de melhorar significativamente o desempenho do sistema de controle.

Neste capítulo serão apresentados os métodos de quantificação e compensação de atrito utilizados no estudo de caso.

3.1 Quantificação de atrito

O método de quantificação utilizado foi proposto em Bacci di Capaci & Scali (2014), tendo como base a identificação dos parâmetros de um sistema Hammerstein, uma estrutura formada por um bloco contendo uma função estática não-linear seguida de um bloco com um modelo de dinâmica linear, conforme mostrado na figura 3.1:

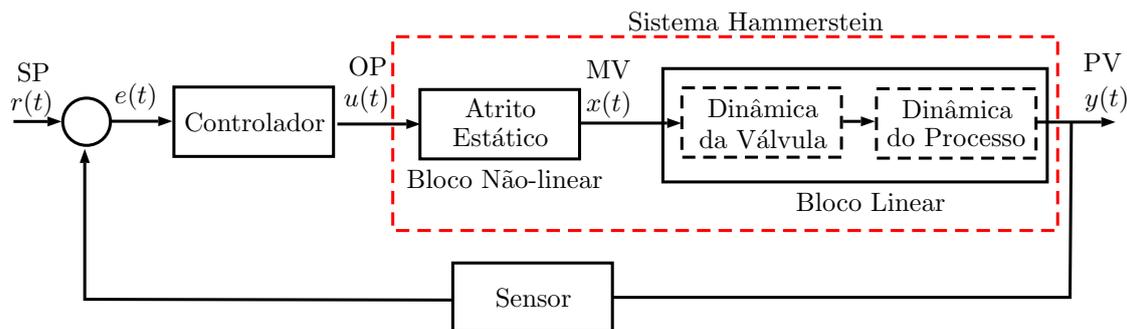


Figura 3.1: Malha de Controle com sistema Hammerstein

A dinâmica linear da válvula e do processo são representados por meio de um modelo ARX, enquanto o atrito estático atuante na válvula é descrito no bloco não-linear por meio do modelo empírico de Kano et al. (2004). A quantificação é realizada de forma não-intrusiva por meio de duas etapas: na primeira, uma grade com diversos valores de S e J é montada, e para cada combinação destes a posição da haste é calculada utilizando-se o sinal de controle OP e o modelo de Kano et al.; posteriormente, cada combinação de S e J é concatenada a uma segunda grade, formada por diferentes valores de tempo morto τ do processo (representados como múltiplos do tempo de amostragem) e para cada trio $S/J/\tau$, o vetor θ com os parâmetros do modelo ARX é calculado por meio de regressões lineares aplicadas aos valores de PV e \widehat{MV} . A intensidade de atrito estático na válvula é então estimada a partir do seguinte problema de maximização:

$$(\hat{S}, \hat{J}, \hat{\theta}, \hat{\tau}) = \max_{S, J, \theta} (\max_{\tau} (F_2)) \quad (3.1)$$

$$F_2 = 1 - \frac{|\widehat{PV} - PV|_2}{|PV - PV_m|_2},$$

sendo resolvido a partir da busca exaustiva dos valores de S , J , τ e θ que irão produzir o maior valor de F_2 , um índice de ajuste relacionado ao erro médio quadrático entre a variável controlada medida (PV) e estimada (\widehat{PV}), que possui valor 1 quando a estimativa é perfeita, e tende a $-\infty$ à medida que o erro entre PV e \widehat{PV} aumenta. O termo PV_m representa a média aritmética dos valores que compõem o vetor PV.

Observação 1 (Esforço Computacional) *Sobre a solução da equação (3.1), deve-se frisar que apesar do elevado esforço computacional e tempo de processamento necessários para a obtenção do resultado final, a utilização de um algoritmo baseado em busca exaustiva é justificada por dois principais fatores: 1) a característica descontínua do modelo de Kano et al. (assim como do próprio fenômeno de atrito), que impossibilita a aplicação de metodologias baseadas em gradiente, e 2) o fato de que outros algoritmos de busca, como o método simplex de Nelder-*

Mead, dependem de boas escolhas do valor inicial para que o mínimo encontrado da função custo corresponda de fato ao mínimo global da mesma; caso contrário, a estimativa produzida não irá corresponder ao par S/J que melhor representa a intensidade de atrito existente na válvula. Este problema não é enfrentado pela metodologia de busca exaustiva, que sempre garante uma estimativa correta ao final de seu processamento (Srinivasan et al. 2005). Além do mais, Bacci di Capaci & Scali (2014) afirmam que seu método deve ser utilizado de forma offline, e que o tempo de processamento requerido pelo mesmo é compatível com as escalas de tempo normalmente encontradas nas indústrias, como por exemplo os longos intervalos entre cada parada programada.

O tamanho da grade formada pelos parâmetros $S/J/\tau$ é determinado pelo produto $n_1 n_2$, onde n_1 é o número de combinações entre S e J , e n_2 é o número de múltiplos do tempo de amostragem utilizados no vetor τ . Caso não se tenha nenhuma informação específica sobre a intensidade de atrito existente na válvula, os valores mínimos de S e J devem ser ajustados em 0%, enquanto os valores máximos devem corresponder à máxima variação do sinal de controle OP em regime permanente; desta forma, se terá a garantia de que o par S/J que melhor descreve o atrito na válvula esteja contido no espaço de procura do método. Por sua vez, o incremento destes parâmetros pode ser ajustado de acordo com o *trade-off* existente entre o tempo computacional exigido pelo método e a precisão requerida nas estimações. Além disso, como na prática são raros os casos em que o *slip-jump* de uma válvula é mais elevado do que a soma entre banda morta e *stickband*, são excluídas do espaço de procura do método as combinações em que $J > S$.

A fim de evitar diferentes estimativas para S e J de acordo com o intervalo de tempo escolhido para aplicar o método, os autores recomendam a divisão dos dados em no mínimo dois conjuntos, de modo a se obter dois modelos de atrito ($S_1/J_1; S_2/J_2$), dois modelos lineares ARX ($\theta_1/\tau_1; \theta_2/\tau_2$) e dois índices F_2 ($F_{2,1}; F_{2,2}$). Os parâmetros estimados para cada janela temporal são então comparados mediante o cálculo dos seguintes índices:

$$MD^{NL} = 1 - \frac{|MV_1^{OL} - MV_2^{OL}|}{|MV_{1,2}^{OL}|_2} \quad MD^{LIN} = 1 - \frac{|PV_1^{sr} - PV_2^{sr}|}{|PV_{1,2}^{sr}|_2} \quad (3.2)$$

O índice MD^{NL} expressa a similaridade entre os modelos não-lineares estimados para cada conjunto de dados, onde MV_1^{OL} e MV_2^{OL} são respectivamente a resposta em malha aberta do modelo de atrito de Kano et al. (2004) com os parâmetros S_1/J_1 e S_2/J_2 a uma entrada senoidal. O vetor $MV_{1,2}^{OL}$ corresponde à media entre MV_1^{OL} e MV_2^{OL} . Por sua vez, MD^{LIN} expressa a similaridade entre os modelos lineares estimados, onde PV_1^{sr} e PV_2^{sr} representam respectivamente a resposta em malha aberta dos modelos lineares estimados para cada janela temporal a uma entrada

degrau, sendo $PV_{1,2}^{sr}$ a média entre PV_1^{sr} e PV_2^{sr} . Pode-se perceber que assim como F_2 , os valores de MD^{NL} e MD^{LIN} também são iguais a 1 quando as respostas comparadas são idênticas e tendem para $-\infty$ à medida que a diferença entre estas aumenta. O resultado final do método para a intensidade de atrito estático atuante será o par S/J referente ao conjunto de dados que gerou o maior valor para o índice F_2 ; entretanto, em Bacci di Capaci & Scali (2014) é afirmado que três condições, determinadas de forma empírica mediante aplicações de calibração, devem ser satisfeitas para que resultados obtidos sejam considerados confiáveis:

$$MD^{NL} > 0.95; \quad MD^{LIN} > 0.80; \quad \min\{F_{2,1}; F_{2,2}\} > 0.80 \quad (3.3)$$

Além disso, para que se tenha dados significantes durante a aplicação do método, cada janela temporal utilizada deve conter de 4 a 5 oscilações da variável controlada; de acordo com a quantidade de amostras disponíveis, esta condição pode implicar na utilização de apenas um conjunto de dados. Por outro lado, caso se tenha uma grande quantidade de amostras, com um número elevado de oscilações de PV, i janelas podem ser criadas, para $i = 3, 4, 5, \dots$; neste caso os índices mostrados na equação (3.3) levarão em conta apenas os dois melhores valores de F_2 .

Sobre o bloco linear do sistema Hammerstein, a utilização de um modelo ARX é justificada com base na afirmação de Ninness & Gibson (2002) de que sempre existe um desacoplamento na precisão das estimativas entre os modelos não-lineares e lineares que compõem os sistemas Hammerstein, ou seja, a exatidão na estimativa do componente não-linear não é afetada pela complexidade do modelo utilizado para representar o componente linear, desde que a estrutura deste último seja compatível com a dinâmica observada na planta. E por se tratar da estrutura mais simples a incorporar um sinal de excitação, modelos ARX possibilitam a obtenção de uma solução única para o problema de mínimos quadrados, que sempre corresponderá ao mínimo global da função custo. A representação de um modelo ARX é dada na figura 3.2:

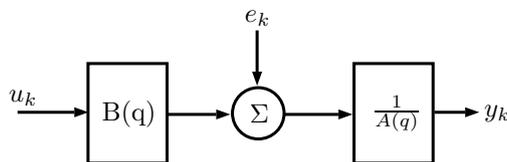


Figura 3.2: Diagrama de blocos de um modelo ARX

A saída y_k é dada por

$$y_k = \sum_{j=1}^n -a_j y_{k-j} + \sum_{j=1}^m b_j u_{k-j-\tau} + e_k, \quad (3.4)$$

onde m e n representam respectivamente a ordem dos polinômios $B(q)$ e $A(q)$, u_k o sinal de excitação, τ o tempo morto e e_k os distúrbios. Após a realização de diversas simulações, Bacci di Capaci & Scali (2014) concluíram que valores de m e n iguais a 2 são capazes de quantificar o atrito com boa relação entre precisão e tempo de computação, mesmo para processos com dinâmicas mais complexas. Isto significa que o modelo será incapaz de captar a dinâmica do sistema apenas na presença de distúrbios e/ou valores elevados de ruído no sinal de PV, visto que os processos de vazão podem ser representados na grande maioria das vezes por funções de transferência de primeira ordem com tempo morto.

Como todo o processo de quantificação demanda elevado esforço computacional, pois possui como base a aplicação de algoritmos de otimização por busca exaustiva, deve-se evitar ao máximo a realização de estimações desnecessárias; desta forma, Bacci di Capaci & Scali (2014) adotaram o procedimento mostrado na figura 3.3, composto por 3 etapas: 1) detecção de oscilações, 2) detecção de atrito e 3) quantificação de atrito.

A primeira etapa consiste no cálculo do fator de regularidade r (Thornhill et al. 2003) e da razão de decaimento R_{acf} (Miao & Seborg 1999) da função de autocovariância (ACF) do erro: o primeiro indica a presença de oscilações regulares na malha, enquanto o segundo determina a quantidade de amortecimento existente nestas oscilações, que de acordo com seu valor, pode determinar a influência de fatores indesejados (como a presença de distúrbios regulares) em relação a fatores inerentes do sistema (como a resposta da planta a uma mudança de setpoint). O uso da função de autocovariância do erro para o cálculo dos índices r e R_{acf} se baseia no fato de que a ACF de um sinal é muito menos sensível à presença de ruídos do que o sinal original, aumentando a confiabilidade dos resultados obtidos pelos métodos. Entretanto, qualquer sinal medido na malha (variável controlada, erro, sinal de controle, etc.) pode ser usado, visto que quando a mesma está submetida a oscilações, estas geralmente estarão presentes em todas as variáveis (Thornhill et al. 2003). O fator de regularidade é calculado como:

$$r = \frac{1}{3} \frac{\overline{T_p}}{\sigma_{T_p}}, \quad (3.5)$$

onde $\overline{T_p}$ e σ_{T_p} são respectivamente a média e o desvio padrão dos períodos de oscilação observados na função de autocovariância do erro para os 10 intervalos existentes após o primeiro cruzamento de zero, como visto na figura 3.4. Caso o valor de r na equação (3.5) seja maior que 1, conclui-se que o sinal analisado possui oscilações regulares, e o procedimento continua com o cálculo da razão de decaimento, dado pela divisão b/a , onde a é a distância do primeiro máximo da função ACF do erro até a linha reta conectando os dois primeiros mínimos, e b é a distância do primeiro mínimo

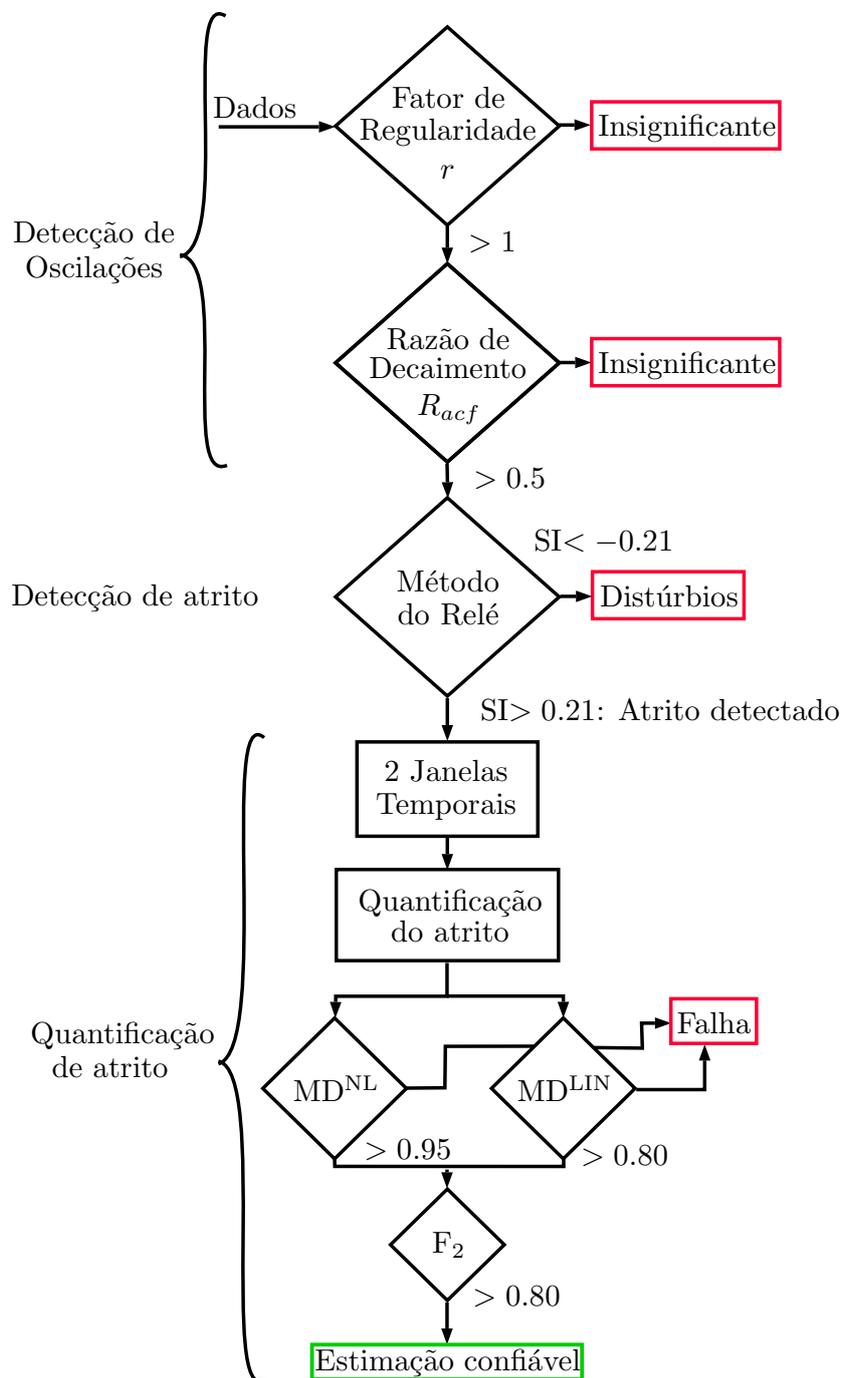


Figura 3.3: Procedimento para a quantificação de atrito (Bacci di Capaci & Scali 2014).

para a linha reta conectando o primeiro coeficiente da função de autocorrelação com o primeiro máximo, como pode ser visto na figura 3.5. Segundo Miao & Seborg (1999), valores de R_{acf} maiores que 0.5 indicam a presença de oscilações com baixa taxa de amortecimento, prejudicando o desempenho do sistema de controle. Para os casos em que existam menos de dois mínimos, a razão de decaimento possui valor nulo.

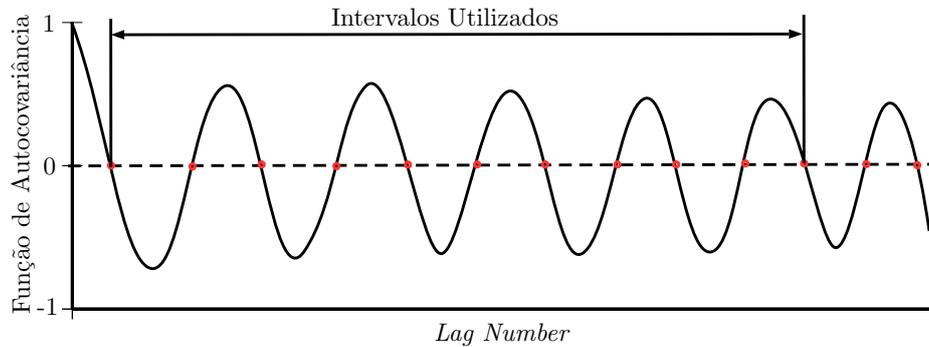


Figura 3.4: Intervalos para o fator de Regularidade

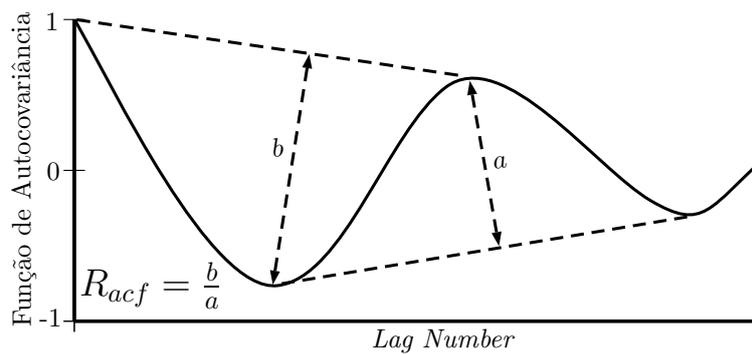


Figura 3.5: Razão de decaimento R_{acf}

Se durante a etapa de detecção de oscilações, os índices r e R_{acf} não excederem os valores limite descritos anteriormente, o procedimento é encerrado, concluindo-se que o atrito estático na válvula não está afetando o desempenho do sistema de modo considerável; caso contrário, o procedimento continua com a aplicação de técnicas para determinar se o atrito estático é o causador das oscilações detectadas na malha; dentre os diversos métodos de detecção existentes na literatura, os autores adotaram a técnica proposta por Rossi & Scali (2005), denominada “técnica do relé”, que consiste na aproximação de cada semi-ciclo da variável controlada por uma onda senoidal, triangular e por um padrão de onda denominado “onda relé”, que representa a resposta de um sistema de primeira ordem com atraso, dado pelo modelo $G_p(s) = K_p e^{-\theta s} / (\tau s + 1)$, a uma onda quadrada proveniente de um controlador do tipo relé. Apesar da sua caracterizada de possuir bordas íngremes na amplitude

de pico (Thyagarajan & Yu 2003), o formato exato da onda relé irá depender da razão entre o tempo morto θ e a constante de tempo τ de $G_p(s)$, como pode ser observado na figura 3.6, que mostra a resposta de $G_p(s)$ ao mesmo sinal de controle, variando-se apenas o valor de θ/τ , com K_p unitário;

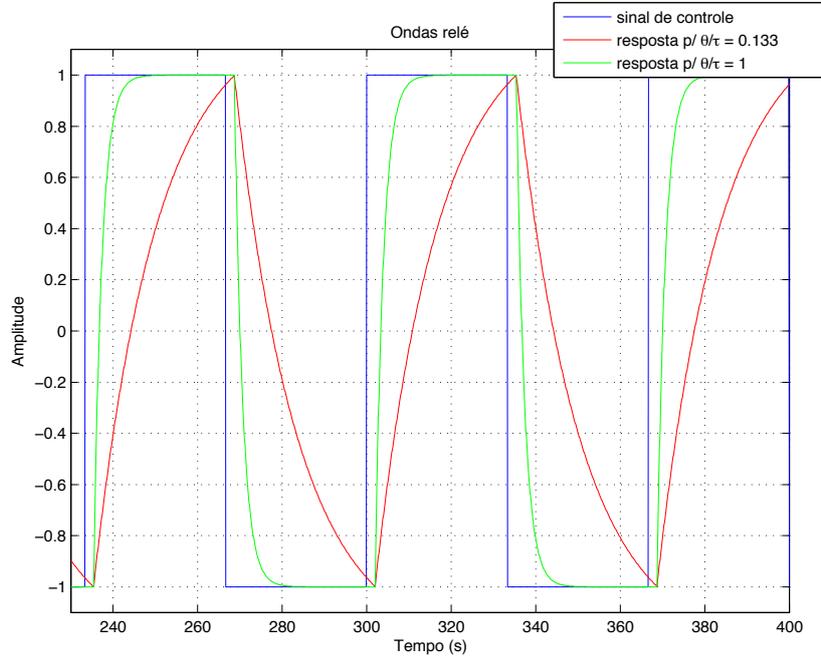


Figura 3.6: Formatos da onda relé para diferentes valores de θ/τ .

A técnica do relé se baseia no fato de que em sistemas auto-regulatórios o gráfico de PV possui um formato triangular ou de onda relé na presença de atrito, e formato senoidal para os demais casos, como má-sintonia do controlador ou distúrbios oscilatórios. Conseqüentemente, melhores aproximações de PV por meio de ondas triangulares e relé indicam a presença de atrito, enquanto melhores aproximações por meio de ondas senoidais sugerem a presença de outros fatores como a causa das oscilações. Os erros de aproximação de PV para cada uma das ondas são então utilizados para o cálculo do “índice de atrito estático” (*stiction index*), abreviado como SI:

$$SI = \frac{\overline{E_S} - \overline{E_{RT}}}{\overline{E_S} + \overline{E_{RT}}}, \quad (3.6)$$

onde, $\overline{E_{RT}}$ representa os menores erros médios quadráticos obtidos na aproximação de cada semi-ciclo de PV com as ondas triangular e relé, e o símbolo \overline{X} denota a média de X. O valor de SI pertencerá a faixa $[-1, 1]$: valores negativos indicam que PV foi melhor ajustado pela onda senoidal, enquanto valores positivos apontam que o melhor ajuste foi realizado por parte das ondas triangulares e relé. Quando todas as aproximações produzirem erros similares SI será nulo, tornando o veredito do

método inconclusivo; entretanto, levando-se em consideração fatores como ruídos de medição, distúrbios irregulares, entre outros, a zona de incerteza $SI=0$ é estendida, de forma que a causa das oscilações será determinada pelas seguintes condições:

$$\text{Caso: } \begin{cases} SI > 0.21 : \text{oscilações causadas por atrito} \\ SI < -0.21 : \text{oscilações causadas por distúrbios} \\ -0.21 \leq SI \leq 0.21 : \text{resultado inconclusivo} \end{cases} \quad (3.7)$$

A última etapa só é aplicada quando o atrito for detectado pelo método do relé; se os resultados forem negativos ou inconclusivos, o procedimento é encerrado. Com isso, os métodos de detecção de oscilações e detecção de atrito podem ser entendidos como uma fase de pré-análise/filtragem, cuja finalidade é restringir o processo de quantificação aos casos em que se tenha constatado a presença de oscilações na planta, confirmando-se também que estas estão de fato sendo geradas por atrito, ao invés de fatores como distúrbios na planta, má-sintonia de controladores, mudanças de setpoint, etc. Esta abordagem, segundo Bacci di Capaci & Scali (2014), reduz consideravelmente os casos em que a estimação estaria sujeita a incertezas, se tornando de grande valor para aplicações industriais.

3.1.1 Simulação utilizando dados industriais

Com o objetivo de comprovar a eficácia da metodologia proposta por Bacci di Capaci & Scali (2014), o procedimento mostrado na figura 3.3 será aplicado a dados de diferentes plantas industriais, disponibilizados em Jelali & Huang (2009). Entretanto, diferentemente da proposta original, a metodologia de quantificação será aplicada mesmo que se tenha resultados negativos durante as etapas de detecção de oscilações e detecção de atrito, e os resultados obtidos serão comparados com as estimativas produzidas pelos métodos de quantificação de Lee et al. (2008) e Karra & Karim (2009b), também baseados na identificação não-intrusiva dos parâmetros de um sistema Hammerstein a partir de dados de rotina da planta. As três técnicas diferem apenas nos seguintes aspectos:

- **Estrutura do modelo linear:** a dinâmica do processo é representada por meio de um modelo ARX(2,2) no método de Bacci di Capaci & Scali (2014), por uma função de primeira ou segunda ordem com tempo morto no método de Lee et al. (2008) e por um modelo ARMAX estendido contendo um termo referente aos distúrbios não-estacionários (Karra & Karim 2009a) no método de Karra & Karim (2009b);
- **Algoritmo utilizado:** assim como Bacci di Capaci & Scali (2014), o método de Karra & Karim (2009b) também utiliza algoritmos baseados em busca

exaustiva (*grid-search*), enquanto Lee et al. (2008) utilizam um algoritmo adaptativo de busca aleatória.

As malhas utilizadas nos testes são identificadas por prefixos que indicam o tipo de indústria a que pertencem, conforme indicado na tabela 3.1:

Tabela 3.1: Prefixos utilizados para a nomenclatura das malhas industriais

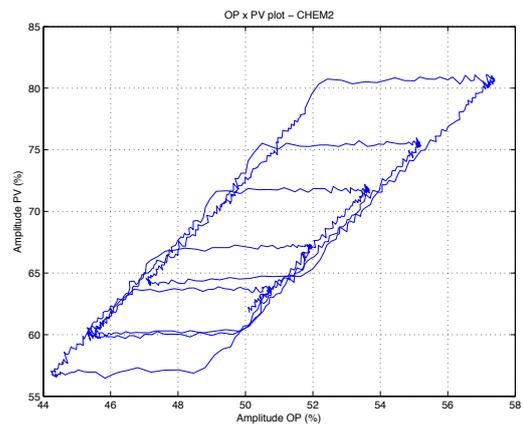
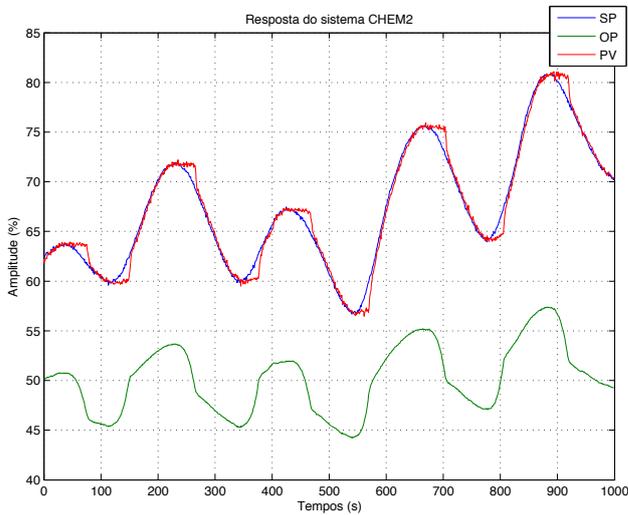
Prefixo	Tipo de indústria
CHEM	Indústrias de processos químicos (<i>Chemical</i>)
PAP	Indústrias de papel e celulose (<i>Pulp and Paper</i>)
MET	Indústrias siderúrgicas (<i>Metals</i>)

Ao todo, serão utilizados 8 processos, e em todos os casos as variáveis disponíveis são apenas o setpoint, sinal de controle e variável controlada; logo, o gráfico de assinatura da válvula, que poderia ser utilizado para validar os resultados obtidos pelo método não está disponível; entretanto, as causas do desempenho ruim das malhas já são previamente conhecidas. Os resultados obtidos são mostrados a seguir.

Malha 1: CHEM2

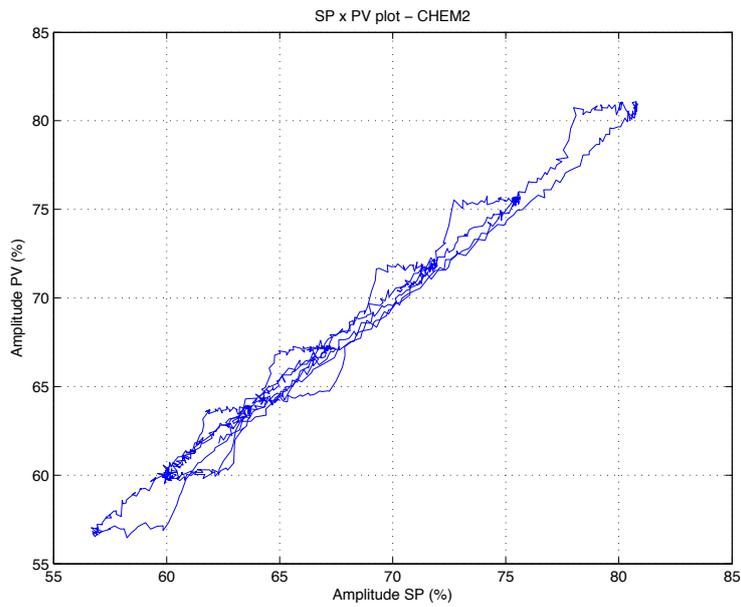
Malha de vazão que atua como malha interna de uma estratégia de controle cascata, em que se tem a confirmação de que a válvula possui valores elevados de atrito estático; o comportamento das variáveis é mostrado na figura 3.7: a presença de ciclos-limite não pode ser confirmada por meio de inspeção visual, dado que o setpoint neste caso é variável; porém, a presença de banda morta é evidente no gráfico 3.7b, enquanto o *slip-jump* pode ser notado na figura 3.7a, durante as mudanças de direção do setpoint, como indicado por Jelali & Huang (2009); esse parâmetro se torna ainda mais evidente no gráfico relacionando o setpoint com a vazão controlada (SP x PV), mostrado na figura 3.7c.

O fator de regularidade r e a razão de decaimento R_{acf} foram de 4.01 e 0.6842 respectivamente, indicando a presença de oscilações significativas na malha; a causa destas, entretanto, não pôde ser determinada, pois o valor calculado para o *stiction index* foi de -0.0477, indicando um resultado inconclusivo. Para a etapa de quantificação, a grade de busca foi construída com valores de S e J variando de 0% a 13.5%, visto que a variação máxima do sinal de controle é de 13.17%; utilizou-se um incremento de 0.5%, resultando em 406 combinações entre S e J, com a constante de tempo do modelo linear variando de 0s a 5s, em incrementos de 1s. Como Bacci di Capaci & Scali (2014) recomendam a utilização do método com no mínimo 4 a 5 oscilações da variável controlada, apenas uma janela temporal foi utilizada. Após a aplicação do método, as estimativas obtidas foram de $\hat{S} = 4\%$ e $\hat{J} = 0\%$, com



(b) Gráfico OP x PV

(a) Resposta do sistema



(c) Gráfico SP x PV

Figura 3.7: Malha industrial 1 (CHEM2) - Dados

$F_2 = 0.9290$. Os gráficos com as comparações entre as variáveis medidas e estimadas são mostrados na figura 3.8, enquanto os resultados da quantificação para os 3 métodos utilizados são dados na tabela 3.2.

Tabela 3.2: Malha industrial 1 (CHEM2) - Resultados da quantificação de atrito

	$\hat{S}(\%)$	$\hat{J}(\%)$
Bacci di Capaci & Scali (2014)	4	0
Lee et al. (2008)	2.52	0.65
Karra & Karim (2009b)	4	0

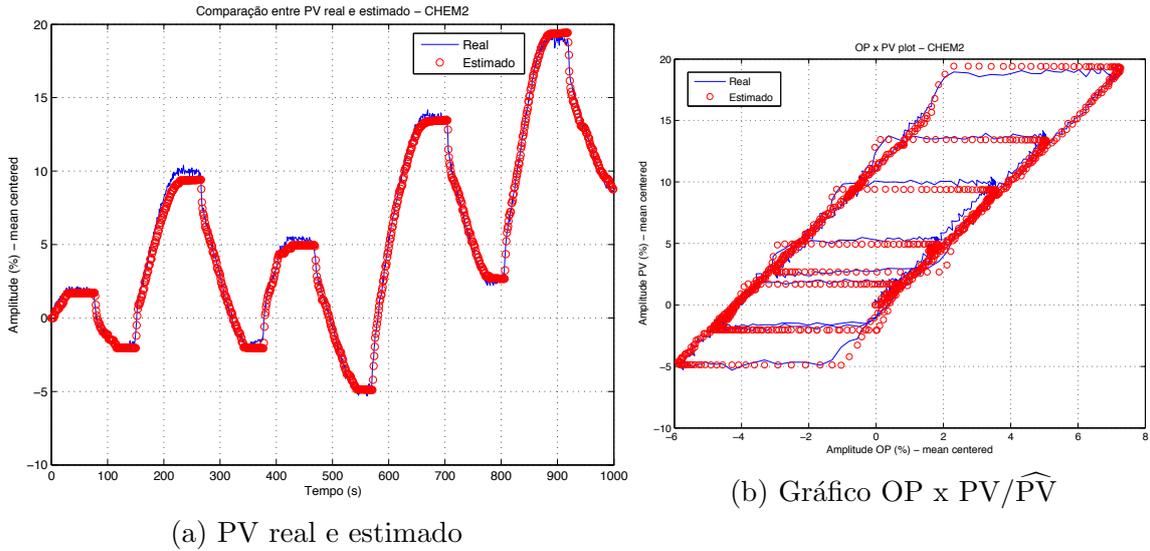


Figura 3.8: Malha industrial 1 (CHEM2) - Estimativa da variável controlada

O resultado obtido pelo método de Bacci di Capaci & Scali (2014) foi idêntico ao produzido pelo método de Karra & Karim (2009b), em que se detectou somente a presença de banda morta na válvula; apenas o método de Lee et al. (2008) foi capaz de detectar o *slip-jump*, imprescindível para a presença de ciclos limite; por sua vez, o valor de banda morta + *stickband* estimado por este método é inferior ao valor facilmente observável na figura 3.7b.

Malha 2: CHEM10

Dados em regime permanente de uma malha de pressão; no gráfico 3.9a pode-se notar a presença de ciclos-limite em PV, e o formato triangular no sinal de controle OP, fortes indicadores de que a válvula de controle está submetida a níveis elevados de atrito estático, fato confirmado pelos operadores do processo.

O fator de regularidade r e a razão de decaimento R_{acf} foram de 45.4 e 0.92 respectivamente, enquanto o SI calculado foi de 0.64, indicando corretamente a presença de atrito na válvula. O sinal de controle possui variação máxima de 2%; este foi o valor máximo de S e J estabelecido para implementação da grade de busca,

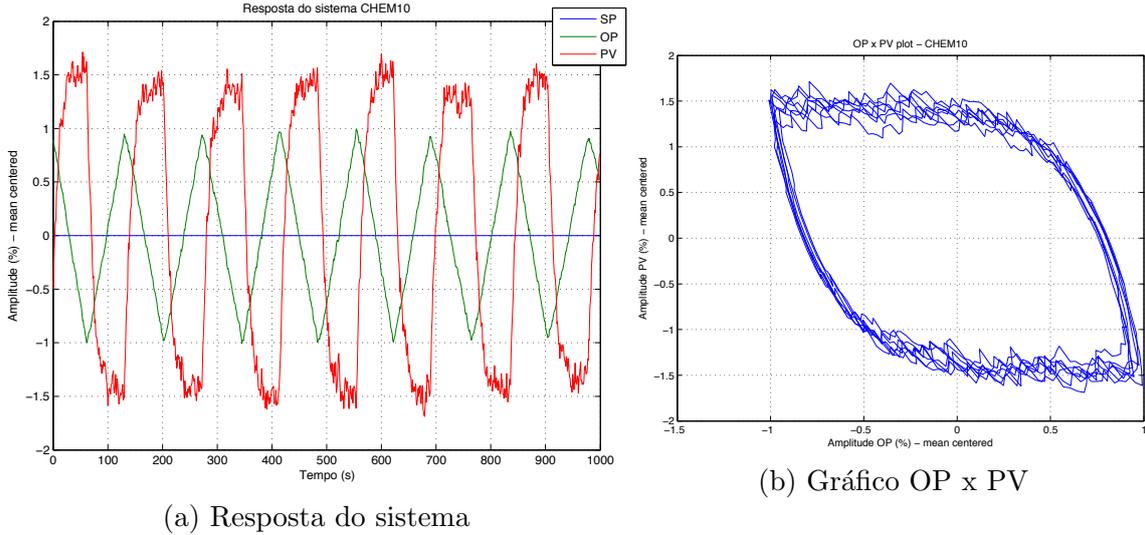


Figura 3.9: Malha industrial 2 (CHEM10) - Dados

com $S_{\min}/J_{\min} = 0$, e incremento de 0.1%, totalizando 231 combinações. Para a estimação do modelo linear, foram utilizados os seguintes valores (em segundos) para a constante de tempo do modelo: $\tau = \{0, 1, 2, 3, 4, 5\}$. Os valores de OP e PV no intervalo $t \in (3s, 563s)$ foram usados para a primeira janela temporal, enquanto os valores das mesmas variáveis no intervalo $t \in (422s, 1000s)$ foram utilizados para a segunda. Após a aplicação do método, o valor estimado para os parâmetros do modelo de Kano et al. (2004) foi de $\hat{S} = \hat{J} = 1.8\%$, com $F_{21} = 0.8827$, $F_{22} = 0.8855$, $MD^{LIN} = 0.9852$ e $MD^{NL} = 1$. Os gráficos contendo as comparações entre as pressões real e estimada pelo método (\widehat{PV}) são mostrados na figura 3.10.

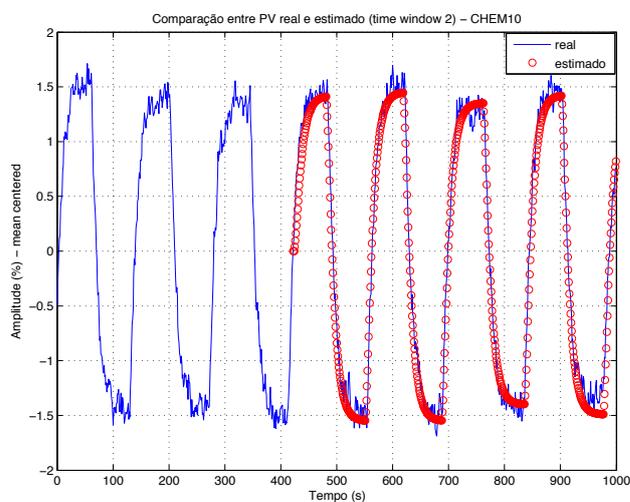
Tabela 3.3: Malha industrial 2 (CHEM10) - Resultados da quantificação de atrito

	$\hat{S}(\%)$	$\hat{J}(\%)$
Bacci di Capaci & Scali (2014)	1.8	1.8
Lee et al. (2008)	1.77	1.73
Karra & Karim (2009b)	1.3	1.3

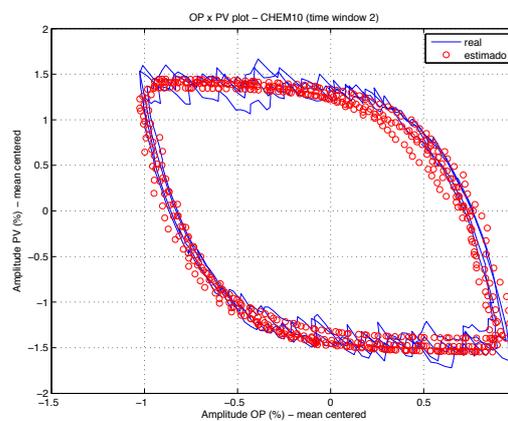
Pode-se perceber na tabela 3.3 que todos os métodos obtiveram resultados similares; além disso, os dois parâmetros do modelo de Kano et al. (2004) estimados por cada técnica podem ser considerados iguais, aumentando a probabilidade da válvula analisada realmente possuir valores de S e J entre 1.3% e 1.8%; contudo, este fato não pode ser confirmado visualmente, visto que o gráfico 3.9b não é capaz de fornecer informação alguma sobre os valores reais destes parâmetros.

Malha 3: CHEM11

Dados de uma malha de vazão de uma indústria química, em que se tem a confirmação de que a válvula de controle tem o seu funcionamento afetado por atrito. A resposta do sistema e o gráfico OP x PV são mostrados na figura 3.11.

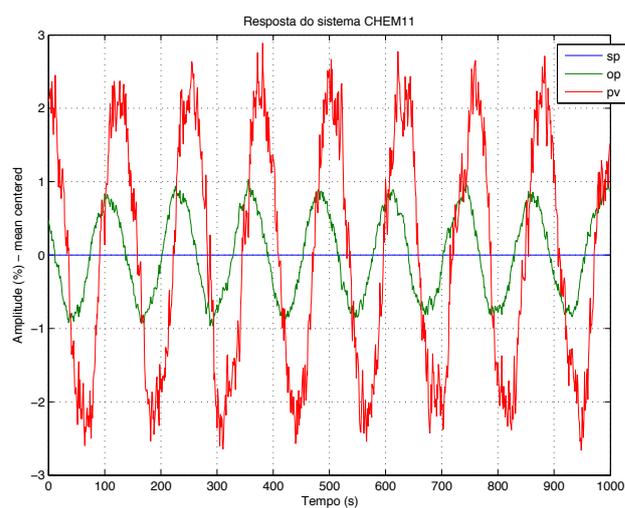


(a) PV real e estimado

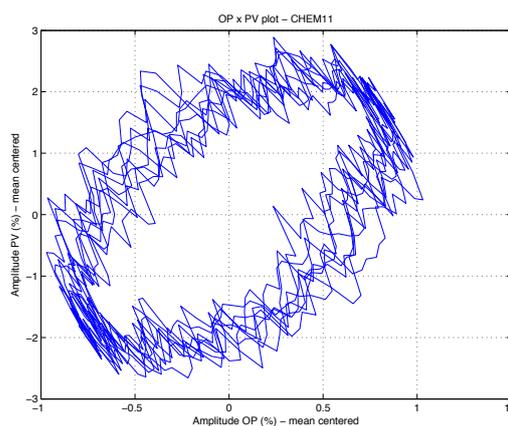


(b) Gráfico OP x PV/ \widehat{PV}

Figura 3.10: Malha industrial 2 (CHEM10) - Estimativa da variável controlada



(a) Resposta do sistema



(b) Gráfico OP x PV

Figura 3.11: Malha industrial 3 (CHEM11) - Dados

As oscilações de PV, evidentes no gráfico 3.11a, são confirmadas mediante os valores de 43.3 para o fator de regularidade e 0.928 para a razão de decaimento; entretanto, na etapa de detecção de atrito, o valor calculado para SI foi de -0.2954, indicando erroneamente a presença de distúrbios como causa das oscilações na variável controlada. Para a aplicação do método de quantificação, os dados da planta foram divididos nas janelas temporais formadas pelos intervalos $t \in (78s, 572s)$ e $t \in (459s, 999s)$. Como a máxima variação do sinal de controle OP foi de 1.7329%, criou-se uma grade de busca com 630 combinações entre os valores de S e J, variando na faixa de 0% a 1.7% com incrementos de 0.05%, enquanto os valores da constante de tempo testados para a estimação do modelo linear do sistema Hammerstein foram $\tau = \{0, 1, 2, 3, 4, 5\}$. Os resultados da quantificação são mostrados na tabela 3.4 e no gráfico 3.12; os valores estimados para os parâmetros do modelo de Kano et al. (2004) foram de $\hat{S} = 1\%$ e $\hat{J} = 0.75\%$, com $F_{21} = 0.9168$, $F_{22} = 0.8901$, $MD^{LIN} = 0.9479$ e $MD^{NL} = 0.9980$.

Tabela 3.4: Malha industrial 3 (CHEM11) - Resultados da quantificação de atrito

	$\hat{S}(\%)$	$\hat{J}(\%)$
Bacci di Capaci & Scali (2014)	1	0.75
Lee et al. (2008)	0.26	0.06
Karra & Karim (2009b)	0.44	0.2

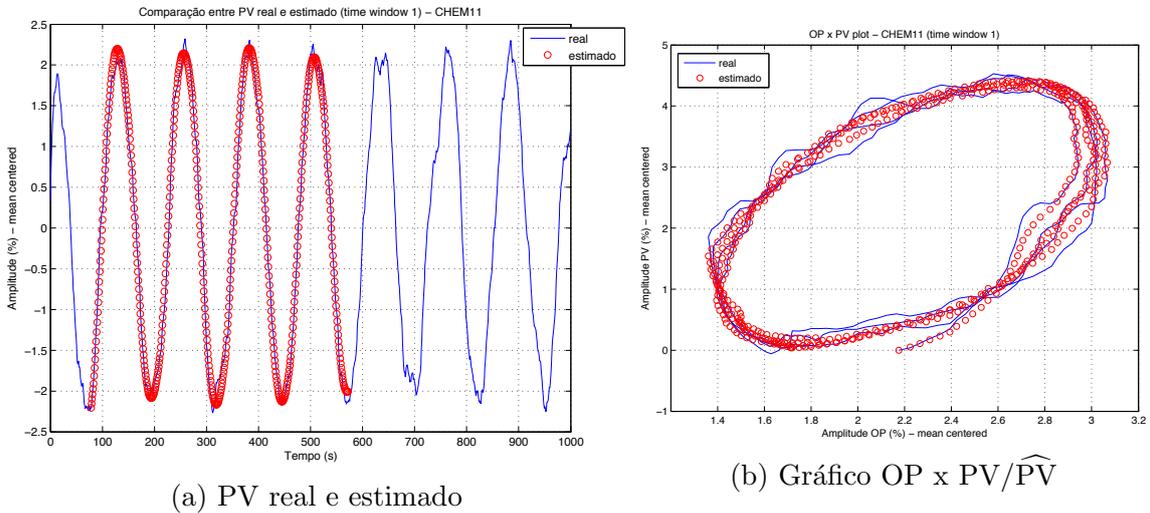
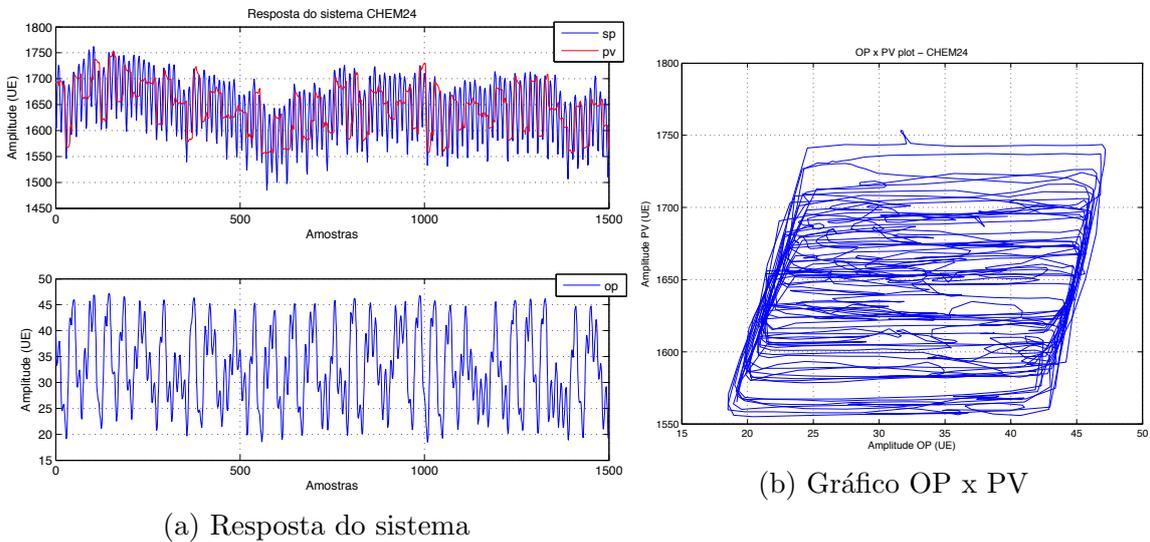


Figura 3.12: Malha industrial 3 (CHEM11) - Estimativa da variável controlada

Pela tabela 3.4 pode-se perceber que os três métodos foram capazes de detectar a presença de atrito ($S, J > 0\%$); contudo, os valores estimados pelo método de Bacci di Capaci & Scali (2014) foram maiores que os demais; uma possível razão para este fato seja a de que os sinais de OP e PV foram filtrados antes da aplicação do método, para que as mudanças de direção no sinal de OP devido aos ruídos não interferissem no cálculo da posição da haste da válvula pelo modelo de Kano.

Malha 4: CHEM24

Dados de uma malha de vazão que atua como malha interna de uma estratégia cascata em uma indústria química e que segundo os operadores do processo está submetido a um valor excessivo de atrito; esta afirmação é corroborada pelo alto valor de banda morta + *stickband* observado na figura 3.13b; além disso, pode-se perceber que o formato de paralelogramo existente na mesma é bastante similar à assinatura mostrada na figura 2.4, não deixando dúvidas sobre a influência do atrito estático no comportamento do sistema. Entretanto, as rápidas variações do setpoint provocam oscilações consideráveis na amplitude e frequência do sinal de controle e variável controlada, podendo dificultar de forma considerável o processo de quantificação.



(a) Resposta do sistema

(b) Gráfico OP x PV

Figura 3.13: Malha industrial 4 (CHEM24) - Dados

O comportamento da variável controlada é mostrado na figura 3.13a; o fator de regularidade e razão de decaimento do erro (SP-PV) foram de 1.93 e 0.9205 respectivamente, indicando corretamente a presença de oscilações significativas na malha; por sua vez, o *stiction index* (também calculado para o sinal de erro) apresentou valor de -0.1739, indicando um resultado inconclusivo sobre a causa das oscilações. Para a etapa de quantificação, os dados de PV foram divididos nos conjuntos formados pelas amostras 532 a 754 e 920 a 1146; como a variação máxima da variável de controle é de 28.7 unidades de engenharia (UE), a grade de busca foi criada com os valores do parâmetro S variando de 15% a 29% em incrementos de 0.5%, e os de J variando de 0% a 2% em incrementos de 0.1%. A escolha do valor inicial de S é justificada pela constatação, mediante a observação do gráfico 3.13b, que após uma mudança de direção da haste da válvula, PV só irá variar após uma variação superior a 20 UE no valor de OP. Para a estimativa do modelo linear, as 609 combinações produzidas entre S e J foram novamente utilizadas com valores de τ no intervalo

0 ~ 5s, com incremento de 1 segundo. Os valores estimados ao final do método foram de $\hat{S} = 22\%$ e $\hat{J} = 0.1\%$, com $F_{21} = 0.7762$, $F_{22} = 0.7947$, $MD^{LIN} = 0.9513$ e $MD^{NL} = 1$. A comparação entre o valor real e estimado para a variável controlada é dada na figura 3.14.

Tabela 3.5: Malha industrial 4 (CHEM24) - Resultados da quantificação de atrito

	$\hat{S}(\%)$	$\hat{J}(\%)$
Bacci di Capaci & Scali (2014)	22	0.1
Lee et al. (2008)	20.64	1.07
Karra & Karim (2009b)	17	0

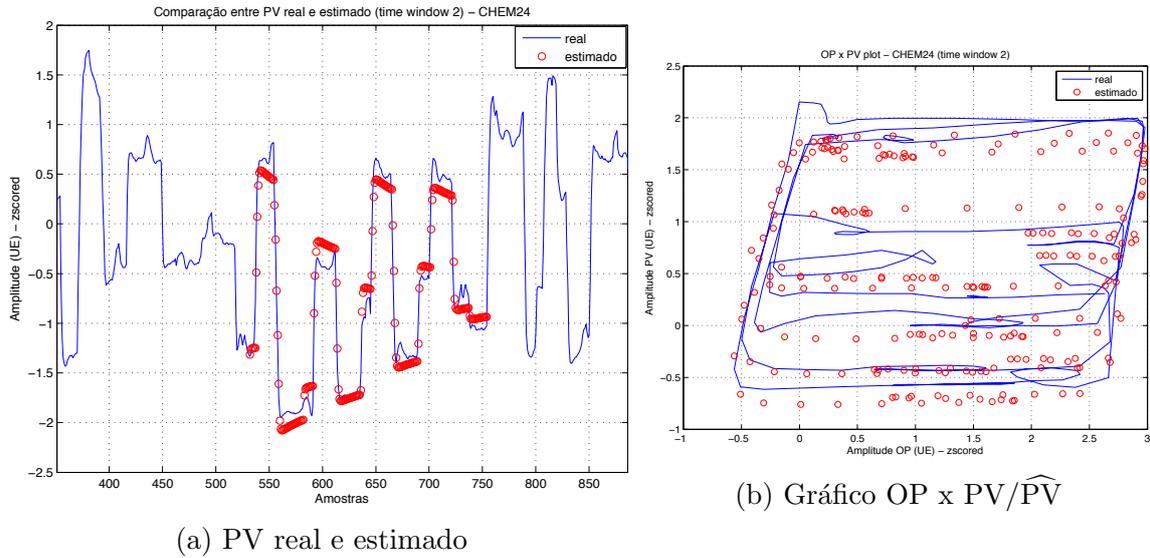
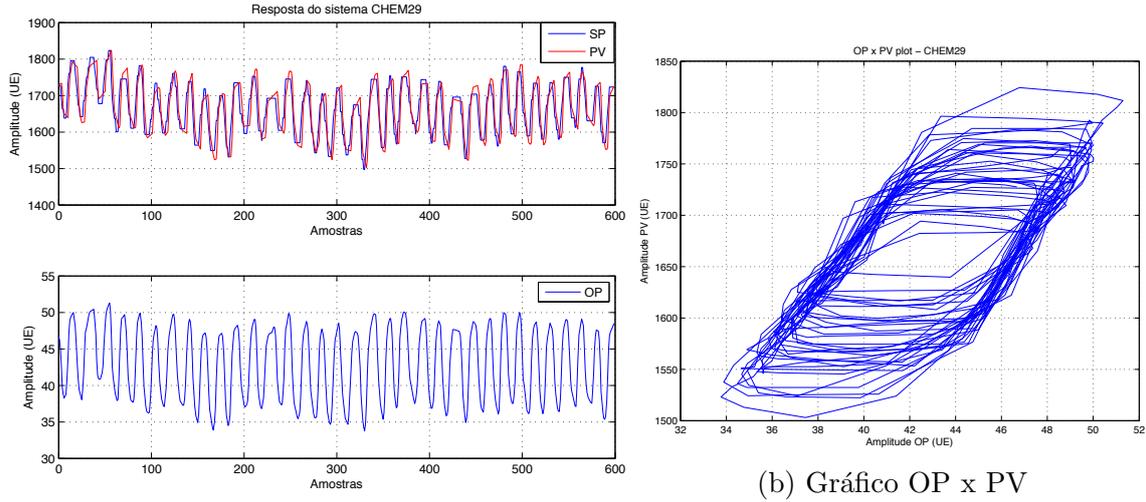


Figura 3.14: Malha industrial 4 (CHEM24) - Estimativa da variável controlada

Pode-se perceber na tabela 3.5 que o valor de S estimado pelo método de Bacci di Capaci & Scali (2014) é mais próximo do valor estimado por Lee et al. (2008), enquanto o parâmetro J é mais próximo do valor estimado por Karra & Karim (2009b); a julgar pelo gráfico 3.13b, valores de S superiores a 20% se mostram mais corretos; entretanto, não se pode concluir sobre a presença de *slip-jump*. Karra & Karim (2009b) alertam ainda para o fato de que o controlador está sintonizado de forma agressiva, e a malha está submetida a distúrbios.

Malha 5: CHEM29

Dados de uma malha de pressão cuja válvula de controle está afetada por atrito estático; apesar da variável controlada se comportar de forma parecida ao setpoint, os valores do fator de regularidade e razão de decaimento para a função de autocovariância do erro foram de 4.3 e 0.67 respectivamente, indicando a presença de oscilações na malha; posteriormente, a presença de atrito foi confirmada mediante SI de 0.57. Para a etapa de quantificação, os dados foram divididos em dois conjuntos:



(a) Resposta do sistema

(b) Gráfico OP x PV

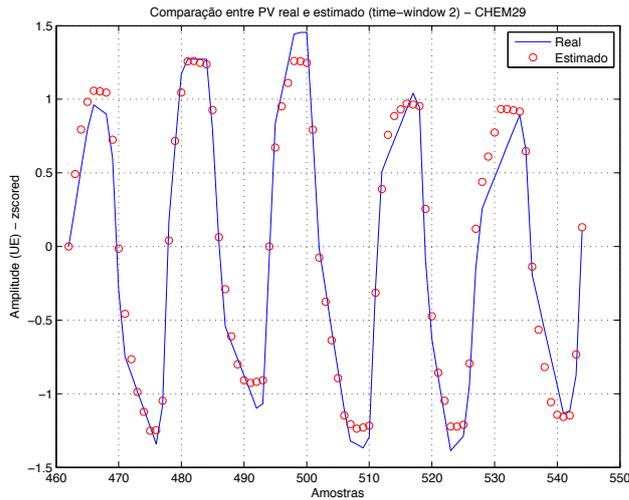
Figura 3.15: Malha industrial 5 (CHEM29) - Dados

o primeiro formado pelas amostras 68 a 253, enquanto o segundo foi formado pelas amostras 462 a 544; como a variação máxima de OP foi de 25.14%, a grade de busca foi formada por valores de S entre 0% e 25%, e J entre 0% e 2%, com incrementos de 0.1% em ambos os casos, produzindo 5061 combinações; para o modelo linear, foram utilizados valores da constante de tempo variando de 0s a 5s, com incremento de 1 segundo. Os resultados da quantificação são mostrados na figura 3.16: os resultados obtidos foram de $\hat{S} = 3.6\%$ e $\hat{J} = 0.3\%$, com $F_{21} = 0.8059$, $F_{22} = 0.8343$, $MD^{LIN} = 0.7883$ e $MD^{NL} = 1$.

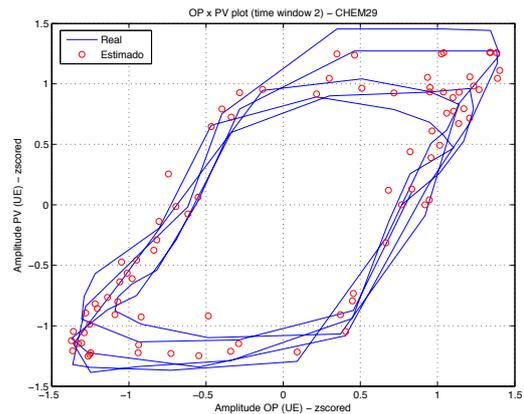
Tabela 3.6: Malha industrial 5 (CHEM29) - Resultados da quantificação de atrito

	$\hat{S}(\%)$	$\hat{J}(\%)$
Bacci di Capaci & Scali (2014)	3.6	0.3
Lee et al. (2008)	5.35	0.51
Karra & Karim (2009b)	3.2	0.2

A partir da tabela 3.6 pode-se constatar que os resultados do método de Bacci di Capaci & Scali (2014) foram muito próximos aos obtidos por Karra & Karim (2009b), o que pode ser justificado pelo fato de que ambos os métodos utilizaram dados referentes às primeiras mil amostras para a análise, enquanto Lee et al. (2008) aplicaram sua metodologia nas amostras compreendidas pelo intervalo (2000 ~ 2500); pode-se perceber no gráfico 3.15b que o valor de banda morta + *stickband* varia de acordo com as amostras escolhidas, apoiando a afirmação de Jelali & Huang (2009) de que o atrito geralmente varia de acordo com a posição da haste, visto que o desgaste sofrido pela haste não é uniforme ao longo de seu curso.



(a) PV real e estimado

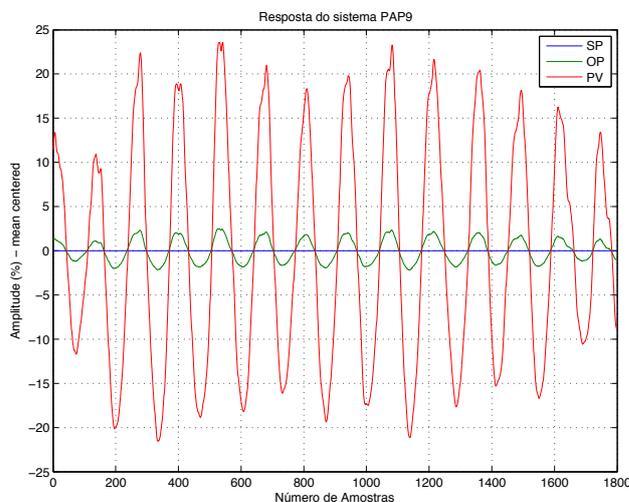


(b) Gráfico OP x PV/ $\widehat{P\hat{V}}$

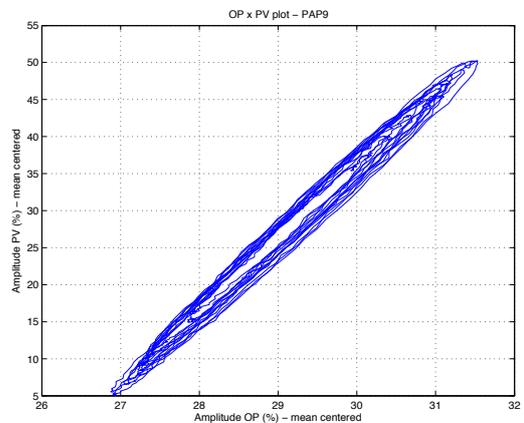
Figura 3.16: Malha industrial 5 (CHEM29) - Estimativa da variável controlada

Malha 6: PAP9

Malha de controle de temperatura de uma indústria de papéis e celulose, onde o comportamento da válvula de controle não é afetado de forma significativa por atrito estático; a resposta do sistema e o gráfico OP x PV são dados na figura 3.17.



(a) Resposta do sistema



(b) Gráfico OP x PV

Figura 3.17: Malha industrial 6 (PAP9) - Dados

O fator de regularidade calculado foi de 42.7, enquanto a razão de decaimento foi de 0.9596, ambos indicando corretamente a presença de oscilações na malha; porém, o valor calculado de -0.5178 para o SI conclui que o atrito não é o responsável pelas oscilações observadas. Para a etapa de quantificação, os dados foram divididos em duas janelas temporais: a primeira formada pelas primeiras 705 amostras, enquanto a segunda foi compreendida entre as amostras 772 e 1326 do gráfico 3.17a; a grade de busca foi formada por 351 combinações de S e J, cujos valores variaram de 0% a

5% ($\Delta OP_{\max} \approx 4.66\%$), com 0.2% de incremento, enquanto a constante de tempo do modelo linear variou de 0s a 5s, com 1s de incremento. Após a aplicação do método, os valores de S e J estimados para as duas janelas foram de $\hat{S} = 0$ e $\hat{J} = 0$, com $F_{21} = 0.9443$, $F_{22} = 0.9515$, $MD^{\text{LIN}} = 0.9790$ e $MD^{\text{NL}} = 1$. Os resultados das comparações dos resultados dos métodos, assim como a estimativa de PV na segunda janela temporal, são mostrados na tabela 3.7 e figura 3.18, respectivamente.

Tabela 3.7: Malha industrial 6 (PAP9) - Resultados da quantificação de atrito

	$\hat{S}(\%)$	$\hat{J}(\%)$
Bacci di Capaci & Scali (2014)	0	0
Lee et al. (2008)	0	0
Karra & Karim (2009b)	2	2

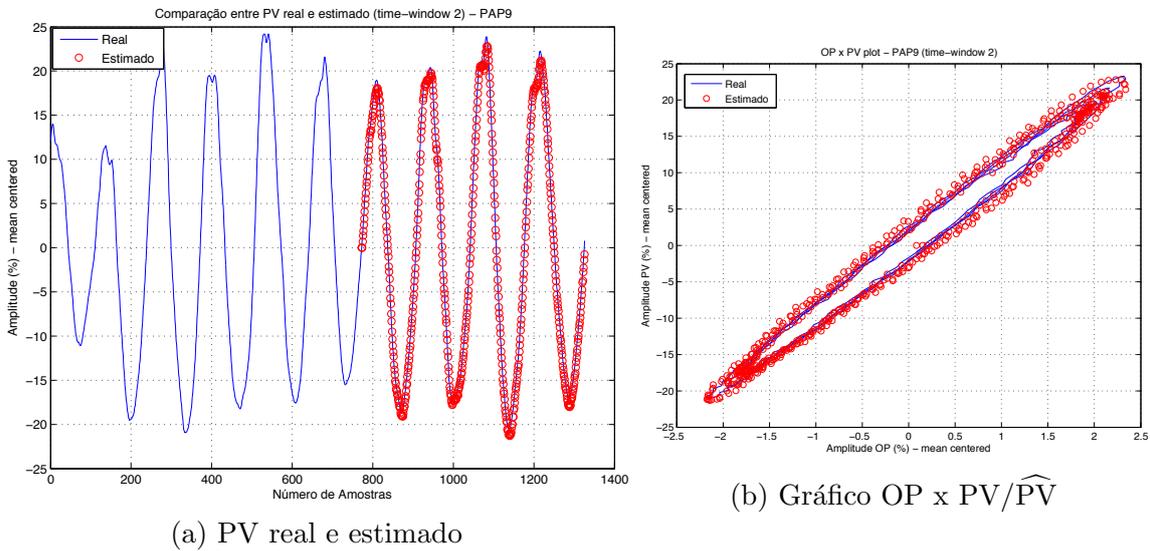
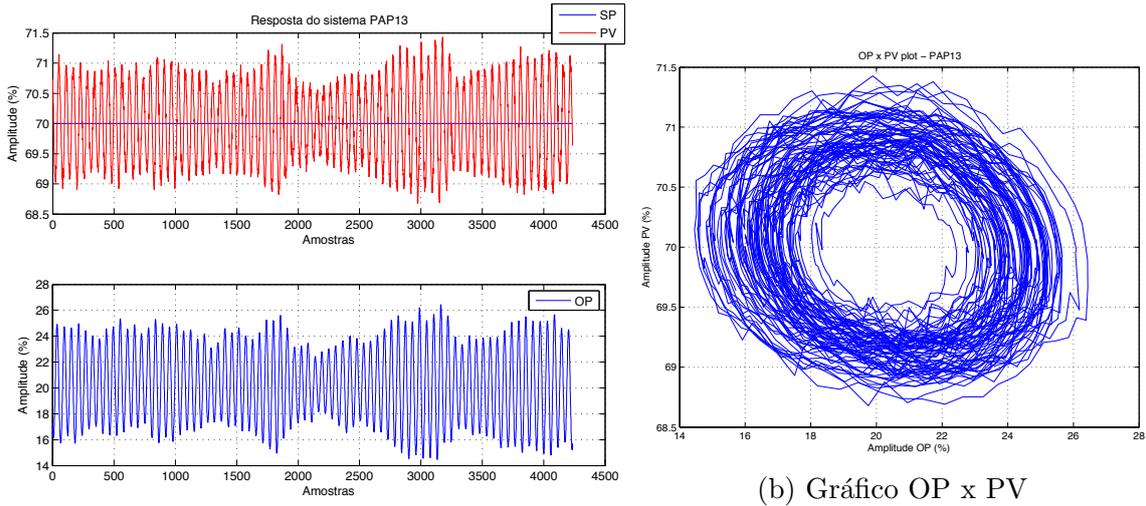


Figura 3.18: Malha industrial 6 (PAP9) - Estimativa da variável controlada

O fato de que a válvula de controle não estava submetida a níveis elevados de atrito era conhecido a priori, podendo também ser evidenciado por meio do gráfico praticamente linear (levando em conta a assinatura de uma válvula real) mostrado na figura 3.17b; conseqüentemente, para este caso pode-se afirmar com certeza que os métodos de Bacci di Capaci & Scali (2014) e Lee et al. (2008) produziram resultados corretos, enquanto Karra & Karim (2009b) erroneamente indicaram a presença de atrito estático elevado na malha.

Malha 7: PAP13

Sistema de controle de nível de uma indústria de papel e celulose; a resposta da planta e o gráfico OP x PV são mostrados na figura 3.19. As oscilações em PV são corretamente detectadas, mediante fator de regularidade 18.5 e razão de decaimento 0.98; o valor calculado do *stiction index* foi de -0.4105, indicando que a válvula não



(a) Resposta do sistema

(b) Gráfico OP x PV

Figura 3.19: Malha industrial 7 (PAP13) - Dados

sofre de atrito estático elevado. Para a etapa de quantificação, foram construídas duas janelas temporais de PV, compreendidas entre as amostras de número 37 a 269, e 838 a 1068. Tendo como referência a variação máxima do sinal de controle de 11.99%, a grade de busca foi formada por valores de S variando de 0% a 12% em incrementos de 0.05%; entretanto, os valores de J utilizados foram compreendidos na faixa de 0% a 2%, com o mesmo incremento de 0.05%, para que a grade de busca não se tornasse muito extensa; ao final, foram criados 9061 combinações entre S e J, que ainda foram combinadas com valores de τ no modelo linear variando de 0s a 5s em intervalos de 1s. Os resultados da quantificação são mostrados na tabela 3.8 e no gráfico 3.20: os valores estimados para S e J foram ambos de 0.05%, com $F_{21} = 0.8749$, $F_{22} = 0.8505$, $MD^{LIN} = 0.9740$ e $MD^{NL} = 0.9857$.

Tabela 3.8: Malha industrial 7 (PAP13) - Resultados da quantificação de atrito

	$\hat{S}(\%)$	$\hat{J}(\%)$
Bacci di Capaci & Scali (2014)	0.05	0.05
Lee et al. (2008)	0.38	0.19
Karra & Karim (2009b)	1	0

Os métodos de Bacci di Capaci & Scali (2014) e Lee et al. (2008) indicaram a presença de atrito na válvula, fato confirmado pelos fornecedores dos dados; entretanto, os valores estimados por estes métodos são extremamente baixos, corroborando com a afirmação de Karra & Karim (2009b) de que as oscilações observadas em PV também estão sendo causadas por distúrbios e má-sintonia do controlador, que produzem um gráfico arredondado na figura 3.19b, diferente dos formatos de elipse e paralelogramo geralmente observados em processos submetidos apenas a atrito estático no elemento final de controle.

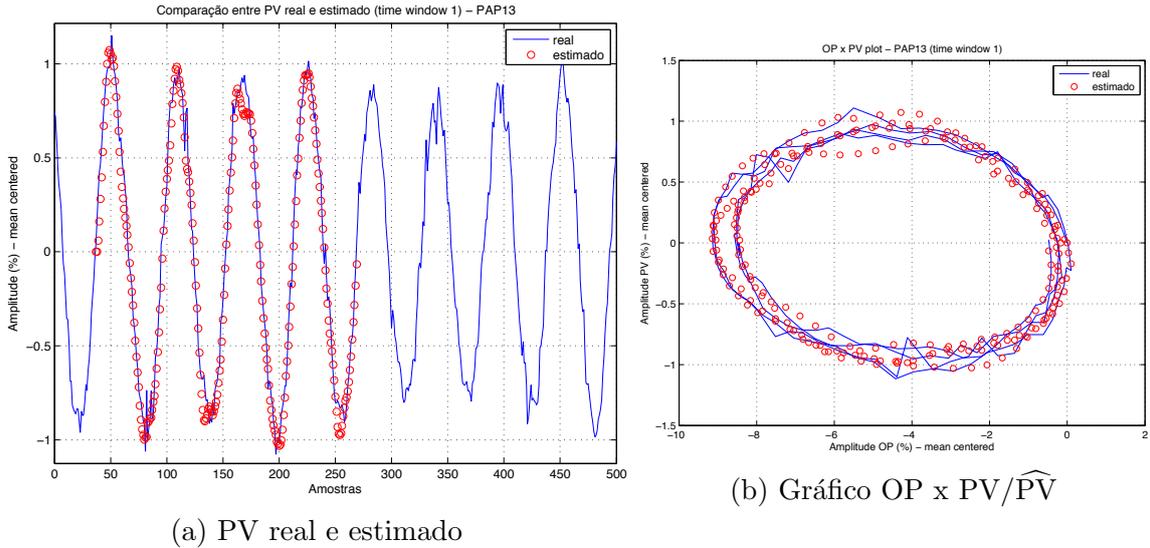


Figura 3.20: Malha industrial 7 (PAP13) - Estimativa da variável controlada

Malha 8: MET1

Dados de um sistema de controle de espessura pertencente a uma indústria metalúrgica, em que não se tem a evidência de atrito, mas pode-se perceber através da figura 3.21a que o processo é afetado por distúrbios oscilatórios regulares que impedem qualquer inspeção visual que poderia fornecer indícios sobre a presença de banda morta ou *slip-jump* no gráfico 3.21b.

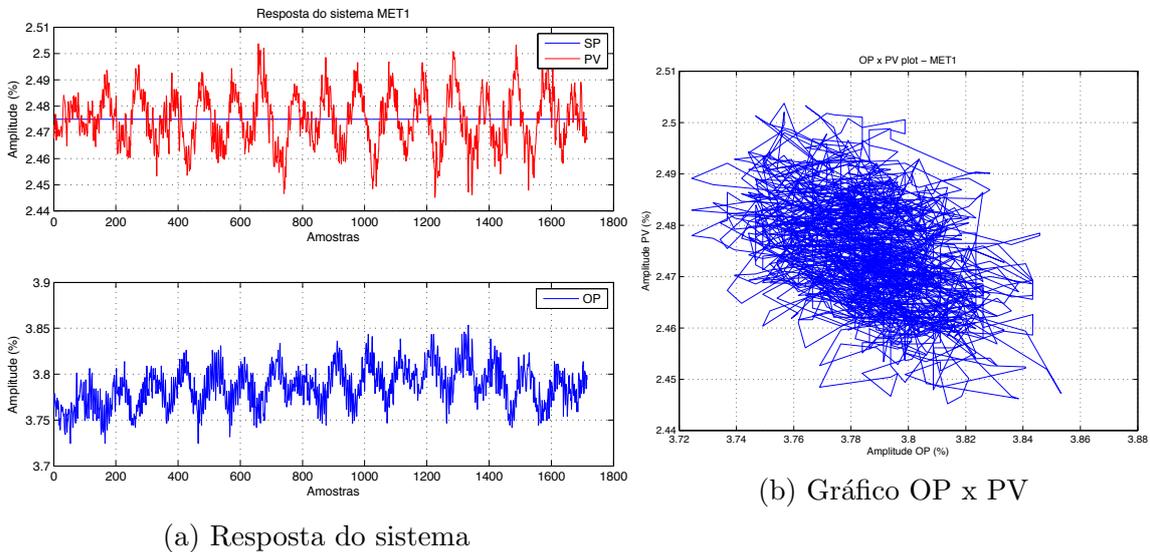


Figura 3.21: Malha industrial 8 (MET1) - Dados

Os índices r e R_{acf} calculados foram de 17.39 e 0.82, respectivamente; o *stiction index* apresentou valor de -0.0554 , indicando, de acordo com a equação (3.7), que a causa das oscilações presentes na malha não pode ser determinada. Para a etapa de quantificação, foram formados dois conjuntos de dados, compreendidos pelas

amostras 149 a 858 e 858 a 1715. A grade de busca foi formada por incrementos de 0.005% nos valores de S e J no intervalo de 0% a 0.15%, sendo 0.1289% a maior variação de OP. Os resultados obtidos foram de $\hat{S} = 0.02\%$ e $\hat{J} = 0.01\%$, com $F_{21} = 0.5806$, $F_{22} = 0.6079$, $MD^{LIN} = 0.7746$ e $MD^{NL} = 0.9998$. A comparação entre o valor real e estimado para a variável controlada é dada na figura 3.22.

Tabela 3.9: Malha industrial 8 (MET1) - Resultados da quantificação de atrito

	$\hat{S}(\%)$	$\hat{J}(\%)$
Bacci di Capaci & Scali (2014)	0.02	0.01
Lee et al. (2008)	0.018	0.018
Karra & Karim (2009b)	0.006	0.006

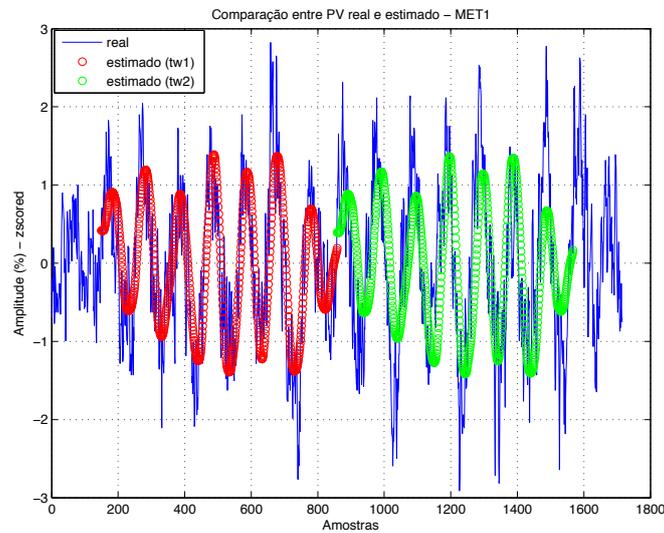


Figura 3.22: Malha industrial 8 (MET1) - Estimativa da variável controlada

Os resultados obtidos pelos 3 métodos, mostrados na tabela 3.9, são baixos, podendo ser interpretados como erros gerados durante o processo de quantificação devido à presença de ruídos no sinal de controle e na variável controlada.

Após uma análise dos resultados obtidos para todos os dados industriais, pode-se notar que ao contrário da etapa de detecção de oscilações, em que as técnicas do fator de regularidade r e razão de decaimento R_{acf} obtiveram resultados corretos para todos as malhas, a técnica do relé utilizada na etapa de detecção de atrito não se mostrou muito eficaz, como mostrado na tabela 3.10, na qual a segunda coluna contém as informações sobre a presença de atrito para cada sistema conforme disponibilizado por Jelali & Huang (2009), e a terceira coluna contém os resultados obtidos pelo método do relé: houve concordância apenas nas malhas CHEM10, CHEM29 e PAP9. Para as malhas CHEM2, CHEM24 e MET1, o fato destes estarem submetidos a setpoints variáveis ou à distúrbios e ruídos de medição provavelmente contribuiu para o resultado inconclusivo obtido para cada um. Com relação às

malhas CHEM11 e PAP13, os baixos valores estimados para os parâmetros S e J provavelmente impediu que o método do relé detectasse corretamente a presença de atrito nestes sistemas. Além disso, a presença de ruídos na malha CHEM11 impede a distinção entre uma onda triangular e senoidal na variável controlada, enquanto os efeitos de distúrbios e má-sintonia do controlador, presentes na malha PAP13, de acordo com Karra & Karim (2009b), acabam tornando o formato de PV senoidal.

Tabela 3.10: Simulação utilizando dados industriais - Resultados da etapa de detecção de atrito

Malha	atrito? (Jelali & Huang 2009)	atrito? (método do relé)	resultados iguais
CHEM2	Sim	Inconclusivo	
CHEM10	Sim	Sim	✓
CHEM11	Sim	Não	
CHEM24	Sim	Inconclusivo	
CHEM29	Sim	Sim	✓
PAP9	Não	Não	✓
PAP13	Sim	Não	
MET1	Não	Inconclusivo	

Com relação à etapa de quantificação, tem-se que de acordo com a metodologia proposta por Bacci di Capaci & Scali (2014), os índices F_2 , MD^{LIN} e MD^{NL} são requisitos que devem ser atendidos, mediante a comparação dos mesmos a determinados limiares, para que o resultado do processo de quantificação seja considerado válido; entretanto, como mostrado na tabela na tabela 3.11, estas condições foram totalmente atendidas apenas para as malhas CHEM10, CHEM11, PAP9 e PAP13; por sua vez, as malhas CHEM2, CHEM24, CHEM29 e MET1 não foram capazes de atender a pelo menos um dos critérios estipulados: a malha CHEM2 pode ser tratada como um caso especial, já que obteve um dos maiores valores de F_2 (menor apenas do que a malha PAP9), mas não teve os índices MD^{LIN} e MD^{NL} calculados somente porque não haviam oscilações suficientes em PV para a criação de duas janelas temporais; a malha CHEM24 atendeu aos requisitos do índice MD^{LIN} , porém obteve um valor insuficiente para F_2 ; o contrário se deu na malha CHEM29, que atendeu ao requisito de F_2 , mas não ao valor de MD^{LIN} . Por sua vez, a malha MET1 não foi capaz de atender às condições de MD^{LIN} e F_2 . Os baixos valores obtidos para estes casos estão diretamente ligados à estrutura ARX(2,2) adotada para representar a dinâmica linear da planta, que não consegue modelar de forma satisfatória os efeitos causados por ruídos de medição e distúrbios presentes em alguns dos sistemas analisados; além do mais, caso a variável controlada se comporte de forma irregular ao longo do tempo, deve-se atentar para a escolha das janelas temporais, pois diferentes modelos serão estimados de acordo com o intervalo escolhido, produzindo valores de F_2 e MD^{LIN} que podem variar consideravelmente. Vale lembrar que nas malhas CHEM24, CHEM29 e MET1, os dados foram centrados nas suas respectivas médias e escalados com base no desvio padrão unitário, mas ainda assim alguns critérios

Tabela 3.11: Simulação utilizando dados industriais - Requisitos para a etapa de quantificação

Malha	$F_2 > 0.8?$	$MD^{LIN} > 0.80?$	$MD^{NL} > 0.95?$	Resultados válidos?
CHEM2	Sim	-	-	
CHEM10	Sim	Sim	Sim	✓
CHEM11	Sim	Sim	Sim	✓
CHEM24	Não	Sim	Sim	
CHEM29	Sim	Não	Sim	
PAP9	Sim	Sim	Sim	✓
PAP13	Sim	Sim	Sim	✓
MET1	Não	Não	Sim	

não superaram seus limiares. Contudo, deve-se ter em mente que estes requisitos são estipulados de forma empírica a partir de diversas aplicações de calibração, que devem ser seguidos quando não se tem nenhum conhecimento a priori sobre o sistema em análise, para que as chances de que o resultado obtido se aproxime dos valores reais sejam maiores. Portanto, com base nesta afirmação, e na comparação com os resultados obtidos por Lee et al. (2008) e Karra & Karim (2009b), pode-se considerar que os valores de S e J estimados para as malhas CHEM2, CHEM24, CHEM29 e MET1 também podem ser considerados válidos. Entretanto, a eficácia do método de quantificação proposto por Bacci di Capaci & Scali (2014) só pode ser verificada de forma contundente por meio de aplicações em que a posição da válvula seja medida; estes testes serão realizadas no estudo de caso apresentado no capítulo seguinte.

3.2 Compensação de atrito

A escolha dos métodos de compensação se baseou na busca de uma boa relação custo/benefício, que neste caso pode ser interpretada como um equilíbrio entre dois principais fatores: facilidade de implementação e eficácia; partindo desta premissa, duas técnicas simples que produzem bons resultados são os métodos *knocker* e Reforço Constante (*Constant Reinforcement* - CR), ambos baseados na adição de um sinal de correção à saída do controlador com o objetivo de superar o atrito estático, como mostrado no diagrama de blocos da figura 3.23, em que o sinal enviado à válvula é dado por $u(t) = u_k(t) + u_c(t)$, sendo $u_c(t)$ a saída do controlador e $u_k(t)$ a saída do compensador utilizado. Estas duas técnicas diferem apenas no modo como $u_k(t)$ é calculado: no método *knocker*, proposto por Hägglund (2002), o sinal de correção $u_k(t)$ (denominado nesta dissertação de “sinal *knocker*”) é composto por pequenos pulsos de amplitude e duração constante, aplicados na direção da taxa de variação do sinal de controle, sendo caracterizado por três parâmetros: a amplitude a , o tempo h_k entre cada pulso e a largura de pulso τ , como visto na figura 3.24.

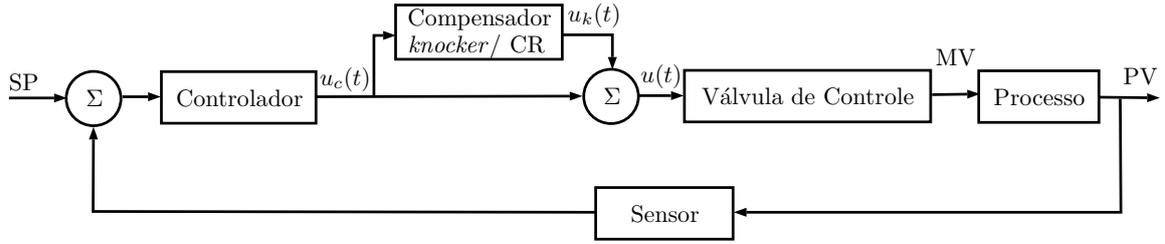


Figura 3.23: Diagrama dos compensadores *knocker/CR*

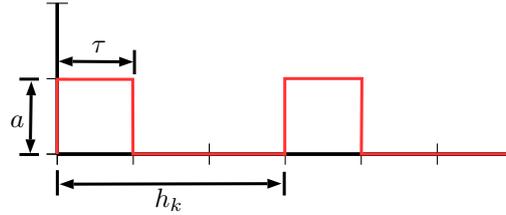


Figura 3.24: Sinal *knocker*

Durante cada intervalo de pulso $u_k(t)$ é dado por:

$$u_k(t) = \begin{cases} a \operatorname{sign}(u_c(t) - u_c(t_p)), & \text{se } t \leq t_p + h_k + \tau \\ 0, & \text{se } t > t_p + h_k + \tau, \end{cases} \quad (3.8)$$

onde t_p é o instante de início do pulso anterior. A idéia básica é a de que a quantidade de energia existente em cada pulso do *knocker* (determinada pelo produto $a\tau$) seja acumulada pela ação integral do controlador até que o atrito atuante na válvula seja compensado. Entretanto, deve-se observar que os parâmetros h_k , a e τ devem ser corretamente dimensionados, pois se a quantidade de energia fornecida por pulso for baixa, a válvula continuará em repouso devido ao atrito estático; já para valores elevados de energia o deslocamento da haste será mais do que o desejado, prejudicando o desempenho do sistema de controle. Em seu artigo, Hägglund (2002) fornece algumas regras baseadas em testes de campo para a sintonia dos parâmetros do sinal *knocker*:

- Amplitude a : $1\% < a < 4\%$ do span de $u_c(t)$;
- Largura do pulso τ : h ou $2h$, onde h = tempo de amostragem;
- Intervalo entre cada pulso h_k : $h_k = n\tau$, para $2 \leq n \leq 5$.

Contudo deve-se ter em mente que tais valores devem ser interpretados apenas como pontos de partida, que podem ou não ser adotados de acordo com o sistema

em análise; como consequência deste fato, alguns trabalhos contendo sugestões de melhorias para este compensador foram apresentados ao longo do tempo: no mais conhecido destes, Srinivasan & Rengaswamy (2005) afirmam que a escolha dos 3 parâmetros do sinal *knocker* é extremamente importante para que o sistema de compensação funcione de forma satisfatória, e após a realização de diversas simulações e testes experimentais em plantas de diferentes características, afirmam que uma sintonia que representa uma relação ótima entre desempenho e baixo gasto de energia é dada ajustando os valores de τ como $2h$, h_k de 4 a 6 vezes o valor de h , e a amplitude a como aproximadamente metade do atrito estático estimado para a válvula, evidenciando a importância de se utilizar métodos confiáveis de quantificação de atrito. Os autores também propõem a utilização de métodos de otimização para a sintonia dos parâmetros de $u_k(t)$, reduzindo o tempo necessário para que uma sintonia ideal seja alcançada.

Diferentemente do *knocker*, o método do reforço constante (CR), proposto por Xiang Ivan & Lakshminarayanan (2009), se apresenta como uma técnica mais simples, sendo a saída do compensador dada pela equação (3.9):

$$u_k(t) = \alpha \text{sign}(\Delta u_c(t)) \quad (3.9)$$

Os autores fundamentam esta abordagem mediante a constatação, por meio de simulações com o *knocker*, de que a maior redução no sinal de erro após o acionamento do compensador é obtida quando os intervalos entre os pulsos é insignificante, devendo-se apenas ajustar a amplitude de α , a constante que será somada ou subtraída pela saída do controlador, como metade do parâmetro S estimado para a válvula em questão.

Apesar de simples, inúmeros trabalhos comprovam a eficácia das metodologias apresentadas; entretanto, uma grande desvantagem destas está no fato de que em suas formulações originais, a saída do compensador só se tornará nula quando o sinal de controle se mantiver constante por um determinado período de tempo; mais especificamente quando $u_c(t) = u_c(t_p)$ para o *knocker* e $u_c(t) = u_c(t - kh)$ para o reforço constante, sendo $k = 1, 2, 3, \dots, n$ e $h =$ tempo de amostragem. Em aplicações práticas estas condições raramente são alcançadas, tendo em vista que o sinal de controle é submetido a ruídos; como consequência, a compensação será realizada de forma contínua, reposicionando constantemente a haste e exigindo um esforço elevado do atuador, se traduzindo em uma redução drástica da vida útil da válvula. Para contornar este problema, alguns autores têm proposto com sucesso a adoção de diferentes estratégias para minimizar, ou até mesmo anular a influência dos compensadores quando determinadas condições operacionais forem atendidas; duas destas metodologias serão utilizadas neste trabalho, sendo apresentadas a seguir.

3.2.1 Método 1

Proposto por Cuadros et al. (2012), baseia-se na utilização do compensador *knocker* em conjunto com um módulo de supervisão que irá “desabilitar” a ação do controlador com base no erro existente na malha. Um diagrama de blocos ilustrando este *set-up* é dado na figura 3.25:

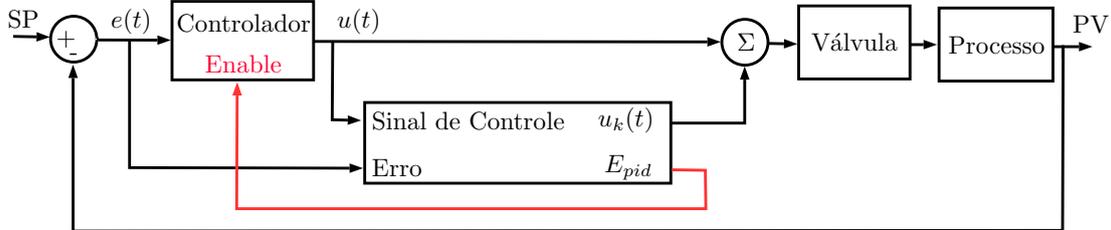


Figura 3.25: Diagrama de blocos do método de compensação 1

Segundo os autores, a essência do método consiste no fato de que o erro absoluto $|e(t)|$ atinge um valor mínimo algum tempo após a ativação do *knocker*; desta forma, se não houverem mudanças de setpoint e/ou a ação de distúrbios na planta, os pulsos de compensação não se tornam mais necessários, devendo ser utilizados novamente apenas quando as condições citadas anteriormente deixarem de existir.

Em sua formulação original, o estado do controlador é determinado a partir da estrutura de decisão da figura 3.26, onde inicialmente o compensador *knocker* é ativado e a taxa de variação do erro absoluto filtrado ($|de_f/dt|$) é monitorada: caso esta se mantenha abaixo de um limiar δ_1 por T_p segundos, o PID é “desabilitado”. Neste caso, a expressão “desabilitar/desacionar o controlador” significa que a saída do mesmo será mantida constante no último valor existente antes que a condição $|de_f/dt| < \delta_1$ seja atingida (da mesma forma, o controlador está habilitado/acionado quando estiver em operação normal, com sua saída sendo calculada com base no erro de realimentação atual e nos ganhos ajustados). Após o desacionamento do PID, o sinal *knocker* se tornará nulo, dado que a condição $\text{sign}(u_c(t) - u_c(t_p))$ na primeira linha da equação (3.8) será igual a zero. Com isto, a vida útil da válvula é preservada, pois a mesma será poupada da realização de movimentações desnecessárias. O controlador só é habilitado novamente quando o erro absoluto for superior a δ_2 por $4T_s$ segundos, sendo T_s o tempo de amostragem utilizado.

Os valor de δ_1 é ajustado de acordo com o nível de ruído e do filtro ajustado para o erro, enquanto o intervalo de tempo T_p é relacionado com o período h_k do *knocker* através de $T_p = 4h_k$. Por sua vez, o valor de δ_2 é determinado durante os instantes em que o controlador está desabilitado, através do cálculo do maior valor do erro após um intervalo de tempo de no mínimo duas vezes o período de oscilação da variável controlada (PV).

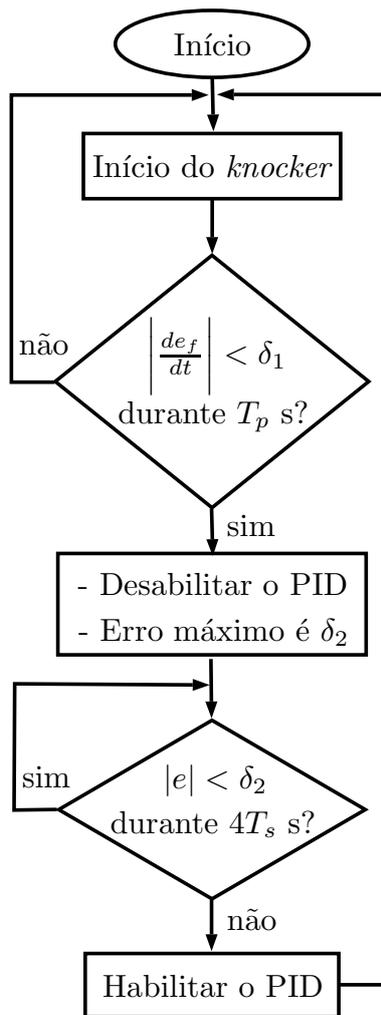


Figura 3.26: Estrutura de decisão do método de compensação 1

Torna-se evidente que o critério utilizado para determinar o estado do controlador é a estabilização do erro $e(t)$; contudo, o módulo de supervisão utiliza a derivada desta variável, que mesmo filtrada ainda pode conter ruídos que comprometem o funcionamento ótimo do sistema; baseados nisso, Silva & Garcia (2014) propõem a substituição da estrutura de decisão da figura 3.26 por um algoritmo mais simples, que pode ser resumido da seguinte forma:

$$\text{Se: } \begin{cases} |e(t)| < v_r \text{ por } t_1 \text{ segundos: desabilita o PID;} \\ |e(t)| > v_r \text{ por } t_2 \text{ segundos: habilita o PID,} \end{cases} \quad (3.10)$$

onde os valores de v_r , t_1 e t_2 devem ser ajustados para o processo em questão de acordo com os requerimentos desejados. Em seu trabalho, Silva & Garcia (2014) se referem à esta versão modificada (que utiliza a estrutura de decisão mostrada na equação (3.10)) como “método de compensação *Control Freezing*” (CF), e que também será a metodologia utilizada neste trabalho, visto que sua estrutura de decisão é interpretada mais facilmente, viabilizando sua aplicação em um ambiente industrial.

3.2.2 Método 2

O segundo método de compensação, proposto por Arifin et al. (2014), consiste na utilização do *knocker* ou CR em conjunto com uma estrutura de ajuste da amplitude dos pulsos de compensação, como mostrado no diagrama da figura 3.27:

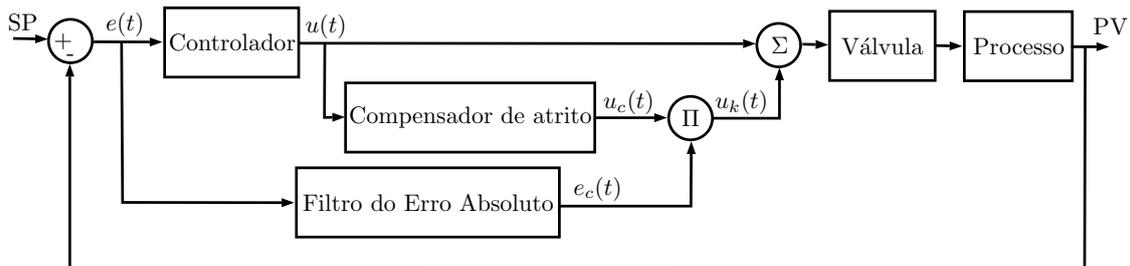


Figura 3.27: Diagrama de blocos do método de compensação 2

O sinal de compensação somado ao sinal de controle e enviado à válvula é dado por $u_k(t) = u_c(t)e_c(t)$, onde $u_c(t)$ é dado pelos compensadores *knocker* ou CR, enquanto o sinal $e_c(t)$ tem como objetivo ajustar a amplitude de $u_c(t)$ proporcionalmente ao erro atuante $e(t)$; tem-se portanto um sistema cujos pulsos de compensação possuem alta amplitude para valores elevados de erro, e baixa amplitude para baixos valores de erro, produzindo nestes casos pouca ou nenhuma movimentação da válvula, preservando portanto a vida útil deste componente.

As etapas necessárias para o cálculo de $e_c(t)$ são mostradas na figura 3.28: inicialmente, um filtro de segunda ordem é aplicado ao módulo do erro $e(t)$, de forma a gerar o sinal $e_f(t)$; esta filtragem visa atenuar as oscilações causadas por ruídos de medição, que também tornariam os pulsos de compensação oscilatórios, prejudicando o desempenho do sistema. O sinal $e_f(t)$ é então multiplicado por uma constante γ (para assegurar que os pulsos tenham amplitude suficiente para vencer o atrito estático) e ajustado dentro do intervalo $(0 \sim 1)$, para agir como um fator de amplificação do sinal $u_c(t)$.

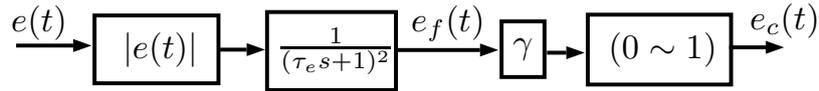


Figura 3.28: Etapas para o cálculo de $e_c(t)$

Por sua vez, as etapas para o cálculo de $u_c(t)$ são mostradas na figura 3.29: o primeiro passo consiste na aplicação de um filtro exponencial ponderado de média móvel (EWMA) à saída do controlador; esta estratégia tem como objetivo evitar que os pulsos de compensação sejam aplicados na direção errada devido à presença de ruídos de medição, o que aumentaria o tempo necessário para reduzir as oscilações na planta. Como dito anteriormente, tanto o compensador CR quanto o *knocker* podem ser utilizados para gerar o sinal $u_c(t)$; em seu trabalho, Arifin et al. (2014) fazem uso do compensador por reforço constante, como mostrado no destaque da figura 3.29; entretanto, duas alterações são realizadas em relação ao método original de Xiang Ivan & Lakshminarayanan (2009): a primeira consiste no uso de um bloco de zona morta após o cálculo de $\Delta u_f(t)$, para evitar que pequenas variações no sinal de controle provoquem pulsos desnecessários; a segunda alteração é notada apenas nos gráficos apresentados no trabalho de Arifin et al. (2014), onde pode-se perceber que o sinal de compensação nunca é nulo; ou seja, tem-se que $u_c(t) = u_c(t - 1)$ quando $-\delta_u/2 \leq \Delta u_f(t) \leq \delta_u/2$.

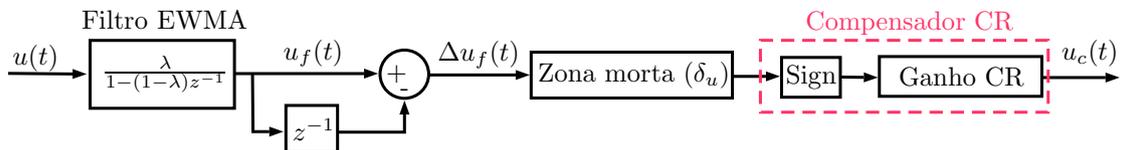


Figura 3.29: Etapas para o cálculo de $u_c(t)$

Por último, atentando-se ao fato de que na grande maioria dos casos um erro residual persistirá após a utilização do compensador, Arifin et al. (2014) recomendam a utilização de um bloco de zona morta antes do controlador, para que a ação integral seja anulada na presença de pequenos erros; segundo os autores, esta estratégia é

usual na indústria e facilmente implementada nos blocos PID de praticamente todos os softwares de supervisão e controle disponíveis atualmente. Este valor de zona morta será denominado δ_{PID} , que juntamente com os parâmetros γ e τ_e no bloco de filtro do erro absoluto, e λ e δ_u no bloco do compensador, devem ser ajustados a partir de características da saída do controlador e do sinal de erro para o sistema não compensado, conforme descrito a seguir:

1. Partindo do pressuposto que a variável controlada está oscilando devido à presença de ciclos limite induzidos por atrito estático na válvula de controle, determinar os valores de A_{OP} , A_E e ω_o , sendo:
 - A_{OP} : Amplitude do sinal de controle $u(t)$;
 - A_E : Amplitude do erro $e(t) = SP - PV$;
 - ω_o : frequência de oscilação do erro (rad/s).
2. Ajustar a constante γ de modo a satisfazer: $\gamma \geq \frac{A_{OP}}{A_E}$;
3. Selecionar τ_e , a constante de tempo do filtro de segunda ordem mostrado na figura 3.28, de forma que $\tau_e \geq \frac{1}{\omega_o}$ (unidade: s/rad);
4. Selecionar o valor de λ no filtro EWMA de acordo com o nível de ruído existente no sinal de controle $u(t)$, sendo $0 \leq \lambda \leq 1$ (em geral, valores próximos a 0.5 são uma boa escolha, devendo ser mais baixos para casos de ruídos elevados);
5. Calcular δ_u , a banda morta para o compensador, de modo a satisfazer: $\delta_u \leq 0.1A_{OP}$;
6. Calcular δ_{PID} , a banda morta utilizada na entrada do controlador, com base em $\delta_{PID} > 0.2 \max(e)$ (máximo erro obtido após a utilização do compensador).

Já o ganho CR é ajustado por Arifin et al. (2014) como a metade do atrito estático estimado para a válvula (i.e., ganho CR = $S/2$). Os autores afirmam que, após a sintonia de todos os parâmetros por meio das regras citadas anteriormente, o compensador será capaz de eliminar as oscilações causadas por ciclos limites, obtendo bons resultados tanto para situações de rastreamento de setpoint como para rejeição de distúrbios; além disso, assim como no método *Control Freezing*, a compensação é realizada sem que se tenha conhecimento do modelo do processo, tampouco dos ganhos sintonizados no controlador, o que representa uma grande vantagem para sua aplicação em ambientes industriais de complexidade elevada. No capítulo seguinte,

será demonstrado que a implementação destas duas técnicas reduzirá consideravelmente as oscilações na válvula de controle, tendo como referência para comparação os compensadores *knocker* e CR em suas formulações originais.

Capítulo 4

Estudo de caso

Para a realização do estudo de caso optou-se pela utilização de uma arquitetura *hardware in the loop* (HIL), no qual a válvula de controle será o único componente físico, enquanto os demais elementos de uma malha de controle de vazão (controlador e dinâmica da planta) serão implementados por meio de modelos matemáticos em simuladores. A utilização desta abordagem, presente em diversos trabalhos correlatos (Baeza 2013, Gury 2008, Paiola 2008, Romano 2010, Uehara 2009), é justificada pela sua ampla aceitação e aplicação em pesquisas de engenharia em geral, visto que estes sistemas híbridos produzem dados consistentes com os gerados nas indústrias, sem envolver no entanto, a elevada complexidade e custo destas.

4.1 Descrição do *set-up* Experimental

Todos os experimentos práticos apresentados neste trabalho foram realizados no laboratório de Controle e Automação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Fluminense (IFF) de Campos/RJ. O *set-up* utilizado é mostrado no diagrama esquemático da figura 4.1:

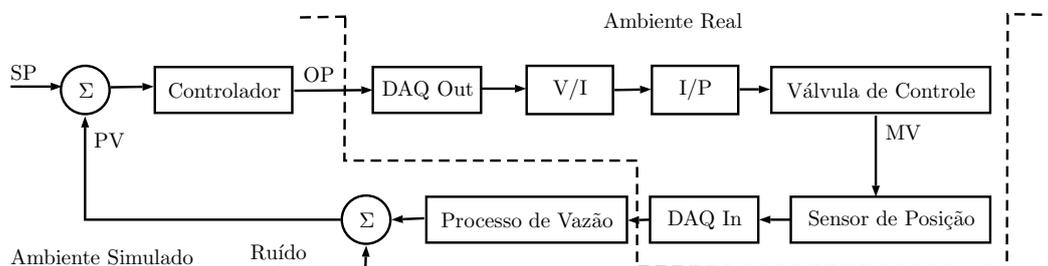


Figura 4.1: Diagrama do *set-up* Experimental

Utilizou-se uma válvula globo DN 3/4" com atuador linear do tipo diafragma e corpo com sede simples, modelo SP26A da fabricante AscaTM, como mostrado na

figura 4.2; o sistema de selagem desta é composto por gaxetas de TeflonTM grafitado com reaperto automático por mola.



Figura 4.2: Válvula utilizada no estudo de caso

A medição de posição da haste da válvula foi realizada por um potenciômetro linear, e enviada ao software LabVIEWTM por meio da placa de aquisição modelo NI6221, ambos da National InstrumentsTM. Com base na medição do sensor de posição e no modelo escolhido para representar a dinâmica da planta, a vazão do sistema é calculada e enviada ao controlador, que reposicionará a haste da válvula de acordo com o valor de erro. Entretanto, alguns conversores de sinal tiveram de ser usados, visto que a placa de aquisição possui saída em tensão com faixa de -10 a $10V_{cc}$, enquanto a válvula de controle possui acionamento pneumático na faixa de 3 a 15PSI. Como o laboratório dispunha do conversor I/P do fabricante Fisher ControlsTM, capaz de converter sinais em corrente elétrica na faixa de 4 a 20mA para sinais pneumáticos na faixa de 3 a 15PSI, foi implementado um circuito elétrico composto por um amplificador operacional e um resistor de precisão de 250Ω , para que a saída em tensão da placa de aquisição (ajustada para a faixa de 1 a 5V) fosse convertida para a faixa de 4 a 20mA. Um diagrama mais detalhado desses conversores é mostrado na figura 4.3.

4.2 Metodologia

Pretende-se neste trabalho melhorar o desempenho de sistemas de controle de vazão a partir da utilização de compensadores de atrito, supondo-se que nenhuma informação sobre a intensidade deste seja conhecida a priori, e que todos os dados necessários para a sintonia dos compensadores devem ser extraídos das variáveis geralmente disponíveis para os operadores nas indústrias, como o setpoint, sinal de

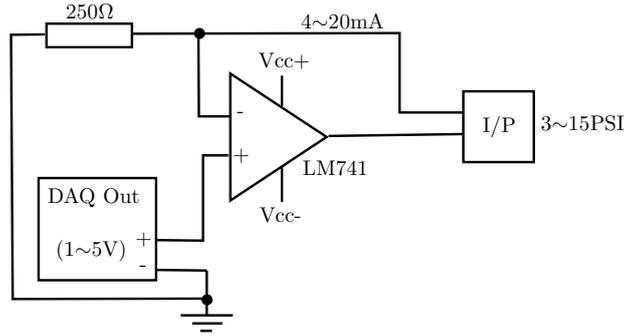


Figura 4.3: Conversão V/P

controle e vazão medida. Desta forma, o estudo de caso será compreendido em duas partes: 1) na quantificação do atrito existente na válvula (parâmetros S e J do modelo de Kano et al.) e 2) no projeto e estudo comparativo entre os compensadores utilizados. Na primeira, o método de quantificação apresentado no capítulo 3, baseado na identificação de um modelo Hammerstein a partir do sinal de controle e vazão do processo, será aplicado de modo a estimar os parâmetros S e J do modelo de atrito de Kano et al. (2004) que melhor representam o comportamento real da válvula. Serão simulados dois sistemas, descritos pelos respectivos modelos lineares de primeira e terceira ordem:

$$\text{Sistema 1: } \frac{e^{-5s}}{(15s + 1)}; \quad (4.1)$$

$$\text{Sistema 2: } \frac{1}{(0.5s + 1)(10s + 1)(s + 1)} \quad (4.2)$$

O primeiro modelo foi utilizado por Bacci di Capaci & Scali (2014), enquanto o segundo é proveniente dos trabalhos de Srinivasan et al. (2005); ambos serão governados por controladores PI dados pela estrutura $K_c(1 + 1/T_i s)$, em que K_c e T_i são respectivamente o ganho proporcional e o tempo integral (também referenciado na literatura como tempo/taxa de reset). Além disso, para que se possa avaliar a robustez dos métodos de quantificação e compensação mediante variações dos valores de K_c e T_i , serão utilizadas 3 sintonias para cada sistema, conforme mostrado na tabela 4.1:

Tabela 4.1: Sintonias dos controladores PI

(a) Processo 1			(b) Processo 2		
	K_c	T_i		K_c	T_i
Sintonia 1	2.44	14.9	Sintonia 1	1.5873	4.759
Sintonia 2	2.69	14.9	Sintonia 2	1.8373	4.759
Sintonia 3	2.94	14.9	Sintonia 3	2.0873	4.759

O procedimento adotado para a obtenção dos dados utilizados pelo método de quantificação consiste em inicialmente colocar a planta em manual, com o setpoint e sinal de controle ajustados em 50%; após a estabilização da variável controlada o sistema é posto em automático, fazendo com que o controlador atue na planta para eliminar o erro existente entre PV e SP devido à existência de 7.9% de histerese na válvula de controle, conforme mostrado na figura 4.4:

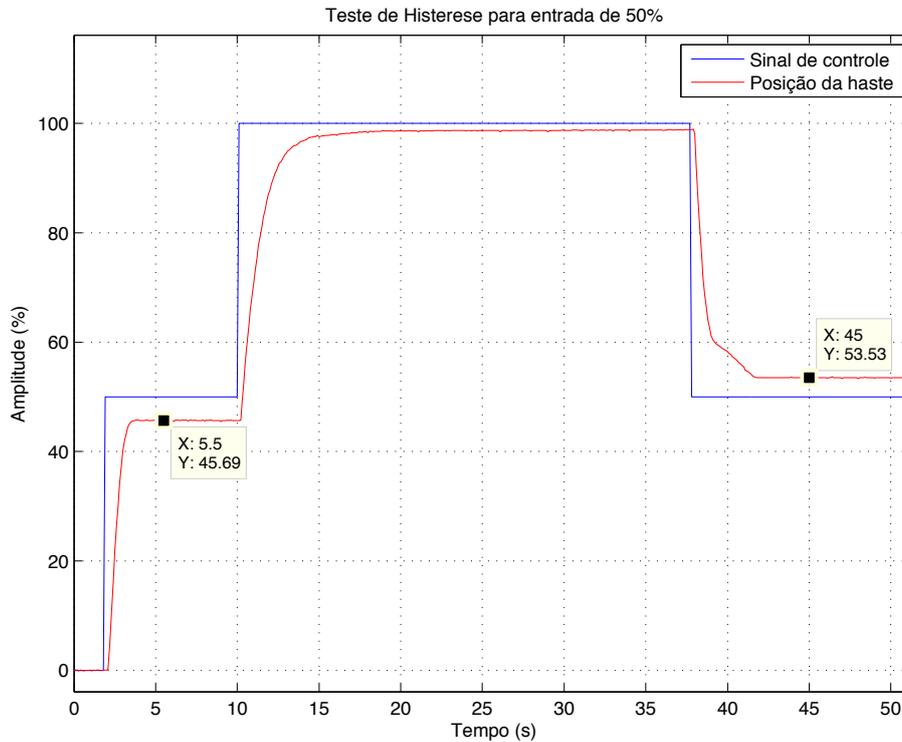


Figura 4.4: Histerese da válvula em 50%

Em todos os ensaios realizados se observou a formação de ciclos limite após o término do regime transiente, evidenciando a presença de *slip-jump* na válvula; apenas os dados em regime permanente foram utilizados, com as variáveis de interesse centradas nas suas respectivas médias e subtraídas do valor inicial de PV para cada janela temporal utilizada, de forma que os modelos ARX estimados possuíssem condições iniciais nulas. Além disso, em todos os casos os valores utilizados para a constante de tempo τ do modelo linear que compõe o sistema Hammerstein identificado variaram de 0s a 5s, em incrementos de 1s. Ao final dos experimentos, os valores finais de \hat{S} e \hat{J} para cada sistema são calculados a partir da média entre os valores estimados para cada sintonia, e o desempenho do método de Bacci di Capaci & Scali (2014) será avaliado por meio da comparação entre a posição estimada da haste e a sua posição real, medida pelo sensor.

Na segunda parte do estudo de caso os valores de atrito estático estimados em cada sistema serão usados para sintonizar os compensadores, tendo como principal

objetivo eliminar a existência dos ciclos limite na planta. Para isso, serão utilizados dois métodos: o compensador *Control Freezing* (CF), que consiste na metodologia desenvolvida por Cuadros et al. (2012) com a estrutura de decisão proposta por Silva & Garcia (2014), e a técnica de ajuste de amplitude do sinal CR desenvolvida por Arifin et al. (2014), que será a partir deste ponto referenciada como *Extended Constant Reinforcement* (eCR). Estes dois métodos serão avaliados em um estudo comparativo composto por duas situações:

1. No acionamento dos compensadores quando a resposta dos sistemas para um setpoint fixo de 50% tiver alcançado o regime permanente;
2. Na realização de duas mudanças de setpoint (dadas por 50% \rightarrow 55% e 55% \rightarrow 50%) após a estabilização do erro no item anterior.

Em ambos os casos, a performance das metodologias CF e eCR será avaliada com base no índice Δ_{te} , que representa o intervalo de tempo necessário para que, após o acionamento dos compensadores, o erro de realimentação seja mantido abaixo dos limiares ajustados. Além disso, também serão considerados o valor da integral do erro absoluto (IAE) para cada Δ_{te} e o número de reversões no movimento da haste da válvula durante o tempo em que cada compensador se mantiver acionado. O cálculo do IAE é dado por:

$$\text{IAE} = \int_{t_1}^{t_2} |e(t)| dt \quad (4.3)$$

É importante observar que, diferentemente da metodologia CF, o compensador eCR não possui um instante específico de ativação, já que a amplitude dos pulsos de correção varia proporcionalmente com o sinal de erro; com isso, neste trabalho será considerado que este compensador é acionado a partir do instante em que variação na amplitude dos pulsos for superior a 0.5%.

Conforme visto no capítulo 3, os métodos CF e eCR podem ser interpretados como evoluções de técnicas tradicionais de compensação de atrito, mais especificamente das estratégias *knocker* e CR, visto que utilizam a formulação destas em conjunto com estruturas de supervisão que inibem a ação dos pulsos de correção quando algumas condições operacionais, compostas basicamente pela comparação do erro (ou da taxa de variação deste) a determinados limiares, são atingidas; ou seja, o erro é considerado nulo quando se mantém dentro de uma margem previamente estabelecida. Em seus trabalhos, tanto Arifin et al. (2014) quanto Cuadros et al. (2012) descrevem como estes limites são calculados; contudo, nesta dissertação eles serão definidos a partir de um estudo preliminar, no qual os sistemas definidos nas equações (4.1) e (4.2) serão submetidos à ação dos compensadores *knocker* e CR,

permitindo também que se verifique a eficácia destas metodologias e se estabeleça uma referência qualitativa para comparação ao final do estudo de caso.

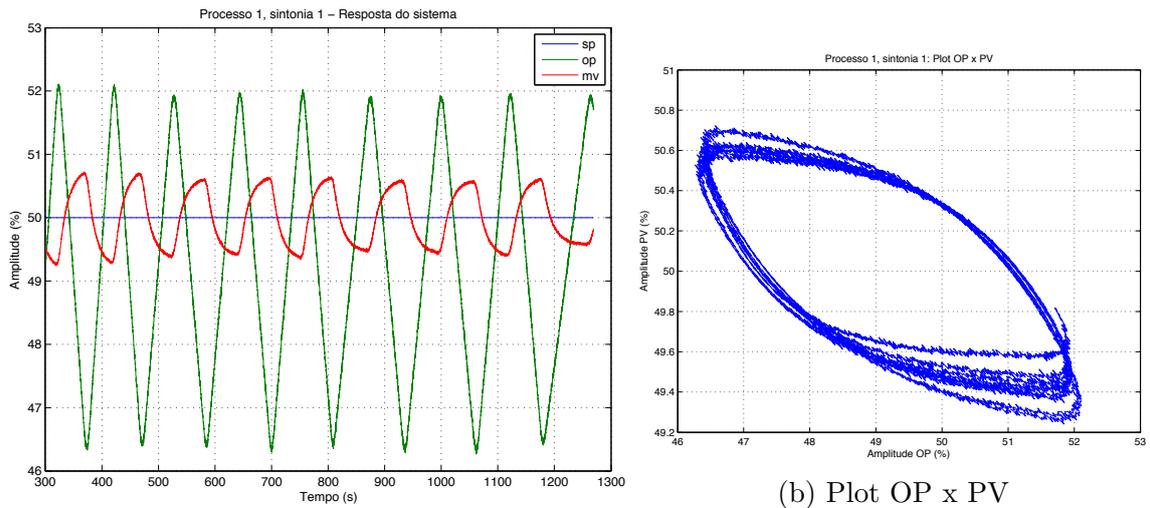
4.3 Resultados

Os resultados obtidos após a realização, segundo a metodologia descrita anteriormente, das fases de quantificação e compensação de atrito para os dois sistemas e suas respectivas sintonias são apresentados a seguir.

4.3.1 Quantificação de Atrito

Sistema de primeira ordem com atraso - Sintonia 1

A resposta ao setpoint constante em 50% do sistema de primeira ordem com atraso, em conjunto com os ganhos do controlador correspondentes à primeira linha da tabela 4.1a, é mostrada na figura 4.5a, enquanto o gráfico OP x PV é dado na figura 4.5b. O sinal de controle em regime permanente apresenta uma variação máxima



(a) Resposta ao setpoint de 50%

(b) Plot OP x PV

Figura 4.5: Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): dados

(Δ_{max}) de aproximadamente 5.84%, com frequência de oscilação de 0.0086Hz, enquanto a variável controlada possui variação máxima de 1.48%. Estas oscilações indefinidas na planta são corretamente detectadas por meio do cálculo de 11.92 para o fator de regularidade r , e 0.87 para a razão de decaimento R_{acf} . A presença de atrito estático, evidenciada por diversos fatores, como a presença de ciclos limite em PV, o padrão de onda triangular no sinal de controle e o formato elipsoidal do gráfico OP x PV (Choudhury et al. 2006), é confirmada mediante SI de 0.9.

Para a aplicação do método de quantificação, os dados foram divididos nas janelas temporais compreendidas pelos intervalos de 70.4s a 522s e 524s a 1118s; a grade de busca foi formada por 1770 combinações entre S e J, ambos variando de 0% a 5.84% em incrementos de 0.1%. Após o término da quantificação, obteve-se $\hat{S} = 5.3\%$ e $\hat{J} = 0.8\%$, sendo $MD^{LIN} = 0.7273$, $MD^{NL} = 0.9960$, $F_{21} = 0.8859$ e $F_{22} = 0.9125$; embora o valor de MD^{LIN} tenha ficado abaixo do valor de referência estabelecido por Bacci di Capaci & Scali (2014), o procedimento foi considerado válido, visto que para a janela temporal escolhida, os picos positivos e negativos da variável controlada não se mantiveram constantes, dificultando o ajuste de \widehat{PV} , como pode ser visto na figura 4.6a.

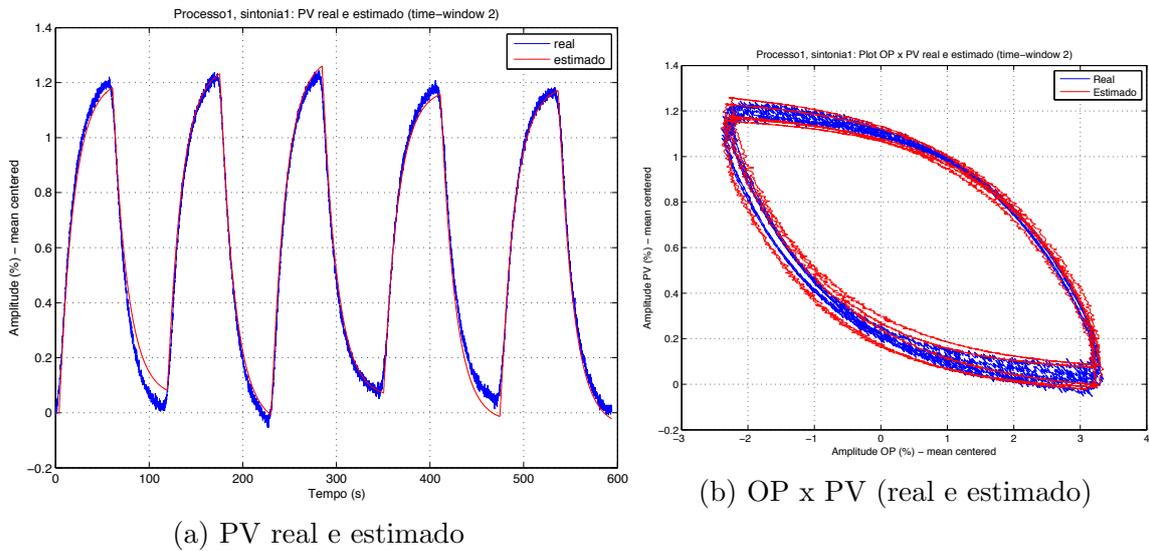
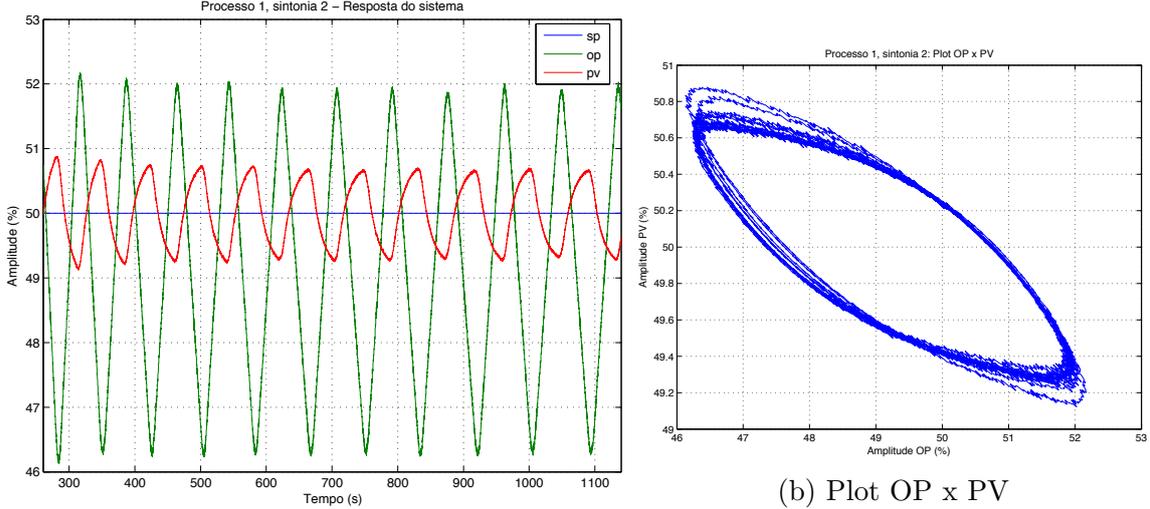


Figura 4.6: Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): estimativa da variável controlada

Sistema de primeira ordem com atraso - Sintonia 2

Para a realização do próximo teste, os ganhos do controlador PI foram alterados para os valores correspondentes à sintonia 2 da tabela 4.1a e todo o procedimento foi refeito; a resposta do sistema e o gráfico OP x PV são mostrados na figura 4.7. O aumento do ganho proporcional resultou em um sinal de controle com variação máxima de 6.04% e frequência de 0.0124Hz, valores que comparados à sintonia 1 representam aumentos de 3.4% e 44.2%, respectivamente; o mesmo também se observou para variável controlada (PV), cujo Δ_{max} foi de 1.75%, um aumento de 18.55% em relação ao ensaio anterior. Durante a etapa de detecção de oscilações, os valores de 123.5 para o fator de regularidade e 0.92 para a razão de decaimento indicaram corretamente a presença de oscilações na malha; posteriormente, a presença de atrito estático foi confirmada por meio do cálculo de 0.8053 para o *stiction index*.



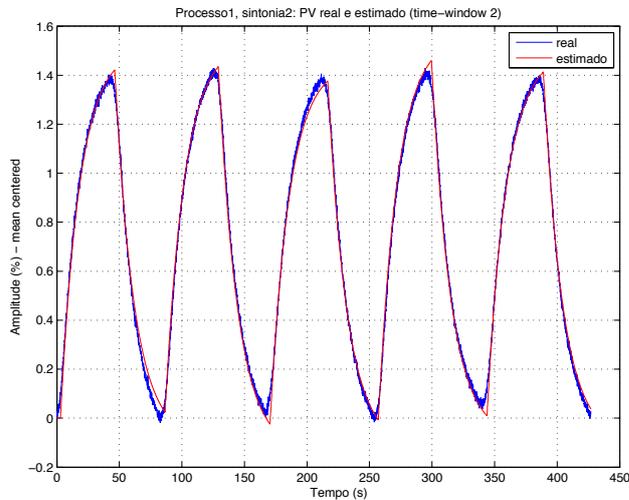
(a) Resposta ao setpoint de 50%

Figura 4.7: Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): dados

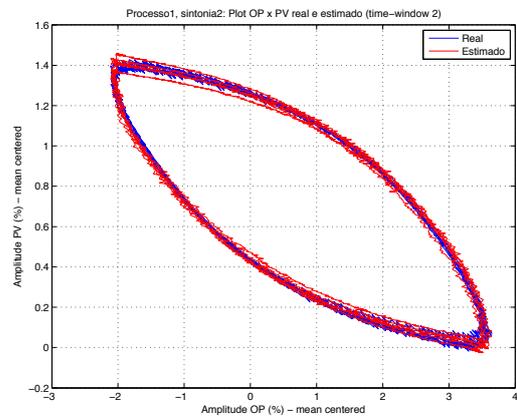
Para a aplicação do método de quantificação, as janelas temporais foram formadas pelos intervalos $t \in (315s, 705s)$ e $t \in (705s, 1132s)$; além disso, os valores máximos de S e J na grade de busca foram aumentados para 6.04%, produzindo 1891 combinações. Após a aplicação do método, os valores estimados para os parâmetros do modelo de Kano et al. (2004) foram de $\hat{S} = 5.4\%$ e $\hat{J} = 1.5\%$, com $MD^{LIN} = 0.9804$, $MD^{NL} = 0.9992$, $F_{21} = 0.9179$ e $F_{22} = 0.9404$. As comparações entre PV e sua estimativa são dadas nas figuras 4.8 e 4.8b, onde pode-se constatar que, assim como nos resultados obtidos para a primeira sintonia, o método de Bacci di Capaci & Scali (2014) foi capaz de representar de forma satisfatória a evolução da variável controlada ao longo do tempo. Contudo, a melhor estimativa foi obtida para os dados referentes à segunda sintonia, fato este confirmado pelo maior valor obtido para o índice F_2 .

Sistema de primeira ordem com atraso - Sintonia 3

Para o último teste envolvendo o sistema de primeira ordem com atraso, o controlador foi ajustado na sintonia referente à terceira linha da tabela 4.1a; os resultados obtidos após a realização de um novo procedimento são mostrados nas figuras 4.9a e 4.9b. Mais uma vez, o novo aumento do ganho proporcional se traduziu em um aumento da variação máxima e frequência do sinal de controle e variável controlada: os valores de Δ_{max} observados em regime permanente foram de 1.99% para PV (aumento de 34.7% em relação à sintonia 1) e 6.74% para OP (aumento de 15.35% em relação à sintonia 1), com frequência de oscilação de 0.0191Hz (aumento de 129.1% em relação à sintonia 1). O fator de regularidade calculado foi de 134, enquanto

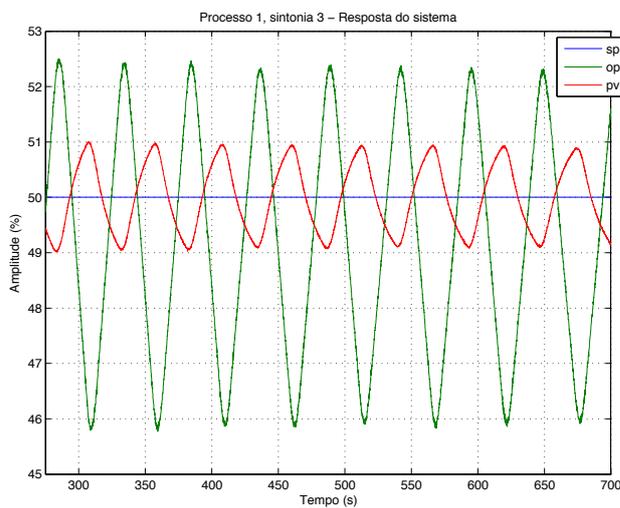


(a) PV real e estimado

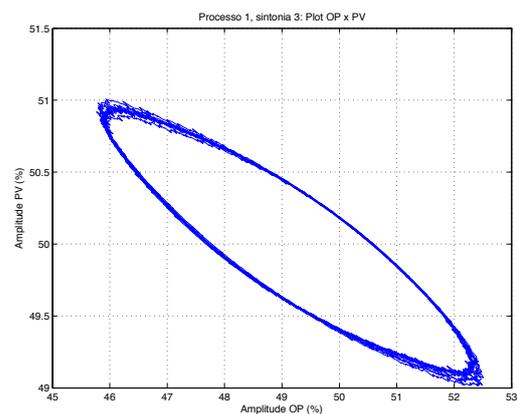


(b) OP x PV (real e estimado)

Figura 4.8: Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): estimativa da variável controlada



(a) Resposta ao setpoint de 50%



(b) Plot OP x PV

Figura 4.9: Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): dados

a razão de decaimento foi de 0.9423, ambos indicando corretamente a presença de oscilações significativas na malha; na etapa de detecção, a presença de atrito estático na válvula também foi confirmada, mediante SI de 0.5384.

Para a etapa de quantificação, foram utilizados os dados compreendidos pelos intervalos de 148s a 380s e 384s a 646s, com a grade de busca formada por 2346 combinações de S e J, cujos valores mínimos e máximos foram de 6.74%, variando em incrementos de 0.1%. Após o término do processo de quantificação, as estimativas produzidas foram de $\hat{S} = 6.3\%$ e $\hat{J} = 2.5\%$, com $MD^{LIN} = 0.9153$, $MD^{NL} = 0.9928$, $F_{21} = 0.9105$ e $F_{22} = 0.9369$; as comparações entre PV e sua estimativa são dadas nas figuras 4.10a e 4.10b.

Ao final dos testes relativos ao processo 1, verificou-se que todos os requerimentos necessários para validar os resultados foram atingidos para as três sintonias; além disso, as melhores estimativas foram sempre produzidas na segunda janela temporal, com o melhor ajuste (maior valor do índice F_2) entre PV e \widehat{PV} obtido durante o segundo ensaio (controlador na sintonia 2).

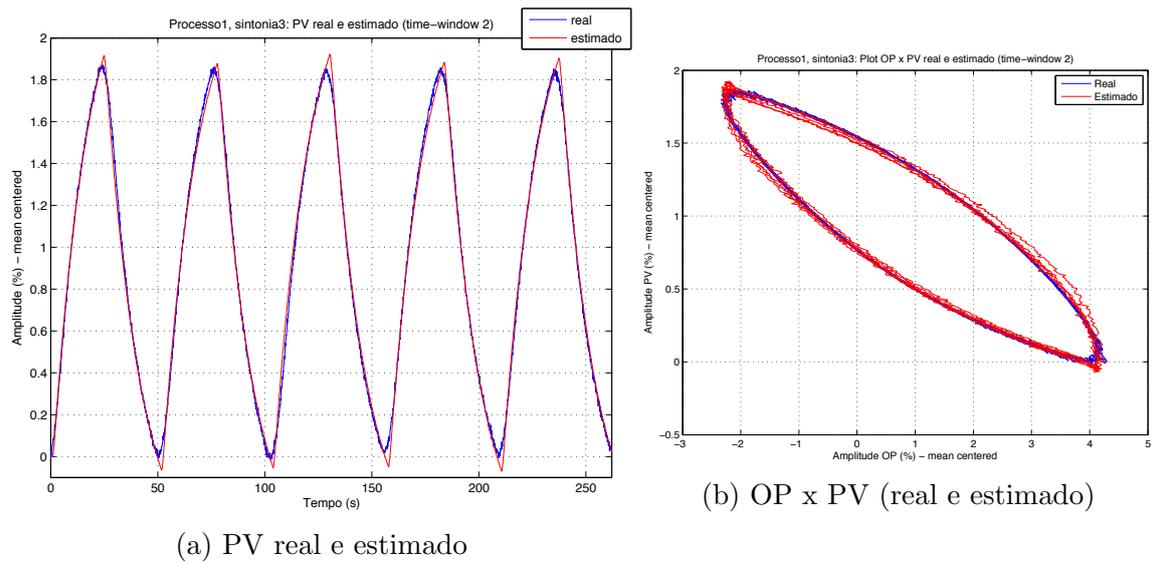
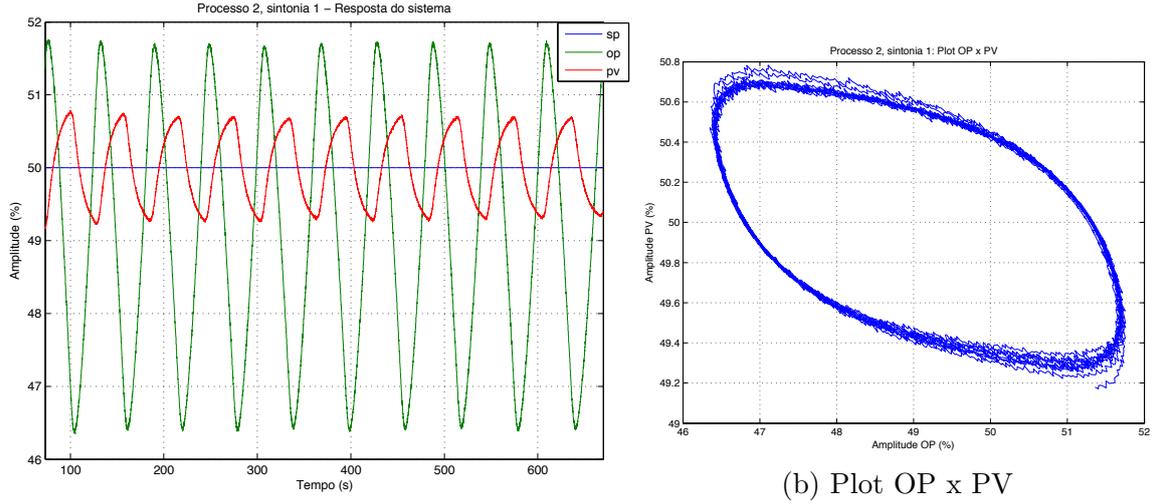


Figura 4.10: Simulação em arquitetura HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): estimativa da variável controlada

Sistema de terceira ordem - Sintonia 1

Nesta nova bateria de testes, o comportamento do processo será descrito pelo modelo mostrado na equação (4.2), e os ganhos do controlador PI ajustados de acordo com a tabela 4.1b. Para a primeira sintonia, a resposta do sistema e os gráficos OP x PV são dados nas figuras 4.11a e 4.11b. O sinal de controle em regime permanente possui variação máxima de 5.41%, com frequência de oscilação de 0.0168Hz; por sua vez, a variável controlada apresenta um Δ_{max} de 1.61%. Nas etapas que antecedem



(a) Resposta ao setpoint de 50%

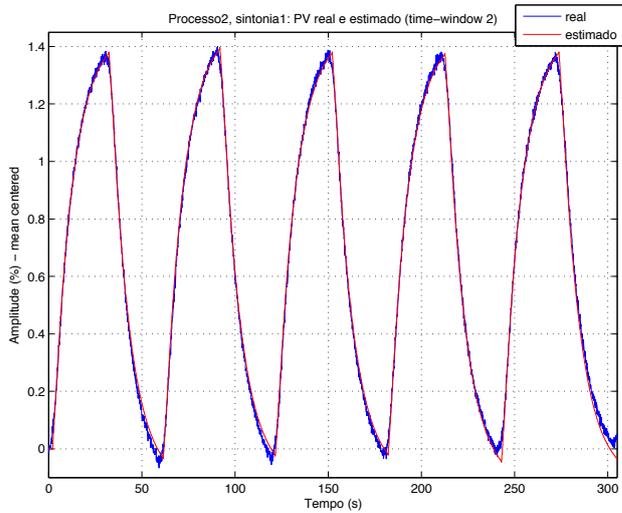
(b) Plot OP x PV

Figura 4.11: Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): dados

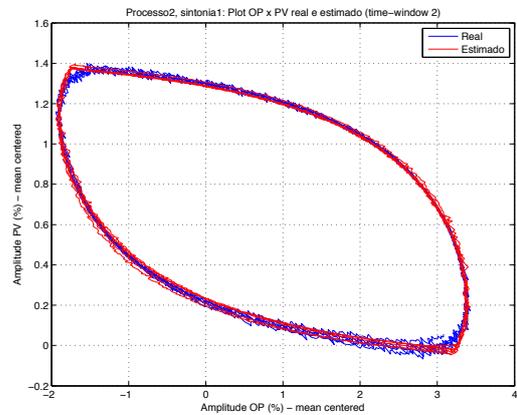
o processo de quantificação, as oscilações no sistema foram detectadas mediante o cálculo de 112.7 para o fator de regularidade e 0.9348 para a razão de decaimento. Posteriormente, a presença de atrito estático na válvula foi confirmada por um *stiction index* de 0.8083. Composto a última etapa do método de Bacci di Capaci & Scali (2014), a quantificação foi realizada a partir da divisão da resposta da planta nos conjuntos formados pelos intervalos de 73s a 365s, e 364s a 669s. A grade de busca, por sua vez, foi composta por valores de S e J variando de 0% a 5.4% em incrementos de 0.1%, totalizando 1540 combinações. Os resultados obtidos ao final da análise foram $\hat{S} = 4.7\%$ e $\hat{J} = 1.1\%$, sendo $MD^{LIN} = 0.9770$, $MD^{NL} = 0.9992$, $F_{21} = 0.9516$ e $F_{22} = 0.9557$. As comparações entre PV e sua estimativa são dadas nas figuras 4.12a e 4.12b.

Sistema de terceira ordem - Sintonia 2

Os gráficos de resposta e da assinatura OP x PV do sistema de terceira ordem, após o ajuste dos ganhos do controlador PI para os valores contidos na segunda linha da tabela 4.1b, são dados respectivamente nas figuras 4.13a e 4.13b. As oscilações do sinal de controle apresentaram variação máxima de 6.01% e frequência de 0.0200Hz, enquanto a variável controlada apresentou um Δ_{max} de 1.85%; em relação à sintonia 1, estes valores representam aumentos de 11.2%, 19% e 15.1%, respectivamente. As estimativas de 119.97 para o fator de regularidade e 0.9479 para a razão de decaimento confirmaram a presença de oscilações de baixo amortecimento no sistema. E como o valor estimado para o índice SI foi de 0.8122, conclui-se que o atrito estático é o causador destas oscilações. Os dados foram então divididos nas janelas temporais compreendidas entre os intervalos dados por $t \in (42s, 290s)$ e $t \in (288s, 542s)$, e a

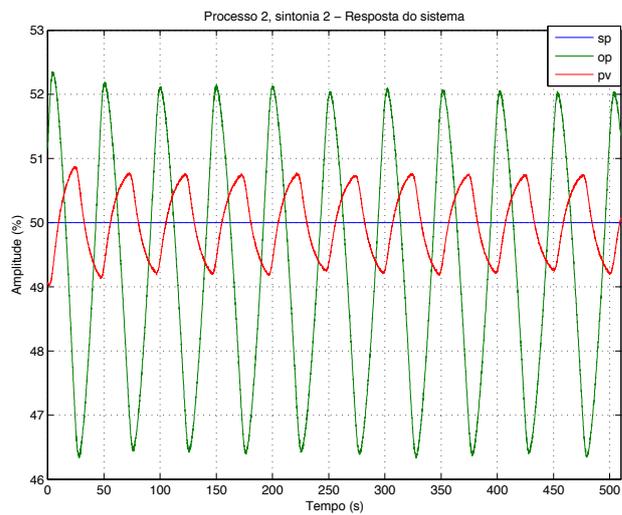


(a) PV real e estimado

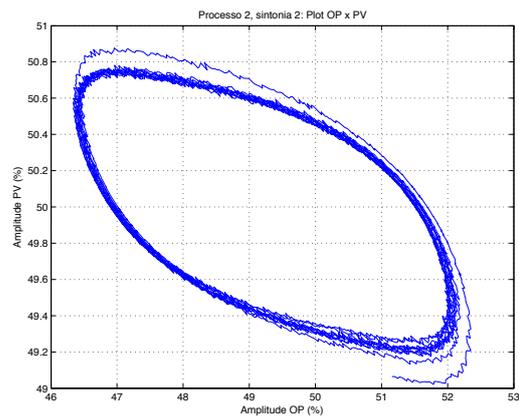


(b) OP x PV (real e estimado)

Figura 4.12: Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): estimativa da variável controlada



(a) Resposta ao setpoint de 50%



(b) Plot OP x PV

Figura 4.13: Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): dados

grade de busca composta por 1891 combinações entre os parâmetros S e J, ambos variando em incrementos de 0.1% dentro da faixa delimitada pelo valores de 0% e 6%. As estimativas obtidas ao final da análise foram $\hat{S} = 4.8\%$ e $\hat{J} = 0.9\%$, com $MD^{LIN} = 0.9096$, $MD^{NL} = 0.9965$, $F_{21} = 0.94$ e $F_{22} = 0.9562$; os gráficos contendo a variável controlada e sua estimativa para a melhor janela temporal são mostrados nas figuras 4.14a e 4.14b.

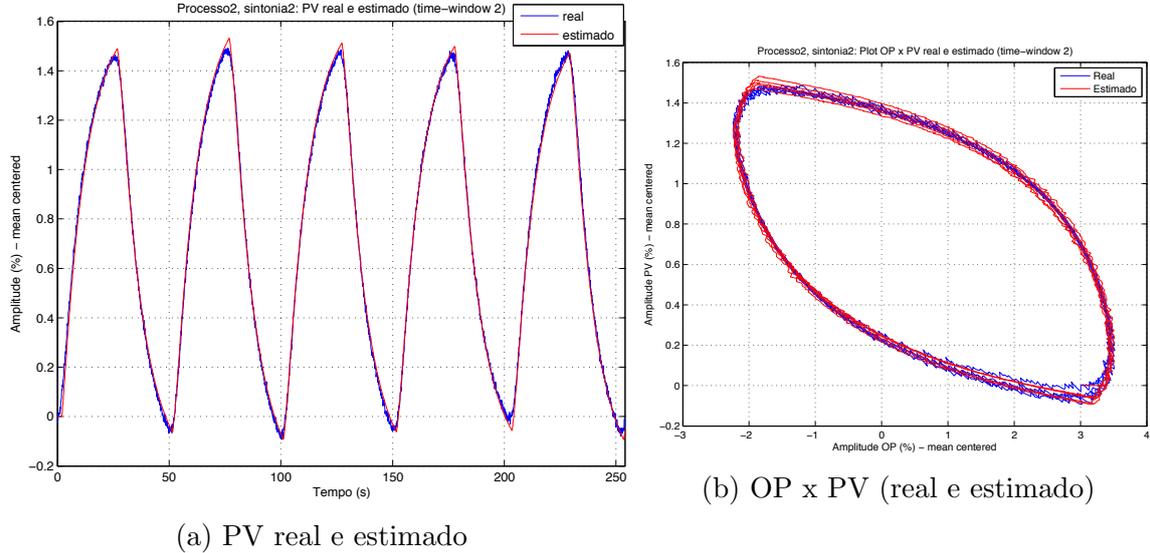
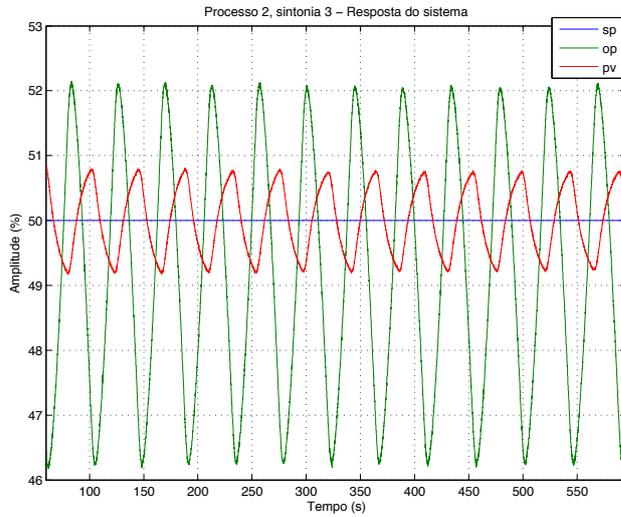


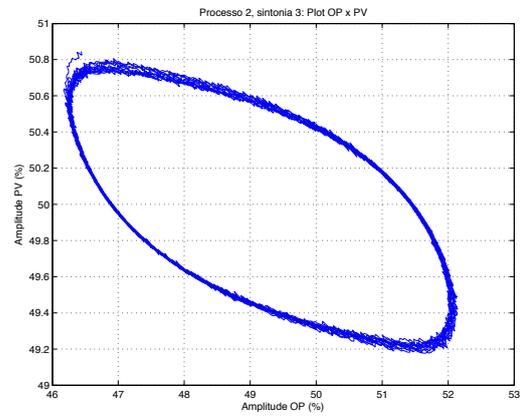
Figura 4.14: Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): estimativa da variável controlada

Sistema de terceira ordem - Sintonia 3

Para a realização do último teste de quantificação, o controlador PI foi sintonizado com os ganhos referentes à terceira linha da tabela 4.1b e todo o procedimento foi refeito. Os dados obtidos são mostrados nas figuras 4.15a e 4.15b. Com a nova sintonia do controlador, o sinal de controle em regime permanente possuiu frequência de 0.0226Hz (aumento de 34.52% em relação à sintonia 1), com variação máxima de 5.97% (aumento de 10.42% em relação à sintonia 1), enquanto o valor de Δ_{max} assumido pela variável controlada PV foi 1.67% (aumento de 3.42% em relação à sintonia 1). O fator de regularidade de 111 e a razão de decaimento de 0.9618 detectaram corretamente as oscilações da variável controlada na malha, assim como o *stiction index* de 0.5825 detectou a presença de atrito estático na válvula. Para o processo de quantificação, os conjuntos de dados formados corresponderam aos intervalos dados por $t \in (62s, 280s)$ e $t \in (368s, 593s)$; como o Δ_{max} do sinal de controle praticamente se manteve inalterado em relação à sintonia 2, a mesma grade de busca foi utilizada. Após o término dos testes, obteve-se $\hat{S} = 5.5\%$ e $\hat{J} = 1.8\%$, com $MD^{LIN} = 0.9667$, $MD^{NL} = 1$, $F_{21} = 0.9435$ e $F_{22} = 0.9404$. As comparações entre PV e sua melhor estimativa são dadas nas figuras 4.16a e 4.16b.

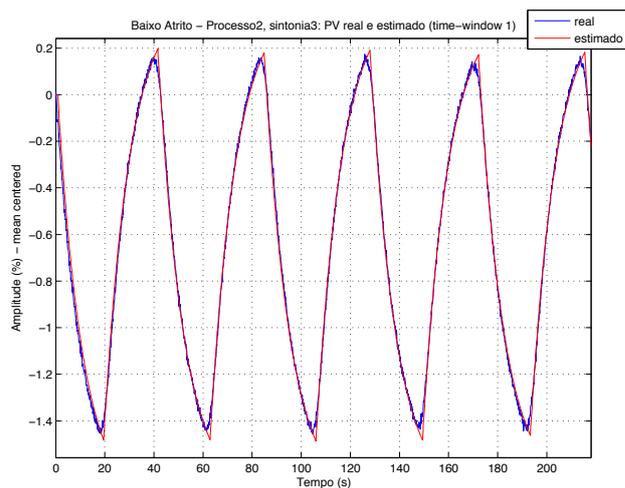


(a) Resposta ao setpoint de 50%

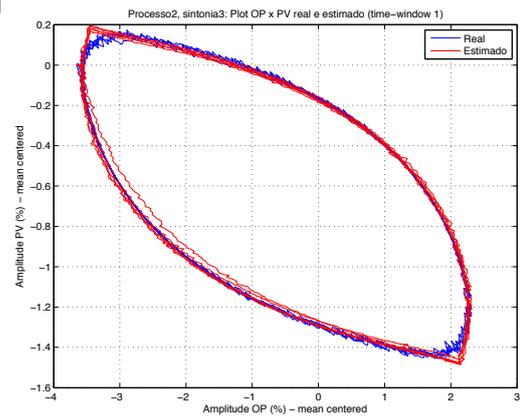


(b) Plot OP x PV

Figura 4.15: Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): dados



(a) PV real e estimado



(b) OP x PV (real e estimado)

Figura 4.16: Simulação em arquitetura HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): estimativa da variável controlada

Após a conclusão dos testes relativos à fase de quantificação de atrito, as estimativas obtidas para os parâmetros S e J do modelo de Kano et al. (2004), assim como o maior valor do índice F_2 para cada processo e suas correspondentes sintonias são sumarizados na tabela 4.2, mostrada a seguir:

Tabela 4.2: Simulação em arquitetura HIL - Resultados da quantificação de atrito

(a) Sistema de primeira ordem com atraso

	$\hat{S}(\%)$	$\hat{J}(\%)$	F_2
Sintonia 1	5.3	0.8	0.9125
Sintonia 2	5.4	1.5	0.9404
Sintonia 3	6.3	2.5	0.9369
Média	5.67	1.6	0.9299

(b) Sistema de terceira ordem

	$\hat{S}(\%)$	$\hat{J}(\%)$	F_2
Sintonia 1	4.7	1.1	0.9557
Sintonia 2	4.8	0.9	0.9562
Sintonia 3	5.5	1.8	0.9435
Média	5.0	1.23	0.9518

Em todos os casos a detecção dos efeitos do atrito na válvula de controle pôde ser realizada tanto por meio da inspeção visual de seus efeitos na malha (como a presença de ciclos limite e as típicas formas de onda assumidas por OP e PV) quanto a partir do cálculo do fator de regularidade, razão de decaimento e *sticktion index*. A realização de ensaios com diferentes sintonias nos controladores também se mostrou útil, uma vez que as variações na frequência de oscilação de OP, observadas sempre que os ganhos foram reajustados, também são sintomas da presença de atrito estático elevado no atuador da planta (Choudhury, Kariwala, Shah, Douke & Takada 2005). Na etapa de quantificação entretanto, os valores estimados para S e J não se mantiveram constantes, mudando de valor a cada novo teste realizado; conseqüentemente, se fez necessário tomar como referência os índices F_2 para que as seguintes observações pudessem ser realizadas:

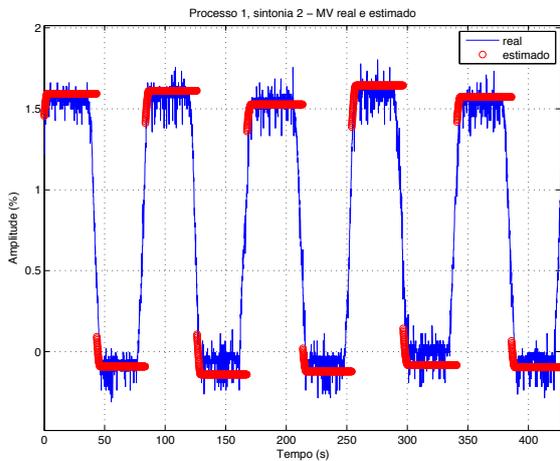
1. Em média, os resultados obtidos para o sistema de terceira ordem são mais precisos do que os obtidos para o sistema de primeira ordem com atraso;
2. Para o sistema de terceira ordem, os valores $\hat{S} = 4.8\%$ e $\hat{J} = 0.9\%$, estimados para a segunda sintonia do controlador PI (segunda linha da tabela 4.1b), são os que mais se aproximam dos valores reais de banda morta, *stickband* e *slip-jump* da válvula utilizada nos experimentos.

A primeira afirmação é um indício de que as quantificações realizadas pelo método de Bacci di Capaci & Scali (2014) são influenciadas pelas características da planta, uma suposição plausível ao considerarmos que fatores como complexidade estrutural e não linearidades inerentes do processo (ex.: efeitos gerados por *flashing* e cavitação em plantas de vazão) podem prejudicar consideravelmente a estimativa de um modelo ARX(2,2) que reproduza satisfatoriamente o comportamento da variável controlada; entretanto, os dois modelos utilizados no estudo de

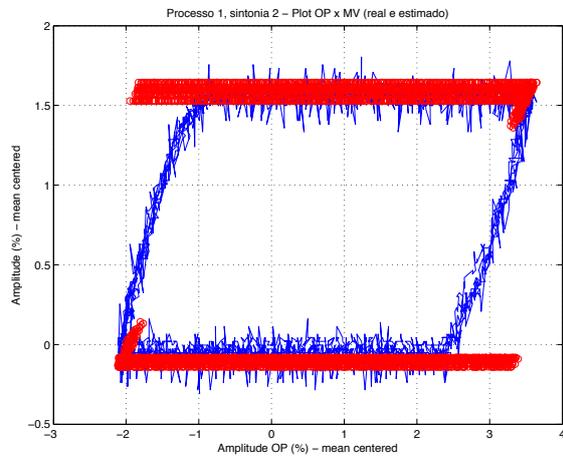
caso (equações (4.1) e (4.2)) são lineares, cuja diferença de ordem não representou grandes diferenças no comportamento dinâmico em regime permanente de cada sistema. Desta forma, a principal diferença entre estes (e provavelmente a maior responsável pelas variações nos valores das tabelas 4.2a e 4.2b) é o tempo morto existente no sistema de primeira ordem.

Por sua vez, a segunda afirmação é uma consequência direta de que assim como o modelo da planta, a sintonia do controlador também é capaz de interferir nos resultados produzidos pelo método de quantificação, fato igualmente observado para as estimativas produzidas no sistema de primeira ordem com atraso. Verificou-se também que em ambos os casos o parâmetro S apresentou variação considerável apenas a partir da terceira sintonia dos controladores, enquanto o parâmetro J se mostrou mais sensível às mudanças de ganho. Contudo, deve-se ter em mente que outros fatores podem contribuir para os efeitos relatados nas observações 1 e 2: pode-se citar como exemplo as janelas temporais usadas pelo método de quantificação, cuja escolha é de fundamental importância para a obtenção de resultados válidos. Para corroborar esta hipótese, os dados referentes aos dois sistemas na terceira sintonia do controlador PI foram divididos em janelas temporais diferentes das usadas originalmente (novos valores: $t \in (382s, 647s)$ e $t \in (647s, 923s)$ para o sistema de primeira ordem com atraso, e $t \in (80.1s, 297.7s)$ e $t \in (297.7s, 522s)$ para o sistema de terceira ordem), e após uma nova aplicação do método de Bacci di Capaci & Scali (2014) os resultados foram $\hat{S} = 5.9\%$ e $\hat{J} = 2.5\%$ para o modelo de primeira ordem e $\hat{S} = 5.0\%$ e $\hat{J} = 1.3\%$ para o modelo de terceira ordem, aumentando a consistência das estimações através da redução da variabilidade do parâmetro S na tabela 4.2a e de S e J na tabela 4.2b.

A seguir, são mostrados nas figuras 4.17 e 4.18 os gráficos com a evolução da posição real e estimada da haste ao longo do tempo, e da assinatura OP x MV (real e estimado) para os sistemas na segunda sintonia dos controladores PI (que produziram os maiores valores de F_2); uma análise permite concluir que a melhor estimativa é a produzida com os dados do sistema de terceira ordem (segunda linha da tabela 4.2b); esta, aliás, foi a configuração que produziu o maior valor de F_2 entre todos os ensaios de quantificação realizados; contudo, ainda se notam discrepâncias em relação à posição real da haste, principalmente no que diz respeito ao *slip-jump*, que não é observado nas assinaturas das figuras 4.17b e 4.18b. Desta forma, com o objetivo de avaliar quantitativamente o desempenho do método de Bacci di Capaci & Scali (2014), os parâmetros S e J da válvula de controle usada no estudo de caso foram determinados experimentalmente a partir de testes intrusivos, que inicialmente consistiram na aplicação de um sinal de controle triangular com inclinação de $0.1\%/s$, compreendido entre os valores de 45% e 55% , conforme mostrado na figura 4.19a.

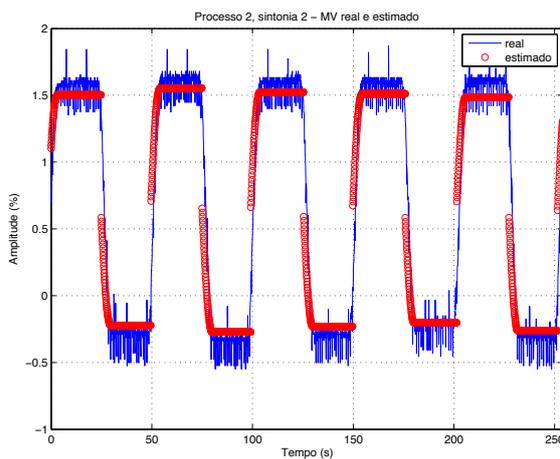


(a) MV real e estimado

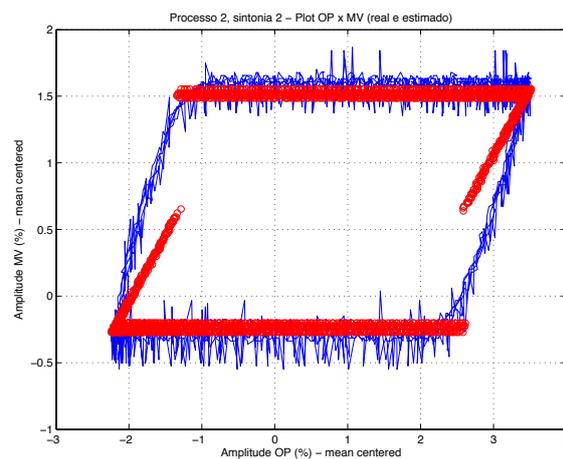


(b) Gráfico OP x MV (real e estimado)

Figura 4.17: Simulação em ambiente HIL - Sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): comparação entre a posição da haste medida e estimada



(a) MV real e estimado



(b) Gráfico OP x MV (real e estimado)

Figura 4.18: Simulação em ambiente HIL - Sistema de terceira ordem (sintonia 2): comparação entre a posição da haste medida e estimada

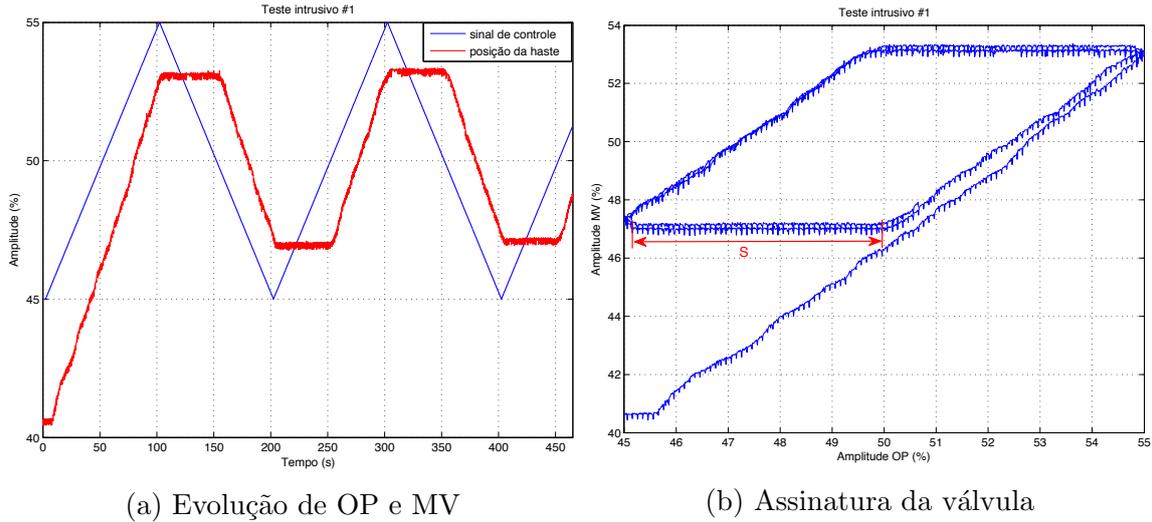


Figura 4.19: Identificação intrusiva dos valores de banda morta e *stickband* da válvula - Teste 1

A escolha destes limites é justificada pelo fato de que, conforme afirmado no capítulo 2, o atrito estático pode variar ao longo da posição assumida pela haste da válvula; com isso, os valores mínimo e máximo escolhidos devem englobar as faixas do sinal de controle para todos os ensaios realizados, mas sem se afastar muito destas. Para determinar o valor de S , a posição da haste foi filtrada e analisada para os instantes correspondentes à segunda onda triangular do sinal de controle, como mostra a figura 4.20.

Desconsiderando os efeitos causados por ruídos de medição, o agarramento da haste ocorre na amplitude de 53.28%, sendo iniciado e terminado nos instantes $t_i = 305.1s$ e $t_f = 352.5s$, respectivamente; isto corresponde à uma variação de 4.74% na amplitude do sinal de controle, valor condizente com a indicação realizada no gráfico 4.19b. Entretanto, é interessante observar que a mudança na direção de OP se dá 2.6 segundos antes do início do agarramento da válvula, mais precisamente no instante $t_{\Delta op} = 302.5s$, de modo que a haste continua se movimentando na direção ascendente por mais algum tempo após a reversão do sinal de controle. Uma possível explicação para este fato é a existência de tempo morto na dinâmica do conversor I/P utilizado entre a placa de aquisição de dados e a válvula, fazendo com que a pressão enviada ao atuador da mesma não acompanhe instantaneamente as variações de OP. Caso seja usado como referência o valor de $t_{\Delta op}$ ao invés de t_i , o valor estimado de S para a válvula passa a ser de 5%.

Assim como nos gráficos de assinatura referentes ao estudo de caso (figuras 4.17b e 4.18b), o *slip-jump* também não é visualizado na assinatura proveniente do primeiro teste intrusivo (figura 4.19b); optou-se então por realizar um novo experimento, tendo como base a afirmação de Choudhury, Thornhill & Shah (2005) de que mesmo quando não está efetuando uma mudança de direção, a haste da válvula pode parar

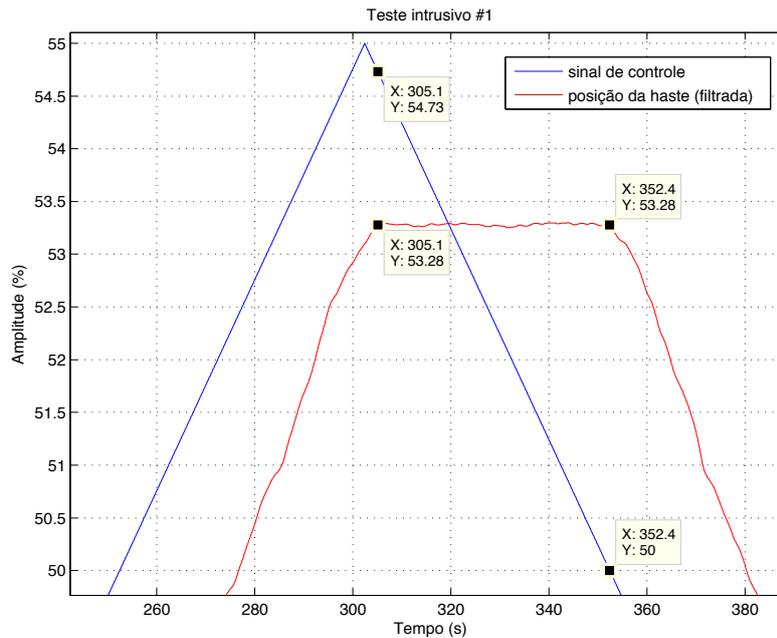


Figura 4.20: Identificação intrusiva dos valores de banda morta e *stickband* da válvula - Segundo ciclo do teste 1

novamente devido à ocorrência de baixa velocidade no sinal de controle (fenômeno que pode ser visualizado nos segmentos *EF* e *FG* da figura 2.4). Com isso, o segundo teste intrusivo, mostrado na figura 4.21a, consistiu na mudança da inclinação de OP para 0.01%/s após dois ciclos com inclinação de 0.1%/s, possibilitando a observação de algumas ocorrências de *slip-jump*, indicadas na figura 4.21b.

Porém, diferentemente de S, a estimação do parâmetro J foi realizada com a utilização do algoritmo descrito por Silva & Garcia (2014), que consiste em determinar o maior degrau que pode ser aplicado ao sinal de controle sem que a haste da válvula mude de posição. Este procedimento, ilustrado no fluxograma da figura 4.22, foi aplicado quatro vezes, variando o sinal de controle nas direções ascendente (degraus positivos) e descendente (degraus negativos) a partir dos valores iniciais de 45% e 52%, sendo que para todos os casos os parâmetros iniciais do algoritmo foram ajustados como $J = H = 1.5\%$ e $h = 0.01\%$. Ao término dos testes, os valores estimados para o *slip-jump* foram de 0,46875% na direção descendente e 0.28125% na direção ascendente, resultando em um valor médio de 0.375%. Considerando este valor como a referência J_{ref} , juntamente com $S_{ref} = 4.74\%$ calculado anteriormente, pode-se calcular o erro de estimação produzido pelo método de Bacci di Capaci & Scali (2014) para cada ensaio realizado; estes valores são dados na tabela 4.3.

As médias de cada erro, apresentadas na última linha das tabelas 4.3a e 4.3b, confirmam a observação realizada anteriormente de que os resultados obtidos para o sistema de terceira ordem são mais precisos que os obtidos para o sistema de primeira

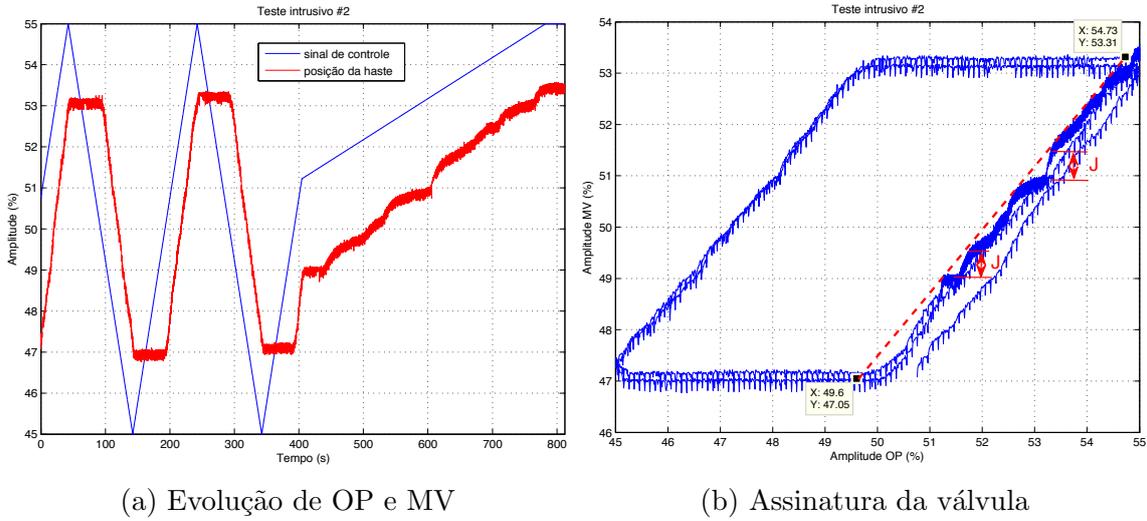


Figura 4.21: Identificação intrusiva dos valores de banda morta e *stickband* da válvula - Teste 2

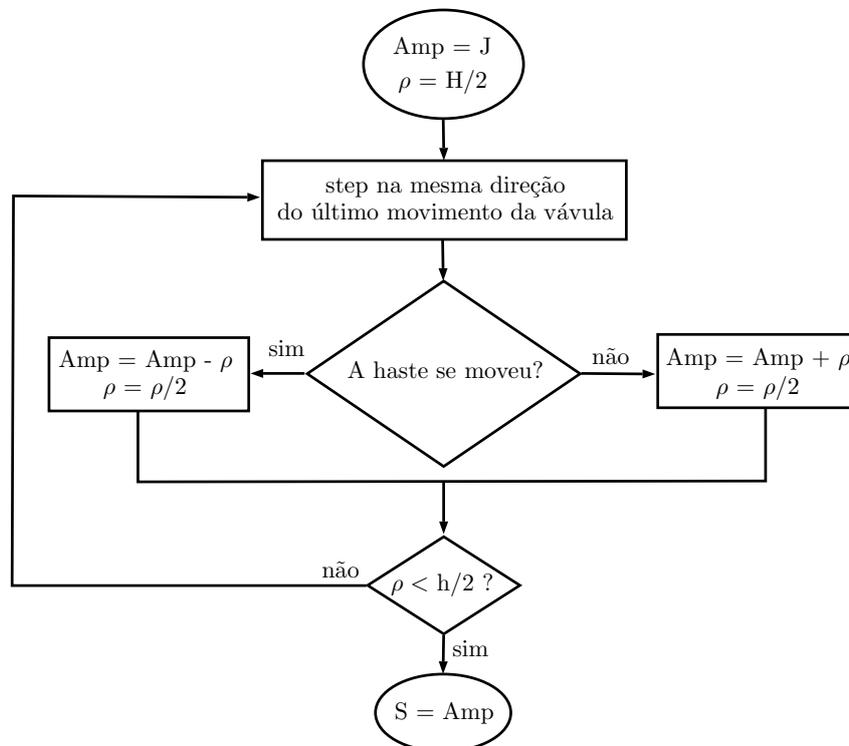


Figura 4.22: Algoritmo para estimação intrusiva do *slip-jump* da válvula

Tabela 4.3: Simulação em arquitetura HIL - Erros na estimação do atrito

(a) Processo 1			(b) Processo 2		
	Erro S (%)	Erro J (%)		Erro S (%)	Erro J (%)
Sintonia 1	11.81	113.3	Sintonia 1	-0.84	193.3
Sintonia 2	13.92	300.0	Sintonia 2	1.27	140.0
Sintonia 3	32.91	566.7	Sintonia 3	16.03	380.0
Média	19.62	326.7	Média	5.49	228.0

ordem com atraso, comprovando portanto, a influência da dinâmica da planta nos valores de \hat{S} e \hat{J} . Por sua vez, a afirmação de que para o sistema de terceira ordem, os resultados obtidos para a segunda sintonia são os que mais se aproximam dos valores reais de banda morta, *stickband* e *slip-jump* da válvula utilizada, se confirmou apenas para o *slip-jump*, visto que a melhor estimativa de S (que corresponde à soma banda morta + *stickband*) foi produzida na primeira sintonia (primeira linha da tabela 4.3b); isto significa que não existe uma correlação direta entre a qualidade das estimativas e o índice F_2 , de modo que o valor do par \hat{S}/\hat{J} obtido para o maior valor deste não necessariamente corresponderá ao resultado mais preciso, fato também observado para o sistema de primeira ordem, mediante comparação entre as tabelas 4.2a e 4.3a.

No que diz respeito à influência da sintonia dos controladores na precisão dos valores de \hat{S}/\hat{J} , notou-se que em ambos os sistemas o erro de estimativa do parâmetro S aumentou consideravelmente apenas a partir da terceira sintonia, o que equivale a uma variação de 0.5% em relação ao primeiro ganho K_c ajustado nos controladores; levando em consideração que para outras metodologias uma variação de 0.2% em K_c é suficiente para aumentar o erro de estimativa em até 90% (Uehara 2009), o desempenho do método de Bacci di Capaci & Scali (2014) para a quantificação de S pode ser considerado robusto, desde que se utilizem ganhos considerados conservativos. Além disso, os resultados mais discrepantes (*outliers*) podem ser descartados, fazendo com que a precisão do valor médio de \hat{S} tenda a aumentar; aplicando este raciocínio ao estudo de caso, a última linha das tabelas 4.3a e 4.3b podem ser desprezadas, reduzindo o erro médio do sistema 1 para 12.86% ($\hat{S} = 5.35\%$) e do sistema 2 para 0.215% ($\hat{S} = 4.75\%$), o que representa uma melhoria de desempenho considerável.

Por sua vez, o erro nas estimativas do parâmetro J não apresentou o mesmo padrão observado para S, se mantendo extremamente alto em ambos os sistemas, independentemente dos ganhos ajustados nos controladores; no seu melhor resultado (sistema de terceira ordem na segunda sintonia) \hat{J} correspondeu a 2.4 vezes o valor de referência, enquanto que para o pior caso (sistema de primeira ordem com atraso na terceira sintonia) a razão \hat{J}/J_{ref} foi de aproximadamente 6.7, um indício de que o método de Bacci di Capaci & Scali (2014), embora consistente em relação

à quantificação de S , superestima o valor real do *slip-jump*, não sendo portanto capaz de estimar de forma precisa o fenômeno do atrito estático em uma válvula de controle. Entretanto, antes que uma conclusão final possa ser tomada, deve-se lembrar que outros fatores podem ter influenciado consideravelmente os resultados obtidos no estudo de caso, como o baixo valor do *slip-jump* existente na válvula e o fato de que o mesmo não se mostrou constante, possuindo diferentes valores de acordo com o sentido de deslocamento assumido pela haste (ascendente ou descendente); além do mais, os ruídos de medição provenientes do potenciômetro aplicado como sensor de posição dificultaram ainda mais a observação do salto realizado pela haste nos gráficos de assinatura, tornando necessário a adoção de um procedimento intrusivo que também adiciona incertezas, visto que a variável realmente estimada pelo algoritmo da figura 4.22 é o *stickband*, nem sempre equivalente ao *slip-jump* da válvula. Desta forma, para que se possa ter certeza absoluta sobre o desempenho do método em relação à quantificação de J , os fatores citados devem ser anulados (ou minimizados ao máximo) para que novos testes possam ser conduzidos, utilizando, se possível, mais de uma válvula. Como consideração final, vale lembrar que a escolha das janelas temporais também possui influência direta sobre as estimativas produzidas, fazendo com que o método de Bacci di Capaci & Scali (2014) ainda não possa ser aplicado de forma automática em um ambiente industrial sem a presença de um operador qualificado, que selecione intervalos significativos mediante análise prévia do comportamento da planta.

4.3.2 Compensação de Atrito

Ao final da etapa de quantificação, as médias obtidas para o par \hat{S}/\hat{J} foram de 5.67%/1.6% para o sistema de primeira ordem com atraso e 5%/1.23% para o sistema de terceira ordem (última linha das tabelas 4.2a e 4.2b). Estes valores servirão agora para a sintonia dos compensadores *knocker* e CR, utilizados pelas metodologias CF e eCR, respectivamente: no caso do compensador CR, a amplitude α do sinal de correção será definida como $\hat{S}/2$, conforme sugerido por Xiang Ivan & Lakshminarayanan (2009), enquanto que para o *knocker* serão adotadas as recomendações de Srinivasan & Rengaswamy (2005), de forma que os parâmetros referentes à amplitude (a), largura (τ) e intervalo entre cada pulso (h_k) serão respectivamente ajustados como $\hat{S}/2$, $2h$ e $5h$, sendo 0.1s o valor empregado para o tempo de amostragem h durante todo o estudo de caso. As sintonias utilizadas são sintetizadas na tabela 4.4, onde observa-se que os valores de *slip-jump* superestimados pelo método de Bacci di Capaci & Scali (2014) podem não representar uma perda considerável no desempenho dos compensadores, já que a sintonia destes é feita apenas com base em \hat{S} , cujas estimativas foram mais precisas em relação aos

valores de referência produzidos durante os testes intrusivos.

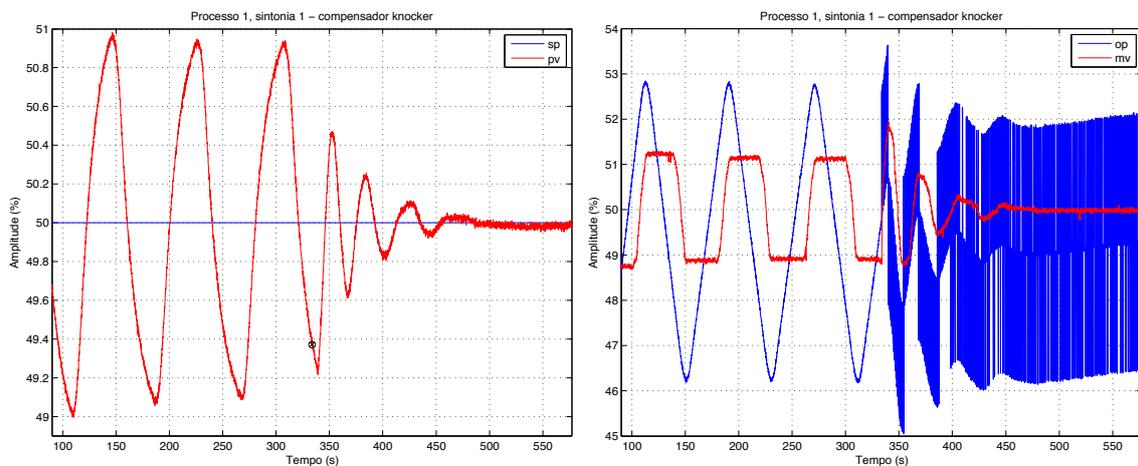
Tabela 4.4: Simulação em ambiente HIL - Sintonia do *knocker* e CR

(a) <i>knocker</i>			(b) <i>Constant Reinforcement</i>		
	Processo 1	Processo 2		Processo 1	Processo 2
a	$\approx 2.8\%$	2.5%	α	$\approx 2.8\%$	2.5%
τ	$2h = 0.2s$				
h_k	$5h = 0.5s$				

Conforme descrito na seção 4.2, antes da realização do estudo comparativo os sistemas 1 e 2 foram submetidos à ação dos compensadores CR e *knocker* em suas formulações originais; estes testes preliminares têm como objetivo principal fornecer informações sobre o erro residual observado após a ativação dos compensadores, que irão definir os valores dos limiares v_r e δ_{PID} nas estratégias CF e eCR. A metodologia adotada consistiu em acionar os compensadores após a resposta da planta para um setpoint fixo de 50% ter alcançado o regime permanente. Serão analisados em cada caso o número de reversões no movimento da haste e o IAE antes e após o acionamento de cada compensador; contudo, estes índices devem ser analisados apenas de forma qualitativa, visto que tanto a duração quanto o instante de acionamento dos compensadores foram diferentes para cada ensaio. Os resultados obtidos são apresentados a seguir.

Testes preliminares: Sistema de primeira ordem com atraso

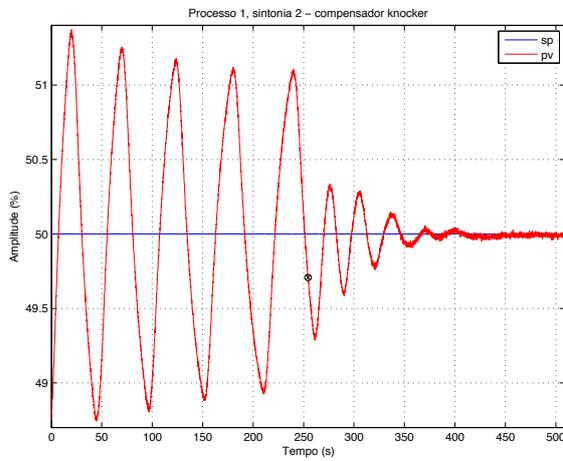
O comportamento do sistema 1 em resposta ao compensador *knocker* é mostrado nas figuras 4.23, 4.24 e 4.25, onde cada uma destas corresponde a uma sintonia ajustada no controlador PI.



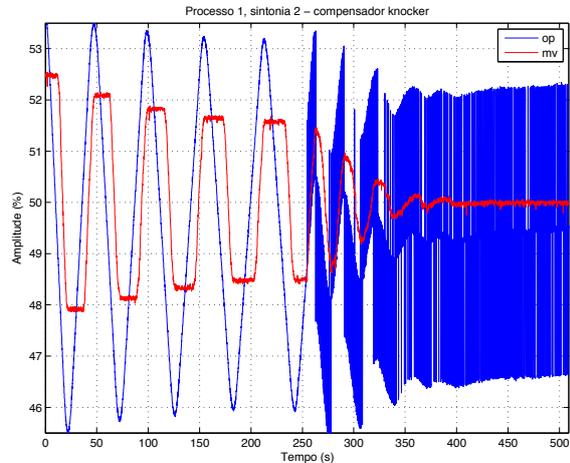
(a) Setpoint e variável controlada

(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.23: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): resposta ao compensador *knocker*

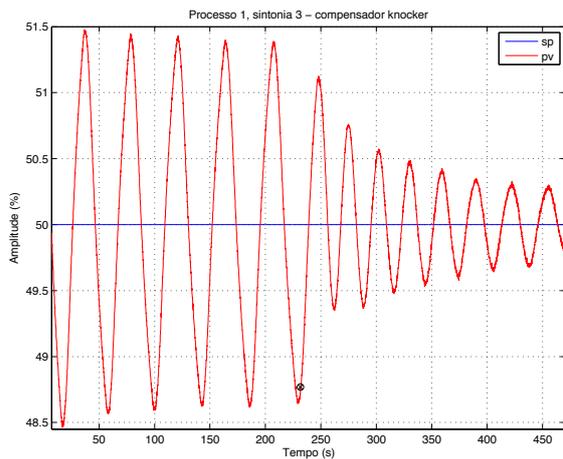


(a) Setpoint e variável controlada

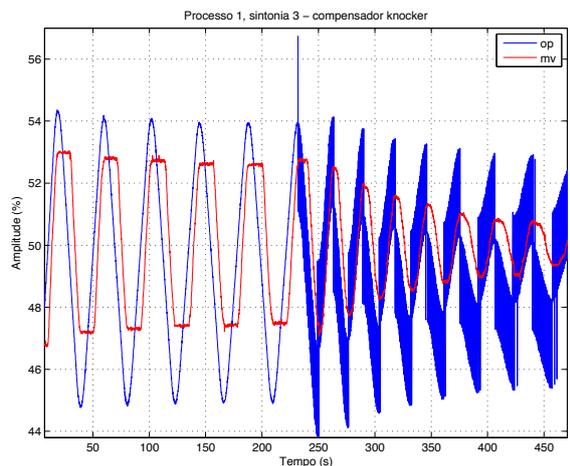


(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.24: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): resposta ao compensador *knocker*



(a) Setpoint e variável controlada



(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.25: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): resposta ao compensador *knocker*

Nas duas primeiras sintonias o *knocker* eliminou o erro em no máximo 160 segundos após o seu acionamento (instante este indicado nas figuras 4.23 e 4.24 por meio de um ponto preto), anulando portanto a condição de ciclo limite na variável controlada. Para a terceira sintonia entretanto, as oscilações indefinidas se mantiveram mesmo com a adição dos pulsos de correção ao sinal de controle, tendo apenas sua amplitude reduzida por um fator aproximado de 4.45. Os índices de desempenho calculados para cada sintonia são dados na tabela 4.5, onde a_c , d_c e Δ_d representam respectivamente o intervalo de tempo antes e após o acionamento do compensador e o número de reversões no sentido de movimentação da haste da válvula.

Tabela 4.5: Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de primeira ordem com atraso e compensador *knocker*

	Δ_d		IAE (%)		
	a_c	d_c	a_c	d_c	saldo
Sintonia 1	5	7	142.7	23.3	-83.7
Sintonia 2	8	9	175.9	22.5	-87.2
Sintonia 3	10	15	190.4	74.9	-60.6

Com relação ao compensador CR, pode-se observar através das figuras 4.26, 4.27 e 4.28 que este não foi capaz de eliminar o erro em nenhuma das sintonias ajustadas no controlador, produzindo sempre oscilações irregulares de baixa amplitude em PV. Isto se deve ao fato de que em todos os casos a haste da válvula se movimentou de forma acentuada, sem que uma posição de repouso fosse atingida. Além disso, com exceção da terceira sintonia, o número de reversões da haste também aumentou de forma considerável após o acionamento do compensador, como pode ser visto na tabela 4.6.

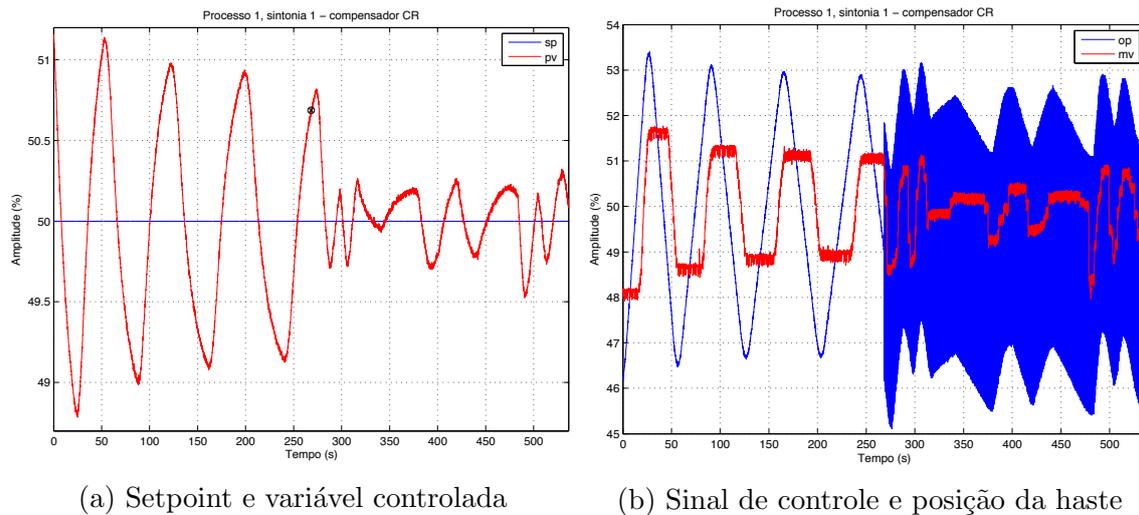
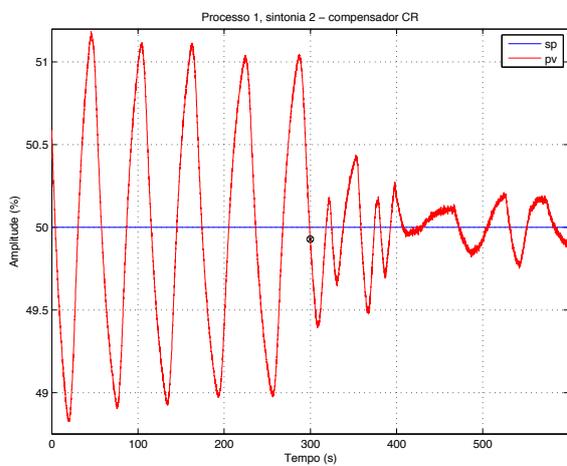
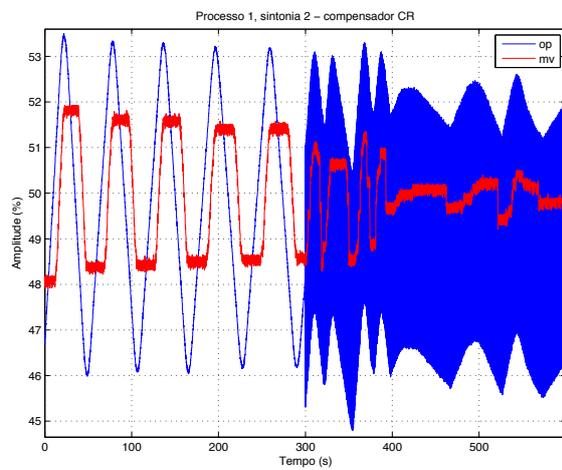


Figura 4.26: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): resposta ao compensador CR

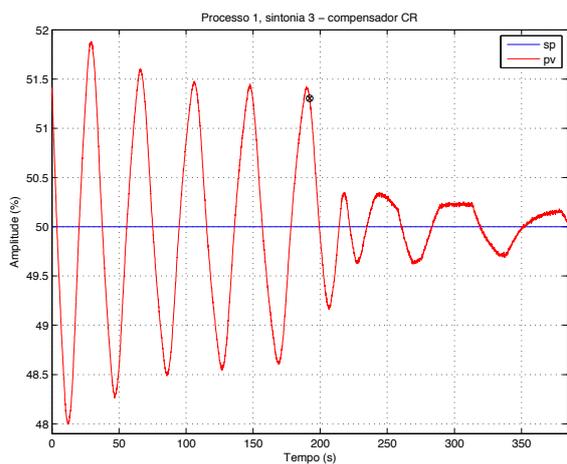


(a) Setpoint e variável controlada

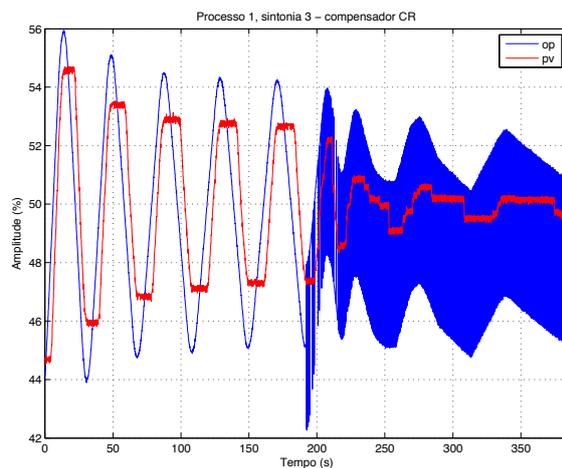


(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.27: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): resposta ao compensador CR



(a) Setpoint e variável controlada



(b) Sinal de controle e posição da haste

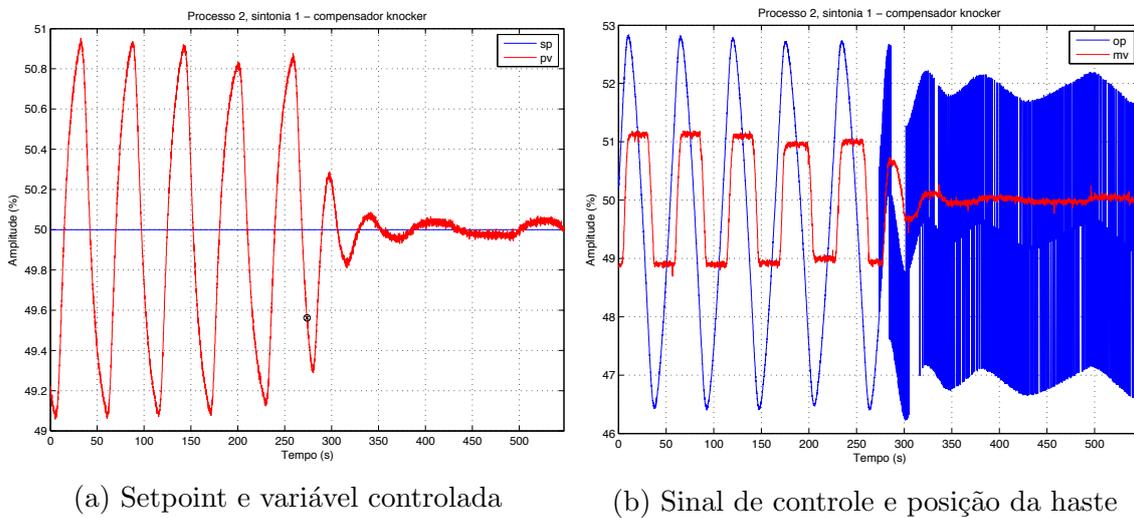
Figura 4.28: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): resposta ao compensador CR

Tabela 4.6: Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de primeira ordem com atraso e compensador CR

	Δ_d		IAE (%)		
	a_c	d_c	a_c	d_c	saldo
Sintonia 1	6	14	159.0	45.5	-71.4
Sintonia 2	9	13	193.2	42.2	-78.1
Sintonia 3	9	7	180.7	43.6	-75.9

Testes preliminares: Sistema de terceira ordem

O comportamento do sistema 2 em resposta ao compensador *knocker* é mostrado nas figuras 4.29, 4.30 e 4.31, onde cada uma destas corresponde a uma sintonia ajustada no controlador PI.



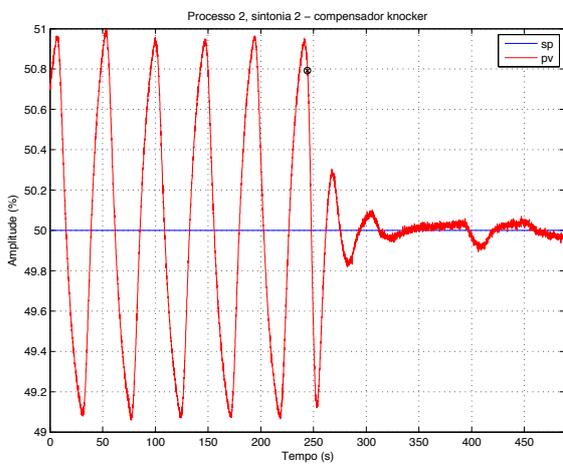
(a) Setpoint e variável controlada

(b) Signal de controle e posição da haste

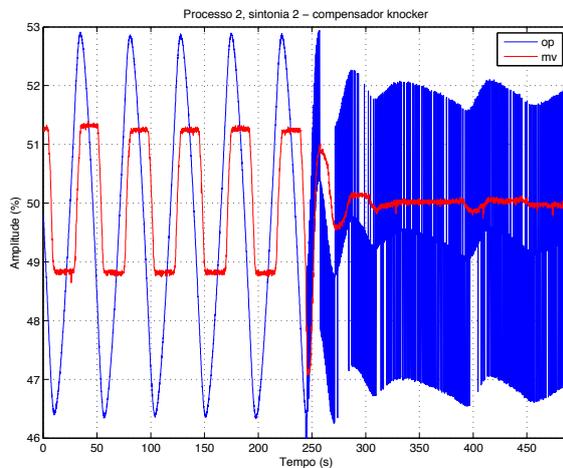
Figura 4.29: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): resposta ao compensador *knocker*

Diferentemente dos resultados obtidos para o sistema de primeira ordem com atraso, o compensador *knocker* foi capaz de anular a existência dos ciclos limite em PV para todas as sintonias do controlador e manter o sinal de erro praticamente constante, visto que as oscilações observadas nas figuras 4.29a, 4.30a e 4.31a são de amplitude extremamente baixas, na ordem de 0.1%. Em todos os casos a haste da válvula se moveu pouco após a ativação do compensador, apenas efetuando algumas oscilações ao redor de uma determinada condição de equilíbrio, o que se traduziu baixos valores para o índice Δ_d , como pode ser visto na tabela 4.7.

Por último, os resultados referentes à aplicação da estratégia de compensação *constant reinforcement* para as 3 sintonias do sistema de terceira ordem são mostradas nas figuras 4.32, 4.33 e 4.34, respectivamente. Exceto pela primeira sintonia do controlador, neste experimento a resposta da planta ao compensador CR se mostrou diferente dos padrões observados até então para esta metodologia: após a ativação dos pulsos de correção, o sinal de erro foi praticamente anulado, visto que a haste da

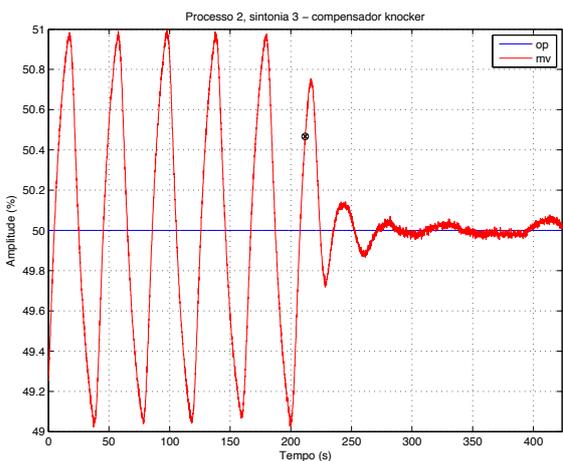


(a) Setpoint e variável controlada

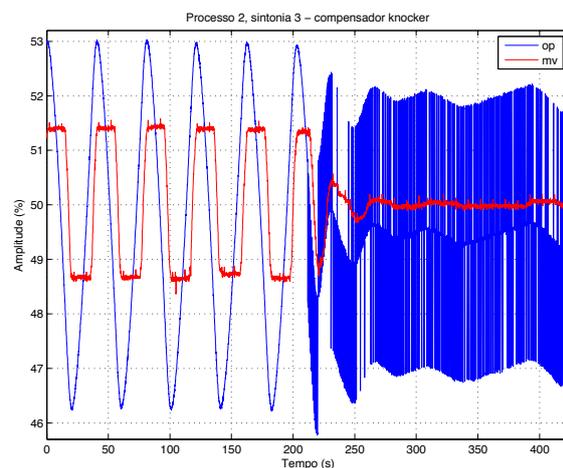


(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.30: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): resposta ao compensador *knocker*

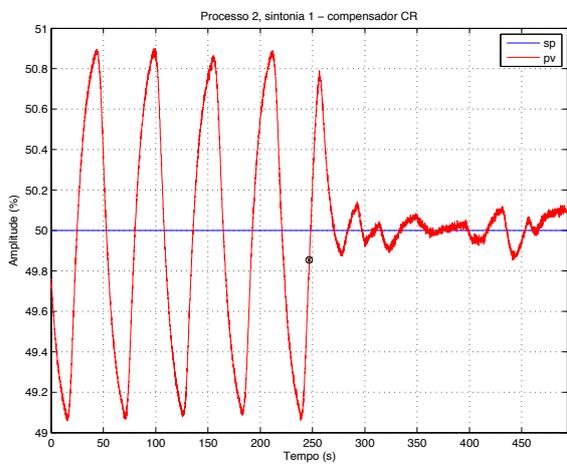


(a) Setpoint e variável controlada

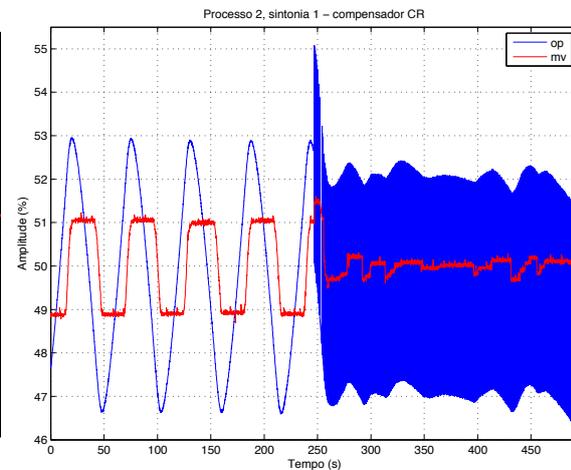


(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.31: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): resposta ao compensador *knocker*

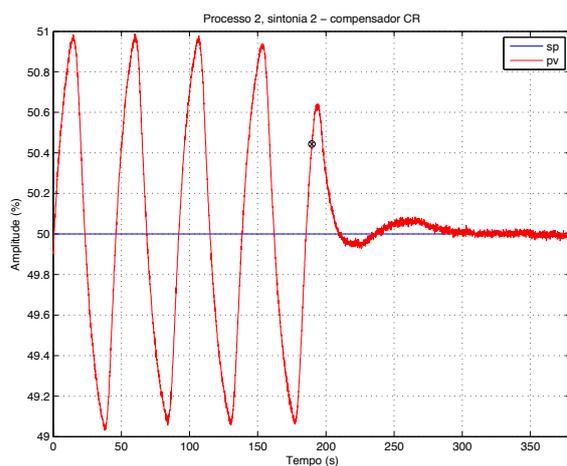


(a) Setpoint e variável controlada

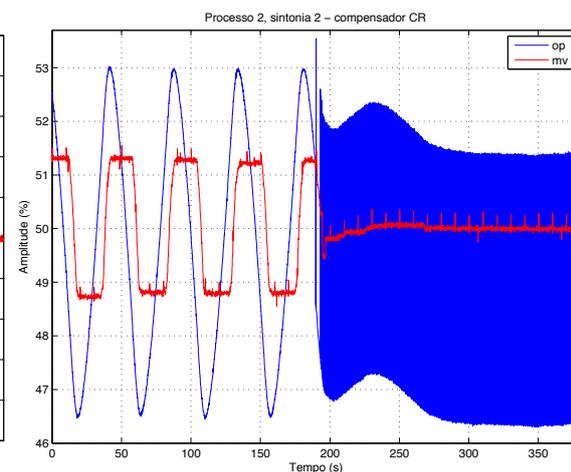


(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.32: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): resposta ao compensador CR



(a) Setpoint e variável controlada



(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.33: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): resposta ao compensador CR

Tabela 4.7: Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de terceira ordem e compensador *knocker*

	Δ_d		IAE (%)		
	a_c	d_c	a_c	d_c	saldo
Sintonia 1	9	4	155.7	18.8	-87.9
Sintonia 2	10	6	143.7	18.4	-87.2
Sintonia 3	9	4	120.2	14.2	-88.2

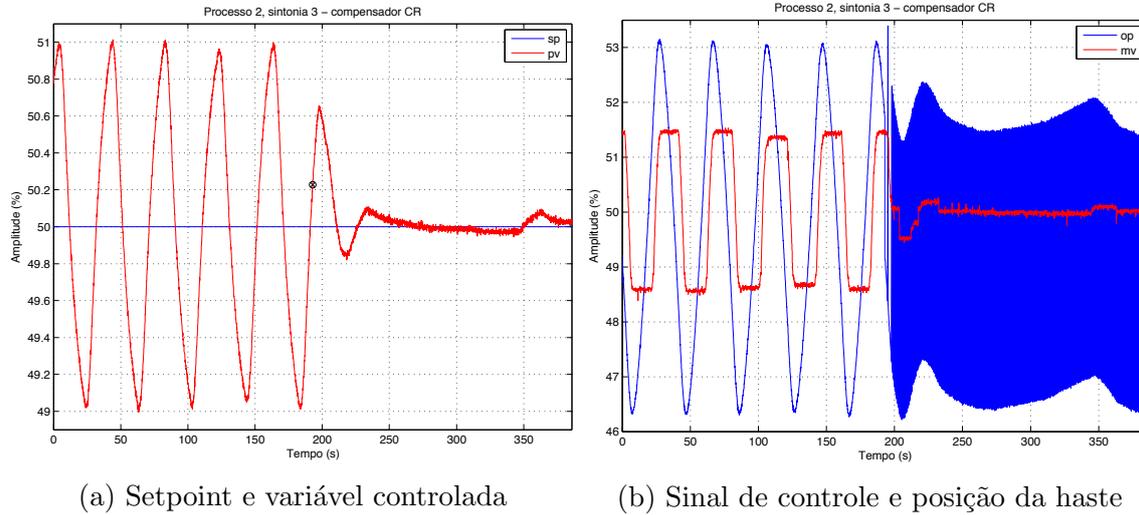


Figura 4.34: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): resposta ao compensador CR

válvula se manteve praticamente estacionária, realizando somente duas mudanças de direção após a ativação do compensador para a sintonia 2, e quatro mudanças para a sintonia 3, o que representou em ambos os casos valores menores do que os observados durante o intervalo de tempo que o CR estava desativado. Os demais índices de desempenho são listados na tabela 4.8.

Tabela 4.8: Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de terceira ordem e compensador CR

	Δ_d		IAE (%)		
	a_c	d_c	a_c	d_c	saldo
Sintonia 1	8	12	142.2	19.5	-86.3
Sintonia 2	7	2	108.7	10.5	-90.4
Sintonia 3	9	4	114.3	13.3	-88.4

Os resultados obtidos após a realização dos testes preliminares demonstram a eficiência das estratégias *knocker* e CR, visto que o erro de realimentação é minimizado de forma considerável após o acionamento dos compensadores, se mantendo abaixo de 0.5% até nos piores casos; o índice IAE apresentou reduções nas faixas de 60.6% a 87.9% para o *knocker* e 71.4% a 90.4% para o CR. Por sua vez, ao contrário do que é normalmente afirmado na literatura, não se observou uma relação bem definida entre o acionamento dos compensadores de atrito e a quantidade de movi-

mento na haste, já que na metade dos casos o número de reversões no sentido de movimentação desta foi reduzido após o acionamento das estratégias *knocker* e CR. Uma possível explicação para este fenômeno, também relatado por Gury (2008), está no fato de que após emperrar devido a uma mudança de direção, a haste só entrará em movimento novamente quando o incremento no somatório entre o sinal de controle e os pulsos de compensação for superior ao valor de banda morta + *stickband* existente na válvula; ou seja, tomando como referência o diagrama de blocos da figura 3.23 e o fluxograma do modelo de Kano et al. (2004) na figura 2.5, a seguinte relação tem de ser satisfeita:

$$\begin{aligned} -d[u(t) - u_s] &> S \\ -d[(u_c(t) + u_k(t)) - u_s] &> S \end{aligned} \tag{4.4}$$

Como a amplitude ajustada na saída $u_k(t)$ de ambos os compensadores equivale a $S/2$, para que a haste volte a se movimentar o sinal de controle $u_c(t)$ deve apresentar um incremento superior a $S/2$, o que dependendo do valor de erro e dos ganhos ajustados no controlador, pode demorar a acontecer; além disso, é sensato assumir que os pulsos de compensação são em parte filtrados pela dinâmicas da planta, do atuador e até mesmo dos conversores de sinais utilizados. Por último, a presença de ruídos de medição também interfere no reposicionamento da haste, visto que um pulso de compensação aplicado no sentido oposto do incremento do sinal de controle faz com que a condição dada pela equação (4.4) leve mais tempo para ser satisfeita. Estas ocorrências foram observadas diversas vezes no estudo preliminar, sendo um exemplo dado na figura 4.35, um zoom do gráfico OP x MV produzido com a utilização do compensador *knocker* em conjunto com o sistema de terceira ordem na terceira sintonia do controlador PI.

Embora grande parte das oscilações causadas pelo ação dos compensadores não provoquem um deslocamento efetivo da haste, não se pode afirmar que a válvula não está propensa a desgastes, já que Silva & Garcia (2014) comprovam em seus testes que as metodologias *knocker* e CR introduzem uma grande variabilidade na pressão interna do atuador deste elemento, condição que se mantida por muito tempo aumenta de modo considerável o estresse sofrido pelo diafragma, resultando em perda de desempenho e na redução da vida útil da válvula; portanto, a adoção de técnicas de desativação ou minimização dos pulsos de compensação, como as propostas por Arifin et al. (2014) e Cuadros et al. (2012), se mostra extremamente útil para preservar a integridade das válvulas até a ocorrência de uma parada programada. A partir de agora, estas metodologias serão avaliadas no estudo de caso proposto, onde a performance de cada uma será testada com base nas respostas dos sistemas 1 e 2 mediante 3 situações, dadas por: 1) acionamento dos pulsos com o SP fixo em 50%, 2) primeira mudança de setpoint (50% → 55%), e 3) segunda mudança de setpoint

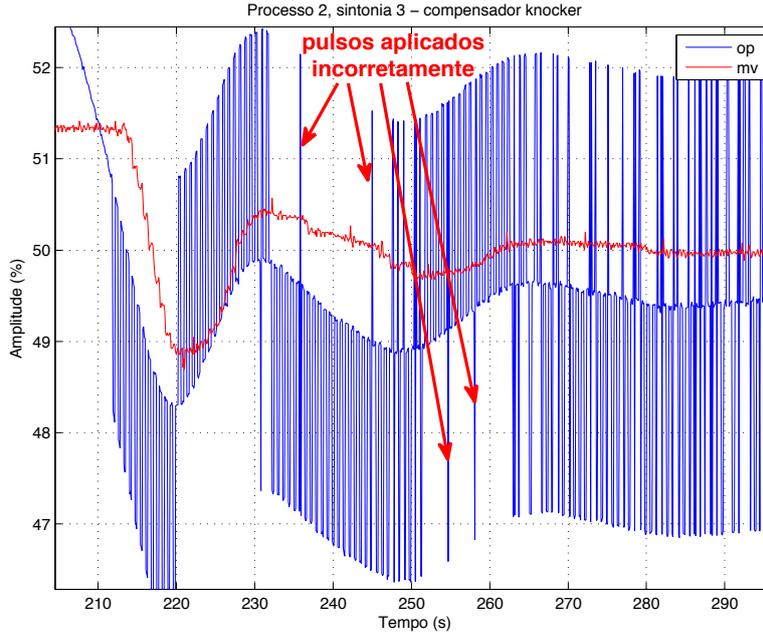


Figura 4.35: Pulsos de compensação aplicados incorretamente

(55% \rightarrow 50%). Para todos os casos os limiares v_r e δ_{PID} foram ajustados como 0.5%, valor levemente superior ao maior erro residual observado nos testes preliminares, e os parâmetros dos compensadores *knocker* e CR sintonizados de acordo com a tabela 4.4. Os demais parâmetros da estrutura de decisão do compensador CF, apresentada na equação (3.10), foram selecionados como $t_1 = 5s$ e $t_2 = 2s$ para o processo 1 e $t_1 = 8s$ e $t_2 = 2s$ para o processo 2; estes representam o tempo necessário para que o controlador seja desacionado quando o erro for menor do que v_r , ou acionado quando o erro foi maior do que v_r , respectivamente. Já na metodologia eCR, a constante λ do filtro EWMA foi fixada em 0.5, enquanto os parâmetros γ , τ_e e δ_u foram ajustados a cada novo teste de acordo com a tabela 4.9, obtida a partir da realização do procedimento descrito na subseção 3.2.2 do capítulo 3, tendo como referência a amplitude A_{OP} do sinal de controle, além da amplitude A_E e frequência de oscilação ω_o do erro de realimentação, calculados na etapa de quantificação a partir da resposta em regime permanente da planta não compensada.

Os resultados obtidos são apresentados a seguir.

Tabela 4.9: Simulações em ambiente HIL - Ajustes dos parâmetros do compensador eCR

	Sistema de primeira ordem com atraso			Sistema de terceira ordem		
	Sintonia 1	Sintonia 2	Sintonia 3	Sintonia 1	Sintonia 2	Sintonia 3
A_{OP} (%)	3.035	3.250	3.369	2.707	2.908	2.973
A_E (%)	0.648	0.755	0.997	0.763	0.784	0.815
ω_o (rad/s)	0.053	0.075	0.117	0.103	0.124	0.142
γ	4.6	4.3	3.37	3.5	3.7	3.65
τ_e (s/rad)	18.9	13.2	8.51	9.7	8.07	7.04
δ_u (%)	0	0	0	0.05	0.05	0.05

Estudo Comparativo: Sistema de primeira ordem com atraso

O comportamento do sistema 1 em conjunto com a estratégia CF é dado nas figuras 4.36, 4.37 e 4.38; em todas as sintonias ajustadas, os pulsos de compensação

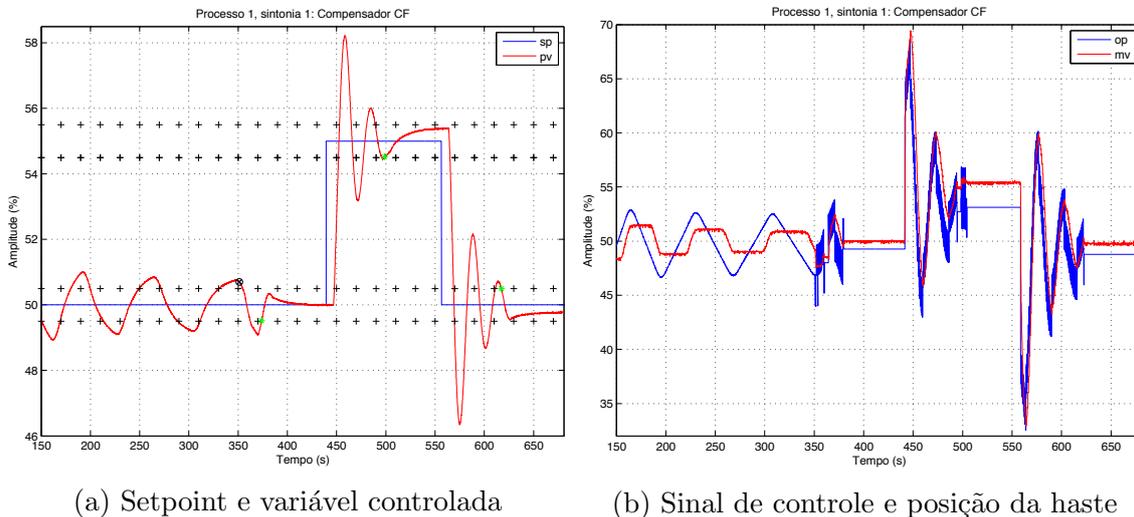
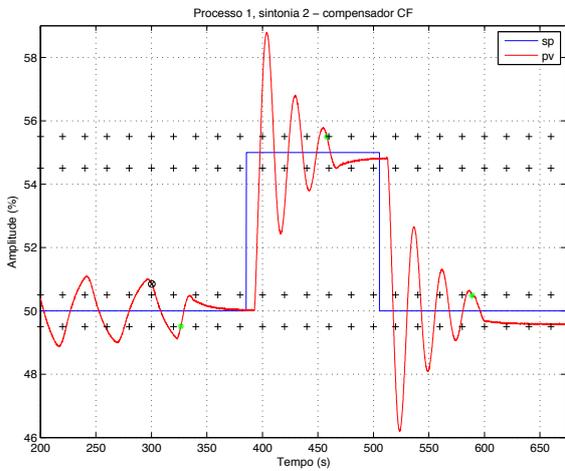


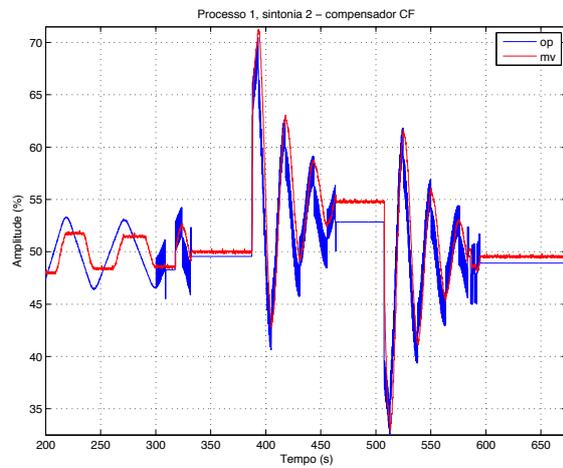
Figura 4.36: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): resposta ao compensador CF

assim que acionados foram capazes de estabilizar a variável controlada dentro da margem ($SP \pm 0.5\%$) em no máximo 32 segundos. Entretanto, observou-se um comportamento oscilatório em PV após as duas mudanças de setpoint, o que aumentou de forma considerável a duração dos intervalos de tempo necessários para a estabilização do erro e conseqüentemente o valor de IAE durante estes instantes; estas oscilações se tornaram mais intensas com as mudanças no ganho proporcional do controlador PI, como pode ser visto nas figuras 4.37a e 4.38a. Outro fato importante é que nos 3 ensaios realizados o *knocker* é desacionado erroneamente em algumas ocasiões, indicando que a dinâmica da planta interferiu do desempenho do método.

Com a implementação do compensador eCR, o comportamento do processo 1 é dado nas figuras 4.39, 4.40 e 4.41. Na primeira sintonia, o maior intervalo de tempo necessário para a estabilização de PV correspondeu ao período em que o setpoint

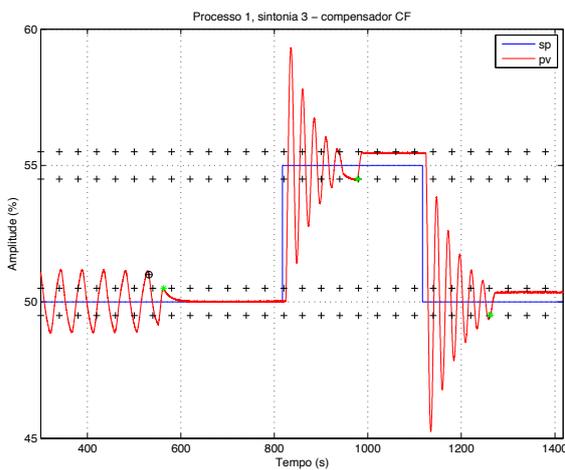


(a) Setpoint e variável controlada

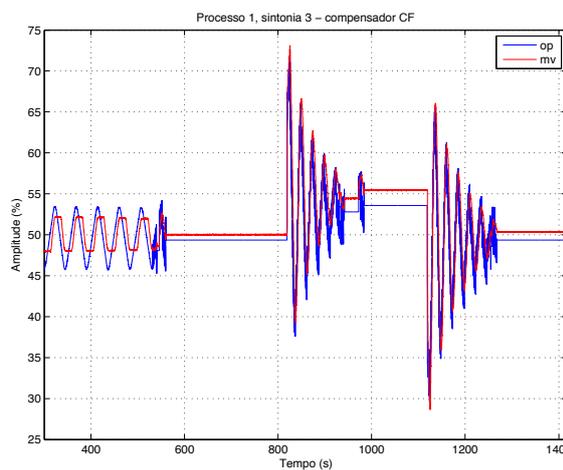


(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.37: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): resposta ao compensador CF

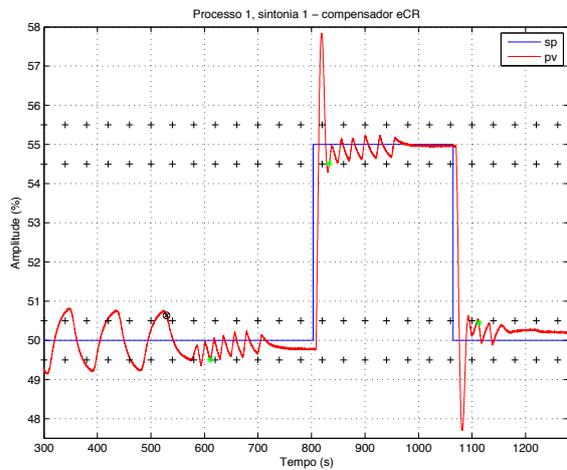


(a) Setpoint e variável controlada

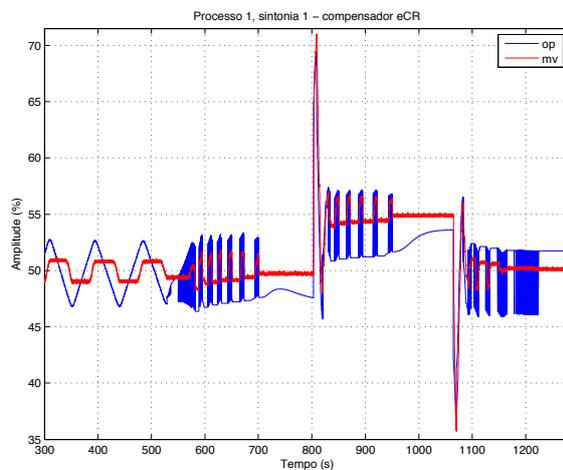


(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.38: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): resposta ao compensador CF

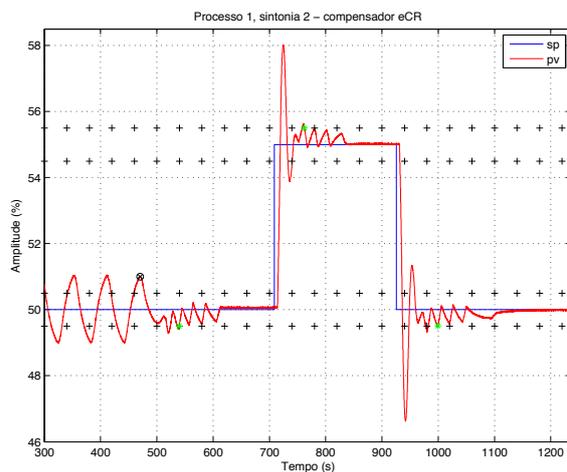


(a) Setpoint e variável controlada

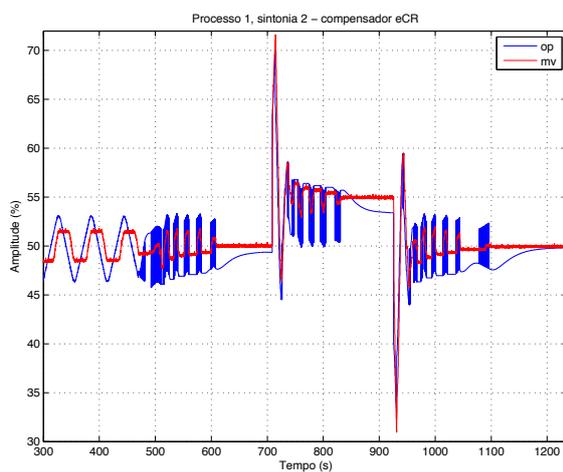


(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.39: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 1): resposta ao compensador eCR



(a) Setpoint e variável controlada



(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.40: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 2): resposta ao compensador eCR

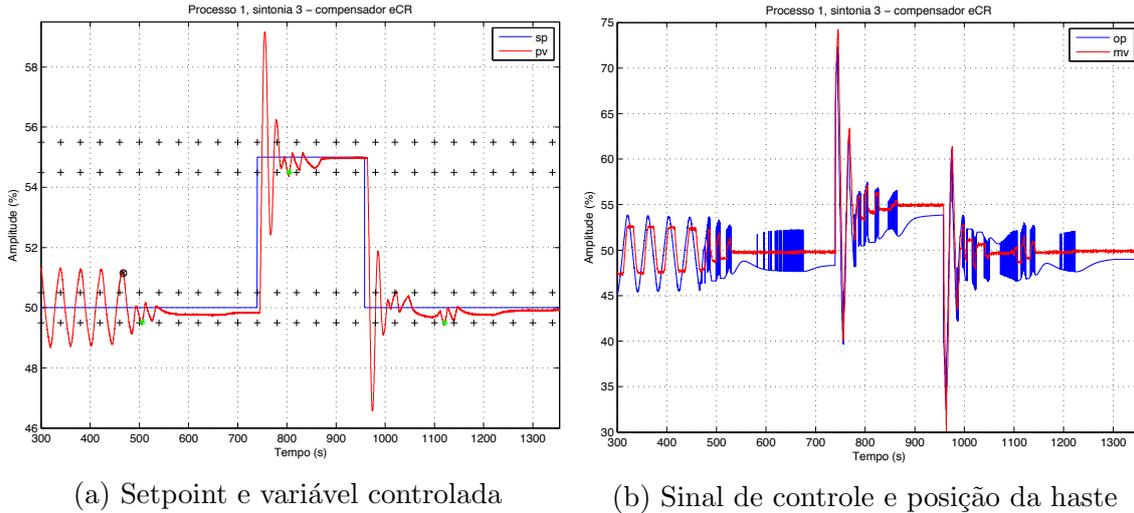


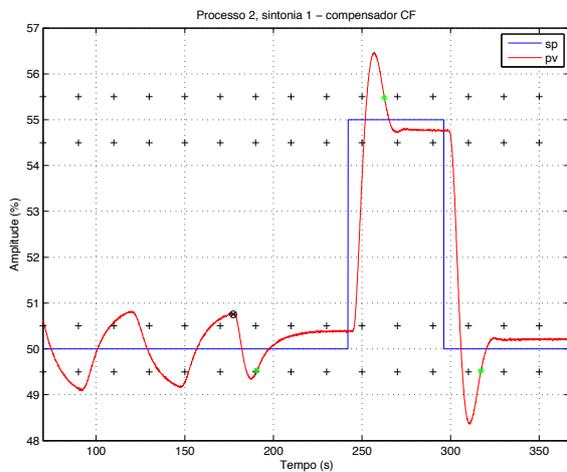
Figura 4.41: Simulação em ambiente HIL - sistema de primeira ordem com atraso (sintonia 3): resposta ao compensador eCR

está fixo em 50%: o Δ_{te} produzido para este instante foi de 73.8s, enquanto os valores calculados após a aplicação dos degraus em SP foram de respectivamente 29.8s e 45.4s, menores do que os obtidos durante a utilização do compensador CF (56.9s para o primeiro step e 58.6s para o segundo). Entretanto, o número de reversões no sentido de movimento da haste é consideravelmente maior, como pode ser visto no gráfico da figura 4.39b.

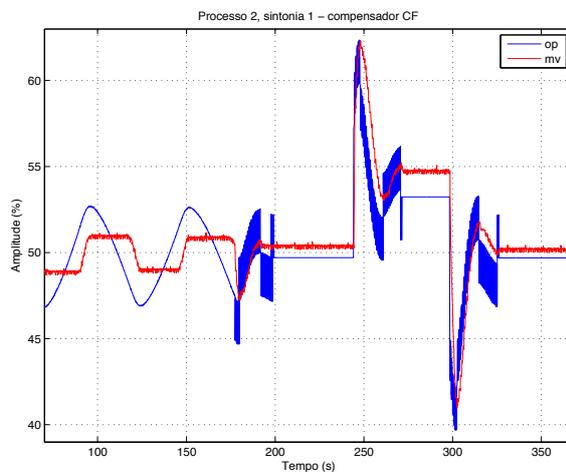
Assim como ocorrido com o compensador CF, a resposta do sistema também se mostrou mais sensível aos degraus aplicados no setpoint a cada novo valor de ganho proporcional ajustado no controlador PI; contudo, o compensador eCR foi capaz de restringir as oscilações na variável controlada de forma mais eficaz, produzindo praticamente para todos os casos os menores valores de IAE, mesmo quando o valor de Δ_{te} foi maior do que o obtido com a metodologia CF.

Estudo Comparativo: Sistema de terceira ordem

A resposta do sistema 2 ao compensador CF é mostrada nas figuras 4.42, 4.43 e 4.44; diferentemente dos resultados obtidos até então, o comportamento da planta se caracterizou por uma rápida estabilização do erro de realimentação após a ativação do compensador CF: para todos os casos observados, PV apresentou apenas um pico de sobre-sinal (tomando-se como referência os limiares $SP \pm 0.5\%$) antes de se manter dentro da margem. Além disso, os valores de Δ_{te} se mantiveram mais próximos para os 3 instantes em que os pulsos de correção são ativados (SP fixo e os dois degraus), de modo que a maior variação calculada foi de 10.4 segundos, obtida durante os testes com o controlador na terceira sintonia. Consequentemente, os valores de IAE foram consideravelmente menores do que os obtidos para o processo 1.

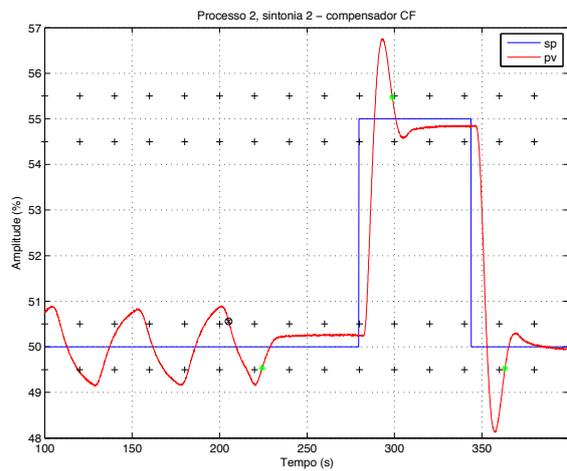


(a) Setpoint e variável controlada

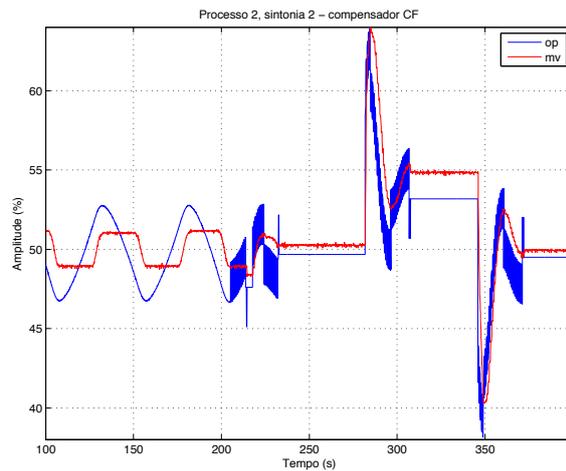


(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.42: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): resposta ao compensador CF



(a) Setpoint e variável controlada



(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.43: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): resposta ao compensador CF

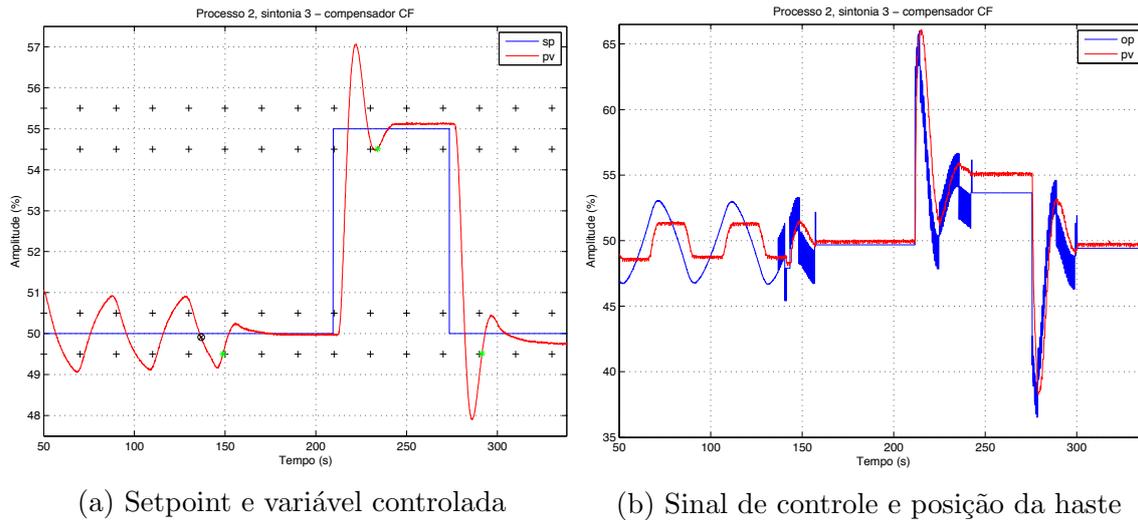


Figura 4.44: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): resposta ao compensador CF

O comportamento do processo 2 em conjunto com o compensador eCR é dado nas figuras 4.45, 4.46 e 4.47: nestes testes, a variável controlada também apresentou

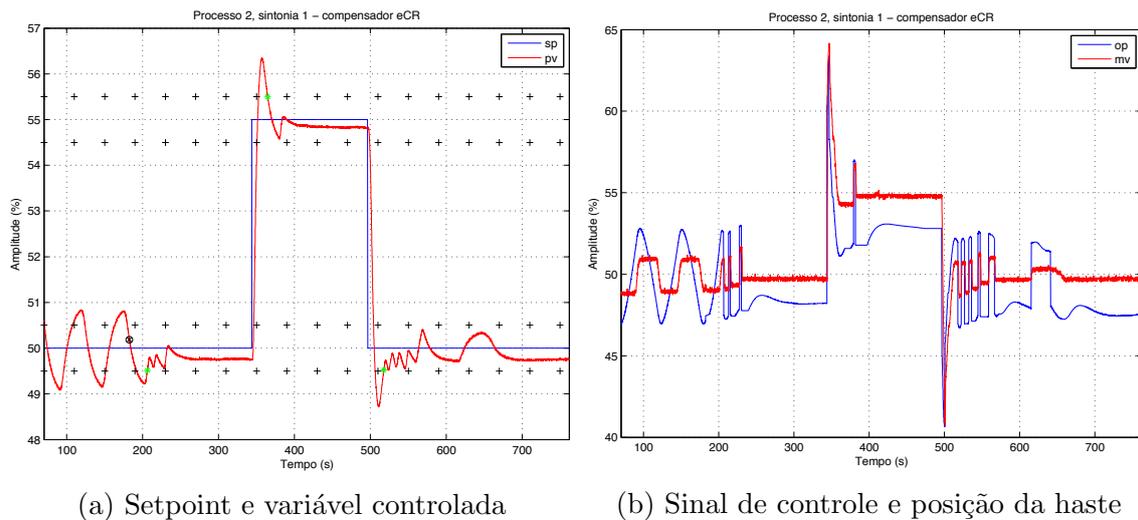
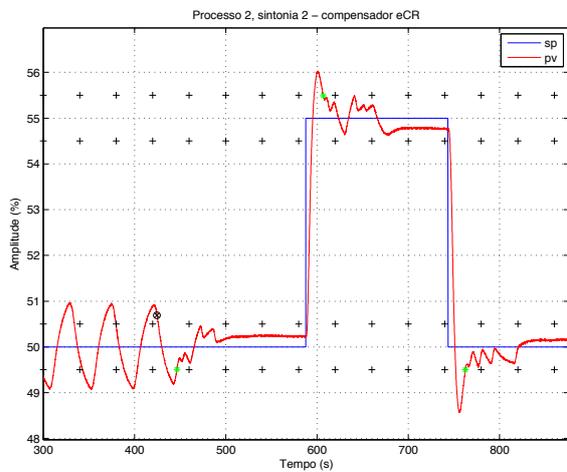
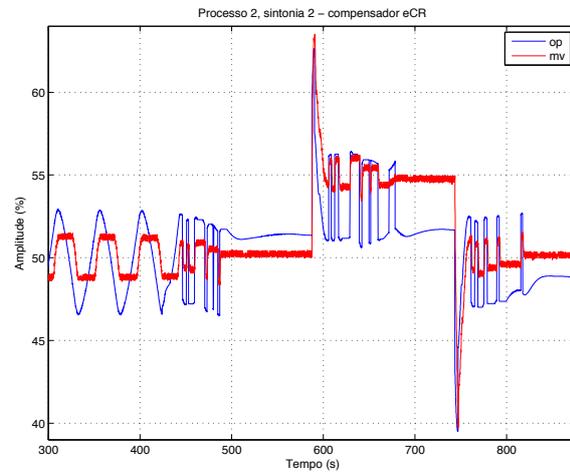


Figura 4.45: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 1): resposta ao compensador eCR

apenas um pico de sobre-sinal antes de se manter dentro da margem aceitável, e os valores de Δt_e foram similares aos calculados com a metodologia CF. Porém, os pulsos de correção do compensador eCR promoveram uma maior movimentação da haste da válvula, causando algumas oscilações irregulares antes que a variação de PV se tornasse nula (este fenômeno também ocorreu durante a aplicação do compensador eCR no sistema de primeira ordem com atraso). Ainda assim, os valores de IAE após a aplicação dos degraus em SP foram menores para quase todas as sintonias ajustadas no controlador PI, visto que comparado aos valores produzidos pelo compensador CF, o *overshoot* em PV possui baixa amplitude.

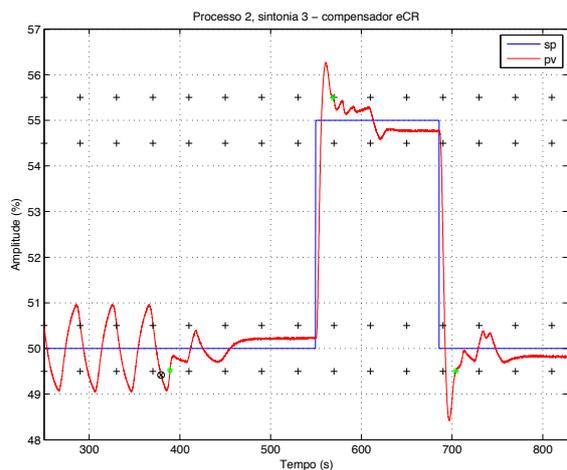


(a) Setpoint e variável controlada

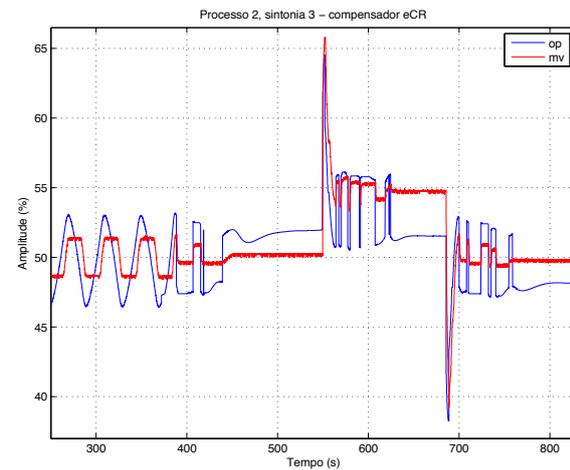


(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.46: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 2): resposta ao compensador eCR



(a) Setpoint e variável controlada



(b) Sinal de controle e posição da haste

Figura 4.47: Simulação em ambiente HIL - sistema de terceira ordem (sintonia 3): resposta ao compensador eCR

Os índices de desempenho obtidos ao término do estudo de caso são listados nas tabelas 4.10 e 4.11:

Tabela 4.10: Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de primeira ordem com atraso e compensadores CF e eCR

	Compensador CF			Compensador eCR		
	Sint. 1	Sint. 2	Sint. 3	Sint. 1	Sint. 2	Sint. 3
$\Delta_{te1}(s)$	22.8	26	31.8	73.8	65.2	35.6
$\Delta_{te2}(s)$	56.9	70.1	158.6	29.8	53.3	65.6
$\Delta_{te3}(s)$	58.6	81.2	142	45.4	74.1	161.4
Média	46.1	59.1	110.8	49.7	64.2	87.5
<hr/>						
IAE ₁ (%)	12.85	13.26	15.15	23.63	22.23	14.22
IAE ₂ (%)	92.41	118.51	201.32	67.82	76.82	107.75
IAE ₃ (%)	107.11	126.45	220.14	57.96	89.32	108.21
Média	70.8	86.1	145.5	49.8	62.8	76.7
<hr/>						
Δ_{d1}	5	2	4	13	13	5
Δ_{d2}	9	7	13	13	12	11
Δ_{d3}	6	9	14	9	14	16
Média	6.7	6	10.3	11.7	13	10.7

Tabela 4.11: Simulação em ambiente HIL - Índices de desempenho: sistema de terceira ordem e compensadores CF e eCR

	Compensador CF			Compensador eCR		
	Sint. 1	Sint. 2	Sint. 3	Sint. 1	Sint. 2	Sint. 3
$\Delta_{te1}(s)$	13	19.1	11.9	13.6	17.4	9.8
$\Delta_{te2}(s)$	18	16.6	22.3	20.7	16.4	17.7
$\Delta_{te3}(s)$	18.6	17.2	15.9	19.5	17.7	17.4
Média	16.5	17.6	16.7	17.9	17.2	15
<hr/>						
IAE ₁ (%)	6.4	8.82	6.68	9.25	8.9	7.6
IAE ₂ (%)	30.31	30.18	34.501	34.69	16.21	22.78
IAE ₃ (%)	34.89	34.71	34.66	28.85	27.34	27.31
Média	23.9	24.6	25.3	24.3	17.5	19.2
<hr/>						
Δ_{d1}	2	2	3	5	8	4
Δ_{d2}	3	3	3	3	12	11
Δ_{d3}	3	3	3	12	10	9
Média	2.7	2.7	3	6.7	10	8

De uma forma geral, ambos os compensadores tiveram um melhor desempenho quando aplicados ao sistema de terceira ordem, com as médias de Δ_{te} e IAE praticamente insensíveis às mudanças no ganho proporcional do controlador PI. Já para o sistema de primeira ordem com atraso, estes índices pioraram consideravelmente a

cada mudança de sintonia; em parte, isto se deve ao fato de que os valores de K_p da tabela 4.1a correspondem a respectivamente 45%, 50% e 54% do ganho crítico do modelo 4.1, enquanto que para o processo 2 (tomando-se como referência a tabela 4.1b e o ganho crítico do modelo 4.2) estas proporções são de 21%, 24% e 27%. Ou seja, as sintonias no sistema de primeira ordem com atraso são mais agressivas do que as do sistema de terceira ordem, fazendo com que o comportamento da variável controlada se torne cada vez mais sensível às mudanças de setpoint, como pode ser visto nas figuras 4.36a, 4.37a e 4.38a, referentes ao compensador CF: nestes casos, a estabilização de PV ocorreu de forma mais rápida do que na metodologia eCR (menores valores de Δ_{te1}) para as situações de setpoint constante. No entanto, os pulsos de compensação surtiram pouco efeito no comportamento da planta nos instantes seguintes às mudanças de SP, visto que possuem baixa amplitude quando comparados à própria variação assumida pelo sinal de controle; com isso, a influência do compensador só se torna significativa ao término do regime transiente de OP, aumentando consideravelmente os valores de Δ_{te} e IAE.

Em contrapartida, a metodologia eCR interage de maneira mais eficaz com a saída do controlador, em razão da modificação realizada por Arifin et al. (2014) na formulação do compensador CR, que consiste na repetição do último valor não nulo dos pulsos de correção quando $\text{sign}(\Delta u_f(t)) = 0$, como mostrado na figura 3.29 (lembrando que para o sistema de primeira ordem com atraso, $\delta_u = 0$). Logo, a variação máxima de $u_c(t)$ corresponde ao dobro dos valores da tabela 4.4b, ocorrendo nos instantes que $\Delta u_f(t)$ muda de um valor positivo para um negativo, ou vice-versa. Esta particularidade, destacada na figura 4.48 para o sistema de primeira ordem com atraso na primeira sintonia, faz com que o compensador eCR atue de forma mais dominante na saída do controlador após as mudanças de setpoint, estabilizando a variável controlada em menos tempo e principalmente com valores de IAE muito menores do que os produzidos pelo compensador CF. Porém, estas melhorias são obtidas ao custo de uma maior movimentação da haste da válvula, medida através do índice Δ_d ; este aliás, é a principal diferencial nos resultados obtidos com o sistema de terceira ordem, visto que os valores de Δ_{te} e IAE produzidos pelos compensadores CF e eCR foram similares entre si para todos os ajustes do controlador PI. Estas afirmações também são corroboradas pelas médias gerais dos índices de desempenho para cada sistema, dadas na tabela 4.12, em que são usados os valores obtidos para as 3 sintonias. Generalizando estes resultados, as seguintes conclusões podem ser tomadas:

1. Para processos cujos controladores possuem sintonia mais conservativa, a utilização do compensador CF se torna a melhor opção, pois a variabilidade de pressão no atuador da válvula é reduzida em virtude do “congelamento” do sinal de controle, preservando a integridade deste elemento, sem no entanto

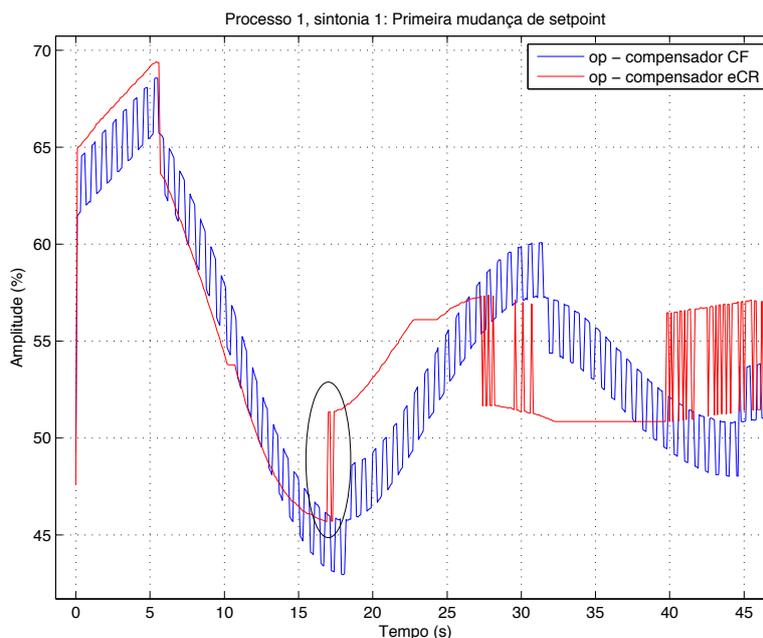


Figura 4.48: Simulação em ambiente HIL - Variação máxima do compensador eCR

Tabela 4.12: Simulação em ambiente HIL - Médias gerais dos índices de desempenho: compensadores CF e eCR

(a) Sistema de primeira ordem com atraso

	CF	eCR
Δ_{te} (s)	72	67.13
IAE (%)	100.8	63.1
Δ_d	7.67	11.8

(b) Sistema de terceira ordem

	CF	eCR
Δ_{te} (s)	16.93	16.7
IAE (%)	24.6	20.33
Δ_d	2.8	8.23

impactar negativamente os valores de Δ_{te} e IAE;

- Já para processos com sintonias mais agressivas no controlador (ou até mesmo mal sintonizados), a utilização do compensador eCR reduz principalmente o valor de IAE produzido entre os instantes de acionamento dos pulsos de correção e estabilização da variável controlada, visto que é capaz de interferir de maneira significativa no comportamento do sinal de controle após pequenas mudanças de setpoint. Porém, deve-se ter em mente que esta metodologia aumenta a quantidade de movimento na haste da válvula, tornando seu uso recomendado apenas em situações que exigem que PV se mantenha o máximo possível dentro dos limites especificados, e já tendo em vista uma possível parada programada.

Com isso, torna-se evidente que tanto a metodologia CF quanto a eCR são eficientes no que diz respeito à eliminação dos ciclos limites e estabilização da variável controlada no valor de referência (SP); porém, a escolha entre um método e outro está diretamente ligada a fatores como a dinâmica do processo, sintonia utilizada no

controlador e especificações de desempenho desejadas. Além disso, vale lembrar que entre as duas estratégias estudadas, o compensador CF possui uma estrutura mais simples quando aplicado em conjunto com a estrutura de decisão proposta por Silva & Garcia (2014), cujos parâmetros podem ser ajustados sem que se tenha conhecimento prévio das características da planta, facilitando sua implementação em um ambiente industrial. Entretanto, o número elevado de parâmetros do compensador eCR pode permitir, em teoria, que sejam realizados ajustes baseados em diferentes critérios de performance, aumentando o potencial de aplicabilidade desta metodologia, que por ter sido proposta recentemente, ainda não foi totalmente explorada.

Capítulo 5

Conclusões e trabalhos futuros

Neste trabalho, foram abordados os problemas de quantificação e compensação de atrito, através da utilização de uma válvula de controle real e dois sistemas auto-regulatórios simulados em uma arquitetura *hardware in the loop*; inicialmente, o atrito existente na válvula foi estimado a partir da metodologia proposta por Bacci di Capaci & Scali (2014), baseada na identificação dos parâmetros de um sistema Hammerstein, no qual bloco não-linear é representado pelo modelo de atrito de Kano et al. (2004). Os resultados obtidos foram então utilizados para a sintonia dos compensadores CF e eCR, que tiveram seus desempenhos analisados mediante a realização de um estudo de caso.

Por meio da utilização de dados experimentais, observou-se que o método de quantificação de atrito utilizado produz resultados consistentes com outras técnicas existentes na literatura (Karra & Karim 2009b, Lee et al. 2008), também baseadas na identificação de sistemas Hammerstein. Contudo, a primeira contribuição deste trabalho é a constatação, por meio da medição da posição da haste nos testes realizados em bancada, que o método proposto por Bacci di Capaci & Scali (2014) não é capaz de descrever com exatidão o atrito existente em uma válvula de controle, visto que as estimativas do parâmetro S, que representa o soma entre a banda morta e o *stickband*, são influenciadas pela dinâmica da planta, pelos ganhos sintonizados no controlador e pelas janelas temporais escolhidas, enquanto o parâmetro J, que representa o *slip-jump* efetuado pela haste após o início do seu movimento, é sempre superestimado. Desta forma, apenas os resultados relativos ao parâmetro S devem ser considerados confiáveis, desde que os ganhos ajustados no controlador não sejam elevados.

Deve-se também atentar para o fato de que, diferentemente das técnicas de detecção de oscilações (Miao & Seborg 1999, Thornhill et al. 2003) utilizadas no procedimento desenvolvido por Bacci di Capaci & Scali, o método usado na etapa de detecção de atrito (Rossi & Scali 2005) apresentou veredictos incorretos em diversas situações, tornando necessária a sua substituição, ou a adição de mais técnicas, para

que os resultados produzidos sejam confiáveis.

Com relação aos compensadores de atrito, os estudos preliminares demonstraram a efetividade das metodologias *knocker* e CR através de reduções no IAE de no mínimo 60%; além disso, tornou-se evidente que não existe uma correspondência direta entre os pulsos de correção e a quantidade de movimento da haste, fato também observado em outros trabalhos (Gury 2008, Silva & Garcia 2014). Ainda assim, estas técnicas introduzem uma grande variabilidade na pressão interna do atuador da válvula, que devem ser eliminadas para preservar a vida útil deste elemento. Com isso, a segunda contribuição deste trabalho consistiu na realização de um estudo comparativo entre os compensadores CF e eCR, metodologias baseadas na minimização da amplitude ou retirada total dos pulsos de correção quando determinadas condições operacionais são atingidas. Observou-se que ambos os compensadores se mostraram eficientes, eliminando os ciclos-limite em todas as situações propostas (SP fixo e os dois degraus de 5%), estabilizando a variável controlada dentro dos limites definidos. Entretanto, observou-se que cada metodologia possui suas peculiaridades, fazendo com que a escolha do compensador a ser utilizado dependa de fatores como a dinâmica do processo, a sintonia do controlador e as especificações de desempenho desejadas: de uma forma geral, os resultados obtidos indicaram que o compensador CF é recomendado para processos bem sintonizados, ou que não possuam mudança de setpoint, visto que para estas condições esta metodologia possui desempenho similar ao compensador eCR, com a vantagem de eliminar totalmente a variabilidade de pressão no atuador da válvula devido ao desacionamento do controlador. Por sua vez, o compensador eCR é aconselhado para processos com sintonias mais agressivas no controlador, pois apresenta valores de IAE menores aos obtidos com o compensador CF. Contudo, deve-se sempre frisar que os compensadores de atrito devem ser vistos como soluções provisórias, usadas para mitigar os efeitos do atrito até a próxima parada programada.

5.1 Sugestões para trabalhos futuros

A seguir, são apresentadas as sugestões de trabalhos futuros:

- A utilização métodos de quantificação de atrito mais rápidos, que não sejam baseados em busca exaustiva;
- A realização de aplicações envolvendo processos reais de vazão, com mais de uma válvula, se possível;
- A aplicação dos compensadores de atrito para casos em que o setpoint possua uma variação mais elevada, como por exemplo, em malhas escravas pertencentes a estratégias de controle cascata;

- A utilização da metodologia proposta por Arifin et al. em conjunto com o compensador *knocker*;
- A implementação dos métodos de quantificação e compensação de atrito em *softwares* de controle e supervisão geralmente utilizados nas indústrias.

Referências Bibliográficas

- Arifin, B., Munaro, C. J., Choudhury, M. & Shah, S. L. (2014), ‘A model free approach for online stiction compensation’, *Preprints of the 19th IFAC World Congress, Cape Town, South Africa* .
- Armstrong-Hélouvry, B., Dupont, P. & De Wit, C. C. (1994), ‘A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction’, *Automatica* **30**(7), 1083–1138.
- Åström, K. (1970), *Introduction to stochastic control theory*, Vol. 1, Academic Press, New York.
- Bacci di Capaci, R. & Scali, C. (2014), ‘Stiction quantification: a robust methodology for valve monitoring and maintenance scheduling’, *Industrial & Engineering Chemistry Research* pp. 7507–7516.
- Baeza, J. R. (2013), Controle não linear aplicado a malhas de controle com válvulas de alto atrito., Master’s thesis, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.
- Bega, E., Delmée, G., Cohn, P., Bulgarelli, R., Koch, R. & Finkel, V. (2011), *Instrumentação Industrial, 3a edição*, Editora Interciência.
- Brásio, A. S., Romanenko, A. & Fernandes, N. C. (2014), ‘Modeling, detection and quantification, and compensation of stiction in control loops: The state of the art’, *Industrial & Engineering Chemistry Research* **53**(39), 15020–15040.
- Canudas de Wit, C., Olsson, H., Åström, K. & Lischinsky, P. (1995), ‘A new model for control of systems with friction’, *IEEE Transactions on Automatic Control* **40**(3), 419–425.
- Choudhury, M., Kariwala, V., Shah, S. L., Douke, H. & Takada, H. (2005), ‘A simple test to confirm control valve stiction.’, *16th IFAC World Congress, Prague, Czech* .

- Choudhury, M., Shah, S. L. & Thornhill, N. F. (2002), ‘Detection and diagnosis of system nonlinearities using higher order statistics’, *15th Triennial IFAC World Congress, Barcelona, Spain*.
- Choudhury, M., Shah, S. L. & Thornhill, N. F. (2004), ‘Diagnosis of poor control-loop performance using higher-order statistics’, *Automatica* **40**(10), 1719–1728.
- Choudhury, M., Shah, S. L., Thornhill, N. F. & Shook, D. S. (2006), ‘Automatic detection and quantification of stiction in control valves’, *Control Engineering Practice* **14**(12), 1395–1412.
- Choudhury, S., Jain, M. & Shah, S. L. (2008), ‘Stiction—definition, modelling, detection and quantification’, *Journal of Process Control* **18**(3), 232–243.
- Choudhury, S., Thornhill, N. F. & Shah, S. L. (2005), ‘Modelling valve stiction’, *Control engineering practice* **13**(5), 641–658.
- Cuadros, M. A. D. S. L. (2011), *Quantificação e Compensação de Atrito em Válvulas De Controle Pneumáticas*, PhD thesis, Universidade Federal do Espírito Santo, Departamento de Engenharia Elétrica.
- Cuadros, M. A. S. L., Munaro, C. J. & Munareto, S. (2012), ‘Novel model-free approach for stiction compensation in control valves’, *Industrial & Engineering Chemistry Research* **51**(25), 8465–8476.
- Dahl, P. (1968), A solid friction model, Technical report, DTIC Document.
- de Campos, M. C. M. M. & Teixeira, H. C. (2006), *Controles típicos de equipamentos e processos industriais*, Edgard Blücher.
- Desborough, L. & Miller, R. (2002), Increasing customer value of industrial control performance monitoring-honeywell’s experience, *in* ‘AIChE symposium series’, New York; American Institute of Chemical Engineers; 1998, pp. 169–189.
- Elliot, R. & Bialkowski, W. (1996), Control valves—the biggest single contributor to process variability, *in* ‘Annual Symposium On Instrumentation For The Process Industries’, Vol. 51, Instrument Society Of America, pp. 39–45.
- Farenzena, M. & Trierweiler, J. (2012), ‘Valve stiction estimation using global optimisation’, *Control Engineering Practice* **20**(4), 379–385.
- Fisher-Rosemount (2005), *Control Valve Handbook, fourth Edition*, Fisher Controls International Inc.

- Garcia, C. (2008), ‘Comparison of friction models applied to a control valve’, *Control Engineering Practice* **16**(10), 1231–1243.
- Gury, C. G. L. (2008), Compensação de atrito em válvulas de controle., Master’s thesis, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.
- Hägglund, T. (2002), ‘A friction compensator for pneumatic control valves’, *Journal of Process Control* **12**(8), 897–904.
- Harris, T. J. (1989), ‘Assessment of control loop performance’, *The Canadian Journal of Chemical Engineering* **67**(5), 856–861.
- He, Q. P. & Wang, J. (2014), ‘Valve stiction quantification method based on a semiphysical valve stiction model’, *Industrial & Engineering Chemistry Research* **53**(30), 12010–12022.
- He, Q. P., Wang, J., Pottmann, M. & Qin, S. J. (2007), ‘A curve fitting method for detecting valve stiction in oscillating control loops’, *Industrial & engineering chemistry research* **46**(13), 4549–4560.
- He, Q. & Pottmann, M. (2003), Detection of valve stiction using curve fitting, Technical report, Internal Report, Process Dynamics and Control, DuPont Engineering.
- Horch, A. (1999), ‘A simple method for detection of stiction in control valves’, *Control Engineering Practice* **7**(10), 1221–1231.
- Horch, A. & Isaksson, A. (2001), ‘Detection of valve stiction in integrating processes’, *Proceedings of the ECC 2001, Porto, Portugal* pp. 1327–1332.
- ISA (1979), Process instrumentation terminology, Technical report, ANSI/ISA-S51.1.
- ISA (2000), Test procedure for control valve response measurement from step inputs, Technical report, ANSI/ISA-75.25.01.
- ISA (2006), Control valve diagnostic data acquisition and reporting., Technical report, ANSI/ISA-75.26.01.
- Jelali, M. (2008), ‘Estimation of valve stiction in control loops using separable least-squares and global search algorithms’, *Journal of Process Control* **18**(7), 632–642.

- Jelali, M. (2013), *Control Performance Management in Industrial Automation*, Springer.
- Jelali, M. & Huang, B. (2009), *Detection and diagnosis of stiction in control loops: state of the art and advanced methods*, Springer.
- Kano, M., Maruta, H., Kugemoto, H. & Shimizu, K. (2004), Practical model and detection algorithm for valve stiction, in 'IFAC symposium on dynamics and control of process systems', pp. 5–7.
- Karnopp, D. (1985), 'Computer simulation of stick-slip friction in mechanical dynamic systems', *Journal of dynamic systems, measurement, and control* **107**(1), 100–103.
- Karra, S. & Karim, M. N. (2009a), 'Alternative model structure with simplistic noise model to identify linear time invariant systems subjected to non-stationary disturbances', *Journal of Process Control* **19**(6), 964–977.
- Karra, S. & Karim, M. N. (2009b), 'Comprehensive methodology for detection and diagnosis of oscillatory control loops', *Control Engineering Practice* **17**(8), 939–956.
- Kayihan, A. & Doyle III, F. J. (2000), 'Friction compensation for a process control valve', *Control engineering practice* **8**(7), 799–812.
- Kvam, A. (2009), Detection of stiction in control valves: an algorithm for the offshore oil and gas industry, Master's thesis, Norwegian University of Science and Technology - Department of Engineering Cybernetics.
- Lee, K. H., Ren, Z. & Huang, B. (2008), Novel closed-loop stiction detection and quantification method via system identification, in 'ADCONIP conference, Jasper, Canada', pp. 4–7.
- Miao, T. & Seborg, D. E. (1999), Automatic detection of excessively oscillatory feedback control loops, in 'International Conference on Control Applications, Hawaii, USA', Vol. 37, p. 38.
- Miller, R. (2000), 'Loop scout regulatory control performance study', *Honeywell unpublished report*.
- Ninness, B. & Gibson, S. (2002), 'Quantifying the accuracy of hammerstein model estimation', *Automatica* **38**(12), 2037–2051.
- Olsson, H. (1996), Control systems with friction, PhD thesis, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology.

- Olsson, H., Åström, K. J., Canudas de Wit, C., Gäfvert, M. & Lischinsky, P. (1998), ‘Friction models and friction compensation’, *European Journal of Control* **4**(3), 176–195.
- Paiola, C. E. G. (2008), Técnicas intrusivas de detecção de atrito em válvulas de controle., Master’s thesis, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.
- Rinehart, N. (1997), The impact of control loop performance on the successful application of advanced control, *in* ‘Aspen world conference proceedings’.
- Rinehart, N. F. & Marshalltown, I. (2006), A different perspective on plant reliability, *in* ‘Annual Symposium On Instrumentation For The Process Industries’, Vol. 61, Instrument Society Of America, p. 89.
- Romano, R. A. (2010), Identificação de processos não-lineares e quantificação de atrito em válvulas de controle., PhD thesis, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.
- Romano, R. A. & Garcia, C. (2007), ‘Comparison between two friction model parameter estimation methods applied to control valves’, *Proceedings of the 8th IFAC Symposium on Dynamics and Control of Process Systems* pp. 303–308.
- Rossi, M. & Scali, C. (2004), ‘Automatic detection of stiction in actuators: a technique to reduce the number of uncertain cases’, *IFAC Symposium on Dynamics and Control of Process Systems-7th International Conference, Cambridge (USA)* .
- Rossi, M. & Scali, C. (2005), ‘A comparison of techniques for automatic detection of stiction: simulation and application to industrial data’, *Journal of Process Control* **15**(5), 505–514.
- Scali, C. & Ghelardoni, C. (2008), ‘An improved qualitative shape analysis technique for automatic detection of valve stiction in flow control loops’, *Control Engineering Practice* **16**(12), 1501–1508.
- Silva, B. C. & Garcia, C. (2014), ‘Comparison of stiction compensation methods applied to control valves’, *Industrial & Engineering Chemistry Research* **53**(10), 3974–3984.
- Singhal, A. & Salsbury, T. I. (2005), ‘A simple method for detecting valve stiction in oscillating control loops’, *Journal of Process Control* **15**(4), 371–382.

- Srinivasan, R. & Rengaswamy, R. (2005), ‘Stiction compensation in process control loops: A framework for integrating stiction measure and compensation’, *Industrial & engineering chemistry research* **44**(24), 9164–9174.
- Srinivasan, R. & Rengaswamy, R. (2008), ‘Approaches for efficient stiction compensation in process control valves’, *Computers & Chemical Engineering* **32**(1), 218–229.
- Srinivasan, R., Rengaswamy, R., Narasimhan, S. & Miller, R. (2005), ‘Control loop performance assessment. 2. hammerstein model approach for stiction diagnosis’, *Industrial & engineering chemistry research* **44**(17), 6719–6728.
- Stenman, A., Gustafsson, F. & Forsman, K. (2003), ‘A segmentation-based method for detection of stiction in control valves’, *International Journal of Adaptive control and signal processing* **17**(7-9), 625–634.
- Thornhill, N. & Hägglund, T. (1997), ‘Detection and diagnosis of oscillation in control loops’, *Control Engineering Practice* **5**(10), 1343–1354.
- Thornhill, N., Huang, B. & Zhang, H. (2003), ‘Detection of multiple oscillations in control loops’, *Journal of Process Control* **13**(1), 91–100.
- Thyagarajan, T. & Yu, C.-C. (2003), ‘Improved autotuning using the shape factor from relay feedback’, *Industrial & engineering chemistry research* **42**(20), 4425–4440.
- Torres, B. S., de Carvalho, F. B., de Oliveira Fonseca, M. & Seixas Filho, C. (2006), ‘Performance assessment of control loops—case studies’, *International Symposium on Advanced Control of Chemical Processes, Gramado, Brasil*.
- Uehara, D. (2009), Detecção e quantificação de atrito em válvulas de controle., Master’s thesis, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.
- Uehara, D., Garcia, C. & Romano, R. A. (2008), Comparação e equivalência dos modelos de atrito de kano e karnopp aplicados a válvulas de controle, *in* ‘Anais do 17th Congresso Brasileiro de Automatica, Juiz de Fora, Brasil’, pp. 14–17.
- van Geffen, V. (2009), A study of friction models and friction compensation, Technical report, Technische Universiteit Eindhoven, Department of Mechanical Engineering.

Xiang Ivan, L. Z. & Lakshminarayanan, S. (2009), 'A new unified approach to valve stiction quantification and compensation', *Industrial & Engineering Chemistry Research* **48**(7), 3474–3483.

Yamashita, Y. (2006), 'An automatic method for detection of valve stiction in process control loops', *Control Engineering Practice* **14**(5), 503–510.

Apêndice A

Implementação do compensador CF no LabVIEW™

Como dito no capítulo 4, todos os experimentos foram realizados por meio de uma arquitetura *hardware in the loop*, como mostrado na figura 4.1: a válvula de controle é o único elemento físico existente, enquanto os demais componentes da malha foram simulados no software LabVIEW™. A interface entre os ambientes real e simulado é feita por uma placa de aquisição de dados da National Instruments™ (modelo NI6221), a partir da medição da posição da haste da válvula e transmissão da saída do controlador.

O diagrama de blocos criado no LabVIEW™ para a etapa de quantificação de atrito utilizou apenas os blocos já existentes no software, exibidos na paleta de controles; o mesmo ocorreu para o compensador eCR durante a etapa de compensação de atrito, tendo como referência as figuras 3.27, 3.28 e 3.29. Para o compensador CF (compensador *knocker* em conjunto com a estrutura de supervisão *Control Freezing*), o diagrama de blocos construído é mostrado na figura A.1 em uma versão simplificada, visto que diversas funções criadas (ex: seleção de operação em modo automático/manual, ajuste de faixa das variáveis associadas à placa de aquisição de dados, acionamento/desacionamento do compensador, exibição de gráficos, ajuste de ganhos e diversas outras funções) não são mostradas.

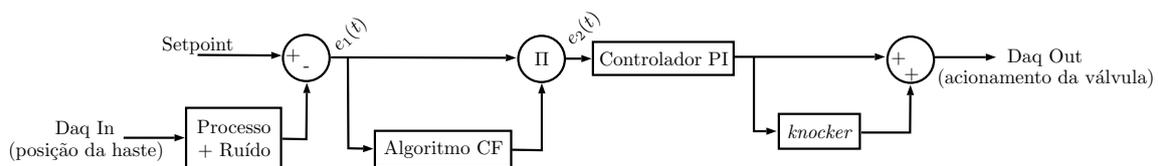


Figura A.1: Diagrama de blocos simplificado do compensador CF no LabVIEW™

Uma peculiaridade desta metodologia é que tanto o *knocker* quanto o algoritmo CF foram implementados utilizando o módulo LabVIEW MathScript RT™, uma

biblioteca adicional do LabVIEW™ que utiliza a linguagem MATLAB™. Todos os códigos foram desenvolvidos pelo autor deste trabalho, sendo detalhados a seguir.

A.0.1 Código do compensador *knocker*

Código do compensador *knocker* no módulo LabVIEW MathScript RT™

```
1 if inc == 0
2     proximo_uc_tp = uc;
3 end
4
5 if inc < (ganho_tau + 1)
6     uk = a*sign(uc-uc_tp);
7 else
8     uk = 0;
9 end
10
11 inc = inc+1;
12
13 if inc == ganho_hk+2
14     uk = 0;
15     inc=0;
16     uc_tp = proximo_uc_tp;
17 end
18
19 saida = uk;
```

Para o seu funcionamento correto, o bloco desenvolvido para o compensador *knocker* utiliza dois tipos de dados, que serão aqui diferenciados pelos nomes “parâmetro” ou “variável”.

O primeiro tipo diz respeito aos valores ajustados pelo usuário, necessários para a descrição do formato dos pulsos de correção. Desta forma, são 3 os parâmetros que devem ser definidos: a amplitude a , largura de pulso τ e intervalo h_k entre cada pulso do *knocker*, como mostrado na figura 3.24. A amplitude será denotada pelo parâmetro a . Já τ e h_k , que em Hägglund (2002) são definidos como múltiplos do tempo de amostragem h , foram substituídos no LabVIEW™ pelos parâmetros `ganho_tau` e `ganho_hk`, dados por

$$\begin{aligned}\text{ganho_tau} &= \tau/h \\ \text{ganho_hk} &= h_k/h,\end{aligned}$$

fazendo com que os ajustes de largura e intervalo entre cada pulso se tornam independentes do valor escolhido para o tempo de amostragem.

Por sua vez, os dados do tipo “variável” são caracterizados por não serem valores fornecidos pelo usuário, podendo ainda ser internos ou externos: a única variável externa é o valor do sinal de controle no instante atual, representada pela variável `uc`, necessária para determinar a direção na qual o *knocker* será aplicado; as demais variáveis utilizadas no código são internas, visto que seus valores são definidos a partir de resultados obtidos em iterações anteriores. No total, são 3 as variáveis internas utilizadas no código (todas inicializadas em 0): `inc`, `uc_tp` e `proximo_uc_tp`. A primeira faz referência à contagem de tempo transcorrido, enquanto as demais servem para o cálculo do sinal de controle no instante t_p , que representa o início do pulso de correção anterior. A saída do bloco é dada pela variável `saida`.

A.0.2 Código do algoritmo CF

Código do algoritmo *Control Freezing* no módulo LabVIEW MathScript RT™

```
1 if abs(erro) < ref
2     inc_down=inc_down+1;
3 else
4     inc_down=0;
5 end
6
7 if inc_down >= t_in/h + 2
8     init=0;                                %Desabilita o PID
9 end
10
11 if abs(erro) > ref
12     inc_up=inc_up+1;
13 else
14     inc_up=0;
15 end
16
17 if inc_up >= t_out/h + 2
18     init=1;                                %Habilita o PID
19 end
20
21 Ucf = init;
```

Assim como no compensador *knocker*, o bloco para a implementação do algoritmo CF no LabVIEW™ também utiliza os mesmo tipos de dados definidos anteriormente. São 3 os parâmetros que devem ser definidos pelo usuário: `ref`, `t_in` e `t_out`, que representam os termos v_r , t_1 e t_2 , na equação (3.10), respectivamente. As variáveis internas são dadas por `inc_up`, `inc_down` e `init`: as duas primeiras, inicializadas em 0, são referentes aos intervalos de tempo em que o módulo do erro se mantém abaixo ou acima do limiar de referência; já a variável `init`, inicializada em 1, está associada ao acionamento/desacionamento do controlador, que é realizado através do ajuste $e_2(t)$ (“erro virtual”) na figura A.1. A única variável externa utilizada pelo bloco é o erro $e_1(t)$ (“erro real”), sendo necessário informar o valor h do tempo de amostragem utilizado.